

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université du 20 Août 1955- Skikda

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

Réf. : D 012119015 D



Thèse

En vue de l'obtention du diplôme de :

DOCTORAT EN SCIENCES

Spécialité : Electrotechnique

Thème

**Diagnostic et commande d'un système
Multi sources de production d'énergie électrique**

Par : Sihem DJEBBRI

Soutenu Le : 25 / 07 /2019 Devant Le Jury:

Président	Mr Medoued Ammar	Pr	Université de Skikda
Directeur	Mr Metatla Abderrezak	Pr	Université de Skikda
Co- Directeur	Mr Ladaci Samir	Pr	ENP Constantine
Examineurs	Mr Abene Abderrahmen	HDR	Université de Valenciennes (France)
	Mr Djennoune Said	Pr	Université de Tizi ousou
	Mr Kelaiaia Ridha	MCA	Université de Skikda
	Mr Soufi Youcef	MCA	Université de de Tebessa

● بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ

"اقْرَأْ بِاسْمِ رَبِّكَ الَّذِي خَلَقَ (1) خَلَقَ الْإِنْسَانَ مِنْ عَلَقٍ (2) اقْرَأْ وَرَبُّكَ الْأَكْرَمُ
(3) الَّذِي عَلَّمَ بِالْقَلَمِ (4) عَلَّمَ الْإِنْسَانَ مَا لَمْ يَعْلَمْ (5)"

● بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ

" رب أوزعني أن أشكر نعمتك التي أنعمت علي "

Remerciements

Avant tout, mes remerciements vont à Allah le tout puissant qui m'a aidée à faire ce travail et qui m'a donné le courage, la patience et la santé durant toutes ces longues années d'étude afin que je puisse arriver à ce niveau.

Ce travail de recherche a été effectué au sein de l'université de 20 Aout 1955 Skikda, sous la direction du Dr Abderrezak METATLA, Professeur à l'université 20 août Skikda. A cette occasion, je tiens à le remercier pour ces encouragements, ses précieux conseils et sa patience durant toutes ces années.

Je tiens à remercier aussi le co-directeur de thèse, Dr Samir LADACI, Professeur à l'école nationale polytechnique de Constantine pour sa disponibilité, son soutien scientifique, ses précieux conseils, pour la confiance qu'il m'a accordée et pour ces réponses scientifiques dont il m'a fait l'honneur et pour le temps qu'il m'a réservé malgré ses nombreuses occupations scientifiques.

Je tiens à exprimer ma gratitude envers les membres de jury pour leur disponibilité :

Monsieur Ammar MEDOUED, Professeur à l'université 20 août Skikda qui m'a fait l'honneur de présider ce jury, ainsi que Monsieur Ridha KELAIAIA, Maître de conférences à l'université 20 août Skikda et Monsieur ABENE Abderrahmen HDR de l'Université de Valenciennes qui m'ont fait l'honneur d'accepter d'évaluer ce travail de thèse.

Je remercie vivement, Mr. DJENNOUNE Said, Professeur à l'Université Mouloud Maamri de Tizi ouzou et Mr. SOUFI Youcef, MCA de l'Université de Tebessa qui ont également accepté de participer à l'examen de cette thèse. Je les en remercie et leur exprime ma profonde reconnaissance.

J'adresse mes remerciements à ma collègue et amie proche M^{me} Hanene Balaska de l'université de Skikda, pour son soutien et ses réponses scientifiques à mes questions dans le domaine de l'automatique et pour le temps qu'elle m'a réservé malgré ses occupations familiale et son travail de recherche. J'adresse un grand merci à tous ceux et celles qui m'ont aidée de près ou de loin durant ces années de recherche et d'études. Je ne peux conclure sans un mot de remerciement à tous mes enseignants tout le long de ma formation.

Enfin, un grand merci à mes parents, mon mari pour leur soutien surtout durant les deux dernières années.

M^{me} Sihem Djebbri

Dédicaces

A mes chers parents
A mon cher frère et à mes chères sœurs
A mon mari, mes enfants et toute ma famille
A toute ma belle-famille
A mes collègues et amis
A tous mes enseignants et mes étudiants
A tous ceux qui veulent le savoir.

Résumé

Les objectifs de ce travail sont le diagnostic et la commande d'un système multi-sources de production d'énergie électrique. Ce système est composé d'un système éolien et un autre PV, d'un banc de batteries d'acide-plomb et d'un générateur diesel. Le tout alimentant une charge donnée. Ces sources sont interfacées par des convertisseurs d'électronique de puissance afin de maintenir la tension du bus à une valeur de référence pour une alimentation correcte de la charge.

Dans un premier temps, on a commencé par le diagnostic où nous proposons la méthode de génération de résidus pour la détection de défauts dans les convertisseurs statiques DC/DC du couplage d'un système multi-sources sur un bus continu.

Et dans un deuxième temps, nous avons développé une stratégie de commande adaptative d'ordre fractionnaire pour régler la puissance délivrée par chaque source en contrôlant le courant qu'elles débitent dans la charge tout en maintenant constante la tension sur le bus continu. Deux types de commandes ont été implémentées sur les convertisseurs de couplage DC/DC, la première approche de commande utilisée est celle basée sur des régulateurs classiques PI et PID, la deuxième approche est la commande adaptative proposée basée sur un modèle de référence entier MRAC et fractionnaire FO-MRAC. Enfin une deuxième application a été réalisée sur un système éolien pour démontrer l'efficacité de la technique des régulateurs fractionnaires par rapport aux régulateurs classiques.

Mots clef

Système éolien, système PV, batterie, générateur diesel, système multi-sources, modélisation, diagnostic, défaut, résidus, commande, régulateurs, MRAC, FO-MRAC.

ملخص

أهداف عمل هذه الرسالة هو تشخيص و مراقبة نظام متعدد منابع لانتاج الطاقة الكهربائية، هذا النظام مكون من منبع لطاقة الرياح ، منبع للطاقة الشمسية، مخزن للطاقة و مولد ديزال، الكل يغذي حمولة معينة، هذه المنابع مرتبطة بواسطة محولات لالكترونيك الاستطاعة بهدف حفظ الجهد عند قيمة مرجعية من أجل تغذية صحيحة للحمولة.

بداية بالتشخيص ، أين اقترحنا طريقة توليد البواقي لكشف الخلل بالنسبة للمحولات المستمرة المستعملة في ربط النظام متعدد المنابع.

بعد ذلك قمنا بتحليل استراتيجية للتحكم من أجل تعديل الاستطاعة المولدة من كل منبع للطاقة المتجددة بالتحكم في التيار الذي تحرره في الحمولة و المحافظة على جهد ثابت في عمود الربط المستمر، و هذا عن طريق القيام بنوعين من التحكم على محولات الربط المستمرة ، التحكم الاول كلاسيكي عن طريق معدلات PI ، PID و الثاني عن طريق التحكم المكيف بنظام مرجعي ذو درجة صحيحة MRAC أو حقيقية FOMRAC. و في الاخير تطبيق ثاني قمنا به على نظام الطاقة الهوائية لاثبات فعالية المعدلات الجزئية بالمقارنة مع الكلاسيكية.

كلمات المفتاح

منبع لطاقة الرياح ، منبع للطاقة الشمسية ، مخزن للطاقة ، مولد ديزال ، نظام متعدد المنابع ، تمثيل ، تشخيص ، عطل ، توليد البواقي ، تحكم، معدلات ، MRAC ، FO-MRAC.

ABSTRACT

The objectives of this work are the diagnosis and the control of a multisource system of electrical energy production. This system consists of a wind system, a photovoltaic panel system, a bench of acid-lead batteries and a diesel generator. The whole is feeding a given load. These sources are interfaced by converters of power electronics in order to maintain the bus voltage at a reference value for a correct alimentation of the load.

We are starting with the system diagnosis, where we propose the method of residues generation for the detection of defects in the static inverters DC/DC in the coupling of the multisource system on a continuous bus.

Then we propose a new approach of adaptive control design to regulate the power delivered by each source by controlling the current feeding the load while maintaining constant the voltage on the continuous bus. Two types of control are implemented on the DC/DC coupling converters: the first control is based on classical PI and PID regulators, the second are adaptive control with integer model the reference MRAC and fractional order model reference FO-MRAC. Finally a second application was carried out on a wind system to show the effectiveness of the fractional regulators compared to the classical ones.

Key words

Wind system, PV system, Battery, diesel generator, multisource system, Modeling, diagnosis, defect, residues, Control, regulators, MRAC, FO-MRAC.

SOMMAIRE

Remerciements

Résumé

Liste des figures et tableaux

Liste des symboles

INTRODUCTION GENERALE.....1

Chapitre I Généralité sur les énergies renouvelables

I.1	Introduction	6
I.2	Energies renouvelables	7
I.2.1	Energie hydraulique	7
I.2.2	Energie biomasse	8
I.2.3	Energie géothermie	8
I.2.4	Energie solaire	8
I.2.4.1	Historique de l'énergie photovoltaïque	9
I.2.4.2	Principe de conversion photovoltaïque	10
I.2.4.3	Différents systèmes photovoltaïques	10
I.2.4.3.1	Système autonome sans batterie	10
I.2.4.3.2	Système autonome avec batterie	10
I.2.4.3.3	Système photovoltaïque hybride	10
I.2.4.3.4	Système photovoltaïque raccordé au réseau	10
I.2.4.4	Avantages et inconvénients d'une installation PV	11
I.2.5	Energie éolienne	11
I.2.5.1	Historique et croissance de l'exploitation de l'énergie éolienne... ..	13
I.2.5.2	Principe de fonctionnement d'une éolienne	14
I.2.5.3	Différents types des éoliennes	15
I.2.5.4	Structure des systèmes de conversion de l'énergie éolienne	16
I.2.5.5	Intérêt de la vitesse variable de l'éolienne	20
I.2.5.6	Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne	21
I.3	Système multi-sources de production d'énergie électrique	21
I.3.1	Historique sur les systèmes multi sources	21
I.3.2	Différentes configuration des systèmes multi sources	22
I.3.3	Présentation du système étudié	26
I.4	Conclusion	27

Chapitre II Modélisation du système multi sources

II.1	Introduction.....	28
II.2	Modélisation des composants du système Multi-sources.....	29
II.2.1	Système éolien.....	29
II.2.1.1	Introduction.....	29
II.2.1.2	Modélisation du système éolien.....	29
II.2.1.2.1	Modélisation de la turbine.....	29
II.2.1.2.2	Modélisation de la GADA.....	31
II.2.2	Système photovoltaïque.....	33
II.2.2.1	Introduction.....	33
II.2.2.2	Types des cellules photovoltaïques.....	34
II.2.2.2.1	Cas d'une cellule idéale.....	34
II.2.2.2.2	Modèle à quatre paramètres.....	34
II.2.2.2.3	Modèle à cinq paramètres.....	35
II.2.2.2.4	Modèle de double-diodes.....	36
II.2.3	Modélisation du convertisseur DC/DC du couplage du système multi-sources.....	36
II.2.3.1	Introduction.....	36
II.2.3.2	Types des convertisseurs continu/continue.....	37
II.2.3.3	Structure des convertisseurs continu-continu pour le couplage des sources sur le bus continu.....	38
II.2.3.3.1	Convertisseur continu-continu survolteur.....	38
II.2.3.3.2	Modèle proposé.....	39
II.2.3.3.3	Représentation d'état du couplage d'un convertisseur statique.....	41
II.2.3.3.3.1	Représentation d'état de la phase 1..	44
II.2.3.3.3.2	Représentation d'état de la phase 3..	44
II.2.3.3.3.3	Représentation d'état de la phase 2 ..	45
II.2.3.3.3.4	Représentation d'état de la phase 4 ...	46
II.2.3.3.4	Modèle d'état moyen d'un convertisseur.....	47
II.2.3.3.5	Modélisation par représentation d'état du couplage de deux convertisseurs statiques identiques sur un bus continu.....	49
II.2.3.3.6	Généralisation au couplage de n convertisseurs statiques identique sur un bus continu.....	53
II.3	Résultat de simulation.....	54
II.4	Conclusion.....	58

Chapitre III diagnostic de défauts dans le système multi sources

III.1	Introduction.....	59
III.2	Différents type de défaut.....	59
III.2.1	Défauts capteurs.....	60
III.2.2	Défauts actionneurs.....	61

III.2.3	Défauts composants.....	62
III.2.3.1	Défaut Abrupt.....	62
III.2.3.2	Défaut Graduel.....	63
III.3	Généralité sur le diagnostic.....	63
III.3.1	Definition de diagnostic.....	63
III.3.2	Etapas de diagnostic industriel.....	64
III.4	Classification des méthodes de diagnostic.....	64
III.4.1	Méthodes sans modèle.....	65
III.4.1.1	Méthodes qualitatives.....	66
III.4.1.1.1	Analyse en composantes principales.....	66
III.4.1.1.2	Reconnaissance de forme.....	66
III.4.1.1.3	Analyse qualitative des tendances.....	67
III.4.1.1.4	Analyse spectrale.....	67
III.4.1.1.5	Réseaux de neurones.....	67
III.4.1.2	Méthodes quantitatives.....	68
III.4.1.2.1	AMDE (Analyse des Modes de défaillances et de leurs Effets).....	68
III.4.1.2.2	Arbre de défaillances.....	69
III.4.1.2.3	Systèmes experts.....	69
III.4.2	Méthodes à base de modèle.....	70
III.4.2.1	Méthodes qualitatives.....	71
III.4.2.1.1	Graphes causaux (ou graphe d'influence)	71
III.4.2.1.2	Logique floue.....	72
III.4.2.2	Méthodes quantitatives.....	72
III.4.2.2.1	Estimation paramétrique.....	72
III.4.2.2.2	Espace de parité.....	72
III.4.2.2.3	Approche à base d'observateurs.....	73
III.5	Détection et identification des défauts (FDI) à l'aide des observateurs.....	73
III.5.1	Définition d'observateur.....	73
III.5.2	Modélisation des défauts additifs.....	74
III.5.3	Problème fondamental de génération de résidus.....	75
III.5.4	Isolation de défauts.....	76
III.5.4.1	Approche par observateur dédié DOS.....	76
III.5.4.2	Approche par observateur généralisé GOS.....	76
III.6	Détection de défaut dans le couplage d'un système multi sources par la technique des résidus.....	77
III.6.1	Designation des résidus.....	77
III.6.2	Robustesse des résidus pour détection de défauts.....	79
III.7	Résultats de simulation.....	82
III.8	Conclusion.....	83

Chapitre IV Systèmes d'ordre fractionnaire et la théorie de la commande adaptative

IV.1	Introduction.....	85
IV.2	Historique sur les systèmes d'ordre fractionnaire.....	86
IV.3	Commande d'ordre fractionnaire.....	86
IV.3.1	Domaines d'application des systèmes fractionnaires.....	87
IV.4	Calcul Fractionnaire.....	88

IV.4.1	Définitions fondamentales	88
IV.4.1.1	Définition de Riemann-Liouville.....	88
IV.4.1.2	Définition de Caputo.....	89
IV.4.1.3	Définition de Gründwald-Leitnikov.....	89
IV.4.2	Propriétés des opérateurs d'ordre fractionnaire	90
IV.4.3	Transformée de Laplace des opérateurs d'ordre fractionnaire	90
IV.4.3.1	Transformée de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire	90
IV.4.3.2	Transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire	91
IV.5	Méthodes d'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire.....	91
IV.5.1	Méthodes Fréquentielles	92
IV.5.1.1	Approximations utilisant l'expansion des fractions continues et les techniques d'interpolation	92
IV.5.1.2	Approximations utilisant l'ajustement de courbes ou les techniques d'identification	92
IV.5.1.2.1	Méthode d'Oustaloup	92
IV.5.1.2.2	Méthode de Charef : Fonction de singularité ...	93
IV.5.1.2.2.1	Système du premier ordre fractionnaire	93
IV.5.1.2.2.2	Système du second ordre fractionnaire	94
IV.5.2	Méthodes Numériques	95
IV.5.2.1	Méthode directe de discrétisation.....	95
IV.5.2.2	Méthode indirecte de discrétisation.....	96
IV.6	Commande adaptative à modèle de référence d'ordre Fractionnaire.....	96
IV.6.1	Introduction	96
IV.6.2	Commande adaptative	97
IV.6.2.1	Commande adaptative indirecte.....	98
IV.6.2.2	Commande adaptative directe	99
IV.6.2.2.1	Avantages de la commande adaptative directe	99
IV.6.2.2.2	Schéma de principe de la commande adaptative directe	100
IV.6.3	Caractéristiques des systèmes de commande adaptative	100
IV.7	Commande Adaptative à Modèle de Référence MRAC.....	101
IV.7.1	Types des systèmes adaptatifs à modèle de référence	101
IV.7.2	Description d'un SAMR.....	102
IV.7.3	Suivi du modèle	102
IV.7.4	Loi de M.I.T.....	104
IV.8	Réalisation du régulateur CAMR	106
IV.8.1	Structure du régulateur.....	106
IV.8.2	Erreur du modèle.....	107
IV.8.3	CAMR avec intégration d'ordre fractionnaire	109
IV.8.3.1	Introduction	109
IV.8.3.2	Stratégie de commande	109
IV.9	Conclusion.....	110

Chapitre V Résultats de simulation du système Multi-source

V.1	Introduction.....	111
V.2	Commande du couplage d'un système multi sources (Convertisseur DC/DC)..	112
V.2.1	Commande de Convertisseur DC/DC à base des régulateurs classique.	112
V.2.1.1	Introduction.....	112
V.2.1.2	Présentation des boucles de régulation.....	112
V.2.1.3	Linéarisation du système.....	114
V.2.1.4	Synthèse des régulateurs du système de régulation en cascade.....	116
V.2.1.4.1	Synthèse du régulateur pour la boucle de courant.....	116
V.2.1.4.2	Synthèse du régulateur pour la boucle de tension..	119
V.2.2	Commande adaptative à modèle de référence fractionnaire FO-MRAC de Convertisseur DC/DC.....	121
V.3	Résultats de Simulation et discussion.....	121
V.3.1	Résultats de simulation de la commande MRAC	122
V.3.1.1	MRAC avec modèle de référence entier.....	122
V.3.1.2	MRAC avec un modèle de référence d'ordre fractionnaire...	126
V.3.1.3	Commande FO-MRAC avec intégral d'ordre fractionnaire	131
V.3.1.4	FO-MRAC avec présence de bruit.....	137
V.3.2	Etude de la variation de la charge.....	141
V.4	Commande de la génératrice asynchrone à double alimentation connecté au système éolien.....	144
V.4.1	Introduction.....	144
V.4.2	Contrôle indépendant des puissances active et réactive.....	145
V.4.2.1	Contrôle par régulateur PI classique.....	146
V.4.2.1.1	présentation de la méthode.....	146
V.4.2.1.2	Résultats de simulation.....	147
V.4.2.2	Contrôle par MRAC fractionnaire.....	148
V.4.2.2.1	Modèle du système.....	148
V.4.2.2.2	Résultats de simulation.....	148
V.4.2.2.2.1	Commande adaptative à modelé de référence entier MRAC.....	148
V.4.2.2.2.2	Commande adaptative à modèle de référence fractionnaire FO-MRAC	150
V.4.2.2.3	Test de robustesse (variation paramétriques)....	154
V.5.	Interprétation des Résultats	156
V.6	Conclusion.....	157
CONCLUSION GENERALE.....		158
ANNEXES		161
REFERENCES.....		165

LISTE DES ACRONYMES

Abréviatiion	Désignation
CAMR	Commande Adaptative à Modèle de Référence
MRAC	Model Reference Adaptive Control
MRAS	Système adaptatif avec modèle de référence (Model Reference Adaptive System)
FO-MRAC	Fractional Order Model Reference Adaptive Control
β	Ordre du modèle de référence fractionnaire
φ	Le rapport cyclique de commande du convertisseur statique.
RST	Régulateur polynomial RST est composé de trois polynômes R(s), S(s) et T(s) ; s : operateur de Laplace.
SISO	Mono-Entrée Mono-Sortie (Single Input Single Output)
MIMO	Multi-Entrées Multi-Sorties (Multiple Input Multiple Output)
AC	Courant alternatif
DC	Courant continu
GE	Générateur Eolien
PV	Photovoltaïques
GPV	Générateur Photovoltaïque
GD	Générateur Diesel
P_{\max}	Puissance maximale
ZVS	Zéro Voltage Switch (commutation de tension nulle)
n	Rapport de transformation du transformateur.
K_i	Gain intégral

K_d	Gain de dérivation
K_p	Gain Proportionnel
PI	Proportionnel – Intégral

NOTATIONS GENERALES

Symboles	Dénomination	Unité
P_n	Puissance nominale	[W]
ω_n	Vitesse nominale	[tr/min]
V_n	Tension nominale	[V]
i_g	Courant prélevé sur la source	[A]
r_{mos}	Résistance du canal des transistors MOSFET	[Ω]
r_p	Résistance du primaire du transformateur	[Ω]
r_s	Résistance du secondaire du transformateur	[Ω]
L_M	Inductance de magnétisation du transformateur	[H]
L	Inductance de la bobine	[H]
r_L	Résistance de la bobine	[Ω]
C_{dc}	Capacité du bus continu	[μ F]
C_{eq}	Capacité équivalente	[μ F]
R_{ch}	Résistance de charge	[Ω]
R_{eq}	Résistance équivalente $R_{eq} = (R_e // R_c)$	[Ω]
f	Fréquence de commutation	[Hz]
S	Tension de sortie du convertisseur DC/DC	[V]
S_{ref}	Tension de référence	[V]
ΔS	L'ondulation de la tension de sortie	[V]

V_g	Tension aux bornes de la source.	[V]
i_g	Courant prélevé sur la source.	[A]
Δi_L	L'ondulation du courant dans l'inductance L	[A]
T_0	La période d'échantillonnage.	[s]

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE -I-

Figures	Titres	Pages
Figure I.1	Organigramme de différents types de sources d'énergies renouvelables	7
Figure I.2	Schéma simplifié d'un système PV avec système de stockage	9
Figure I.3	Conversion de l'énergie cinétique du vent	12
Figure I.4	Principaux organes du système de conversion éolien	12
Figure I.5	Principe de conversion de l'énergie éolienne	14
Figure I.6	Turbine à axe horizontal	15
Figure I.7	Turbines éoliennes à axe vertical	16
Figure I.8	Eolienne à vitesse fixe à base de la machine asynchrone à cage	17
Figure I.9	Eolienne à vitesse variable basée sur une machine asynchrone	18
Figure I.10	Eolienne à vitesse variable basée sur une machine synchrone	19
Figure I.11	Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA	20
Figure I.12	Courbe typique de la puissance produite d'un aérogénérateur à vitesse variable	20
Figure I.13	Configuration du système multi-sources d'énergie renouvelable à bus CC	23
Figure I.14	Architecture à bus à courant alternatif	24
Figure I.15	Configuration du système multi-sources a bus à CC et à CA	25
Figure I.16	Architecture générale du système multi-sources	26

CHAPITRE -II-

Figure II.1	Schéma d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne.	29
Figure II.2	Schéma explicatif de la turbine éolienne.	30
Figure II.3	Influence de l'angle de calage β sur le coefficient de puissance C_p .	31
Figure II.4	Modèle de PARK de GADA (DFIG).	32
Figure II.5	Schéma équivalent d'une cellule idéale.	34
Figure II.6	Circuit équivalent de la cellule PV avec simple diode avec prise en compte	35

	de la résistance série du module	
Figure II.7	Circuit équivalent d'un modèle de simple diode, tenant compte des deux résistances série et shunt du module.	35
Figure II.8	Circuit équivalent d'un modèle de double diodes, tenant compte des deux résistances série et shunt du module.	36
Figure II.9	Configuration du système multi-sources	37
Figure II.10	Convertisseur continu-continu. (a) Survolteur de base. (b) Mise en parallèle de deux survolteurs avec inductances couplées.	38
Figure II.11	Convertisseurs continu-continu avec transformateur asymétrique, Flyback (à gauche) et Forward (à droite).	39
Figure II.12	Différentes structure des convertisseurs continu-continu avec transformateur symétrique. différentes structures, onduleurs (à gauche) et redresseurs (à droite).	40
Figure II.13	Schéma structurel du convertisseur statique	41
Figure II.14	Chronogramme de fonctionnement du hacheur en mode de fonctionnement continu.	42
Figure II.15	Schéma structurel correspondant aux phases 1 et 3	43
Figure II.16	Schéma structurel des phases 2 et 4	43
Figure II.17	Schéma structurel partiel du couplage de deux convertisseurs statiques.	49
Figure II.18	Evolution du courant délivré par les sources 1, 2, 3 et 4 vers la charge.	55
Figure II.19	Courbes des courants illustrant les modes 1, 1 et 3.	56
Figure II.20	Courant nécessaire pour la charge.	56
Figure II.21	Evolution de la tension lors d'un couplage d'une source.	57
Figure II.22	Evolution de la tension lors d'un découplage d'une source.	57
Figure II.23	Evolution de la tension lors d'un couplage, découplage d'une source.	57

CHAPITRE –III-

Figure III.1	Différents types de défauts d'un système physique.	60
Figure III.2	Effet de différents types de défauts capteur sur les mesures.	61
Figure III.3	Représentation graphique des défauts actionneur les plus répandues.	62
Figure III.4	Evolution temporelle d'un défaut: a) abrupt, b) graduel.	63
Figure III.5	Différentes étapes du diagnostic industriel	64
Figure III.6	Classification générale des méthodes de diagnostic.	65
Figure III.7	Schéma général d'un neurone	68
Figure III.8	Structure d'un système de diagnostic à base d'un modèle	71
Figure III.9	Schéma de principe d'un observateur	73
Figure III.10	Schéma de principe de la génération de résidus à base d'un observateur	74
Figure III.11	Principe de localisation de défauts par banc d'observateurs.	77
Figure III.12	Sequences de simulation	78
Figure III.13	Schéma de simulation de diagnostic de défauts d'un système de deux sources par méthode de résidus.	81
Figure III.14	Résidus r_1 , r_3 , r_5 et r_8 en fonction du temps	82

CHAPITRE –IV-

Figure IV.1	Domaines d'application des systèmes fractionnaires	87
Figure IV.2	Principe de la commande adaptative	97
Figure IV.3	Structure de la commande adaptative indirecte	98
Figure IV.4	Structure de la commande adaptative directe	100
Figure IV.5	Structure parallèle d'une commande adaptative à modelé de référence	101
Figure IV.6	Système en boucle fermée avec un régulateur linéaire	103
Figure IV.7	Algorithme classique d'adaptation	105
Figure IV.8	Algorithme d'adaptation avec intégration d'ordre fractionnaire	110

CHAPITRE –V-

Figure V.1	Structure de la commande classique pour le couplage d'une seule source	113
Figure V.2	Schéma fonctionnel représentant le couplage d'un convertisseur statique ZVS	115
Figure V.3	Schéma fonctionnel du convertisseur statique ZVS Full Bridge.	115
Figure V.4	Schéma fonctionnel des boucles de régulation (courant et tension) en cascade.	116
Figure V.5	Réponse indicielle de la boucle de courant.	118
Figure V.6	Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de tension.	119
Figure V.7	Evolution de la tension du convertisseur statique sur le bus continu avec les régulateurs classiques PI et PID.	121
Figure V.8	Diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte du convertisseur DC/DC du système multi-sources	123
Figure V.9	Réponse indicielle de la fonction de transfert en boucle ouvert du convertisseur DC/DC du système multi sources	124
Figure V.10	Réponse de la tension de sortie avec la commande MRAC à modèle de référence entier.	124
Figure V.11	Signal de contrôle avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre entier	125
Figure V.12	Courant du bus continu avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre entier	125
Figure V.13	Signal d'erreur avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre entier	125
Figure V.14	Comparaison entre les réponses indicielle du modèle de référence d'ordre entier $\beta =1$ et fractionnaire (β réel).	126
Figure V.15	Réponse de la tension de sortie avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre fractionnaire ($\beta=0.2$)	127
Figure V.16	Signal de contrôle avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre fractionnaire ($\beta=0.2$)	127
Figure V.17	Courant de bus continu avec la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire ($\beta=0.2$)	127

Figure.V.18	Réponse de la tension de sortie avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre fractionnaire ($\beta=0.7$)	128
Figure.V.19	Signal de contrôle avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre fractionnaire ($\beta=0.7$)	128
Figure V.20	Courant de bus continu avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre fractionnaire ($\beta=0.7$)	129
Figure.V.21	Comparaison des réponses de la tension de sortie obtenue avec MRAC à modèle de référence entier et FO-MRAC à modèle de référence fractionnaire ($\beta=0.7$)	129
Figure V.22	Critère quadratique de l'erreur « J_e » et la fonction de coût « J_u » en fonction de l'ordre fractionnaire β .	131
Figure V.23	Fonction de cout « J_u » en fonction de l'ordre du modèle de référence d'ordre fractionnaire β .	131
Figure V.24	Réponse de la tension de sortie pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire avec intégration d'ordre fractionnaire ($\beta= \lambda =0.2$)	132
Figure V.25	Signal de contrôle pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire avec intégration d'ordre fractionnaire ($\beta= \lambda =0.2$)	132
Figure V.26	Courant de bus continu pour la commande MRAC à modèle de référence et avec intégration d'ordre fractionnaire ($\beta= \lambda =0.2$)	133
Figure V.27	Réponse de la tension de sortie pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire et avec intégration d'ordre fractionnaire ($\beta= \lambda =0.7$)	133
Figure V.28	Signal de contrôle pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire et avec intégration d'ordre fractionnaire ($\beta= \lambda =0.7$)	133
Figure V.29	Courant de bus continu pour la commande MRAC à modèle de référence et avec intégration d'ordre fractionnaire ($\beta= \lambda =0.7$)	134
Figure V.30	Comparaison du critère de l'erreur quadratique J_e pour FO-MRAC avec une loi de commande adaptative d'ordre entier et d'ordre fractionnaire.	135
Figure V.31	MRAC d'ordre fractionnaire avec intégration d'ordre entier et d'ordre fractionnaire $\beta = \lambda=0.7$	135
Figure V.32	Effet de la variation de l'ordre de l'intégration fractionnaire λ sur l'erreur quadratique J_e pour $\beta = 0.7$	137

Figure V.33	Effet de la variation de l'ordre de l'intégration fractionnaire λ sur la fonction de coût J_u pour $\beta = 0.7$	137
Figure V.34	Réponse de la tension de sortie pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire avec intégration d'ordre fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.2$) en présence d'un bruit de 8 %	138
Figure V.35	Signal de contrôle pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.2$) en présence de bruit d'amplitude 8%.	139
Figure V.36	Courant de bus continu avec la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire avec intégration fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.2$) en présence de bruit d'amplitude 8%.	139
Figure V.37	Réponse de la tension de sortie pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.7$) en présence d'un bruit d'amplitude 8 %.	139
Figure V.38	Signal de contrôle pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.7$) en présence de bruit d'amplitude 8%.	140
Figure V.39	Courant de bus continu avec la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire avec intégration fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.7$) avec présence de bruit de 8 %.	140
Figure V.40	Comparaison entre l'erreur quadratique J_e pour FO-MRAC avec intégration et loi de commande adaptative λ en présence de bruit de 8%.	141
Figure V.41	Sortie réelle avec modèle de référence d'ordre entier et une variation paramétrique $R_{chnew}=25\%R_{ch}$ dans l'intervalle [0.15 – 0.2] s	142
Figure V.42	Sortie réelle avec modèle de référence d'ordre entier et une variation paramétrique $R_{chnew}=50\%R_{ch}$ dans l'intervalle [0.15 – 0.2] s	143
Figure V.43	Sortie réelle avec modèle de référence d'ordre entier et une variation paramétrique $R_{chnew}=75\%R_{ch}$ dans l'intervalle [0.15 – 0.2] s	143
Figure.V.44	Sortie réelle avec modèle de référence d'ordre entier et une variation paramétrique $R_{chnew}=25\%R_{ch}$ $R_{chnew}=50\%R_{ch}$ $R_{chnew}=75\%R_{ch}$ dans l'intervalle [0.15 – 0.2] s	143
Figure V.45	Système de production éolien avec stockage.	144
Figure V.46	Schéma bloc de la commande directe.	145

Figure V.47	Contrôle des puissances actives et réactives par régulateur PI	146
Figure V.48	Puissance active avec la commande directe par régulateur PI	147
Figure V.49	Puissance réactive avec la commande directe par régulateur PI	147
Figure V.50	Schéma de la commande adaptative à modèle de référence MRAC du contrôle indépendant des puissances active et réactive de la GADA.	148
Figure V.51	Puissance active P (W) avec la commande MRAC entier	150
Figure V.52	Puissance réactive Q(VAR) avec la commande MRAC entier	150
Figure V.53	Comparaison entre la réponse indicielle du modelé de référence d'ordre entier (bleu) et fractionnaire (rouge) avec $\beta =4$	152
Figure.V.54	Puissance active P (W) avec la commande FO-MRAC fractionnaire avec $\beta =0.4$	152
Figure V.55	Puissance réactive Q (VAR) avec la commande FO-MRAC fractionnaire avec $\beta =0.4$	152
Figure V.56	Comparaison entre la réponse de la puissance active avec la commande MRAC entier (bleu) et FO-MRAC fractionnaire (vert) avec $\beta =0.4$	153
Figure V.57	Comparaison entre la réponse de la puissance réactive avec la commande MRAC entier (bleu) et FO-MRAC fractionnaire (vert) avec $\beta =0.4$	153
Figure V.58	Réponse de la puissance active P(W) avec FO-MRAC et variation de la résistance rotorique R_r (+10%, +25% et +50%)	155
Figure V.59	Zoom de La réponse de la puissance active P(W) avec FO-MRAC et variation de la résistance rotorique R_r (+10%, +25% et +50%)	155
Figure.V.60	Réponse de la puissance réactive Q(VAR) avec FO-MRAC et variation de la résistance rotorique R_r (+10%, +25% et +50%)	155
Figure.V.61	Zoom de La réponse de la puissance réactive Q(VAR) avec FO-MRAC et variation de la résistance rotorique R_r (+10%, +25% et +50%)	156

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1	Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne	21
Tableau I.2	Avantages et inconvénients de la configuration à bus à CC	23
Tableau II.1	Représentation d'état du couplage d'un convertisseur statique	42
Tableau II.2	Modes de fonctionnement des deux convertisseurs	50
Tableau II.3	Séquence de fonctionnement des modes	54
Tableau III.1	Signature des différents défauts sur les résidus obtenus avec l'approche DOS	76
Tableau III.2	Signature des différents défauts sur les résidus obtenus par l'approche GOS	77
Tableau III.3	Robustesse de détection et d'isolation de signature de défauts	80
Tableau III.4	Pourcentage de défauts en fonction des valeurs des résidus	83
Tableau V.1	Erreur « J_e » et la fonction de cout « J_u » par rapport à l'ordre fractionnaire β	130
Tableau V.2	Comparaison du critère de l'erreur quadratique pour FO-MRAC avec une loi de commande adaptative entier (équation IV.30) et d'ordre fractionnaire λ (équation V.48)	134
Tableau V.3	Comparaison du critère de l'erreur quadratique J_e et le critère de cout J_u pour FO-MRAC avec $\beta = 0.7$ et une variation de la loi de commande adaptative entier ($\lambda = 1$) et d'ordre fractionnaire (λ réel).	136
Tableau V.4	Comparaison entre l'erreur quadratique pour FO-MRAC avec intégration et loi de commande adaptative λ en présence de bruit de 8%.	141
Tableau V.5	Etude de la variation de la charge	142
Tableau V.6	Critère d'erreur quadratique J_e et fonction de cout J_u de la puissance active $P(W)$ avec la commande MRAC entier et FO-MRAC fractionnaire avec ($\beta = 0.4 - 0.7 - 0.9$).	153
Tableau V.7	Critère d'erreur quadratique J_e et fonction de cout J_u de la puissance réactive $Q(VAR)$ avec la commande MRAC entier et FO-MRAC fractionnaire avec ($\beta = 0.4 - 0.7 - 0.9$).	154
Tableau V.8	Fonctions de transfert du système avec variation paramétrique de la résistance rotorique R_r	154

Introduction générale

L'énergie électrique est devenue de plus en plus nécessaire pour l'humanité. En effet, l'accès à l'électricité, et la garantie de meilleures conditions de vie sont des facteurs essentiels pour un développement économique. La grande industrialisation de ces dernières décennies et la prolifération des appareils domestiques électriques (climatisation, chauffage, lavage, informatique, médicale, ... etc.) ont mené à des besoins planétaires immenses en énergie électrique. Face à la demande croissante en électricité de nos jours, et loin de l'utilisation des énergies fossiles polluantes (gaz et pétrole), plusieurs pays se sont tournés vers les sources d'énergies renouvelables.

Le vent et le soleil sont les principales ressources naturelles utilisables pour générer de l'énergie électrique. Ces sources d'énergie renouvelable ont aussi l'avantage de ne pas augmenter la quantité de gaz à effet de serre dans l'atmosphère lors de leur utilisation. En plus, elles représentent une grande opportunité pour plus de deux milliards de personnes, habitant les régions isolées, pour accéder à l'électricité.

Dans ce contexte, les nouvelles énergies vertes/renouvelables sont réapparues et prennent peu à peu une place plus importante dans le marché d'électricité. Parmi celles-ci, l'éolien et le photovoltaïque.

L'éolien apparaît actuellement en bonne place comme énergie d'appoint complémentaire à l'énergie fossile et nucléaire. La croissance de l'industrie énergétique de vent a été largement développée pendant la dernière décennie. En juin 2012, la capacité globale de l'énergie due au vent était de 254000 MW, selon l'association mondiale de l'énergie éolienne [1].

Le soleil se trouve aussi à la base de toutes les énergies, Il produit la lumière et la chaleur nécessaires à la vie sur la terre. Ce rayonnement solaire est utilisé pour se chauffer et pour produire de l'énergie électrique. Notant que l'effet photovoltaïque a été découvert en 1839 par le physicien français Edmond Becquerel [2]. En fait, la demande de l'énergie solaire a augmenté de l'excédent de 20% à 25% les 20 dernières années. A cet effet le marché des systèmes photovoltaïques se développe dans le monde entier. De nos jours, l'énergie solaire fournie est autour de 4800 GW [3].

La problématique majeure de ces sources est leur caractère aléatoire. En effet, les fluctuations de la demande selon les périodes annuelles ou journalières ne sont pas corrélées à la disponibilité des ressources d'énergie photovoltaïques et éoliennes. Néanmoins, la combinaison de ces sources sous forme d'une centrale multi-sources représente le plus souvent le choix économique et technologique idéal pour les sites isolés car nécessitant un minimum de maintenance. Elles peuvent ainsi contribuer à résoudre le problème de l'électrification des sites isolés des réseaux de distribution d'électricité.

Cependant le comportement difficilement prévisible et intermittent des sources d'énergie renouvelable constitue une problématique majeure de gestion des flux énergétiques des systèmes multi-sources. A cela s'ajoute le fait qu'une interconnexion de sources de natures différentes met en jeu plusieurs phénomènes imprévisibles pouvant affecter la stabilité et les performances du système. C'est pourquoi, l'amélioration des performances de ces systèmes passe par un choix judicieux des différentes technologies associées, de la stratégie de fonctionnement, de diagnostic et de commande adoptée.

Le terme « système multi-sources » fait allusion aux systèmes de génération d'énergie électrique utilisant plusieurs types des sources. Dans cette notion, la combinaison des sources d'énergie renouvelable comme l'éolienne, le photovoltaïque peut constituer un complément ou une alternative pour la génération d'électricité dans les régions isolées. De nombreuses études ont été menées sur les systèmes multi-sources [4], [5], [6], en particulier sur la gestion des flux de puissance délivrés par chaque source.

Les systèmes d'ordre fractionnaire ont montré une meilleure aptitude pour la modélisation des phénomènes physiques, et des propriétés très intéressantes qui ont fait leur succès dans divers domaines de l'ingénierie.

Depuis le développement de la commande CRONE, introduite par Oustaloup au début des années 1990 [7], beaucoup de techniques de commande ont été proposées dans la littérature ; qui sont basées sur l'utilisation des opérateurs de dérivée et d'intégration d'ordre fractionnaire. La technique CRONE permet dans le domaine fréquentiel la synthèse de commandes dynamiques robustes par retour de sortie pour des systèmes linéaires stationnaires (LTI), monovariables (SISO) [8] ou multivariables (MIMO) [9].

En particulier, plusieurs travaux ont été réalisés dans le domaine de la commande adaptative d'ordre fractionnaire depuis les premiers travaux de Vinagre et al. et Ladaci et

Charef au début des années 2000 [10-11]. En Electrotechnique, on trouve des applications intéressantes dans le domaine du contrôle des machines électriques [12] et des convertisseurs statiques [13].

Le sujet d'étude de la présente thèse concerne la modélisation, le diagnostic et la commande des systèmes multi-sources à énergie renouvelable dans le but d'en améliorer les performances tout en préservant le système de production. Le système d'étude est composé d'un système éolien et d'un autre PV, d'un banc de batteries et d'un générateur diesel. Le tout alimentant une charge donnée. Ces sources sont interfacées par des convertisseurs d'électronique de puissance afin de maintenir la tension du bus à une valeur de référence pour une alimentation correcte de la charge.

Afin de réaliser ces objectifs, nous avons préconisé deux stratégies d'approche parallèles :

La première est le développement d'une technique de diagnostic afin d'augmenter la fiabilité et la durée de vie des systèmes multi-sources. Pour cela, il existe diverses méthodologies dans la littérature spécialisée pour détecter et localiser les défauts de fonctionnement. En effet, on peut citer les méthodes basées sur le concept de redondance comme l'Analyse en Composantes Principales [14], celles qui sont basées sur le concept d'observabilité comme les Observateurs ou le Filtre de Kalman [15] et celles basées sur la technique des résidus [16] qui sera préconisée dans ce travail de thèse.

La deuxième approche étant le développement d'un procédé de commande adaptative d'ordre fractionnaire consistant à réguler la tension de sortie des convertisseurs associant les différentes sources avec la charge sur le bus continu en fonction de la disponibilité énergétique. Cette dernière est généralement évaluée et mesurée en temps réel par des capteurs dédiés.

L'originalité de notre travail repose sur la conception d'une commande adaptative à modèle de référence d'ordre fractionnaire FO-MRAC pour le contrôle efficace de la sortie de tension malgré les fluctuations des signaux et les bruits de mesures. Cette commande permet d'améliorer les performances du système et augmenter sa robustesse comparativement aux techniques de contrôle classiques basées sur les régulateurs PI et PID. Le but principal de la commande adaptative, comme son nom l'indique, consiste à adapter le régulateur en ligne aux variations du procédé régulé pour améliorer les performances des systèmes de commande. L'originalité de la commande proposée est l'introduction des opérateurs d'ordre fractionnaire dans les algorithmes de contrôle.

Organisation de la thèse

Notre thèse s'intéresse au diagnostic et commande d'un système multi-sources de production d'énergie électrique. Elle s'articule autour de 5 chapitres.

Dans le premier chapitre, on a étudié les différents types d'énergies renouvelables qui sont utilisées pour la production d'énergie électrique, en particulier, l'énergie du soleil et l'énergie du vent avec une présentation de l'état de l'art des systèmes multi-sources et leurs différentes configurations. Un intérêt particulier est donné au diagnostic et à la commande des convertisseurs de couplage des sources renouvelables sur un bus à CC.

Dans le deuxième chapitre, on s'est intéressé à la modélisation des différentes parties constituant le système multi-source. Les sources d'énergie renouvelable sont connectées sur un bus à CC. Nous présentons des généralités sur la modélisation des éléments constituant le système multi-source et les travaux de recherche effectués sur ces parties concernant les éoliennes, les panneaux photovoltaïques, un générateur diesel et un système de stockage. Puis nous détaillons la modélisation du couplage d'un système multi-sources réalisé par des convertisseurs DC/DC identiques de type Buck isolé à pont complet et à commutation de tension nulle (ZVS Full Bridge) par représentation d'état du couplage d'un seul convertisseur puis le modèle d'état moyen composé de plusieurs convertisseurs statiques identiques.

Dans le troisième chapitre, nous présentons un état de l'art des différents types de défauts et de leurs influences sur le processus à diagnostiquer. Les différentes méthodes de diagnostic seront présentées, par la suite, une étude des méthodes de génération de résidus sera détaillée et abordée pour son utilisation dans la détection de défauts dans les convertisseurs statique DC/DC d'un système multi-sources sur un bus continu. Enfin, les résultats de simulations sont donnés avec des discussions concernant les performances obtenues par cette méthode de diagnostic.

Le quatrième chapitre, est consacré aux définitions et bases théoriques principales du calcul fractionnaire en général et aux systèmes de commande d'ordre fractionnaire en particulier. Les concepts de base de la commande adaptative à modèle de référence d'ordre entier MRAC et la commande adaptative à modèle de référence d'ordre fractionnaire FO-MRAC sont présentés, avec les définitions et les schémas de commande adaptative concernés par ce travail de recherche pour une bonne compréhension des résultats obtenus.

Enfin, le cinquième chapitre est consacré pour présenter et discuter les résultats de simulation concernant la commande adaptative a modèle de référence d'ordre fractionnaire FO-MRAC du couplage du système multi-sources avec comparaison des résultats obtenu avec ceux des régulateurs classiques. La même technique de commande proposée est appliquée pour le contrôle d'un système éolien avec des résultats de simulation qui montrent un gain important en performance et en robustesse en comparaison avec les régulateurs classique.

La conclusion générale vient clore ce manuscrit, et résumer les différents travaux réalisés dans cette thèse et les perspectives espérées pour ce travail de recherche.

Chapitre I

Généralité sur les énergies renouvelables

Chapitre I

Généralité sur les énergies renouvelables

I.1 Introduction

La production d'électricité par les énergies renouvelable intéresse de plus en plus de pays afin de produire une énergie propre et durable, et l'état avancé de la recherche dans ce domaine démontre une volonté réelle pour le développement des énergies renouvelables pour compléter et même remplacer les sources d'énergie classiques. Ainsi, beaucoup de travaux de recherches sont effectués dans la plupart des laboratoires de recherche dans le monde pour développer ces nouvelles stratégies et utiliser différentes configurations de production de l'énergie renouvelable.

L'avenir n'est en effet pas très prometteur pour les ressources en énergies fossiles dont les réserves ne cessent de diminuer et dont les prix fluctuent énormément en fonction de la conjoncture. La préparation de l'avenir dans le domaine de la production énergétique doit se prévoir dès aujourd'hui, pour pouvoir faire face progressivement aux changements énergétiques inévitables.

On présente dans ce chapitre un aperçu sur les différentes sources d'énergie renouvelable : l'hydraulique, la biomasse, la géothermie, l'énergie solaire et l'énergie éolienne puis un état de l'art sur les systèmes multi-sources et leurs différentes configurations par la présentation des différentes architectures avec un bus continu, alternatif ou mixte. Dans ce travail de thèse nous considérons particulièrement l'architecture avec bus continu.

I.2 Energies renouvelables

La production d'électricité décentralisée « dans des sites isolés » à partir d'énergies renouvelables offre une plus grande sûreté pour l'approvisionnement des consommateurs tout en respectant l'environnement.

Les énergies renouvelables regroupent un grand nombre de systèmes différents, selon la source d'énergie valorisée et la forme d'énergie obtenue. Les principaux types d'énergies renouvelables sont résumés dans l'organigramme de la Figure I.1.

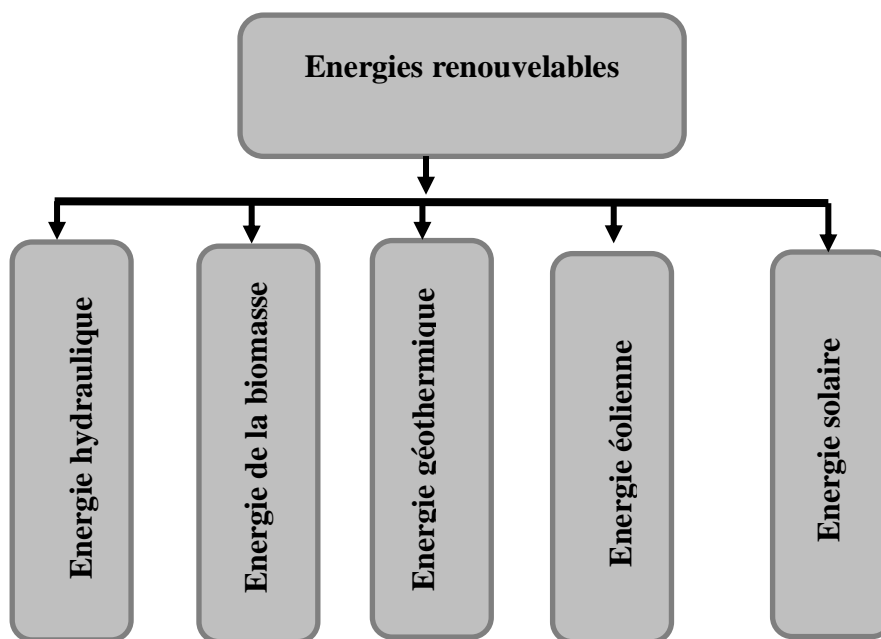


Figure I.1 Organigramme de différents types de sources d'énergies renouvelables

I.2.1 Energie hydraulique

Dans la littérature spécialisée, on trouve un grand nombre de travaux de recherche dans le cadre de l'énergie hydraulique [17]-[18]. Cette énergie est produite par une chute d'eau à deux niveaux, l'un étant plus élevé que l'autre [19] ; le courant d'eau fait tourner des turbines dont l'énergie alimente les générateurs électriques. L'hydraulique est actuellement la première source renouvelable d'électricité [20]. La puissance hydroélectrique installée dans le monde en 2004 était estimée à 715 GW, soit environ 19% de la puissance électrique mondiale. Environ 15 % de toute l'électricité produite en Europe est d'origine hydraulique. On discerne

les petites sources d'énergie hydraulique (inférieure à 10 MW) et les grandes (supérieures à 10 MW) [21].

I.2.2 Energie de biomasse

La biomasse était employée comme source principale d'énergie renouvelable pendant une très longue période de temps [22] et [23].

La biomasse est une énergie produite grâce aux déchets et grâce à la combustion des matières organiques d'origine végétale, animale ou fongique, ou après méthanisation (biogaz) [24], et aussi après de nouvelles transformations chimiques [25].

I.2.3 Energie géothermique

La géothermie est une énergie produite grâce à la chaleur de la terre [26], elle est contenue à l'intérieure de réservoirs souterrains de vapeur d'eau chaude et des roches chaudes [27]. Elle est utilisée comme ressource générant de l'électricité par un procédé très simple : l'eau chaude ou la vapeur extraite des réservoirs géothermiques de la croûte de la terre [28], fait tourner les turbines électriques qui alimentent les générateurs pour produire de l'électricité [29].

I.2.4 Energie solaire

L'énergie solaire photovoltaïque (PV), est la conversion directe de la lumière en électricité grâce à des cellules solaires [30-31], et représente une alternative intéressante et bien adaptée à des besoins limités d'énergie. Beaucoup de chercheurs ont étudié la conception et la réalisation de systèmes photovoltaïques de production d'énergie [32] et les techniques intelligentes pour arriver au point de puissance maximum du système photovoltaïque [3-2]. Alors les performances d'un système PV dépendent fortement des conditions météorologiques, telles que le rayonnement solaire, la température et la vitesse du vent [33-34]. Pour fournir l'énergie d'une manière continue durant toute l'année, un système PV doit donc être correctement dimensionné [35]. Ce qui exige une étude assez rigoureuse dont l'objectifs est de faire le meilleur choix, le meilleur dimensionnement, le plus performant et au moindre coût [36].

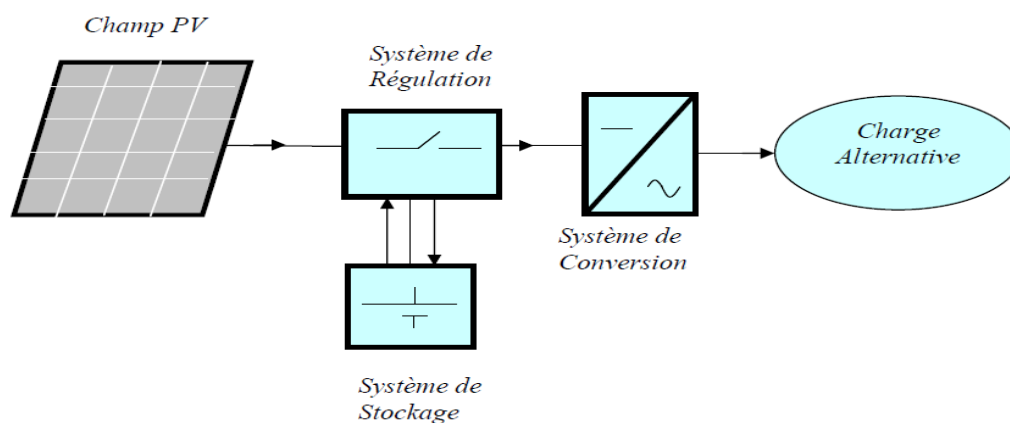


Figure I.2 Schéma simplifié d'un système PV avec système de stockage [37]

I.2.4.1 Historique sur l'énergie photovoltaïque

La découverte de la conversion de la lumière en électricité (effet photovoltaïque) eut lieu en 1839 par le physicien français *Antoine Becquerel*. Puis la formulation et l'explication seront faites en 1887 à partir des travaux sur les ondes électromagnétiques effectuées par le physicien allemand *Heinrich Rudolf Hertz*. Par la suite, Albert Einstein formulera plus tard en 1920 une hypothèse sur la nature particulaire de la lumière (photon) en se basant sur les recherches d'*Hertz* et de *Planck*.

En 1955, dans les laboratoires de *Bell Téléphone*, grâce au trois chercheurs américains *Pearson*, *Chapin*, et *Prince*, la première photopile était élaborée avec un rendement de 6 %. Ce sera le départ de la production à l'échelle industrielle.

On résume ci-dessous quelques dates importantes dans l'énergie le développement de l'énergie photovoltaïque :

1839 : l'effet photovoltaïque était découvert par le physicien français *Edmond Beckerel*.

1875 : *Werner Von Siemens* expose un article sur l'effet photovoltaïque dans les semi-conducteurs devant l'académie des sciences de Berlin.

1954 : La fabrication d'une cellule Photovoltaïque par trois chercheurs américains *Chapin*, *Peason* et *Prince*.

1958 : Les premiers satellites alimentés par des cellules photovoltaïque sont envoyés dans l'espace et la fabrication d'une cellule avec un rendement de 9 %.

1973 : L'alimentation de la première maison par des cellules photovoltaïques est réalisée à l'université de *Delaware*.

1983 : L'alimentation de la première voiture alimentée en énergie solaire en *Australie* parcourt une distance de 4000 Km [2].

I.2.4.2 Principe de conversion photovoltaïque

Le principe de conversion d'énergie photovoltaïque est basé sur le phénomène de l'effet photovoltaïque qui consiste à générer une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La tension produite peut varier entre 0.3 V et 0.7 V en fonction du matériau utilisé ainsi que, la température et du vieillissement de la cellule [37].

I.2.4.3 Différents systèmes photovoltaïques

Il existe plusieurs types de systèmes photovoltaïques :

I.2.4.3.1 Système autonome sans batterie

Dans ce type de système, on branche directement le champ PV à la charge, c'est le cas pour le système de pompage d'eau (donc le réservoir d'eau joue le rôle de stockage).

I.2.4.3.2 Système autonome avec batterie

Dans ce système, pendant la matinée, nous avons une batterie qui stocke l'énergie délivrée par le champ PV, et en dehors de la journée, la batterie joue le rôle de générateur. Ce type de système est le plus exploité dans les zones rurales en Afrique.

I.2.4.3.3 Système photovoltaïque hybride

D'où le nom hybride, ce système fait appel à deux différentes sources d'énergie. Le champ photovoltaïque est couplé soit à une génératrice, à une microcentrale hydraulique, ou une éolienne, On utilise ce type de système lorsque la demande en électricité est importante et qu'on souhaite réduire le coût d'installation PV. C'est le cas par exemple dans les systèmes de pompage d'eau photovoltaïque à très grande puissance.

I.2.4.3.4 Système photovoltaïque raccordé au réseau

Le champ des modules PV est relié au réseau par l'intermédiaire d'un ou plusieurs convertisseurs (onduleurs). Ce système est souvent installé sur une résidence, voire un centre commercial.

I.2.4.4 Avantages et inconvénients d'une installation PV

Avantages

- L'énergie photovoltaïque ne génère ni émissions nocives, ni gaz polluants ni bruit.
- Les systèmes photovoltaïques ont une grande fiabilité.
- Les modules photovoltaïques sont recyclables et les matériaux utilisés pour leur fabrication (aluminium, silicium, verre, etc.) peuvent être réutilisés.
- L'énergie photovoltaïque nécessite peu de maintenance.
- L'énergie photovoltaïque a l'avantage de fournir l'électricité aux zones rurales les plus isolées.
- L'énergie photovoltaïque peut être intégrée dans les bâtiments de manière esthétique.
- L'énergie photovoltaïque reçus par la terre pendant une heure pourrait suffire à la consommation mondiale pendant une année.

Inconvénients

- Un coût élevé de la fabrication du module photovoltaïque relève de la haute technologie.
- Un faible rendement de conversion d'un module (pour une cellule au silicium cristallin la limite théorique est de 28%).
- Le coût du générateur photovoltaïque est accru lorsque le stockage de l'énergie dans des batteries est nécessaire. les performances et la fiabilité du système restent équivalentes pour autant que la batterie et les composants de régulation associés soient judicieusement choisis [36].

I.2.5 Energie éolienne

L'éolienne est basée sur la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique puis la conversion de cette dernière en énergie électrique. L'énergie éolienne a été largement présentée ces dernières années dans plusieurs travaux en domaine de modélisation [1], Commande [38], Optimisation [39] [40] et les différents domaines d'applications [41].

L'énergie électrique est largement plus demandée en hiver et c'est souvent à cette période que la moyenne générale des vitesses des vents est la plus élevée. Donc l'énergie éolienne est une énergie renouvelable non dégradée, et surtout en corrélation saisonnière. De plus, c'est une énergie qui ne génère aucun déchet radioactif ni rejet atmosphérique, elle nécessite des

pales de grandes dimensions (pour des éoliennes de plusieurs mégawatts jusqu'à 60 m) et des mâts, la figure ci-dessous résume la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique.

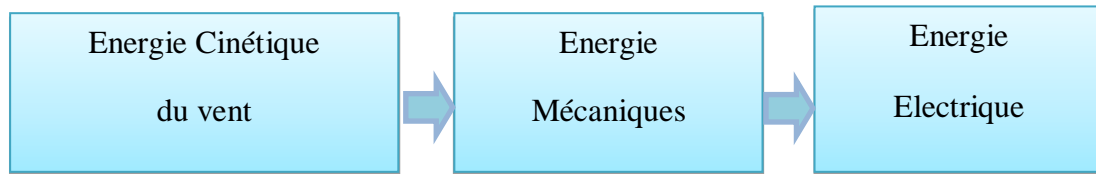


Figure I.3 Conversion de l'énergie cinétique du vent [42].

Le SCE (Système de Conversion Eolien) est constitué principalement d'un générateur électrique, entraîné par une turbine éolienne à travers le multiplicateur et aussi d'un système de commande constitué d'un convertisseur statique, et enfin d'un transformateur relié à un réseau électrique comme illustré dans la figure ci-dessous.

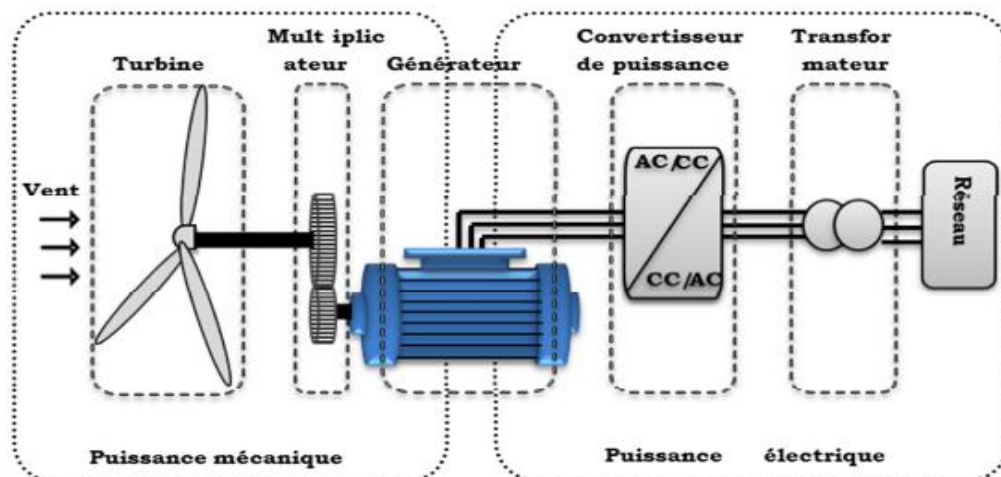


Figure I.4 Principaux organes du système de conversion éolien [43].

I.2.5.1 Historique et croissance de l'exploitation de l'énergie éolienne

Le vent, était une source d'énergie traditionnelle non polluante, depuis plusieurs siècles (avant 3000 ans environ). Le vent a été exploité pour la propulsion des navires, l'entraînement des moulins (en Europe vers le milieu du 19^{ème} siècle environs 200000 moulins à vent), et aussi dans l'industrie de forgeage des métaux et le pompage d'eau. Ces dernières utilisations sont basées sur la conversion de l'énergie du vent captée par des hélices en énergie mécanique exploitable.

Durant les années 1887 et 1888, *Brush USA* (1849-1929) construit ce qui est aujourd'hui considéré comme la première éolienne à fonctionnement automatique pour la production d'électricité. Cette éolienne d'une puissance de 12 kW à ossature en bois avait 144 pales fabriquées en bois de cèdre et un rotor de diamètre de 17 m.

