AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10
http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php
http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm

Nancy-Université
Université Henri Poincaré

FACULTE DES SCIENCES & TECHNIQUES

U.F.R. en Sciences et Techniques Mathématiques, Informatique et Automatique
Ecole Doctorale : Informatique, Automatique, Electronique - Electrotechnique, Mathématiques
Département de Formation Doctorale : Electronique - Electrotechnique

Thèse

présentée pour l'obtention du grade de

Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I

en Génie Electrique

par **Arnaud GAILLARD**

Système éolien basé sur une MADA : contribution à l'étude de la qualité de l'énergie électrique et de la continuité de service

Soutenue publiquement le 30 avril 2010 devant la commission d'examen composée de :

Président :
- Alain NICOLAS — Professeur, Ecole Centrale de Lyon, AMPERE, Ecully

Rapporteurs :
- Luc LORON — Professeur, Université de Nantes, IREENA, Saint Nazaire
- Frédéric RICHARDEAU — Chargé de Recherche - HDR au CNRS, LAPLACE, Toulouse

Examinateurs :
- Shahrokh SAADATE — Professeur, UHP Nancy I, GREEN
- Philippe POURE — Maître de Conférences, UHP Nancy I, LIEN
- Serge PIERFEDERICI — Professeur, INPL - ENSEM, GREEN, Nancy
- Loïc LECLERE — Responsable R&D Electrotechnique, Converteam SAS, Belfort

Directeur de thèse : Shahrokh SAADATE
Co-directeur de thèse : Philippe POURE

Laboratoire GREEN (Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy)
Faculté des Sciences & Techniques – 54506 Vandoeuvre-lès-Nancy

A ma femme Marlène,
à mon fils Benjamin.

Avant-propos

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués dans le cadre d'une collaboration entre le Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (G.R.E.E.N.) et le Laboratoire d'Instrumentation Electronique de Nancy (L.I.E.N.), laboratoires de l'Université Henri Poincaré (U.H.P.).

Mes premiers remerciements s'adressent à Messieurs **Abderrezak REZZOUG**, Professeur à l'U.H.P. et ex-Directeur du G.R.E.E.N., et **Serge WEBER**, Professeur à l'U.H.P. et Directeur du L.I.E.N., pour m'avoir accueilli au sein de leur laboratoire et pour leurs encouragements.

Je remercie profondément Monsieur **Shahrokh SAADATE**, Professeur à l'U.H.P. et Directeur du G.R.E.E.N., d'avoir dirigé cette thèse, de m'avoir permis de mener mes travaux de recherche dans les meilleures conditions possibles, pour sa disponibilité et ses précieux conseils.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur **Philippe POURE**, Maître de Conférences à l'U.H.P. au sein du L.I.E.N., d'avoir co-dirigé cette thèse, pour sa disponibilité permanente et pour ses conseils pertinents et avisés.

Je remercie Monsieur **Alain NICOLAS**, Professeur à l'Ecole Centrale de Lyon, pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury.

J'adresse mes remerciements à Messieurs **Luc LORON**, Professeur à l'Université de Nantes, et **Frédéric RICHARDEAU**, Chargé de Recherche - HDR au CNRS, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant d'être les rapporteurs de ma thèse et pour leur participation à mon jury.

Je remercie également Messieurs **Serge PIERFEDERICI**, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Lorraine, et **Loïc LECLERE**, Responsable du service R&D de CONVERTEAM SAS à Belfort, pour leur participation à mon jury.

Un grand MERCI à l'ensemble du personnel du G.R.E.E.N. et du L.I.E.N. (enseignants-chercheurs, doctorants, techniciens, ingénieurs, secrétaires) qui ont su créer une ambiance de travail agréable. Je leur exprime ma profonde sympathie et leur souhaite beaucoup de bonheur et de réussite dans leurs vies personnelle et professionnelle futures.

Je tiens aussi à exprimer mes remerciements à tous ceux qui ont eu la gentillesse d'assister à la soutenance de cette thèse.

Je remercie évidemment mes parents, ma sœur et mon frère, qui depuis de si longues années, m'ont encouragé et soutenu dans la poursuite de mes études.

Mon dernier remerciement, mais non des moindres, s'adresse à **ma femme Marlène**, pour m'avoir donné le plus beau des fils, pour sa patience et l'amour qu'elle a su m'apporter tout au long de cette thèse.

« La théorie, c’est quand on sait tout et que rien ne fonctionne.
La pratique, c’est quand tout fonctionne et que personne ne sait pourquoi. »

Albert Einstein.

Tables des matières

TABLES DES MATIERES I

GLOSSAIRE VII

NOMENCLATURE XI

INTRODUCTION GENERALE 1

CHAPITRE 1 : MODELISATION ET COMMANDE D'UN SYSTEME EOLIEN A VITESSE VARIABLE BASE SUR UNE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION 7

I. INTRODUCTION 9
II. MODELISATION DU SYSTEME EOLIEN A VITESSE VARIABLE BASE SUR UNE MADA 9
II.1. Description du système éolien 9
II.2. Modélisation du système éolien 10
II.2.1. Modèle de la turbine éolienne 11
II.2.1.1. Modèle aérodynamique 11
II.2.1.2. Modèle de la partie mécanique 11
II.2.2. Fonctionnement et modélisation de la MADA 13
II.2.2.1. Fonctionnement de la MADA 13
II.2.2.2. Modèle de la MADA dans le repère de Park 14
II.2.3. Modélisation de la connexion du convertisseur côté réseau 16
II.2.3.1. Modèle du bus continu 17
II.2.3.2. Modèle de la liaison au réseau dans le repère de Park 17
III. COMMANDE DU SYSTEME EOLIEN A VITESSE VARIABLE BASE SUR UNE MADA 18
III.1. Architecture du dispositif de commande 18
III.2. Extraction du maximum de la puissance du vent 18
III.2.1. Contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation 19
III.2.2. Contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation 21
III.3. Commande du convertisseur côté MADA 22
III.3.1. Choix du référentiel pour le modèle de la MADA dans le repère dq 23
III.3.2. Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique 25
III.3.3. Génération des courants rotoriques de référence 28
III.4. Commande du convertisseur côté réseau 29
III.4.1. Contrôle des courants transitant dans le filtre RL 29
III.4.2. Contrôle de la tension du bus continu 31
IV. SIMULATION DU SYSTEME EOLIEN BASE SUR UNE MADA 32
IV.1. Choix des paramètres du système éolien 32
IV.1.1. Partie puissance 32
IV.1.2. Partie commande 33
IV.2. Résultats de simulations 33
IV.2.1. Contrôle du système éolien en mode hyposynchrone 33
IV.2.2. Contrôle du système éolien en mode hypersynchrone 35
V. CONCLUSION 37
RÉFÉRENCES 38

CHAPITRE 2 : FILTRAGE ACTIF ELECTROMECANIQUE ET COMPENSATION D'ENERGIE REACTIVE PAR UN SYSTEME EOLIEN BASE SUR UNE MADA 41

I. INTRODUCTION 43
II. FILTRAGE ACTIF ELECTROMECANIQUE ET COMPENSATION DE LA PUISSANCE REACTIVE A L'AIDE D'UNE MADA 43

II.1. Principe 43
II.2. Identification des courants harmoniques 45
II.2.1. Etude du FMV *47*
II.2.1.1. Principe et analyse fréquentielle *47*
II.2.1.2. Etude dynamique *49*
II.2.2. Extraction de l'ensemble des courants harmoniques *53*
II.2.3. Extraction d'un courant harmonique particulier *54*
II.3. Modification de la commande du CCM pour le contrôle de la MADA 54
II.3.1. Etablissement des courants rotoriques de référence *55*
II.3.2. Coefficient d'amplification de la MADA *56*
II.3.3. Gestion des priorités au niveau du contrôle des courants rotoriques *56*
II.3.4. Contrôleurs des courants rotoriques *59*
III. SIMULATION DU SYSTEME EOLIEN EN PRESENCE DE CHARGES LINEAIRES ET NON LINEAIRES 60
III.1. Choix des paramètres du système éolien 60
III.1.1. Partie puissance *60*
III.1.2. Partie commande *61*
III.2. Résultats de simulations 61
III.2.1. Génération de puissance du système éolien de 2MW *62*
III.2.2. Compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques sans saturation des contrôleurs de courants *64*
III.2.2.1. Compensation de la puissance réactive et de l'ensemble des courants harmoniques *64*
III.2.2.2. Compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques de rangs 5 et 7 ..... *67*
III.2.3. Compensation de la puissance réactive et de l'ensemble des courants harmoniques avec saturation des contrôleurs de courants *69*
III.2.3.1. Saturation des contrôleurs suite à un échelon de puissance réactive de la charge linéaire *69*
III.2.3.2. Saturation des contrôleurs lors d'un échelon des puissances active et réactive de la charge non linéaire *70*
IV. CONCLUSION 72
REFERENCES 74

CHAPITRE 3 : CONTINUITE DE SERVICE DES CONVERTISSEURS STATIQUES D'UN SYSTEME EOLIEN BASE SUR UNE MADA : DEFAUT D'INTERRUPTEUR DE PUISSANCE 77