Après l'évolution de l'électricité comme forme moderne de l'énergie électrique et les recherches successives sur les génératrices électriques, « *Le danois Poul La Cour* » a construit en 1891 pour la première fois une turbine à vent générant de l'électricité [44]. Puis il découvrit que les éoliennes à rotation rapide, comprenant un nombre de pales limité sont plus efficaces pour la production d'énergie électrique que celles à rotation lente composées de nombreuses pales.

En 1904, *Poul La Cour* a lancé la première société des ingénieurs en électricité éolienne du monde, qui a compté jusqu'à 356 membres.

En 1918, plus de 120 usines électriques possédaient au Danemark une éolienne dont la puissance moyenne était de 20 à 35 kW. Après *Poul la Cour* a publié la première revue au monde consacrée à l'électricité éolienne.

Georges Darrieus .F : Ingénieur en aéronautique, fut l'inventeur de l'éolienne à axe vertical en 1927. L'éolienne de *Darrieus* est caractérisée par ses pales de rotor en forme de C qu'elle ressemble un peu à un fouet à œufs. Elle est construite avec deux ou trois pales.

Johannes Juul : Ancien élève de *La Cour* et ingénieur electricien. C'est le premier qui réalise une éolienne moderne capable de produire du courant alternatif. En 1956-1957, il construit la plus grande éolienne du monde, la « turbine de Gedser » de puissance de 200 kW qui fonctionne régulièrement pendant onze ans et devient le modèle de référence pour le développement futur de tous les aérogénérateurs (éoliennes équipées avec générateur électrique). Elle fut remise en marche trois ans à partir de l'année de 1977 dans le cadre des projets de recherches de la NASA dans le domaine des grandes turbines électriques [45].

A cause de la crise pétrolière de 1974 qui relança les expériences et les études à une échelle plus élevée, plusieurs pays au monde furent contraints à commencer l'investissement pour développer et moderniser la technologie des aérogénérateurs. Parmi ces investissements, on cite en Californie le premier marché important entre 1980 et 1986, au début avec des turbines de moyenne puissance (55 kW), puis en 1981 un ensemble de 144 machines (avec un total de 7 MW), enfin en 1985 avec 4687 machines d'une puissance totale de (386 MW). Les années suivantes connurent un développement important de l'industrie des éoliennes et surtout dans des pays comme l'Espagne, l'Allemagne, et le Danemark. Dans le marché mondial ces pays ont une contribution importante, en 1998 elle atteint 10000 MW et environ 47000 MW en 2004 avec une augmentation annuelle moyenne de 7500 MW.

I.2.5.2 Principe de fonctionnement d'une éolienne

L'éolienne est un dispositif destiné à convertir l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique, puis la transformation de cette dernière en énergie électrique est assurée par un générateur électrique de type asynchrone ou synchrone [46].

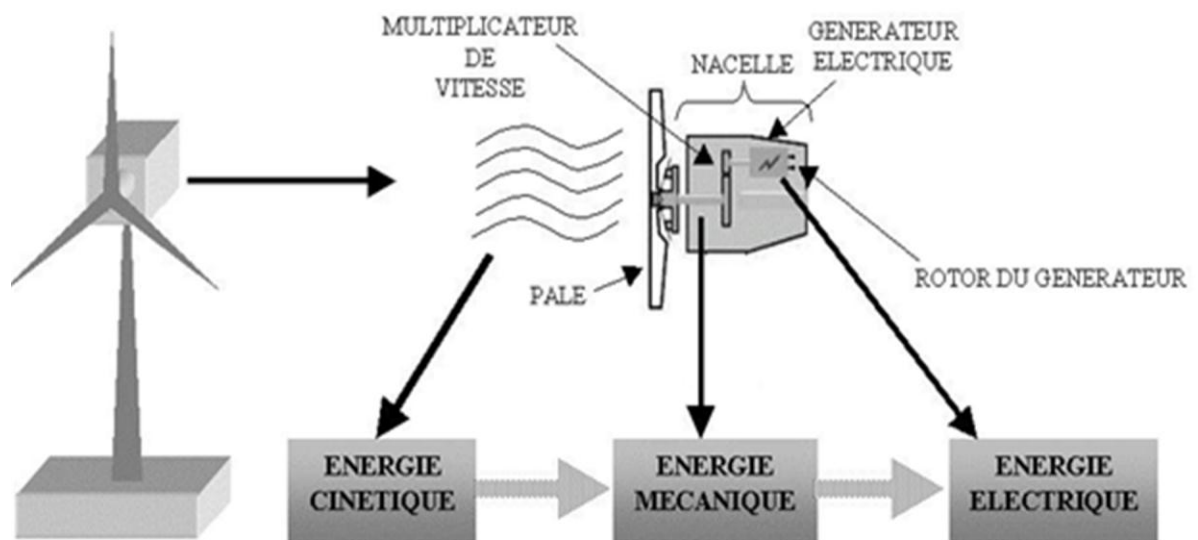


Figure I.5 Principe de conversion de l'énergie éolienne

I.2.5.3 Différents types des éoliennes

Les éoliennes en général se divisent en deux grandes familles: celles à axe vertical et celle à axe horizontal.

a. Eoliennes à axe horizontal

Les éoliennes avec des turbines à axe horizontal (figure I.6) sont les plus utilisées actuellement par rapport à celles à axe vertical à cause de leur coût réduit, et elles sont moins exposées aux contraintes mécaniques. Elles sont composées de plusieurs pales pour générer un couple moteur entraînant la rotation. Le nombre des pales varie entre 1 et 3, le rotor tripal (3 pales) est le plus utilisé car il constitue un compromis entre le coût et la vitesse de rotation et le coefficient de puissance, du capteur éolien [47]. Pour la même vitesse de vent et par comparaison à celle à axe vertical, les éoliennes à axe horizontal sont capables de produire plus d'énergie grâce à un coefficient de puissance élevé. Par ailleurs, elles ont un coût moindre et une efficacité accrue à cause de leur position à plusieurs dizaines de mètres du sol [48].



Figure I.6 Turbine à axe horizontal.

b. Eoliennes à axe vertical

Les éoliennes avec des turbines à axe vertical (Figure I.7) tournent par rapport au sol d'une façon verticale et perpendiculaire à la direction du vent. Ce type de turbine à axe vertical peut recevoir le vent de n'importe quelle direction, ce qui rend inutile tout dispositif d'orientation. Le générateur et la boîte d'engrenages sont placés au niveau du sol, ce qui est plus simple et

donc économique. La maintenance du système se fait au sol. Donc elle est simple à effectuer. Elles ont été les premières structures développées.



Figure I.7 Turbines Eoliennes à axe Vertical.

I.2.5.4 Structure des systèmes de conversion de l'énergie éolienne

Les éoliennes sont en général soit à vitesse fixe ou à vitesse variable. L'utilisation des machines commandées par le stator à savoir la machine asynchrone à cage et synchrone à aimant permanent. On utilise une interface d'électronique de puissance, constituée de deux convertisseurs statiques. Ces derniers sont dimensionnés dans ce cas pour transiter la pleine puissance produite par l'éolienne [47].

- ✓ Système éolien à vitesse fixe avec machine asynchrone à cage [48, 49].
- ✓ Système éolien à vitesse variable avec machine asynchrone à double alimentation (MADA) [50, 51]
- ✓ Système éolien à vitesse variable avec machine synchrone à inducteur bobiné ou à aimants [52, 53].

a. Eoliennes à vitesse fixe

Les premières éoliennes commercialisées reposent principalement sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage directement couplée sur le réseau électrique (figure. I.8). Un multiplicateur de vitesse entraîne cette machine à une vitesse qui est maintenue approximativement constante grâce à un système mécanique d'orientation des pales. Une batterie de condensateurs est souvent associée pour compenser la puissance réactive nécessaire à la magnétisation de la machine asynchrone à cage.

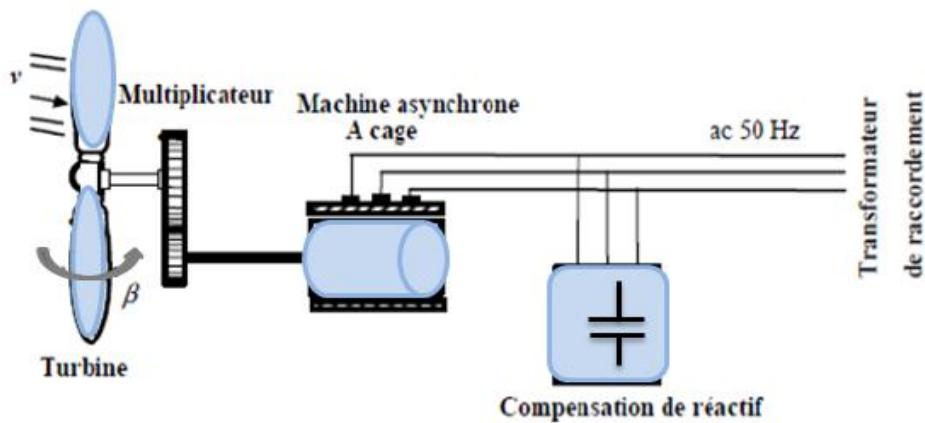


Figure I.8 Eolienne à vitesse fixe à base de la machine asynchrone à cage.

Cette configuration présente les inconvénients suivants :

- L'utilisation d'un dispositif consommateur d'énergie réactive nécessaire à la magnétisation de la machine asynchrone augmente le coût du système.
- Bruyante, à cause de la modification du système d'orientation des pales fortement sollicité.
- Variations fréquentes du couple mécanique à cause du mouvement des pales pour garder une vitesse constante, ce qui entraîne des variations rapides du courant dans le réseau.
- Impossibilité de réglage de la puissance générée.

b. Eoliennes à vitesse variable commandées par le stator

Les machines électrique qui sont souvent utilisées pour ce type d'éoliennes, directement couplées au réseau, sont les machines asynchrone à cage et synchrone à aimant permanent. La machine asynchrone à cage est généralement couplée à la turbine via un multiplicateur de vitesse (figure I.9), tandis que la machine synchrone à aimant permanent peut être couplée aussi à la turbine à travers un multiplicateur (figure I.10.a) ou couplée directement à la turbine (figure I.10.b). Dans le cas où la machine comporte un grand nombre de pôles évitant ainsi le multiplicateur de vitesse. Le fonctionnement de ces éoliennes à vitesse variable est devenu possible grâce au développement des convertisseurs statiques et de leurs dispositifs de commande. On utilise, deux convertisseurs statiques interfacés par un bus continu :

Le premier convertisseur assure le contrôle de la puissance générée en agissant sur la vitesse du générateur.

Le second permet avec une commande adéquate de délivrer des courants de fréquence fixe correspondant à celle du réseau, avec la possibilité de régler le facteur de puissance (puissance réactive). La puissance nominale de la machine détermine alors la puissance maximale que peut fournir l'éolienne.

Malgré le fonctionnement à vitesse variable, cette technologie d'éoliennes présente plusieurs inconvénients :

- Le dimensionnement des convertisseurs utilisés est effectué pour transiter la totalité de la puissance échangée entre la machine et le réseau.
- Le dimensionnement des filtres est également réalisé pour transiter la puissance totale.
- L'augmentation des pertes des convertisseurs de puissance avec l'augmentation de la puissance des éoliennes, ce qui influe sur le rendement du système éolien.

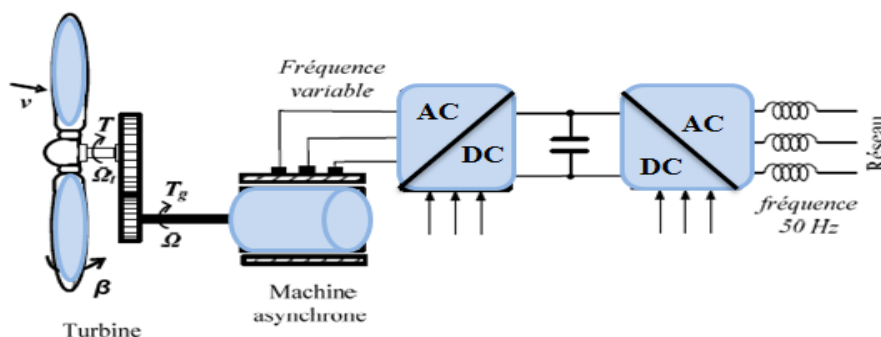
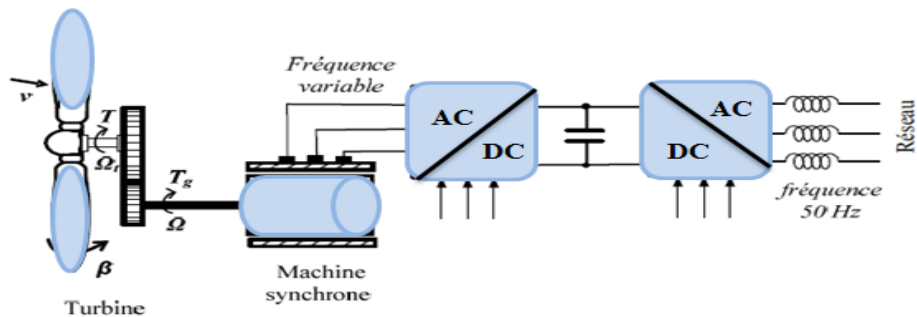
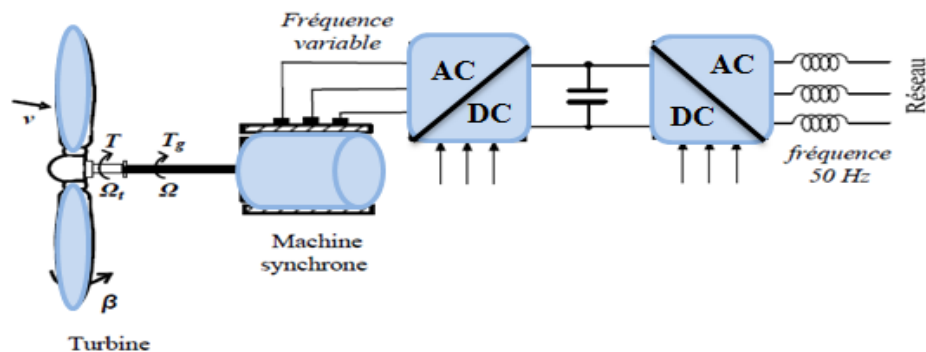


Figure I.9 Eolienne à vitesse variable basée sur une machine asynchrone.



(a) Eolienne à vitesse variable basée sur une machine synchrone couplée à la turbine via un multiplicateur



(b) Eolienne à vitesse variable basée sur une machine synchrone directement couplée à la turbine

Figure I.10 Eolienne à vitesse variable basée sur une machine synchrone

c. Eolienne à vitesse variable à basé de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)

La Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) a un intérêt particulier surtout en tant que génératrice dans le domaine de l'énergie éolienne. Pour les éoliennes utilisant la MADA, le stator de celle-ci est directement couplé au réseau alors que son rotor est connecté au réseau à travers une interface composée de deux convertisseurs statiques (convertisseur coté MADA et convertisseur coté réseau) (figure I.11). Cette machine sera adoptée pour une partie du système multi-sources étudié dans la thèse.

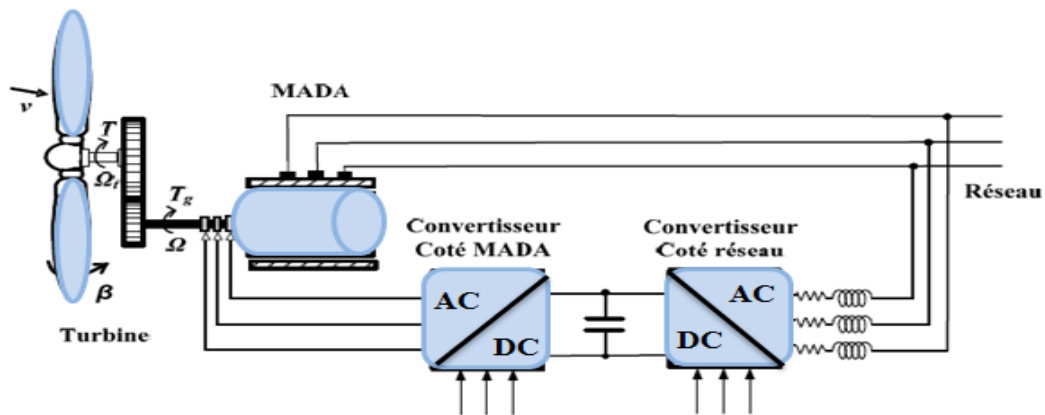


Figure I.11 Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA.

I.2.5.5 Intérêt de la vitesse variable de l'éolienne

La courbe typique donnant la puissance aérodynamique d'un aérogénérateur, fonctionnant à vitesse variable, en fonction de la vitesse de vent est illustrée sur la figure I.12. On distingue trois zones de fonctionnement:

La zone A Correspond aux vitesses très faibles du vent insuffisantes pour entraîner l'éolienne et produire de la puissance.

La zone B Correspond aux vitesses moyennes du vent dont le système de contrôle de l'aérogénérateur peut intervenir pour contrôler la puissance électrique à générer.

La zone C Correspond aux vitesses très élevées du vent pour lesquelles la vitesse de rotation de l'éolienne est limitée à une valeur maximale pour éviter des dégâts sur la structure. Donc, la puissance électrique produite est maintenue constante et égale à sa valeur nominale.

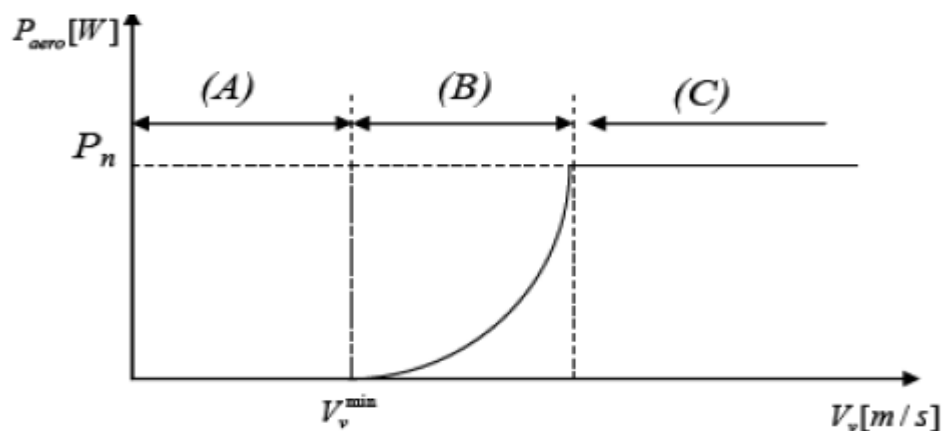


Figure I.12 Courbe typique de la puissance produite d'un aérogénérateur à vitesse variable.

I.2.5.6 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

Tous systèmes de production d'énergie à ses avantages et ses inconvénients [19] :

Tableau I.1 Avantages et inconvénients de l'énergie éolienne

Avantages	Inconvénients
-Non polluante -Inépuisable (énergie du vent) -Peut être rentable dans les régions éloignées et ventée (sites isolés) -Peut être complémentaire des filières traditionnelles	-Aspect aléatoire (sujette aux variations des vitesses de vent) -Bruit des pales -Impact visuel -Interférences électromagnétiques

I.3 Système multi-sources de production d'énergie électrique

L'objectif d'un système multi-sources de production d'énergie électrique est d'assurer l'énergie demandée par la charge et de produire le maximum possible d'énergie à partir des sources d'énergie renouvelable, tout en maintenant la qualité de l'énergie fournie [4-5].

L'installation, le diagnostic et la commande de ces systèmes ont commencé depuis plusieurs années, bien que la commande de plusieurs d'entre eux puisse être considérablement améliorée. Dans le paragraphe qui suit, on présente quelques travaux antécédents brièvement rappelés dans l'historique des systèmes multi-sources.

I.3.1 Historique sur les systèmes multi sources

La majorité des systèmes multi-sources de production d'énergie électrique, combine entre deux sources d'énergies renouvelables (éolienne, photovoltaïque) avec stockage et un groupe électrogène de secours [54]. Actuellement, le générateur diesel est la technique la plus utilisée pour l'électrification des sites isolés [55]. Toutefois, en vue de sécuriser la batterie d'une part et assurer une alimentation continue de l'installation d'autre part, l'intervention d'une source complémentaire d'énergie, tel qu'un groupe électrogène, s'avère importante et nécessaire [56].

Plusieurs auteurs dans ces travaux ont commencé leurs études des systèmes multi-sources par la modélisation [57-58] des sources renouvelables constituant le système multi-sources, ainsi que la modélisation du couplage présenté par des convertisseurs DC/DC de puissance par la représentation de l'espace l'état qui dépend seulement du nombre et des caractéristiques des convertisseurs [59]. Puis la proposition d'une stratégie de commande pour des transferts d'énergie électrique dans des systèmes multi-sources d'énergie renouvelable pour satisfaire la demande de la charge en utilisant par exemple le rapport cyclique comme caractéristique interne des convertisseurs [60].

De nombreuses études existantes sur la modélisation [6], l'intégration et la commande des convertisseurs [58-59], n'abordent pratiquement pas la stratégie liée au couplage/découplage sur le bus continu ainsi que la gestion des flux de puissance délivrés par chaque source.

I.3.2 Différentes configuration des systèmes multi sources

Les sources d'énergies renouvelables (éolienne, photovoltaïque, Batterie) peuvent être couplées de différentes manières. Cependant, trois configurations prédominent parmi les systèmes d'énergie multi-sources :

Architecture à bus CC, architecture à bus à CA et architecture mixte à bus CC-CA. Dans cette dernière, la transformation de puissance entre les deux bus est assurée par des convertisseurs statiques. Dans ce travail de thèse nous utilisons la première configuration à bus continu présentée ci-dessous :

a. Architecture à bus à Courant continu

Dans le système multi-sources présenté dans la Figure I.14, la puissance fournie par chaque source est centralisée sur un bus continu. Ainsi, les systèmes de conversion d'énergie à CA fournissent d'abord leur puissance à un redresseur pour être convertie en CC [61].

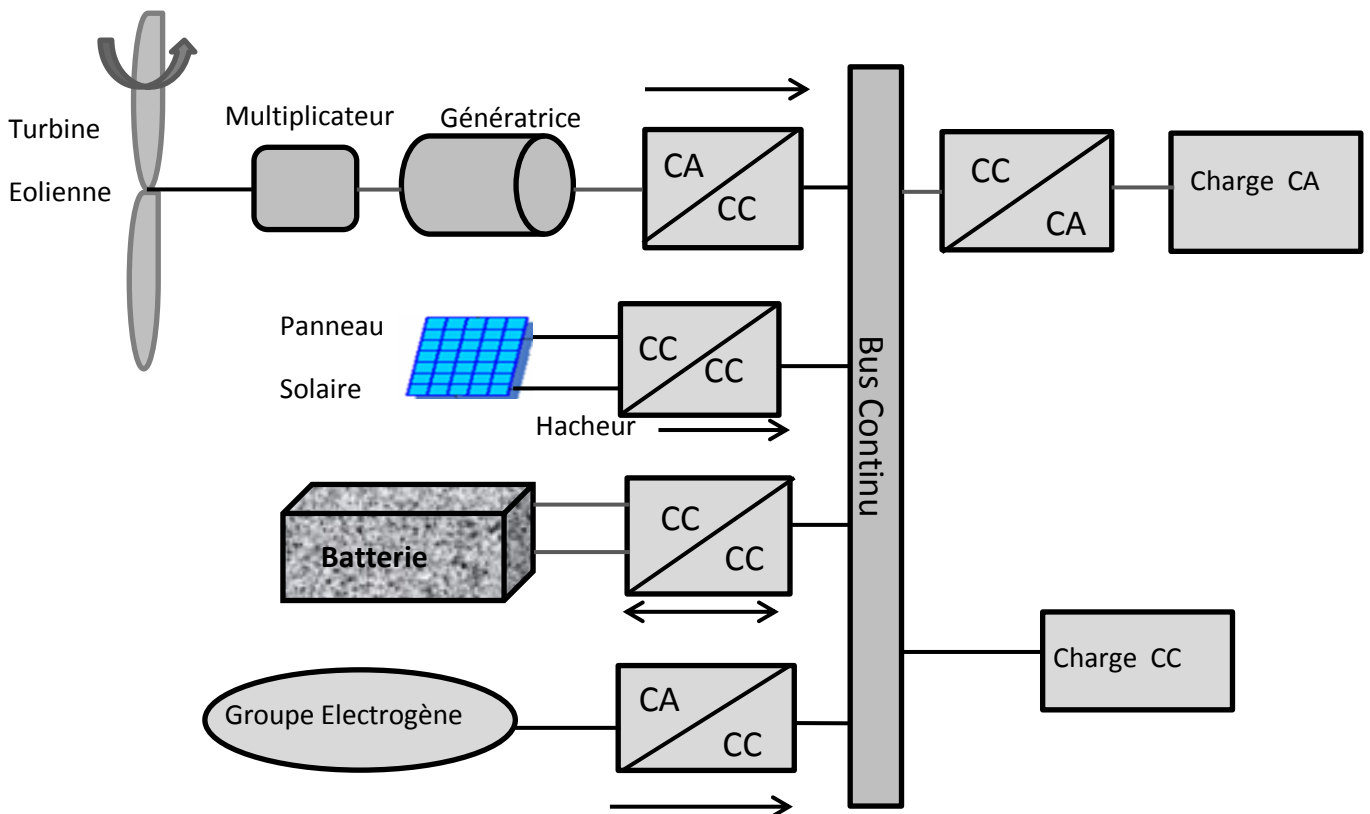


Figure I.13 Configuration du système multi-sources d'énergie renouvelable à bus CC.

Cette configuration présente des avantages et des inconvénients :

Tableau I.2 Avantages et inconvénients de la configuration à bus CC

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - La connexion de toutes les sources sur un bus à CC simplifie le système de commande électrique. - Le générateur diesel peut être dimensionné de façon optimale, c'est-à-dire de sorte à fonctionner à puissance nominale pendant le processus de chargement des batteries de stockage jusqu'à un état de charge de 75 % - 85 %. 	<ul style="list-style-type: none"> - Le rendement de l'ensemble du système est faible, parce qu'une certaine quantité d'énergie est perdue à cause des batteries et des pertes dans les convertisseurs statiques. - Les générateurs diesels ne peuvent pas alimenter directement la charge, l'onduleur doit donc être dimensionné pour assurer le pic de charge [62].

b. Architecture avec bus à courant Alternatif

Cette architecture avec bus Alternatif est utilisée pour les systèmes de grandes puissances ou connecté au réseau local. La figure I.15 représente un exemple classique des systèmes multi-sources d'énergie renouvelable. Toutes les sources de productions d'énergie sont reliées au bus CA via des convertisseurs excepté le générateur diesel qui peut fixer la fréquence du bus. Dans cette configuration, présentée dans la figure ci-dessous la fréquence reste constante tant que la puissance produite par le système est égale à la puissance demandée par la charge [63]. Un déséquilibre de puissance augmente ou diminue la vitesse de rotation du générateur diesel.

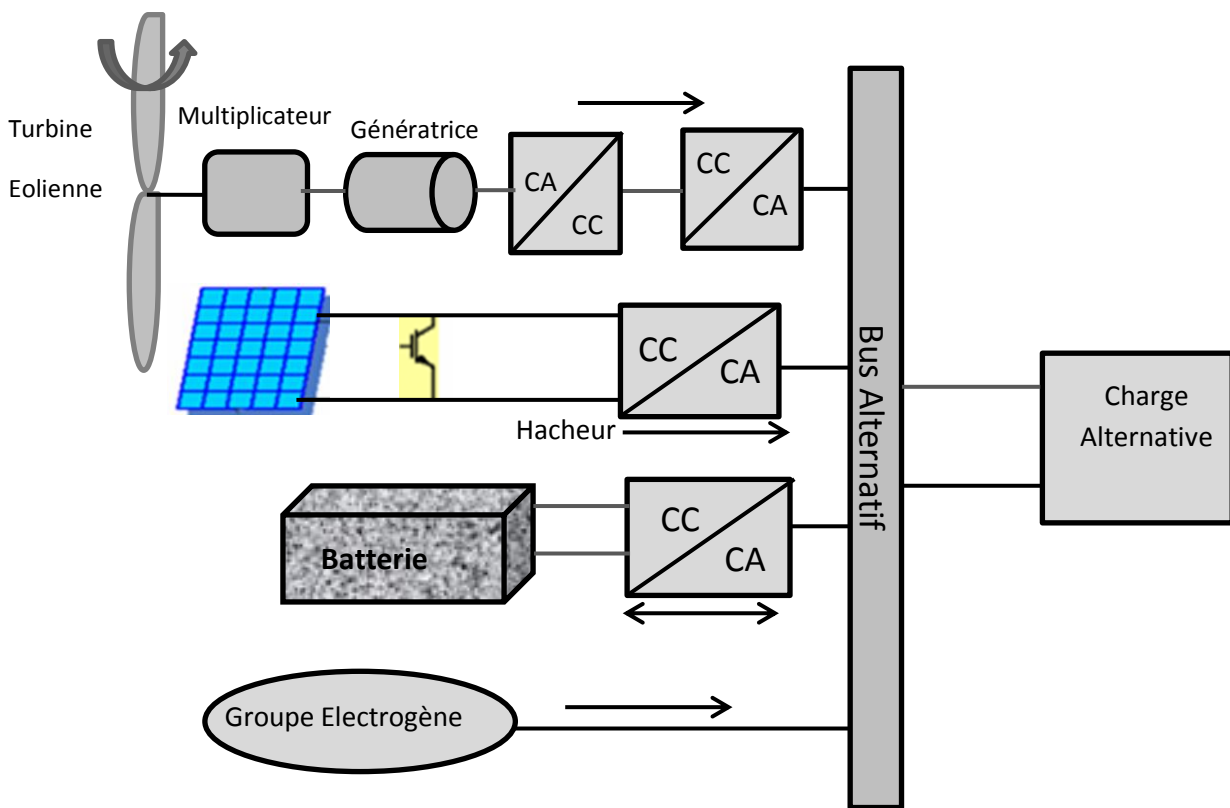


Figure I.14 Architecture avec bus à courant alternatif

La commande de ces types de systèmes repose sur la caractéristique principale de la fréquence. Des travaux publiés dans [36] ont montré que pour un système multi-sources avec bus à courant alternatif muni d'un groupe diesel, le composant maître du réseau (celui qui fixe la fréquence sur le bus) est fonction des modes de fonctionnement des sources.

c. Architecture mixte avec bus à CC/CA

La configuration à deux bus, à courant continu CC et à courant alternatif CA, est présentée dans la Figure I.16. Celle-ci a des performances supérieures par rapport à des configurations antérieures. Dans cette configuration, les sources d'énergie renouvelable et les générateurs diesels peuvent alimenter une partie de la charge à CA directement, ce qui permet d'augmenter le rendement du système. Le générateur diesel et l'onduleur peuvent fonctionner en autonome ou en parallèle en synchronisant leurs tensions en sortie. On peut remplacer les convertisseurs situés entre les deux bus (l'onduleur et le redresseur) par un convertisseur bidirectionnel, qui, en fonctionnement normal, réalise la conversion CC/CA (fonctionnement onduleur) [64-65]. Quand il y a un surplus d'énergie de la part du générateur diesel, il peut aussi charger les batteries et fonctionne comme redresseur. L'onduleur bidirectionnel peut alimenter les pics de charge quand le générateur diesel est surchargé.

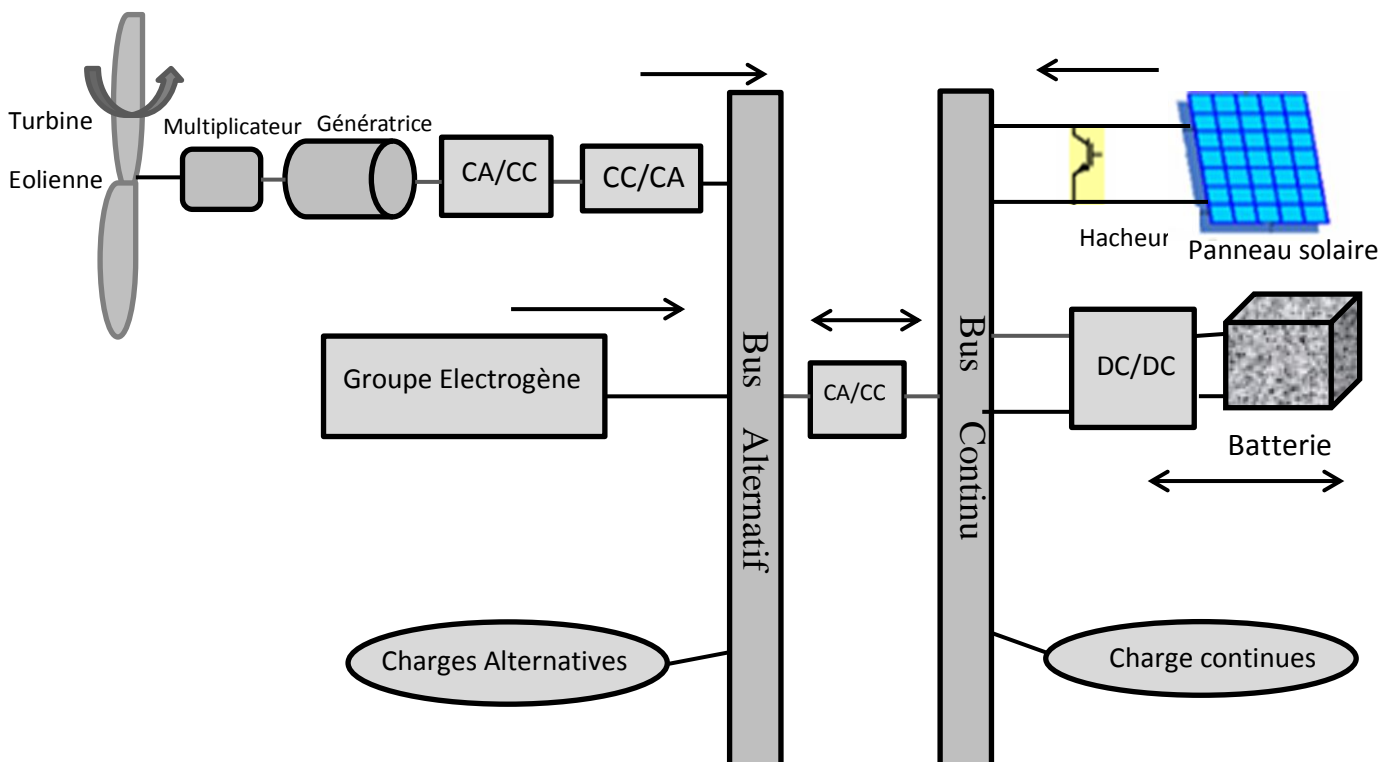


Figure I.15 Configuration du système multi-sources avec bus à CC et à CA

Remarque

Dans ce travail de thèse nous nous basons sur les convertisseurs CC/CC qui couplent les différentes sources avec la charge sur le point commun qui est un bus continu (Figure I.14). Une étude détaillée par modélisation de ces convertisseurs (CC/CC) sera présentée dans le chapitre suivant ainsi qu'une application d'une méthode de diagnostic puis l'application de la commande classique et la commande adaptative fractionnaire à ces convertisseurs dans le but d'améliorer la qualité de l'énergie fournie à la charge.

I.3.3 Présentation du système étudié

La micro-centrale multi-sources étudiée dans le cadre de ce travail de thèse est constituée de panneaux solaires, d'une éolienne, d'une batterie de stockage, d'un groupe électrogène diesel et d'une charge variable supposée résistive. Tous ces éléments sont couplés sur **un bus continu** par l'intermédiaire de convertisseurs statiques identiques (24V/500V) de type Buck isolé à pont complet et à commutation de tension nulle (ZVS Full Bridge). Cette structure est présentée dans la figure ci-dessous quelle présente l'architecture générale du système multi-sources étudié :

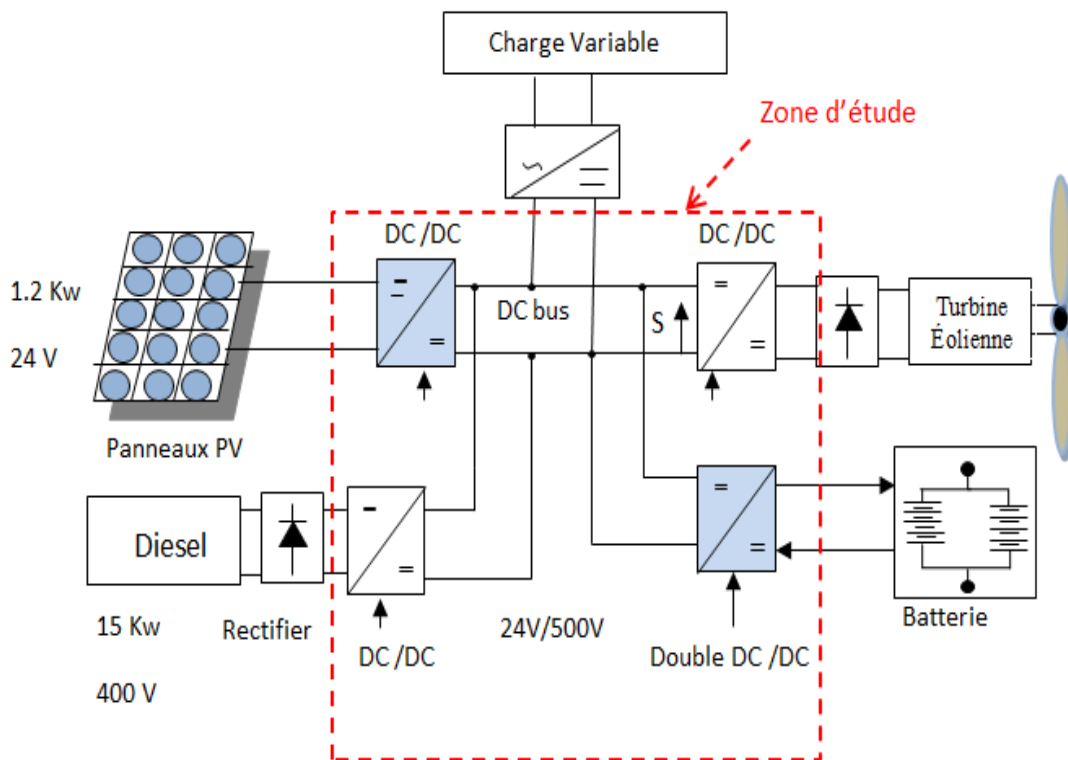


Figure I.16 Architecture générale du système multi-sources

I.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit en premier lieu les différents types des énergies renouvelables ainsi que les différents constituants de chaque type. Ensuite, nous avons présenté les deux technologies de l'énergie solaire et l'énergie éolienne, leurs applications en vue de la production de l'énergie électrique, la structure générale de chaque source et le principe de fonctionnement, ainsi que les avantages et les inconvénients de chaque source.

On peut associer plusieurs sources d'énergie renouvelables pour améliorer, ou augmenter la production d'énergie électrique. Ces systèmes s'appelle « les centrales multi-sources » sur lesquels nous avons présenté un état de l'art puis les différentes configurations des systèmes multi-sources en mis le point sur les différentes architectures des bus possible (CC, CA et CC/CA) sachant que nous utiliserons le premier type à courant continu dans ce travail de thèse, où les objectifs sont le diagnostic et la commande du couplage avec un bus à CC, en passant par la modélisation de ces convertisseurs constituant le système multi-sources qu'on va étudier dans le chapitre suivant.

Chapitre II
Modélisation du système
multi-sources

Chapitre II

Modélisation du système multi-sources

II.1 Introduction

La modélisation est un moyen destiné à représenter par une forme mathématique une fonction ou un processus physique ou bien industriel. L'objectif de la modélisation est d'exprimer le principe de fonctionnement ainsi que, de contrôler, surveiller, commander et diagnostiquer les défauts pour assurer le bon fonctionnement des processus et prolonger la durée de vie des composants et des processus. A cet effet, la modélisation est nécessaire pour établir une relation entre l'énergie produite par le système multi-sources et la demande de l'utilisateur [36].

Dans ce chapitre, On s'intéresse essentiellement à la modélisation de différentes parties constituant le système multi-sources en générale, et du couplage du système multi sources en particulier. On commence à présenter brièvement les travaux de recherche qu'ils font la modélisation du système éolien, d'un système photovoltaïque, puis on présente en détails la modélisation du convertisseur continu-continu utilisé dans cette thèse pour le couplage des sources avec la charge sur le bus continu. Il s'agit d'un convertisseur "Buck" isolé à pont complet et à commutation de tension nulle (Zero Voltage Switch ZVS) [57]. Le modèle obtenu est sous la forme d'espace d'état, il dépend seulement du nombre et des caractéristiques des convertisseurs DC/DC sur le bus continu.

II.2 Modélisation des composants du système Multi-sources

II.2.1 Système éolien

II.2.1.1 Introduction

Le système éolien en générale transforme l'énergie de la masse d'air en mouvement et délivre une puissance mécanique caractérisée par la vitesse de rotation et le couple mécanique. Le système est constitué d'une turbine éolienne comprenant des pales et entraînant une génératrice à travers un multiplicateur de vitesse.

Le système de conversion éolienne est représenté dans la figure ci-dessous :

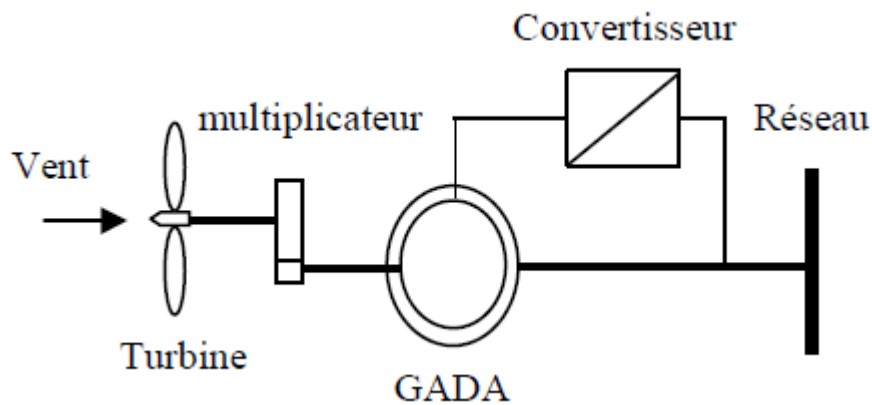


Figure II.1 Schéma d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne.

II.2.1.2 Modélisation du système éolien

II.2.1.2.1 Modélisation de la turbine

La turbine présente la partie mécanique du système éolien comprend généralement trois pales orientables. Elles sont fixées sur un arbre d'entraînement qui est relié à un multiplicateur de vitesse. Ce multiplicateur entraîne une génératrice électrique. La figure II.2 présente le schéma explicatif de la turbine éolienne [66].

Le principe de fonctionnement d'un système éolien est exprimé par la formulation mathématique suivante :

$$P = \frac{1}{2} \rho C_p S V^3 \quad (\text{II.1})$$

Avec : C_p : coefficient de puissance

Le coefficient de puissance dépend à la fois de la vitesse du vent et de la vitesse de rotation de la turbine est généralement défini dans l'intervalle 0.35- 0.59. 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 [36-66].

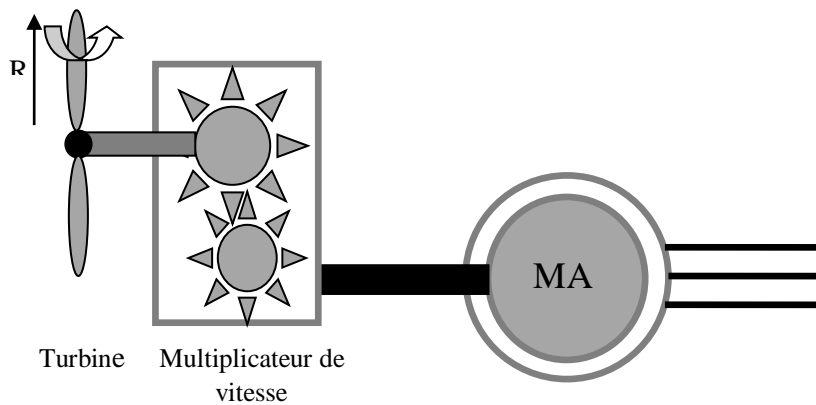


Figure II.2 Schéma explicatif de la turbine éolienne.

Le rendement de la turbine éolienne, appelé coefficient de puissance C_p de l'éolienne, est propre à chaque voilure. Dans le cas de la régulation de type «pitch » impose la prise en considération de l'angle de calage β , il devient que C_p dépend de cet angle, ainsi l'expression de C_p est donnée par la relation (equation II.2).

$$C_p(\lambda, \beta) = (0.5 - 0.0167 \cdot (\beta - 2)) \sin \left[\frac{\pi(\lambda + 0.1)}{18 - 0.3(\beta - 2)} \right] - 0.00184(\lambda - 3)(\beta - 2) \quad (\text{II.2})$$

C_p : Coefficient de puissance.

L'allure du coefficient de puissance C_p de l'équation II.2 est représentée dans la figure II.3.

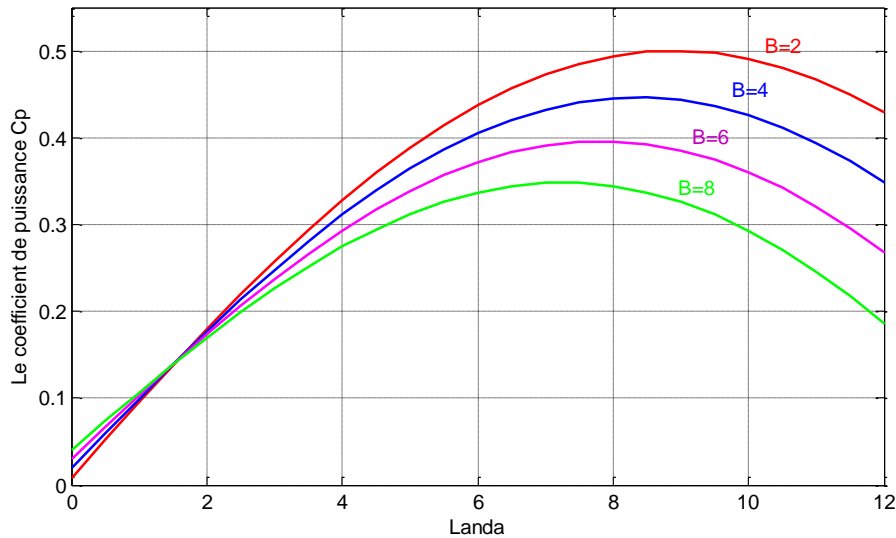


Figure II.3 Influence de l'angle de calage β sur le coefficient de puissance C_p .

Dans la figure ci-dessus C_p représente le coefficient de puissance qui représente le rendement aérodynamique et λ est la vitesse relative représentant le rapport entre la vitesse linéaire à l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent.

II.2.1.2.2 Modélisation de la génératrice asynchrone à double alimentation GADA connecté au system éolien

Actuellement la plupart des éoliennes sont équipées d'une GADA, ceci est dû à plusieurs avantages tels que la génération à vitesse variable ($\pm 30\%$ autour de la vitesse du synchronisme), la réduction des contraintes mécaniques et le bruit acoustique, le faible coût et l'amélioration de la qualité de puissance.

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a fait l'objet de vastes recherches dans les laboratoires d'électrotechnique, et dans le but d'apporter un éclairage permettant au lecteur de mieux connaître les étapes franchies qui ont marqué son évolution et les domaines où elle est utilisée. Je cite brièvement quelque travaux dans la conversion d'énergie éolienne à base de la GADA commençant par le travail intéressant de [67] qu'il a donné une contribution aux méthodes d'analyse et de synthèse de la commande robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation (MADA) alimentées par deux onduleurs de tension avec deux bus continus distincts. Il a utilisé la commande vectorielle classique de la MADA munie de capteurs mécaniques. Puis la commande par l'approche H_∞ . Aussi la thèse de [68] propose un modèle de la génératrice asynchrone à double alimentation connectée au réseau du

côte stator et excitée par l'intermédiaire d'un convertisseur du côté rotor. Puis le contrôle de la génératrice à l'aide de régulateurs RST, de type polynomial, qu'il permet de mieux gérer les performances désirées. Enfin pour le but d'extraire le maximum de puissance de la génératrice, un système photovoltaïque a été modélisé pour exciter la machine. Sans oublier le travail important dans la littérature de [69] qu'il a présenté le filtrage actif des courants harmoniques en injectant les références de courant harmonique à la commande existante de l'onduleur coté rotor de la MADA.

Plusieurs chercheurs et travaux ont détaillé largement la modélisation de la génératrice asynchrone à double alimentation GADA lié au système éolien [47], [66-70]. Ainsi que sa commande par le contrôle classique à base des régulateurs PI classique et flou [71-72] ou par mode glissant [73] et le contrôle moderne à base des régulateurs fractionnaire [74].

Dans la partie ci-dessous, En rappelant les équations obtenues par la transformation de Park puis la commande vectorielle à flux orienté. Dans ces équations, on utilise le référentiel lié au champ tournant pour la commande de la MADA.

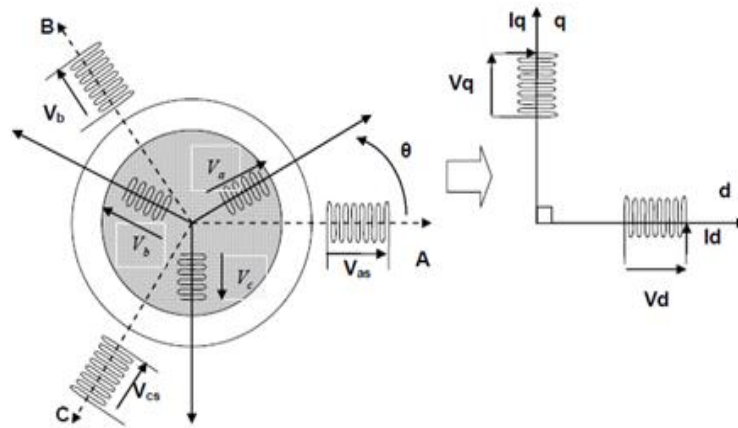


Figure II.4 Modèle de Park pour la GADA (DFIG).

Les équations de tension statorique et rotorique de la MADA obtenues par la transformation de Park sont les suivantes [75].

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt}(\phi_{sd}) - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt}(\phi_{sq}) + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt}(\phi_{rd}) - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt}(\phi_{rq}) + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Les équations de flux statorique et rotorique sont donné par :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Le couple électromagnétique est donné par l'équation:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \left(\frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} \right) = -\frac{3}{2} p \frac{M}{L_s} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rd} I_{sd}) - C_r - f_r \Omega \quad (\text{II.5})$$

En faisant la commande vectorielle par orientation de flux statorique selon l'axe d :

$$\psi_{sd} = \psi_s \quad \text{Et} \quad \psi_{sq} = 0 \quad (\text{II.6})$$

Les équations de puissance active et réactive sont données par [1]:

$$\begin{cases} P = -V_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q = -V_s \frac{M}{L_s} i_{dr} + \frac{V_s^2}{L_s \cdot \omega_s} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

II.2.2 Système photovoltaïque

II.2.2.1 Introduction

La modélisation des modules photovoltaïques passe nécessairement par un choix judicieux des circuits électriques équivalents, en prenant plus ou moins de détails. De nombreux modèles mathématiques sont développés pour représenter un comportement fortement non linéaire, résultant de celui des jonctions semi-conductrices qui sont à la base de leurs réalisations. Ces modèles se différencient entre eux par les procédures mathématiques et

le nombre de paramètres intervenants dans le calcul de la tension et du courant du module photovoltaïque [76].

On distingue trois modèles largement répandus, tous les deux avec différents niveaux de complexité :

- Le modèle idéal
- Le modèle de simple-diode (souvent désignée sous le nom du simple-exponentiel).
- Le modèle avec deux-diodes (ou double-exponentiel).

II.2.2.2 Types des cellules photovoltaïques

II.2.2.2.1 Cas d'une cellule idéale

Dans le cas idéal, la cellule d'une jonction PN soumise à l'éclairement photovoltaïque connecté à une charge peut être schématisée par un générateur de courant I_{ph} en parallèle avec une diode délivrant un courant selon la figure II.5, qui représente le circuit équivalent d'une cellule solaire idéale [77].

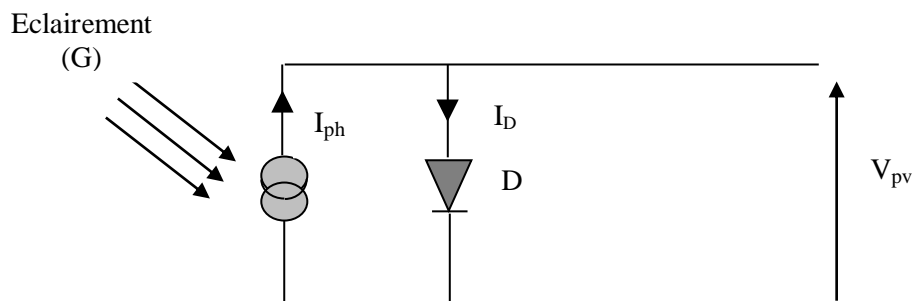


Figure II.5 Schéma équivalent d'une cellule idéale [76].

II.2.2.2.2 Modèle à quatre paramètres

Le modèle à quatre paramètres (Figure II.6) est un modèle largement utilisé, il a été étudié par Townsend et Beckmann. Ce modèle traite la cellule photovoltaïque comme une source de courant, dépendante de l'éclairement, connectée en parallèle avec une diode et en série avec une résistance série R_s [76].

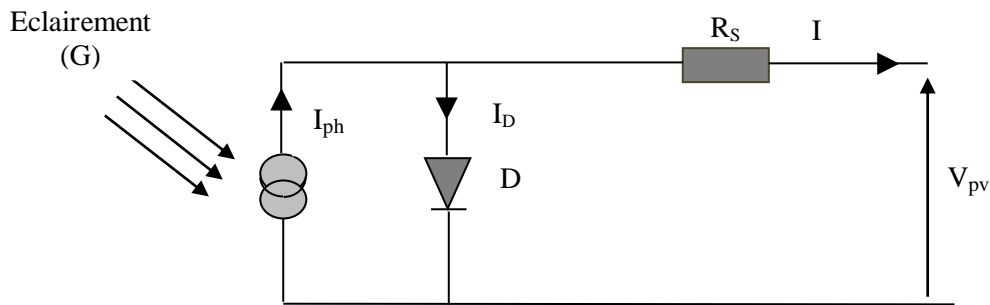


Figure II.6 Circuit équivalent de la cellule PV avec simple diode avec prise en compte de la résistance série du module [76].

Ce modèle reste théorique et ne rend pas compte du comportement d'une cellule photovoltaïque dans des conditions réelles. Toutefois, il reste valable sous certaines hypothèses. Il existe d'autres modèles, certes théoriques, mais qui rendent plus fidèlement compte du comportement de la cellule photovoltaïque.

II.2.2.2.3 Modèle à Cinq paramètres

C'est un modèle simple plus une résistance de shunt du module, qui modélise les pertes dues aux courants de fuite à travers la jonction et dans la cellule due à imperfections en cristal et impuretés [78-79].

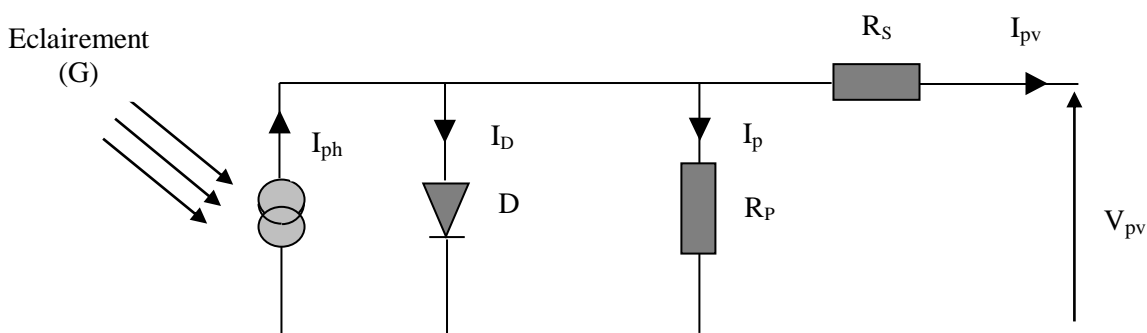


Figure II.7 Circuit équivalent d'un modèle de simple diode, tenant compte des deux résistances série et shunt du module.

II.2.2.2.4 Modèle de double-diodes (ou le modèle double-exponentiel)

La diode additionnelle dans le circuit équivalent représente les pertes dues à la recombinaison de porteur dans la zone de charge et d'espace, et celle dues à la recombinaison extérieure. Dans ce modèle, la première diode est responsable de courant de diffusion de composant [80].

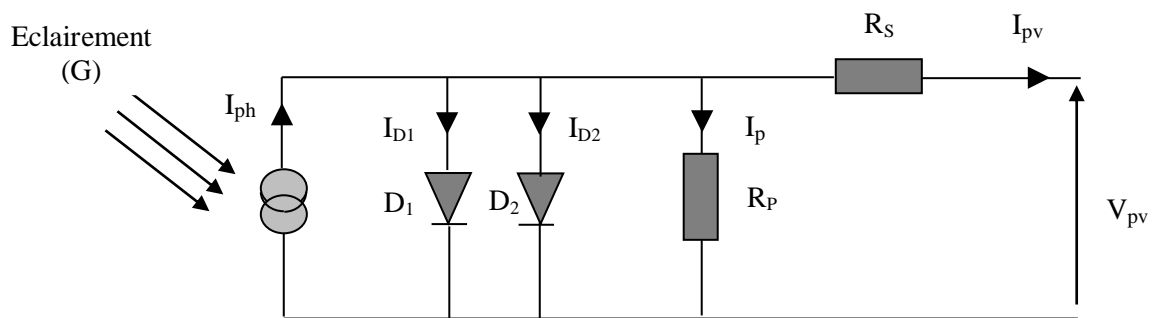


Figure II.8 Modèle d'une cellule à double diodes avec résistance shunt.

Ce type est largement utilisé pour tester les techniques de MPPT ou une prévision qualitative au sujet des modules mal adaptés ou de l'effet d'ombrage partiel, l'objectif principal est de modéliser les interactions entre les cellules et les modules. En outre, en raison des variations inhérentes des paramètres des cellules, il est impossible de déterminer un modèle très précis pour chaque cellule dans un système PV [81-82 et 83].

II.2.3. Modélisation du convertisseur DC/DC du couplage du système multi-sources

II.2.3.1 Introduction

Le système multi-sources d'énergie renouvelable de production d'énergie électrique correspond à un couplage entre différentes sources d'énergie électrique, comme les panneaux photovoltaïques [84], l'éolienne [69], le groupe électrogène diesel et le système de stockage (batteries).

La partie suivante est consacrée à la modélisation du couplage des convertisseurs statiques qui fait intervenir sur le bus continu des variables continues (courants et tensions) et des variables discrètes (commutations) [85].

Cette partie propose, dans un premier temps, la modélisation du couplage d'un seul convertisseur statique sur le bus continu. Puis la généralisation du modèle à « n »

convertisseurs, l'objectif est d'atteindre un modèle d'état qu'on peut l'écrire sous forme d'un modèle d'état moyen « Le modèle moyen est basé sur le calcul de la valeur moyenne de toutes les variables d'états [86] ». L'architecture générale d'un système multi-sources est présentée en détail dans la Figure. II.9.

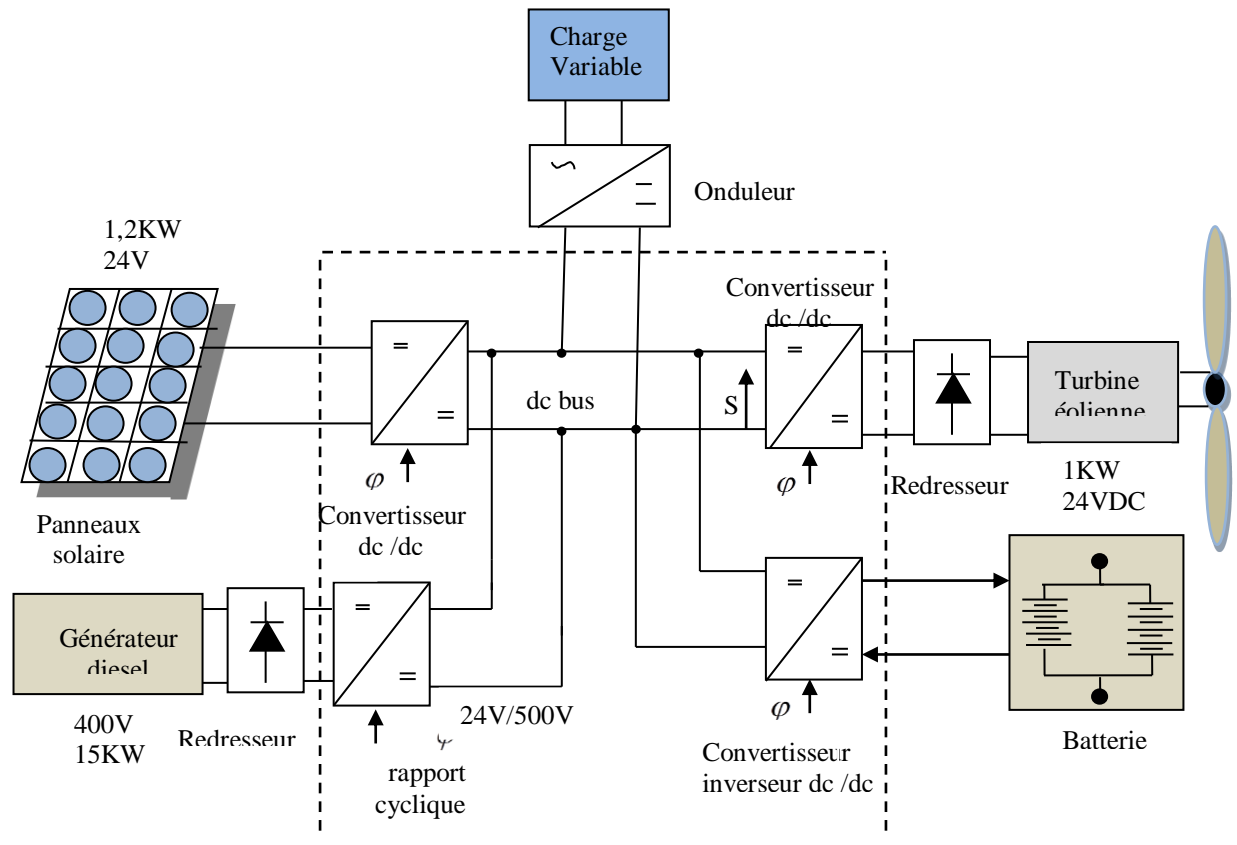


Figure II.9 Configuration du système multi-sources [87,88].

II.2.3.2 Types des convertisseurs continu/continu

Il existe une très grande variété de convertisseurs continu-continu allant des structures de base à conversion directe de l'énergie électrique, en passant par celles à stockage intermédiaire en incluant ou non un transformateur d'isolement, on se trouve ainsi confronté à plusieurs solutions. Mais, parmi toutes les solutions envisageables est compte tenu des caractéristiques des sources, quelques propriétés importantes [89-90]:

- La possibilité de régler la tension de sortie du convertisseur statique indépendamment des fluctuations de sa tension d'entrée;

- Le caractère élévateur du convertisseur statique;
- La possibilité de contrôler le courant absorbé par le convertisseur;

Le modèle proposé dans cette partie est un outil permettant de concevoir la commande du transfert de puissance entre la source, le bus continu et la charge.

Dans cette étude on commence par la modélisation du couplage d'un seul convertisseur statique sur le bus continu. Ceci permet de mettre en évidence l'équation du couplage (équation II.24) qui décrit le comportement dynamique du point de couplage bus continu-convertisseur statique.

II.2.3.3 Structure des convertisseurs continu-continu pour le couplage des sources sur le bus continu

II.2.3.3.1 Convertisseur continu-continu survolteur

Dans cette partie, on présente les structures de convertisseurs continu-continu souvent rencontrées dans la littérature pour les systèmes multi-sources [91] [92]. La différence dans la plupart de ces structures est justifiée par la recherche du faible cout ou de la commodité de réalisation. Cependant, certaines structures plus complexes conduisent à des performances plus élevées.

La structure de base d'un survolteur est présentée dans la figure.II.10 (a). C'est la structure la plus simple. Différents auteurs proposent de segmenter la puissance du convertisseur en plaçant plusieurs convertisseurs identiques en parallèle [93], La figure.II.10(b) présente un convertisseur élévateur constitué de deux convertisseurs en parallèle. Dans cette structure de l'utilisation de deux convertisseurs, on a la possibilité de coupler les deux inductances [94].

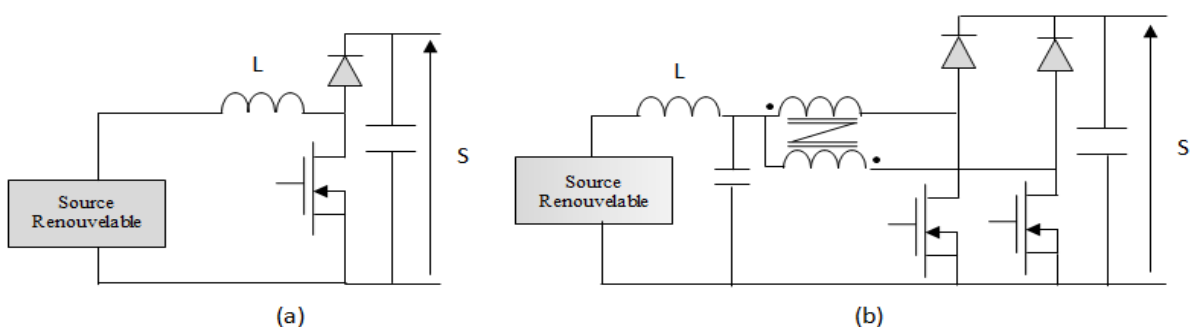


Figure II.10 Convertisseur continu-continu. (a) Survolteur de base. (b) Mise en parallèle de deux survolteurs avec inductances couplées.

II.2.3.3.2 Modèle proposé

Les montages élévateurs sont limités surtout dans le cas où l'on désire travailler avec un bus continu haut tension. On peut donc être amené à s'intéresser aux structures comprenant un transformateur. L'intérêt principal réside du fait qu'en plus de l'isolation galvanique, le transformateur permet d'élever la tension.

On distingue deux types de montage avec transformateur:

a) Les montages asymétriques

b) Les montages symétriques.

a) Dans le premier type, le flux est unidirectionnel (donc le transformateur est inséré dans une structure hacheur). Les structures les plus connus sont les montages flyback et forward (Figure. II.11).

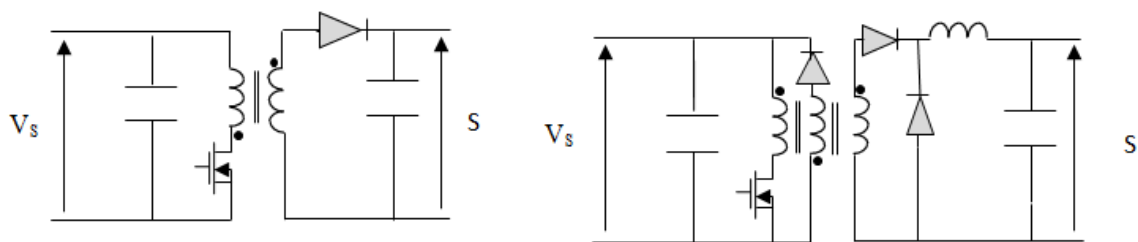


Figure II.11 Convertisseurs continu-continu avec transformateur asymétrique, Flyback (à gauche) et Forward (à droite).

b) Dans le deuxième type, le flux est alternatif à cause de la présence d'un étage de conversion à sortie alternative (figure.II.12). Le transformateur, fonctionnant de préférence à haute fréquence pour réduire son volume, est alimenté par un onduleur et est mieux utilisé que dans les montages asymétriques.

Au primaire du transformateur l'onduleur peut être en demi-pont ou en pont complet. Un montage de type push-pull peut aussi utiliser comme une bonne solution pour des applications de quelques kW [93].

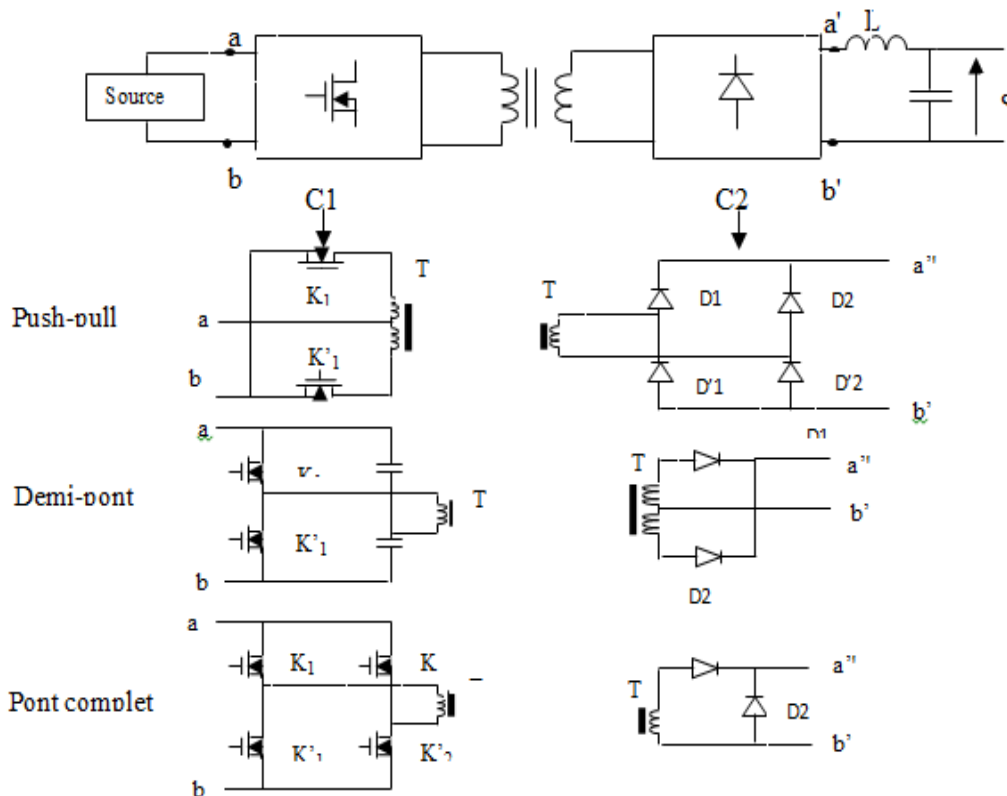


Figure. II.12 Différentes structures des convertisseurs continu-continu avec transformateur symétrique, onduleurs (à gauche) et redresseurs (à droite).

Dans le côté de secondaire du transformateur un redresseur non commandé suffit, comme il n'y a pas nécessité de récupérer de l'énergie vers la source située au primaire. Il peut être simple alternance avec deux diodes ou double alternance avec quatre diodes en pont ou deux diodes et un transformateur à point milieu. Toutes les combinaisons sont possibles entre l'un de ces onduleurs et l'un de ces redresseurs. Afin de réduire les contraintes sur les interrupteurs lors de montée en fréquences de l'onduleur [92-93].

Dans ce travail nous proposons d'utiliser un convertisseur statique "Buck" isolé à pont complet et à commutation de tension nulle (Zéro Voltage Switch: ZVS) [94]. Dont le schéma structurel est représenté sur la Figure.II.13, l'avantage de ce type est la tension élevée (jusqu'à 500V) sur le bus continu, On suppose qu'il fonctionne en mode de conduction continu. Ce type de convertisseur statique à pont complet est très utilisé dans les applications de l'électronique de puissance [95].

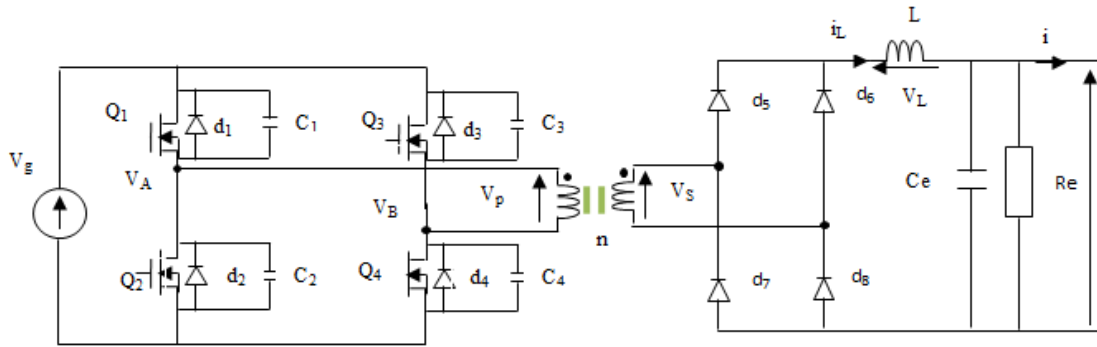


Figure. II.13 Schéma structurel du convertisseur statique.

Un contrôleur "phase shift" UC3879 est utilisé pour la commande du pont en H (Q1 à Q4). La valeur du rapport cyclique de commande φ est modifiée par le déphasage entre les deux tensions V_A et V_B (figure. II.14).

La tension de sortie moyenne S , l'ondulation du courant Δi_L dans l'inductance L et l'ondulation de la tension de sortie ΔS sont des résultats bien connus. Ils sont donnés par les relations (II.8), (II.9) et (II.10).

La tension de sortie moyenne:

$$S = n \varphi V_g \quad \text{avec : } 0 < \varphi < 1. \quad (\text{II.8})$$

L'ondulation du courant dans l'inductance:

$$\Delta i_L = I_{L_{\max}} - I_{L_{\min}} = \frac{n \varphi V_g (1 - \varphi) T_0}{L} \quad (\text{II.9})$$

L'ondulation de la tension de sortie:

$$\Delta S = \frac{n V_g}{8 L C} (1 - \varphi) \varphi T_0^2 \quad (\text{IV.10})$$

Dans ces expressions :

φ : Est le rapport cyclique de commande du convertisseur statique.

T_0 : Est la période de découpage.

II.2.3.3.3 Représentation d'état du couplage d'un convertisseur statique

Le fonctionnement du convertisseur statique est illustré sur les chronogrammes représentés dans la figure (II.14). On distingue quatre phases de fonctionnement:

Tableau II. 1 Etat de couplage d'un convertisseur statique avec $T=2T_0$

Phases	Intervalle de fonctionnement	Etat d'interrupteurs
Phase 1	$t = 0$ à $t = \varphi T$	(Q1Q4) fermés
Phase 2	$t = \varphi T$ à $t = T/2$.	(Q1d3) fermés
Phase 3	$t = T/2$ à $t = T/2 + \varphi T$.	(Q2Q3) fermés
Phase 4	$t = T/2 + \varphi T$ à $t = T$.	(Q2d4) fermés

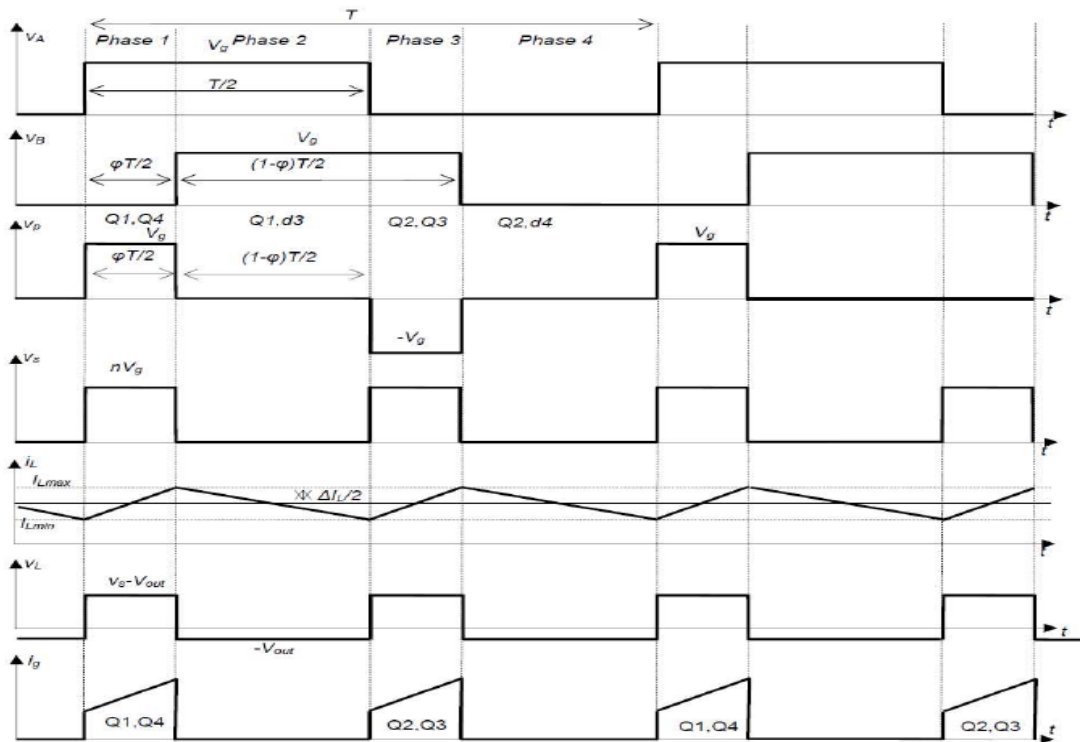


Figure II.14 Chronogramme de fonctionnement du hacheur en mode de fonctionnement continu.

Les schémas structurels correspondant aux phases de fonctionnement sont présentés dans les figures II.15 - II.16.

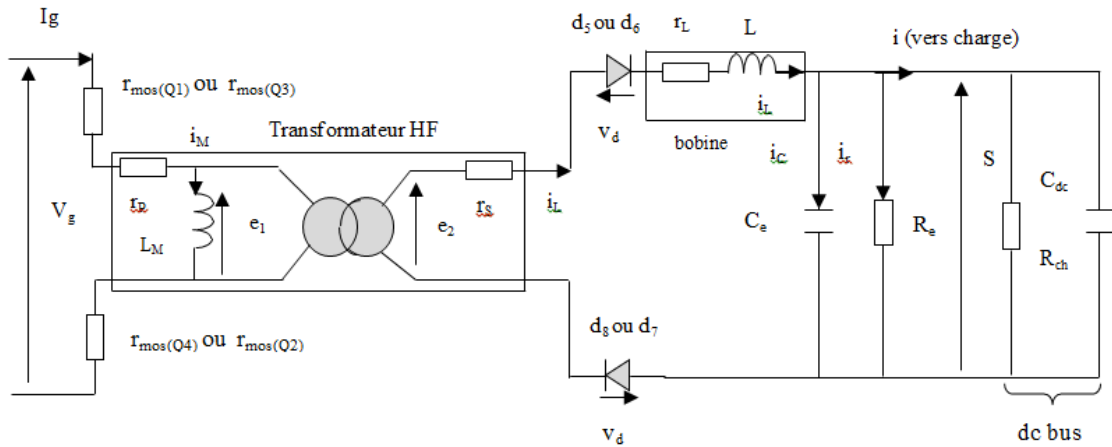


Figure II.15 Schéma structurel de deux phases 1 et 3

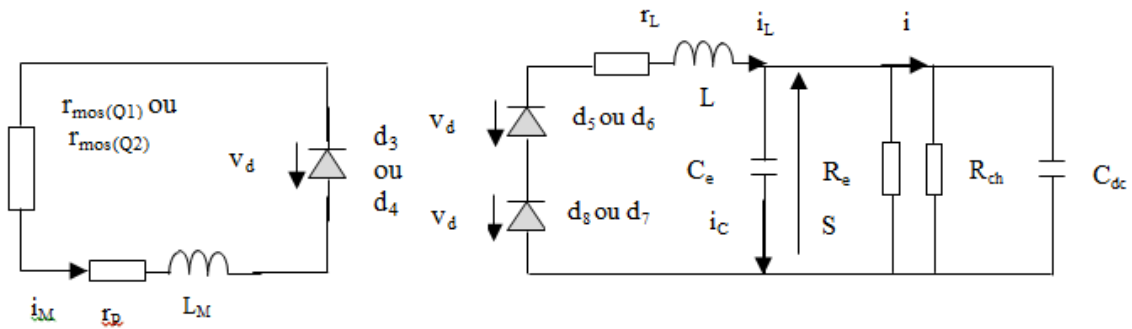


Figure II.16 Schéma structurel de deux phases 2 et 4

Au niveau des phases 2 et 4 : la tension V_g issue de la source est déconnectée correspondant à la démagnétisation du transformateur (figure.II.16). Aussi, les schémas structurels sont établis dans l'hypothèse que les composants de commutation ne sont pas parfaits.

Pour arriver à la représentation d'état, les vecteurs d'état, de sortie et de commande, communs à l'ensemble des quatre phases, que nous avons choisis sont les suivants:

$$\underline{X} = \begin{bmatrix} i_M \\ i_L \\ s \end{bmatrix} \quad \underline{Y} = \begin{bmatrix} i_g \\ i_L \\ s \end{bmatrix} \quad \underline{U} = \begin{bmatrix} V_g \\ V_d \end{bmatrix} \quad (IV.11)$$

II.2.3.3.1 Représentation d'état de la phase 1 (de $t = 0$ à $t = \varphi T$)

Le schéma structurel figure. II.15 permet d'écrire les équations différentielles suivantes:

$$e_1 = +v_g - (2r_{mos} + r_p) \dot{i}_g = L_M \dot{i}_M \quad (\text{II.12})$$

$$e_2 = ne_1 = (r_s + r_L) \dot{i}_L + 2v_d + L \dot{i}_L + s \quad (\text{II.13})$$

$$i_g = ni_L + i_M \quad (\text{II.14})$$

Après calculs, nous obtenons :

$$\dot{i}_M = -\frac{(2r_{mos} + r_p)}{L_M} i_M - \frac{n(2r_{mos} + r_p)}{L_M} i_L + \frac{1}{L_M} V_g \quad (\text{II.15})$$

$$\dot{i}_L = -\frac{n(2r_{mos} + r_p)}{L} i_M - \frac{(r_s + r_L) + n^2(2r_{mos} + r_p)}{L} i_L - \frac{1}{L} s + \frac{n}{L} V_g - \frac{2V_d}{L} \quad (\text{II.16})$$

Ainsi que, l'équation du couplage :

$$\dot{s} = \frac{1}{C_{eq}} i_L - \frac{1}{R_{eq} C_{eq}} s \quad (\text{II.17})$$

Ce qui conduit à la représentation d'état suivante :

$$\dot{\underline{X}} = \begin{bmatrix} \frac{-(2r_{mos} + r_p)}{L_M} & \frac{-n(2r_{mos} + r_p)}{L_M} & 0 \\ \frac{-n(2r_{mos} + r_p)}{L} & \frac{-n^2(2r_{mos} + r_p) - (r_s + r_L)}{L} & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & \frac{-1}{R_{eq} C_{eq}} \end{bmatrix} \underline{X} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_M} & 0 \\ \frac{n}{L} & \frac{-2}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \underline{U} = A_1 \underline{X} + B_1 \underline{U} \quad (\text{II.18})$$

$$\underline{Y} = \begin{bmatrix} 1 & n & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \underline{X} = C_1 \underline{X} + D_1 \underline{U} \quad \text{Avec} \quad D_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

II.2.3.3.2 Représentation d'état de la phase 3 (de $t = T/2$ à $t = T/2 + \varphi T$)

Le schéma structurel de la figure II.15 permet d'écrire les équations différentielles suivantes:

$$e_1 = -v_g - (2r_{mos} + r_p) \dot{i}_g = L_M \dot{i}_M \quad (\text{II.19})$$

$$e_2 = ne_1 = (r_s + r_L) \dot{i}_L + 2v_d + L \dot{i}_L + s \quad (\text{II.20})$$

$$i_g = ni_L + i_M \quad (\text{II.21})$$

Après calculs, nous obtenons:

$$\dot{i}_M = -\frac{(2r_{mos} + r_p)}{L_M} i_M - \frac{n(2r_{mos} + r_p)}{L_M} i_L - \frac{1}{L_M} V_g \quad (\text{II.22})$$

$$\dot{i}_L = -\frac{n(2r_{mos} + r_p)}{L} i_M - \frac{n^2(2r_{mos} + r_p) + (r_s + r_L)}{L} i_L - \frac{1}{L} s + \frac{n}{L} V_g - \frac{2}{L} V_d \quad (\text{II.23})$$

L'équation du couplage est donnée par (II.24) :

$$\dot{s} = \frac{1}{C_{eq}} i_L - \frac{1}{R_{eq} C_{eq}} s \quad (\text{II.24})$$

Ce qui conduit à la représentation d'état suivante :

$$\dot{\underline{X}} = \begin{bmatrix} \frac{-(2r_{mos} + r_p)}{L_M} & \frac{n(2r_{mos} + r_p)}{L_M} & 0 \\ \frac{-n(2r_{mos} + r_p)}{L} & \frac{-n^2(2r_{mos} + r_p) - (r_s + r_L)}{L} & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & \frac{-1}{R_{eq} C_{eq}} \end{bmatrix} \underline{X} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_M} & 0 \\ \frac{n}{L} & \frac{-2}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \underline{U} = A_1 \underline{X} + B_1 \underline{U} \quad (\text{II.25})$$

$$\underline{Y} = \begin{bmatrix} 1 & n & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \underline{X} = C_3 \underline{X} + D_3 \underline{U} \quad \text{Avec} \quad D_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Nous remarquons que les équations différentielles de la phase 3 sont très voisines de celles de la phase 1. La principale différence est due à l'inversion de la tension e_1 (pont complet en H).

II.2.3.3.3 Représentation d'état de la phase 2 (de $t = \varphi T$ à $t = T/2$)

Cette phase est caractérisée par les deux phénomènes suivants : la déconnexion de la source et la démagnétisation du transformateur. Le courant i_g prélevé sur la source devient nul.

Les équations différentielles du convertisseur statique pour cette phase de fonctionnement (figure.II.16) sont:

$$(r_{mos} + r_p) i_M + L_M \dot{i}_M = -v_d \quad (\text{II.26})$$

$$-2v_d = r_L i_L + L i_L + s \quad (\text{II.27})$$

Après calculs, nous obtenons :

$$\dot{i}_M = \frac{-(r_{mos} + r_p)}{L_M} i_M - \frac{1}{L_M} V_d \quad (\text{II.28})$$

$$\dot{i}_L = \frac{-r_L}{L} i_L - \frac{1}{L} s - \frac{2}{L} V_d \quad (\text{II.29})$$

L'équation du couplage est donnée toujours par (II.30) :

$$s = \frac{1}{C_{eq}} i_L - \frac{1}{R_{eq} C_{eq}} s \quad (\text{II.30})$$

Ce qui conduit à la représentation d'état suivante:

$$\dot{\underline{X}} = \begin{bmatrix} \frac{-(r_{mos} + r_p)}{L_M} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r_L}{L} & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & \frac{-1}{R_{eq} C_{eq}} \end{bmatrix} \underline{X} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_M} \\ 0 & \frac{-2}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \underline{U} \quad (\text{II.31})$$

$$\underline{Y} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \underline{X} = C_2 \underline{X} + D_2 \underline{U} \quad \text{Avec : } D_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

II.2.3.3.4 Représentation d'état de la phase 4 (de $t = T/2 + \varphi T$ à $t = T$)

Cette phase est caractérisée par les mêmes phénomènes remarqués dans la phase 2, alors le courant i_g prélève sur la source devient nul.

Le schéma structurel de la figure. II.16 permet d'écrire les équations différentielles ci-dessous:

$$(r_{mos} + r_p) i_M + L_M \dot{i}_M = v_d \quad (\text{II.32})$$

$$-2v_d = r_L i_L + L \dot{i}_L + s \quad (\text{II.33})$$

Après calculs, nous obtenons :

$$\dot{i}_M = \frac{-(r_{mos} + r_p)}{L_M} i_M + \frac{1}{L_M} V_d \quad (\text{II.34})$$

$$\dot{i}_L = -\frac{r_L}{L}i_L - \frac{1}{L}s - \frac{2}{L}V_d \quad (\text{II.35})$$

L'équation du couplage est donnée par (II.36) :

$$\dot{s} = \frac{1}{C_{eq}}i_L - \frac{1}{R_{eq}C_{eq}}s \quad (\text{II.36})$$

La représentation d'état obtenue à pour expression:

$$\dot{\underline{X}} = \begin{bmatrix} \frac{-(r_{mos} + r_p)}{L_M} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r_L}{L} & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & \frac{-1}{R_{eq}C_{eq}} \end{bmatrix} \underline{X} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_M} \\ 0 & \frac{-2}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \underline{U} \quad (\text{II.37})$$

$$\underline{Y} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \underline{X} = C_4 \underline{X} + D_4 \underline{U} \quad \text{Avec : } D_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Les équations de couplage (II.17), (II.24), (II.30), (II.36) traduisant l'évolution de la tension de sortie sur le bus continu sont identiques pour l'ensemble des phases. La modélisation des quatre phases permet déduire le modèle d'état moyen expliqué dans le paragraphe ci-dessous.

II.2.3.3.4 Modèle d'état moyen d'un convertisseur statique

-Le modèle moyen permet d'avoir une solution continue obtenue après un temps de calcul relativement réduit. Seulement ce modèle manque de précision si on s'intéresse aux dynamiques rapides du convertisseur.

L'approche moyennée en espace d'état pour les convertisseurs de puissance est souvent utilisée. Cela se justifie principalement par l'évidence remarquable de cette méthode, par la simplicité de sa mise en œuvre, par la pertinence des résultats obtenu et par sa possibilité à la généralisation. Les résultats obtenus fournissent des outils pour le développement et le perfectionnement des méthodes visant à la conception et la commande des systèmes d'électronique de puissance.

Le modèle moyen [94] est donne par l'expression:

$$\left\{ \begin{array}{l} X_M = \begin{bmatrix} \bullet \\ i_M \\ \bullet \\ i_L \\ \bullet \\ S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{moy}(\varphi) \\ B_{moy}(\varphi) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_M \\ i_L \\ S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_g \\ V_d \end{bmatrix} \\ Y_M = \begin{bmatrix} C_{moy}(\varphi) \\ D_{moy}(\varphi) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_M \\ i_L \\ S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_g \\ V_d \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (\text{II.38})$$

Où : les matrices du modèle moyen sont données par les expressions:

$$A_{moy}(\varphi) = \frac{1}{2}(A_1\varphi + A_2(1-\varphi) + A_3\varphi + A_4(1-\varphi)) = \begin{bmatrix} A_{moy}(\varphi,1,1) & A_{moy}(\varphi,1,2) & 0 \\ A_{moy}(\varphi,2,1) & A_{moy}(\varphi,2,2) & A_{moy}(\varphi,2,3) \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & \frac{-1}{R_{eq}C_{eq}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

$$B_{moy}(\varphi) = \frac{1}{2}(B_1\varphi + B_2(1-\varphi) + B_3\varphi + B_4(1-\varphi)) = \begin{bmatrix} B_{moy}(\varphi,1,1) & B_{moy}(\varphi,1,2) \\ B_{moy}(\varphi,2,1) & B_{moy}(\varphi,2,2) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

$$C_{moy}(\varphi) = \frac{1}{2}(C_1\varphi + C_2(1-\varphi) + C_3\varphi + C_4(1-\varphi)) = \begin{bmatrix} C_{moy}(\varphi,1,1) & C_{moy}(\varphi,1,2) & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Après calcul nous obtenons les matrices suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} A_{moy}(\varphi) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{-(2r_{mos})\varphi - 2(r_{mos} + r_p)}{L_M} & 0 & 0 \\ \frac{-2n(2r_{mos} + r_p)\varphi}{L} & \frac{-(2n^2(2r_{mos} + r_p) + 2r_s)\varphi - 2r_L}{L} & \frac{-2}{L} \\ 0 & \frac{2}{C_{eq}} & \frac{-2}{R_{eq}C_{eq}} \end{bmatrix} \\ B_{moy}(\varphi) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{2n\varphi}{L} & \frac{-4}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, C_{moy}(\varphi) = \begin{bmatrix} \varphi & n\varphi & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, D_{moy}(\varphi) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (\text{II.42})$$

Les variables de la matrice d'état sont fonctions du rapport cyclique φ , les caractéristiques (capacité et résistance) du couplage du convertisseur statique sur le bus continu. Le modèle d'état moyen sera utilisée dans la suite de ce travail.

II.2.3.3.5 Modélisation par représentation d'état de couplage de deux convertisseurs statiques identiques sur un bus continu

Cette partie traite le couplage de deux convertisseurs statiques identiques sur le bus continu afin de montrer l'évolution de la matrice d'états. Et d'atteindre l'objectif d'une généralisation du modèle à « n » convertisseurs statiques, Le schéma structurel correspondant à ce couplage est représenté sur la figure II.17.

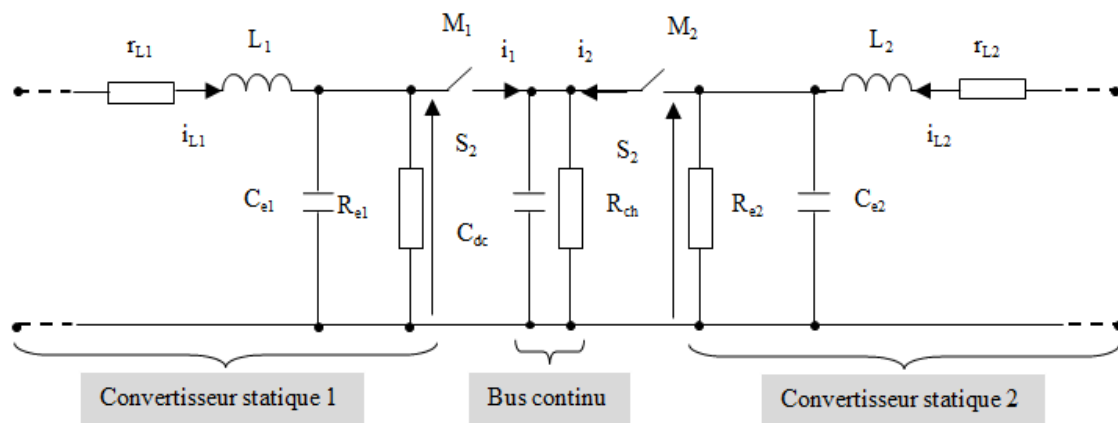


Figure II.17 Schéma structurel partiel du couplage de deux convertisseurs statiques.

Pour ce mode de fonctionnement quatre configurations (modes) sont possibles. Le mode de fonctionnement dépend de l'état de deux commutateurs discrets M_1 et M_2 .

Durant le fonctionnement du système multi-sources d'énergie renouvelable et suivant la stratégie de fonctionnement adoptée il peut arriver à ce qu'on couple ou découple une source via le convertisseur statique. Dans ce cas l'équation de couplage prend une autre forme et peut être écrit en fonction des variables discrètes de commutations M_i représentées par des contacts à fermeture.

Tableau II.2 : Modes de fonctionnement des deux convertisseurs

Modes de fonctionnement	L'état de commutation
Mode 0	Aucun convertisseur statique n'est connecté sur le bus continu: $M_2=0$ et $M_1=0$ (M_1 et M_2 sont ouverts).
Mode 1	Seul le convertisseur statique 1 est couplé sur le bus continu: $M_2=0$ et $M_1=1$ (M_1 est fermé, M_2 est ouvert).
Mode 2	Seul le convertisseur statique 2 est couplé sur le bus continu: $M_2=1$ et $M_1=0$ (M_1 est ouvert, M_2 est fermé).
Mode 3	Les deux convertisseurs statiques sont couplés sur le bus continu: $M_2=1$ et $M_1=1$ (M_1 et M_2 sont fermés).

Les équations générales au point de couplage sont exprimées par:

$$\dot{S}_1 = -\frac{1}{R_{eq1}C_{eq1}}S_1 + \frac{1}{C_{eq1}}i_{L1} + M_1M_2 \frac{1}{C_{eq1}}i_{L2} \quad (\text{II.43})$$

$$\dot{S}_2 = -\frac{1}{R_{eq2}C_{eq2}}S_2 + M_2M_1 \frac{1}{C_{eq2}}i_{L1} + \frac{1}{C_{eq2}}i_{L2} \quad (\text{II.44})$$

Avec:

$$\frac{1}{C_{eq1}} = M_2\overline{M_1} \frac{1}{C_e} + \overline{M_2}M_1 \frac{1}{C_e + C_{dc}} + M_2M_1 \frac{1}{2C_e + C_{dc}} + \overline{M_2}\overline{M_1} \frac{1}{C_e} \quad (\text{II.45})$$

$$\frac{1}{R_{eq1}} = M_2\overline{M_1} \frac{1}{R_e} + \overline{M_2}M_1 \frac{R_e + R_{ch}}{R_e R_{ch}} + M_2M_1 \frac{R_e + 2R_{ch}}{R_e R_{ch}} + \overline{M_2}\overline{M_1} \frac{1}{R_e} \quad (\text{II.46})$$

$$\frac{1}{C_{eq2}} = M_2\overline{M_1} \frac{1}{C_e + C_{dc}} + \overline{M_2}M_1 \frac{1}{C_e} + M_2M_1 \frac{1}{2C_e + C_{dc}} + \overline{M_2}\overline{M_1} \frac{1}{C_e} \quad (\text{II.47})$$

$$\frac{1}{R_{eq2}} = \overline{M_2}M_1 \frac{1}{R_e} + M_2\overline{M_1} \frac{R_e + R_{ch}}{R_e R_{ch}} + M_2M_1 \frac{R_e + 2R_{ch}}{R_e R_{ch}} + \overline{M_2}\overline{M_1} \frac{1}{R_e} \quad (\text{II.48})$$

Pour la représentation d'état, les vecteurs que nous avons choisis sont les suivants:

- $X = [i_{M1}, i_{L1}, i_{M2}, i_{L2}, s_1, s_2]^T$ est le vecteur d'état où :

i_{M1}, i_{M2} : Sont des variables d'état représente les courants de magnétisation de deux transformateurs.

i_{L1}, i_{L2} : Sont les courants dans les inductances

Et S_1, S_2 : Sont les tensions de sortie de deux convertisseurs statiques.

Notons que, la tension S_1 est égale à S_2 lorsque les deux convertisseurs statiques sont couplés sur le bus continu.

- $U = [v_{g1}, v_{d1}, v_{g2}, v_{d2}]^T$ est le vecteur de commande où :

v_{g1}, v_{g2} : Sont les tensions issues des deux sources appliquées à l'entrée des convertisseurs statiques.

v_{d1}, v_{d2} : Sont les tensions de seuil aux bornes des diodes.

$Y = [i_{g1}, i_{L1}, i_{g2}, i_{L2}, s_1, s_2]^T$ est le vecteur de sortie où :

i_{g1}, i_{g2} : Sont les courants prélevés sur les sources.

i_{L1}, i_{L2} Sont les courants dans les inductances.

Et S_1, S_2 : Sont les tensions de sortie de chaque convertisseur statique.

Le modèle d'état moyen du couplage de deux convertisseurs statiques sur un bus continu est donné par la matrice d'état (II.49).

Les sous matrices 1 et 2 dans l'équation II.49 correspondent aux variables internes des convertisseurs statiques 1 et 2. et les deux dernières lignes de la matrice d'état correspondent aux équations de couplage des convertisseurs statiques 1 et 2 respectivement sur le bus continu.

$$A_{2_{moy}}(\varphi) = \begin{bmatrix} \boxed{A_{moy}(\varphi_1,1,1)} & \boxed{A_{moy}(\varphi_1,1,2)} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \boxed{A_{moy}(\varphi_1,2,1)} & \boxed{A_{moy}(\varphi_1,2,2)} & 0 & 0 & \boxed{A_{moy}(\varphi_1,2,3)} & 0 \\ 0 & 0 & \boxed{A_{moy}(\varphi_2,1,1)} & \boxed{A_{moy}(\varphi_2,1,2)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \boxed{A_{moy}(\varphi_2,2,1)} & \boxed{A_{moy}(\varphi_2,2,2)} & 0 & \boxed{A_{moy}(\varphi_2,2,3)} \\ 0 & \frac{1}{C_{eq1}} & 0 & M_1 M_2 \frac{1}{C_{eq1}} & \frac{-1}{(R_{eq1} C_{eq1})} & 0 \\ 0 & M_2 M_1 \frac{1}{C_{eq2}} & 0 & \frac{1}{C_{eq2}} & 0 & \frac{-1}{(R_{eq2} C_{eq2})} \end{bmatrix} \quad (II.49)$$

Par contre les matrices de sortie et de commande n'évoluent pas avec le mode choisi car elles ne font pas intervenir les variables de couplage.

La matrice de sortie est de la forme suivante:

$$C_{moy}(\varphi) = \begin{bmatrix} C_{moy}(\varphi_1,1,1) & C_{moy}(\varphi_1,1,2) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ C_{moy}(\varphi_1,2,1) & C_{moy}(\varphi_1,2,2) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{moy}(\varphi_2,1,1) & C_{moy}(\varphi_2,1,2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{moy}(\varphi_2,2,1) & C_{moy}(\varphi_2,2,2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (II.50)$$

La matrice de commande est de la forme suivante:

$$B_{moy} = \begin{bmatrix} B_{moy}(\varphi_1,1,1) & B_{moy}(\varphi_1,1,2) & 0 & 0 \\ B_{moy}(\varphi_1,2,1) & B_{moy}(\varphi_1,2,2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B_{moy}(\varphi_2,1,1) & B_{moy}(\varphi_2,1,2) \\ 0 & 0 & B_{moy}(\varphi_2,2,1) & B_{moy}(\varphi_2,2,2) \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.51)$$

Les composants de la matrice d'état (II.49) montrent clairement les sous matrices de chaque convertisseur statique couplé sur le bus continu. Ceci peut être généralisé au couplage de « n » convertisseurs statiques sur le bus continu.

II.2.3.3.6 Généralisation au couplage de n convertisseurs statiques identique sur un bus continu

Le développement du modèle d'état moyen (II.49) montre que ce dernier peut être étendu aisément au couplage de n convertisseurs statiques identiques sur un bus continu de la manière suivante :

$$A_{moy}(\varphi) = \begin{bmatrix} \boxed{\begin{matrix} A_{moy}(\varphi_1,1,1) & A_{moy}(\varphi_1,1,2) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ A_{moy}(\varphi_1,2,1) & A_{moy}(\varphi_1,2,2) & 0 & 0 & A_{moy}(\varphi_1,2,3) & 0 & 0 \end{matrix}} & & & & & & \\ & & \boxed{\begin{matrix} A_{moy}(\varphi_n,1,1) & A_{moy}(\varphi_n,1,2) \\ A_{moy}(\varphi_n,2,1) & A_{moy}(\varphi_n,2,2) \end{matrix}} & & & & \\ 0 & 0 & & & & & \\ 0 & 0 & & & & & \\ 0 & \frac{1}{C_{eq1}} & \dots & 0 & M_1 M_n \frac{1}{C_{eq1}} & \frac{-1}{R_{eq1} C_{eq1}} & 0 & 0 \\ 0 & M_n M_1 \frac{1}{C_{eqn}} & \dots & 0 & \frac{1}{C_{eqn}} & 0 & 0 & \frac{-1}{R C} \end{bmatrix} \quad (II.52)$$

Cette généralisation est effectuée dans l'hypothèse que les convertisseurs statiques utilisés sont identiques.

A partir de l'expression générale, on peut calculer les valeurs de R_{eqi} et C_{eqi} avec les équations suivantes:

$$\frac{1}{C_{eqi}} = \overline{M}_i \frac{1}{C_e} + M_i \left(\frac{1}{qC_e + C_{dc}} \right) \quad (II.53)$$

$$q = q(M_j, j \neq i)$$

$$\frac{1}{R_{eqi}} = \overline{M}_i \frac{1}{R_e} + M_i \left(\frac{R_e + R_{ch}}{R_e R_{ch}} \right) \quad (II.54)$$

$$q = q(M_j, j \neq i)$$

Avec: q : nombre de convertisseurs statiques couplés.

i : numéro du convertisseur

Les deux équations générales précédentes (II.53-54) définissent les paramètres de couplage en fonction du nombre de convertisseurs statiques couplés sur le bus continu.

II.3 Résultat de simulation

La simulation effectuée a pour objectif de montrer que le modèle moyen proposé permet d'étudier et d'analyser le comportement de la micro-centrale lorsque l'on couple ou que l'on découple un ou plusieurs convertisseurs statiques.

Si on considère quatre sources, seize modes sont possibles (Voir tableau II.3).

Nous avons choisi la séquence de fonctionnement ci-dessous pour illustrer la mise en œuvre du modèle:

Tableau II.3 Séquence de fonctionnement des modes [59]

Sources Modes	Sources				Source4	Source3	Source2	Source1
	M ₄	M ₃	M ₂	M ₁	M ₄ Diesel	M ₃ Eolienne	M ₂ Batterie	M ₁ Solaire
0	0	0	0	0	Découplée	Découplée	Découplée	Découplée
1	0	0	0	1	Découplée	Découplée	Découplée	Couplée100%
3	0	0	1	1	Découplée	Découplée	Couplée70%	Couplée30%
3	0	0	1	1	Découplée	Découplée	Couplée50%	Couplée50%
7	0	1	1	1	Découplée	Couplée50%	Couplée40%	Couplée10%
7	0	1	1	1	Découplée	Couplée60%	Couplée20%	Couplée20%
15	1	1	1	1	Couplée40%	Couplée30%	Couplée20%	Couplée10%
14	1	1	1	0	Couplée35%	Couplée20%	Couplée45%	Découplée
12	1	1	0	0	Couplée50%	Couplée50%	Découplée	Découplée
8	1	0	0	0	Couplée100%	Découplée	Découplée	Découplée
0	0	0	0	0	Découplée	Découplée	Découplée	Découplée

Les taux de puissance indiqués dans le tableau ci-dessous correspondent au choix effectuée pour la simulation. Un taux de puissance est l'apport en pourcentage de chaque source pour satisfaire la demande de la charge.

Pour cette simulation, la valeur de référence de la tension sur le bus continu est fixée à 100V, la charge est supposée résistive et égale à 100 ohms et le courant nécessaire pour la charge est 1 (A).

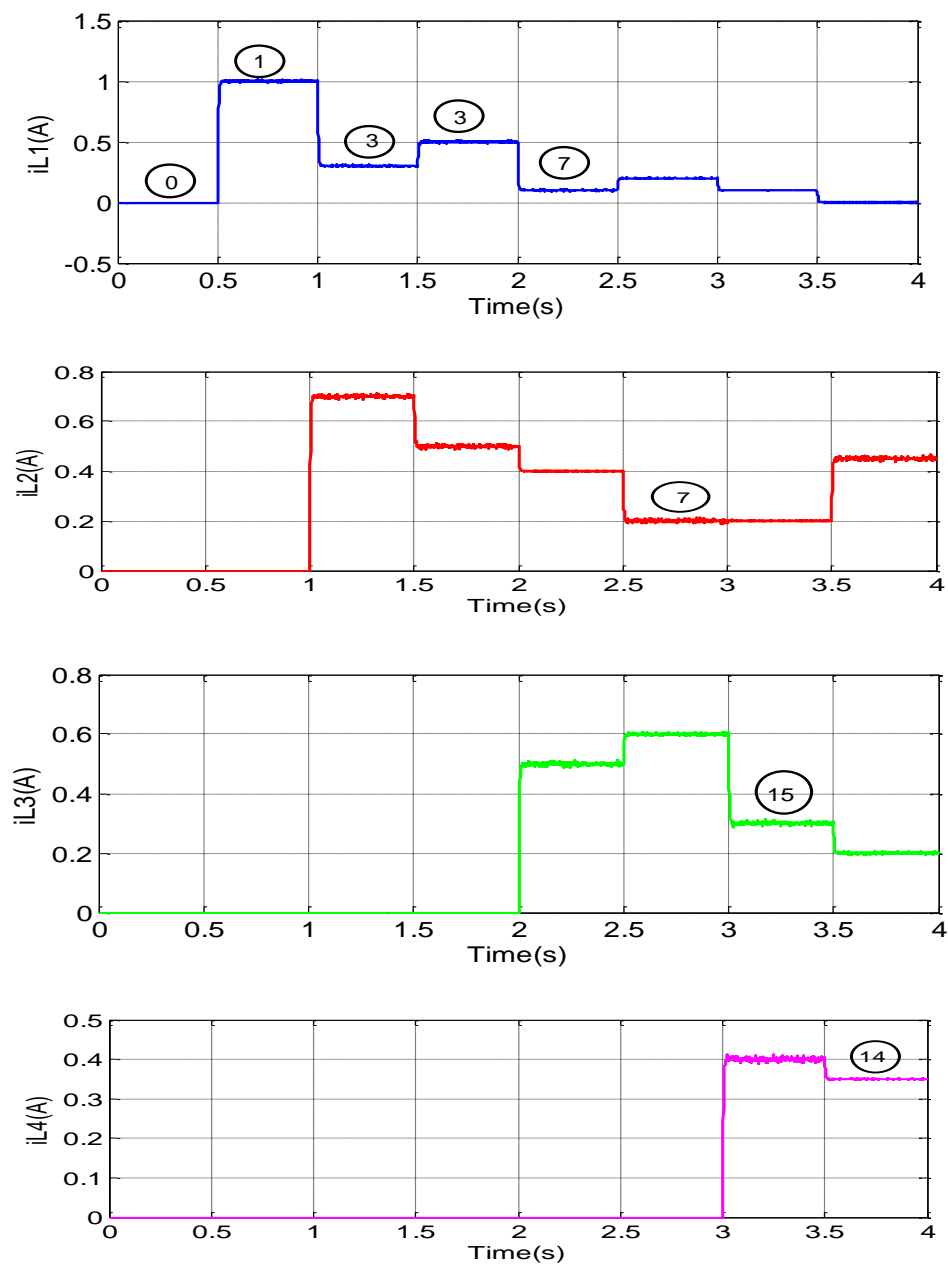


Figure II.18 Evolution du courant délivré par les sources 1, 2, 3 et 4 vers la charge

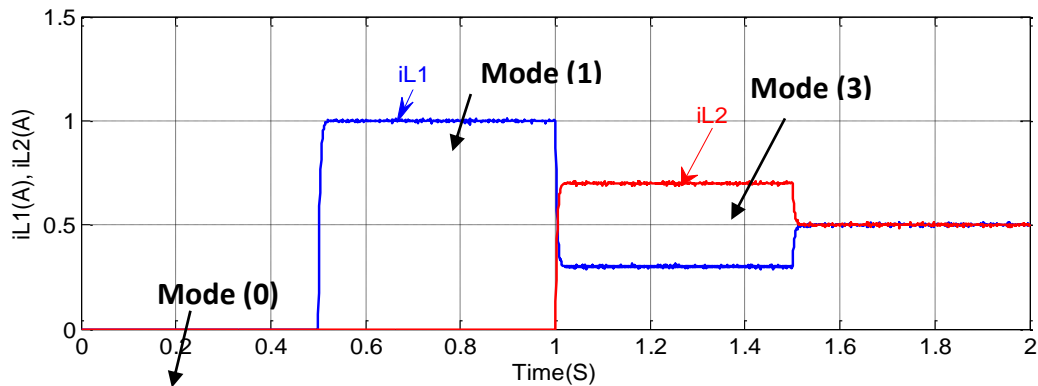


Figure II.19 Courbes des courants illustrant les modes 0, 1 et 3.

Les figures II.18 et II.19 montrent l'évolution du courant (flux d'énergie) délivré par chaque source en fonction du temps.

Nous remarquons sur la figure II.18 que le courant absorbé par la charge (1A) est à tout instant égal à la somme des courants délivrés par les sources couplés sur le bus continu. La figure II.19 représente des agrandissements (zoom) des modes 0, 1 et 3

Nous observons aussi que le courant absorbé par la charge est constant quel que soit le nombre de convertisseurs couplés sur le bus continu. En effet, la puissance d'une source déconnectée est compensée par les autres sources. Dans notre cas le courant nécessaire à la charge est 1 Ampère. Néanmoins ce courant est satisfait pour la charge estimé à 100 ohms pour cette simulation.

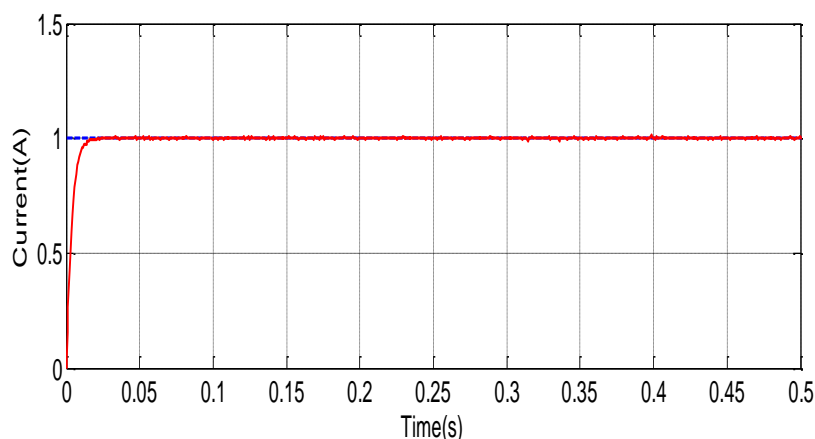


Figure II.20 Courant nécessaire pour la charge.

La figure II.20 montre l'évolution du courant sur le bus continu en fonction du temps. Ce courant est égalé au courant de référence ($I_{ref}=1 A$) choisie. C'est la condition indispensable au

transfert d'énergie. De plus cette valeur est constante quel que soit le nombre de convertisseurs statiques couplés sur le bus continu.

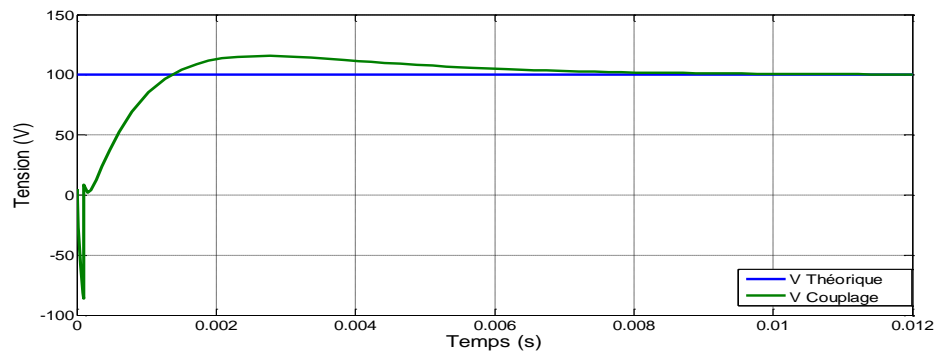


Figure II.21 Evolution de la tension lors d'un couplage d'une source.

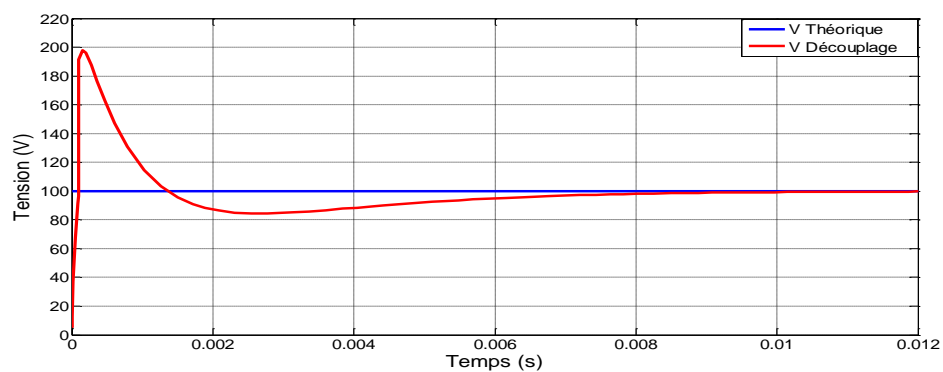


Figure II.22 Evolution de la tension lors d'un découplage d'une source.

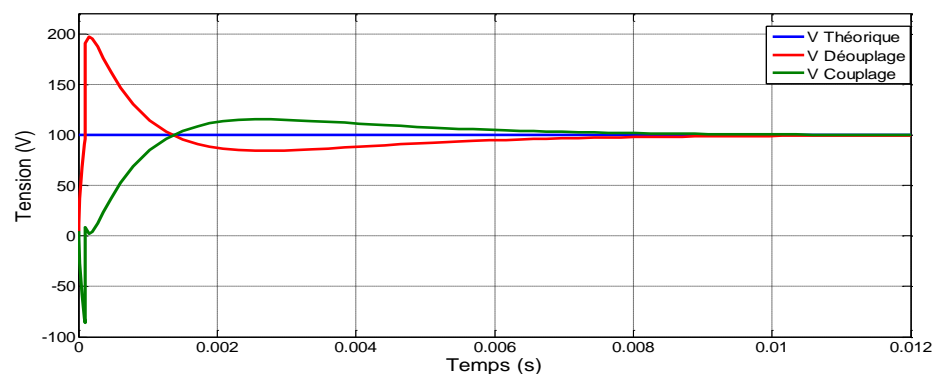


Figure II.23 Evolution de la tension lors d'un couplage, découplage d'une source.

Les figures II.21-22 et 23 montrent l'évolution de la tension lors d'un couplage, découplage, et les deux phénomènes à la fois respectivement, nous remarquons que le

couplage d'une source est présenté par l'apparition d'une chute de tension alors que le découplage est présenté par l'apparition de surtension au moment de chaque couplage ou découplage.

Ces phénomènes transitoires s'expliquent physiquement par le fait qu'il ne peut pas y avoir de variations brutales du courant au moment de (couplage-découplage) dans l'inductance L du convertisseur statique. Ces variations brutales du courant s'explique par le déchargement de condensateur C_e (couplage) ou chargement de condensateur C_e (découplage) d'où les variations transitoires de la tension à ses bornes.

Ces phénomènes transitoires correspondent mathématiquement aux changements de structure de la matrice d'état et aux changements de caractéristiques de l'équation de couplage décrit dans les paragraphes précédents (Equation II.30).

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé des généralités sur la modélisation des éléments constituant le système multi-source connectées sur un bus à CC, et les travaux de recherche effectuant ces parties concernant le système éolien, le générateur photovoltaïque, puis nous avons détaillé la modélisation du couplage d'un système multi sources réalisé par des convertisseurs DC/DC identiques de type Buck isolé à pont complet et à commutation de tension nulle (ZVS Full Bridge) par une représentation d'état du couplage d'un seul convertisseur puis le modèle d'état moyen de plusieurs convertisseurs statiques identiques ont été présenté. Le modèle d'état moyen proposé a l'avantage de donner, une explication physique détaillée du couplage et du découplage des convertisseurs statiques sur le bus continu. Ce modèle d'état moyen évolue en fonction du nombre de convertisseurs statiques couplés sur le bus continu.

Les résultats obtenus montrent que, le flux d'énergie des sources vers la charge est parfaitement maîtrisé quel que soit le nombre de convertisseurs statiques couplés sur le bus continu.

Enfin le modèle obtenu peut être utilisé pour la conception de lois de commande continue et discrète visant à optimiser les transferts d'énergie, en fonction des variations de puissance de sources et des caractéristiques de la charge.

Chapitre III
Diagnostic des systèmes
multi-sources

Chapitre III

Diagnostic des systèmes multi-sources

III.1 Introduction

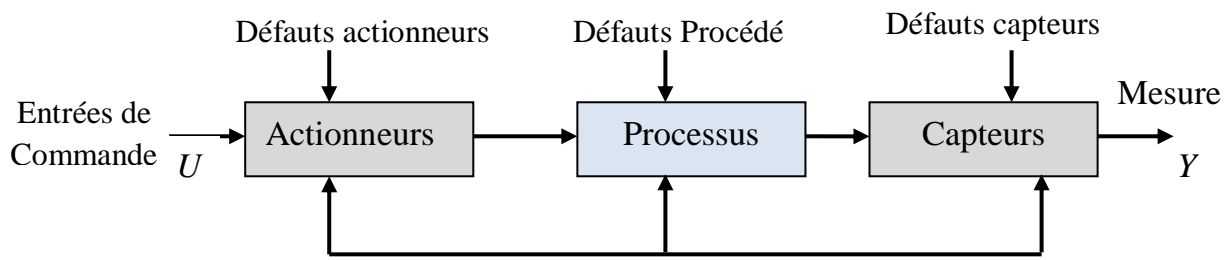
Ce chapitre a essentiellement pour objectif de présenter quelques rappels sur des concepts fondamentaux relatifs au diagnostic et à l'observabilité des systèmes dynamiques.

La première partie propose, tout d'abord, un état de l'art des différents types de défauts et de leurs influences sur le processus à diagnostiquer. Dans un deuxième volet, les différentes méthodes de diagnostic seront présentées, elles seront regroupées en deux grandes familles: les méthodes basées sur des modèles mathématiques et celles sans modèles de références. Puis une description des opérations essentielles pour réaliser le diagnostic de défauts dans les systèmes: la détection, la localisation et l'identification des défauts, seront exposé. Par la suite, une étude des méthodes de génération de résidus sera détaillée et abordée pour l'utilisation dans la partie suivante.

Dans la deuxième partie nous présentons une application de la méthode de résidus pour la détection de défaut dans les convertisseurs statique DC/DC dans couplage d'un système multi sources sur un bus continu et en présentant les résultats de simulations avec discussions concernant les performances attendues de cette méthode de diagnostic.

III.2. Différents type de défaut

On peut définir un défaut comme étant un écart non permis entre la valeur réelle d'une caractéristique du système étudié et sa valeur nominale. Comme il est présenté dans la figure (III.1), on distingue trois types de défauts: défaut actionneur, défaut capteur et défaut composant (défaut procédé).



Entrées inconnues (Perturbation, bruit de mesure, variations des paramètres...)

Figure III.1. Différents types de défauts d'un système physique.

Chacun de ces défauts cités précédemment ainsi que leurs influences sur le processus sont discutés brièvement dans le paragraphe ci-dessous.

III.2.1 Défauts capteurs

On peut définir les capteurs comme étant des instruments qui transforment une grandeur physique en une grandeur traitable par les calculateurs. Donc les capteurs sont principalement des interfaces de sortie d'un système avec l'environnement extérieur. Ils permettent de communiquer les informations concernant le comportement interne et l'état du processus. Ainsi, un défaut capteur est caractérisé par une mauvaise image de la grandeur physique à mesurer. Pour les systèmes en boucle fermée, les mesures par ces capteurs sont utilisées pour la génération du signal de commande. Donc, la présence d'un défaut capteur donne un signal de commande inefficace et inexacte.

Les défauts capteurs [96] les plus répandus sont: le biais, la dérive, la perte d'efficacité, le blocage et le défaut de calibrage. La figure (III.2) représente l'effet de ces défauts sur les mesures.