I. INTRODUCTION 79
II. SYSTEME EOLIEN INTEGRANT DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE TRIPHASES TOLERANT LES DEFAUTS DES SEMI-CONDUCTEURS 79
II.1. Système éolien intégrant des topologies de convertisseurs "fault tolerant" 80
II.2. Détection de défaut au niveau d'un interrupteur de puissance 82
II.2.1. Défaut de type circuit-ouvert au niveau du CCM *83*
II.2.1.1. Analyse du fonctionnement de la phase k lorsque $i_{rk} \neq 0$ *84*
II.2.1.2. Analyse du fonctionnement de la phase k lorsque i_{rk} *est égal à zéro* *84*
II.2.2. Défaut de type court-circuit au niveau du CCM *88*
II.2.3. Défauts de types circuit-ouvert et court-circuit au niveau du CCR *90*
II.2.4. Prise en compte du critère temporel de détection de défaut *91*
II.3. Contrôles des topologies de convertisseurs "fault tolerant" 93
II.3.1. Contrôle du système éolien pour la topologie avec bras redondant *93*
II.3.2. Contrôle du système éolien pour la topologie sans bras redondant *94*
II.3.2.1. Degrés de liberté d'un convertisseur *95*
II.3.2.2. Application à la topologie de convertisseur sans bras redondant *96*
II.3.2.3. Choix du bras commun *97*
II.3.2.4. Commande MLI cinq bras *98*
II.3.2.5. Bloc de détection et de compensation de défauts pour la topologie sans bras redondant *99*
II.3.2.6. Remarques concernant la connexion du bras commun après la détection du défaut *100*
II.4. Comparaison des deux topologies de convertisseurs "fault tolerant" 101
III. RESULTATS DE SIMULATION 102

III.1. Effets des défauts sans détection ni compensation 103
III.1.1. Influences d'un défaut de type circuit-ouvert 103
III.1.2. Influences d'un défaut de type court-circuit 104
III.2. Détection et compensation de défauts pour les deux topologies de convertisseurs "fault tolerant" 107
III.2.1. Défaut de type circuit-ouvert sur le CCM lorsqu'un courant positif traverse l'interrupteur défaillant pour la topologie avec bras redondant 107
III.2.2. Défaut de type circuit-ouvert sur le CCR lorsqu'un courant négatif traverse l'interrupteur défaillant pour la topologie sans bras redondant 109
III.2.3. Défaut de type circuit-ouvert sur le CCR lorsqu'un courant positif traverse l'interrupteur défaillant pour la topologie sans bras redondant 109
IV. CONCLUSION 113
RÉFÉRENCES 115

CHAPITRE 4 : CONTINUITE DE SERVICE DES CONVERTISSEURS STATIQUES D'UN SYSTEME EOLIEN BASE SUR UNE MADA : DEFAUT DE CAPTEUR DE COURANT 119

I. INTRODUCTION 121
II. CONTINUITE DE SERVICE LORS DE LA DEFAILLANCE D'UN CAPTEUR DE COURANT 121
II.1. Principe 121
II.2. Description du système 123
II.3. Diagnostic d'un capteur de courant défaillant 125
II.3.1. Détection de défaut 125
II.3.2. Prédiction des courants 125
II.3.3. Calcul des résidus 129
II.3.4. Mémorisation du défaut 129
II.3.5. Identification du capteur défectueux 129
II.3.6. Compensation de défaut 130
III. SIMULATION DU SYSTEME EOLIEN LORS DE LA DEFAILLANCE D'UN CAPTEUR DE COURANT 130
III.1. Résultats de simulation 131
III.1.1. Conséquences d'un défaut de type circuit-ouvert sans détection et compensation 131
III.1.2. Performances de la commande robuste du CCR lors de la défaillance d'un capteur de courant 133
IV. CONCLUSION 136
RÉFÉRENCES 138

CHAPITRE 5 : VALIDATION EXPERIMENTALE DES METHODES DE DETECTION ET DE COMPENSATION DE DEFAUT 141

I. INTRODUCTION 143
II. CONSTITUTION D'UN FPGA ET APPORTS DANS L'ETUDE DE LA CONTINUITE DE SERVICE DANS LES SYSTEMES ELECTRIQUES 144
II.1. Structure et éléments constitutifs d'un FPGA 144
II.2. Apports des FPGAs dans l'étude de la continuité de service dans les systèmes électriques 146
III. FLOT DE CONCEPTION DU PROTOTYPAGE "FPGA IN THE LOOP" 147
III.1. Principe du prototypage "FPGA in the loop" 148
III.2. Logiciels mis en œuvre 149
III.3. Flot de conception 149
III.3.1. Première étape : simulation fonctionnelle 150
III.3.2. Deuxième étape : simulation mixte 151
III.3.3. Troisième étape : Prototypage "FPGA in the loop" 153
IV. VALIDATION PAR PROTOTYPAGE "FPGA IN THE LOOP" 154

IV.1. Convertisseur coté réseau avec bras redondant tolérant les défauts de semi-conducteur 154
IV.1.1. Simulation fonctionnelle (en mode discret) *155*
IV.1.1.1. Discrétisation des régulateurs *155*
IV.1.2. Simulation mixte *156*
IV.1.2.1. Génération numérique de la porteuse triangulaire *156*
IV.1.2.2. Génération des signaux sin et cos *157*
IV.1.2.3. Modélisation de la méthode de détection de défaut d'interrupteur *157*
IV.1.3. Prototypage "FPGA in the loop" *159*
IV.1.3.1. Spécifications de la carte Stratix DSP S80 et du composant FPGA *159*
IV.1.3.2. Implantation sur la cible FPGA *160*
IV.1.4. Résultats du prototypage "FPGA in the loop" *161*
IV.1.4.1. Paramètres des parties puissance et commande *161*
IV.1.4.2. Défaut de type circuit-ouvert lorsqu'un courant négatif traverse l'interrupteur défaillant du CCR *161*
IV.1.4.3. Défaut de type circuit-ouvert lorsqu'un courant positif traverse l'interrupteur défaillant du CCR *162*
IV.2. Convertisseur coté réseau tolérant les défauts de capteur de courant 164
IV.2.1. Simulation mixte *165*
IV.2.1.1. Modélisation de la détection et de la compensation de défaut d'un capteur de courant *165*
IV.2.2. Prototypage "FPGA in the loop" *167*
IV.2.3. Résultats du prototypage "FPGA in the loop" *168*
IV.2.3.1. Défauts de type circuit-ouvert continu et intermittent *168*
V. VALIDATION EXPERIMENTALE 170
V.1. Carte d'interface 171
V.2. Implantation sur cible FPGA 172
V.3. Résultats expérimentaux 173
V.3.1. CCR avec un bras redondant tolérant les défauts de semi-conducteur *174*
V.3.1.1. Influence des commutations *174*
V.3.1.2. Défaut de type circuit-ouvert lorsqu'un courant négatif traverse l'interrupteur défaillant *176*
V.3.1.3. Défaut de type circuit-ouvert lorsqu'un courant positif traverse l'interrupteur défaillant *178*
V.3.2. CCR tolérant les défauts de capteur de courant *180*
IV.3.2.1. Défaut de type circuit-ouvert continu sur le capteur de la phase 1' *180*
V.3.2.2. Défaut de type circuit-ouvert intermittent sur le capteur de la phase 1' *182*
VI. CONCLUSION 183
RÉFÉRENCES 185
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES 187
PUBLICATIONS DU DOCTORANT 193

Glossaire

CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CCM	Convertisseur Coté MADA
CCR	Convertisseur Coté Réseau
DSP	Digital Signal Processor
FMV	Filtre Multi-Variable
FPB	Filtre Passe-Bas
FPGA	Field Programmable Gate Array
HIL	Hardware In the Loop
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
JTAG	Joint Test Action Group
LUT	Look Up Table
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MSB	Most Significant Bit
PI	Proportionnel Intégral
PLL	Phase Locked Loop
PRR	Point de Raccordement au Réseau
RTL	Register Transfer Level
SRAM	Static Random Access Memory
SRF	Synchronous Reference Frame
THD	Total Harmonic Distortion
VHDL	Very High Description Language
ZOH	Zero Order Hold

Nomenclature

Liste non-exhaustive des principaux paramètres et variables

Paramètres

A_{tr}	amplitude la porteuse triangulaire du contrôleur de courant à hystérésis modulée	A
B_h	largeur de la bande d'hystérésis	-
C	condensateur du bus continu	F
C_{pmax}	valeur maximal du coefficient de puissance de la turbine	-
E_r	valeur efficace des fems rotoriques	V
E_s	valeur efficace des fems statoriques	V
f	fréquence imposée par le réseau électrique	Hz
f_c	fréquence de commutation des interrupteurs de puissance	Hz
f_v	coefficient dû aux frottements visqueux de la MADA	Nm.s/rad
G	gain du multiplicateur	-
h	seuil de l'erreur de tension pour la détection de défaut	V
G_c	gain des convertisseurs	-
I_r	valeur efficace des courants rotoriques de la MADA	A
I_{rmax}	valeur maximale des courants rotoriques de la MADA	A
I_{rdmax}	valeur maximale du courant fondamental rotorique d'axe *d* de la MADA	A
I_{rdhmax}	valeur maximale du courant harmonique rotorique d'axe *d* de la MADA	A
I_{rqhmax}	valeur maximale du courant harmonique rotorique d'axe *q* de la MADA	A
I_s	valeur efficace des courants statoriques de la MADA	A
I_s	seuil de l'erreur de courant de la détection de défaut	A
J_m	moment d'inertie de la MADA	$kg.m^2$
J_t	moment d'inertie de la turbine	$kg.m^2$
k_{sr}	coefficient d'amplification de la MADA	-
K	constante positive du FMV	-
K_{pf}	gain proportionnel du contrôle des courants du filtre RL	-
K_{pr}	gain proportionnel du contrôle des courants rotoriques	-
K_{pv}	gain proportionnel du contrôle de la tension du bus continu	-
K_{if}	gain intégral du contrôle des courants du filtre RL	-
K_{ir}	gain intégral du contrôle des courants rotoriques	-
K_{iv}	gain intégral du contrôle de la tension du bus continu	-
L_f	inductance du filtre RL	H
L_{fr}	inductance de fuite rotorique de la MADA	H
L_{fs}	inductance de fuite statorique de la MADA	H
L_m	inductance magnétisante de la MADA	H
L_r	inductance cyclique rotorique de la MADA	H
L_s	inductance cyclique rotorique de la MADA	H
n	rang de la composante du signal filtrée par le FMV	-
m	rapport de transformation rotor/stator de la MADA	-
N_r	nombre de spires du bobinage rotorique de la MADA	-
N_s	nombre de spires du bobinage statorique de la MADA	-
N_t	seuil de l'erreur temporel pour la détection de défaut	s
N_{tn}	vitesse de rotation nominale de la turbine	tr/min
p	nombre de paires de pôles	-