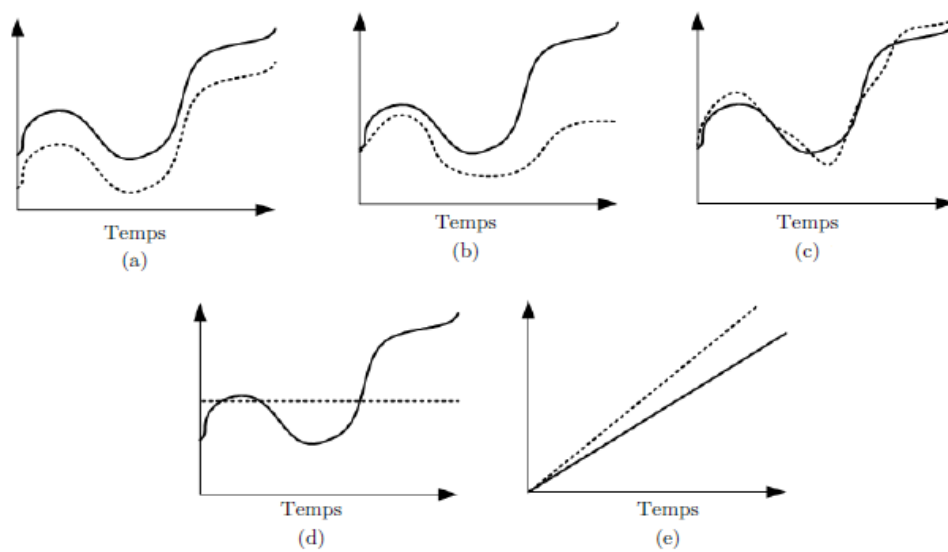


Figure III.2. Effet de différents types de défauts capteur sur les mesures. Les lignes en pointillées désignent les valeurs mesurées de capteur, cependant les lignes en trait continu représentent les valeurs réelles : a) le biais, b) la dérive, c) la perte d'efficacité, d) le blocage et e) le défaut de calibrage.

III.2.2 Défauts actionneurs

On peut définir l'actionneur comme étant un élément de la partie opérative d'un système qui transforme les signaux de commande issus du contrôleur (microcontrôleur ou micro-processeur) en mouvement (moteur), en chaleur (résistance électrique), ou en champ magnétique (électroaimant)...

Les défauts actionneurs agissent au niveau de la partie opérative et détruisent le signal d'entrée du système. Les conséquences générales de défauts actionneurs peuvent varier d'une consommation élevée de l'énergie jusqu'à la perte totale de contrôle. Ces défauts varient d'un actionneur à un autre, mais une classification non exhaustive des défauts les plus fréquents est présentée dans la figure (III.3).

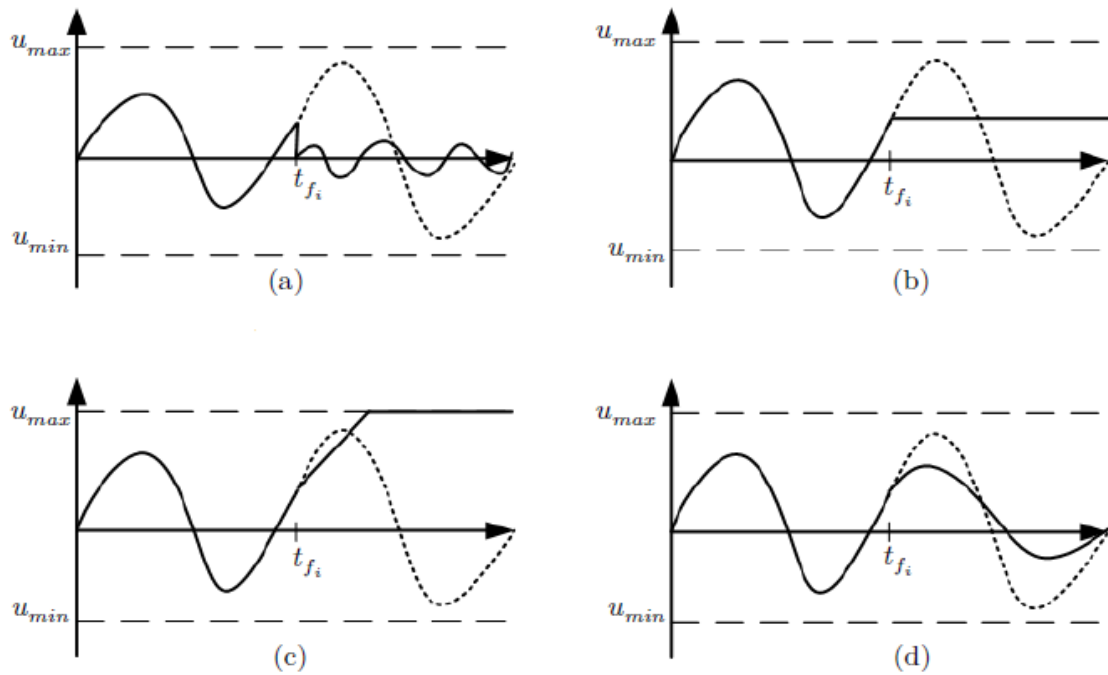


Figure III.3 Représentation graphique des défauts actionneur les plus répandues [97]. Les lignes en pointillées désignent les valeurs désirées de l'actionneur, cependant les lignes en trait continu représentent es valeurs actuelles. (a) oscillation, (b) blocage, (c) saturation et (d) perte d'efficacité.

III.2.3 Défauts composants

Sont définis par les défauts qui affectent les composants du système étudié. Mais on ne peut pas les classer ni parmi les défauts capteurs ni parmi les défauts actionneurs. Ce type de défaut provoque un changement de la dynamique du système commandé suite à un changement de ces paramètres. Le modèle mathématique des défauts composants demande des essais expérimentaux extensifs et souvent difficiles à déterminer. Dans le cas général, ils se traduisent par une variation dans l'équation d'états. Ce changement peut être soit paramétrique soit structurel/fonctionnel. Donc ces défauts induisent une instabilité de système. Les défauts peuvent être classés selon leurs évolutions temporelles [98]:

III.2.3.1 Défaut Abrupt

Ce type de défaut est caractérisé par un comportement temporel discontinu du système. Cette évolution, si elle ne correspond pas aux évolutions dynamiques

normales du modèle de système (changement de consigne), elle est caractéristique d'une panne brutale de l'élément: arrêt total ou partiel de connexion.

III.2.3.2 Défaut Graduel

C'est un défaut caractéristique d'une usure d'une partie du système, pièce ou d'un encrassement. Il est très difficile à être détecté parce que son évolution temporelle qui peut être confondue à une variation paramétrique lente représentant le non stationnarité du procédé.

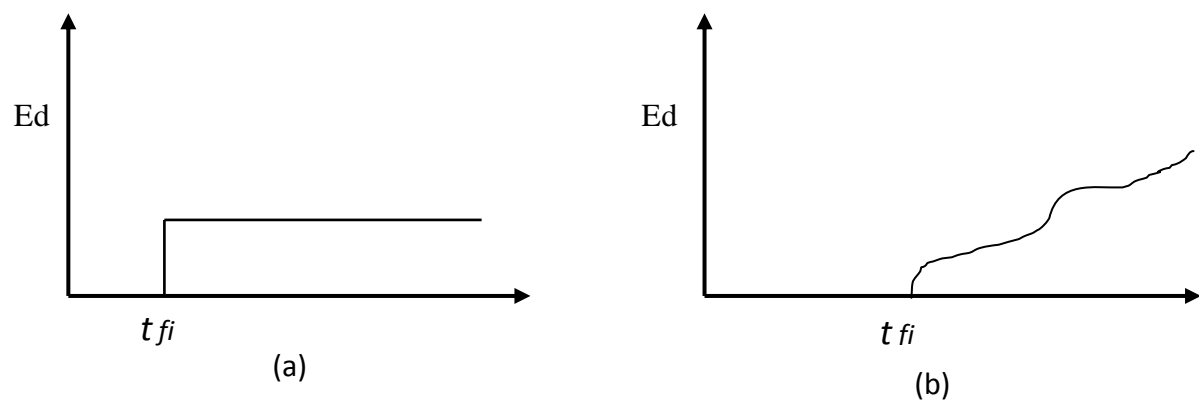


Figure III.4 Evolution temporelle d'un défaut: a) abrupt, b) graduel.

Dans les figures ci-dessus Ed représente l'évolution du défaut

III.3 Généralité sur le diagnostic

III.3.1 Définition de diagnostic

Le diagnostic est un ensemble des actions destinées à identifier les causes probables de la défaillance dans un système ou processus industriel, le diagnostic est caractérisé par deux tâches principales sont : la détection et la localisation de défauts [99]. Concernant la détection, elle consiste à signaler la présence du défaut avec l'instant d'apparition, tandis que la localisation a pour objectif de déterminer l'endroit où le défaut se situe par contre l'identification est de déterminer le type de défaut, donc l'objectif du diagnostic est de détecter d'une manière précoce un défaut avant qu'il conduise à une défaillance totale dans l'installation industrielle ou dans le système étudié.

II.3.2 Etapes de diagnostic industriel

On peut résumer les étapes de diagnostic industriel dans l'organigramme ci-dessous :

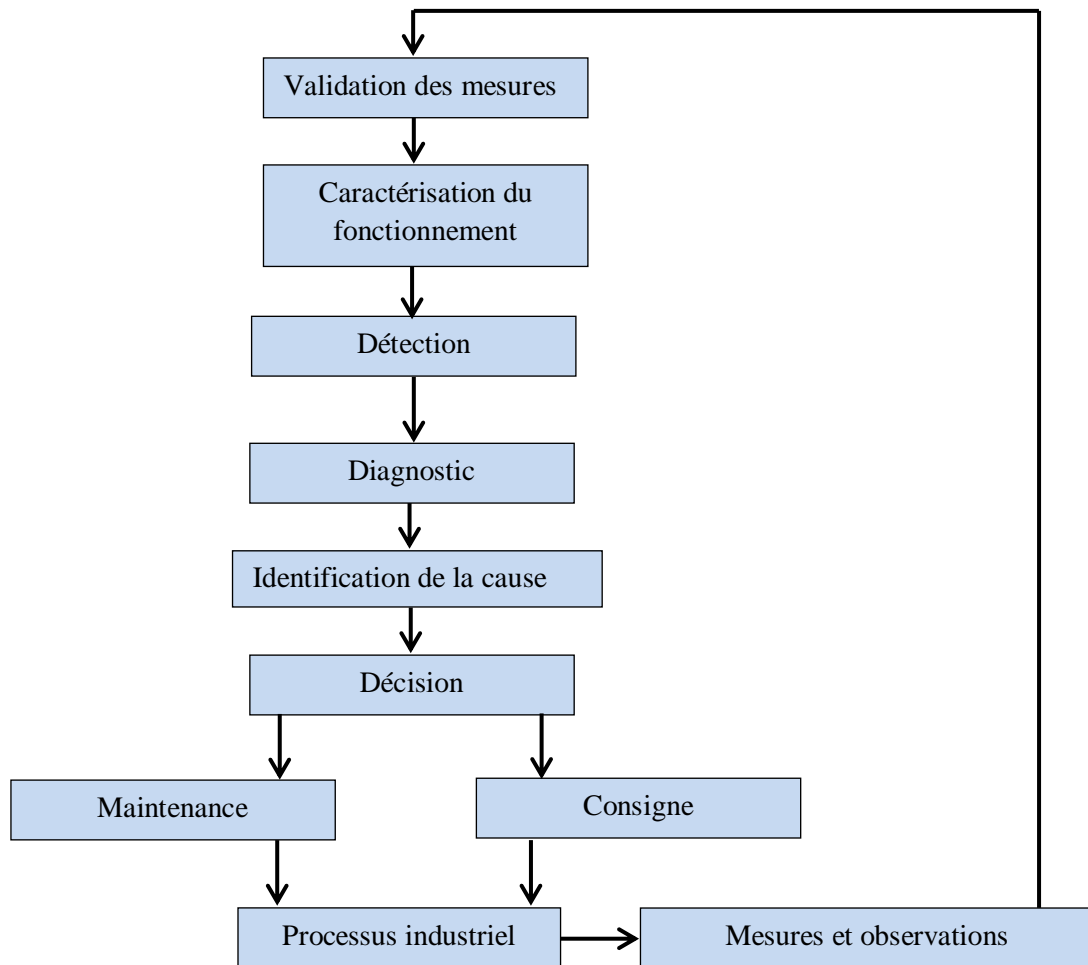


Figure III.5 Différentes étapes du diagnostic industriel [100]

III.4 Classification des méthodes de diagnostic

L'objectif de classification des méthodes de diagnostic est de déterminer la méthode la plus appropriée pour la résolution de notre problème de détection et de diagnostic.

Parmi les différentes méthodes de diagnostic, nous distinguons deux grandes familles (figure III.6):

- Les méthodes sans modèle qui ne nécessitent pas de connaissances accrues du système physique étudié, mais utilisent seulement des connaissances superficielles.

- Les méthodes à base de modèles qui nécessitent une connaissance approfondie du système physique étudié.

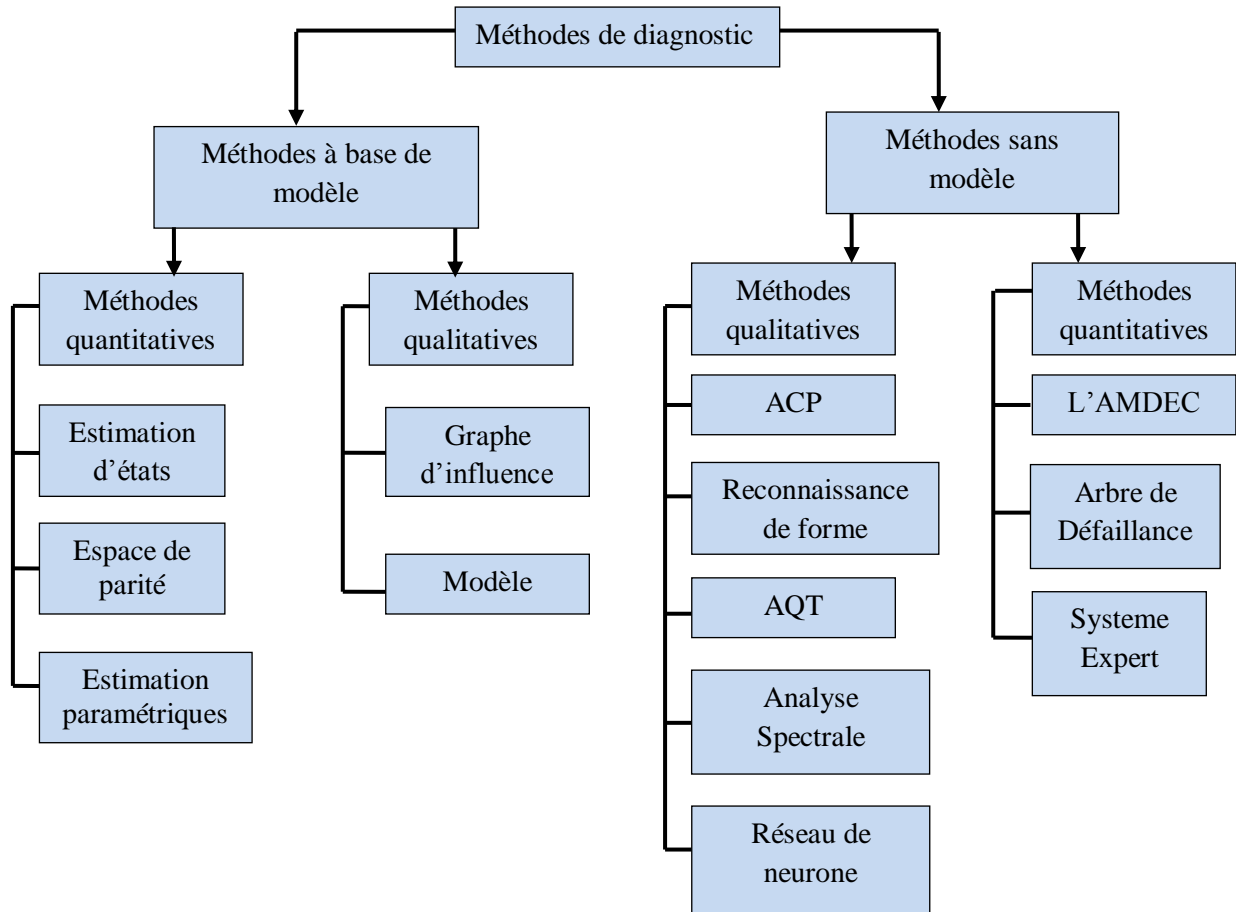


Figure III.6 Classification générale des méthodes de diagnostic

III.4.1 Méthodes sans modèle

Pour certaines applications des systèmes, la conception d'un modèle mathématique est difficile et parfois impossible à obtenir. À cause des nombreuses reconfigurations dans le processus de production ou de la complexité des phénomènes mises en jeu dans le système. Dans ce cas, on utilise des méthodes qui ne nécessitent aucune connaissance approfondie du procédé. On a deux classes, dans ce type d'approches, peuvent se présenter:

- Les méthodes quantitatives ou appelés méthodes à base de connaissances.

- Les méthodes qualitatives ou méthodes basées sur le traitement de données du système.

III.4.1.1 Méthodes qualitatives

Les méthodes qualitatives se basent sur l'exploitation d'une base de connaissance symbolique et nécessitent l'existence d'un grand nombre de données historiques correspondant aux différents modes de fonctionnement de l'installation (système).

III.4.1.1.1 Analyse en composantes principales

L'analyse en composantes principales (ACP) est une méthode statistique multivariée, elle peut compresser les données et de réduire leur taille. Elle peut être vue comme une technique de projection orthogonale linéaire qui projette les observations multidimensionnelles dans un espace de dimension [101].

III.4.1.1.2 Reconnaissance de forme

La méthode de reconnaissance de forme a un objectif de classification automatique d'objet suivant sa ressemblance par rapport à un objet de référence. Dans un problème de diagnostic, une classe est formée par l'ensemble d'observations caractérisant une situation ou un mode de fonctionnement de processus: si on prend un exemple, on a la classe C_5 peut être lié au fonctionnement normal du système, la classe C_7 pour le fonctionnement dégradé et la classe C_8 pour le fonctionnement défaillant du système.

Le diagnostic se base sur l'association de toute nouvelle observation à une classe. Le problème de diagnostic qui se pose est équivalent à la recherche des frontières entre les classes qui minimisent l'erreur de classification. Le calcul de la distance est choisi comme un critère de décision pour assigner une forme à une classe. La reconnaissance des Formes (RdF) en générale repose sur le classement des objets ou formes en les comparant à des formes-types. La conception d'un système de diagnostic par RdF se déroule en 2 phases : une phase d'analyse et une phase d'exploitation [102].

III.4.1.1.3 Analyse qualitative des tendances

L'objectif est de représenter et d'analyser qualitativement des signaux à travers l'information des dérivées de premier et de second ordre. Elle est constituée de deux étapes principales: l'identification de tendances obtenues dans les mesures (ce processus doit être robuste par rapport au bruit en capturant seulement les variations importantes), et l'interprétation de ces tendances obtenues en termes de scénarios.

III.4.1.1.4 Analyse spectrale

Dans les conditions normales de fonctionnement du système, certaines mesures ont un spectre typique de fréquence; toute déviation des caractéristiques fréquentielles d'un signal est reliée à une anomalie du système. Cette méthode est intéressante pour l'analyse des signaux qui montrent des oscillations obtenues avec des périodes longues (les débits, les pressions...).

L'application de cette procédure de décision permet de détecter et de localiser l'élément défaillant du système. Parmi les procédures de décision appliquées sur un échantillon de mesures on trouve: le test empirique de franchissement de seuil, test de variance, le test de la moyenne [103].

III.4.1.1.5 Réseaux de neurones

Les réseaux de neurones formels sont devenus en quelques années des outils précieux dans des domaines très divers de l'industrie et des services [104]. Les réseaux de neurones artificiels (RNA) présente une technique non-linéaire complexe basée sur le modèle d'un neurone humain. Il correspond d'un ensemble d'entités simples, appelées « neurones », fortement interconnectées entre elles. En principe, en générale les RNA visent à modéliser les capacités d'apprentissage du cerveau humain. En historique les premiers travaux sur les RNA ont été développés par McCulloch et Pitts en 1943, qui, en se basant principalement sur des fondements biologiques, ont proposé un modèle binaire tel que chaque neurone a une fonction seuil. En 1949, Hebb propose une formulation générale sur le mécanisme d'apprentissage, sous la forme d'une règle de modifications des connexions synaptiques. Ce mécanisme est devenu actuellement la base des algorithmes courants.

La première architecture neuronale est apparue en 1958, grâce aux travaux de recherche de Rosenblatt.

Un RNA se constitue [105] typiquement d'une couche d'entrée, d'une ou de plusieurs couches cachées ou intermédiaires et d'une couche de sortie. Dans le fonctionnement général du RNA, chaque neurone ou nœud est connecté à d'autres neurones d'une couche suivante par des poids synaptiques adaptables.

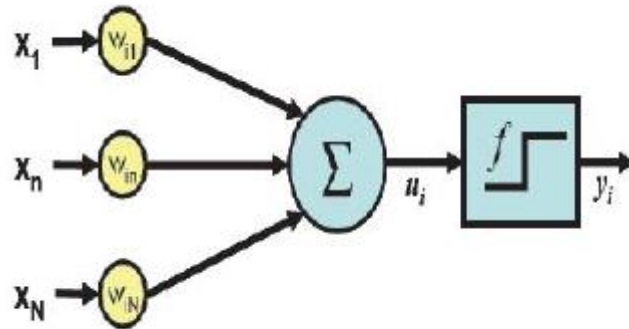


Figure .III.7 Schéma général d'un neurone.

La figure III.7 illustre le schéma général d'un neurone. Chaque nœud « i » calcule la somme de ses entrées (x_1, \dots, x_N), pondérées par les poids synaptiques (w_{1i}, \dots, w_{Ni}) correspondants; cette valeur représente l'état interne du neurone (u_i). Ce résultat est alors transmis à une fonction d'activation f . La sortie y_i est l'activation du neurone.

III.4.1.2 Méthodes quantitatives

Les méthodes quantitatives ou à base de connaissances sont utilisées lorsque la majorité des mesures sont indisponibles et lorsque la construction du modèle du processus s'avère difficile. Elles peuvent être mise en œuvre pour identifier les causes des défaillances d'un procédé industriel. Il s'agit d'analyses structurelles et fonctionnelles qui se basent sur l'expérience et la connaissance de l'opérateur.

III.4.1.2.1 L'AMDE (Analyse des Modes de Défaillances et de leurs Effets)

C'est une technique issue du contexte de la sûreté de fonctionnement. Plusieurs auteurs ont discuté sur l'efficacité de cette méthode. L'AMDEC est une technique utilisée pour le développement des produits et des procédés afin de réduire le risque d'échecs et de documenter les actions entreprises pour la revue d'un processus. Une démarche déductive et exhaustive qui consiste à définir les effets des défaillances des éléments d'un système [106,107]. La démarche consiste à traiter pourquoi et

comment les fonctions du système risquent de ne plus être assurées correctement, en commençant à définir les modes de défaillances potentielles, en recherchant les causes existe et possibles de l'apparition de chaque mode de défaillance et enfin en étudiant pour chaque combinaison (relation) cause-mode de défaillance, les effets sur le processus et sur l'utilisateur.

Une fois complétée l'étude, l'AMDE (Analyse des Modes de Défaillances et de leurs Effets) devient l'AMDEC (Analyse des Modes de Défaillance et de leurs Effets et de la Criticité). Elle permet de préciser les modes de défaillances les plus critiques. Elle se base sur l'examinations de la criticité des modes de défaillances à partir de trois critères : fréquence d'apparition, gravité, et probabilité de non détection.

III.4.1.2.2 Arbre de défaillances

L'analyse par arbre de défaillance est une méthode de type déductif, elle est utilisée au début des années 1960 par la compagnie américaine Bell Téléphone. Elle entait expérimentée pour l'évaluation de la sécurité des systèmes de tir de missiles, puis reprise dans de nombreux domaines tels que l'industrie chimique, l'aéronautique, le nucléaire, etc.

L'arbre de défaillances est étudié dans plusieurs travaux tels que [108]. Elle représente l'un des outils d'analyse de risques technologiques. L'objectif de cette approche est de déterminer les différentes combinaisons possibles d'évènements qui résultent la réalisation d'un évènement indésirable unique. L'arbre de défaillances est constitué de plusieurs niveaux où la racine correspond à l'évènement indésirable. Les niveaux sont organisé de manière successive tel que, chaque évènement est généré à partir des évènements du niveau inférieur par l'intermédiaire d'opérateurs logiques (ET, OU).

III.4.1.2.3 Systèmes experts

Les systèmes experts sont des systèmes informatique ont un objectif de résoudre un problème précis à partir d'une analyse, d'une représentation du raisonnement et des connaissances d'un ou de plusieurs spécialistes de ce problème et de ce système [109]. Généralement ils utilisent une information heuristique pour lier les symptômes aux défauts. A partir des symptômes et sa disposition, il déduit toutes les conclusions

possibles puis ils élaborent de nouvelles hypothèses et approfondit son diagnostic en utilisant des informations supplémentaires collectées sur le système à diagnostiquer.

III.4.2 Méthodes à base de modèle

L'exploitation des modèles pour le diagnostic revient du début des années 70. On trouve de nombreux travaux ont été proposés, les méthodes à base de modèles sont très ancienne et on peut citer les travaux de [110, 111]. Et arrivant au travail de [112] sur la structure générale de ces méthodes se base sur l'idée de la redondance analytique. Le principe général des méthodes à base de modèles est d'identifier l'écart entre le système réel et son modèle. Ces méthodes se basent sur des modèles du système soumis au diagnostic. On peut classier ces modèles en deux catégories qualitatives ou quantitatives.

Pour étudier la synthèse d'un système de diagnostic à base de modèle, on doit d'abord avoir le modèle mathématique générale le plus précis que possible du système à surveiller.

La première étape dans un système de diagnostic à base de modèle est d'abord de générer des indicateurs de défauts (résidus). Ils donnent des informations sur les anomalies ou les dysfonctionnements du système à contrôlé. L'idée principale est de mesurer l'écart entre les mesures des signaux du procédé, actionneurs, ou capteurs et la valeur théorique fournie par le modèle dans les conditions de fonctionnement nominal.

Les méthodes à base de modèles sont plus avantageuses et performantes que celles basées sur les traitements de données ou sur les approches relationnelles, parmi ces avantages :

- Faible coût de développement et de maintenance.
- Les défauts et les symptômes et ne doivent pas être anticipés,
- Elle base sur des connaissances de conception plutôt que d'exploitation,
- La connaissance de diagnostic est découplée de la connaissance du système.
- L'information seulement du comportement normal est prise en compte.

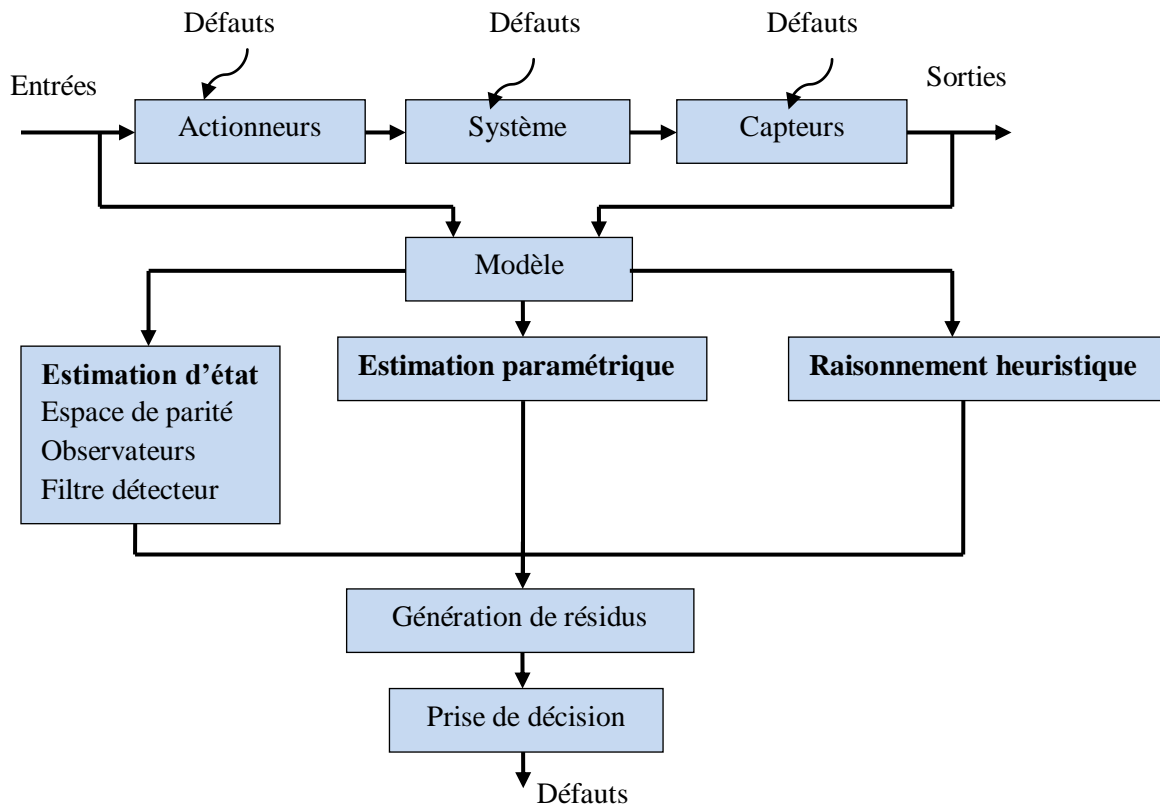


Figure III.8 Structure d'un système de diagnostic à base d'un modèle.

III.4.2.1 Méthodes qualitatives

Le raisonnement qualitatif (ou semiqualitatif) est basé sur l'établissement de relations causes à effets. Donc, le diagnostic est un système causal parce qu'il consiste à établir des hypothèses sur les parties défaillantes qui sont l'origine du dysfonctionnement observé du système. Le raisonnement qualitatif exprime en générale le lien entre un composant et les formules présentant son comportement. Les méthodes les plus utilisées, sont expliquées ci-dessous:

III.4.2.1.1 Graphes causaux (ou graphes d'influence)

Le diagnostic basé sur un graphe causal se base sur la recherche de la variable source dont la déviation est suffisante pour expliquer toutes les déviations détectées sur d'autres variables [113]. Deux types principaux de structure causale sont proposés: le premier type lie la causalité aux équations représentant le système (analyse globale) [114], le deuxième axe lie la causalité à la structure du système (analyse locale).

III.4.2.1.2 Logique floue

La technique de logique floue est une théorie mathématique introduite par [115], qui permet de prendre en considération des incertitudes et permet une fusion des informations. L'idée de base de l'approche floue est de construire un dispositif, appelé système d'inférences floues, capable d'imiter les prises de décision d'un opérateur humain à partir des règles verbales traduisant ses connaissances relatives à un système donné. De trouver une relation mathématique entre un défaut et ses symptômes est souvent difficile. Cependant, en se basant sur leur expérience, les opérateurs humains sont capables de déterminer le composant défaillant qui est à l'origine des symptômes trouvés et observés, cette technique continue à améliorer par des nouvelles approches [116] pour développer la méthode et résoudre les différents problèmes.

III.4.2.2 Méthodes quantitatives

Ces méthodes se basent sur les relations mathématiques qui existent entre les variables du processus (système étudié). Ces modèles sont développés en utilisant les lois fondamentales de la physique et du fonctionnement, ou des relations de type entrée sortie. Selon [117], Ces méthodes de diagnostic à base de modèles quantitatifs se divisent en trois principaux groupes : les approches par estimation paramétrique, par Equations de redondances (ou espace de parité) et Approches à base d'observateurs

III.4.2.2.1 Estimation paramétrique

Le principe générale de l'estimation paramétrique est d'estimer en continu les paramètres du système étudié, en utilisant les mesures d'entrées et de sorties. Le résidu peut être défini comme étant la différence entre cette estimation et les valeurs de référence de l'état normal du procédé. Pour les systèmes non linéaires cette technique a été appliquée pour la détection des défauts [118]. Dans le domaine de l'automobile de nombreuses applications ont été réalisées ou pour un modèle d'un satellite [119].

III.4.2.2.2 Equations de redondances (ou espace de parité)

L'objectif de cette méthode est la vérification de parité (la cohérence) des modèles du procédé avec les mesures issues des capteurs et des entrées connues (consignes, signal de commande,..) [120]. En général, cette approche consiste à réaliser une relation analytique (en mode temporel ou fréquentiel) entre les entrées et les sorties du processus et cela indépendamment des états du processus. L'idée

générale est de tester la cohérence des mesures par rapport à leurs estimées données par le modèle.

III.4.2.2.3 Approches à base d'observateurs

L'estimation d'état à base d'un observateur a pour objectif principale d'estimer une partie ou l'ensemble des mesures à partir des grandeurs mesurables du système surveillé. Un résidu est généré en fonction de la différence (généralement filtrée) entre la sortie estimée et la sortie réelle [16]. Un résidu peut être défini comme l'erreur de sortie pondérée. La flexibilité de ces approches est basée sur le choix du gain des observateurs utilisés.

III.5 Détection et identification des défauts à l'aide des observateurs

III.5.1 Définition d'observateur

Un observateur est un système dynamique auxiliaire dont les entrées sont constituées des vecteurs d'entrées $u(t)$ et de sortie $y(t)$ du système (processus). Il a pour rôle de donner une estimation $\hat{x}(t)$ du vecteur d'état $x(t)$ du système étudié. Cet état estimé sera utilisé à des fins de contrôle (commande) du système ou de détection et localisation des défauts. Un tel système peut être représenté d'une façon générale comme le montre la figure ci-dessous :

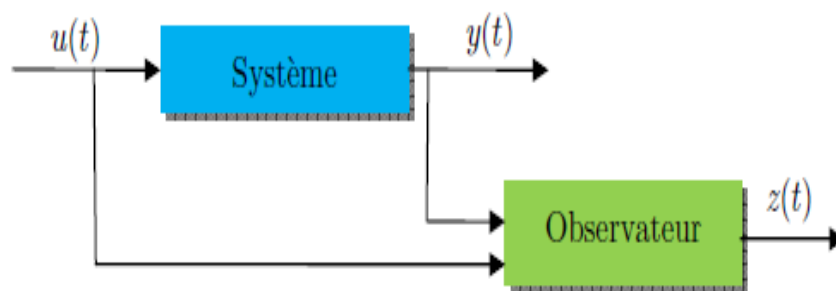


Figure III.9. Schéma de principe d'un observateur

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t), y(t), t) \\ \hat{x}(t) = g(x(t), u(t), y(t), t) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

L'estimation d'état à base d'un observateur a pour objectif principale d'estimer une partie ou l'ensemble des mesures à partir des grandeurs mesurables du système surveillé. Les résidus sont généralement générés en formant les différences entre les

sorties estimées et les sorties réelles du système. Le schéma de principe de la génération de résidus à base d'observateur est illustré dans la figure ci-dessous :

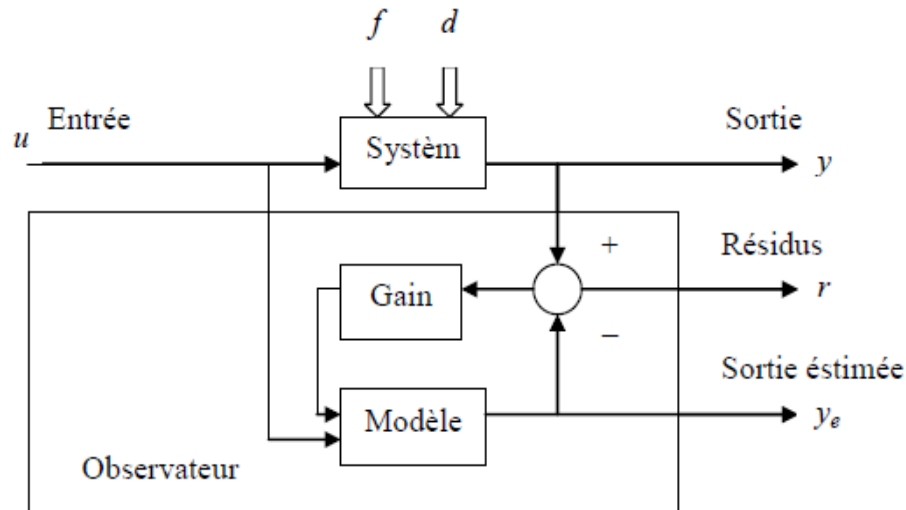


Figure III.10 Schéma de principe de la génération de résidus à base d'observateur

III.5.2 Modélisation des défauts additifs

Avant de procéder à la synthèse de processus de diagnostic à base d'observateur, on commence à modéliser les défauts capables d'altérer le fonctionnement du système. Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = g(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

On peut modéliser les trois types de défauts, vu précédemment, de la manière suivante :

- a. **Défauts d'actionneurs** : Modélisés par des signaux inconnus additifs aux signaux d'entrée.
- b. **Défauts de composants** : Modélisés comme des dynamiques additionnelles composées par des signaux d'entrée inconnus et leur matrice de distribution.
- c. **Défauts de capteurs** : Modélisés comme des signaux inconnus additifs aux signaux de la sortie du système. En plus des défauts, le système est exposé aussi aux

perturbations et aux incertitudes du modèle. Si l'effet de ces grandeurs sur la dynamique du système est connu, on peut les modéliser par des entrées inconnues.

Le système (Figure III.1.) peut s'écrire alors sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = g(x(t), u(t) + f_a(t), d(t)) + H(x, u) \cdot f_c(t) \\ y(t) = h(x(t)) + f_s(t) + d_s(t) \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Où :

f_a : Représentent les défauts d'actionneurs ;

f_c : Représentent les défauts de composants ;

f_s : Représentent les défauts de capteurs.

H : Est une matrice connue de distribution des défauts de composants

d et d_s : Sont des entrées inconnues qui modélise l'effet des perturbations, des bruits ainsi que les incertitudes du modèle.

III.5.3 Problème fondamental de génération de résidus

Un système de diagnostic à l'aide d'observateurs doit être en principe capable de déceler la présence de défauts affectant le système surveillé. Ceci est possible si l'observateur est robuste vis-à-vis les bruits et les perturbations et sensible aux défauts. Le problème de synthèse d'un tel observateur est appelée Problème Fondamental de Génération de Résidus (PFGR) à l'aide d'observateurs.

Reprenons le système (Figure III.2(a)). Résoudre le PFGR pour ce système, consiste à concevoir un système dynamique stable [14] :

$$\begin{cases} \dot{z}(t) = T(z(t), u(t)) \\ r(t) = G(z(t), u(t), y(t)) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Tel que :

1. Lorsque $d=d_s=0$ et $f_a=f_c=f_s=0$; $r(t)$ tend asymptotiquement vers 0 $\forall u, \forall y$ et $\forall x_0$.
2. $r(t)$ n'est pas affecté par d et d_s .
3. $r(t)$ affecté par d et f_a, f_c et f_s .

La première condition concernant à la condition classique de convergence de l'observateur, c'est à dire à l'élimination de l'influence des conditions initiales si $t \rightarrow \infty$. La deuxième condition est la condition de robustesse vis à vis des perturbations, on parle donc d'observateurs à entrées inconnues. La troisième condition concernant la sensibilité des résidus vis-à-vis des défauts.

III.5.4 Isolation de défauts

Pour l'objectif de résoudre le problème de localisation de défauts, nous pouvons mettre en œuvre plusieurs observateurs excités par une combinaison judicieusement choisie des entrées et des sorties du système étudié, en générale chacun des résidus destinés à révéler un ou plusieurs défauts. En générale, deux approches sont retenues :

III.5.4.1 Approche par observateur dédié DOS (Dedicated Observer Scheme)

Dans cette approche il est possible de concevoir des observateurs dont chacun est sensible à un seul défaut et de considérer les autres défauts comme des entrées inconnues (c.à.d. considérées comme des perturbations). Dans ce cas, chaque résidu est affecté par un seul défaut [15].

Tableau III.1 Signature des différents défauts sur les résidus obtenus avec l'approche DOS.

$/$	$f_1(t)$	$f_2(t)$	$f_3(t)$
$r_1(t)$	1	0	0
$r_2(t)$	0	1	0
$r_3(t)$	0	0	1

III.5.4.2 Approche par observateur généralisé GOS (Generalised Observer Scheme)

L'approche par observateur dédié est séduisante par sa simplicité et permet l'isolation des défauts simultanés et multiples, mais les conditions d'existence de l'observateur à entrées inconnues deviennent plus contraignantes à cause d'un grand nombre d'entrées inconnues. Si cette approche n'est pas réalisable, on construit des observateurs sensibles à tous les défauts sauf un défaut, qui est considéré comme une entrée inconnue. Dans ce cas, chaque résidu est affecté par tous les défauts excepté un seul défaut [121].

Tableau III.2 Signature des différents défauts sur les résidus obtenus par l'approche GOS.

$/$	$f_1(t)$	$f_2(t)$	$f_3(t)$
$r_1(t)$	0	1	1
$r_2(t)$	1	0	1
$r_3(t)$	1	1	0

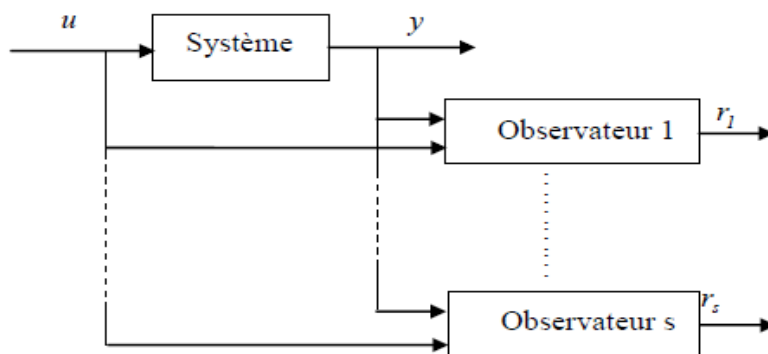


Figure III.11 Principe de localisation de défauts par banc d'observateurs.

III.6 Détection de défaut dans le couplage d'un système multi sources par la technique des résidus

III.6.1 Désignation des résidus

L'objectif est de détecter et d'isoler les défauts de tension et de courant utilisé pour le contrôle de transfert d'énergie dans un système de deux sources. Les résidus sont obtenus à partir du modèle multivariable (eq.6) et les informations valables dans chaque configuration. Pour déterminer ces résidus on suppose que nous avons une redondance de grand nombre de mesure, on négligé aussi les courants des inductances i_{L1} et i_{L2} de basse amplitude.

Les résidus r_1 jusqu'au r_4 peuvent être employés dans l'état d'équilibre et dans le comportement transitoire. Les résiduels r_5 à r_{10} peuvent seulement être employés dans l'état d'équilibre, mais il est important de noter que les coupures (en cas de changements d'accouplement) sont très courtes (quelques ms). Ces relations représentent l'accouplement des convertisseurs DC/DC sur le bus continu. Elles sont obtenues à partir de l'état d'équilibre du modèle d'état moyen du chapitre II (de

l'équation II.42 jusqu'à l'équation II.50) ainsi que les modes de fonctionnement de couplage et de découplage de deux sources sur le bus continu détailler dans la figure.III.12 en fonction du temps.

$$\left\{ \begin{array}{l} r_1 = I_{G1} - \varphi_1 \cdot (n \cdot I_{L1} + I_{M1}) \\ r_2 = I_{G2} - \varphi_2 \cdot (n \cdot I_{L2} + I_{M2}) \\ r_3 = S_1 - R_e \cdot I_{r1} \\ r_4 = S_2 - R_e \cdot I_{r2} \\ r_5 = S_1 - n \cdot \varphi_1 \cdot V_{G1} + 2 \cdot V_d + [r_L + r_s \cdot \varphi_1 + n^2 \cdot \varphi_1 \cdot (r_p + 2 \cdot r_{MOS})] I_{L1} \\ r_6 = S_2 - n \cdot \varphi_2 \cdot V_{G2} + 2 \cdot V_d + [r_L + r_s \cdot \varphi_2 + n^2 \cdot \varphi_2 \cdot (r_p + 2 \cdot r_{MOS})] I_{L2} \\ r_7 = S_1 - \overline{M_1} \cdot R_e \cdot I_{L1} - M_1 \cdot \left[\overline{M_2} \cdot \frac{R_e \cdot R_{ch}}{R_e + R_{ch}} \cdot I_{L1} + M_2 \cdot \frac{R_e \cdot R_{ch}}{R_e + 2 \cdot R_{ch}} (I_{L1} + I_{L2}) \right] \\ r_8 = S_2 - \overline{M_2} \cdot R_e \cdot I_{L2} - M_2 \cdot \left[\overline{M_1} \cdot \frac{R_e \cdot R_{ch}}{R_e + R_{ch}} \cdot I_{L2} + M_1 \cdot \frac{R_e \cdot R_{ch}}{R_e + 2 \cdot R_{ch}} (I_{L1} + I_{L2}) \right] \\ r_9 = I_{M1} \\ r_{10} = I_{M2} \end{array} \right. \quad (III.5)$$

Les séquences de simulation (Figure.III.12) permettent d'étudier le comportement de l'ensemble des résidus en cas de défauts excentrés d'une sonde. Afin d'analyser la robustesse de l'ensemble de résidus pendant les changements de configuration. Les séquences d'apparition des défauts sont illustrées dans la figure ci-dessous:

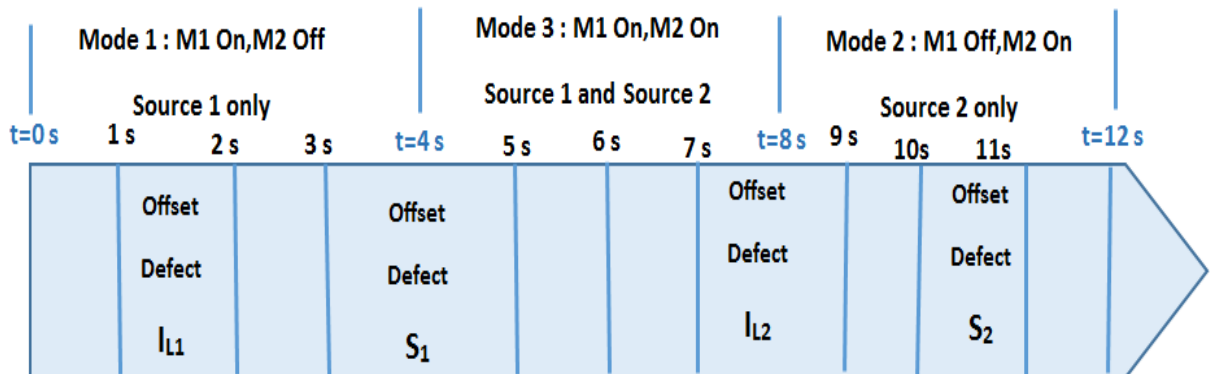


Figure III.12 Séquences de simulation

Les résidus de r_1 à r_{10} sont écrit en fonction des paramètres P_i ($n, R_e, r_L, r_s, r_p, r_{MOS}$) du multimodele du modèle moyen du chapitre II(équation II.4 -50), dans le cas générale la sensibilité des résidus r_j en fonction des paramètres P_i est donné par le développement de Taylor d'ordre1 :

$$r_j(p_i + \Delta p_i) = r_j(p_i) + S_{ji} \cdot \Delta p_i = r_j(p_i) + \frac{\delta r_j}{\delta p_i} \cdot \Delta p_i \quad (\text{III.6})$$

S_{ji} : est la fonction de sensibilité donnée par la relation ci-dessous:

$$S_{ji} = \frac{\delta r_j}{\delta p_i} \quad (\text{III.7})$$

III.6.2 Robustesse des résidus pour détection de défauts

Les résidus r_1 à r_{10} permet de détecter et d'isoler les défauts, le tableau ci-dessous présente les signaux binaire de chaque défaut. La définition de résidus r_7 et r_8 se déplace selon les accouplements. Le résidu r_8 (lié au convertisseur de DC/DC 2) dépend seulement du courant I_{L1} si le convertisseur DC/DC 1 est couplé. Le même s'applique au résidu r_7 (lié au convertisseur de DC/DC 1) dépend seulement du courant I_{L2} si le convertisseur DC/DC2 est couplé.

Cependant, avec les dix résidus calculés et selon la configuration, la signature binaire obtenue demeure simple et permette d'isoler les échecs malgré les changements de configurations. Le tableau III.3 donne également une évaluation de la robustesse de la détection et de l'isolation de défauts.

Dans le tableau ci-dessous le mot détectabilité est évalué selon le poids des signatures de défaut (c.-à-d. le nombre des éléments binaires différents de zéro dans la signature). L'augmentation de détectabilité en fonction du poids. Un poids qui égale 1 mène la détectabilité faible (par exemple un défaut sur I_{g1}, V_{g1}) .et un poids à plus en grande partie que 1 mène à la détectabilité forte (par exemple un défaut sur I_{L1}, S_1).

Tableau III.3 Robustesse de détection et d'isolation de signature de défauts

Résidus	S ₁	S ₂	V _{g1}	V _{g2}	I _{g1}	I _{g2}	I _{L1}	I _{L2}	I _{M1}	I _{M2}	I _{r1}	I _{r2}
r ₁	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0
r ₂	0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0
r ₃	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
r ₄	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
r ₅	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
r ₆	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0
r ₇	1	0	0	0	0	0	1	1/0	0	0	0	0
r ₈	0	1	0	0	0	0	1/0	1	0	0	0	0
r ₉	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
r ₁₀	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
DéTECTABILITÉ	3	3	1	1	1	1	3	3	2	2	1	1

Ainsi le système proposé de diagnostic est un ensemble de résidus partiellement adaptatifs et la simulation de ces résidus a été effectuée en utilisant le système d'équations (III.5) et dans l'environnement Matlab/Simulink comme il est présenté dans la figure ci-dessous :

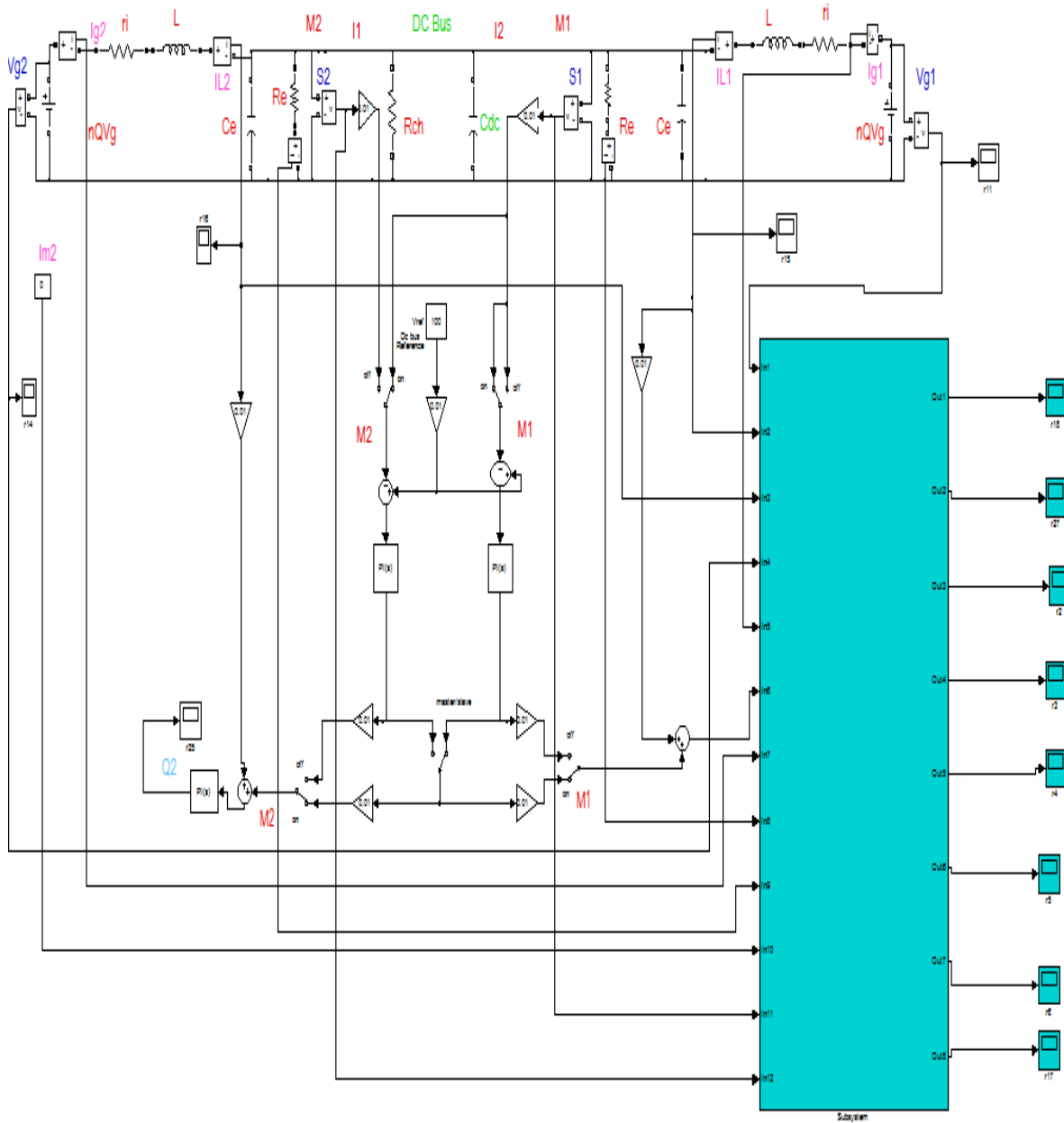


Figure III.13 Schéma de simulation de diagnostic de défauts d'un système de deux sources par méthode de résidus

III.7 Résultats de simulation

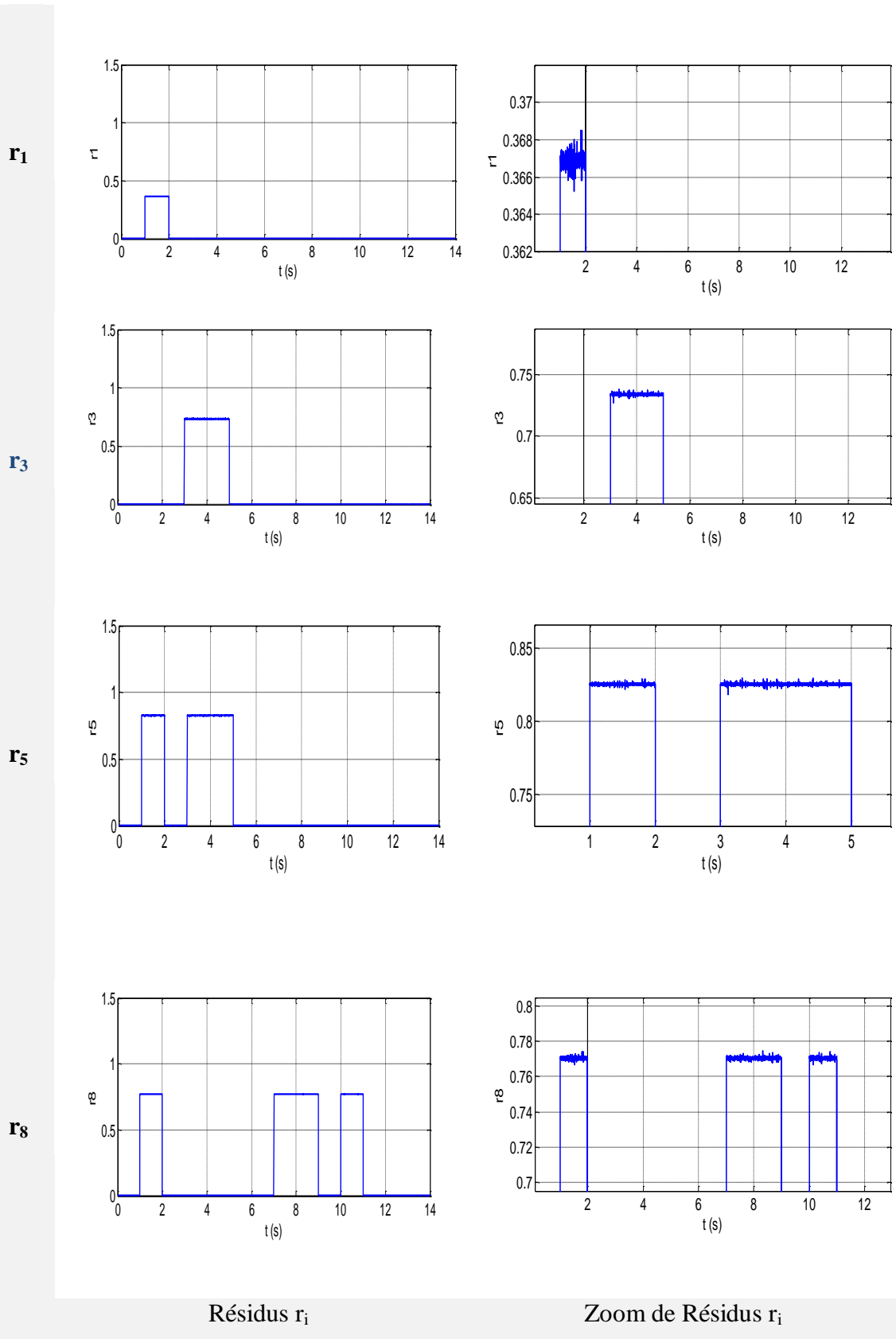


Figure III.14 Résidus r_1 , r_3 , r_5 et r_8 en fonction du temps

Interpretation des résultats

L'évolution des résidus (r_1 , r_3 , r_5 et r_8) en fonction du temps (Figure.III.13) indique l'absence de défaut la valeur des résidus est égales à zéro. En cas de défaut, la valeur du résidu est en fonction de l'amplitude et du signe du défaut affecté. Cette valeur est proportionnelle à la sévérité des défauts du courant ou de la tension qui sont expliqués dans le tableau III.3, qui présente le pourcentage de défaut et le raccordement entre la sévérité de chaque défaut et la valeur de chaque résidu lié à un défaut précis du courant ou de la tension de la source associée. Les pourcentages actuels des défauts et du raccordement entre chaque résidu et les défauts du courant ou la tension de la source associée.

Tableau III.4 Pourcentage de défauts en fonction des valeurs des résidus

Résidus	Valeurs des résidus	Pourcentage de défaut	Type de défauts
r_1	0.367	36 %	I_{L1}
r_3	0.732	73%	S_1
r_5	0.825	82%	$I_{L1}+S_1$
R_8	0.645	64%	$I_{L2}+S_2$

III.8 Conclusion

Ce troisième chapitre a été consacré essentiellement à quelques rappels principaux à toute stratégie de diagnostic et d'observation nécessaires à la compréhension de cette partie de thèse. La diversité des méthodes de diagnostic mises au point selon leurs principes et leurs applications. L'objectif est donc de retenir celle qui s'adapte au mieux, relativement aux objectifs visés par le diagnostiqueur du système considérée.

Puis nous avons proposé la méthode des résidus pour la détection des défauts de couplage d'un système multisources présenté par les convertisseurs DC/DC sur e bus

continu. En utilisant le modèle moyen de l'espace d'état qui dépend seulement du nombre et des caractéristiques de convertisseurs. Donc nous avons développé l'apprécié du diagnostic et nous concevons les résidus afin d'analyser, de détecter et d'isoler les défauts qui peuvent affecter la mesure des variables les plus utiles du courant et de la tension.

Le modèle d'état moyen présenté en détail dans le chapitre précédent suggéré à l'avantage de donner, une explication physique détaillée du couplage et du découplage des convertisseurs statiques sur le bus continu. Pour n convertisseurs, n résidus seront obtenus pour I_{Gi} , n autre pour I_{Mi} , n pour I_{ri} , n pour V_{gi} et n pour I_{Li} selon la configuration d'accouplement.

Enfin, nous avons montré que ces résidus sont sensibles aux défauts et robustes avec le mode de commutation des convertisseurs statiques.

Chapitre IV
Systemes d'ordre
fractionnaire et la théorie
de la commande adaptative

Chapitre IV

Systèmes d'ordre fractionnaire et la théorie de la commande adaptative

IV.1 Introduction

Les systèmes d'ordre fractionnaire ont reçu un intérêt considérable dans de nombreux domaines des sciences appliquées et de l'ingénierie. Ces systèmes sont généralement décrits par des équations différentielles d'ordre fractionnaire. Dans le domaine fréquentiel, ils sont représentés par des fonctions de transfert irrationnelles. A cause de ces fonctions irrationnelles, les systèmes d'ordre fractionnaire ont été marginalement étudiés. Comme ils n'ont pas de solutions analytiques exactes, les techniques numériques et d'approximation sont largement utilisées pour leur résolution, analyse et implémentation.

Dans ce chapitre, nous avons deux parties, la première est consacrée aux principes de base du calcul fractionnaire. Nous avons présenté quelques définitions mathématiques des opérateurs fractionnaires avec leurs propriétés et leur transformées de Laplace. Puis nous avons présenté les méthodes d'approximation de la dérivée et l'intégrale d'ordre fractionnaire en particulier la Méthode de Charef ou Fonction de singularité.

La deuxième partie est réservée pour des notions de base concernant la commande adaptative et la stratégie de détermination des paramètres du correcteur, pour améliorer le comportement du système en boucle fermée face aux perturbations extérieures, incertitudes et non-linéarités.

IV.2 Historique sur les systèmes d'ordre fractionnaire

Le principe des opérateurs d'ordre fractionnaire a été défini aux 19 siècles par Riemann et Liouville. Leur objectif devait prolonger intégration ou la dérivation d'ordre fractionnaire en employant non seulement un ordre entier mais également des ordres réels [122].