P_{min}	puissance mécanique minimale de la turbine	W
P_n	puissance mécanique nominale de la turbine	W
R	longueur d'une pale	m
R_c	résistance de charge	Ω
R_f	résistance du filtre RL	Ω
R_r	résistance du bobinage rotorique de la MADA	Ω
R_s	résistance du bobinage statorique de la MADA	Ω
s	seuil pour la prédiction des courants de phase	-
S	surface circulaire balayée par la turbine	m^2
t_r	temps de réponse du contrôle des courants rotoriques	s
t_{rf}	temps de réponse du contrôle des courants du filtre RL	s
t_{rv}	temps de réponse du contrôle de la tension du bus continu	s
T_e	période d'échantillonnage	s
T_h	période d'horloge des compteurs	s
U_r	valeur efficace des tensions composées rotoriques	V
U_s	valeur efficace des tensions composées statoriques	V
v_{min}	vitesse de vent minimale	m/s
v_n	vitesse de vent nominale	m/s
v_{max}	vitesse de vent maximale	m/s
V_p	valeur efficace de la porteuse triangulaire pour la MLI	V
V_s	valeur efficace des tensions simples statoriques	V
Z_f	impédance du filtre RL	Ω
Z_{res}	impédance du réseau électrique	Ω
ε	constante des composantes directes ou inverses pour le FMV	-
φ_s	valeur efficace du flux statorique de la MADA	Wb
λ_{opt}	valeur optimale de la vitesse relative	-
ρ	masse volumique de l'air	kg/m^3
σ	coefficient de dispersion de la MADA	-
ω_0	pulsation propre	rad/s
ω_c	pulsation de coupure du FMV	rad/s
ω_f	pulsation du fondamental du signal d'entrée du FMV	rad/s
ω_s	pulsation statorique de la MADA	rad/s
ξ	facteur d'amortissement	-
Ω_{min}	vitesse de rotation angulaire minimale de la turbine	rad/s
Ω_n	vitesse de rotation angulaire nominale de la turbine	rad/s

Variables

C_{em}	couple électromagnétique de la MADA	Nm
c_k	signal issu du premier comparateur de la détection de défaut pour le CCM (k = {1, 2, 3})	-
$c_{k'}$	signal issu du premier comparateur de la détection de défaut pour le CCR (k = {1, 2, 3})	-
C_k - C_{k+3}	ordres de commande des interrupteurs du CCM en sortie du bloc de détection et de compensation de défaut (k = {1, 2, 3})	-
$C_{k'}$ - $C_{k+3'}$	ordres de commande des interrupteurs du CCR en sortie du bloc de détection et de compensation de défaut (k = {1, 2, 3})	-
C_7, C_8	ordres de commande des interrupteurs du bras redondant	-
C_m	couple mécanique de la MADA	Nm

C_p	coefficient de puissance de la turbine	-
C_t	couple mécanique de la turbine	Nm
f_k	signaux de défaut issu du deuxième comparateur de la détection de défaut pour le CCM (k = {1, 2, 3})	-
$f_{k'}$	signaux de défaut issu du deuxième comparateur de la détection de défaut pour le CCR (k = {1, 2, 3})	-
g	glissement de la MADA	-
h	rang d'un harmonique de courant ou de tension	-
i_{bc}	courant dans le bras commun	A
i_{ck}	courants des charges (k = {1, 2, 3})	A
$i_{c\alpha}$, $i_{c\beta}$	courants des charges dans le repère $\alpha\beta$ statorique	A
$i_{c\alpha f}$, $i_{c\beta f}$	courants fondamentaux des charges dans le repère $\alpha\beta$ statorique	A
$i_{c\alpha h}$, $i_{c\beta h}$	courants harmoniques des charges dans le repère $\alpha\beta$ statorique	A
i_{cdh}, i_{cqh}	courants harmoniques des charges dans le repère de Park	A
i_{cond}	courant traversant le condensateur	A
i_D	courant dans le bras défaillant	A
$i_{fk'}$	courants traversant le filtre RL (k = {1, 2, 3})	A
i_{fd}, i_{fq}	courants traversant le filtre RL dans le repère de Park	A
i_{madak}	courants totaux de la MADA (k = {1, 2, 3})	A
i_{ond}	courant modulé par le CCM	A
i_{rk}	courants rotoriques de la MADA (k = {1, 2, 3})	A
i_{rkf}	courants fondamentaux triphasés rotoriques de la MADA (k = {1, 2, 3})	A
i_{rkh}	courants harmoniques triphasés rotoriques de la MADA (k = {1, 2, 3})	A
i_{rd}, i_{rq}	courants rotoriques de la MADA dans le repère de Park	A
$i_{rd\text{-}reactive}$,	courant fondamental rotorique de la MADA d'axe d	A
$i_{rq\text{-}active}$	courant fondamental rotorique de la MADA d'axe q	A
i_{rdh}, i_{rqh}	courants harmoniques rotoriques de la MADA dans le repère de Park	A
i_{red}	courant modulé par le CCR	A
i_{resk}	courants réseau (k = {1, 2, 3})	A
i_{sk}	courants statoriques de la MADA (k = {1, 2, 3})	A
i_{sd}, i_{sq}	courants statoriques de la MADA dans le repère de Park	A
i_{sdh}, i_{sqh}	courants harmoniques statoriques de la MADA dans le repère de Park	A
n_k	signal issu du compteur de la détection de défaut pour le CCM (k = {1, 2, 3})	-
$n_{k'}$	signal issu du compteur de la détection de défaut pour le CCR (k = {1, 2, 3})	-
N_m	vitesse de rotation de la MADA	tr/min
P_c	puissance active des charges	W
P_C	puissance active aux bornes du condensateur	W
P_f	puissance active générée par le CCR	W
P_{mada}	puissance active du système éolien	W
P_{ond}	puissance active générée par le CCM coté continu	W
P_r	puissance active rotorique de la MADA	W
P_{red}	puissance active générée par le CCR coté continu	W
P_{res}	puissance active fournie au réseau	W
P_s	puissance active statorique de la MADA	W

P_t	puissance mécanique de la turbine	W
Q_c	puissance réactive des charges	VAr
Q_f	puissance réactive générée par le CCR	Var
Q_{mada}	puissance réactive du système éolien	VAr
Q_r	puissance réactive rotorique de la MADA	Var
Q_{res}	puissance réactive fournie au réseau	VAr
Q_s	puissance réactive statorique de la MADA	VAr
S_r	puissance apparente rotorique de la MADA	VA
S_s	puissance apparente statorique de la MADA	VA
v	vitesse du vent	m/s
$v_{fk'}$	tensions triphasées modulées par le CCR (k = {1, 2, 3})	V
v_{fd}, v_{fq}	tensions modulées par le CCR dans le repère de Park	V
v_{k0es}	tensions de pôles estimées du CCM (k = {1, 2, 3})	V
$v_{k'0es}$	tensions de pôles estimées du CCR (k = {1, 2, 3})	V
v_{k0m}	tensions de pôles mesurées du CCM (k = {1, 2, 3})	V
$v_{k'0m}$	tensions de pôles mesurées du CCR (k = {1, 2, 3})	V
v_{rk}	tensions rotoriques triphasées de la MADA	V
v_{rd}, v_{rq}	tensions rotoriques de la MADA dans le repère de Park	V
v_{sk}	tensions statoriques triphasées de la MADA (k = {1, 2, 3})	V
v_{sd}, v_{sq}	tensions statoriques de la MADA dans le repère de Park	V
v_{sdh}, v_{sqh}	tensions harmoniques statoriques de la MADA dans le repère de Park	V
v_{dc}	tension du bus continu	V
β	angle de calage des pales	°
δ_k	ordres de commande des interrupteurs haut du CCM générés par la MLI (k = {1, 2, 3})	-
$\delta_{k'}$	ordres de commande des interrupteurs haut du CCR générés par la MLI (k = {1, 2, 3})	-
ε_{k0}	différence entre les tensions de pôles mesurées et estimées pour le CCM (k = {1, 2, 3})	V
$\varepsilon_{k'0}$	différence entre les tensions de pôles mesurées et estimées pour le CCR (k = {1, 2, 3})	V
λ	vitesse relative de la turbine	-
φ_{rd}, φ_{rq}	flux rotoriques de la MADA dans le repère de Park	Wb
φ_{sd}, φ_{sq}	flux statoriques de la MADA dans le repère de Park	Wb
φ_{sdh}, φ_{sqh}	flux harmoniques statoriques de la MADA dans le repère de Park	Wb
θ_e	angle électrique entre les bobinages rotorique et statorique de la MADA	rad
θ_r	angle de Park des grandeurs rotoriques de la MADA	rad
θ_s	angle de Park des grandeurs statoriques de la MADA	rad
ω_e	pulsation électrique entre les bobinages statorique et rotorique de la MADA	rad/s
ω_r	pulsation rotorique de la MADA	rad/s
Ω_m	vitesse de rotation angulaire de la MADA	rad/s
Ω_t	vitesse de rotation angulaire de la turbine	rad/s

Introduction générale

L'intense industrialisation des dernières décennies et la multiplication des appareils domestiques électriques ont conduit à des besoins planétaires considérables en énergie électrique. Face à cette demande, toujours croissante de nos jours, les pays industrialisés ont massivement fait appel aux centrales nucléaires. Cette source d'énergie présente l'avantage indéniable de ne pas engendrer de pollution atmosphérique contrairement aux centrales thermiques, mais le risque d'accident nucléaire, le traitement et l'enfouissement des déchets sont des problèmes bien réels qui rendent cette énergie peu attractive pour les générations futures. Pour faire face à ces différents problèmes, les pays se tournent de plus en plus vers l'utilisation de sources d'énergies propres et renouvelables. En effet, ces pays se sont engagés, à moyen terme, à augmenter dans leur production d'énergie électrique la part d'énergie d'origine renouvelable.

Parmi ces sources d'énergies renouvelables, l'énergie éolienne est celle qui a le potentiel énergétique le plus important. La puissance des éoliennes installées dans le monde augmentant de plus en plus tous les ans, les systèmes éoliens ne peuvent plus se comporter comme uniquement des générateurs de puissance active dans les réseaux de distribution ou de transport, selon la puissance installée. En effet, ils seront certainement amenés, à court terme, à fournir des services systèmes (compensation de la puissance réactive par exemple) comme les alternateurs de centrales classiques et/ou à participer à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique (filtrage des courants harmoniques en particulier). De plus, les différents gestionnaires de réseaux ne pourront plus se permettre de perdre tout ou partie de la puissance installée afin de garantir la stabilité du réseau suite à un défaut d'origine électrique. C'est pourquoi les systèmes éoliens devront certainement assurer, à plus long terme, une continuité de service suite à un défaut électrique sur le réseau ou à un défaut sur un des éléments de la chaîne de conversion électromécanique (interrupteurs de puissance, capteurs,…).

Actuellement, le système éolien à vitesse variable basé sur la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) est le plus utilisé dans les fermes éoliennes terrestres. Son principal avantage, et non des moindres, est d'avoir ses convertisseurs statiques triphasés dimensionnés pour une partie de la puissance nominale de la MADA, ce qui en fait un bénéfice économique important par rapport à d'autres solutions possibles de conversion électromécanique (machine synchrone à aimants permanents par exemple). En effet, la MADA permet un fonctionnement sur une plage de vitesse de ± 30 % autour de la vitesse de synchronisme, garantissant ainsi un dimensionnement réduit des convertisseurs statiques car ceux-ci sont connectés entre le bobinage rotorique de la MADA et le réseau électrique.

Dans la chaîne de conversion électromécanique d'un système éolien, les convertisseurs statiques triphasés à structure tension sont des éléments essentiels car ils permettent de contrôler les puissances active et réactive injectées sur le réseau électrique en fonction de la vitesse du vent appliqué sur les pales de l'éolienne. La sécurité, la fiabilité, les performances, la qualité de l'énergie et la continuité de service des systèmes éoliens constituent aujourd'hui des préoccupations majeures pour l'insertion de ces sources d'énergie dans le réseau électrique. Les défaillances d'un des convertisseurs statiques, qu'elles proviennent des drivers, d'un des interrupteurs de puissance commandables ou d'un des capteurs mis en œuvre, conduisent à la perte totale ou partielle du contrôle des courants, donc des puissances injectées sur le réseau. Ces défaillances peuvent provoquer de graves dysfonctionnements du système éolien et conduisent actuellement à sa mise en hors service. En outre, si le défaut n'est pas rapidement détecté et compensé, il peut dans certains cas mettre en danger tout le système éolien. Par conséquent, afin d'empêcher la propagation de défauts aux autres composants et aux autres systèmes éoliens d'une ferme éolienne et d'assurer la continuité de

service en toute circonstance en présence d'une défaillance d'un des convertisseurs, des méthodes efficaces et rapides de détection et de compensation de défaut doivent être mises en œuvre.

Les objectifs principaux de cette thèse sont de montrer d'une part qu'un système éolien basé sur une MADA peut contribuer à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique en compensant la puissance réactive et les courants harmoniques présents sur le réseau électrique sans forcément nécessiter un surdimensionnement de la MADA et des convertisseurs, et d'autre part qu'il peut assurer la continuité de service en cas de défaillance d'un des interrupteurs de puissance ou d'un des capteurs de courant. Le but étant d'assurer la sûreté de fonctionnement du système éolien et la bonne qualité de l'énergie fournie au réseau.

Ces travaux de thèse ont été menés au sein de l'équipe "Systèmes Electriques Embarqués" du Laboratoire "Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy" (GREEN), équipe ayant notamment une longue expertise dans le domaine du filtrage actif d'harmoniques et plus récemment dans le domaine de la sûreté de fonctionnement des systèmes électriques en général. Les travaux de recherche pluridisciplinaires présentés dans ce mémoire ont été menés dans le cadre d'une collaboration entre le Laboratoire GREEN et le Laboratoire d'Instrumentation Electronique de Nancy (LIEN). La réalisation des parties expérimentales a reçu le soutien financier d'un Bonus Qualité Recherche (BQR) attribué en 2006 ainsi que celui du Contrat Plan Etat Région pour le projet POMADEOL obtenu en 2008. La présentation de ces travaux est organisée en cinq chapitres détaillés ci-après.

Au premier chapitre, nous présentons la chaîne de conversion électromécanique du système éolien basé sur une MADA à partir de laquelle sont basés les travaux de cette thèse. Nous expliquons pourquoi ce système éolien est aujourd'hui le plus utilisé pour la production d'énergie éolienne. Ensuite, nous rappelons les modélisations des différents éléments constituant le système éolien afin d'établir les différentes commandes associées. Des résultats de simulation pour deux points de fonctionnement, l'un en mode hyposynchrone et l'autre en mode hypersynchrone, valident ainsi les commandes établies. Ce premier chapitre est nécessaire quant à la présentation du système étudié et pour présenter les commandes classiques, sur lesquelles seront basées nos différentes contributions, à savoir l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique et la continuité de service lors d'un défaut sur l'un des interrupteurs de puissance ou l'un des capteurs de courant.

Au deuxième chapitre, nous mettons en avant la contribution possible d'un système éolien basé sur une MADA pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique en compensant simultanément de la puissance réactive et des courants harmoniques. L'utilisation d'une MADA comme génératrice peut nous permettre, si les paramètres électriques sont judicieusement choisis, d'avoir un facteur d'amplification entre les courants rotoriques et statoriques. Nous présenterons une commande modifiée de la MADA avec une gestion des priorités entre les contrôles des puissances active et réactive statoriques et les courants harmoniques. Afin de garantir une poursuite correcte des courants harmoniques de référence, des contrôleurs de courant à hystérésis modulée seront mis en œuvre. Les résultats de simulation, obtenus pour différents cas de fonctionnement, mettant en avant la gestion des priorités dans la commande de la MADA, montreront la possibilité pour ce système éolien de compenser simultanément ou non la puissance réactive et les courants harmoniques sans aucun surdimensionnement de celui-ci.

Au troisième chapitre, nous étudierons la continuité de service des convertisseurs statiques triphasés constituant la chaîne de conversion électromécanique du système éolien en cas de défaillance de l'un des semi-conducteurs de puissance. Pour se faire, deux topologies de convertisseurs reconfigurables dites "fault tolerant" seront présentées : l'une intègre un bras redondant et l'autre non. La première topologie avec bras redondant, en cas de reconfiguration suite à la détection d'un défaut, ne nécessite pas de changement de commande car la topologie avant et après défaut est la même. En revanche, pour la deuxième topologie sans bras redondant, la structure après la détection d'un défaut n'est pas la même car elle devient une topologie à cinq bras, avec un bras commun pour les deux convertisseurs. De ce fait, une modification rapide des commandes rapprochées doit être effectuée. Concernant la détection de défaut d'un interrupteur de puissance, une méthode rapide et insensible aux commutations est détaillée pour des défauts de types circuit-ouvert et court-circuit. Des résultats de simulation valideront l'utilisation de ces deux topologies "fault tolerant" dans un système éolien afin d'assurer la continuité de service, la méthode de détection de défaut et les commandes associées à ces deux topologies.

Au quatrième chapitre, nous étudierons également la continuité de service du système éolien mais cette fois en cas de défaillance de l'un des capteurs de courant nécessaires à la commande de l'un des convertisseurs statiques. Une commande du convertisseur robuste à la défaillance d'un capteur de courant, ne nécessitant qu'un seul capteur de courant supplémentaire, est proposée. La détection d'un défaut sur un capteur de courant est basée sur une méthode hybride de prédiction des courants de phase. Le capteur défaillant est identifié par comparaison entre les courants prédits et mesurés. Les résultats de simulation valideront l'identification du capteur défaillant pour différents types de défaut pouvant apparaitre sur les capteurs de courant, assurant un fonctionnement normal du système éolien après détection et compensation du défaut.