L'histoire du calcul fractionnaire commença par une question clé de Leibniz, à qui on doit l'idée de la dérivation fractionnaire ? [123]. Il définit le symbole de dérivation d'ordre n ,

$\frac{d^n y}{dx^n} \equiv D^n y$, où n est un entier positif. Ce fut peut être un jeu naïf des symboles qui poussa

L'Hospital à s'interroger sur la possibilité d'avoir n dans Q . Il posa la question : et si $n = \frac{1}{2}$? En

1695, dans une lettre à l'Hospital, Leibniz écrivit prophétiquement : « Ainsi il s'ensuit que

$d^{\frac{1}{2}}x$ sera égal à $\sqrt{dx} : x$, un paradoxe apparent dont l'on tirera un jour d'utiles conséquences».

Sur ces questions, nous retrouvons les contributions de grands mathématiciens tels qu'Euler ou Lagrange au XVIII^{ème} siècle, Laplace, Fourier, Liouville (1832- 1837) ou Riemann (1847) au XIX^{ème} siècle, ainsi qu'à Grünwald (1867) et Letnikov (1868) dans la seconde moitié du même siècle. Il semble qu'une contradiction dans les définitions ait empêché un succès plus grand de la théorie, qui n'est certes pas encore unifiée ; de plus, l'absence au début d'une interprétation physique ou géométrique claire de la dérivée fractionnaire d'une fonction a largement contribué à ce que des champs de recherche passionnants restent dans l'ombre. Le paradoxe des définitions distinctes fut résolu par la compréhension du caractère non local de l'opérateur de dérivation non entière. Pour plus de détails historiques, nous renvoyons à [124], [125]. Pendant ces trois dernières décennies, plus d'intérêts ont été prêtés au calcul fractionnaire et les champs d'applications se sont variés et diversifiés.

Dans les dernières années un grand intérêt a été porté au calcul fractionnaire par l'application de ces concepts dans différents domaines de l'ingénierie et de la physique.

IV.3 Commande d'ordre fractionnaire

Ce n'est qu'au début des années 1990 que le régulateur CRONE (Commande Robuste d'Ordre Non Entier) était proposé par le chercheur Oustaloup [126]. En utilisant des propriétés avantageuses des systèmes d'ordre fractionnaire, la robustesse de la commande dans une bande de fréquences donnée est assurée par ce régulateur.

La commande d'ordre fractionnaire captiva l'intérêt de beaucoup de chercheurs. En 1999, Podlubny [127] a proposé le régulateur $PI^\alpha D^\beta$ constitué d'une intégration fractionnaire

d'ordre α et une dérivation fractionnaire d'ordre β , élargissant ainsi les domaines d'application du calcul fractionnaire à la théorie de la commande. Les premières publications en commande adaptative d'ordre fractionnaire sont commencées au début des années 2000, avec les travaux de Ladaci et Charef [128-10], et Vinagre et al. [129]. actuellement, plusieurs dizaines de travaux sont publiés annuellement sur les approches de commande adaptative d'ordre fractionnaire [11].

IV.3.1 Domaines d'application des systèmes fractionnaires

Dans la littérature, on trouve plusieurs domaine d'applications du calcul fractionnaire aussi bien dans les sciences fondamentales qu'en ingénierie sont très diverses (voir les ouvrages [130, 131, 132]. On peut résumer les travaux de recherche en calcul fractionnaire dans plusieurs domaines dans l'organigramme suivant :

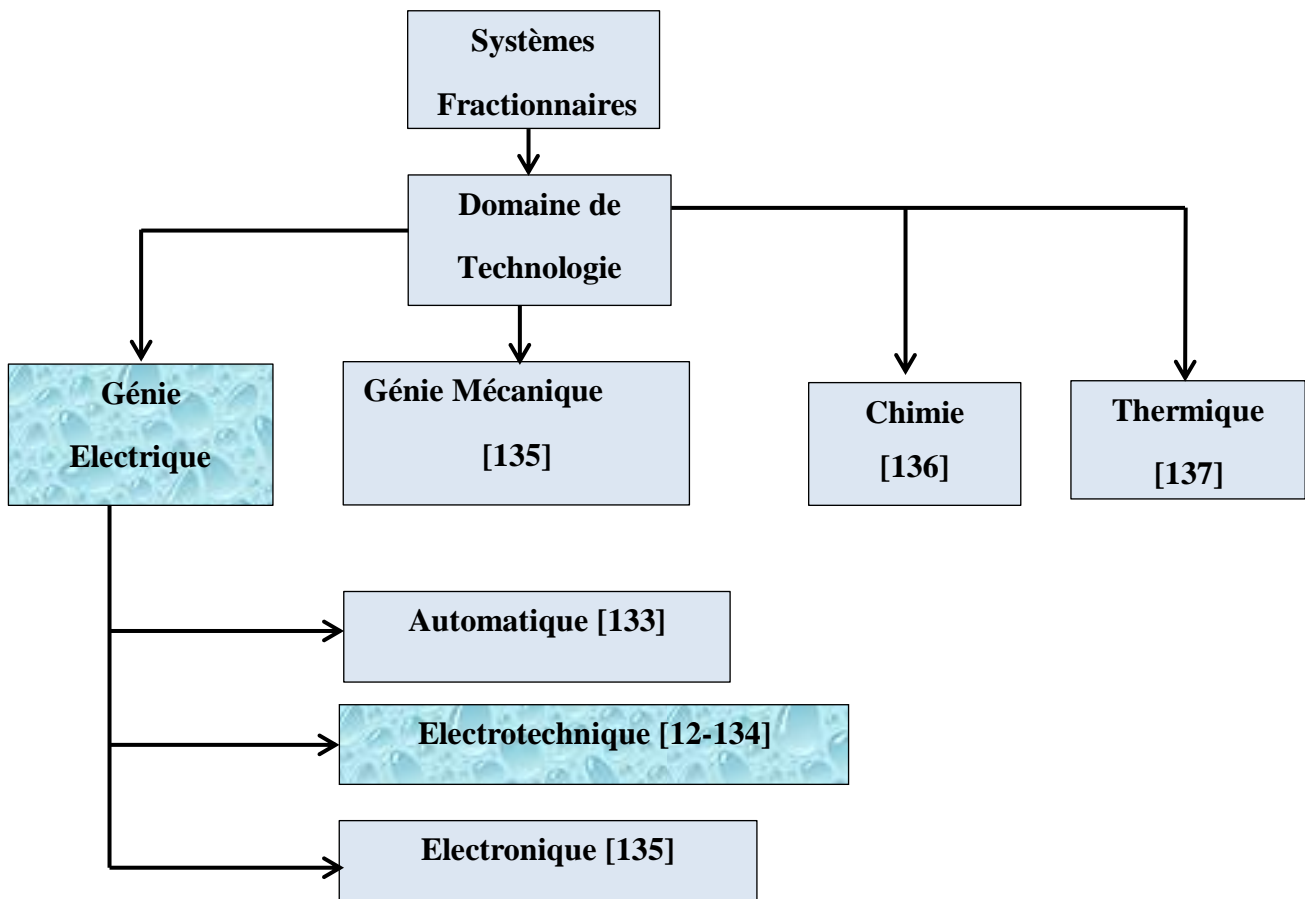


Figure IV.1 Domaines d'application des systèmes fractionnaires

I.4 Calcul Fractionnaire

Le calcul fractionnaire est basé sur l'application des intégrales et des dérivées d'ordre arbitraire. Ces dernières années l'intérêt considérable pour le calcul fractionnaire a été stimulé par des applications dans les différents domaines de l'ingénierie et de la science.

La représentation mathématique des systèmes fractionnaires dans le domaine fréquentiel donne des fonctions irrationnelles qui, dans le domaine temporel, correspondent à des équations différentielles difficiles à exploiter. Pour des raisons d'analyse, de synthèse, et de simulation de tels systèmes, l'utilisation des fonctions rationnelles pour l'approximation s'avère d'une grande importance. Alors pour analyser et concevoir les systèmes de commande d'ordre fractionnaire il faut les approximer par des fonctions rationnelles [138].

L'opérateur intégral-différentiel ${}_c D_t^m$ ou c et t sont les limites de l'opération est défini ainsi:

$${}_c D_t^m = \begin{cases} \frac{d^m}{dt^m} \dots \dots \dots \Re(\alpha) > 0, \\ 1 \dots \dots \dots \Re(\alpha) = 0, \\ \int_c^t (d\tau)^{-m} \dots \dots \dots \Re(\alpha) < 0, \end{cases} \tag{IV.1}$$

Où m est l'ordre de l'opération, généralement $\alpha \in \Re$

IV.4.1 Définitions fondamentales

Dans la littérature, Il existe plusieurs définitions mathématiques pour l'intégration et la dérivation d'ordre fractionnaire. Ces définitions ne mènent pas toujours à des résultats identiques mais sont équivalentes pour une large gamme de fonctions [139].

IV.4.1.1 Définition de Riemann-Liouville

1^{ere} Définition : Soient \Re et C les anneaux des nombres réels et complexes respectivement, $\Re(.)$ Symbolise la partie réelle d'un nombre complexe.

Soient $\beta \in C$ avec $\Re(\beta) > 0$, $t_0 > R$ et f une fonction localement intégrable définie sur $[t_0, +\infty[$.

L'intégrale d'ordre β de f de borne inférieure t_0 est définie par :

$${}_{RL} I_{t_0}^\beta f(t) = \frac{1}{\Gamma(\beta)} \int_{t_0}^t (t - \xi)^{\beta-1} f(\xi) d(\xi) \tag{IV.2}$$

Avec $\Gamma(x) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{x-1} dt$ est la fonction gamma d'Euler.

2^{ème} Définition : Soient $\beta \in \mathbb{C}$ avec $\Re(\beta) > 0$, n un entier positif, $t_0 \in \mathbb{R}$ et f une fonction localement intégrable définie sur $[t_0, +\infty[$. La dérivée d'ordre fractionnaire β de la fonction f de borne inférieure t_0 est définie par:

$${}_{RL}D_{t_0}^{\beta} f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\beta)} \frac{d^n}{dt^n} \int_{t_0}^t (t-\tau)^{n-\beta-1} f(\tau) d\tau \quad (IV.3)$$

Où le nombre entier n est tel que $(n-1) < \beta < n$.

Remarque: pour simplifier l'écriture, on notera dans la suite I^{β} pour I_0^{β} et D^{β} pour D_0^{β} .

IV.4.1.2 Définition de Caputo

Caputo a introduit une autre formulation de la dérivée d'ordre fractionnaire définie:

$${}_CD^{\beta} f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\beta)} \int_0^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{\beta-n+1}} d\tau \quad (IV.4)$$

Où le nombre entier n est tel que $(n-1) < \beta < n$ et $f^{(n)}(\tau)$ est la dérivée d'ordre entier n de la fonction $f(\tau)$.

IV.4.1.3 Définition de Gründwald-Leitnikov

La dérivée d'ordre fractionnaire d'ordre $\beta > 0$ de Gründwald-Leitnikov est donnée par:

$${}_{GL}D^{\beta} f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\beta} \sum_{j=0}^K (-1)^j \binom{\beta}{j} f(t-jh) \quad (IV.5)$$

Où h est la période d'échantillonnage et les coefficients :

$$w_j^{(\beta)} = \binom{\beta}{j} = \frac{\Gamma(\beta+1)}{\Gamma(j+1)\Gamma(\beta-j+1)}$$

Avec $w_0^{(\beta)} = \binom{\beta}{0} = 1$, sont les coefficients du binôme suivant:

$${}_{GL}D^{\beta} f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{\beta} \sum_{j=0}^K (-1)^j \binom{\beta}{j} f(t-jh) \quad (IV.6)$$

La définition de Gründwald-Leitnikov de l'intégrale d'ordre fractionnaire est formulée comme suit:

$${}_{GL}I^{\beta} f(t) = {}_{GL}D^{-\beta} f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{\beta} \sum_{j=0}^K (-1)^j \binom{-\beta}{j} f(t-jh) \quad (IV.7)$$

Où h est la période d'échantillonnage et les coefficients $w_j^{(-\beta)}$ avec $w_0^{(-\beta)} = \binom{-\beta}{0} = 1$

Les coefficients du binôme suivant:

$${}_{GL}I^{\beta} f(t) = {}_{GL}D^{-\beta} f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \sum_{j=0}^K (-1)^j \binom{-\beta}{j} f(t-jh) \quad (IV.8)$$

IV.4.2 Propriétés des opérateurs d'ordre fractionnaire

Les principales propriétés des dérivées et intégrales d'ordre fractionnaire sont les suivantes [4] :

1. Si $f(z)$ est une fonction analytique de z , alors sa dérivée d'ordre fractionnaire $D^\beta f(z)$ est une fonction analytique de z et β .
2. Pour $\beta = 0$ l'opération $D^\beta f(z)$ est l'opérateur identité: $D^0 f(z) = f(z)$.
3. Pour $\beta = n$, ou n est un entier, l'opération $D^\beta f(z)$ donne le même résultat que la différentiation classique d'ordre entier n .
4. La différentiation et l'intégration d'ordre fractionnaire sont des opérations linéaires:

$$D^\beta(a f(z) + b g(z)) = a D^\beta f(z) + b D^\beta g(z) \quad (\text{IV.9})$$

5. La loi additive (propriété du semi groupe)

$$D^\beta D^\alpha f(z) = D^\alpha D^\beta f(z) = D^{\beta+\alpha} f(z) \quad (\text{IV.10})$$

est valable sous certaines contraintes sur la fonction $f(z)$.

IV.4.3 Transformée de Laplace des opérateurs d'ordre fractionnaire

IV.4.3.1 Transformée de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire

Nous commencerons par le rappelle de la transformée de Laplace de l'intégrale d'ordre fractionnaire de **Riemann-Liouville** d'ordre $\beta > 0$ définie par l'équation (IV.11), qu'on peut écrire comme une convolution des fonctions $g(t) = t^{\beta-1}$ et $f(t)$ [140] :

$$I^\beta f(t) = D^{-\beta} f(t) = \frac{1}{\Gamma(\beta)} \int_0^t (t - \tau)^{\beta-1} f(\tau) d\tau = t^{\beta-1} * f(t) \quad (\text{IV.11})$$

La transformée de Laplace de la fonction $t^{\beta-1}$ est :

$$G(S) = L\{t^{\beta-1}\} = \Gamma(\beta)S^{-\beta} \quad (\text{IV.12})$$

En utilisant la formule de la transformée de Laplace de la convolution:

$$L\{f(t) * g(t)\} = F(S).G(S)$$

On obtient la transformée de Laplace de l'intégrale de Riemann-Liouville et celle de Gründwald- Leitnikov:

$$L\{I^\beta f(t)\} = S^{-\beta}F(S) \quad (\text{IV.13})$$

IV.4.3.2 Transformée de Laplace de la dérivée d'ordre fractionnaire

Nous citons dans ce qui suit la transformée de Laplace des différentes définitions de la dérivée :

A. Définition de Riemann-Liouville

$$L\{D^\beta f(t)\} = S^\beta F(S) - \sum_{k=0}^{n-1} S^k [D^{\beta-k-1} f(t)]_{t=0} \quad (\text{IV.14})$$

Avec $(n-1) < \beta < n$. Cette transformée de Laplace de la dérivée de Riemann-Liouville est bien connue [141]. Mais son applicabilité en pratique est limitée à cause de l'absence d'interprétation physique des valeurs limites des dérivées d'ordre fractionnaire pour $t = 0$.

B. Définition de Caputo

$$L\{D^\beta f(t)\} = S^\beta F(S) - \sum_{k=0}^{n-1} S^{\beta-k-1} f^k(0) \quad (\text{IV.15})$$

Avec $(n-1) < \beta < n$

*Remarque sur les définitions de Caputo et de Riemann-Liouville

L'avantage principal de la définition de **Caputo** par rapport à celle de **Riemann-Liouville** est que celle de Caputo permet de considérer des conditions initiales conventionnelles à interpréter facilement telles que: $y(0) = y_0, y'(0) = y_1 \dots$ etc. De plus, la dérivée de Caputo d'une constante est bornée (égale à 0), alors que la dérivée de Riemann-Liouville d'une constante n'est pas bornée à $t = 0$. La seule exception est quand on prend $t = -\infty$ comme point de départ (limite inférieure) dans la définition de Riemann-Liouville. Cependant, quand on s'intéresse à des processus transitoires, on ne peut pas accepter de placer le point de départ à $-\infty$;

A cause de ces avantages, nous intéressons dans la suite de cette thèse par la définition de Caputo semble être la plus appropriée à cause de leur conditions initiales.

C. Définition de Gründwald-Leitnikov [138]

$$L\{D^\beta f(t)\} = S^\beta F(S) \quad (\text{IV.16})$$

IV.5 Méthodes d'approximation des opérateurs d'ordre fractionnaire

Dans cette partie nous présentons quelques méthodes d'approximation de l'opérateur d'ordre fractionnaire qui peuvent être divisées en deux catégories (fréquentielles et numériques, avec un intérêt particulier à la méthode de la fonction singulière [141] qui sera entièrement détaillée dans ce chapitre et utilisée dans les applications de la thèse.

IV.5.1 Méthodes Fréquentielles

IV.5.1.1 Approximations utilisant l'expansion des fractions continues et les techniques d'interpolation

L'expansion des fractions continues est une méthode d'évaluation des fonctions qui converge souvent beaucoup plus rapidement que le développement en série de puissances, et converge dans un domaine plus large du plan complexe.

Dans ce cas, On trouve les méthodes générales d'approximation des opérateurs intégrodifférentiels d'ordre fractionnaire, la Méthode de Carlson et la Méthode de Matsuda sont bien exprimé et détaillés dans [138, 142].

IV.5.1.2 Approximations utilisant l'ajustement de courbes ou les techniques d'identification

En général toutes les méthodes d'identification dans le domaine fréquentiel peuvent être appliquées pour obtenir une fonction rationnelle, dont la réponse fréquentielle se rapproche de celle de la fonction irrationnelle originale. Par exemple cela peut être la minimisation de la fonction coût suivante :

$$J = \int W(s) |G(w) - \hat{G}(w)|^2 dw \quad (IV.17)$$

Où $W(s)$ est une fonction de pondération, $G(w)$ la réponse fréquentielle originale, et $\hat{G}(w)$ est la réponse fréquentielle de la fonction rationnelle approximée. Les deux approches les plus connues sont celles proposées par Oustaloup et Charef.

IV.5.1.2.1 Méthode d'Oustaloup

L'approximation d'Oustaloup d'un dérivateur généralisé, dont l'action différentielle couvre tout l'espace des fréquences, repose sur une distribution récursive d'une infinité de zéros et de pôles réels négatifs (afin d'assurer un comportement à phase minimale) [7,126]. Dans le cadre d'une synthèse réaliste (pratique) fondée sur un nombre fini de zéros et de pôles, il convient de réduire le comportement différentiel généralisé sur un intervalle fréquentiel borné, choisi selon les besoins de l'application [8].

Ainsi les détails de l'approximation de l'opérateur s^β , $\beta \in R^+$ selon la méthode d'Oustaloup dans une bande de fréquence $[\omega_0, \omega_M]$ est donnée par une fonction rationnelle expliquée dans [139] :

Dans ce travail de thèse nous utilisons l'approximation de la Méthode de Charef (Fonction de singularité) bien expliqué et détaillé dans la partie ci-dessous :

IV.5.1.2.2 Méthode de Charef : Fonction de singularité

Dans l'objectif d'implémenter des modèles d'ordre fractionnaire dans les schémas de commande présentés dans ce travail, nous utiliserons la méthode appelée "Méthode de la fonction de singularité" développée par Charef et al. [141], qui est présentée dans cette section. La méthode d'approximation sera différente selon que le transfert d'ordre fractionnaire à approximer soit du premier ou du second ordre.

IV.5.1.2.2.1 Système du premier ordre fractionnaire

Pour un système du premier ordre d'ordre fractionnaire:

$$G(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{P_T}\right)^\beta} \quad (\text{IV.18})$$

On peut réécrire la fonction (IV.18) comme suit (voir [142]) :

$$G(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{P_T}\right)^\beta} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{s}{Z_i}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{P_i}\right)} \quad (\text{IV.19})$$

Où $(N + 1)$ est le nombre total des singularités qui peut être déterminé par la bande de fréquences du système. L'équation (IV.19) peut être tronquée à un nombre fini N , et l'approximation devient :

$$G(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{P_T}\right)^\beta} \approx \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{s}{Z_i}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{s}{P_i}\right)} \quad (\text{IV.20})$$

Les pôles et les zéros de la fonction de singularités peuvent être obtenus comme suit :

$$p_i = (ab)^i p_0 \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (\text{IV.21})$$

$$Z_i = (ab)^i a p_0 \quad i = 2, 3, \dots, N - 1 \quad (\text{IV.22})$$

Avec,

$$p_0 = P_T 10^{\frac{\epsilon p}{20\beta}} \quad (\text{IV.23a})$$

$$a = 10^{\frac{\epsilon p}{10(1-\beta)}} \quad (\text{IV.24b})$$

$$b = 10^{\frac{\epsilon p}{10\beta}} \quad (\text{IV.25c})$$

$$\beta = \frac{\log(a)}{\log(ab)} \quad (\text{IV.26d})$$

ϵp : est l'erreur tolérée en dB .

IV.5.1.2.2.2 Système du second ordre fractionnaire

Pour un système de second ordre décrit par l'équation (IV.27) :

$$G(s) = \frac{1}{\left(\frac{s^2}{w_n^2} + 2\xi\frac{s}{w_n} + 1\right)^\beta} \quad (\text{IV.27})$$

Avec β un nombre réel positif tel que $0 < \beta < 1$, on peut distinguer deux cas :

- Dans le cas où $0 < \beta < 1/5$

On peut exprimer la fonction (IV.27) comme suit :

$$G_e(s) = \frac{\left(\frac{s}{w_n} + 1\right)\left(\frac{s}{w_n + 1}\right)^\eta}{\left(\frac{s^2}{w_n^2} + 2\alpha\frac{s}{w_n} + 1\right)} \quad (\text{IV.28})$$

Avec $\alpha = \xi^\beta$ et $\eta = 1 - 2\beta$, ce qui peut aussi être approximé par la fonction :

$$G_e(s) \approx \frac{\left(\frac{s}{w_n} + 1\right) \prod_{i=1}^{N-1} \left(1 + \frac{s}{Z_i}\right)}{\left(\frac{s^2}{w_n^2} + 2\alpha\frac{s}{w_n} + 1\right) \prod_{i=1}^N \left(1 + \frac{s}{P_i}\right)} \quad (\text{IV.29})$$

Les singularités (pôles P_i et zéros Z_i) sont données par les formules suivantes :

$$p_i = (ab)^{i-1} a z_1 \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (\text{IV.30})$$

$$z_i = (ab)^{i-1} z_1 \quad i = 2, 3, \dots, N - 1 \quad (\text{IV.31})$$

Avec

$$Z_1 = w_n \sqrt{b} \quad (\text{IV.32a})$$

$$a = 10^{\frac{\epsilon p}{10(1-\eta)}} \quad (\text{IV.32b})$$

$$b = 10^{\frac{\epsilon p}{10\eta}} \quad (\text{IV.32c})$$

$$\eta = \frac{\log(a)}{\log(ab)} \quad (\text{IV.32d})$$

ϵp : est l'erreur tolérée en dB

L'ordre d'approximation N est calculé en fixant la bande de fréquences de travail, spécifiée par w_{max} telle que : $P_{N-1} < w_{max} < P_N$, ce qui mène à la valeur suivante :

$$N = \text{Partie entière de} \left[\frac{\log\left(\frac{w_{max}}{P_1}\right)}{\log(ab)} + 1 \right] + 1 \quad (\text{IV.33})$$

$G_e(s)$ Peut alors être écrite sous la forme d'une fonction paramétrique d'ordre $N + 2$:

$$G_e(s) = \frac{b_{m_0} s^N + b_{m_1} s^{N-1} + \dots + b_{m_N}}{s^{N+2} + a_{m_1} s^{N+1} + \dots + a_{m_{N+2}}} \quad (\text{IV.34})$$

Les coefficients a_{m_i} et b_{m_i} sont calculés à partir des singularités P_i, Z_i ainsi que α et w_n .

- Pour $1/5 < \beta < 1$

La fonction d'approximation est donnée comme suit :

$$G_e(s) = \frac{\left(\frac{s}{w_n} + 1\right)}{\left(\frac{s^2}{w_n^2} + 2\alpha\frac{s}{w_n} + 1\right)\left(\frac{s}{w_n} + 1\right)^\eta} \quad (\text{IV.35})$$

Où $\alpha = \xi^\beta$ et $\eta = 2\beta - 1$, qui développée comme précédemment avec les valeurs singulières suivantes :

$$P_i = (ab)^{i-1}p_1 \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (\text{IV.36})$$

$$Z_i = (ab)^{i-1}ap_1 \quad i = 2, 3, \dots, N - 1 \quad (\text{IV.37})$$

$$\text{Avec } P_1 = w_n\sqrt{b} \quad (\text{IV.38a})$$

$$a = 10^{\frac{\epsilon p}{10(1-\eta)}} \quad (\text{IV.38b})$$

$$b = 10^{\frac{\epsilon p}{10\eta}} \quad (\text{IV.38c})$$

$$\eta = \frac{\log(a)}{\log(ab)} \quad (\text{IV.38d})$$

ϵp : est l'erreur tolérée en dB.

$G_e(s)$ peut alors être écrite sous la forme de la fonction paramétrique (IV.34).

IV.5.2 Méthodes Numériques

Le principe de ces méthodes consiste à approximer le modèle d'ordre fractionnaire par un modèle rationnel discret en substituant l'opérateur de Laplace s dans le modèle fractionnaire par son équivalent en temps discret. La discrétisation est une étape nécessaire lorsqu'on utilise des machines fonctionnant en discret pour commander ou simuler des modèles continus. Dans le cas des opérateurs d'ordre fractionnaire analogiques, il existe deux méthodes permettant d'obtenir l'équivalent discret de ces opérateurs analogiques [142].

IV.5.2.1 Méthode directe de discrétisation

La première méthode est appelée méthode directe de discrétisation, car elle permet d'approximer directement l'intégrateur et le dérivateur d'ordre fractionnaire dans le domaine discret. Parmi les techniques de discrétisation existantes on peut citer les plus utilisées, la technique de l'expansion en série entière et la technique de l'expansion en fraction continue. Ces deux techniques sont détaillées avec leurs équations dans [139].

IV.5.2.2 Méthode indirecte de discrétisation

La deuxième méthode, appelée la méthode indirecte, se déroule en deux étapes. Dans la première on calcule le modèle rationnel continu qui approxime l'opérateur d'ordre fractionnaire comme suit :

$$s^{\pm m} \cong G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (\text{IV.39})$$

Puis dans une seconde étape, en utilisant les méthodes de discrétisation usuelles pour obtenir le modèle rationnel discret qui approxime le modèle fractionnaire analogique comme suit :

$$s^{\pm m} \cong G(s)|_{s=F(z)} \quad (\text{IV.40})$$

où $F(z)$ est la fonction génératrice de discrétisation donnée par :

$$\text{- Euler [84]: } s = F(z) = \frac{1-z^{-1}}{T} \quad (\text{IV.41})$$

$$\text{- Tustin [84]: } s = F(z) = \frac{2}{T} \frac{1-Z^{-1}}{1+Z^{-1}} \quad (\text{IV.42})$$

$$\text{- Al-Alaoui [3]: } s = F(z) = \frac{8}{7T} \frac{1-Z^{-1}}{1+Z^{-1}/7} \quad (\text{IV.43})$$

Où T est la période d'échantillonnage.

Dans ce qui suit, on présente le modèle rationnel discret obtenu en utilisant la méthode classique de discrétisation appliquée au modèle rationnel analogique obtenu par *la méthode de Charef* [141].

IV.6 Commande adaptative à modèle de référence d'ordre Fractionnaire

IV.6.1 Introduction

La commande adaptative représente une stratégie de commande basée sur la modification en ligne des paramètres du correcteur, pour améliorer le comportement en boucle fermée face aux perturbations extérieures, incertitudes et non-linéarités. Les lois de commande adaptatives sont souvent classées en deux grandes catégories : commande adaptative directe et indirecte [138].

VI.6.2 Commande adaptative

La commande adaptative est définie comme une commande permettant au régulateur de s'adapter de lui-même en ligne et en temps réel aux changements du processus afin de maintenir de façon identique un certain niveau de performances, quand les paramètres du procédé à commander sont inconnus ou variant dans le temps [143].

En principe, un système de commande adaptative mesure un certain indice de performance (IP) du système à commander à partir de l'écart entre l'indice de performance désiré et l'indice de performance mesuré. Le mécanisme d'adaptation commande certains paramètres du système ajustable ou introduit un signal supplémentaire de commande d'après une certaine stratégie afin de minimiser l'IP. La figure. IV.2 représente le principe général d'un système de commande adaptative [129].

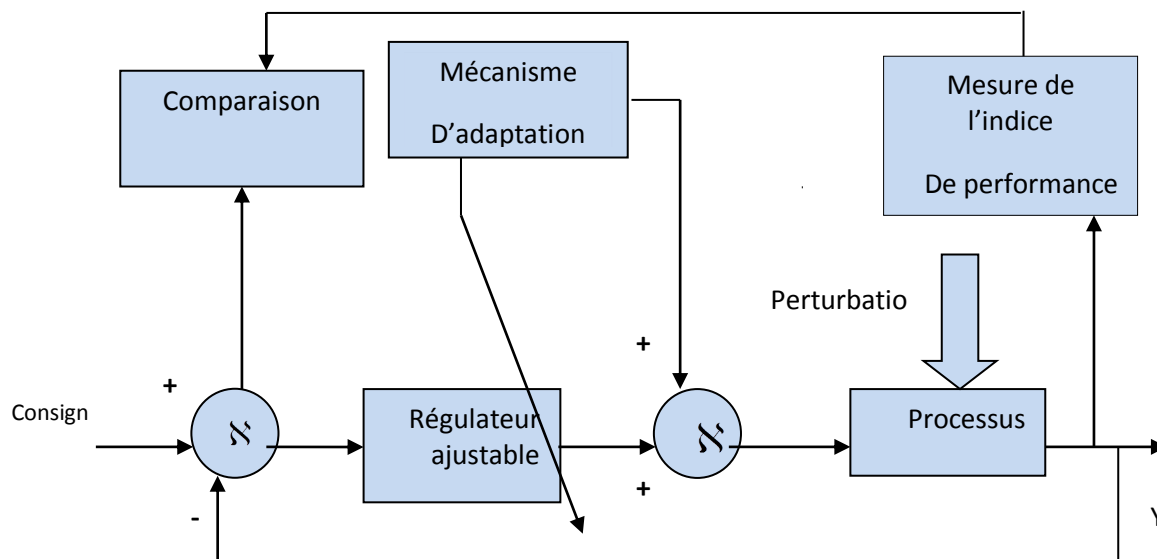


Figure IV.2. Principe de la commande adaptative

Trois approches ont été essentiellement considérées pour le développement des stratégies de la commande adaptative destinées aux procédés à paramètres inconnus et/ou variables dans le temps.

- Approximation des stratégies de commande optimale stochastique «Duale ».
- Système de commande auto - ajustable (self-tuning control) [144].
- Commande adaptative à modèle de référence (MRAC) [145].

Les stratégies résultantes conduisent aux deux grandes techniques adaptatives à mettre en œuvre et large utilisé à ce jour en pratique [138]. Ces deux grandes techniques sont :

- ✓ La commande adaptative indirecte.
- ✓ La commande adaptative directe.

IV.6.2.1 Commande adaptative indirecte

La commande MIAC, encore appelée la commande auto-ajustable, a été introduite en 1958 par Kalman, cette stratégie se base sur les principes de séparation et d'équivalence certaine. Un régulateur adaptatif est conçu selon ce principe de séparation [146].

Les schémas adaptatifs indirects comprennent un estimateur de paramètres incertains, les gains de la loi de commande étant ensuite modifiés en fonction de l'estimé de ces paramètres. Introduite par des travaux tels que ceux de Kalman [147].

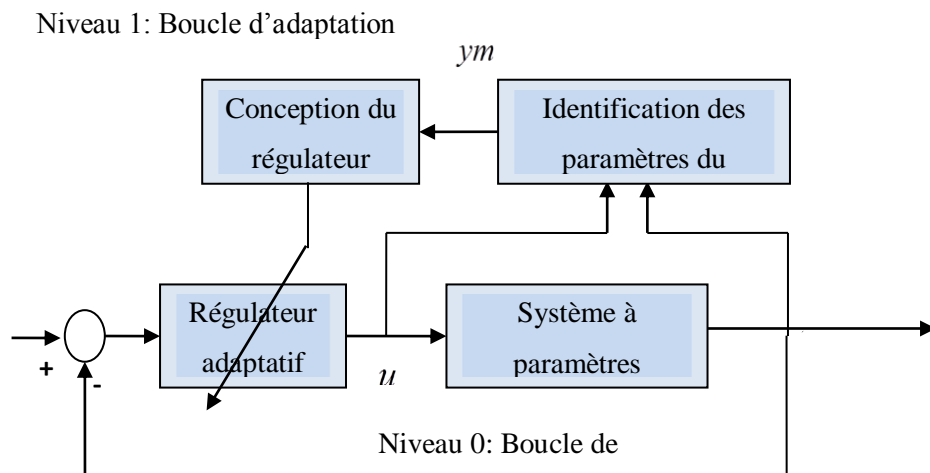


Figure IV.3 Structure de la commande adaptative indirecte

Donc le principe des méthodes de commande adaptative indirecte, consiste à estimer les paramètres du modèle dynamique utilisé lors de la synthèse de la loi de commande. Le schéma synoptique de la commande indirecte MIAC est représenté par la figure.IV.3.

Si l'estimation du modèle du système est effectuée séparément de la conception du régulateur ; c'est-à-dire seul le critère sur la commande intervient pour la synthèse de ce dernier sans considération de performances de l'estimation, et vice versa. Autrement dit toute erreur d'identification nécessairement présenté n'est pas prise en compte pour la phase de

synthèse de la loi de commande (séparation totale des deux étapes), justifiant ainsi la terminologie de commande adaptative indirecte. La grande technique adaptative indirecte à mettre en œuvre et large utilisée à ce jour en pratique, ces les commandes adaptatives indirectes avec identification du modèle (CAIM).

IV.6.2.2 Commande adaptative directe

L'idée consiste à calculer les paramètres du régulateur, mais sans identifier explicitement les paramètres du système, donc en une seule étape, justifiant ainsi la terminologie de commande directe. Cette technique induit souvent des algorithmes plus rapides et favorise une application en temps réel. Sa facilité d'implantation la rend relativement attractive, citons ainsi de façon non exhaustive des applications réalisées sur de des robots manipulateurs [10,148], des commandes de des moteurs à courant continu [149].

La technique de la commande adaptative directe est largement utilisée à ce jour en pratique [150], C'est les commandes adaptatives directes à modèle de référence (CAMR) présenté et utilisé dans ce travail de thèse pour le contrôle des tension des convertisseurs DC/DC utilisées pour le couplage des sources d'énergie renouvelable sur le bus continu d'un système multi sources de production d'énergie électrique.

Le schéma de la figure. IV.4 illustre ce type de commande, pour laquelle les performances de la boucle fermée sont spécifiées par l'intermédiaire de y_m d'un modèle de référence choisi par l'utilisateur de façon cohérente avec les possibilités intrinsèques du système.

IV.6.2.2.1 Avantages de la commande adaptative directe

La commande adaptative directe présente l'avantage d'une mise en œuvre plus simple. Cette facilité d'implantation est liée à un besoin moins important de puissance de calcul, car les gains sont adaptés directement en fonction des mesures, sans nécessiter l'implantation d'un estimateur. Cela fait de la commande adaptative directe un candidat plus intéressant pour l'implantation à bord d'un satellite. En plus, cette stratégie de commande est proche de celle utilisée actuellement sur la plateforme Myriade, où le correcteur change de structure et de paramètres en fonction de l'erreur de pointage.

IV.6.2.2 Schéma de principe de la commande adaptative directe

Dans les schémas adaptatifs **directs**, les gains du correcteur sont ajustés directement à partir des sorties mesurées. Un cas souvent rencontré est l'adaptation en fonction d'une erreur de suivi, définie par rapport à un modèle de référence qui décrit le comportement désiré du système en boucle fermée, la figure ci-dessous (IV.4) montre la structure de la commande adaptative directe.

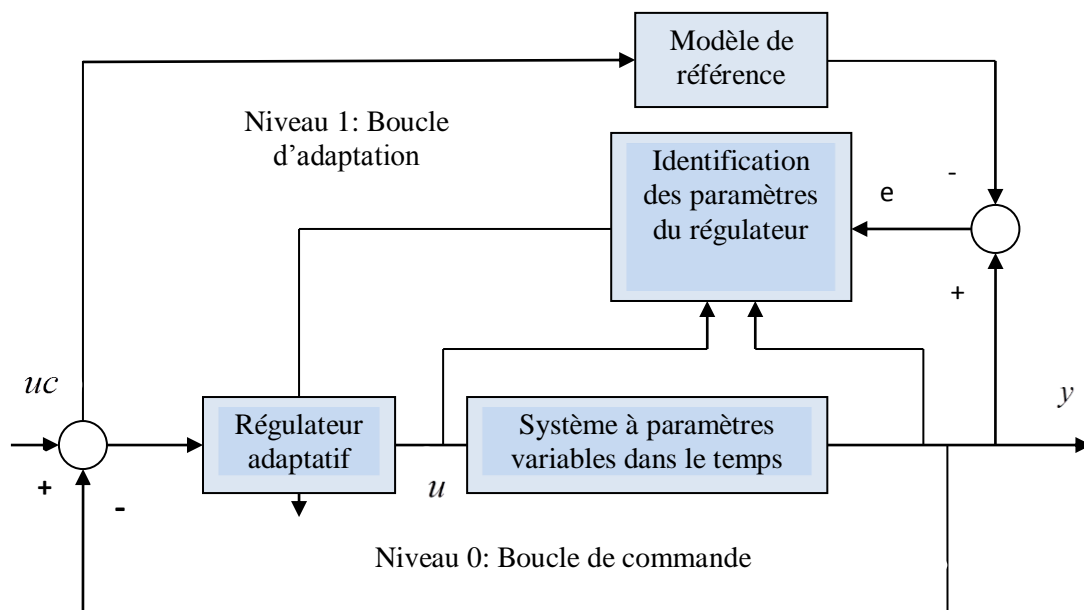


Figure IV.4 Structure de la commande adaptative directe

IV.6.3 Caractéristiques des systèmes de commande adaptative

Les principales fonctions des systèmes de commande adaptative [138, 145] :

- ✓ La détection des variations anormales des caractéristiques du système à commander.
- ✓ Le maintien des performances du système de commande quand les caractéristiques du système à commander changent.
- ✓ La détermination automatique des paramètres optimaux des régulateurs dans divers Points de fonctionnement.
- ✓ L'ajustement automatique des paramètres au cours du fonctionnement.
- ✓ La possibilité de mise au point des régulateurs complexes est plus performants que le PID (comme conséquence de l'ajustement automatique).

- ✓ La commande de nouveaux procédés technologiques dont les modèles sont connus avec beaucoup d'imprécisions.

IV.7 Commande Adaptative à Modèle de Référence MRAC

La commande MRAC, qui sera connue plus tard sous la règle de conception du MIT, a été proposée pour la première fois en 1961. Elle spécifie la forme désirée de la réponse du processus à un signal de commande par l'intermédiaire d'un modèle de référence défini par ces paramètres, c'est l'image donc des performances souhaitées en boucle fermée. Cette stratégie se base sur la minimisation d'un indice de performances. Un mécanisme d'adaptation élabore, à partir de la sortie du système et de la sortie du modèle, un jeu de paramètres conçu de telle sorte que la différence entre ces deux sorties tend vers zéro [151]. Pour les systèmes à dynamique mal connue, l'adaptation devient une forte nécessité, le schéma du SAMR a été originalement proposé par Whitaker en 1958, alors que les premières d'application de cette technique remontent au début des années 70.

IV.7.1 Types des systèmes adaptatifs avec un modèle de référence

Il existe plusieurs types des systèmes adaptatifs à modèle de référence [152], on peut les classer suivant la structure comme suit: SAMR parallèle, SAMR série, SAMR série parallèle.

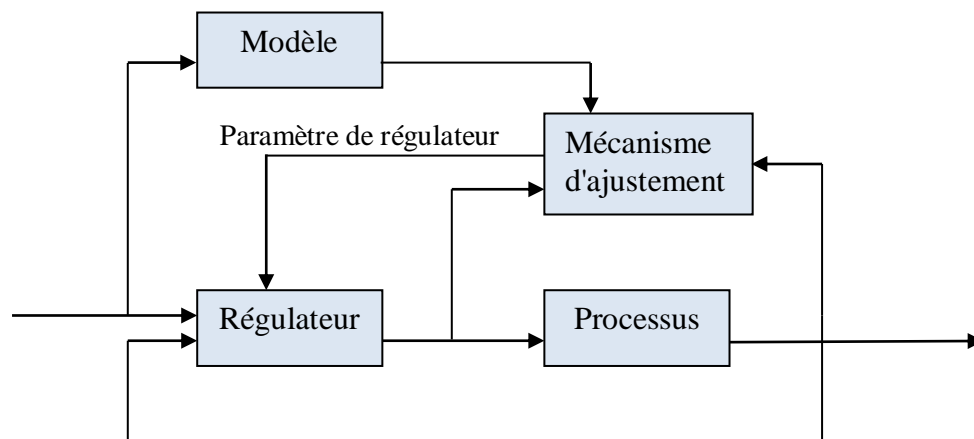


Figure IV.5 Structure parallèle d'une commande adaptative à modèle de référence

La structure la plus connue est la structure parallèle nommée la méthode de l'erreur de sortie dans le cas de l'identification [153]. Elle est présentée dans la figure IV.5.

IV.7.2 Description d'un SAMR

On présentera une description de SAMR [151], qui va être utilisé tout le long de ce chapitre. Avant de synthétiser les lois d'adaptation, certaines hypothèses de base doivent être posées:

- Le modèle de référence doit être un système linéaire invariant dans le temps.
- Le modèle de référence et le système ajustable ont les mêmes dimensions.
- Tous les paramètres du système ajustable est accessible pour l'adaptation (Dans le cas d'adaptation paramétrique).
- Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système ajustable dépendent seulement du mécanisme d'adaptation.
- Aucun signal, autre que le vecteur d'entrée n'agit sur le système.
- La différence initiale entre les paramètres du modèle et ceux du système est connue
- Le vecteur d'erreur d'état et de sortie est mesurable.

Cet ensemble d'hypothèses constitue le cas idéal et permet un traitement analytique direct du SAMR. Mais les situations réelles, certains de ces conditions ne sont pas toujours satisfaits ce qui appelé cas réel ou cas général.

IV.7.3 Suivi du modèle

Le problème du suivi du modèle peut être résolu en utilisant la conception de placement des pôles. Le suivi d'un modèle est une méthode simple et utile de formuler et de résoudre un problème de servocommande. L'idée fondamentale est très simple, elle consiste en une spécification indirecte de la performance en donnant un modèle mathématique de la réponse désirée. Le modèle spécifié peut être linéaire ou non linéaire. Les paramètres dans le système sont ajustés de telle sorte qu'il converge vers y_m pour une classe donnée de signaux d'entrée. Nous pouvons aussi obtenir un suivi parfait de modèle dans des situations idéales. Elle fournit aussi une manière d'associer le traitement du SAMR et du régulateur [153].

Nous présentons dans la partie ci-dessous les équations concernant le réglage des paramètres de régulateur par rapport au système régulé.

Considérons un signal d'entrée, le signal de sortie de système, qui peut être un modèle de temps continu ou un modèle de temps discret:

$$y(t) = \frac{B}{A} u(t) \quad (\text{IV.44})$$

Avec u est le signal de commande et y le signal de sortie. Les symboles A et B dénotent des polynômes dans l'opérateur différentiel P .

On suppose que le degré $A \geq$ degré B , c.-à-d., que le système est approprié ou causal. On assume que le polynôme A est monique, c.-à-d. le premier coefficient est unité.

Nous supposons que nous cherchons à trouver un régulateur tels que la relation entre la consigne u_c et le signal de sortie désirée y_m est donnée par [139] :

$$y_m(t) = \frac{B_m}{A_m} u_c(t) \quad (\text{IV.45})$$

Où : A_m et B_m sont des polynômes dans l'opérateur différentiel P . Une loi linéaire générale commande peut être décrite comme suit:

$$Ru(t) = Tu_c(t) - Sy(t) \quad (\text{IV.46})$$

Avec R , S et T sont des polynômes. Cette loi de commande représente une contre-réaction négative avec l'opérateur de transfert $[-S/R]$ et une réaction directe avec l'opérateur de transfert $[T/R]$, la figure ci-dessous présente un système en boucle fermée avec un régulateur linéaire RST.

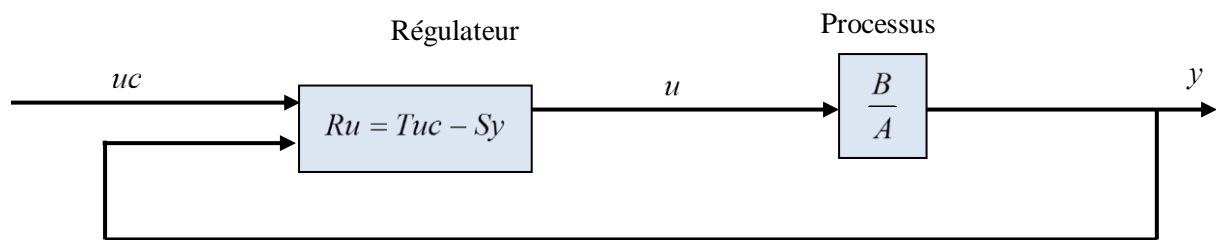


Figure IV.6 Système en boucle fermée avec un régulateur linéaire

Le transfert de u entre l'équation (IV.23) et (IV.24), donne pour le système en boucle fermée

L'équation suivante :

$$(AR + BS)y = BTu_c \quad (\text{IV.47})$$

IV.7.4 Loi de M.I.T

Le nom est dérivé du fait qu'elle a été développée au laboratoire d'instrumentation (Maintenant Laboratoire de Draper) à l'université de M.I.T. (Massachusetts Institute of Technology) [132].

La loi de M.I.T est l'approche originale pour la commande adaptative à modèle de référence (CAMR). Pour représenter la loi M.I.T, on considère un système en boucle fermée dans lequel le régulateur possède un vecteur θ de paramètres ajustables. La réponse désirée en boucle fermée est spécifiée par la sortie y_m du modèle de référence.

Soit e l'erreur entre la sortie y de la boucle fermée et celle du modèle de référence y_m . L'ajustement des paramètres est fait de manière à minimiser une fonction coût J définie par :

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \quad (\text{IV.48})$$

Pour minimiser J , il faut changer les paramètres dans la direction du gradient négatif de J , soit :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\delta J}{\delta \theta} = -\gamma e \frac{\delta e}{\delta \theta} \quad (\text{IV.49})$$

L'équation (IV.49) est la fameuse loi de M.I.T.

La dérivée partielle $\frac{\delta e}{\delta \theta}$ appelée dérivée de la sensibilité du système, exprime l'influence des paramètres ajustables sur l'erreur.

En supposant que la variation des paramètres est plus lente que celle des autres variables du système, la dérivée $\frac{\delta e}{\delta \theta}$ peut être évaluée en considérant que θ est constant.

Il existe plusieurs alternatives à la fonction de coût donnée par l'équation (IV.48). Si on choisit :

$$J(\theta) = |e| \quad (\text{IV.50})$$

La méthode du gradient donne,

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\delta e}{\delta \theta} \text{sign}(e) \quad (\text{IV.51})$$

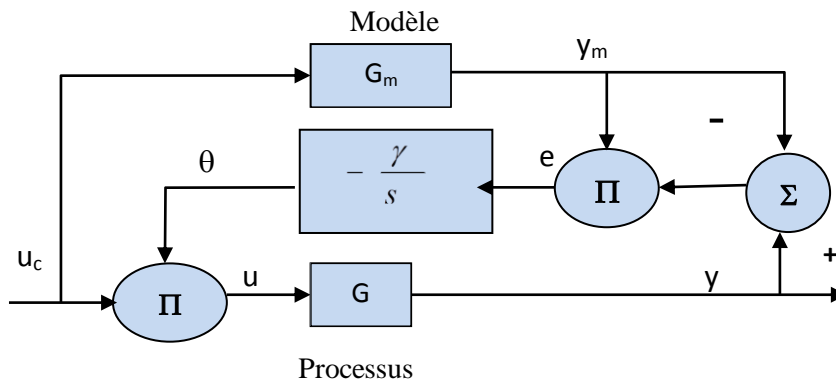


Figure IV.7 Algorithme classique d'Adaptation.

Le premier SAMR qui fût implémenté était basé sur cette formule. Cependant il existe beaucoup d'autres possibilités, par exemple

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \text{sign}\left(\frac{d\theta}{dt}\right) \text{sign}(e) \tag{IV.52}$$

Qui est appelée l'algorithme du sign-sign. Une version discrète de cet algorithme est utilisée en télécommunications, dans laquelle une implémentation simple et des calculs rapides sont requis.

On peut décrire le problème de la commande à modèle de référence comme suit :

Soit $G_m(s)$ la fonction de transfert du modèle de référence caractérisant les performances désirées.

Soit $G_{BF}(s, \theta)$ la fonction de transfert du processus en boucle fermée où θ est le vecteur des paramètres ajustables. r est le signal de référence.

Le SAMR essaie de varier les paramètres du régulateur tel que l'erreur :

$$e(t) = (G_{BF}(p, \theta) - G_m(p)) r(t) \longrightarrow \text{Tend vers zéro.} \tag{IV.53}$$

La loi de M.I.T. donnée par

$$\frac{d\theta}{dt} = \gamma \varphi e \tag{IV.54}$$

Où $\varphi = -\frac{de}{d\theta}$ et γ le gain d'adaptation, peut être interprétée comme une méthode du gradient pour minimiser l'erreur.

Remarques

- Le but des SAMR est de faire converger l'erreur $e = y - y_m$ vers zéro. Cela n'implique pas nécessairement que les paramètres du régulateur convergent vers leurs valeurs correctes.

-Le choix du gain d'adaptation est crucial et dépend des niveaux des signaux. L'algorithme normalisé :

$$\frac{d\theta}{dt} = \gamma \frac{\varphi e}{\alpha + \varphi^T \varphi} \quad (\text{IV.55})$$

- Le système obtenu avec la loi de M.I.T. fonctionne comme prévu pour de petits gains d'adaptation. Des comportements plus complexes peuvent apparaître pour de grands gains d'adaptation.

IV.8 Réalisation du Régulateur CAMR

On considère un processus SISO. On suppose que toutes les dynamiques sont linéaires. L'idée clé est que le régulateur peut être paramétré de manière à ce que l'erreur soit linéaire par rapport aux paramètres du régulateur.

La méthode de conception du régulateur peut être résumée comme suit :

1. Trouver une structure du régulateur qui permet une poursuite parfaite de la sortie.
2. Calculer l'erreur de modèle.
3. Utiliser la loi d'ajustement des paramètres (IV.54) ou la loi normalisée (IV.55).

IV.8.1 Structure du Régulateur

On suppose que le processus est décrit par le modèle continu :

$$Ay(t) = b_0 Bu(t) \quad (\text{IV.56})$$

Où les polynômes A et B sont supposés ne pas avoir de facteurs communs et le polynôme B est monique et à tous ses zéros dans le demi-plan gauche. La variable b_0 est dite gain instantané ou gain à hautes fréquences [153].

Le régulateur peut être écrit sous la forme suivante :

$$Ru(t) = Tu_r(t) - Sy(t) \quad (\text{IV.57})$$

Où u_r est le signal de référence. Puisque le polynôme B est stable, les pôles correspondant peuvent être compensés par le régulateur. Cela correspond à $R = R_1B$.

Le système en boucle fermée obtenu quand le régulateur est appliqué au processus (IV.56) est décrit par :

$$(AR_1 + b_0S)y = b_0Tu_r \quad (\text{IV.58})$$

Si le polynôme T est choisi tel que $T = t_0A_0$, où A_0 est un polynôme monique stable et R_1 et S satisfont :

$$AR_1 + b_0S = A_0A_m \quad (\text{IV.59})$$

Il est possible de réaliser une poursuite de modèle parfaite avec le modèle :

$$A_my_m(t) = b_0t_0u_r(t) \quad (\text{IV.60})$$

IV.8.2 Erreur du modèle

A partir des équations (IV.56) et (IV.59) on obtient [139] :

$$A_0A_my = AR_1y + b_0Sy = R_1b_0B_u + b_0Sy \quad (\text{IV.61})$$

Introduisons l'erreur $e = y - y_m$ dans les équations (IV.60) et (I.61) :

$$A_0A_me = A_0A_m(y - y_m) = b_0(R_u + Sy - Tu_r)$$

Ou bien

$$e = \frac{b_0}{A_0A_m}(Ru + Sy + Tu_r) \quad (\text{IV.62})$$

Soient k, l et m les degrés des polynômes R, S et T respectivement. Introduisons le vecteur des vrais paramètres du régulateur :

$$\theta^0 = (r_1 \dots r_k s_0 \dots s_l t_0 \dots t_m) \quad (\text{IV.63})$$

et introduisons le vecteur de régression (ou de mesures) φ :

$$\begin{aligned}\varphi^T &= - \left[\frac{\delta e}{\delta r_1} \frac{\delta e}{\delta r_2} \cdots \frac{\delta e}{\delta r_k} \frac{\delta e}{\delta s_0} \frac{\delta e}{\delta s_1} \cdots \frac{\delta e}{\delta s_l} \frac{\delta e}{\delta t_0} \frac{\delta e}{\delta t_1} \cdots \frac{\delta e}{\delta t_m} \right] \\ &= \frac{b_0}{A_0 A_m} [p^{k-1}u \dots u \ p^l y \dots y - p^m u_r \dots - u_r]\end{aligned}\quad (\text{IV.64})$$

L'erreur pourra s'écrire

$$e = \varphi^T \theta^0 \quad (\text{IV.65})$$

Les polynômes R, S et T doivent vérifier les conditions,

$$\begin{aligned}R(p) &= r_1 p^{k-1} + r_2 p^{k-2} + \cdots + r_k \\ S(p) &= s_0 p^l + s_1 p^{l-1} + s_2 p^{l-2} + \cdots + s_l \\ T(p) &= T_0 p^m + t_1 p^{m-1} + t_2 p^{m-2} + \cdots + t_m\end{aligned}\quad (\text{IV.66})$$

Avec :

$$\begin{aligned}deg A_m - deg B_m &\geq deg A - deg B \\ deg A_0 &\geq 2 deg A - deg A_m - deg B^+ - 1\end{aligned}\quad (\text{IV.67})$$

Ces deux conditions sont toujours vérifiées, même dans le cas où $A_0 = 1$ (l'observateur est négligé) car on utilise un modèle tel que $deg A_m > deg A$

$$k = deg R = deg R_1 + deg B = deg A_m + deg B - deg A$$

$$l = deg S \leq deg R \quad (\text{IV.68})$$

Donc on prendra : $deg S = deg R$

Ou bien : $deg S = deg R - 1$ et $m = deg T = deg B_m$

Généralement on prend $deg S = deg R - 1$ pour que le filtre S/R soit causal.

IV.8.3 CAMR avec intégration d'ordre fractionnaire

IV.8.3.1 Introduction

Les performances obtenue par l'utilisation de modèle d'ordre fractionnaire dans les schémas de commande adaptatifs (CAMR et Auto-ajustable) sont améliorés dans cette partie, où l'objectif principale est d'aller plus loin en introduisant un intégrateur d'ordre fractionnaire dans la loi de commande M.I.T de la CAMR dans un processus SISO. Le but est d'augmenter le domaine de stabilité du système par rapport au gain d'adaptation. Des résultats de simulations seront présentés dans le chapitre suivant pour le réglage de la tension du couplage d'un système multi-source illustrent l'efficacité de cette nouvelle approche, en introduisant un intégrateur d'ordre fractionnaire dans la loi de commande M.I.T de CAMR (MRAC).

IV.8.3.2 Stratégie de commande

Dans l'algorithme d'ajustement représenté par le schéma-blocs de la figure IV.6 on utilise une intégration d'ordre λ , où λ est un nombre réel positif non nul vérifiant :

$$0 < \lambda < 2 \quad (\text{IV.69})$$

On peut aussi utiliser un modèle de référence G_m d'ordre fractionnaire [138, 134, 154], ce qui mène au schéma-bloc de la figure .IV.7 On obtient :

$$\theta = -\frac{\gamma}{S^\lambda} \cdot y_m \cdot (y - y_m) = -\frac{\gamma}{S^\lambda} y_m \cdot e \quad (\text{IV.70})$$

$$\frac{d^\lambda \theta}{dt^\lambda} = -\gamma \cdot y_m \cdot e \quad (\text{IV.71})$$

$$\theta = -\gamma \cdot I^\lambda \cdot (y_m \cdot e) \quad (\text{IV.72})$$

L'introduction d'une intégration d'ordre fractionnaire dans la CAMR permettait d'élargir le domaine de variation de l'amplitude du signal de référence utilisé où la stabilité du système de commande en boucle fermée est maintenue [129]. L'objectif de stabilité de la commande est mieux atteint avec un paramètre de réglage et aussi une amplitude du signal de référence suffisamment petits [138]. Pour ces raisons on peut stabiliser la boucle de commande adaptative en utilisant une intégration d'ordre fractionnaire là où une commande adaptative d'ordre entier va échouer.

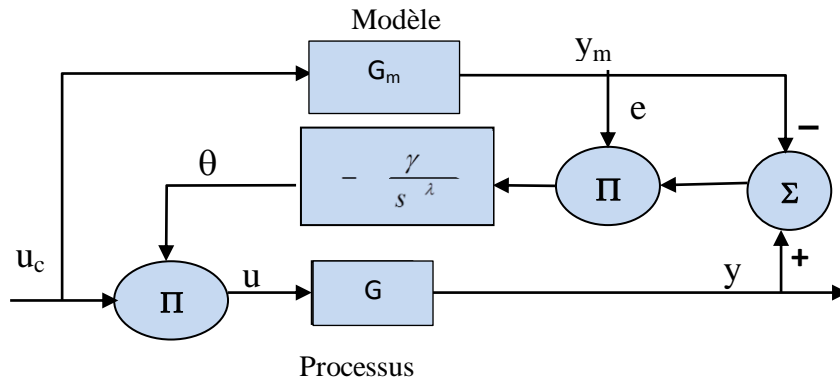


Figure IV.8 Algorithme d'adaptation avec Intégration d'ordre fractionnaire.

IV.9 Conclusion

Les objectifs principaux de ce chapitre étaient commencé par l'explication des principes de base du calcul fractionnaire, de présenter quelques définitions mathématiques des opérateurs fractionnaires avec leurs propriétés et leur transformées de Laplace et de présenter les méthodes d'approximation de l'intégrale et de la dérivée et d'ordre fractionnaire en particulier la méthode de Charef ou Fonction de singularité utilisé dans la suite de cette thèse. Par la suite la présentation des notions de base concernant la commande adaptative avec leurs schéma de commande de chaque type et la stratégie de détermination des paramètres du correcteur, pour améliorer le comportement du système en boucle fermée face aux perturbations extérieures.

Chapitre V
Résultats de simulation de la
commande du système
multi-sources

Chapitre V

Résultats de simulation de la commande du système multi-sources

V.1 Introduction

Un système de production d'énergie électrique multi-sources est la combinaison de plusieurs sources d'énergie de natures différentes. Dans ce chapitre, nous proposons une stratégie de commande basée sur une conception d'une commande adaptative à modèle de référence d'ordre fractionnaire (FO-MRAC) pour la commande des transferts d'énergie électriques dans un système multi-source.

Dans la première partie, nous considérons un système multi sources d'énergie renouvelable avec des convertisseurs statiques identiques (24V/500V) de type Buck isolé à pont complet et à commutation de tension nulle (ZVS Full Bridge) sur un bus à courant continu, et une charge considérée résistive. Dans un premier temps, on présente les résultats de la commande classique des régulateurs PI et PID des deux boucles en cascade de courant et tension respectivement effectués sur les convertisseurs DC/DC. Ensuite, on présente les résultats de la commande adaptative à modèle de référence d'ordre entier MRAC puis la commande adaptative à modèle de référence d'ordre fractionnaire FO-MRAC proposée dans ce travail pour le contrôle des convertisseurs DC/DC.

Dans la deuxième partie nous considérons seulement un système éolien à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation GADA avec la source de stockage. Une étude comparative sera effectuée sur le contrôle vectoriel des puissances active et réactive de la GADA dans un premier temps avec des régulateurs PI classiques puis par la commande adaptative à modèle de référence d'ordre entier MRAC puis la technique proposée dans ce travail qui est la commande adaptative à modèle de référence d'ordre fractionnaire FO-MRAC et on démontrera la robustesse de cette commande par un test de variations paramétriques.

On termine ce chapitre par des discussions, interprétations et comparaison des résultats obtenus par les différents types de commande avec les performances obtenues par l'utilisation des régulateurs adaptatifs d'ordre fractionnaire.

V.2 Commande du couplage d'un système multi-sources (Convertisseur DC/DC)

V.2.1 Commande de Convertisseur DC/DC à base des régulateurs classiques

V.2.1.1 Introduction

Dans notre étude, un convertisseur statique ZVS (Zéro Voltage Switch) Full Bridge est associé à chaque source. Le convertisseur statique est commandé en fonction de la tension souhaitée sur le bus continu.

La commande du système de production d'énergie électrique multi-sources, peut alors être déterminée sans avoir besoin d'utiliser des capteurs externes pour mesurer les puissances délivrées par les sources. Les informations correspondant à la commande des convertisseurs statiques (rapport cyclique) [64 -65] peuvent dans ce cas être utilisées pour estimer de manière indirecte la relation entre les sources et la charge.

Dans l'objectif de réduire la complexité de l'étude, nous avons proposé une commande à base des régulateurs classique PI et PID pour les boucles : intérieure de courant et extérieure de tension respectivement [79].

V.2.1.2 Présentation des boucles de régulation

La commande à base des régulateurs classiques consiste à régler la puissance délivrée par chaque source en commandant le courant qu'elle débite dans la charge tout en maintenant la tension constante sur le bus continu. Plusieurs outils peuvent être utilisés pour la conception de cette commande. Cependant, notre choix s'est porté sur une solution qui consiste à utiliser les méthodes classiques de l'automatique.

La régulation est de type cascade et comporte une boucle de régulation de tension globale (extérieure) associée à chaque convertisseur statique à une boucle de régulation de courant locale (intérieure). Le schéma globale de régulation avec les deux boules de tension et de courant est présenté dans la figure IV.4 .

Pour déterminer les paramètres des correcteurs, il est préféré de modéliser le couplage d'un convertisseur statique sur le bus continu. Mais le caractère fortement non-linéaire du modèle développé dans le chapitre II (présence du rapport cyclique φ de commande dans la

matrice d'état moyenne) rend très difficile l'utilisation de ce type de commandes destinées aux systèmes linéaires. C'est pourquoi, la linéarisation du modèle est indispensable.

Cette partie consiste à synthétiser une commande mono-variable pour les grandeurs du courant et de la tension à réguler à partir de l'analyse fréquentielle en boucle ouverte de chaque fonction de transfert du système étudié.

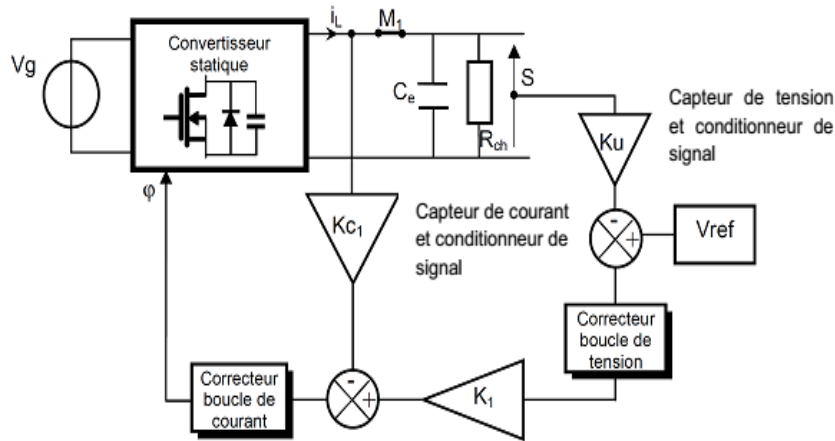


Figure.V.1 Structure de la commande classique pour le couplage d'une seule source.

Plusieurs outils peuvent être utilisés pour la synthèse des correcteurs. Les diagrammes de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte du convertisseur statique aident au choix de spécifications réalistes en ce qui concerne les performances attendues de la régulation effectuée.

Le modèle d'état moyen du couplage d'une source sur le bus continu a été développé dans le chapitre II, et est donné par l'équation ci-dessous :

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} -\frac{(r_{mos}\varphi + r_{mos} + r_p)}{L_M} & 0 & 0 \\ \frac{n(2r_{mos} + r_p)\varphi}{L} & -\frac{r_L + r_S\varphi + n^2\varphi(2r_{mos} + r_p)}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C_{eq}} & -\frac{1}{R_{eq}C_{eq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M \\ i_L \\ S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{0}{n\varphi} & \frac{-2}{L} \\ \frac{0}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g \\ V_d \end{bmatrix} \quad (V.1)$$

A partir de ce modèle, nous obtenons la relation suivante:

$$\dot{i}_L = \frac{n(2r_{mos} + r_p)\varphi}{L} i_M - \frac{r_L + r_S \cdot \varphi + n^2 \varphi (2r_{mos} + r_p)}{L} i_L - \frac{1}{L} S + \frac{n\varphi V_g}{L} - \frac{2V_d}{L} \quad (V.2)$$

Dans les conditions d'équilibre, \dot{i}_L et le courant de magnétisation i_M sont nuls. L'équation devient alors:

$$0 = -\frac{r_L + r_S \cdot \varphi + n^2 \varphi (2r_{mos} + r_p)}{L} i_L - \frac{1}{L} S + \frac{n\varphi V_g}{L} - \frac{2V_d}{L} \quad (V.3)$$

De l'équation (IV.3), nous obtenons l'expression de la tension de sortie du convertisseur:

$$S = n\varphi V_g - 2V_d - [r_L + r_S \varphi + n^2 \varphi (2r_{mos} + r_p)] i_L \quad (V.4)$$

Les valeurs numériques correspondent aux convertisseurs statiques conçus au laboratoire GREAH (France) (voir l'annexe A).

V.2.1.3 Linéarisation du système

Ce modèle, aussi précis qu'il soit, présente des non linéarités à cause de la présence du rapport cyclique de commande du convertisseur statique (φ) dans la matrice moyenne d'état. Dans l'optique de la synthèse de la loi de commande, il est nécessaire de construire un modèle mathématiques linéaire suffisamment représentatif du système physique réel afin d'y appliquer les outils classiques de synthèse et d'analyse des régulateurs.

Pour commencer, la tension de seuil aux bornes des diodes (V_d) est négligeable. Dans ces conditions, l'expression de la tension de sortie du convertisseur devient:

$$s = n\varphi V_g - r_i i_L \quad \text{Avec} \quad r_i = r_L + r_S \varphi + n^2 \varphi (2r_{mos} + r_p) \quad (V.5)$$

On considère le point de fonctionnement ($V_g=100$ V, $R_{ch}=100$ Ω , $\varphi=0.5$), la résistance r_i (résistance interne du convertisseur statique) est égale à 1,1 Ω .

Le couplage d'une source sur le bus continu peut alors se ramener au schéma structurel représenté sur la figure (V.2). En régime établi, lorsque le courant i_L est constant, la tension aux bornes de l'inductance L est nulle.

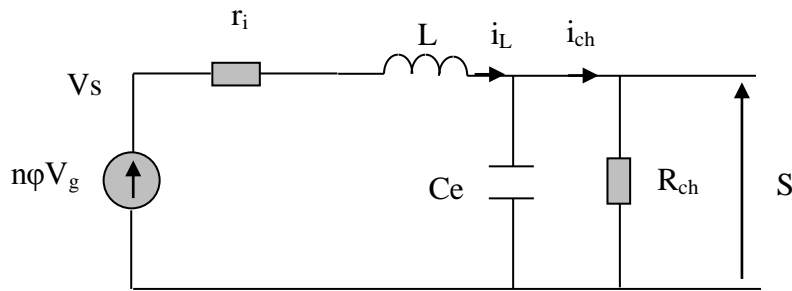


Figure.V.2 Schéma fonctionnel représentant le couplage d'un convertisseur statique ZVS Full Bridge du système multi sources.

Le convertisseur statique utilisé est de type "Buck" isolé à pont complet et à commutation de tension nulle (Zéro Voltage Switch). La commande du système de production d'énergie électrique multi-sources est effectuée à partir d'un pont en H, réalisé à partir de quatre transistors MOS (IRFZ44N), est commandée par un contrôleur "phase shift" (UC3879) associé à des drivers (IR2113) de transistors MOS spécialisés. Le rapport cyclique de commande ϕ est obtenu à partir d'une tension continue de consigne V_{cons} tel que :

- $V_{cons} = 0V$: Correspondant à un rapport cyclique $\phi=0$ pour une puissance minimale.

- $V_{cons} = 5V$: Correspondant à un rapport cyclique $\phi=1$ pour une puissance maximale.

On utilise un gain A_1 reliant le rapport cyclique de commande ϕ et la tension de consigne V_{cons} (en V) et: $A_1 = \phi/V_{cons} = 0.2$.

Puis, nous posons : $A_2 = n.V_g$ (Sachant que « n » représente le rapport de transformation du transformateur) et V_g la tension aux bornes de la source au point de fonctionnement que nous avons considéré.

La figure (IV.3) représente le schéma fonctionnel que nous obtenons :

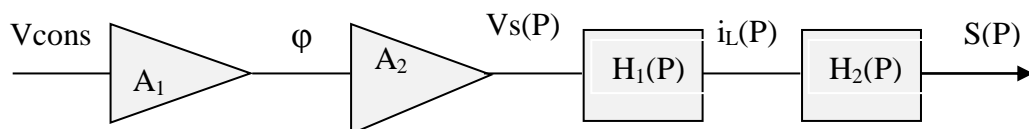


Figure. V.3 : Schéma fonctionnel du convertisseur statique ZVS Full Bridge.

A partir du schéma structurel (figure V.2) nous pouvons obtenir deux fonctions de transfert, $H_1(p)$ et $H_2(p)$:

$$H_1(p) = \frac{i_L(p)}{V_{cons}(p)} = \frac{1}{R_{ch}} \frac{1 + R_{ch} C_e p}{1 + \left(\frac{L}{R_{ch}} + r_i C_e\right) p + LC_e p^2} \quad (V.6)$$

$$H_2(p) = \frac{S(p)}{i_L(p)} = \frac{R_{ch}}{1 + R_{ch} C_e p} \quad (V.7)$$

Les fonctions $H_1(p)$ et $H_2(p)$ représentent respectivement les fonctions de transfert en boucle ouverte du courant dans l'inductance L (i_L) (V.6) et de la tension de sortie (V.7) du convertisseur statique (S). Le schéma fonctionnel des boucles de régulation de courant et de la tension en cascade est représenté dans la figure (V.4) :

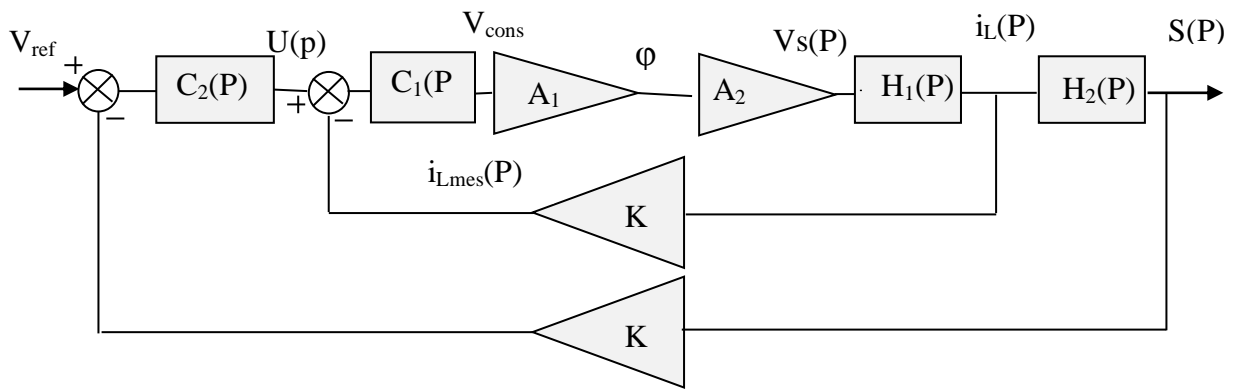


Figure V.4 Schéma fonctionnel des boucles de régulation (courant et tension) en cascade.

V.2.1.4 Synthèse des régulateurs du système de régulation en cascade

V.2.1.4.1 Synthèse du régulateur pour la boucle de courant

Le couplage du convertisseur statique DC/DC sur le bus continu est représenté par un système linéaire mono-variable. La fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle intérieure de courant est [13] :

$$H_1(p) = \frac{i_{Lmes}(p)}{V_{cons}(p)} = K C_1 H_1 A_1 A_2 = \frac{K C_1 A_1 A_2}{R_{ch}} \frac{1 + R_{ch} C_e p}{1 + \left(\frac{L}{R_{ch}} + r_i C_e\right) p + LC_e p^2} \quad (V.8)$$

Nous posons $T_1 = R_{ch} C_e$ et $K_1 = \frac{K C_1 A_1 A_2}{R_{ch}}$

$$H_1(p) = \frac{i_{Lmes}(p)}{V_{cons}(p)} = \frac{K_1(1+T_1p)}{\left(1 + \frac{2\zeta p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}\right)} \quad (V.9)$$

$$\text{Avec } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_e}} \text{ et } \zeta = \frac{1}{2\sqrt{LC_e}} \left(\frac{1}{R_{ch}} + r_i C_e\right) \quad (V.10)$$

$$\omega_0 = 5025.19 \quad \zeta = 0.937$$

Le correcteur PI mixte ($C_1(p)$) mis en œuvre est le suivant:

$$C_1(p) = \frac{K_1(1+T_i p)}{T_i p(1+\tau p)} \quad (V.11)$$

Il s'agit d'un correcteur PI mixte complété par un pôle supplémentaire (τ). Nous avons fait une correction pour avoir une marge de phase de 45° .

On donne à τ la valeur ($T_i=R_{ch} \cdot C_e$) pour compenser le zéro de la fonction de transfert $H_{IBO}(p)$. On donne à T_i la valeur $1/\omega_0$ pour obtenir une marge de phase de valeur 45° . Le gain K_i est calculé de façon à ce que le module global de la fonction de transfert en boucle ouverte corrigée à la pulsation ω_0 soit égal à 0 dB . Nous obtenons après calculs $20\log(K_i) = 2.38 \text{ dB}$, soit: $K_i=1.31$.

$$H_{1BF}(p) = \frac{\frac{K_1(1+T_i p)}{(T_i p)} \cdot \frac{K_0}{\left(1 + \frac{2\zeta p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}\right)}}{1 + \frac{K_1(1+T_i p)}{(T_i p)} \cdot \frac{K_C K_0}{\left(1 + \frac{2\zeta p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}\right)}} = \frac{K_C K_0(1+T_i p)}{K_C K_i K_0(1+T_i p) + (T_i p)\left(1 + \frac{2\zeta p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}\right)} = \frac{N(p)}{D(p)} \quad (V.12)$$

$$\text{Avec } K_0 = \frac{A_1 A_2}{R_{ch}}$$

Exprimons $D(p)$ sous la forme : $D(p) = K_C K_i K_0(1+T_i p)(1+a_1 p+a_2 p^2)$

$$D(p) = K_C K_i K_0 + K_C K_i K_0(a_1 + T_i)p + K_C K_i K_0(a_2 + a_1 T_i)p^2 + K_C K_i K_0 a_2 T_i p^3$$

D'après l'équation (IV.11):

$$D(p) = K_C K_i K_0 + (K_C K_i K_0 T_i + T_i)p + 2\zeta T_i^2 p^2 + T_i^3 p^3 \text{ avec } T_i = 1/\omega_0 (\text{réglage})$$

Par identification, nous obtenons les expressions générale de a_1 et a_2 :

$$a_1 = \frac{T_i}{K_C K_i K_0} \text{ et } a_2 = \frac{T_i^2}{K_C K_i K_0} \quad K_C K_i K_0 = 1 \Rightarrow a_1 = 1/\omega_0 \text{ et } a_2 = 1/\omega_0^2$$

La fonction de transfert en boucle fermée est:

$$H_{1BF}(p) = \frac{1}{1 + T_i p + 1 + T_i^2 p^2} \quad (V.13)$$

En posant les valeurs $\omega_f = \frac{1}{T_i}$ et $\zeta_f = \frac{T_i \omega_f}{2}$, la fonction $H_{1BF}(p)$ peut s'écrire dans le domaine fréquentiel sous la forme suivante :

$$H_{1BF}(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\zeta_f p}{\omega_f} + \frac{p^2}{\omega_f^2}} \quad (V.14)$$

La réponse du système en boucle fermée à un échelon de consigne est illustrée sur la figure (V.5).

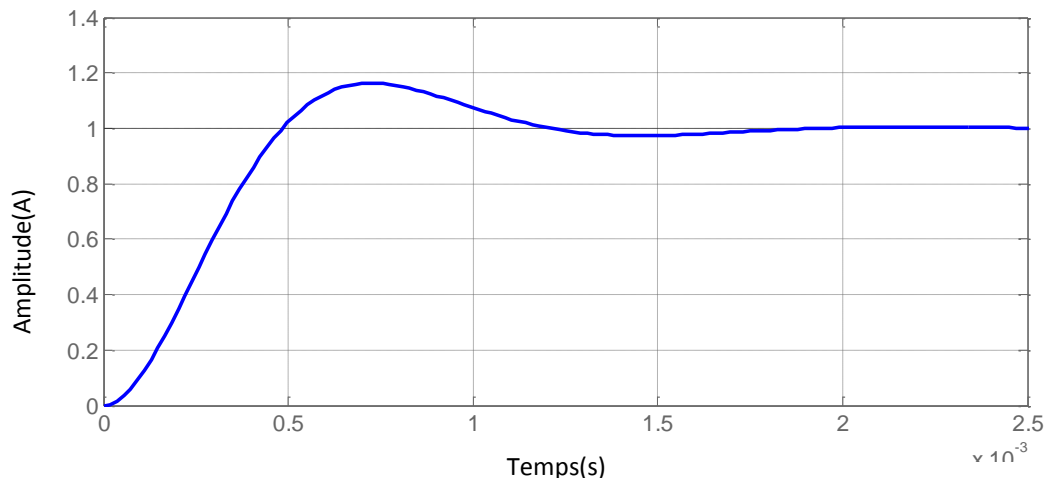


Figure V.5 Réponse indicielle de la boucle de courant.

On remarque que, sur la courbe de réponses indicielle du courant en boucle fermée la précision en régime permanent est garantie par effet intégral et que, le système est très rapidement amorti (2.ms environ). Le temps de réponse à 5% est de l'ordre 0.41.ms. Le dépassement est de l'ordre de 18%.

Les réglages du correcteur utilisé pour la boucle de courant sont résumés par les valeurs:

$$\tau = 0.0079 \quad K_i = 1.31. \quad T_i = 2.10^{-4} \text{ s}$$

V.2.1.4.2 Synthèse du régulateur pour la boucle de tension

Sur le bus continu la tension doit être maintenue à une valeur de référence quelles que soient les fluctuations de la charge et de la source. La commande en boucle fermée est simplifiée à partir de la Figure.V.4 au schéma ci-dessous :

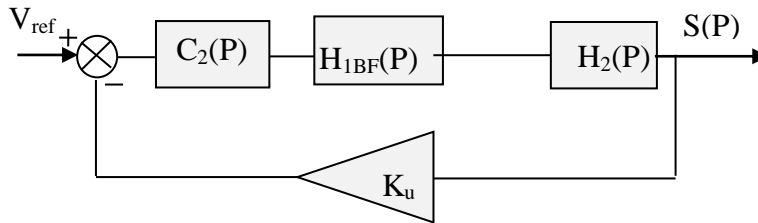


Figure V.6 Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de tension.

Rappelant que les fonctions de transfert sont les suivantes:

$$H_2(p) = \frac{S(p)}{i_L(p)} = \frac{R_{ch}}{1 + R_{ch}C_e p} \quad H_{1BF}(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\zeta_f p}{\omega_f} + \frac{p^2}{\omega_f^2}}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte avant la correction est la suivante :

$$H_{BO}(p) = \frac{1}{\left(1 + \frac{2\zeta_f p}{\omega_f} + \frac{p^2}{\omega_f^2}\right)} \frac{R_{ch}}{(1 + R_{ch}C_e p)} \quad (V.15)$$

Le correcteur mis en œuvre est le suivant :

$$C(p) = K\left(1 + \frac{1}{T_j p} + T_d p\right) = K \left[\frac{1 + T_j p + T_j T_d p^2}{T_j p} \right] \quad (V.16)$$

Il s'agit d'un correcteur PID mixte. Les réglages sont effectués de manière à compenser les pôles de la fonction de transfert en boucle fermée $H_{1BF}(p)$:

$$H_j = \frac{2\zeta_f}{\omega_f} = 2.10^{-4} \quad \text{et} \quad T_d = \frac{1}{T_j \cdot \omega_f^2} = 1.98.10^{-4} \quad (V.17)$$

En utilisant la figure.V.6 nous obtenons la fonction de transfert du système corrigé ci-dessous:

$$H_{2Bocorr}(p) = C_2(P).H_{1BF}(P).H_2(P).$$

$$H_{2Bocorr}(p) = \left[K_p \frac{1 + T_j P + T_j T_d P^2}{T_j P} \right] \left[\frac{1}{1 + \frac{2\zeta_f}{\omega_f} P + \frac{1}{\omega_f^2} P^2} \right] \left[\frac{R_{ch}}{1 + R_{ch} C_e P} \right] \quad (V.18)$$

C2(P) « PID » H1BF H2(P)

On choisit la valeur du gain K du correcteur pour obtenir un taux d'amortissement ζ de la fonction de transfert en boucle fermée égale à 1 (système amorti). L'expression de la fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H_{BF}(p) = \frac{\frac{KR_{CH}}{(T_j p)(1 + R_{ch} C_e p)}}{1 + \frac{KK_u R_{ch}}{(T_j p)(1 + R_{ch} C_e p)}} = \frac{KR_{CH}}{(T_j p)(1 + R_{ch} C_e p) + KK_u R_{ch}} \quad (V.19)$$

$$H_{BF}(p) = \frac{1}{\frac{C_e T_j}{K} p^2 + \frac{T_j}{KR_{CH}} p + K_u} = \frac{1}{K_u \left[\frac{C_e T_j}{KK_u} p^2 + \frac{T_j}{KK_u R_{ch}} p + 1 \right]} = \frac{\frac{1}{K_u}}{\left[1 + 1 + \frac{2\zeta}{\omega_0} P + \frac{p^2}{\omega_0^2} \right]} \quad (V.20)$$

$$\text{Avec } \begin{cases} \omega = \sqrt{\frac{KK_u}{C_e T_j}} \\ \zeta = \frac{T_j \omega}{2R_{ch} KK_u} = 1 \\ \text{on déduit la valeur de K, } K = \frac{T_j}{4K_u R_{ch}^2 C_e} \end{cases} \quad (V.21)$$

Après calcul on trouve :

$$\begin{cases} T_j = \frac{2\zeta_f}{\omega_f} \\ T_d = \frac{1}{T_j \cdot \omega_f^2} \\ K = \frac{T_j}{4 \cdot K_u \cdot R_{ch}^2 \cdot C_e} \end{cases} \begin{cases} T_j = 200 \mu s \\ T_d = 1.99 \cdot 10^{-4} \\ K = 0.0063 \end{cases} \quad (V.22)$$

T_j : le gain d'intégration, K_d : gain de dérivation, K : gain proportionnel

La réponse indicielle de la fonction de transfert en boucle fermée pour $S_{ref} = 100V$ est représentée sur la figure (V.7).

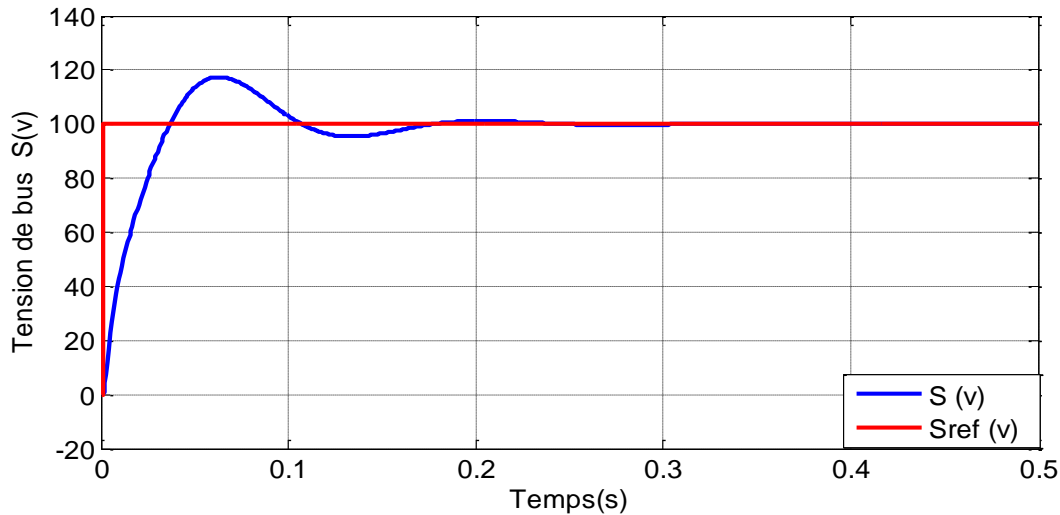


Figure.V.7 Evolution de la tension du convertisseur statique sur le bus continu avec les régulateurs classiques PI et PID.

V.2.2 Commande adaptative à modèle de référence fractionnaire FO-MRAC de Convertisseur DC/DC

La commande adaptative et en particulier la commande de modèle de référence (MRAC) est utilisée dans l'industrie et le sujet des efforts intensifs de recherches [126] et principalement pour sa simplicité d'exécution et son efficacité. Le principe de cette commande est de forcer le système de contrôle en boucle fermée à suivre un modèle de référence choisi a priori [16-122]. La comparaison entre la sortie du modèle désiré et la sortie obtenue est employée pour ajuster les paramètres de la loi de commande en temps réel.

V.3 Résultats de Simulation et discussion

Dans la partie suivante nous présentons l'application de la commande fractionnaire MRAC proposé pour le contrôle et la surveillance du convertisseur de puissance DC/DC dans le système multi-sources SMSE proposé (Figure II.10).Ce contrôleur C_2 est employé dans la boucle externe de système pour la stabilisation de la tension de sortie comme montré dans la Figure V.4.

V.3.1 Résultats de simulation de la commande MRAC

V.3.1.1 MRAC avec modèle de référence entier

La fonction de transfert du couplage d'un système multi-sources sur le bus continu présenté par un convertisseur DC/DC est la fonction de transfert en boucle ouverte de tension, composée de boucle intérieure de courant H_{iL} (feedback de C_1 et H_1 en utilisant l'ajustement des paramètres de l'équation (V.10) et le transfert H_2 peut être représentée par de l'équation suivante :

$$H(S) = \frac{100}{1.32.10^{-9}.S^3 + 6.64.10^{-6}.S^2 + 0.0332.S + 1} = \frac{B}{A} \quad (V.23)$$

Le modèle de référence est défini par un système de deuxième ordre avec $\beta=1$, $\omega_n = 600$ et $\xi = 0.95$:

$$G_m(S) = \frac{B_m(S)}{A_m(S)} = \frac{360000}{S^2 + 1140.S + 360000} \quad (V.24)$$

Soit le polynôme d'observation de second ordre A_0 défini par :

$$A_0(S) = S^2 + 6500.S + 1.05.10^7 \quad (V.25)$$

Nous avons l'équation générale du régulateur RST :

$$A.R + B.S = A_r = A_0 A_m \quad (V.26)$$

Avec :

A : d'ordre 3, A_0 : d'ordre 2, A_m : d'ordre 2, donc par équilibre de l'équation du régulateur nous obtenons :

$$\text{, donc } \begin{cases} R & d'ordre & 1 \\ S & d'ordre & 1 \\ T & d'ordre & 1 \end{cases} \quad \begin{cases} R(S) = S + r_0 \\ s(S) = s_0 S + s_1 \\ T(S) = t_0 S + t_1 \end{cases} \quad (V.27)$$

S : Operateur de Laplace

Nous obtenons le vecteur de control suivant :

$$\theta^T = (r_0 \quad s_0 \quad s_1 \quad t_0 \quad t_1) \quad (IV.28)$$

$$\text{Et } \varphi^T = \frac{b_0}{A_0 A_m} (u \quad sy \quad y \quad -s.u_c \quad -u_c) \quad (\text{V.29})$$

L'équation récurrente du model de système (V.23) avec une période d'échantillonnage $T_e = 0.001$ s est donné par :

$$y(\eta+1) = 0.9089.y(\eta) + 0.05267.y(\eta-1) + 0.006537.y(\eta-2) + 2.405.u(\eta) + 0.7141.u(\eta-1) + 0.06837.u(\eta-2) \quad (\text{V.30})$$

Où : η est nombre naturel.

Considérant que l'équation récurrente du model de référence (IV.24) est obtenue comme :

$$y_m(\eta+1) = 1.1914y_m(\eta) - 0.41024y_m(\eta-1) + 0.027254y_m(\eta-2) - 0.00048084y_m(\eta-3) + 0.04002uc(\eta) + 0.124uc(\eta-1) + 0.02772uc(\eta-2) + 0.0004159uc(\eta-3) \quad (\text{V.31})$$

Le diagramme de bode et la réponse indicielle de la fonction de transfert en boucle ouverte du couplage du système multi-sources (convertisseur DC/DC) sont présentés dans les figures 8 et 9 respectivement :

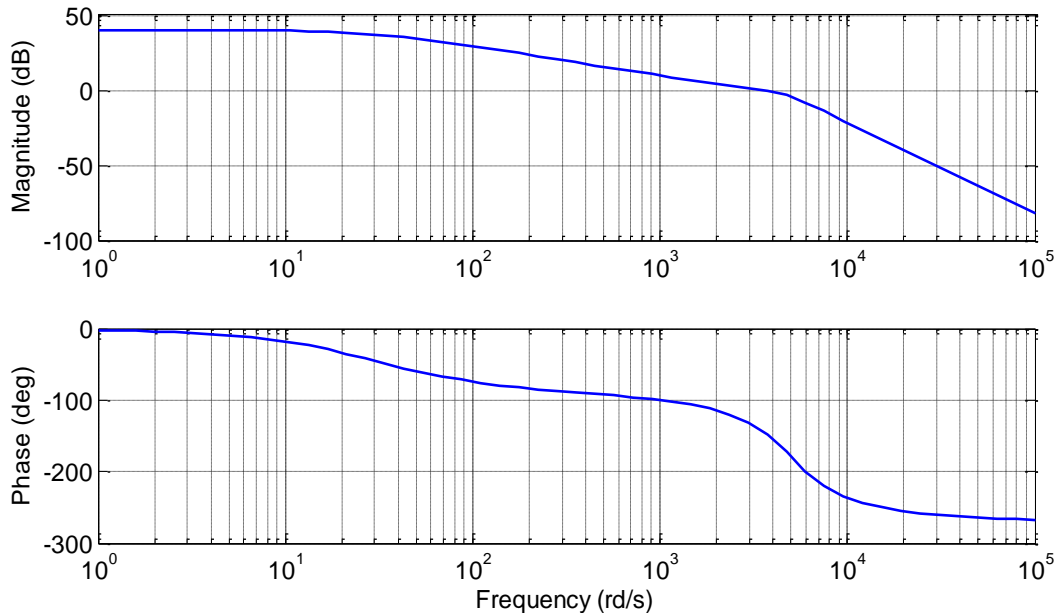


Figure.V.8 Diagramme de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte du convertisseur DC/DC du système multi-sources

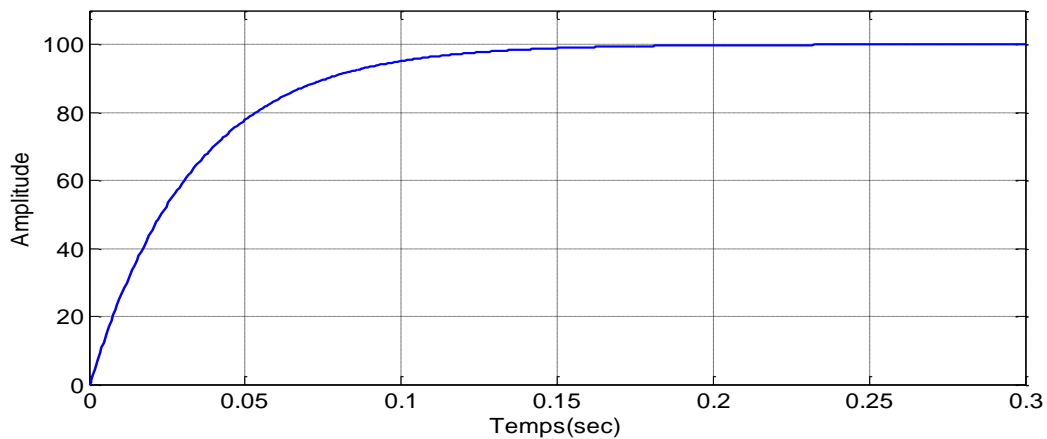


Figure.V.9 Réponse indicielle de la fonction de transfert en boucle ouverte du convertisseur DC/DC du système multi-sources

Les résultats obtenus sont représenté dans les figures V.10, V.11, V.12 et V.13. Nous pouvons remarquer que, la tension de sortie et le courant i_L du convertisseur DC/DC sont stables et convergent rapidement à la référence du modèle proposé sans compter que les formes du courant et du signal de commande sont très semblables comme noté dans les figures V.11 et V.12 et dans toute la simulation suivante parce que ce sont l'entrée et la sortie de la boucle de régulation interne.

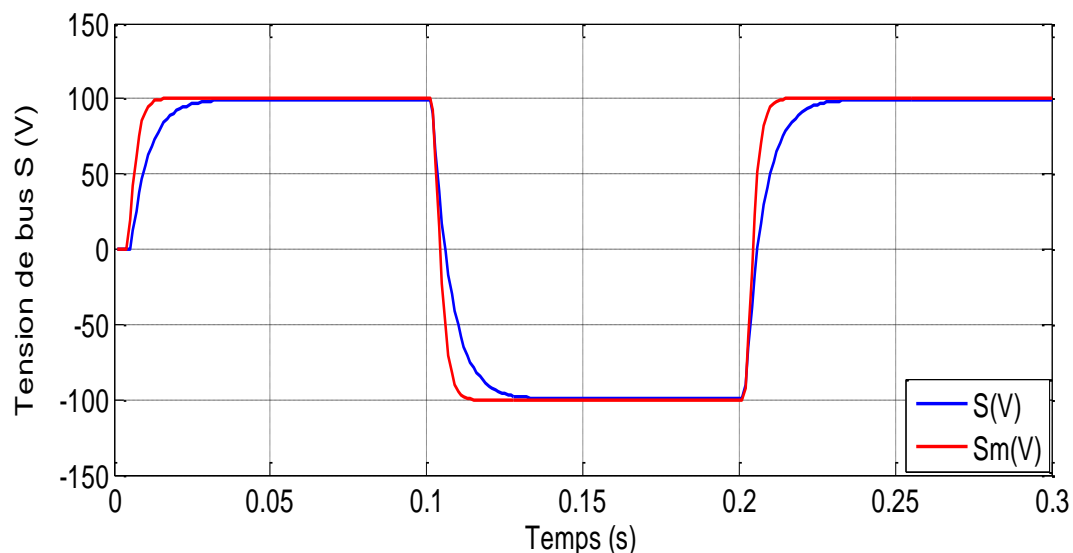


Figure.V.10 Réponse de la tension de sortie avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre entier

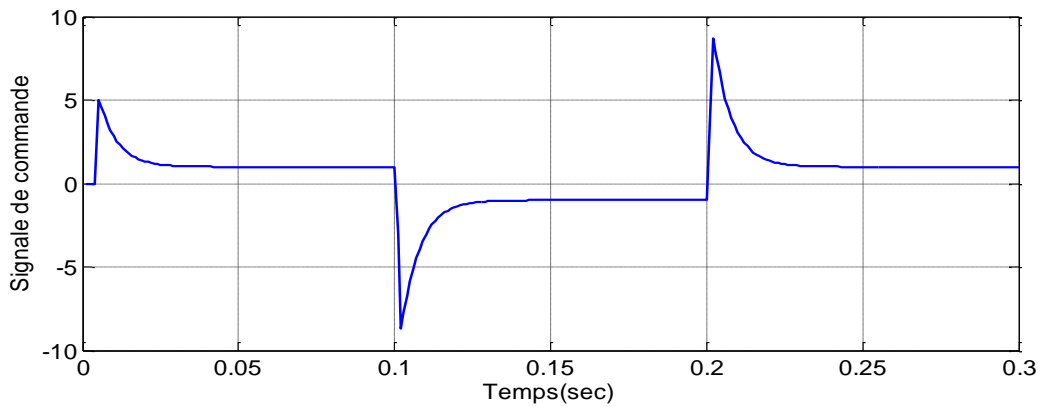


Figure.V.11 Signal de contrôle avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre entier

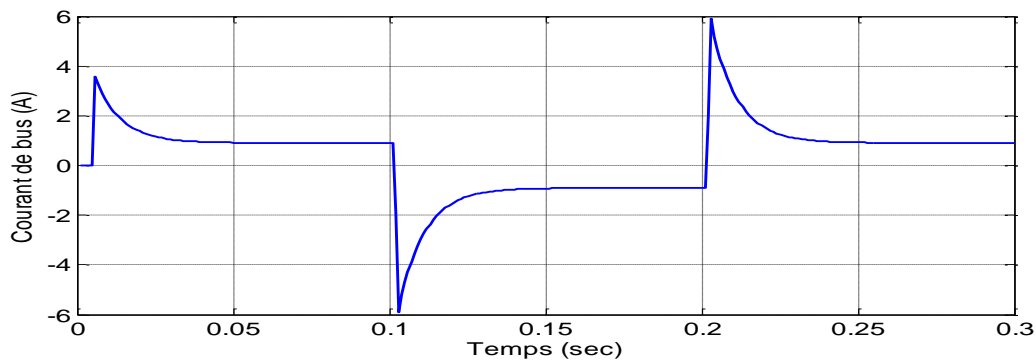


Figure.V.12 Courant du bus continu avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre entier

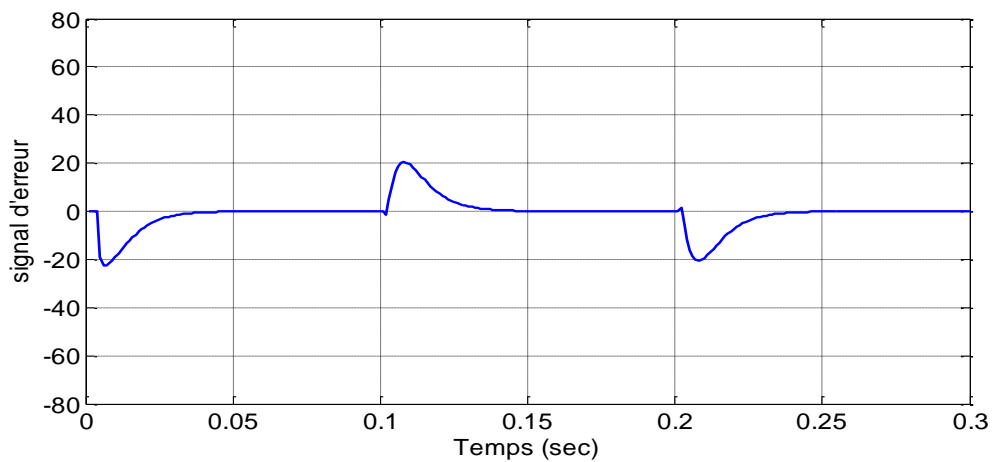


Figure.V.13 Signal d'erreur avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre entier

V.3.1.2 MRAC avec un modèle de référence d'ordre fractionnaire

Dans cette partie nous garderons la même loi de commande adaptative d'ordre entier c.à.d. avec $\lambda=1$ mais nous utiliserons le modèle de référence d'ordre fractionnaire de la forme (V.32) avec différent ordre fractionnaire β .

$$G_m(S) = \frac{1}{\left(\frac{S^2}{\omega_n^2} + 2.\zeta.\frac{S}{\omega_n} + 1 \right)^\beta} \quad (\text{V.32})$$

La figure V.14 fait apparaître la comparaison entre les réponses indicielle du modèle de référence choisi pour l'ordre unitaire ($\beta=1$) et les différentes valeurs d'ordre fractionnaire $\beta \in \{0.2, 0.4, 0.5, 0.9\}$.

Le modèle d'approximation en utilisant la méthode de Singularité pour $\beta=0.2$ est défini par l'équation suivante :

$$G_{app}^{0.2}(S) = \frac{0.001355S + 1}{1.894.10^{-14}.S^4 + 7.703.10^{-10}.S^3 + 3.673.10^{-6}.S^2 + 0.003569.S + 1} \quad (\text{V.33})$$

En appliquant la commande MRAC avec un modèle de référence d'ordre fractionnaire (V.32) avec $\beta=0.2$ pour le réglage de tension d'un convertisseur DC/DC dans un système multi-sources et nous obtenons les réponses des figures.V.15, V.16 et V.17. En prenant les valeurs initiales de $\theta_0 = 0.01.[2 \ 0.1 \ 2 \ 1.9 \ 1]^T$ et $\gamma = 10$.

Il est évident que le modèle d'ordre fractionnaire est plus rapide que celui d'ordre entier pour les mêmes valeurs des paramètres $\omega_n = 600$ et $\xi = 0.95$ (figure.V.14).

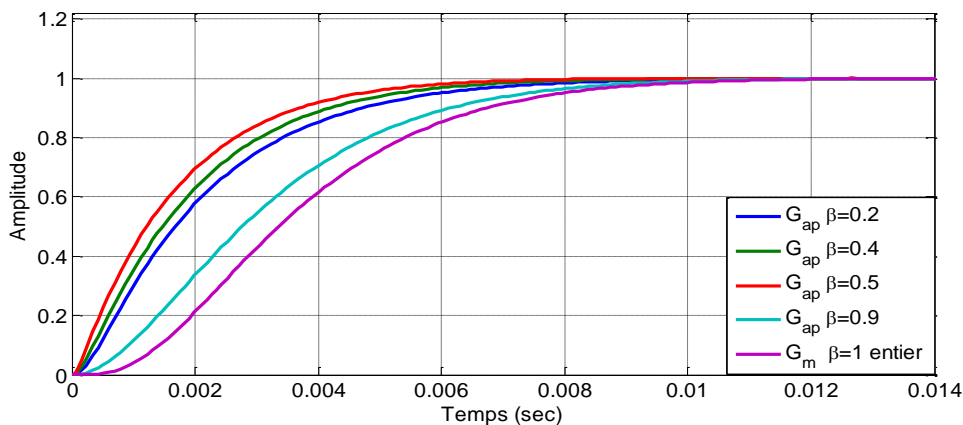


Figure.V.14 Comparaison entre les réponses indicielle du modèle de référence d'ordre entier $\beta = 1$ et fractionnaire (β réel).

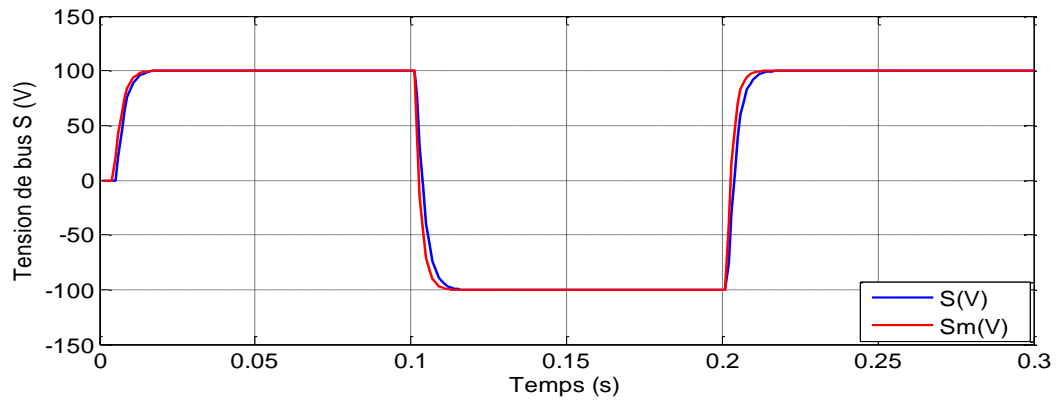


Figure.V.15 Réponse de la tension de sortie avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre fractionnaire ($\beta=0.2$)

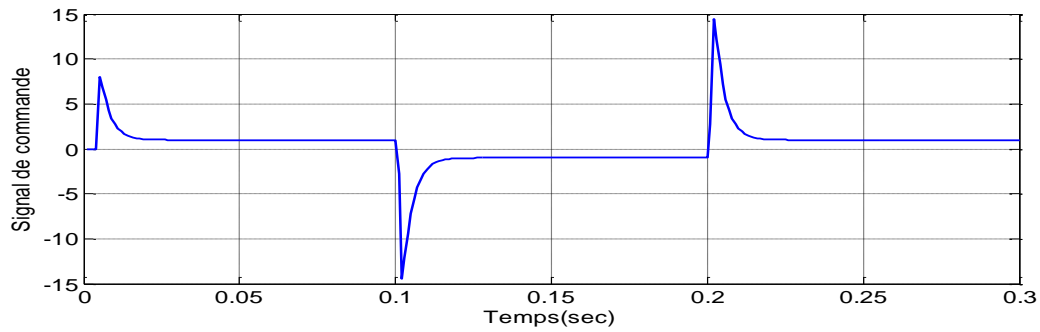


Figure.V.16 Signal de contrôle avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre fractionnaire ($\beta=0.2$)

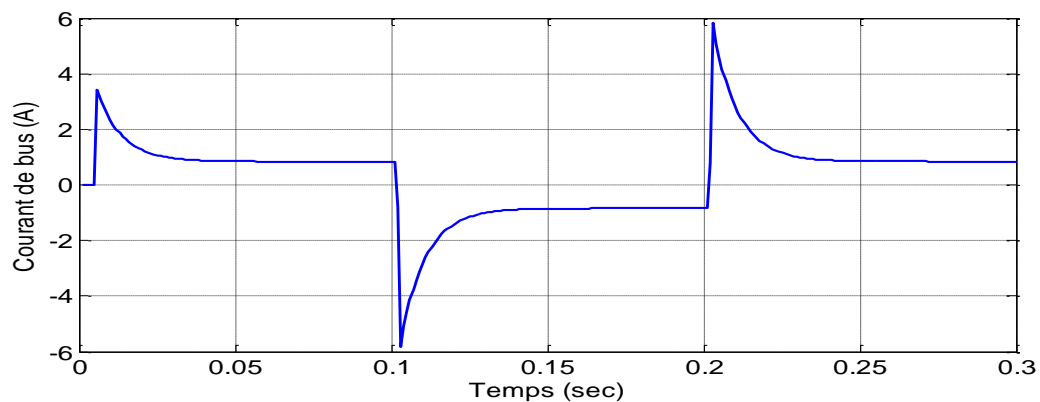


Figure.V.17 Courant du bus continu avec la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire ($\beta=0.2$)

Puis en appliquant la commande MRAC et le modèle de référence d'ordre fractionnaire (V.32) avec $\beta = 0.7$ pour le réglage de tension d'un convertisseur de DC/DC dans le système multi-sources. Nous obtenons les réponses des figures. 18, 19 et 20.

Le modèle d'approximation en utilisant la méthode de Singularité pour $\beta=0.7$ est défini par l'équation suivante :

$$G_{app}^{0.7}(S) = \frac{2.021 \cdot 10^{-12} \cdot S^3 + 6.356 \cdot 10^{-8} \cdot S^2 + 0.0005027 \cdot S + 1}{2.279 \cdot 10^{-21} \cdot S^6 + 9.204 \cdot 10^{-17} \cdot S^5 + 1.046 \cdot 10^{-12} \cdot S^4 + 2.244 \cdot 10^{-9} \cdot S^3 + 6.73 \cdot 10^{-6} \cdot S^2 + 0.004339S + 1} \quad (V.34)$$

Les valeurs initiales sont : $\theta_0 = 0.01 \cdot [1 \ 1 \ 0 \ 5 \ 2 \ 0 \ 1 \ 2 \ 1 \ 5 \ 1]^T$ et $\gamma = 10$.

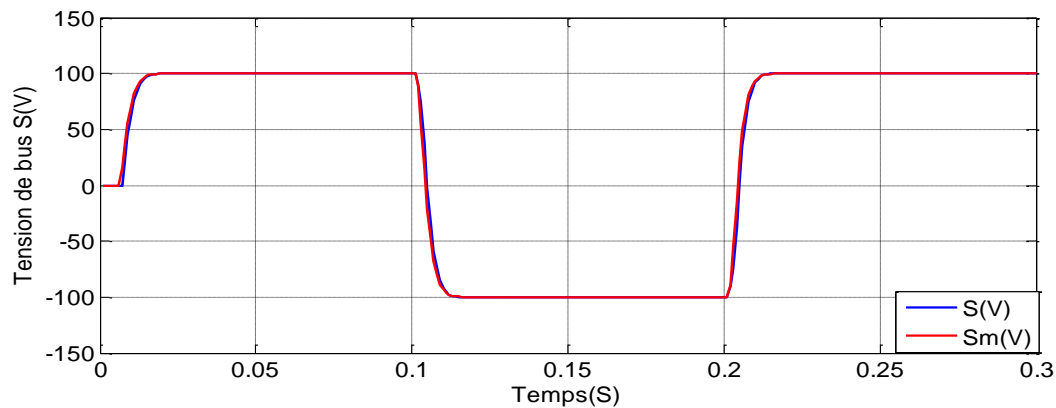


Figure.V.18 Réponse de la tension de sortie avec la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire ($\beta=0.7$)

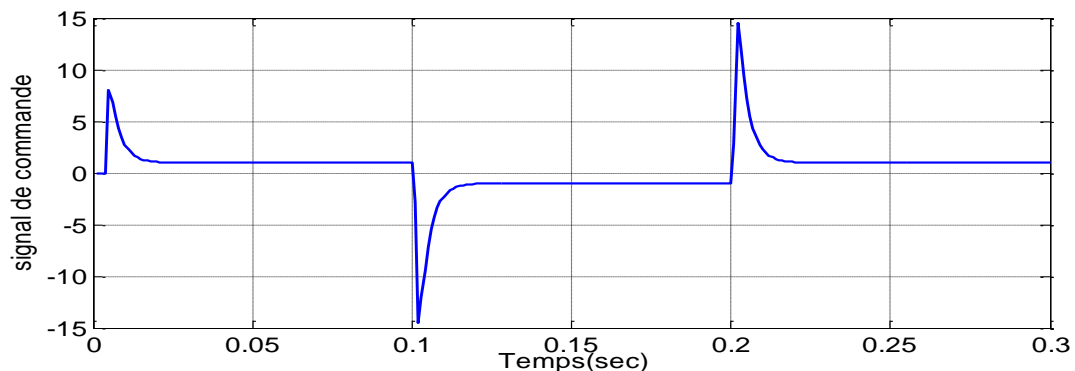


Figure.V.19 Signal de contrôle avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre fractionnaire ($\beta=0.7$)

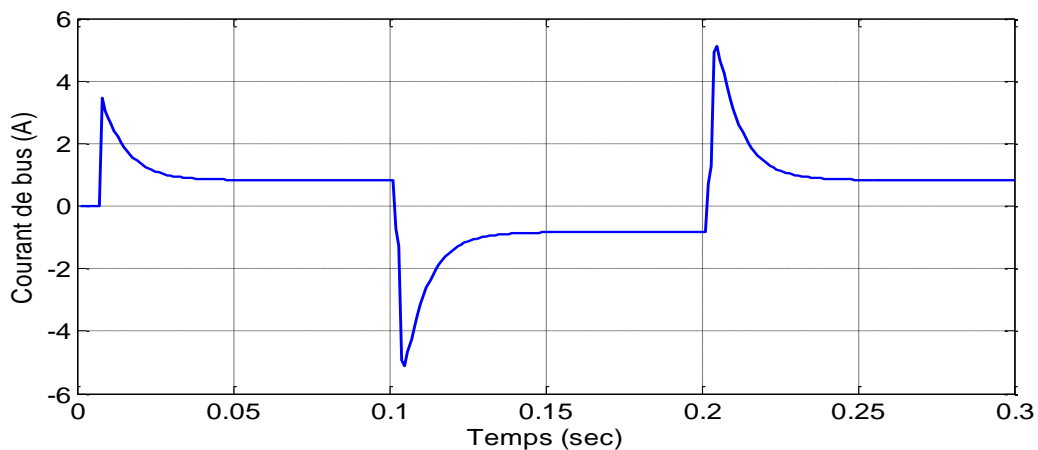


Figure.V.20 Courant de bus continu avec la commande MRAC à modèle de référence d'ordre fractionnaire ($\beta=0.7$)

La figure ci-dessous (Figure.V.21) présente la comparaison des réponses de la tension de sortie obtenue avec MRAC à modèle de référence entier et FO-MRAC à modèle de référence fractionnaire ($\beta=0.7$). Nous remarquons clairement que la réponse de la tension de sortie au niveau de bus du convertisseur DC/DC pour la commande FO-MRAC (avec $B=0.7$) est plus proche de la référence que celle obtenue avec MRAC d'ordre entier.

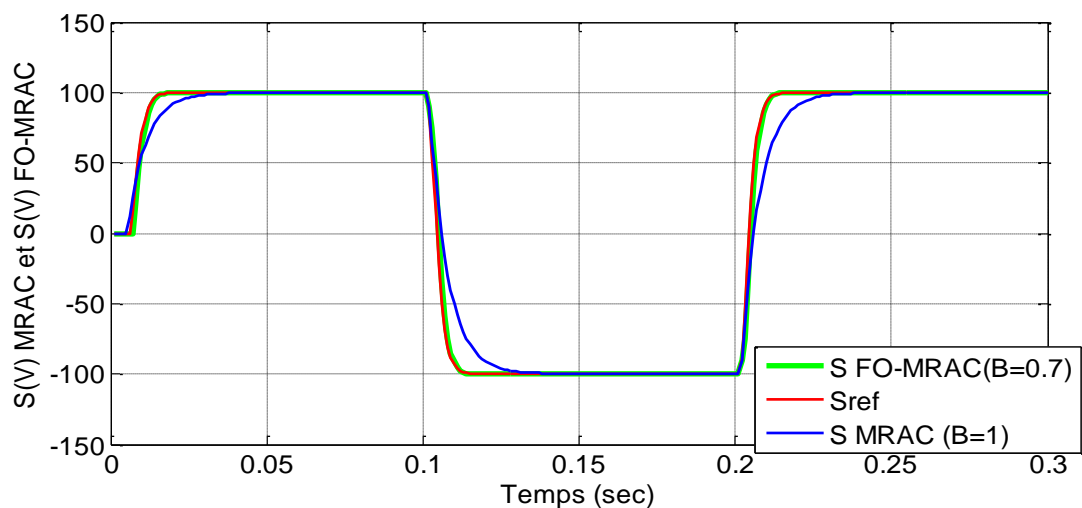


Figure.V.21 Comparaison des réponses de la tension de sortie obtenue avec MRAC à modèle de référence entier et FO-MRAC à modèle de référence fractionnaire ($\beta=0.7$)

Dans le but de comparer les différentes performances de sortie par rapport à la variation de modèle de référence d'ordre fractionnaire β . En définissant les critères quadratiques d'erreur « J_e » et la fonction de coût « J_u » comme suit :

$$J_e = \sqrt{\sum_{\eta=0}^{\eta_{\max}} (u_c(\eta) - y(\eta))^2} \quad (\text{IV.35})$$

$$J_u = \sqrt{\sum_{\eta=0}^{\eta_{\max}} u(\eta)^2} \quad (\text{IV.36})$$

Le tableau ci-dessous illustre les différentes valeurs de l'erreur « J_e » et la fonction de coût « J_u » par rapport à l'ordre fractionnaire β :

Tableau V.1 Critère quadratique de l'erreur « J_e » et la fonction de coût « J_u » en fonction de l'ordre fractionnaire β

Ordre fractionnaire β	J_e	J_u
0.2	526.63	40.41
0.3	796.11	26.91
0.4	487.47	43.11
0.5	651.23	37.23
0.7	552.37	41.63
0.9	749.45	26.94
1	614.29	32.65

La figure V.22 montre bien que l'erreur obtenue avec la commande adaptative à modèle de référence d'ordre fractionnaire FO-MRAC en particulier pour les valeurs de $\beta = 0.4$ et 0.7 est inférieure à l'erreur obtenue avec la commande adaptative à modèle de référence d'ordre entier MRAC ($\beta = 1$ dans l'équation (V.32))

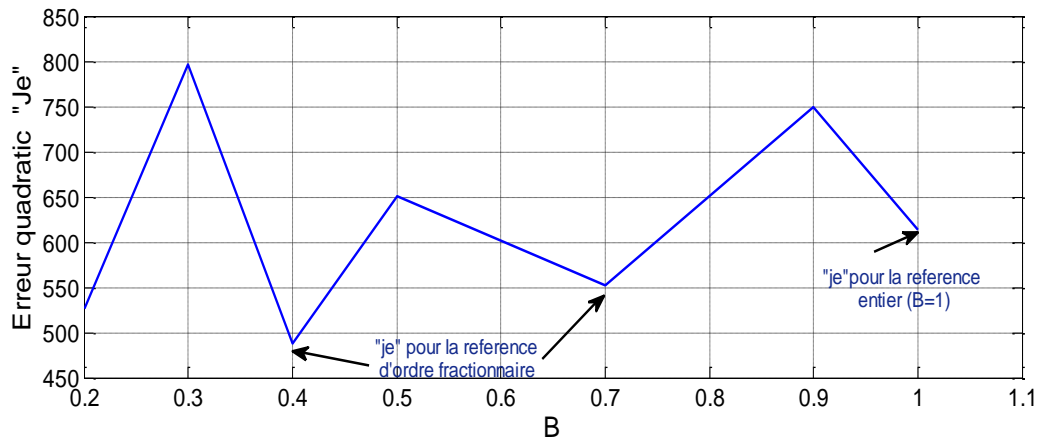


Figure.V.22 Critère quadratique d'erreur « J_e » en fonction de l'ordre du modèle de référence d'ordre fractionnaire β .

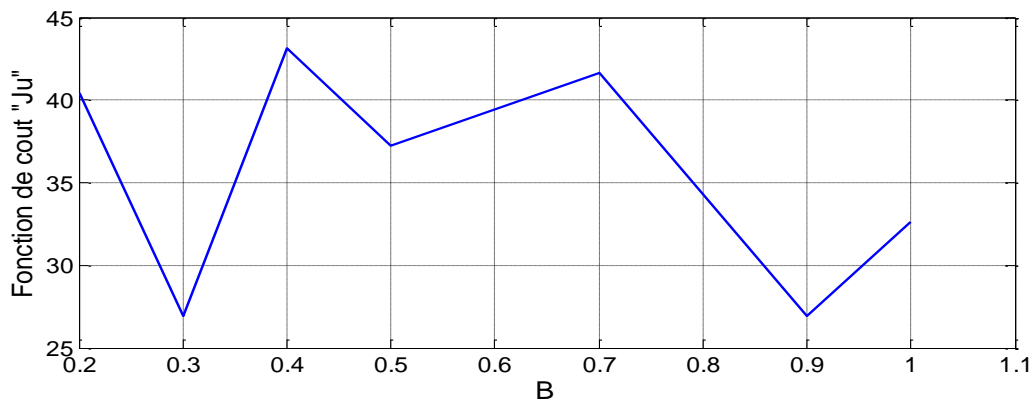


Figure.V.23 Fonction de coût « J_u » en fonction de l'ordre du modèle de référence d'ordre fractionnaire β

V.3.1.3 Commande FO-MRAC avec intégrale d'ordre fractionnaire

Dans cette partie, au début nous garderons un modèle de référence d'ordre fractionnaire et on ajoute la loi d'adaptation de MIT d'ordre fractionnaire (V.37) afin de montrer l'importance et le rôle de l'intégrale d'ordre fractionnaire pour améliorer la dynamique du système en boucle fermée.

Le modèle de référence d'ordre fractionnaire est représenté par l'équation (V.32) $\omega_n = 600$ et $\zeta = 0.95$ et avec $0 < \beta \leq 1$. La loi de commande adaptative avec intégration fractionnaire est donnée par :

$$\frac{d^\lambda \theta}{dt^\lambda} = \gamma \frac{\varphi \cdot e}{\alpha + \varphi^T \varphi} \quad (\text{V.37})$$

Afin d'illustrer l'effet de cette nouvelle configuration avec intégrale d'ordre fractionnaire, nous prenons le cas $\beta = \lambda$ et on varie les valeurs de λ dans l'intervalle] 0, 1].

Le choix du cas de $\beta = \lambda$ est fait pour simplifier la synthèse du contrôleur en laissant seulement un seul paramètre inconnu (ordre λ) pour ajuster les paramètres. Cette simplification est raisonnable parce que le modèle de référence d'ordre fractionnaire n'a pas beaucoup d'effet sur le comportement du système relativement à l'ordre fractionnaire de loi de commande adaptative d'ordre λ (V.37).

Les schémas des figure V.24, V.25, V.26, V.27, V.28 et V.29 montrent la réponse de la tension de sortie et les signaux de commande pour $\beta = \lambda = 0.2$ et $\beta = \lambda = 0.7$ respectivement.