Le dernier chapitre est consacré la validation expérimentale des méthodes de détection et de compensation de défauts étudiées aux deux précédents chapitres sur un banc expérimental d'une puissance réduite égale à 3 kVA. Ne pouvant traiter qu'un seul défaut à la fois, notre banc expérimental est composé d'un convertisseur avec un bras redondant connecté à une charge résistive. Afin de permettre une détection de défaut rapide, nous avons décidé de mettre en œuvre un composant FPGA. Les intérêts, quant à l'utilisation de ce composant sont nombreux : possibilité de réduire considérablement le temps d'échantillonnage, le temps d'exécution des taches et la sensibilité aux perturbations, entre autres. Afin d'éviter toute mauvaise implantation des algorithmes de commande sur le FPGA entrainant par la même la possibilité d'une destruction du banc de puissance, nous mettons en œuvre un flot de conception basé sur un prototypage "FPGA in the loop". Ce prototypage permet de valider l'implantation sur le FPGA avant la connexion de celui-ci dans un environnement de puissance réel. Les apports des composants FPGAs pour l'étude de la continuité de service dans les systèmes électriques sont présentés. Le flot de conception, comportant trois étapes, est détaillé. Enfin, nous présentons successivement la conception et l'implantation numérique sur FPGA des méthodes de détection de défaut d'un des interrupteurs et d'un des capteurs de courant pour le banc expérimental de 3 kVA. Finalement, les résultats obtenus par prototypage "FPGA in the loop" et avec le banc expérimental sont commentés.

Ce mémoire s'achèvera par une conclusion générale résumant les principaux résultats obtenus ainsi que des perspectives à court et à moyen terme pour notre équipe de recherche.

Chapitre 1 : Modélisation et commande d'un système éolien à vitesse variable basé sur une Machine Asynchrone à Double Alimentation

Résumé :
Ce chapitre traite de la modélisation et de la commande d'un système éolien à vitesse variable basé sur une MADA. Dans un premier temps, les modèles aérodynamique, mécanique et électrique de la chaîne de conversion électromécanique y sont présentés et examinés. Ensuite, les différentes commandes permettant de contrôler indépendamment les puissances active et réactive sont examinées. Enfin, des résultats de simulation pour deux points de fonctionnements en modes hypo et hypersynchrone avec variation de la puissance réactive statorique valident les commandes présentées.

I. Introduction

Il existe deux grandes familles d'éoliennes : celle à axe vertical et celle à axe horizontal. Actuellement, les éoliennes à axe horizontal sont largement plus utilisées que les éoliennes à axe vertical pour des raisons économiques liées à leur fabrication et à leur installation.

Parmi les éoliennes à axe horizontal, on distingue celles à vitesse fixe et celles à vitesse variable. Ces dernières sont les plus couramment utilisées pour la production d'énergie électrique sur le réseau électrique. En effet, les éoliennes à vitesse variable, contrairement aux éoliennes à vitesse fixe, fonctionnent sur une large plage de vitesses permettant ainsi une maximisation des puissances extraites pour de faibles vitesses du vent et le maintien d'une puissance constante pour des vitesses de vent élevées.

Dans le cadre de nos travaux, nous avons donc choisi d'étudier une éolienne à vitesse variable basée sur une génératrice électrique de type machine asynchrone à rotor bobiné, plus communément appelé Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA).

Ce premier chapitre a pour objectifs de présenter la modélisation et la commande du système éolien à vitesse variable basé sur une MADA.

Dans un premier temps, nous expliquerons pourquoi ce système éolien est le plus utilisé actuellement pour la production d'énergie électrique. Ensuite, nous présenterons les modèles des différents éléments constituant la chaîne de conversion électromécanique de l'éolienne. Dans un deuxième temps, nous détaillerons les différentes lois de commande permettant un fonctionnement optimal de l'éolienne et un contrôle indépendant des puissances active et réactive. La dernière partie de ce chapitre illustrera les résultats de simulation pour deux points de fonctionnement en modes hypo et hypersynchrone, validant ainsi les commandes établies.

II. Modélisation du système éolien à vitesse variable basé sur une MADA

II.1. Description du système éolien

Le système éolien à vitesse variable étudié dans ce mémoire, basé sur une MADA, est illustré à la Figure 1-1. La turbine, via un multiplicateur, entraine la MADA, laquelle est raccordée au réseau électrique directement par le stator mais également au travers de convertisseurs statiques triphasés à IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) par le rotor. Celui-ci est muni de systèmes bagues/balais. Ces Convertisseurs Côtés MADA et Réseau, notés respectivement CCM et CCR dans la suite de ce mémoire, sont commandés en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) [Mirecki, 2005]-[Baroudi, 2007].

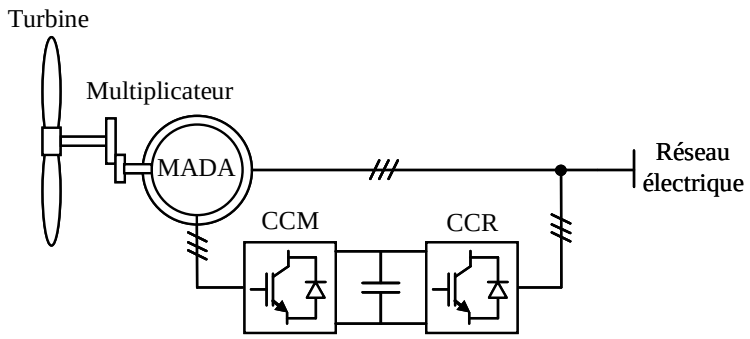


Figure 1-1 : Système éolien à vitesse variable basé sur une MADA.

Un fonctionnement en mode hypo ou hypersynchrone est possible grâce à la bidirectionnalité des convertisseurs [Muller, 2002]. Le fonctionnement en mode hypersynchrone permet de transférer de l'énergie électrique du stator vers le réseau mais également du rotor vers le réseau, ce qui confère au système éolien un rendement élevé [Datta, 2002]. De plus, le facteur de puissance au point de raccordement de l'éolienne avec le réseau électrique peut également être imposé via le contrôle des puissances réactives dans les différentes commandes des convertisseurs.

L'intérêt majeur de ce système éolien réside dans le fait que le CCM et le CCR, transférant la puissance de glissement et l'acheminant vers le réseau électrique, ne sont dimensionnés que pour une partie de la puissance nominale de la MADA. En effet, si nous considérons que la MADA fonctionne à puissance nominale pour un fonctionnement en mode hypersynchrone avec un glissement maximal égal à -30%, nous avons donc au maximum 25% de la puissance nominale de la machine transitant par les convertisseurs. Ceci permet de dimensionner les convertisseurs pour une puissance comprise entre 25 et 30% de la puissance nominale de la machine [Multon, 2004].

Le surcoût engendré par la maintenance due à l'emploi d'un multiplicateur de vitesse et du système bagues/balais de la MADA est alors compensé par l'économie réalisée sur les convertisseurs comparé à un système éolien pour lequel les convertisseurs seraient dimensionnés pour la puissance nominale de la génératrice.

Nous allons maintenant étudier la transformation de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique en modélisant les différents éléments de la chaîne de conversion électromécanique de l'éolienne.

II.2. Modélisation du système éolien

Le schéma de l'éolienne basée sur une MADA connectée au réseau, incluant les différentes grandeurs mécaniques et électriques servant à la modélisation de la chaîne de conversion électromécanique, est illustré à la Figure 1-2.

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

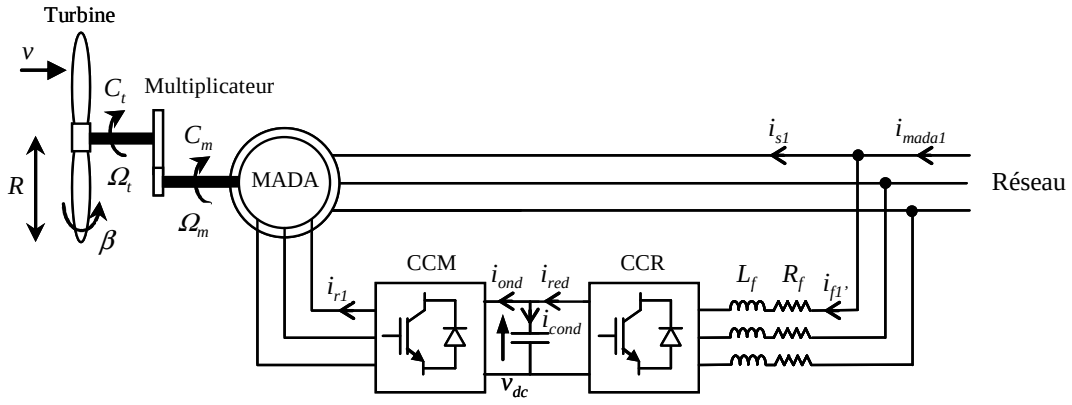


Figure 1-2 : Eolienne basée sur une MADA connectée au réseau.

II.2.1. Modèle de la turbine éolienne

II.2.1.1. Modèle aérodynamique

Le vent de vitesse *v*, appliqué sur les pales de l'éolienne, entraine sa mise en rotation et crée une puissance mécanique sur l'arbre de la turbine, notée P_t, s'exprimant par [Heier, 1998] :

$$P_t = \frac{1}{2} \cdot C_p(\lambda,\beta) \cdot \rho \cdot S \cdot v^3 \tag{1.1}$$

Où λ est défini par :

$$\lambda = \frac{\Omega_t \cdot R}{v} \tag{1.2}$$

Avec :

- λ : la vitesse relative représentant le rapport entre la vitesse linéaire à l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent,
- ρ : la masse volumique de l'air (approximativement 1,225 kg/m^3 à la pression atmosphérique et à 15°*C*),
- *S* : la surface circulaire balayée par la turbine, le rayon du cercle décrit étant défini par la longueur d'une pale,
- Ω_t : la vitesse de rotation de la turbine,
- *R* : le rayon de l'aérogénérateur ou la longueur d'une pale.