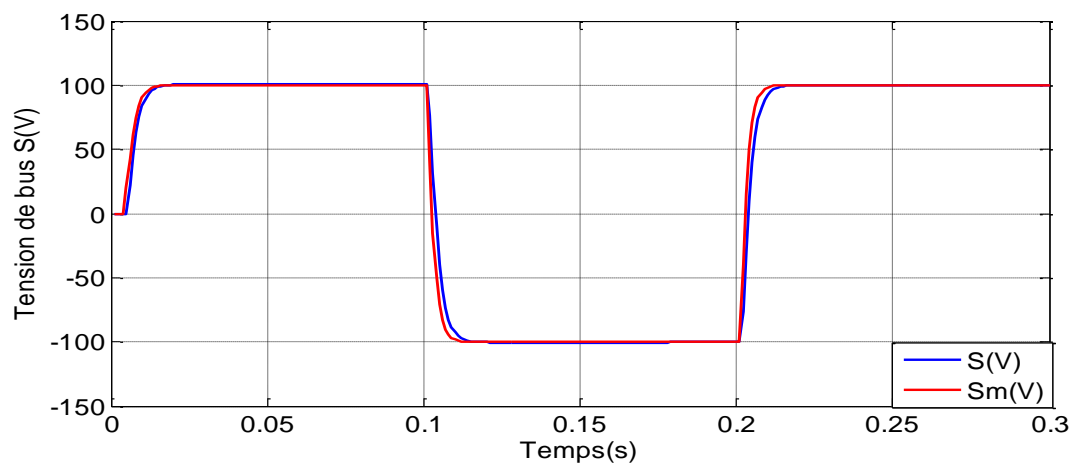


Figure.V.24 Réponse de la tension de sortie pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire avec intégration d'ordre fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.2$)

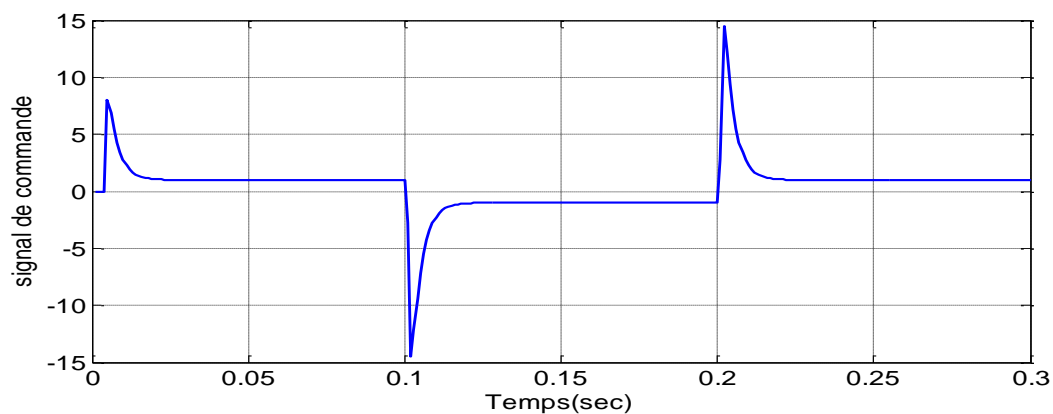


Figure.V.25 Signal de contrôle pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire avec intégration d'ordre fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.2$)

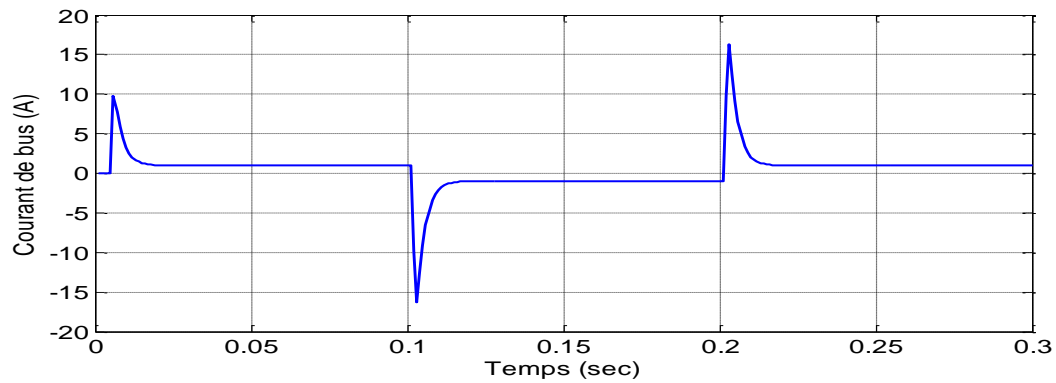


Figure. V.26 Courant du bus continu pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire avec intégration d'ordre fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.2$)

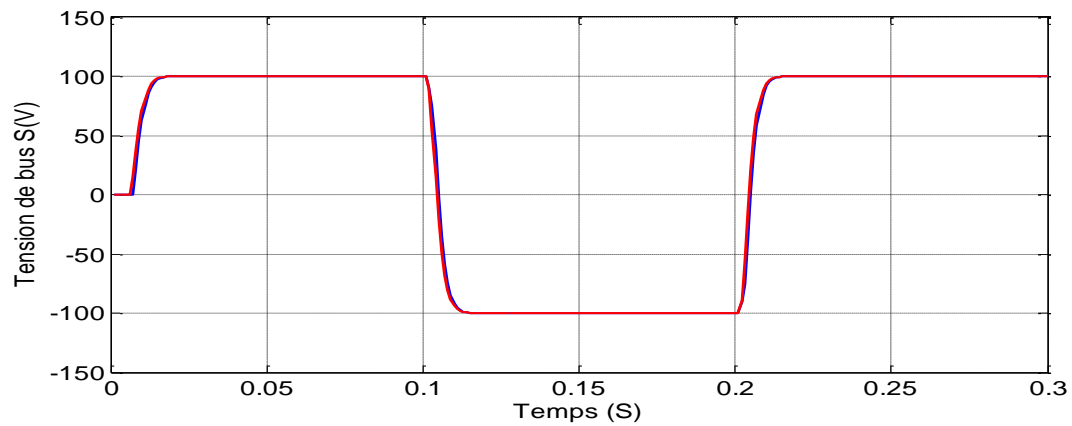


Figure.V.27 Réponse de la tension de sortie pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire avec intégration d'ordre fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.7$)

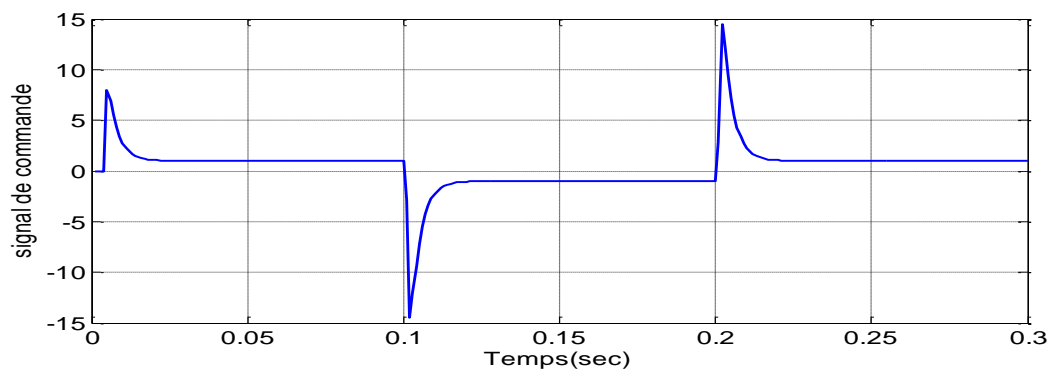


Figure.V.28 Signal de contrôle pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire avec intégration d'ordre fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.7$)

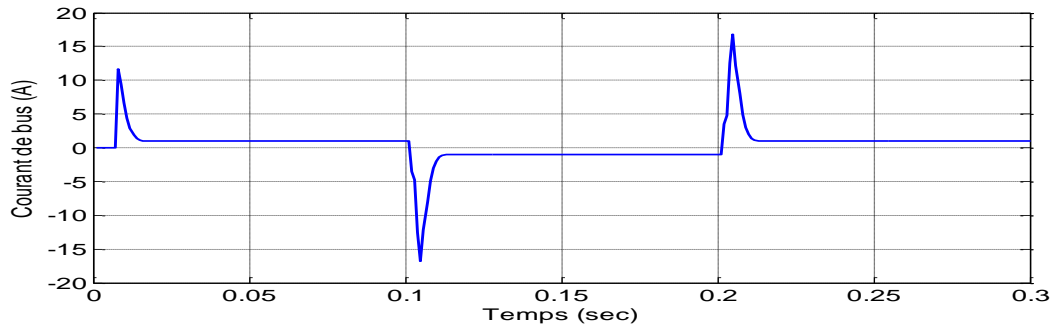


Figure.V.29 Courant du bus continu pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire avec intégration d'ordre fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.7$)

L'évolution du critère de l'erreur quadratique J_e pour différentes valeurs de $\beta = \lambda$ est illustré dans le tableau V.2. Il montre clairement que dans la majorité des cas, l'erreur quadratique pour FO-MRAC avec une loi de commande adaptative fractionnaire $\lambda = \beta = (0.2-0.3-.....0.9)$ (V.37) est inférieure à l'erreur obtenue avec l'ordre entier $\lambda = 1$.

Tableau V.2 : Comparaison du critère de l'erreur quadratique pour FO-MRAC avec une loi de commande adaptative d'ordre entier (IV.37) avec $\lambda = 1$ et d'ordre fractionnaire λ (V.37).

Ordre fractionnaire de β	J_e pour $\lambda = 1$	J_e pour $\beta = \lambda$
0.2	526.63	477.00
0.3	796.11	665.74
0.4	487.47	483.27
0.5	651.23	650.45
0.7	552.37	546.68
0.9	749.45	656.38

Les résultats du tableau V.2 sont présentés dans la figure.V.30 où nous remarquons la diminution de l'erreur obtenue dans le cas de l'addition de l'intégration d'ordre fractionnaire dans les différentes références d'ordre réel (tableau V.2, $\beta = \lambda$). L'implémentation est effectuée par l'utilisation de l'approximation de Charef ce qui implique que l'intégration d'ordre fractionnaire diminue l'erreur et augmente la stabilité et la robustesse du contrôle (commande) effectué.

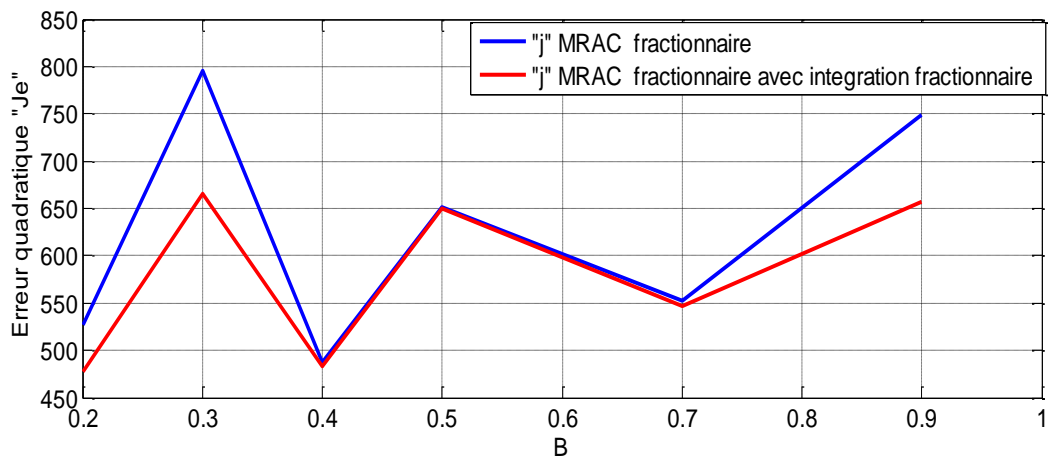


Figure.V.30 Comparaison du critère de l'erreur quadratique J_e pour FO-MRAC avec une loi de commande adaptative d'ordre entier et d'ordre fractionnaire.

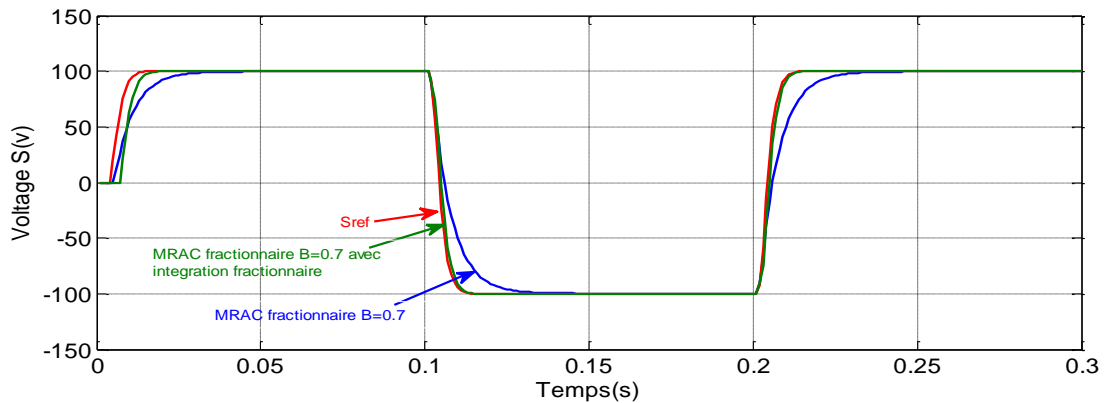


Figure V.31: MRAC d'ordre fractionnaire avec intégration d'ordre entier et d'ordre fractionnaire $\beta = \lambda = 0.7$

Dans le tableau ci-dessous, on fixe l'ordre du modèle de référence $\beta = 0.7$ et on consulte l'effet de la variation de l'ordre de la loi de commande adaptative fractionnaire λ .

Afin de valider ces dernières remarques sur l'influence de l'intégrale d'ordre réel dans la loi de commande adaptative, fixons le modèle de référence d'ordre fractionnaire par la prise en compte de $\beta = 0.7$ (qui a montré de bons résultats dans des simulations précédentes) et on varie l'ordre de l'intégrale λ . Les résultats comparatifs sont présentés dans le tableau V.3.

Ces critères sont représentés dans les figures.V.32 et V.33 respectivement et montrent clairement que le critère de l'erreur quadratique est diminué avec les valeurs les plus élevées de l'ordre fractionnaire de l'intégrale λ , en considérant que, l'effort de commande est inférieur

pour les plus basses valeurs de λ . Dans les deux cas, la loi de commande adaptative d'ordre fractionnaire donne de meilleurs résultats que celle d'ordre entier.

Tableau V.3 Comparaison du critère de l'erreur quadratique J_e et le critère de cout J_u pour FO-MRAC avec $\beta = 0.7$ et une variation de la loi de commande adaptative entier ($\lambda = 1$) et d'ordre fractionnaire (λ réel).

Ordre de l'intégration fractionnaire λ	J_e	J_u
0.1	549.93	40.08
0.2	547.76	39.96
0.3	553.80	38.19
0.4	550.12	37.98
0.5	549.73	38.11
0.6	552.12	38.52
0.7	578.24	38.52
0.8	576.66	39.63
0.9	554.12	41.55
1.0	546.41	43.51
1.1	545.86	43.54
1.2	544.52	43.46
1.6	546.68	44.60

Les résultats de ce tableau sont représentés dans les figures ci-dessous :

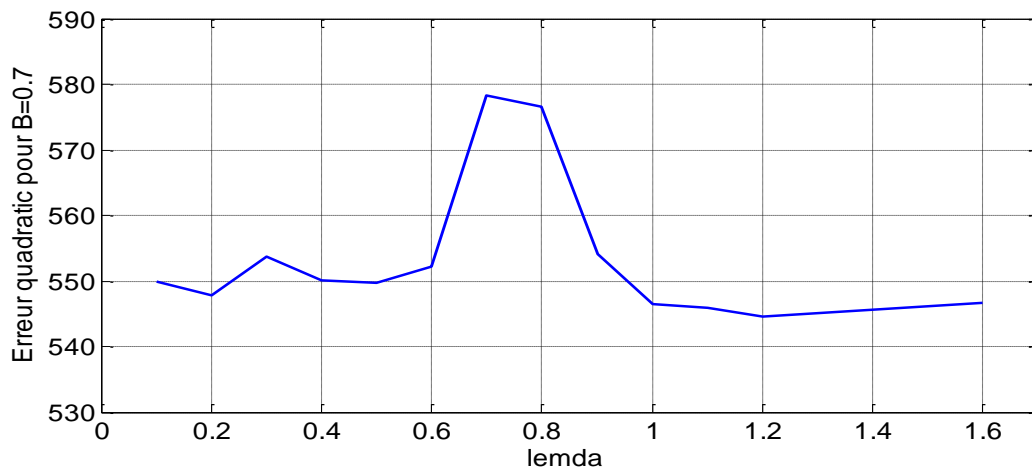


Figure.V.32 Effet de la variation de l'ordre de l'intégration fractionnaire λ sur l'erreur quadratique J_e pour $\beta = 0.7$

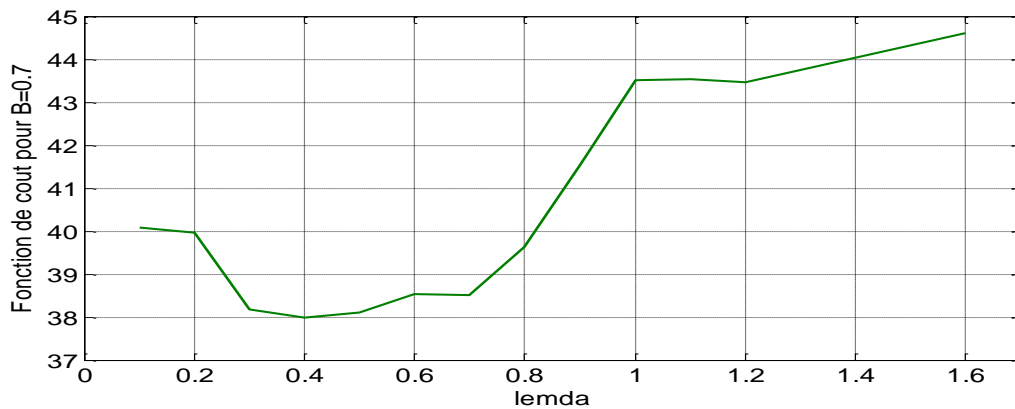


Figure.V.33 Effet de la variation de l'ordre de l'intégration fractionnaire λ sur la fonction de coût J_u pour $\beta = 0.7$

V.3.1.4 FO-MRAC avec présence de bruit

Maintenant, nous appliquons la stratégie de commande de FO-MRAC pour le réglage de la tension de bus continu du convertisseur DC/DC dans le système multi-sources en présence de bruit d'amplitude 8 %. Ces conditions de fonctionnement sont généralement plus réalistes, parce que de telles perturbations sont susceptibles d'être provoquées par des dommages de quelques composants.

Le modèle de référence est choisi sous forme d'une fonction de transfert d'ordre fractionnaire (V.32) avec $\beta = 0.7$. Les figures V.34, V.35, V.36, V.37, V.38 et V.39 montrent les réponses de tension de sortie et les signaux de control et les courants de bus pour $\lambda = 0.2$ et $\lambda = 0.7$ en présence de bruit d'amplitude 8 %.

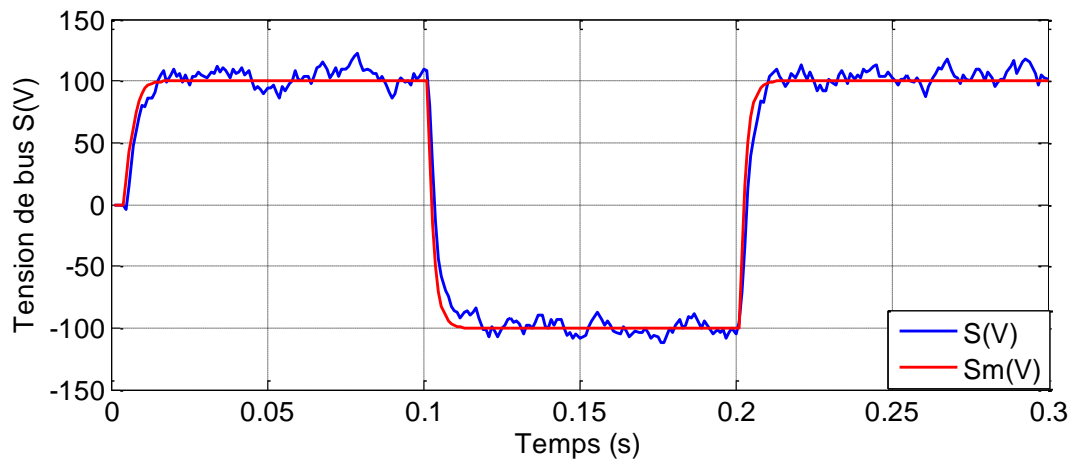


Figure.V.34 Réponse de la tension de sortie pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire avec intégration d'ordre fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.2$) en présence d'un bruit de 8 %

Ces deux critères permettent de choisir l'ordre fractionnaire de β et λ pour le contrôleur de MRAC par la des valeurs de ces critères pour un ensemble d'ordres fractionnaire comprenant le cas entier de $\beta = \lambda = 1$. Les meilleures valeurs des ordres réels sont celles qui réduisent au minimum les deux critères J_e et J_u (et donnent ainsi le meilleur comportement de la référence et l'énergie minimale nécessaire à la commande) ou un bon compromis entre eux.

L'évolution des critères (V.35) et (V.36) pour différentes valeurs de l'ordre β du modèle de référence sont présentés dans le tableau V.3. Ces critères sont représentés dans les figures .IV.22 et 23 respectivement. Nous remarquons que la commande de MRAC en utilisant les modèles de références d'ordre fractionnaire, nous permet d'obtenir une erreur nettement inférieure et une énergie nécessaire d'entrée plus petite pour quelques valeurs de β d'ordre fractionnaire relativement au cas du modèle de référence d'ordre entier $\beta = 1$; ce qui signifie que la tension de sortie du convertisseur DC/DC du système multi-source est plus près de la tension demandée par la charge.

L'avantage de l'amélioration du niveau de tension de sortie de convertisseur de DC/DC augmente la stabilité et la durée de vie des composants électroniques de puissance (transistors, diodes) de ces convertisseurs.

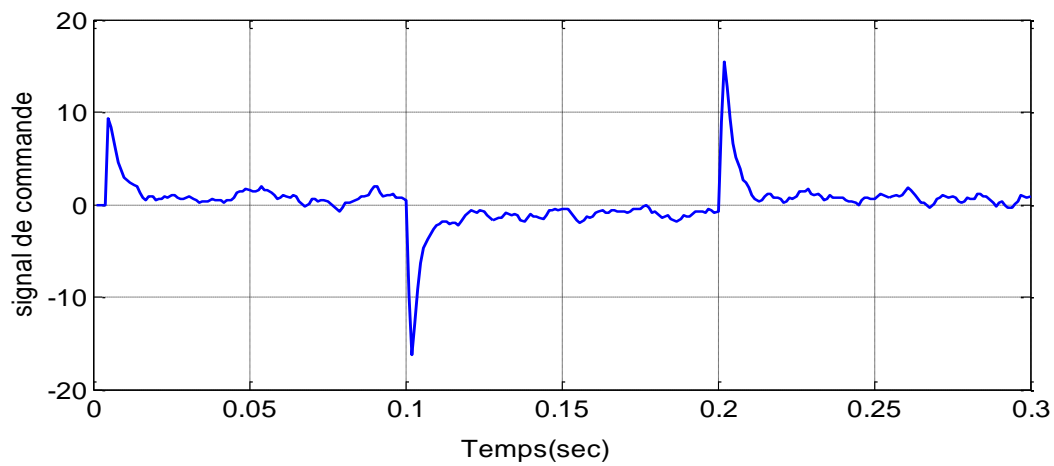


Figure.V.35 Signal de contrôle pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.2$) en présence de bruit d'amplitude 8%.

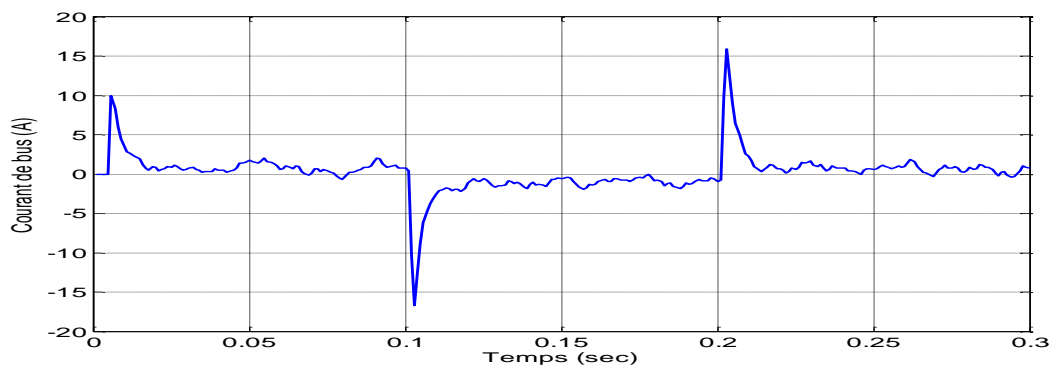


Figure.V.36 Courant de bus continu avec la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire avec intégration fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.2$) en présence de bruit d'amplitude 8%.

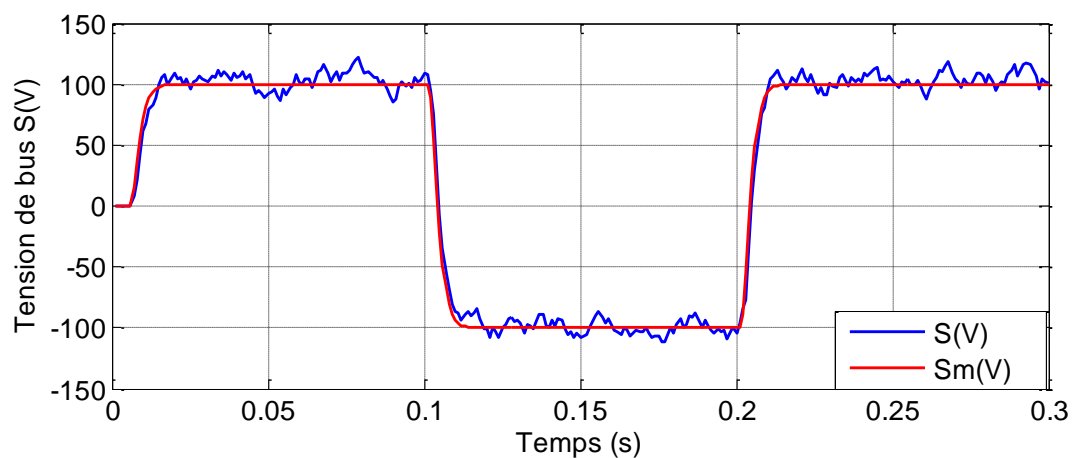


Figure.V.37 Réponse de la tension de sortie pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.7$) en présence d'un bruit d'amplitude 8 %.

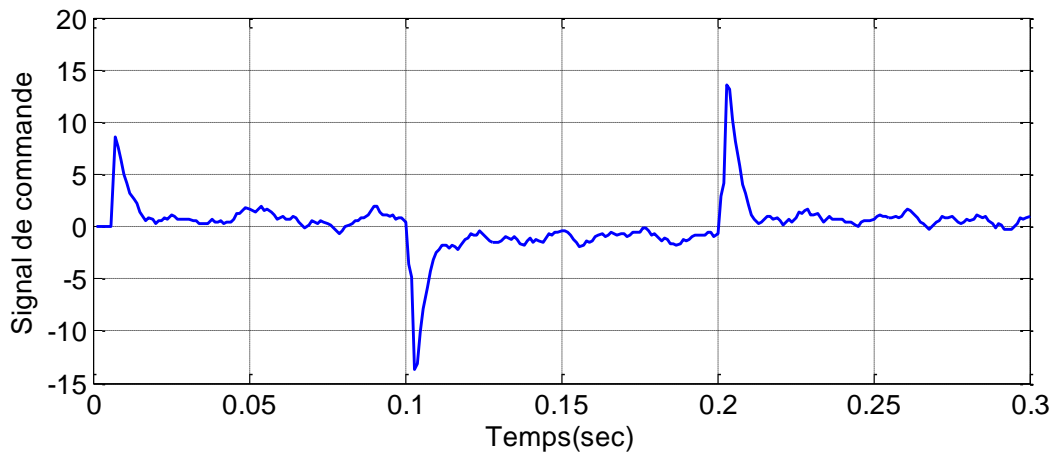


Figure.V.38 Signal de contrôle pour la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.7$) en présence de bruit d'amplitude 8%.

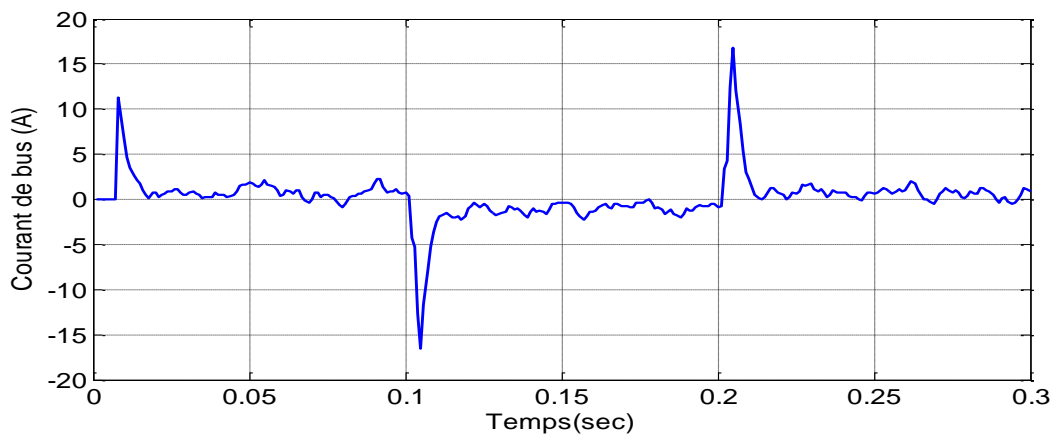


Figure.V.39 Courant du bus continu avec la commande MRAC à modèle de référence fractionnaire avec intégration fractionnaire ($\beta = \lambda = 0.7$) en présence de bruit d'amplitude 8%.

L'évolution du critère de l'erreur quadratique « J_e » pour différentes valeurs de $\beta = \lambda$ est illustrée dans le tableau V.4.

Nous remarquons à partir du tableau V.4 que l'introduction de la loi de commande adaptative d'ordre fractionnaire (V.37) améliore la robustesse du système contre des bruits additifs et leur rejet comme illustré par figure.V.40. Le meilleur rejet de bruit est obtenu pour $\lambda > 1$ en particulier pour le cas de $\lambda = 1.2$.

Ce résultat confirme les travaux précédents sur le comportement robuste de la commande adaptative fractionnaire des systèmes dans les environnements bruyants [155].

Tableau.V.4 Comparaison entre l'erreur quadratique pour FO-MRAC avec intégration de loi de commande adaptative λ en présence de bruit d'amplitude 8%.

λ	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7
J_e	565.99	566.72	572.49	567.19	566.81	570.53	596.07
λ	0.8	0.9	1.0	1.1	1.2	1.6	
J_e	591.46	566.36	556.31	555.77	<u>553.95</u>	557.77	

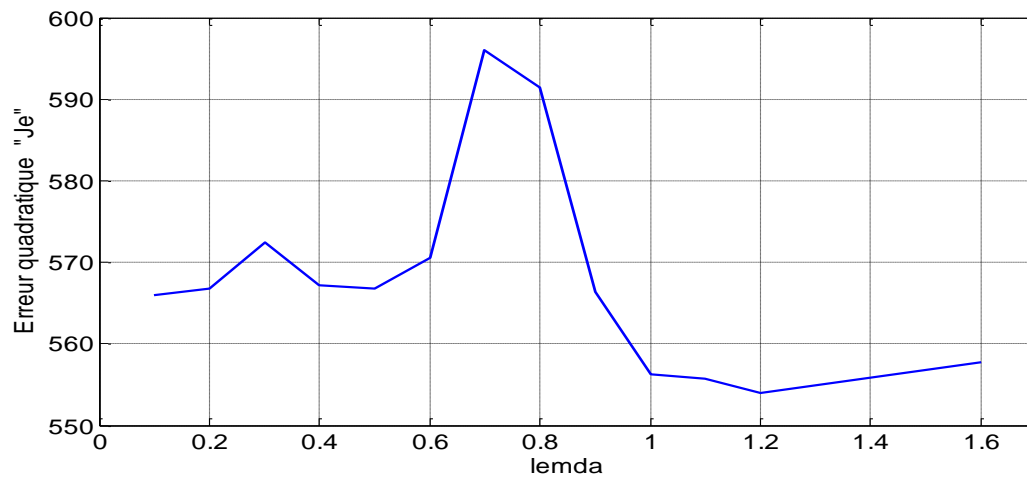


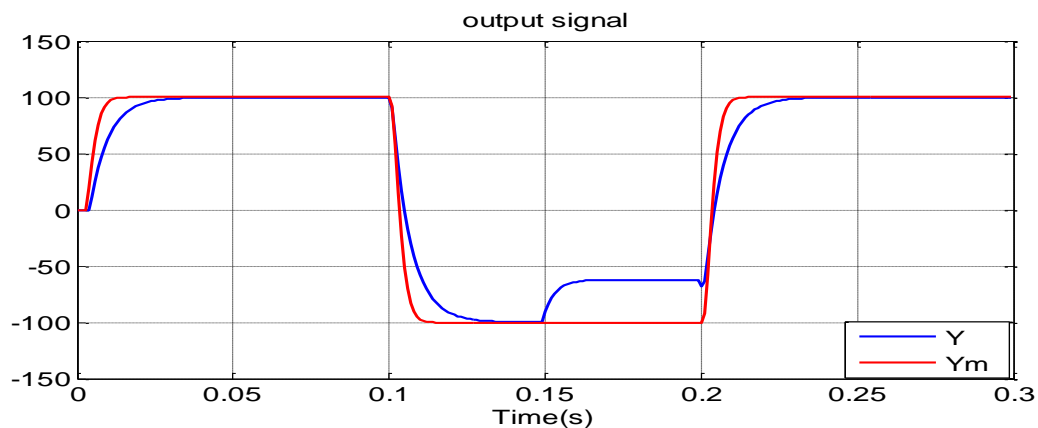
Figure.V.40 Evolution de l'erreur quadratique J_e pour FO-MRAC avec intégration et loi de commande adaptative λ en présence de bruit d'amplitude 8%.

V.3.2 Etude de la variation de la charge

Dans la partie ci-dessous, nous ferons une variation paramétrique de la charge (R_{ch}) dans l'intervalle [0.15-0.2]s, en gardant le même modèle de référence d'ordre entier et fractionnaire utilisés dans les parties précédentes. Dans cette variation paramétrique, on influence seulement sur la fonction de transfert du système global qui est fonction de R_{ch} et par conséquent sur l'équation récurrente du signal de sortie obtenu après la discrétisation en prenant $T=0.001$ s, le tableau ci-dessous (V.5) présente les différentes fonctions de transfert ainsi que les équations récurrentes dues à la variation paramétrique :

Tableau.V.5 Etude de la variation de la charge

R_{ch}	Fonction de transfert (FT) et Equation Récurrente (ER)	
25% R_{ch}	F.T ₁	$H_1(S) = \frac{25}{3.3 \cdot 10^{-10} S^3 + 1.69 \cdot 10^{-06} \cdot S^2 + 0.00845 \cdot S + 1}$
	E.R ₁	$y_{new1}(t+1) = 0.8246 \cdot y(t) + 0.04751 \cdot y(t-1) + 0.005969 \cdot y(t-2) + 2.396 \cdot u(t) + 0.7075 \cdot u(t-1) + 0.06792 \cdot u(t-2)$
50% R_{ch}	F.T ₂	$H_2(S) = \frac{50}{6.64 \cdot 10^{-10} S^3 + 3.36 \cdot 10^{-06} \cdot S^2 + 0.0168 \cdot S + 1}$
	E.R ₂	$y_{new2}(t+1) = 0.8803 \cdot y(t) + 0.05092 \cdot y(t-1) + 0.006344 \cdot y(t-2) + 2.365 \cdot u(t) + 0.6905 \cdot u(t-1) + 0.06666 \cdot u(t-2)$
75% R_{ch}	F.T ₃	$H_3(S) = \frac{75}{9.9 \cdot 10^{-10} S^3 + 4.99 \cdot 10^{-06} \cdot S^2 + 0.02495 \cdot S + 1}$
	E.R ₃	$y_{new3}(t+1) = 0.8992 \cdot y(t) + 0.05208 \cdot y(t-1) + 0.006471 \cdot y(t-2) + 2.396 \cdot u(t) + 0.7075 \cdot u(t-1) + 0.06792 \cdot u(t-2)$

Figure.V.41 Sortie réelle avec modèle de référence d'ordre entier et une variation paramétrique $R_{chnew1} = 25\% R_{ch}$ dans l'intervalle [0.15 – 0.2] s

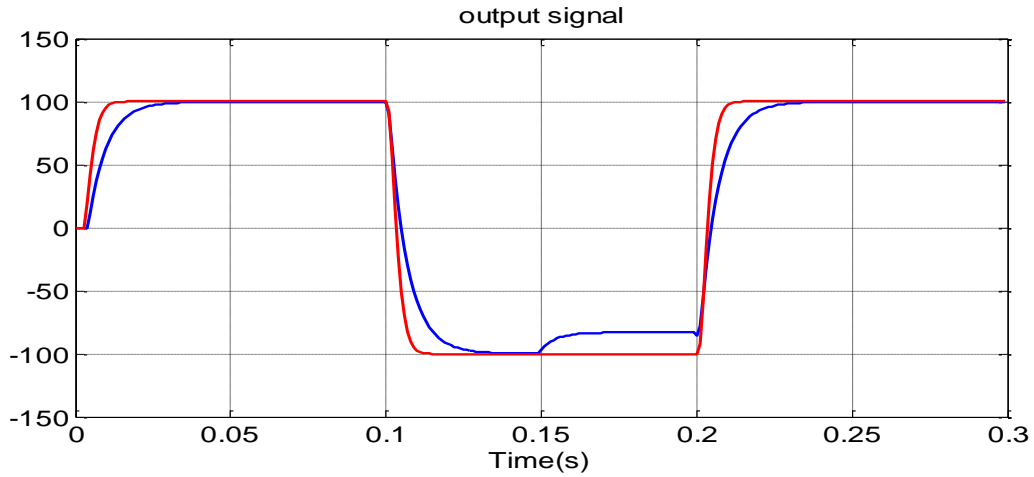


Figure.V.42 Sortie réelle avec modèle de référence d'ordre entier et une variation paramétrique $R_{chnew2}=50\%R_{ch}$ dans l'intervalle $[0.15 - 0.2]$ s

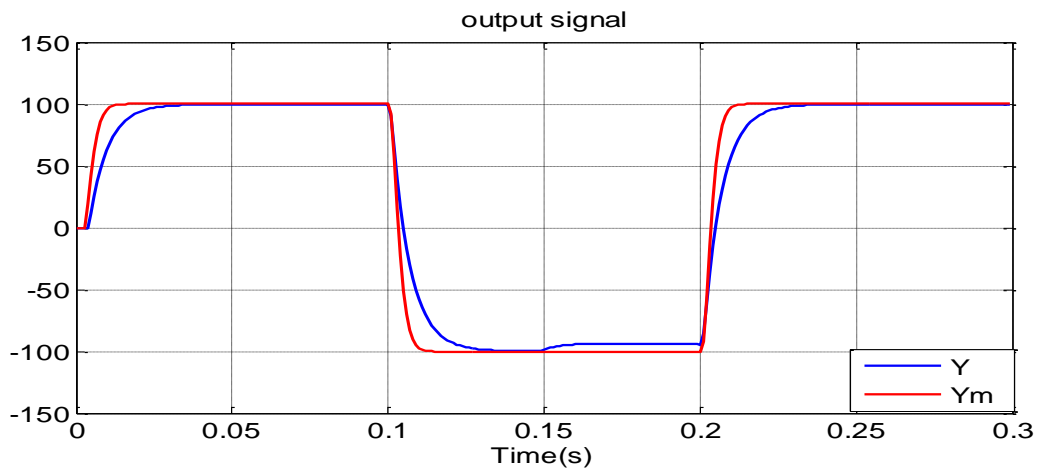


Figure.V.43 Sortie réelle avec modèle de référence d'ordre entier et une variation paramétrique $R_{chnew3}=75\%R_{ch}$ dans l'intervalle $[0.15 - 0.2]$ s

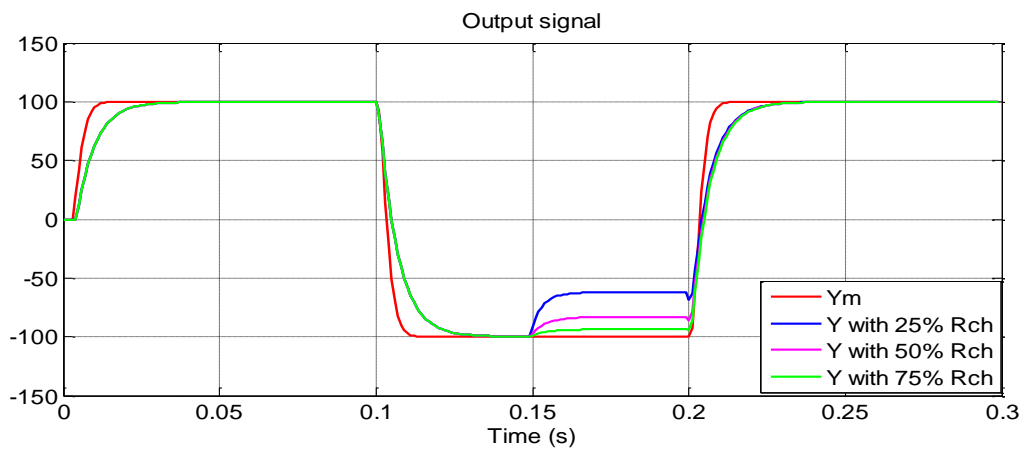


Figure.V.44 Sortie réelle avec modèle de référence d'ordre entier et une variation paramétrique $R_{chnew1}=25\%R_{ch}$, $R_{chnew2}=50\%R_{ch}$, $R_{chnew3}=75\%R_{ch}$ dans l'intervalle $[0.15-0.2]$ s

V.4 Commande de la génératrice asynchrone à double alimentation connecté au système éolien

V.4.1 Introduction

Actuellement, dans les systèmes de conversion éolienne, la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) permet une production optimale d'électricité quelques soient les conditions environnementale du vent et de la vitesse de l'éolienne. Cette machine est caractérisée par les avantages de son faible prix et de sa grande robustesse. Mais, le contrôle des puissances actives et réactives produites, est un point très intéressant pour la gestion de l'éolienne.

Dans cette dernière partie de la thèse, nous considérons un système multi-sources constitué d'une batterie de stockage, des convertisseurs statiques et d'une éolienne équipée par une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) ou DFIG en anglais (Doubly Fed induction Generator). On lui appliquera une commande classique à base des régulateurs classique PI, puis une commande MRAC d'ordre fractionnaire pour améliorer les performances du contrôle séparé des puissances active et réactive obtenu dans le contrôle classique. Après une brève présentation du modèle général illustré dans le schéma bloc de la commande vectorielle directe en puissance de la GADA.

Les deux types de commandes (PI et MRAC d'ordre entier et fractionnaire) ont été simulés et discutés en considérant les mêmes allures des références de la puissance active et réactive pour l'étude comparative des performances et de la robustesse porté par la commande MRAC fractionnaire.

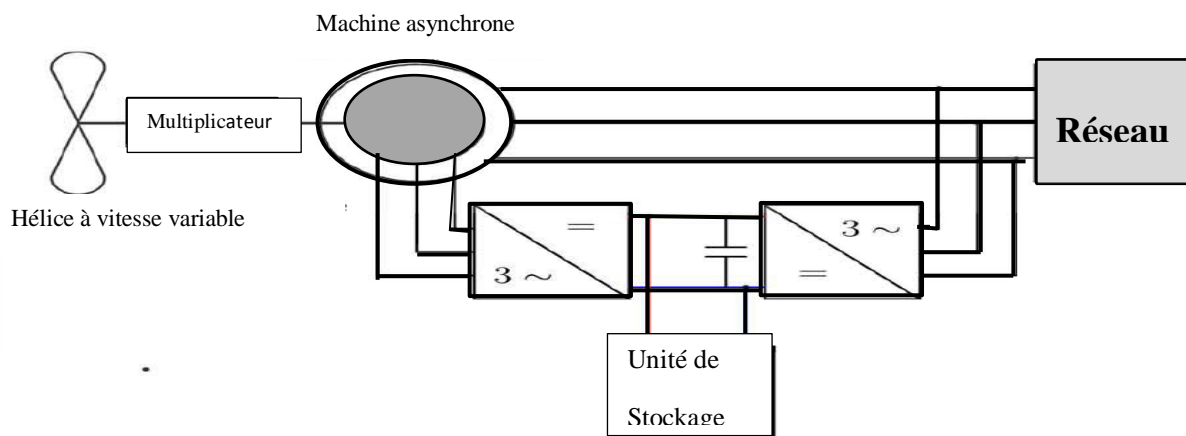


Figure.V.45 Système de production éolienne avec stockage.

V.4.2 Contrôle indépendant des puissances active et réactive

Pour contrôler facilement la production d'électricité du système éolien, nous avons proposé un contrôle indépendant des puissances actives et réactives en établissant les équations qui lient les valeurs des tensions rotoriques, générées par un onduleur, aux puissances actives et réactives statoriques [52]. Dans la littérature, il existe deux types de commande de la GADA :

La première est la commande indirecte qui consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en réalisant un système contenant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotorique. La deuxième est la commande directe qui consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les deux puissances actives et réactives. Cette méthode est appelée méthode directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la GADA [4].

Dans notre travail nous considérons la deuxième méthode (directe) de commande des puissance active et réactive de la GADA, dans un premier temps en utilisant des régulateurs PI classiques, et dans un deuxième temps en introduisant la commande adaptative à modèle de référence fractionnaire FO-MRAC pour améliorer les performances du système et augmenter la robustesse.

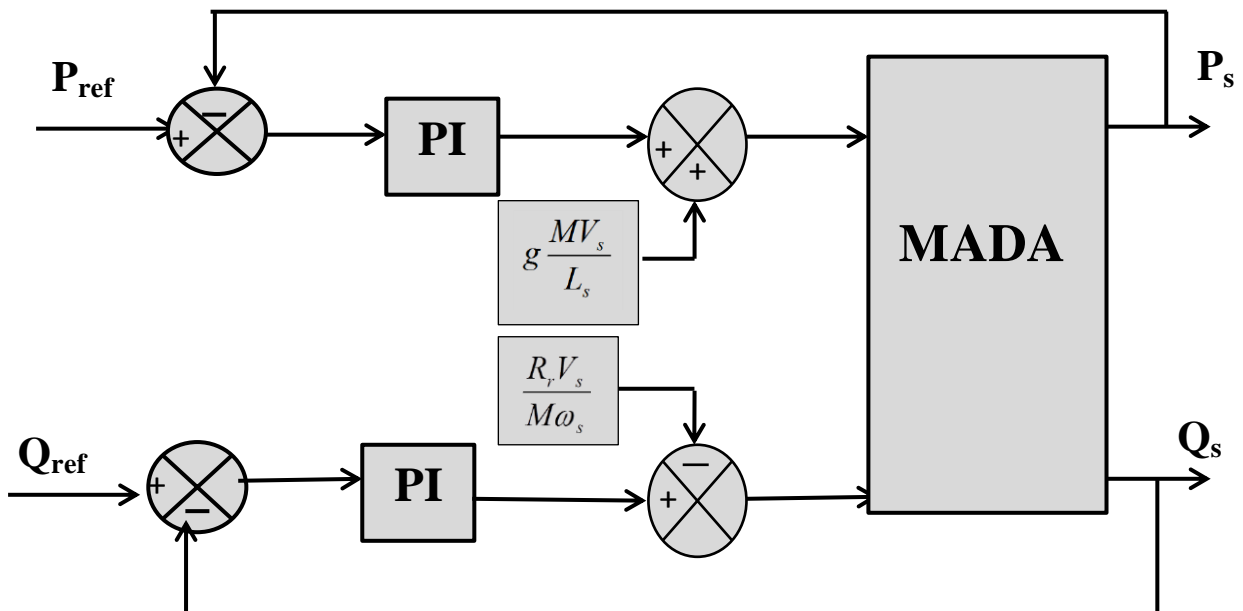


Figure.V.46 Schéma bloc de la commande directe de la MADA.

V.4.2.1 Contrôle par régulateur PI classique

V.4.2.1.1 Présentation de la méthode

Le régulateur PI est utilisé pour contrôler la GADA, vu qu'il est simple à mettre en œuvre et donne des performances acceptables.

La figure.V.47 présente le schéma block du système de contrôle par un régulateur PI. Les gains K_p et K_i représentent respectivement le gain proportionnel et intégral [26].

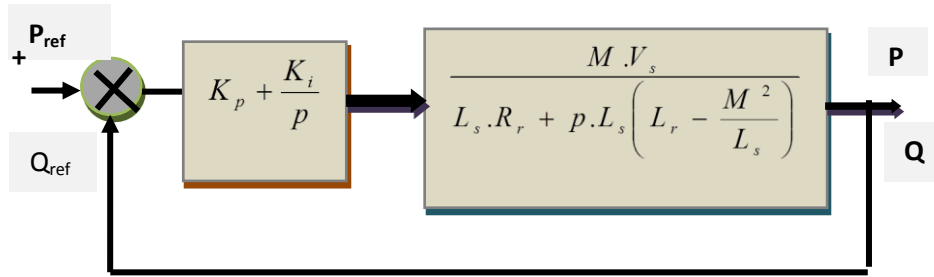


Figure.V.47 Contrôle des puissances active et réactive par régulateur PI

Si l'on effectue la compensation, on obtient la FTBO suivante:

$$FTBO = \frac{K_p \frac{M V_s}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{p} \quad (V.38)$$

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{L_s R_r}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} \quad (V.39)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r p}, \tau_r = \frac{1}{K_p} \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{M V_s} \quad (V.40)$$

Avec T_r le temps de réponse que l'on se fixe à 10 ms, correspondant à une valeur suffisamment rapide sur l'éolienne où les variations de vent sont peu rapides et les constantes de temps mécaniques sont grandes.

Si on impose une valeur plus faible cela n'améliorerait probablement pas les performances de l'ensemble du système éolien, mais risquerait de créer des perturbations lors des régimes transitoires en produisant des dépassements et aussi des instabilités indésirables.

On peut déterminer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la GADA et du temps de réponse comme suit:

$$\begin{cases} K_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{M V_s} \\ K_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{R_r L_s}{M V_s} \end{cases} \quad (V.41)$$

V.4.2.1.2 Résultats de simulation

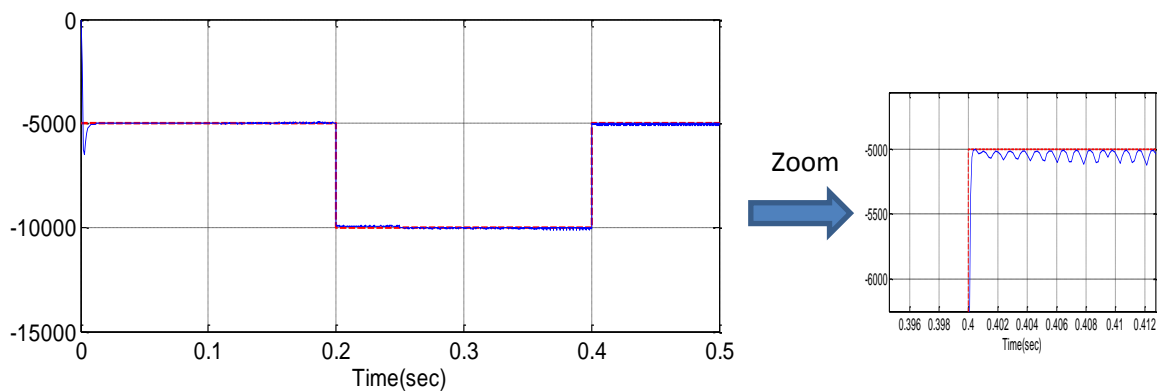


Figure.V.48 Puissance active avec la commande directe par régulateur PI

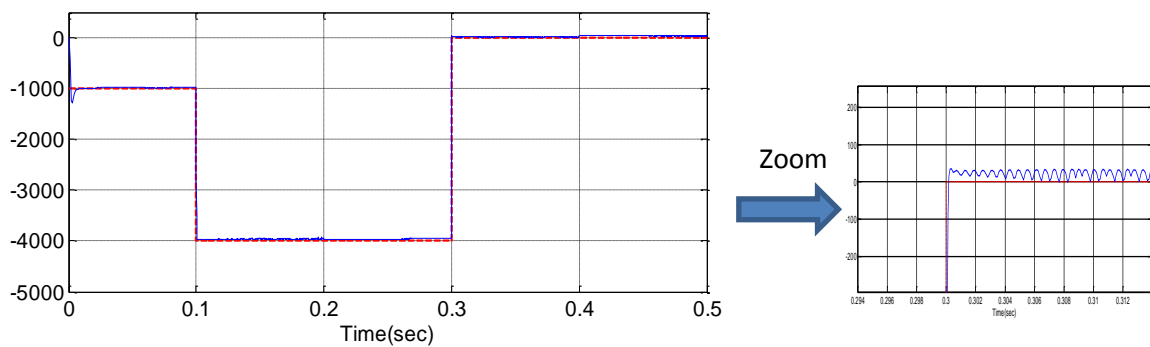


Figure.V.49 Puissance réactive avec la commande directe par régulateur PI

V.4.2.2 Contrôle par MRAC d'ordre fractionnaire

V.4.2.2.1 Modèle du système

La commande adaptative est une commande dont le but est de réagir à tout instant dans le sens désiré (en général pour la minimisation de l'erreur entre la consigne et la sortie) face aux variations que subit le système. La figure ci-dessous présente la commande adaptative à modèle de référence du contrôle indépendant des puissances active et réactive de la GADA pour un système de conversion d'énergie éolienne.

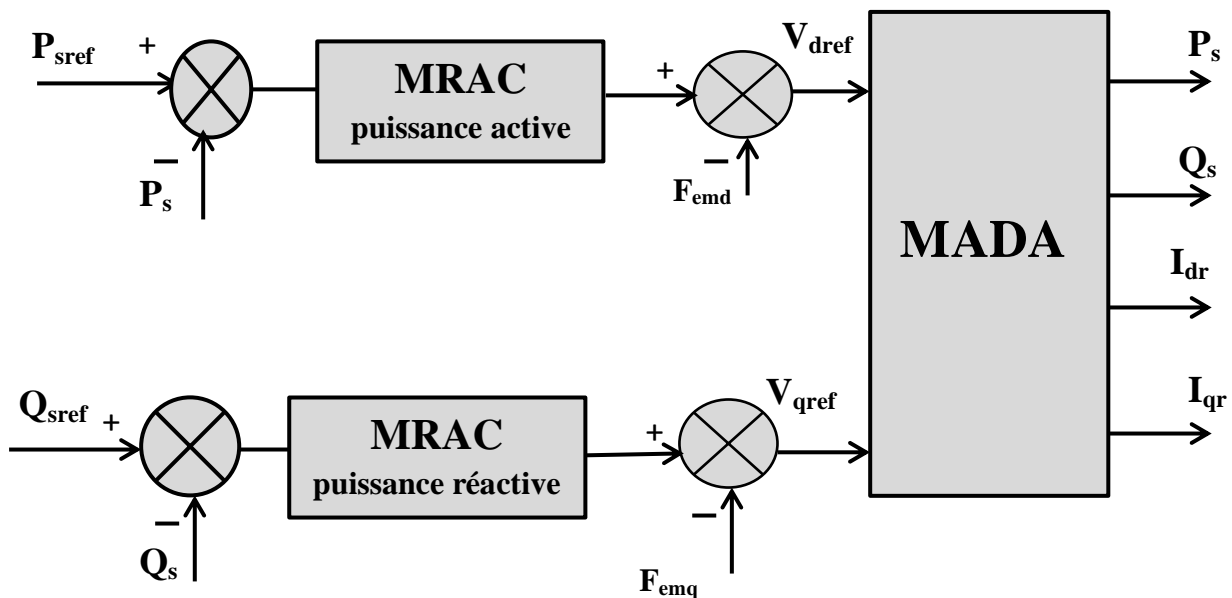


Figure.V.50 Schéma de la commande adaptative à modèle de référence MRAC du contrôle indépendant des puissances active et réactive de la GADA

V.4.2.2.2 Résultats de simulation

V.4.2.2.2.1 Commande adaptative à modelé de référence entier MRAC

Le système est défini par l'équation ci-dessous:

$$H(S) = \frac{M \cdot V_s}{L_s \cdot R_r + S \cdot L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} \quad (V.42)$$

Le remplacement numérique de la fonction de transfert est donnée par:

$$H(S) = \frac{Y(s)}{U(S)} = \frac{2.334e04}{S + 39.7} = \frac{B}{A} \quad (V.43)$$

Par rapport aux caractéristiques du système étudié, le modèle de référence choisi est le système de deuxième ordre ci-dessous :

$$G_M = \frac{6.4.10^{07}}{(S^2 + 15200.S + 6.4.10^{07})^\beta} \quad (V.44)$$

Paramètres du régulateur RST (MRAC Entier, $\beta = 1$)

Nous avons la relation générale reliant les caractéristiques du système aux paramètres du régulateur RST et le modèle de référence choisi qui est donnée par :

$$A.R + B.S = A_r = A_0.A_m \quad (V.45)$$

$A_m = 2$ (ordre du modèle), $A = 1$ (ordre du modèle), $R = 1$, $B = 0$

Pour l'équilibre, on prend : $\deg S = \deg R$, $k = \deg R = 1$, $L = \deg S = 1$, $m = \deg T = 1$.

Le vecteur de régulation est de paramètre suivant:

$$\theta = \begin{bmatrix} r_0 & s_0 & s_1 & t_0 & t_1 \end{bmatrix} \quad (V.46)$$

$$\varphi^T = \frac{b_0}{A_0 A_m} \begin{bmatrix} U & Sy & y & -Suc & -uc \end{bmatrix}, \quad (V.47)$$

S : Operateur de Laplace.

L'équation récurrente de φ^T obtenue après discrétisation (avec $T = 0.001$ s) est donnée par :

$$\varphi(t+1,:) = -0.0008007.\varphi(t,:) - 2.505e-07.\varphi(t-1,:) + \alpha(t,:)$$

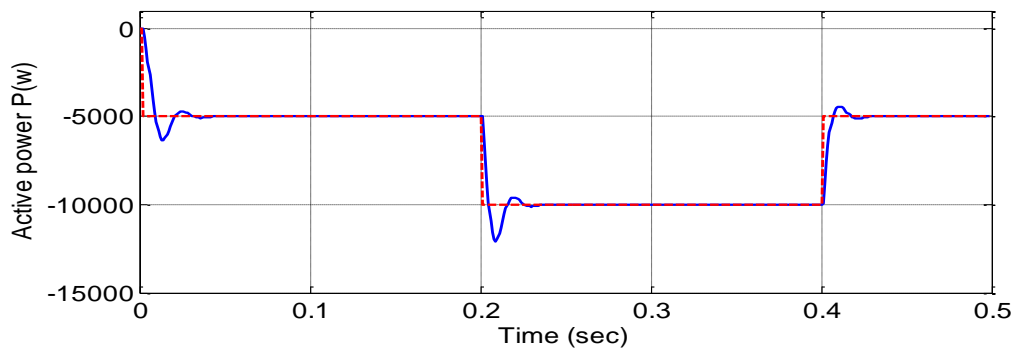


Figure.V.51 Puissance active P (W) avec la commande MRAC entier.

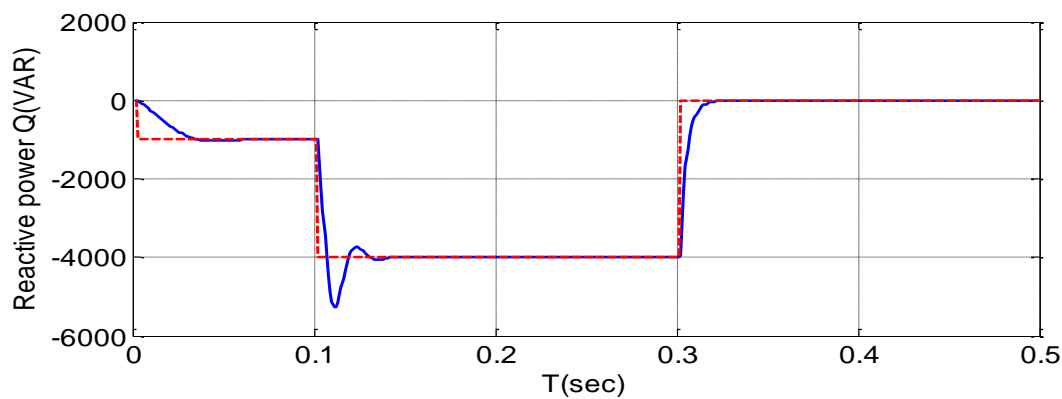


Figure.V.52 Puissance réactive Q(VAR) avec la commande MRAC d'ordre entier

V.4.2.2.2 Commande adaptative à modèle de référence fractionnaire FO-MRAC

Avec $\beta = 0.4$ [β est l'ordre du système de 2^{ème} ordre]

$$G_M = \frac{6.4 \cdot 10^{07}}{(S^2 + 15200.S + 6.4 \cdot 10^{07})^{0.4}} \quad (V.48)$$

La fonction d'approximation de Charef est d'ordre 5 et donnée par :

$$G_{ap}^{0.4} = \frac{7.308 \cdot 10^{-09} \cdot S^2 + 0.0001806 S + 1}{6.376 \cdot 10^{-22} S^5 + 7.412 \cdot 10^{-17} S^4 + 2.909 \cdot 10^{-12} S^3 + 4.893 \cdot 10^{-8} S^2 + 0.0003641 S + 1} \quad (V.49)$$

Nous avons :

$$\mathbf{A}.\mathbf{R} + \mathbf{B}.\mathbf{S} = \mathbf{A}_r = \mathbf{A}_0.\mathbf{A}_m$$

$A_m=5$ (La fonction d'approximation de Charef du système de 2^{eme} ordre)

A_m d'ordre 5, $A=$ d'ordre 1 (ordre de système « équation (IV.44)»)

R d'ordre 4, B d'ordre 0 (l'ordre de numérateur du système)

Pour l'équilibre, on prend [degS = degR]

Donc ; les paramètres du Régulateur RST sont:

$k=$ l'ordre de $R=4$

$L =$ l'ordre de $S=4$

$m=$ l'ordre de $T=4$

Le vecteur de régulation est de paramètre suivant:

$$\theta = \left[r_1 \ r_2 \ r_3 \ r_0 \ s_0 \ s_1 \ s_2 \ s_3 \ s_4 \ t_0 \ t_1 \ t_2 \ t_3 \ t_4 \right] \quad (\text{V.50})$$

$$\varphi^t = \frac{b_0}{A_0 A_m} \left[s^{k-1} u \dots u \quad s^l y \dots y \quad -s^m u_c \dots -u_c \right] \quad (\text{V.51})$$

$$\varphi^T = \frac{b_0}{A_0 A_m} \left[S^3 U \quad S^2 U \quad S U \quad U \quad S^4 y \quad S^3 y \quad S^2 y \quad S y \quad y \quad -S^4 u_c \quad -S^3 u_c \quad -S^2 u_c \quad -S u_c \quad -u_c \right]$$

S : Operateur de Laplace.