Le coefficient de puissance C_p représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne et dépend également de la caractéristique de la turbine. Ce coefficient présente une limite théorique, appelée limite de Betz, égale à 0,593 et qui n'est jamais atteinte en pratique [Heier, 1998].

Dans le cadre de cette thèse, nous utiliserons une expression approchée du coefficient de puissance en fonction de la vitesse relative λ et de l'angle de calage des pales β dont l'expression a pour origine les travaux de El Aimani [El Aimani, 2003] :

$$C_p(\lambda,\beta) = (0{,}35 - 0{,}00167)\cdot(\beta-2)\cdot sin\left[\frac{\pi\cdot(\lambda+0{,}1)}{14{,}34-0{,}3\cdot(\beta-2)}\right] - 0{,}00184\cdot(\lambda-3)\cdot(\beta-2) \tag{1.3}$$

Connaissant la vitesse de rotation de la turbine, le couple mécanique C_t disponible sur l'arbre lent de la turbine peut donc s'exprimer par :

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} = \frac{\pi}{2\cdot\lambda}\rho\cdot R^3\cdot v^2\cdot C_p(\lambda,\beta) \tag{1.4}$$

II.2.1.2. Modèle de la partie mécanique

La partie mécanique de la turbine comprend trois pales orientables et de longueur *R*. Elles sont fixées sur un arbre d'entrainement tournant à une vitesse de rotation Ω_t, relié à un multiplicateur de gain *G*. Ce multiplicateur entraîne la génératrice électrique. Les trois pales sont considérées identiques. De plus, on considère une répartition uniforme de la vitesse du

vent sur toutes les pales et donc une égalité de toutes les forces de poussée. Ainsi, on peut modéliser l'ensemble des trois pales comme un seul et même système mécanique caractérisé par la somme de toutes les caractéristiques mécaniques. De part la conception aérodynamique des pales, nous considérons que leur coefficient de frottement par rapport à l'air est très faible et peut être négligé. De même, la vitesse de la turbine étant très faible, les pertes par frottement seront négligeables devant les pertes par frottement du côté de la génératrice. Sur la base de ces hypothèses, on obtient alors un modèle mécanique constitué de deux masses comme l'illustre la Figure 1-3 dont la validité, par rapport au modèle complet de la turbine, a déjà été vérifiée [Usaola, 2003].

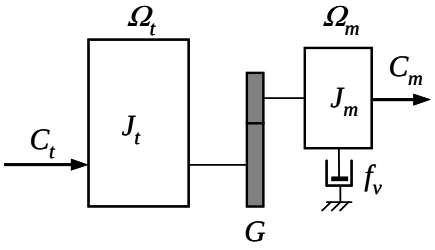


Figure 1-3 : Modèle mécanique de la turbine éolienne.

Avec :

- J_t : le moment d'inertie de la turbine équivalent aux inerties des trois pales de l'éolienne,
- J_m : le moment d'inertie de la MADA,
- f_v : le coefficient dû aux frottements visqueux de la MADA,
- C_m : le couple mécanique sur l'arbre de la MADA,
- Ω_m : la vitesse de rotation de la MADA.

Le multiplicateur adapte la vitesse de rotation de la turbine (arbre lent) à la vitesse de rotation de la MADA (arbre rapide) (Figure 1-3). En considérant que le multiplicateur est idéal, c'est-à-dire que les pertes mécaniques sont négligeables, il est alors modélisé par les deux équations suivantes :

$$C_m = \frac{C_t}{G} \tag{1.5}$$

$$\Omega_m = G \cdot \Omega_t \tag{1.6}$$

D'après la Figure 1-3, nous pouvons écrire l'équation fondamentale de la dynamique du système mécanique sur l'arbre mécanique de la MADA par :

$$\left(\frac{J_t}{G^2} + J_m\right)\frac{d\Omega_m}{dt} + f_v \cdot \Omega_m = C_m - C_{em} \tag{1.7}$$

Avec :

- C_{em} : le couple électromagnétique de la MADA.

Le schéma bloc de la Figure 1-4 correspond aux modélisations aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne. Ce schéma bloc montre que la vitesse de rotation Ω_m de la MADA, donc de la turbine, peut être contrôlée par action soit sur l'angle de calage des pales

β, soit sur le couple électromagnétique C_{em} de la MADA. La vitesse du vent v est considérée comme une entrée perturbatrice au système.

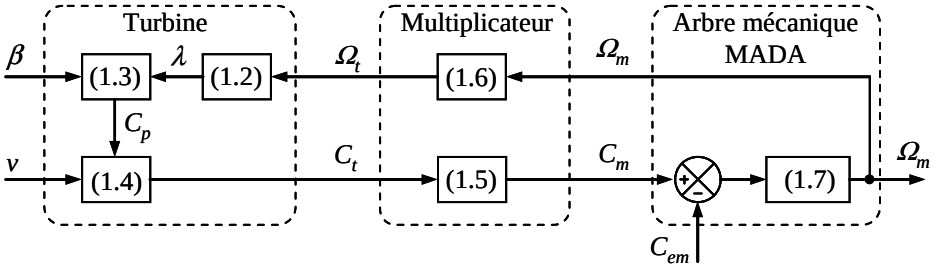


Figure 1-4 : Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne.

II.2.2. Fonctionnement et modélisation de la MADA

II.2.2.1. Fonctionnement de la MADA

La MADA présente un stator triphasé identique à celui d'une machine asynchrone classique dite à cage d'écureuil et un rotor constitué d'un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts glissants (balais). Sa robustesse est légèrement diminuée par rapport à une machine asynchrone classique à cause de ce système bagues/balais.

Une fois le stator de la machine connecté au réseau électrique, un flux magnétique apparaît au stator. Ce flux dépend de la réluctance du circuit magnétique, du nombre de spires dans le bobinage et du courant statorique. Lors de la rotation, le flux magnétique généré par le stator crée des forces électromotrices (fem) dans les enroulements rotoriques.

Le rapport entre les fems créées au rotor et au stator est défini par [Lesenne, 1981] :

$$\frac{E_r}{E_s} = \frac{N_r}{N_s} \cdot \frac{\omega_s - p \cdot \Omega_m}{\omega_s} = m \cdot \frac{\omega_s - \omega_e}{\omega_s} \tag{1.8}$$

Avec :

- N_r et N_s : respectivement le nombre de spires des bobinages rotorique et statorique,
- p : le nombre de paires de pôles,
- m : le rapport de transformation rotor/stator équivalent au rapport des nombres de spires rotoriques et statoriques,
- ω_s et ω_e : respectivement les pulsations statorique et électrique de la MADA.

En définissant le glissement par :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_e}{\omega_s} \tag{1.9}$$

L'équation (1.8) devient alors :

$$\frac{E_r}{E_s} = g \cdot m \tag{1.10}$$

Les courants au stator et au rotor sont alors liés comme dans un transformateur parfait :

$$\frac{i_r}{i_s} = \frac{1}{m} \tag{1.11}$$

Donc, le rapport entre les puissances apparentes rotorique S_r et statorique S_s s'exprime par :

$$\frac{S_r}{S_s} = \frac{i_r}{i_s} \cdot \frac{E_r}{E_s} = g \tag{1.12}$$

La pulsation au stator (imposée par le réseau) étant supposée constante, il est donc possible de contrôler la vitesse de la MADA en agissant sur la puissance apparente rotorique via le glissement *g*.

II.2.2.2. Modèle de la MADA dans le repère de Park

Dans le but d'établir une commande vectorielle de la MADA, nous rappelons ici sa modélisation dans le repère de Park. Dans cette étude, nous ferons apparaitre le rapport de transformation *m* dans les équations [Brekken, 2007]. Le modèle repose sur les hypothèses simplificatrices classiques suivantes :

- entrefer constant,
- effet des encoches négligé,
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- influences de l'effet de peau et de l'échauffement non prises en compte,
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- pas de régime homopolaire puisque le neutre n'est pas connecté.

Ces choix signifient entre autres que les flux sont additifs, que les inductances propres sont constantes et qu'il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

Les équations des tensions statoriques et rotoriques de la MADA dans le repère de Park sont définies par [Caron, 1995], [Lesenne, 1981], [Louis, 2004], [Vas, 1998] :

$$v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \dot{\theta}_s \cdot \varphi_{sq} \tag{1.13}$$

$$v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \dot{\theta}_s \cdot \varphi_{sd} \tag{1.14}$$

$$v_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \dot{\theta}_r \cdot \varphi_{rq} \tag{1.15}$$

$$v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \dot{\theta}_r \cdot \varphi_{rd} \tag{1.16}$$

Avec :

- v_{sd} et v_{sq} : les tensions statoriques dans le repère de Park,
- v_{rd} et v_{rq} : les tensions rotoriques dans le repère de Park,

- i_{sd} et i_{sq} : les courants statoriques dans le repère de Park,
- i_{rd} et i_{rq} : les courants rotoriques dans le repère de Park,
- φ_{sd} et φ_{sq} : les flux statoriques dans le repère de Park,
- φ_{rd} et φ_{rq} : les flux rotoriques dans le repère de Park,
- R_s et R_r : les résistances respectives des bobinages statorique et rotorique,
- θ_s et θ_r : les angles de Park respectifs des grandeurs statoriques et rotoriques.

Les flux statoriques et rotoriques, en faisant apparaitre le rapport de transformation *n*, s'expriment par :

$$\varphi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + m \cdot L_m \cdot i_{rd} \tag{1.17}$$

$$\varphi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + m \cdot L_m \cdot i_{rq} \tag{1.18}$$

$$\varphi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + m \cdot L_m \cdot i_{sd} \tag{1.19}$$

$$\varphi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + m \cdot L_m \cdot i_{sq} \tag{1.20}$$

Où :

$$L_s = L_{fs} + L_m \tag{1.21}$$

$$L_r = L_{fr} + m^2 \cdot L_m \tag{1.22}$$

Avec :

- L_s : l'inductance cyclique statorique,
- L_r : l'inductance cyclique rotorique,
- L_m : l'inductance magnétisante,
- L_{fs} : l'inductance de fuite statorique,
- L_{fr} : l'inductance de fuite rotorique.

Les angles de Park relatifs aux grandeurs statoriques et rotoriques sont liés, d'après la Figure 1-5, par la relation :

$$\theta_s = \theta_e + \theta_r \tag{1.23}$$

Avec :

- θ_e : l'angle électrique entre les bobinages statorique et rotorique.

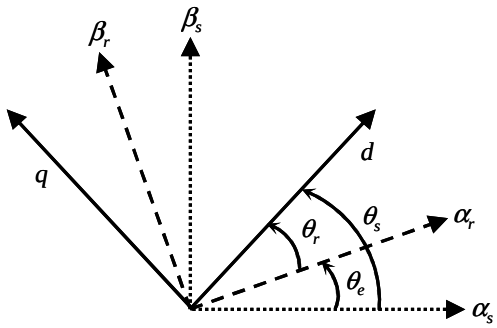


Figure 1-5 : Angles de Park des grandeurs statoriques et rotoriques.

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

$$P_s = v_{sd} \cdot i_{sd} + v_{sq} \cdot i_{sq} \tag{1.24}$$

$$Q_s = v_{sq} \cdot i_{sd} - v_{sd} \cdot i_{sq} \tag{1.25}$$

$$P_r = v_{rd} \cdot i_{rd} + v_{rq} \cdot i_{rq} \tag{1.26}$$

$$Q_r = v_{rq} \cdot i_{rd} - v_{rd} \cdot i_{rq} \tag{1.27}$$

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

$$C_{em} = p \cdot \left(\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd} \right) \tag{1.28}$$

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

$$C_{em} = p \cdot \frac{m \cdot L_m}{L_s} \left(\varphi_{sq} \cdot i_{rd} - \varphi_{sd} \cdot i_{rq} \right) \tag{1.29}$$

II.2.3. Modélisation de la connexion du convertisseur côté réseau

Dans cette partie, nous nous intéressons à la modélisation de la connexion du CCR, avec le réseau électrique via le filtre RL. La Figure 1-6 illustre l'ensemble de la liaison au réseau électrique, constituée du bus continu, du CCR et du filtre d'entrée.

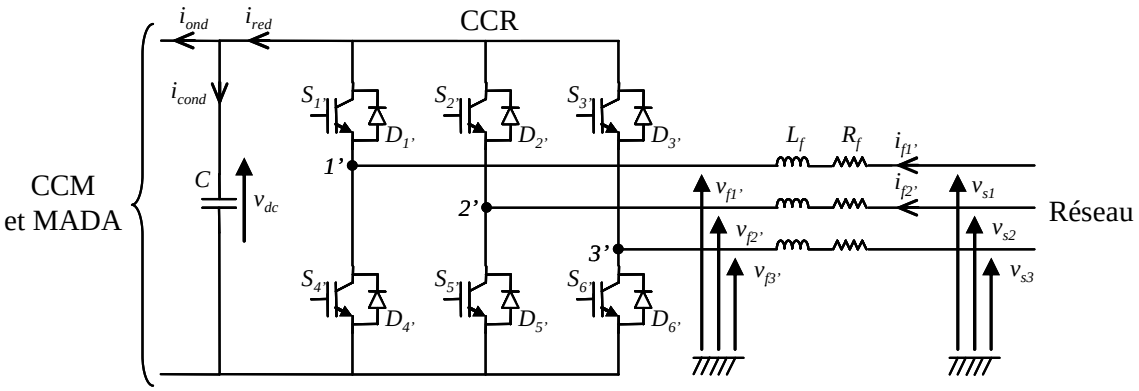


Figure 1-6 : Connexion du CCR au réseau électrique.

Avec :

- i_{ond}, i_{red} : respectivement les courants modulés par le CCM et le CCR,
- i_{cond} : le courant traversant le condensateur,
- v_{dc} : la tension du bus continu (tension aux bornes du condensateur),
- $S_{i'}$, $D_{i'}$: respectivement les transistors IGBT et les diodes connectées en antiparallèle ($i \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$),
- R_f et L_f : respectivement la résistance et l'inductance du filtre RL,
- $v_{fk'}$: les tensions simples modulées par le CCR ($k \in \{1, 2, 3\}$),
- v_{sk} : les tensions simples du réseau électrique,
- $i_{f1'}$, $i_{f2'}$: les courants circulant à travers le filtre RL.

II.2.3.1. Modèle du bus continu

La tension aux bornes du condensateur du bus continu est obtenue à partir de l'intégration du courant circulant dans le condensateur :

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_{cond} \tag{1.30}$$

Le courant dans le condensateur est issu d'un nœud à partir duquel circulent deux courants modulés par le CCM et le CCR (Figure 1-6) :

$$i_{cond} = i_{red} - i_{ond} \tag{1.31}$$

II.2.3.2. Modèle de la liaison au réseau dans le repère de Park

D'après la Figure 1-6, nous pouvons écrire dans le repère triphasé, selon les lois de Kirchhoff, les expressions suivantes :

$$v_{f1'} = -R_f \cdot i_{f1'} - L_f \frac{di_{f1'}}{dt} + v_{s1} \tag{1.32}$$

$$v_{f2'} = -R_f \cdot i_{f2'} - L_f \frac{di_{f2'}}{dt} + v_{s2} \tag{1.33}$$

$$v_{f3'} = -R_f \cdot i_{f3'} - L_f \frac{di_{f3'}}{dt} + v_{s3} \tag{1.34}$$

En appliquant la transformation de Park aux trois équations précédentes, nous obtenons :

$$v_{fd} = -R_f \cdot i_{fd} - L_f \frac{di_{fd}}{dt} + \dot{\theta}_s \cdot L_f \cdot i_{fq} + v_{sd} \tag{1.35}$$

$$v_{fq} = -R_f \cdot i_{fq} - L_f \frac{di_{fq}}{dt} - \dot{\theta}_s \cdot L_f \cdot i_{fd} + v_{sq} \tag{1.36}$$

Les puissances active et réactive générées par le CCR sont définies par :

$$P_f = v_{fd} \cdot i_{fd} + v_{fq} \cdot i_{fq} \tag{1.37}$$

$$Q_f = v_{fq} \cdot i_{fd} - v_{fd} \cdot i_{fq} \tag{1.38}$$

Dans cette première partie, nous avons développé les modèles de la turbine, de la MADA et de la connexion du CCR avec le réseau électrique. Dans la partie suivante, nous allons nous intéresser au dispositif de commande du système éolien.

III. Commande du système éolien à vitesse variable basé sur une MADA

III.1. Architecture du dispositif de commande

L'architecture du dispositif de commande est présentée à la Figure 1-7. Elle est basée sur le modèle triphasé de la chaîne de conversion électromécanique du système éolien.

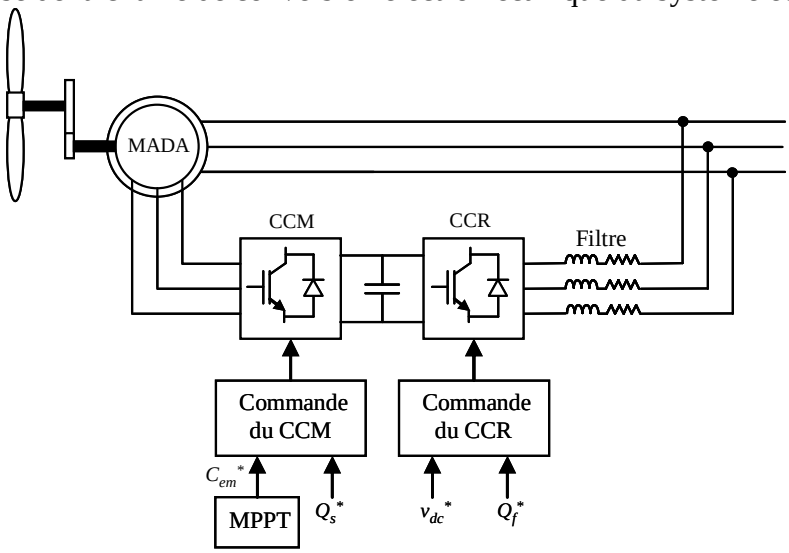


Figure 1-7 : Architecture de commande du système éolien.

D'après la Figure 1-7, trois commandes détaillées par la suite sont donc nécessaires pour assurer le fonctionnement de l'éolienne :

- la commande d'extraction du maximum de puissance du vent par un contrôle dit "MPPT" (Maximum Power Point Tracking),
- la commande du CCM en contrôlant le couple électromagnétique et la puissance réactive statorique de la MADA,
- la commande du CCR en contrôlant la tension du bus continu et les puissances active et réactive échangées avec le réseau.