L'équation récurrente de φ^T obtenue après discretisation (avec $T=0.001$ s) est donné par :

$$\begin{aligned} \varphi(t+1,:) &= -4.114.10^{-5}.\varphi(t,:) - 1.586.10^{-7}.\varphi(t-1,:) + 5.352.10^{-14}.\varphi(t-2,:) - 1.238.10^{-26}.\varphi(t-3,:) \\ &- 1.051.10^{-43}.\varphi(t-4,:) + \alpha(t,:) \end{aligned}$$

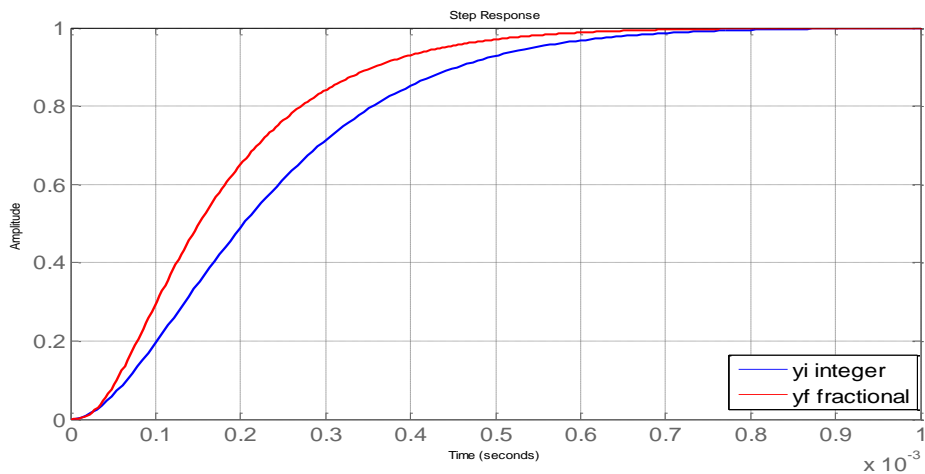


Figure.V.53 Comparaison entre la réponse indicielle du modèle de référence d'ordre entier (bleu) et fractionnaire (rouge) avec $\beta = 0.4$

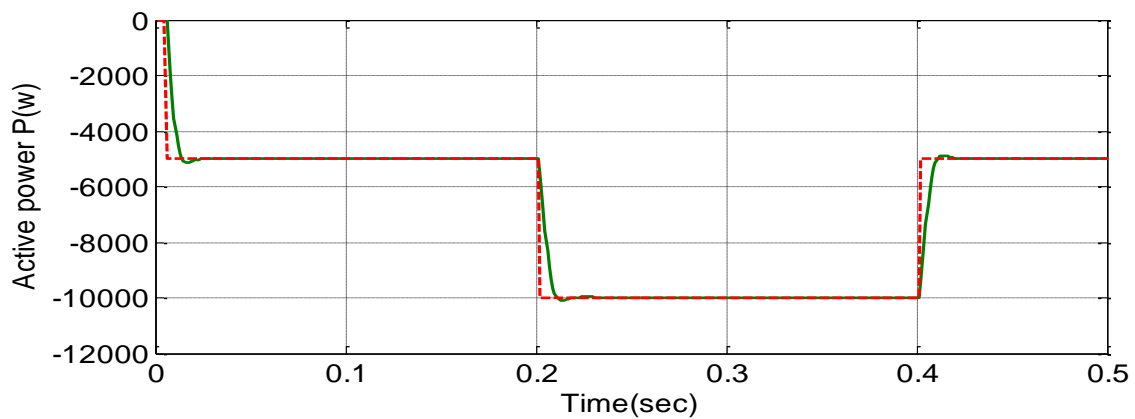


Figure.V.54 Puissance active P (W) avec la commande FO-MRAC d'ordre fractionnaire avec $\beta = 0.4$

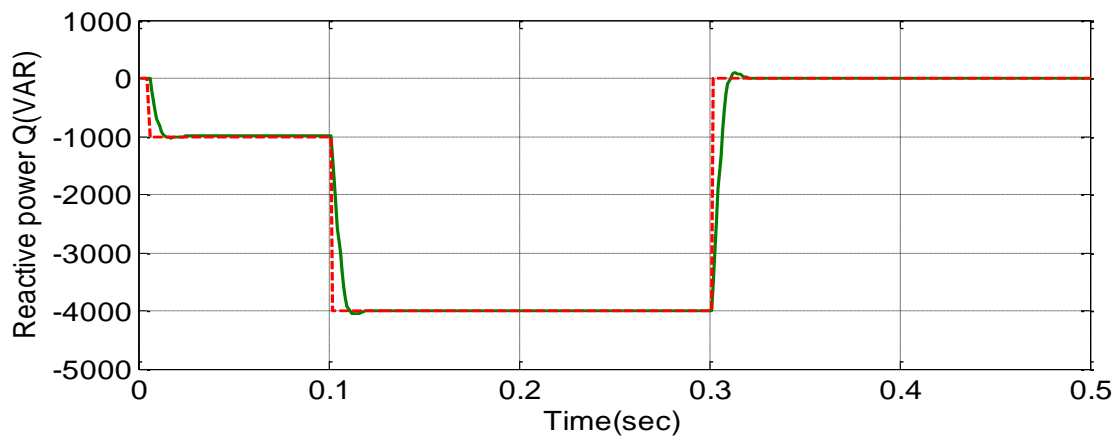


Figure.V.55 Puissance réactive Q (VAR) avec la commande FO-MRAC d'ordre fractionnaire avec $\beta = 0.4$

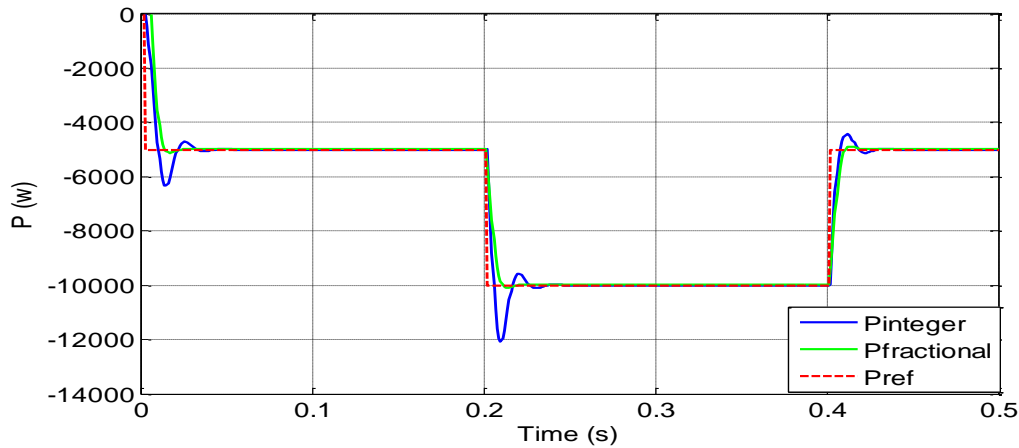


Figure.V.56 Comparaison entre la réponse de la puissance active avec la commande MRAC d'ordre entier (bleu) et FO-MRAC d'ordre fractionnaire (vert) avec $\beta = 0.4$

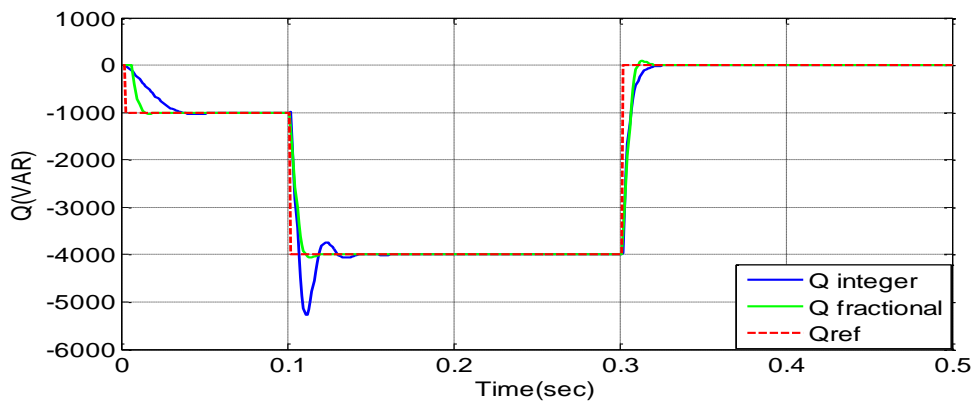


Figure.V.57 Comparaison entre les réponses de la puissance réactive avec commande MRAC d'ordre entier (bleu) et FO-MRAC d'ordre fractionnaire (vert) avec $\beta = 0.4$

Tableau.V.6 Critère d'erreur quadratique J_e et fonction de cout J_u de la puissance active P(W) avec la commande MRAC entier et FO-MRAC fractionnaire avec ($\beta = 0.4 - 0.7 - 0.9$).

β	J_e	J_u
1	16088.0	337.809
0.9	25115.1	349.022
0.7	16109.7	309.191
0.4	14667.7	312.666

Tableau.V.7 Critère d'erreur quadratique J_e et fonction de cout J_u de la puissance réactive Q(VAR) avec la commande MRAC entier et FO-MRAC fractionnaire avec ($\beta=0.4-0.7-0.9$).

β	J_e	J_u
1	10044.8	135.672
0.9	11895.9	135.483
0.7	10054.3	120.145
0.4	8995.8	122.584

V.4.2.2.3 Test de robustesse (avec variation parametrique)

Dans le but de confirmer la robustesse du contrôle fractionnaire, nous proposons un test de variation parametrique du modèle general de la GADA, en maintenant les références proposées précédemment, et on compare les réponses du système pour les puissance active et reactive avec des contrôleurs d'ordre fractionnaire.

Nous supposons que la résistance rotorique de la génératrice asynchrone a double alimentation GADA du système éolien augmente de (+10,+25 et +50%) dans l'intervalle $t=[0.25-0.27]$ s. dans ce cas les fonctions de transfert du système regulé (puissance active et reactive) seront modifiées comme suit :

Tableau.V.8 Fonctions de transfert du système avec variation paramétrique de la résistance rotorique R_r

Augmentation de R_r	Les fonctions de transfert $G \{P, Q\} (S)$
0% (FT du système)	$H(P, Q) = \frac{M.V_s}{L_s.R_r + S.L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} = \frac{23340}{S + 39.7}$
10%	$\frac{23340}{S + 43.67}$
25%	$\frac{23340}{S + 49.63}$
50%	$\frac{23340}{S + 59.55}$

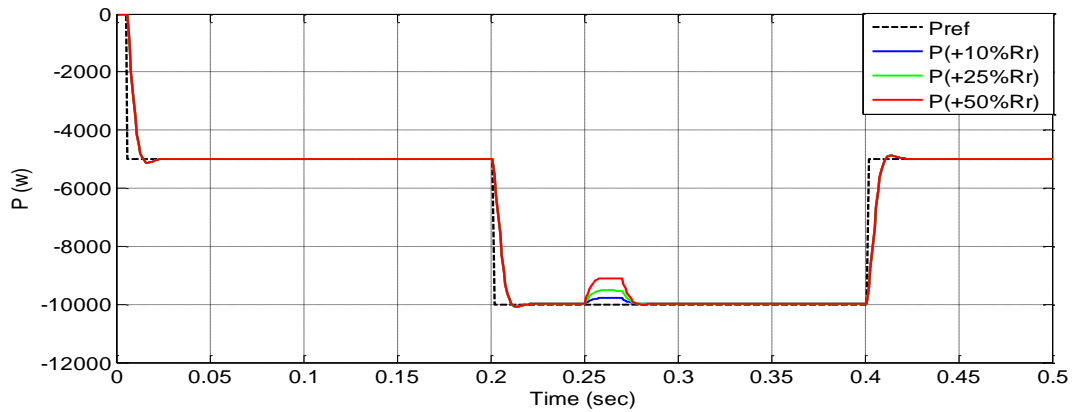


Figure.V.58 Réponse de la puissance active P(W) avec FO-MRAC et variation de la résistance rotorique R_r (+10%, +25% et +50%)

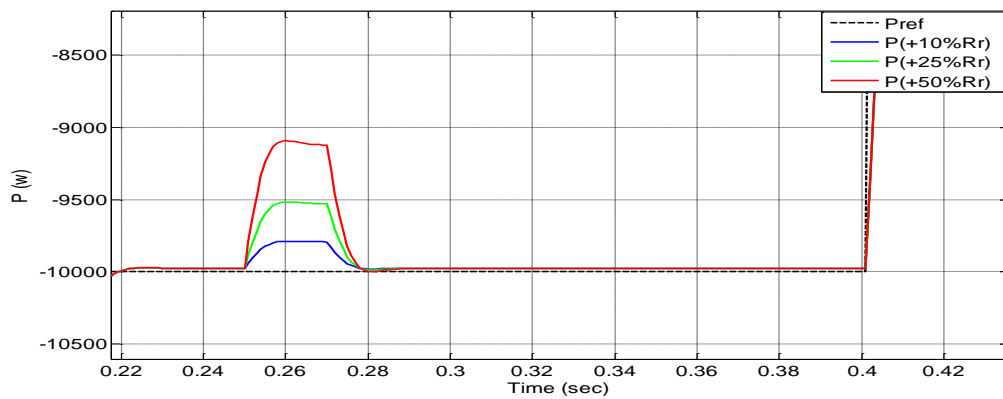


Figure.V.59 Zoom de la réponse de la puissance active P(W) avec FO-MRAC et variation de la résistance rotorique R_r (+10%, +25% et +50%)

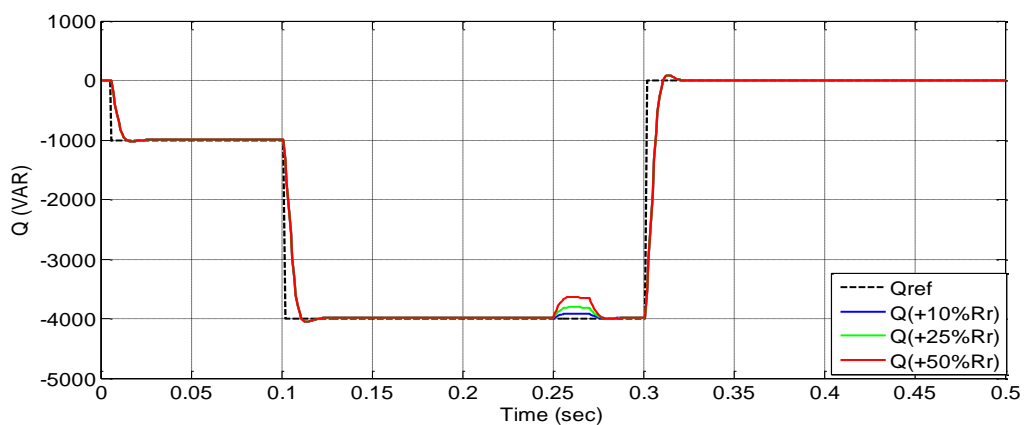


Figure.V.60 Réponse de la puissance réactive Q(VAR) avec FO-MRAC et variation de la résistance rotorique R_r (+10%, +25% et +50%)

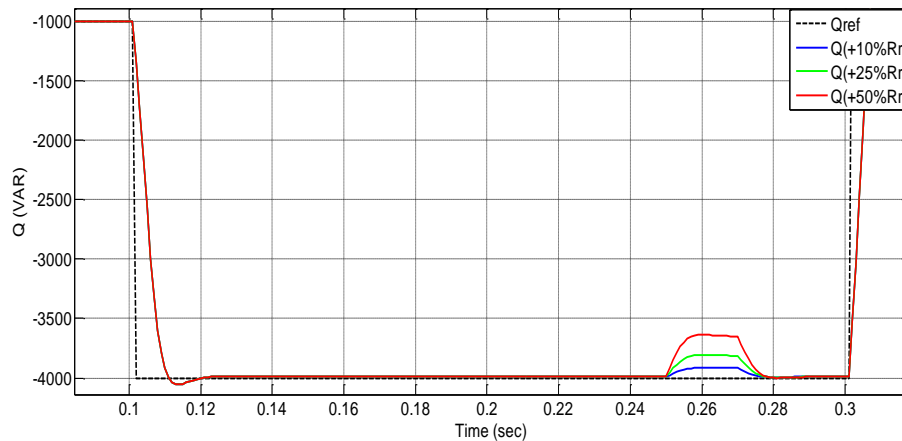


Figure.V.61 Zoom de la réponse de la puissance réactive Q (VAR) avec FO-MRAC et variation de la résistance rotorique R_r (+10%, +25% et +50%)

V.5. Interprétations des résultats

Les résultats de simulation obtenus montrent que la stratégie de contrôle proposée en utilisant la commande FO-MRAC avec modèle de référence d'ordre fractionnaire est plus performante en temps de réponse et en dépassement que la commande classique en utilisant les régulateurs PI (figure.IV.48-49) et aussi par rapport au MRAC d'ordre entier (figure.IV.51-52). Donc, la commande FO-MRAC peut optimiser le transfert d'énergie selon les variations des puissances générées par les sources renouvelable.

Selon les résultats obtenus, nous sommes arrivés à la conclusion que les réponses des puissances obtenues par le contrôle FO-MRAC avec modèle de référence fractionnaire donnent des meilleures performances que celles obtenues avec le MRAC à modèle de référence d'ordre entier parce que les réponses de la puissance active et réactive suivent parfaitement les références suggérées, en outre, le tableaux V.1 et V.2 confirment que l'erreur obtenue pour la commande FO-MRAC fractionnaire (avec $B = 0,4$) est plus petite que celle obtenue pour le MRAC d'ordre entier la commande des puissances active et réactive.

V.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la commande classique PI et la commande adaptative à modèle de référence d'ordre entier MRAC et d'ordre fractionnaire FO-MRAC à deux processus de production d'électricité propre : le système multi-sources avec convertisseurs DC/DC et la GADA connectée au système éolien.

Nous avons commencé en première partie par le couplage des sources sur le bus continu via les convertisseurs statiques DC/DC de type Buck isolé à pont complet et à commutation de tension nulle (ZVS Full Bridge), sur lesquels nous avons réalisé les deux types de commandes pour faire le réglage de la tension des convertisseurs DC/DC sur le bus continu via des régulateurs PI et PID en cascade dans les boucles de courant et de tension respectivement pour réaliser le réglage de la tension de sortie et répondre au besoin de la charge. Par la suite, nous avons appliqué la commande adaptative à modèle de référence d'ordre entier MRAC puis la commande adaptative à modèle de référence d'ordre fractionnaire FO-MRAC et nous avons démontré les performances apportées par la commande fractionnaire à partir des comparaisons effectuées en utilisant le calcul de l'erreur quadratique.

En deuxième partie une étude comparative était effectuée sur le contrôle vectoriel des puissances active et réactive de la GADA d'un côté avec des régulateurs PI classiques et de l'autre, par la commande adaptative à modèle de référence d'ordre entier MRAC puis fractionnaire FO-MRAC. Nous sommes arrivés à de bonnes performances et une forte robustesse de la commande pour un test de variation paramétrique.

Conclusion générale

L'utilisation des systèmes multi-sources électriques a progressé dans beaucoup de secteurs industriels comme les systèmes embarqués, les alimentations électroniques et les centrales de production d'électricité.

Dans ce manuscrit, on a commencé par présenter un aperçu sur les différents types d'énergies renouvelables qui sont utilisées pour la production d'énergie électrique, en particulier les systèmes multi-sources, puis la modélisation du couplage du système multi-sources avec une représentation d'état hybride qui utilise des variables discrètes et des variables continues. Les variables discrètes représentent les contacts de couplage permettant la connexion des convertisseurs statiques sur le bus continu. Les variables continues représentent les tensions et courants nécessaires pour satisfaire la charge.

Puis nous avons présenté une étude des différents types de défauts de fonctionnement de ces systèmes et de leurs influences sur le processus à diagnostiquer. Les différentes méthodes de diagnostic sont abordées, en particulier la méthode proposée dans ce travail qui est basée sur la génération de résidus pour la détection de défaut dans les convertisseurs statique DC/DC dans le couplage d'un système multi-sources sur un bus continu. Les résultats de simulations du diagnostic avec la méthode des résidus montrent de très bonnes performances obtenues dans la détection et l'identification du type et de la sévérité du défaut.

Ensuite, nous avons proposé une nouvelle stratégie de commande de notre système multi-source qui consiste à réguler la tension de bus, en utilisant un modèle d'états moyen. Le niveau de la tension sur le bus continu a été régulé par un régulateur en cascade. Les lois de commande développées sont la commande adaptative à modèle de référence classique MRAC et la commande adaptative à modèle de référence d'ordre fractionnaire FO-MRAC avec une loi de commande sans et avec intégration d'ordre fractionnaire.

L'objectif de cette commande est de stabiliser la tension de sortie des convertisseurs DC/DC dans le système multi-source au niveau désiré même en présence des bruits aléatoires par rapport au contrôle classique basé sur les régulateurs PI et PID.

Les résultats de simulation du système multi-sources avec ces techniques de commande ont montré une nette amélioration obtenue par le FOMRAC de ces performances temporelles et sa robustesse en présence de bruit et perturbation. Une étude comparative a été effectuée en considérant un critère de l'erreur quadratique obtenu dans chaque cas. La stabilisation de la tension est réalisée avec succès par le contrôleur adaptatif à modèle de référence d'ordre fractionnaire proposé basé une loi de commande d'ordre fractionnaire MIT.

La commande adaptative à modèle de référence d'ordre fractionnaire FO-MRAC utilise des opérateurs d'ordre non entier et pourrait être appliquée pour le contrôle des modèles partiellement inconnue ou variable. L'efficacité de cette méthode est confirmée avec une deuxième application pour l'amélioration du contrôle des puissances active et réactive de la GADA connectée à un système éolien. Les résultats obtenus montrent que la commande FO-MRAC est très efficace et robuste par rapport au contrôle PI classique même en présence de fluctuations des sources et des variations de la charge.

Dans les deux cas d'application, nous montrons que l'utilisation des systèmes d'ordre fractionnaire permet d'améliorer le niveau de performance des systèmes de commande concernant la réponse, la phase transitoire, et d'obtenir une meilleure robustesse contre les bruits et les perturbations.

Nous avons démontré aussi que l'introduction d'une intégration d'ordre fractionnaire dans la loi de commande M.I.T. de la CAMR montre que l'ordre de l'intégration agit comme un nouveau paramètre de réglage, permettant d'élargir le domaine de stabilité en réduisant l'amplitude nécessaire du gain d'adaptation, d'améliorer le comportement du processus et de minimiser l'erreur.

Perspectives

Le travail effectué dans cette thèse est une première étape dans l'étude de la commande adaptative à modèle de référence MRAC avec des régulateurs d'ordre fractionnaire et son application à des processus de production d'électricité. Il sera intéressant de poursuivre ces travaux en améliorant les commandes effectuées par des systèmes de filtrage au niveau de la commande dans le but d'améliorer les performances des systèmes d'énergies renouvelables, en particulier, l'énergie solaire et l'énergie éolienne.

Enfin, l'enjeu principal reste, de notre point de vue, l'application de ces techniques dans le domaine de la commande des machine électrique en particulier la machine synchrone, la

génératrice asynchrone à double alimentation GADA (DFIG), la cascade de deux génératrices asynchrone à double alimentation CDFIG et la machine asynchrone à double étoiles MASDE, ces deux derniers types sont utilisées pour les systèmes à grande puissance de production d'énergie éolienne.

Il est clair, qu'un objectif principal est de pouvoir appliquer ces techniques de commande sur des bancs d'essais expérimentaux voir sur des systèmes industriels réels.

ANNEXE (A)

Paramètres de simulation du convertisseur statique

Dans le chapitre V, nous avons effectué en première partie la commande classique à base des régulateurs PI et PID puis la commande adaptative à modèle de référence entier MRAC et à modèle de référence fractionnaire FO-MRAC du convertisseur DC/DC couple le système multi sources de production d'énergie électrique sur le bus continue. Ces trois types de contrôle sont effectués avec une étude comparative. Dans le tableau ci-dessous, on donne les valeurs nominales du convertisseur :

Paramètres	Valeurs	Unités
r_{mos}	0.01	[Ω]
r_L	0.2	[Ω]
n	5	[/]
L	120	[μ H]
L_m	200	[μ H]
r_p	0.05	[Ω]
r_s	0.08	[Ω]
C_e	330	[μ F]
R_e	56	[K Ω]
C_{DC}	≈ 1	[μ F]
V_g	24	[V]
f	100	[KHz]
K_u	41.66	[mV/V]
K_{c1}	1/1	[V/A]

Remarque : $R_{eq} = (R_e \cdot R_{ch}) / (R_e + R_{ch}) \approx R_{ch}$

$C_{eq} = C_e + C_{DC} \approx C_e$

ANNEXE (B)

Paramètres de la génératrice asynchrone à double alimentation DFIG couplé au système éolien

Nous avons effectué aussi dans le chapitre V dans la deuxième partie la commande classique à base des régulateurs PI puis la commande adaptative à modèle de référence entier MRAC et à modèle de référence fractionnaire FO-MRAC de la génératrice asynchrone à double alimentation DFIG couplé au système éolien, ces trois types de contrôle sont effectuées avec une étude comparative. Dans le tableau ci-dessous, on donne les valeurs nominales de la GADA :

Paramètres	Valeurs	Unités
V_{seff}	230	[V]
R_s	0.455	[Ω]
R_r	0.19	[Ω]
L_s	0.07	[H]
L_r	0.0213	[H]
M_{sr}	0.034	[H]
p	2	[/]
f	50	[Hz]

ANNEXE (C)

Démonstration de l'équation du couplage du convertisseur DC/DC dans le système multi sources :

$$\dot{s} = \frac{1}{C_{eq}} i_L - \frac{1}{R_{eq} C_{eq}} s$$

Nous pouvons démontrer l'équation ci-dessus de couplage du convertisseur DC/DC du système multi source par deux méthodes :

Première Méthode : à partir du schéma simplifié du convertisseur DC/DC (Figure.V.2) :

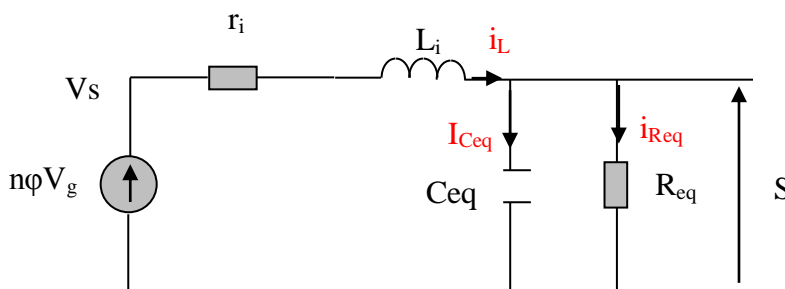


Figure.V.2 Schéma fonctionnel représentant le couplage d'un convertisseur statique ZVS Full Bridge dans le système multi sources.

Nous avons: $C_{eq} = C_e + C_{DC}$

$$R_{eq} = R_e // R_{ch}$$

A partir de la figure .V.2 et dans le point de couplage nous avons:

$V_{Ceq} = V_{Req} = S$ (La tension de sortie sur le bus continu du convertisseur DC/DC), donnée par

la relation (1) :

$$V_{C_{eq}} = \frac{1}{C_{eq}} \int i_{C_{eq}}(t) dt \quad (1)$$

$$i_{C_{eq}} = i_L(t) - i_{Req}(t) \quad (2)$$

En remplacans l'equation (2) dans l'equation (1) :

$$V_{C_{eq}} = \frac{1}{C_{eq}} \int (i_L(t) - i_{Req}(t)) dt \quad \text{avec} \quad i_{Req}(t) = \frac{V_{Req}}{R_{eq}}$$

$$V_{C_{eq}} = \frac{1}{C_{eq}} \int (i_L(t) - \frac{1}{R_{eq}} V_{Req}(t)) dt \quad (3)$$

On fait la derivée des deux membre de l'equation precedente (3), on trouve :

$$\dot{V}_{C_{eq}} = \frac{1}{C_{eq}} \left[i_L(t) - \frac{1}{R_{eq}} V_{Req}(t) \right] \quad (4)$$

$$\text{sachant que : } \begin{cases} V_{Req} = S \\ V_{C_{eq}} = S \end{cases} \quad (*)$$

On remplace (*) dans l'equation (4), nous obtenons :

$$\dot{S} = \frac{1}{C_{eq}} \left[i_L(t) - \frac{1}{R_{eq}} S(t) \right]$$

$$\dot{S} = \frac{1}{C_{eq}} i_L(t) - \frac{1}{R_{eq} C_{eq}} S(t)$$

$$\dot{S} = \frac{1}{C_{eq}} i_L - \frac{1}{R_{eq} C_{eq}} S \quad (5)$$

(5) : est l'equation de couplage

Deuxième Méthode : A partir du modèle d'état moyen (équation II.42):

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{X}_M = \begin{bmatrix} \dot{i}_M \\ \dot{i}_L \\ \dot{S} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{-(2 r_{mos}) \cdot \varphi - 2 \cdot (r_{mos} + r_p)}{L_M} & 0 & 0 \\ \frac{-2n \cdot (2 r_{mos} + r_p) \cdot \varphi}{L} & \frac{-(2 \cdot n^2 \cdot (2 r_{mos} + r_p) + 2 \cdot r_s) \cdot \varphi - 2 \cdot r_L}{L} & \frac{-2}{L} \\ 0 & \frac{2}{C_{eq}} & \frac{-2}{R_{eq} C_{eq}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_M \\ i_L \\ S \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 2n\varphi & -4 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_g \\ V_d \end{bmatrix} \\ Y_M = \begin{bmatrix} \varphi & n\varphi & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_M \\ i_L \\ S \end{bmatrix} \end{array} \right.$$

A partir de la troisième ligne du modèle d'état moyen obtenu dans le chapitre II, nous pouvons obtenir l'équation du couplage du convertisseur DC/DC du système multi-sources.

Références

- [01] T. Bakka and H-R Karimi, “Bond graph modeling and simulation of wind turbine systems”, *Journal of Mechanical Science and Technology*; 1843-1852, 2013.
- [02] D. Boukhers, “Optimisation d’un système d’énergies photovoltaïque application au pompage”, Soutenu le 28 / 11 / 2007.
- [03] T. Salmi, M. Bouzguenda, A. Gastli, A. Masmoudi, “MATLAB/Simulink Based Modelling of Solar Photovoltaic Cell”, *International journal of renewable energy research*, Vol.2, No.2, 2012.
- [04] I. Vechiu, “modélisation et analyse de l’intégration des d’énergies renouvelables dans un réseau autonome”, thèse de doctorat de l’université de Havre, soutenue le 15 décembre 2005.
- [05] D. Rekioua, Z. Roumila et T. Rekioua, “Etude d’une centrale hybride photovoltaïque - éolien - diesel”, *Revue des Energies Renouvelables* Vol. 11 N°4 ,623 – 633, 2008.
- [06] L. Chalal, “Coordination de systèmes multi sources pour favoriser la production d’énergie électrique renouvelable”, thèse de doctorat de l’université des sciences et technologies de Lille, 2012.
- [07] A. Oustaloup “La Commande CRONE”, Hermès science publications, Paris, 1991.
- [08] A. Oustaloup, B. Mathieu, P. Lanusse “The CRONE control of resonant plants: application to a flexible transmission,” *European J. Contr.*, Vol. 1, pp. 113–121, 1995.
- [09] P. Lanusse, A. Oustaloup, D. Sutter “Multi-scalar CRONE control of multivariable plants”, Wsc’96-Isiac, Montpellier, France, 1996.
- [10] S. Ladaci, A. Charef “Commande adaptative à modèle de référence d’ordre fractionnaire d’un bras de robot”, *Revue Communication Sciences & Technologie*, pp. 50–52, 2002.
- [11] S. Ladaci, Charef A. “Fractional order adaptive control systems: A survey”, In: E. W. Mitchell, S. R. Murray (Ed.), *Classification and Application of Fractals*. Nova Science Publishers, USA, pp. 261-275, October 2012.
- [12] M. Tabatabaei "Design of a fractional order adaptive controller for velocity control of a permanent magnet synchronous motor", *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, Vol. 34, No. 4. 2015.
- [13] S. Djebbri, S. Ladaci, A. Metatla, H. Balaska, “Fractional-order model reference adaptive control of a multi-source renewable energy system with coupled DC/DC converters power compensation”, *Energy Systems Optimization, Modeling, Simulation, and Economic Aspects*, ISSN 1868-3967, Décembre 2018.
- [14] V. Cocquempot, “Contribution à la surveillance des systèmes industriels complexes”, thèse doctorat, Université de Lille, 2004.
- [15] D. Henry, “Diagnostic et contrôle de cohérence des systèmes multivariables incertains”, thèse doctorat, Université de Bordeaux 1, 1999.
- [16] M. batteux, « Diagnosticabilité et diagnostic de systèmes technologiques pilotés », *Ecole Doctorale Informatique PARIS-Sud*, 2011.
- [17] Y. Lin, W. Huang, A. Zhang, W. Li, J. Bao, “Application of hydraulic system in wave energy converter”, *Electrical, information engineering and mechatronics*, pp.275-283, 2011.

-
- [18] C-S. Kaunda, C-Z. Kimambo, et T-K. Nielsen, “Hydropower in the Context of Sustainable Energy Supply”, a review of Technologies and Challenges, International Scholarly Research Network ISRN, Article ID 730631, 15 pages doi:10.5402/2012/730631, Renewable Energy Volume 2012.
- [19] V-K Singh, N-S Chauhan and D Kushwaha, “An overview of hydro-electric power plant “, ISST Journal of Mechanical Engineering, Vol. 6 No. 1, p.p. 59-62, January - June 2015.
- [20] X-H Fu, M-L Cai, Y-X Wang, and Y Shi, “Optimization Study on Expansion Energy Used Air-Powered Vehicle with Pneumatic-Hydraulic Transmission”, Chinese Journal of Mechanical Engineering, Vol. 3, Issue 9, September 2016.
- [21] S. Belakehal, “Conception & Commande des Machines à Aimants Permanents Dédiées aux Energies Renouvelables”, Doctorat en sciences Spécialité : Electrotechnique, Soutenue le 10/06/ 2010.
- [22] N. Sriram, Member, IEEE and M. Shahidehpour, Fellow, IEEE, “Renewable Biomass Energy”, IEEE 2005, 0-7803-9156-x/05.
- [23] R-K Maurya, A-R. Patel, P. Sarkar, H. Singh and H. Tyagi, “Biomass, Its Potential and Applications”, https://doi.org/10.1007/978-3-319-67678-4_2, Springer International Publishing AG 2018.
- [24] P. Hernández, G. Dorado, D-A. Laurie, A. Martín, J-W. Snape, “Microsatellites and RFLP probes from maize are efficient sources of molecular markers for the biomass energy crop Miscanthus”, Theor Appl Genet, Springer-Verlag 2001.
- [25] P-E. Mason, L. Higgins, F-C Barba, A. Cunliffe, N. Cheffins, D. Robinson, J-M. Jones, ”An Assessment of Contaminants in UK Road-Verge Biomass and the Implications for Use as Anaerobic Digestion Feedstock “, Waste and Biomass Valorization <https://doi.org/10.1007/s12649-018-00557>, 2018.
- [26] A. Sircar, K. Yadav, S. Sahajpal, ”Overview on Direct Applications of Geothermal Energy”, Overview on Direct Applications of Geothermal Energy, 2016.
- [27] L-I Nwankwo, “Discussion on Spectral analysis of aeromagnetic data for geothermal energy investigation of Ikogosi Warm Spring - Ekiti State, southwestern Nigeria”, Nwankwo Geothermal Energy 2014.
- [28] O. Kolditz, L-C Gutierrez-Negrin, E. Huenges, L. Jakobs, Thomas Kohl and I. Moeck, “The new Geothermal Energy: Science, Society, and Technology “, Geotherm Energy 2017.
- [29] F. Schütz , G. Winterleitner and E. Huenges, “Geothermal exploration in a sedimentary basin: new continuous temperature data and physical rock properties from northern Oman”, Geotherm Energy (2018).
- [30] M. Rizwan, S. Shaikh, S-B. Waghmare, S-S Labade, P-V Fuke, A. Tekale, “ A Review Paper on Electricity Generation from Solar Energy”, International Journal for Research in Applied Science & Engineering Technology (IJRASET), Volume 5 Issue IX- ISSN: 2321-9653, September 2017.
- [31] M-F. Yaden, M. El Ouariachi, T. Mrabti, K. Kassmi, B. Tidhaf, E. Chadli et K. Kassmi, “Conception et réalisation d’un système photovoltaïque muni d’une commande MPPT numérique ”, Revue des Energies Renouvelables Vol. 14 N°1 171 – 186, 2011.
- [32] T. Mrabti, M. El Ouariachi, B. Tidhaf et K. Kassmi, “ Caractérisation et modélisation fine du fonctionnement électrique des panneaux photovoltaïques”, Revue des Energies Renouvelables Vol. 12 N°3, 489 – 500, 2009.

-
- [33] G. Das, M. De, S. Mandal and K-K. Mandal , “ Characteristics of Solar PV Array Implemented in Matlab Software”, Industry Interactive Innovations in Science, Engineering and Technology, DOI 10.1007/978-981-10-3953-9_2, Springer Nature Singapore Pte Ltd. 2018.
- [34] L. Cai , N. Dai and Z. Tan, “Research on mathematical model and calculation simulation of wireless sensor solar cells in Internet of Things”, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2018
- [35] K-H Chao, C-J Li, “ An intelligent maximum power point tracking method based on extension theory for PV systems”, Expert Systems with Applications, 2009.
- [36] H. houda, “ Modelisation, simulation et optimisation d’un systeme hybride eolien-photovoltaïque”, Memoire de Magister Spécialité : Physique Energétique et Matériaux, Soutenu en 2010.
- [37] M. Belhadj, “ Modélisation D’un Système De Captage Photovoltaïque Autonome”, Mémoire de Magister Option : Microélectronique -Photovoltaïque, 2008.
- [38] M-Y. Worku, M-A. Abido, “Maximum Power Control of DFIG Based Grid Connected Wind Turbine Generator System”, International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICRE PQ’18); Salamanca (Spain), 2018.
- [39] E. Assareh, I. Poultangari, E. Tandis and M. Nedaei, “ Optimizing the wind power generation in low wind speed areas using an advanced hybrid RBF neural network coupled with the HGA-GSA optimization method ”, Journal of Mechanical Science and Technology 30 (10) , 4735~4745. Springer 2016.
- [40] Y.XIE, C. Liu, Q.WU, K.LI, Q.Zhou, M.Yin, “Optimized dispatch of wind farms with power control capability”, J. Mod. Power Syst. Clean Energy ,2017.
- [41] S. Heinz and H. Gopalan, “Wind Energy For power system restoration”, J. Mod. Power Syst. Clean Energy ,2017.
- [42] F. POITIERS, “Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne-Machine asynchrone à cage autonome-Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau”, Thèse de Doctorat Université de Nantes, 2003.
- [43] T.ZOHEIR, “Contribution à l’Etude d’un Aérogénérateur Asynchrone en Cascade”, Mémoire de magister Université Ferhat Abbas de Setif, 2010.
- [44] B. Multon, O. Gergaud, H. Ben Ahmed, X. Roboam, S. Astier, B. Dakyo, C. Nichita “état de l’art dans les aérogénérateurs électriques”, paru mai en 2002.
- [45] T.BELKACEM, “ Modélisation et Commande Floue Optimisée d’une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable”, mémoire de magister, Université de Batna, 2010.
- [46] A. Davigny, “participation aux services système de fermes éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d’énergie”, doctorat de l’université de Lille, 2007.
- [47] T. Ghennam, “Supervision d’une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d’un réseau électrique Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation”, Doctorat de l’Ecole Centrale de Lille, 2011.
- [48] K. Idjdarene, “ Contrôle d’une génératrice asynchrone à cage dédiée à la conversion de l’énergie éolienne”, JCGE'08, Lyon, 16 et 17 décembre 2008.
- [49] B. Singh and S. Sharma, “ Stand-Alone Wind Energy Conversion System with an Asynchronous Generator”, Journal of Power Electronics, Vol. 10, No. 5, September 2010.
- [50] F. Kendouli, K. Nabti, K. Labed et H. Benalla, “Modélisation, simulation et contrôle d’une turbine éolienne à vitesse variable basée sur la génératrice asynchrone à double alimentation”, Revue des Energies Renouvelables Vol. 14 N°1 ,109 – 120, 2011.

-
- [51] S. Boubzizi, H. Abid, A. El hajjaji and M. Chaabane, “Comparative study of three types of controllers for DFIG in wind energy conversion system”, *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2018.
- [52] S. Belakehal, A. Bentounsi, M. Merzoug et H. Benalla, “Modélisation et commande d’une génératrice Synchrones à aimants permanents dédiée à la conversion de l’énergie éolienne”, *Revue des Energies Renouvelables* Vol. 13 N°1 ,149 – 161, 2010.
- [53] F.Louar, A.Ouari, A. Omeiri, A. Djellad, L. Bouras, “Modeling and control of a permanent magnet synchronous generator dedicated to standalone wind energy conversion system”, *Front. Energy*, 10(2): 155–163,2016.
- [54] D. Saheb–Koussaet M. Belhamel, “Contribution à l’étude théorique du comportement d’un système hybride (éolien – photovoltaïque - diesel) de production d’électricité sans interruption ”, *Revue des Energies Renouvelables* Vol. 11 N°1 ,137 – 151, 2008.
- [55] Y.HASNI, M.Chaabene, “ Réseau électrique hybride autonome : Supervision et gestion des sources”, *International Renewable Energy Congress* November 5-7–Sousse, Tunisia, 2010.
- [56] L.Stoyanov, “Structures de systèmes hybrides à sources d’énergie renouvelables ”, *Revue de Génie Industriel* 5, 1-19, 2010.
- [57] F. Guérin, D. Lefebvre, A-B Mboup, J-Y Parédé, E. Lemains, and P-A Sarr-Ndiaye : “Hybrid Modeling for Performance Evaluation of Multisource Renewable Energy Systems”, *IEEE, VOL. 8, NO. 3,Transactions On Automation Science And Engineering*, July 2011.
- [58] F. Guerin, D. Lefebvre, V. Loisel : “Supervisory control design for systems of multiple sources of energy”, *Control Engineering Practice* 20 ,1310–1324, 2012.
- [59] A-B Mboup, F. Guerin and D. Lefebvre P-A Ndiaye “Control design for multisource systems based on DC/DC converters duty cycle value ”, *The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering* Vol. 30 No. 1, pp. 310-335, 2011.
- [60] N-C Saha, S. Acharjee, M-A Shahab-Mollah, K-T Rahman, F-H Md Rafi, M-J Alam-Rabin, M. Abdus Samad : “Modeling and performance analysis of a Hybrid Power System ”, *IEEE*, 978-1-4799-0400-6, 2013.
- [61] Y. Zhang, Z. Yan, L. Li and J. Yao, “A Hybrid Building Power Distribution System in Consideration of Supply and Demand-Side: A Short Overview and a Case Study”, *Energies*, 11, 3082; doi:10.3390/en11113082, 2018.
- [62] A. Lazizi , M. Kesraoui , D. Achour , A.Chaib, “Energy management and control of a hybrid water pumping system with storage”, *Applied Solar Energy ,Sol. Energy*, 2017.
- [63] X. Li, L. Yao et D. Hui, “Optimal control and management of a large-scale battery energy storage system to mitigate fluctuation and intermittence of renewable generations”, *J. Mod. Power Syst. Clean Energy* , 4(4):593–603, Springer 2016.
- [64] J. CAO, Z.YAN, X. XU, G. He and S. Huang, “Optimal power flow calculation in AC/DC hybrid power system based on adaptive simplified human learning optimization algorithm”, *J. Mod. Power Syst. Springer, Clean Energy*, 2016.
- [65] K. Venkatesan and U. Govindarajan, “Optimal power flow control of hybrid renewable energy system with energy storage: a woann strategy”. *J. Renewable Sustainable Energy* 11, 015501 , 2019.
- [66] A. Dekhane, “Modélisation et contrôle d’une chaine éolienne de conversion de l’énergie”, thèse présentée en vue de l’obtention du diplôme de doctorat 3^{ème} cycle, 2017.

-
- [67] G.Salloum, “contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation”, doctorat de l’institut national polytechnique de Toulouse, soutenue le 13 mars 2007.
- [68] L. Khettache, “Etude et commande d’un système éolien à base d’une machine électrique double alimentée”, Magister en électrotechnique, soutenue 2007.
- [69] A. Boyette “Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne”, Thèse de doctorat de Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, Soutenue en 2006.
- [70] S-A-E Ardjoun, M. ABID, “Commande par Mode Glissant Flou d’un Système Eolien à Base d’une Génératrice Asynchrone à Double Alimentation”, 2^{èmes} Journées Internationales sur les Énergies Renouvelables et le Développement Durable. Laghouat, les 03 et 04 Juin 2012.
- [71] M. Lamnadi, M. Trihi, B. Bossoufi, A. Boulezhar, “Modeling and Control of a Doubly-Fed Induction Generator for Wind Turbine-Generator Systems”, International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS) Vol. 7, No. 3 , pp. 982~995 September 2016.
- [72] M. EL Azzaoui and H. Mahmoudi, “Fuzzy control of a doubly fed induction generator based wind power system”, Wseas Transactions On Power Systems, E-ISSN: 2224-350X, Volume 12, 2017.
- [73] S-A El Mehdi, M-A ARDJOUN, “Fuzzy sliding mode control applied to a doubly fed induction generator for wind Turbines”, Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, 1673-1686, 2015.
- [74] M. Sedraoui and D. Boudjehem, “Robust fractional order controller based on improved particle swarm optimization algorithm for the wind turbine equipped with a doubly fed asynchronous machine”, J Systems and Control Engineering 226(9) 1274–1286, 2012.
- [75] Y.Bekakra, “ Contribution à l’Etude et à la Commande Robuste d’un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation», doctorat en science, l’Université européenne de Bretagne 2014.
- [76] A. Boyette, “ Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne”, Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy 1.
- [77] C. Bernard, C. Sebrao-Oliveira, B. Laval, C. Vaudouer, “ Panneau photovoltaïque et algorithme MPPT à base de logique floue ”, Rapport rédigé dans le cadre de l’UV BA04 – Energie renouvelables, 2009.
- [78] T. Mrabti, M. El Ouariachi, B. Tidhaf et K. Kassmi, “Caractérisation et modélisation fine du fonctionnement électrique des panneaux photovoltaïques”, Revue des Energies Renouvelables Vol. 12 N°3 ,489 – 500, 2009.
- [79] J-A Ramos-Hernanz, J-J Campayo Martín, I. Zamora Belver, J. Larrañaga-Lesaka, , E. Zulueta-Guerrero, E. Puelles Pérez, “Modelling of Photovoltaic Module”. International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ’10) Granada (Spain), 23th to 25th March, 2010.
- [80] L. Sandrolini , M. Artioli, U. Reggiani, “ Numerical method for the extraction of photovoltaic module double-diode model parameters through cluster analysis ”, Applied Energy 87 442–451, 2010.
- [81] K-H Chao, C-J Li, “ An intelligent maximum power point tracking method based on extension theory for PV systems ”, Expert Systems with Applications 2009 Elsevier.

-
- [82] N. Belhaouasa, M-S. Ait Cheikhb, P. Agathoklisc, M-R. Oularbid, B. Amrouchea, K. Sedraouie, N. Djilalie, “ PV Array Power Output Maximization Under Partial Shading Using New Shifted PV Array Arrangements ”, Preprint submitted to Applied Energy October 28, 2016.
- [83] X-H Nguyen, “ Matlab/Simulink Based Modeling to Study Effect of Partial Shadow on Solar Photovoltaic Array ”, Nguyen Environ Syst Res ,2015.
- [84] F. Liu, S. Duan, F. Liu, B. Liu, and Y. Kang, “ A Variable Step Size INC MPPT Method for PV Systems”, IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 55, No. 7, July 2008.
- [85] M-D Lemmon, X-H Kevin and I. Markovsky, “ Supervisory hybrid systems ”, IEEE control systems, 1999.
- [86] A. Emadi, “Modeling, analysis, and stability assessment of multi-converter power electronic systems”, Ph.D. dissertation, Elect. Eng. Dept, Texas A&M Univ., College Station, TX, Aug. 2000.
- [87] S. Djebbri1, A. Metatla, S. Ladaci, A. Kerboua, “ Control and Power Compensation in Multisource Renewable Energy Systems”, The 3rd International Conference on Electromechanical Engineering ICEE’2018, Skikda, November 21-22, 2018,
- [88] S. Djebbri, S. Ladaci, A. Metatla, Hanen balaska: “Robust MRAC Supervision of a Multi-source Renewable Energy System Using Fractional-Order Integrals”, The IEEE International Conférence on Electrical Sciences and Technologies (CISTEM 2018) in Alger.
- [89] R-W. Erickson, D. Maksimovic, « Fundamentals of power electronics ». 2^{eme} Edition, 2000.
- [90] I-A. Khan, “DC-to-DC converters for electric and hybrid vehicles”. Power Electronics in Transportation Conference, 20-21, pp. 113-122. 1994.
- [91] E. Santi, D. Franzoni, A. Monti, D. Patterson, F. Ponci, N. Barry, “ A fuel cell based domestic uninterruptible power supply ”. Applied Power Electronics Conference, APEC’02, vol. 1, pp. 605- 613, 2002.
- [92] F. Blaabjerg, Z. Chen, S-B. Kjaer, “ Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems ”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 19, no. 5, pp. 1184-1194,2004.
- [93] F. Profumo, A. Tenconi, M. Cerchio, R. Bojoi, G. Gianolio. “Fuel cells for electric power generation: Peculiarities and dedicated solutions for power electronic conditioning systems”, EPE, 2004.
- [94] W-R Erickson. “ DC-DC Power Converters ”, Department of Electrical and Computer Engineering University of Colorado Boulder, CO 80309-0425, Article in Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, 2008.
- [95] S.-J. Jeon and G.-H. Cho, “ A zero-voltage and zero-current switching full bridge DC-DC converter with transformer isolation ”,IEEE Trans. Power Electron., vol. 16, no. 5, pp. 573– 580, 2001.
- [96] S. Sobhani-Tehrani, K. Khorasani, “ Fault Diagnosis of Nonlinear Systems Using a Hybrid Approach ”. Lecture Notes in Control and Information Sciences 383, Springer, 2009.
- [97] G- J-J. Ducard, “ Fault-tolerant Zight control and guidance systems: practical methods for small unmanned aerial ”. Advances in Industrial Control. Springer, 2009.

-
- [98] R. Isermann, R. Schwar, and S. Stolzl, “ Fault-tolerant drive-by-wire systems ”, IEEE Control Systems Magazine, 22(5), pp. 64-81, 2002.
- [99] A. Lbed, “ Contribution à l’étude et au diagnostic de la machine asynchrone”, thèse de doctorat, université de Henri Poincaré, Nancy, 2002.
- [100] L. HELLALI, “diagnostic des défauts dans l’association convertisseur machine à induction”, Magistère en Electrotechnique, université de Batna 2016.
- [101] N. Pessel, J-F. Balmat, F. Lafont, J. Bannal, “ An Improved Fault Detection for the Diagnosis ”, in Proceeding of the 9th WSEAS International Conference on Automatic Control, Modeling & Simulation. Turkey. pages: 27-29, 2007.
- [102] O. Ondel, “Diagnostic par reconnaissance des formes : application a un ensemble convertisseur - machine asynchrone”, Thèse de doctorat de l’école doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon, soutenue le 17 octobre 2006.
- [103] Basseville, M. Information, “ Criteria for résiduel generation and fault detection and isolation ”. Automatica, vol. 33 (5), pp. 783-803, 1997.
- [104] G. Dreyfus, “ Les réseaux de neurones ”, mécanique industrielle et matériaux, n°51, septembre 1998.
- [105] D. Diaz, A. Torres, and J-R Dorronsoro, “Deep Neural Networks for Wind Energy Prediction”, Springer International Publishing Switzerland pp. 430–443, 2015.
- [106] L. Froquet, “Contribution à l’analyse des risques : Proposition d’une méthode par scénarios et capitalisation de la connaissance”, Thèse de doctorat Institut national polytechnique de Grenoble, 2005.
- [107] F. Khelifi, “ Sureté de fonctionnement et fiabilité des circuit d’électronique de puissance”, Magistère de l’université m’hamed Bougara, Boumeras 2008.
- [108] R. Guillermin, “ Intégration de la Sûreté de Fonctionnement dans les Processus d’Ingénierie Système”, DOCTORAT DE L’UNIVERSITÉ DE TOULOUSE, 2011.
- [109] M. Qingqing, D. Aihua, M. Qingying, P. Lu, “Intelligent Costume Recommendation System Based on Expert System ”, J. Shanghai Jiao Tong Univ. (Sci.), 23(2): 227-234, 2018.
- [110] A-S. Willsky, “ A survey of design methods for failure detection in dynamic systems ”, Automatica, vol. 12, pages: 601-61, 1976.
- [111] E-Y.Chow, A-S. Willsky, “Analytical redundancy and the design of robust failure detection system”. In IEEE Trans. Automatic Control, vol. 29(7), pages: 603-614, 1984.
- [112] S. Ennedjai, “ Contribution à l’amélioration de la sûreté d’exploitation des moteurs à induction ”, thèse de doctorat, université de Annaba 2016.
- [113] L. Travé-Massuyès, P. Dague, F. Guerrin, “Le Raisonnement qualitatif pour les sciences de l’ingénieur”, Editions Hermes, Paris, 1997.
- [114] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze, M. Staroswiecki, “Diagnosis and fault-tolerant control ”. Springer, 2006.
- [115] L. Zadeh, “Fuzzy sets Information Control”, vol. 8, pages: 338-353, 1965.
- [116] A. Ebrahimnejad, J-L Verdegay, “ A new approach for solving fully intuitionistic fuzzy transportation problems”, Springer, volume 17, pp 447-47.
- [117] P-M. Frank, “The application of fuzzy logic to fault diagnosis and supervision ”. LFA, Pages:59-87, 1998.
- [118] R. Isermann, “ Fault-diagnosis systems: an introduction from fault detection to fault tolerance” . Springer, 2006.
- [119] T. Jiang, K. Khorasani, S. Tafazoli, “ Parameter estimation-based fault detection, isolation and recovery for nonlinear satellite models ”. IEEE Trans. Control Syst. Technol., 16(4):799-808, 2008.

-
- [120] J. Ragot, F. Kratz, D. Maquin, “Espace de parité pour les systèmes linéaires incertains Synthèse, quelques résultats nouveaux et mise en œuvre”, Seizième Colloque Gretsi -Grenoble 1403-1406 - 15-19 Septembre 1997.
- [121] R. Hussou, C. Lung, J-F. Aubry, J. Daafouz, and D. Wolf, “Automatique: du cahier de charges à la réalisation de systèmes”, Dunod 2007.
- [122] I. N'Doye, “Généralisation du lemme de Gronwall-Bellman pour la stabilisation des systèmes fractionnaires”, Thèse de Doctorat, l'Université Henri Poincaré- Nancy 1 et de l'Université Hassan II Aïn Chock – Casablanca, février 2011.
- [123] S. Racewicz “Identification et modélisation d'ordre fractionnaire des machines synchrones fonctionnant comme générateur”, Thèse Doctorat, Université de Grenoble et de Université Technologique de Gdansk, 2010.
- [124] S. Dugowson “Les Différentielles Métaphysiques : Histoire et Philosophie de la Généralisation de l'Ordre de Dérivation”, Thèse de Doctorat, Université de Paris XIII, Villetaneuse, France, 1994.
- [125] B. Ross “Fractional Calculus and its Applications”, Vol. 457 of Lecture Notes in Mathematics, chapter A brief history and exposition of the fundamental theory of the fractional calculus,” pp. 1-36. Springer-Verlag, New York, 1975
- [126] A. Oustaloup “La Dérivation Non Entière”, Hermès, Paris, 1995.
- [127] I. Podlubny “Fractional Differential Equations,” Academic Press, New York, 1999.
- [128] S. Ladaci, A. Charef “An Adaptive Fractional $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Controller”, in Proceedings Sixth International Symposium on Tools and Methods of Competitive Engineering, TMCE 2006. Edited by I. Horvath and J. Duhovnik, Ljubljana, Slovenia, pp. 1533-1540, Avril 18-22, 2006.
- [129] B-M. Vinagre, I. Petras, I. Podlubny, Y-Q. Chen “Using fractional-order adjustment rules and fractional order reference models in model reference adaptive control”, Nonlinear Dynamics and Chaos in Engineering Systems, Nonlinear Dynamics, Vol. 29, pp. 269-279, 2002.
- [130] T. Houmor “Analyse du Chaos dans un Système d'Équations Différentielles Fractionnaires”, Thèse Doctorat en sciences, Université Mentouri de Constantine, 2014.
- [131] R. Hilfer “Applications of Fractional Calculus in Physics”, World Scientific, 2000.
- [132] J. Sabatier, O-P. Agrawal, J-A Tenreiro Machado “Advances in fractional calculus,” Springer, 2007.
- [133] Y.-Q. Chen, I. Petráš, D. Xue, “Fractional order control - a tutorial”, IEEE American Contr. Conf., St-Louis, USA, 2009.
- [134] Djebbri, S. Ladaci, A. Metatla, H. Balaska, “Robust MRAC Supervision of a Multi-source Renewable Energy System Using Fractional-Order Integrals”, The 3rd International Conference on Electrical Sciences and Technologies CISTEM'2018, Alger.
- [135] F. Dubois, A-C. Galucio, N. Point “Introduction à la dérivation fractionnaire, théorie et applications”, Techniques de l'Ingénieur AF510, 2010.
- [136] B-S Lee, D-E. Gushee “Massive Electricity Storage Makes Sense”, Chemical Engineering Progress, February 2010.
- [137] V-H. Schmidt, J-E Drumheller, “Dielectric properties of lithium hydrazinium sulfate”, Physical Review B, Vol. 4, pp. 4582–4597, 1971.
- [138] S. Ladaci “Contribution à la Commande Adaptative d'Ordre Fractionnaire”, Thèse de Doctorat, Département d'Electronique, Université Mentouri de Constantine, 2007.

-
- [139] Y. Bensafia , “Utilisation des filtres fractionnaires pour la conception de régulateurs adaptatifs robustes”. Thèse de doctorat en Automatique, soutenue à l’ université 08 Mai 1945, Guelma, Algérie, 25-27 Novembre 2012.
- [140] H. Cao, Z. Deng, X. Li, J. Yang, Y. Qin “Dynamic modeling of electrical characteristics of solid oxide fuel cells using fractional derivatives”, International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 35, No. 4, pp. 1749-1758, February 2010.
- [141] K. Bettou, A. Charef “Tuning of Fractional Order PI^α-PD Controller using Particle Swarm Optimization Algorithm.” Proceedings of the 3rd International Conference on Systems and Control, Algiers, Algeria, October 29-31, 2013.
- [142] M. Aoun, R. Malti, F. Levron, A. Oustaloup “Numerical Simulations of Fractional Systems: An Overview of Existing Methods and Improvements. Nonlinear Dynamics ”, Vol. 38, pp. 117–131, 2004.
- [143] S. Ladaci, A. Charef “On Fractional Adaptive Control,” Nonlinear Dynamics, Vol. 43, No. 4, pp. 365-378, 2006.
- [144] K. Khettab, S. Ladaci, A. Boukhalifa, Y. Bensafia “Commande adaptative fractionnaire de type auto-ajustable directe,” 3^{ème} Conférence Nationale sur les Systèmes d’Ordre Fractionnaire et leurs Applications, SOF
- [145] C-J. Chien, K-C. Sun, A-C. Wu , L-C. Fi, “A robust MRAC using variable structure design for multivariable plants,” Automatica; Vol. 32, No. 6, pp. 833–848, 1996.
- [146] Y. Wei, Z. Sun, Y. Hu, Y. Wang “On fractional order composite model reference adaptive control,” Int. J. of Systems Science, 2015
- [147] R.E. Kalman “Design of a self-optimizing control system,” Trans. ASME, Vol. 80, pp. 468-478, 1958.
- [148] A. Amiri, M. Gharib, M. Moavenian, Torabi K. “Modelling and control of a SCARA robot using quantitative feedback theory,” J. Systems and Control Engineering, 2009.
- [149] H. Tajbakhsh, S. Balochian “Robust Fractional Order PID Control of a DC Motor with Parameter Uncertainty Structure,” International Journal of Innovative Science, Engineering & Technology, Vol. 1, No. 6, August 2014.
- [150] Y. Bensafia, S. Ladaci , K. Khettab “Commande Multi-modèles du Moteur a Courant Continu ,” International Conference on Electronics and Oil, ICEO’2011, Ouragla, Algeria, March 2011.
- [151] B. Shi, J. Yuan, C. Dong “On Fractional Model Reference Adaptive Control,” The Scientific World Journal; Article ID 521625:18, 2014.
- [152] M. Abedini, M-A. Nojournian, H. Salarieh, A. Meghdari “Model reference adaptive control in fractional order systems using discrete-time approximation methods,” Commun. Nonlinear Sci. Numer. Simulat, Vol. 25, pp. 27–40, 2015.
- [153] A. Monje, Y-Q. Chen “Fractional-order Systems and Controls, Fundamentals and Applications”, pp. 193-194, Springer, 2010.
- [154] S. Ladaci and A. Charef, “MIT adaptive rule with fractional order integration” . Proc. CESA’2003 IMACS Multi-conference Computational Engineering in Systems Applications, Lille-France, July 9-11, 2003.