III.2. Extraction du maximum de la puissance du vent

Le fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable peut être défini selon trois zones, comme l'illustre la Figure 1-8 [Poitiers, 2003] :

- Zone 1 : la vitesse du vent est faible, insuffisante pour permettre de démarrer l'éolienne ; la vitesse de rotation et la puissance mécanique sont alors égales à zéro,
- Zone 2 : le vent atteint une vitesse minimale v_{min} pour permettre le démarrage. Une fois ce démarrage effectué, l'éolienne va fonctionner de manière à extraire le maximum de puissance disponible pour avoir un fonctionnement optimal jusqu'à ce que le vent atteigne la vitesse nominale v_n correspondant aux valeurs nominales de la puissance mécanique P_n et de la vitesse de rotation Ω_n.
- Zone 3 : le vent atteint des vitesses élevées supérieures à la vitesse nominale, la vitesse de rotation et la puissance mécanique doivent être maintenues à leur valeurs nominales afin de ne pas détériorer l'éolienne. Ces limitations peuvent s'effectuer, par exemple, en orientant les pales de l'éolienne afin de dégrader le rendement de l'éolienne (augmentation de l'angle de calage des pales β). Dès que le vent a atteint sa

valeur maximale v_{max}, une procédure d'arrêt de l'éolienne est effectuée afin d'éviter toute destruction de celle-ci.

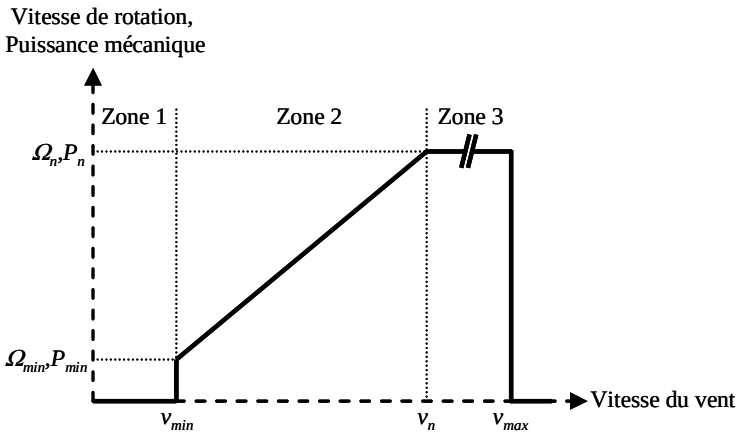


Figure 1-8 : Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéresserons plus particulièrement à des points de fonctionnement de l'éolienne se situant dans la zone 2. En effet, dans cette zone, nous considérerons que l'angle de calage des pales β est constant. Un fonctionnement en zone 3 aurait uniquement pour conséquence une modification de cet angle afin de limiter la puissance mécanique pour éviter toute destruction de l'éolienne. Une modélisation et une commande du système d'orientation des pales seraient alors nécessaires sachant que les commandes du CCM et du CCR resteraient les mêmes pour les zones 2 et 3. Or, notre travail porte davantage sur les commandes des grandeurs électriques ainsi le système d'orientation des pales permettant de dégrader le rendement aérodynamique de l'éolienne ne sera alors pas étudié dans ce manuscrit.

Dans la Zone 2, il existe différentes stratégies de commande pour contrôler le couple électromagnétique de la MADA afin de régler la vitesse de rotation de manière à maximiser la puissance électrique produite. Ce principe est connu sous la terminologie MPPT. On peut distinguer deux modes de contrôle [El Aimani, 2003] :

- le contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation,
- le contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation.

Pour l'étude de ces deux modes de contrôle, on supposera que la MADA et le CCM sont idéaux : quelle que soit la puissance mécanique transmise par la turbine, le couple électromagnétique développé par la MADA est donc à tout instant égal à sa valeur de référence imposée par la commande.

III.2.1. Contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation

La première méthode de contrôle consiste à régler le couple électromagnétique sur l'arbre de la MADA de manière à fixer la vitesse de rotation de celle-ci à une vitesse de référence. Pour réaliser ceci, un asservissement de la vitesse de rotation de la MADA doit être effectué, comme le montre la Figure 1-9.

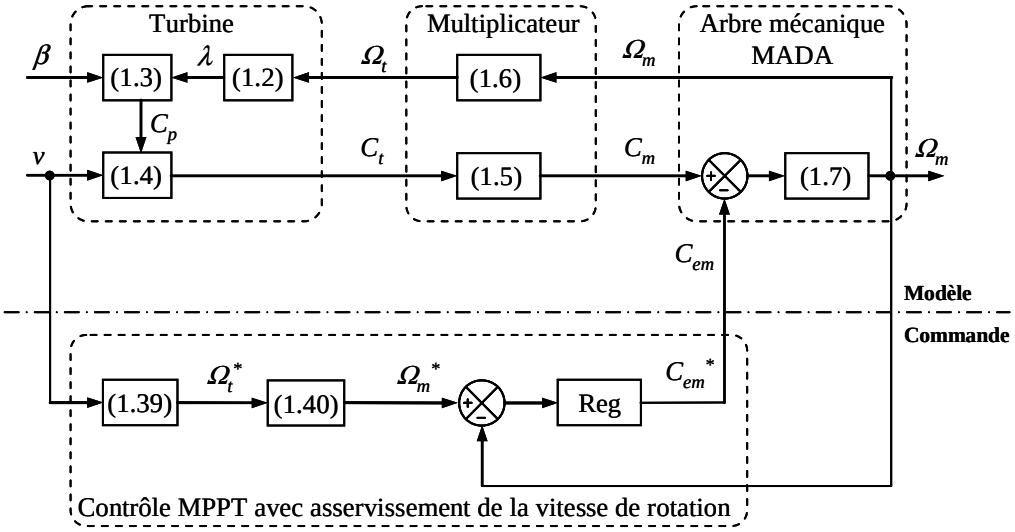


Figure 1-9 : Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation.

Le couple électromagnétique de référence C_{em}^{*} permettant d'obtenir une vitesse de rotation Ω_m égale à sa valeur de référence Ω_m^{*} est obtenu en sortie du régulateur de vitesse ("Reg" sur la Figure 1-9). Ce régulateur, de type Proportionnel Intégral (PI), permet ainsi d'asservir la vitesse de rotation et d'atténuer l'effet du couple mécanique C_m considéré comme une perturbation.

Pour un point de fonctionnement donné (vitesse du vent fixe), on souhaite que la puissance mécanique soit maximale, ce qui correspond à la valeur maximale du coefficient C_p. Celle-ci est obtenue si la vitesse relative λ est égale à sa valeur optimale λ_{opt} (pour β constant et égal à 2°), comme le montre la Figure 1-10.

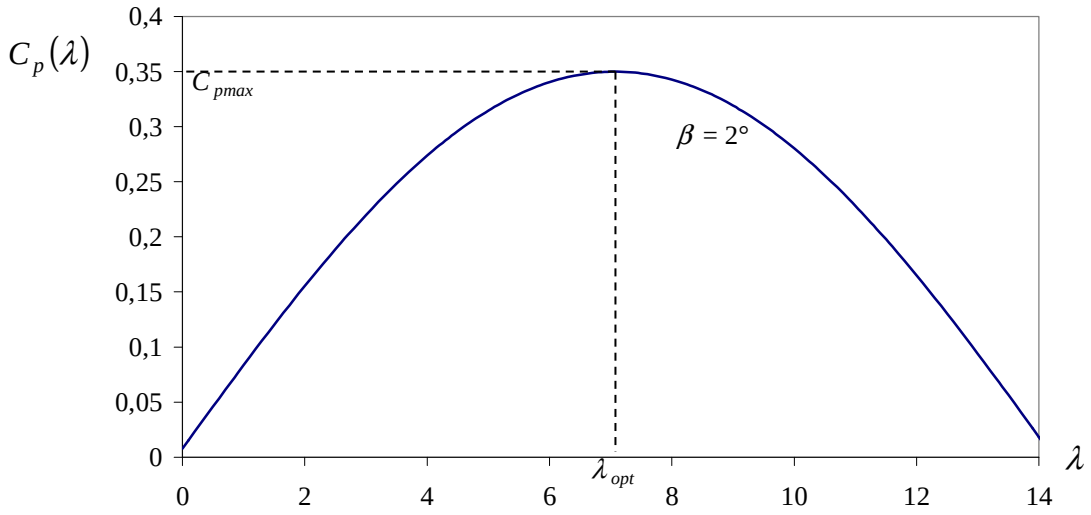


Figure 1-10 : Coefficient de puissance C_p en fonction de λ pour $\beta = 2°$.

La vitesse de rotation de référence de la turbine Ω_t^{*} est obtenue à partir de l'équation (1.2) et est définie par :

$$\Omega_t^{*} = \frac{\lambda_{opt} \cdot v}{R} \tag{1.39}$$

Nous en déduisons la référence de vitesse de rotation de la MADA en prenant en compte le gain du multiplicateur par :

$$\Omega_m{}^* = G \cdot \Omega_t{}^* \tag{1.40}$$

L'utilisation d'un unique anémomètre sur l'éolienne conduit à utiliser une mesure locale de la vitesse du vent qui n'est pas représentative de la valeur moyenne de la vitesse du vent apparaissant sur les pales. Ainsi, une mesure erronée de la vitesse du vent conduit à une dégradation de la puissance extraite. Pour cette raison, la plupart des turbines éoliennes installées sont contrôlées sans asservissement de la vitesse de rotation. Ce mode de contrôle est étudié à la section suivante. Il sera retenu dans la suite de nos travaux.

III.2.2. Contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation

Ce mode de contrôle repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent devant les constantes de temps électriques du système éolien, ce qui implique que le couple d'accélération de la turbine peut être considéré comme nul. Dans ce cas, à partir de l'équation (1.7), nous pouvons écrire :

$$\left(\frac{J_t}{G^2} + J_m\right)\frac{d\Omega_m}{dt} + f_v \cdot \Omega_m = C_m - C_{em} = 0 \tag{1.41}$$

De plus, si l'on néglige l'effet du couple dû aux frottements visqueux ($f_v \cdot \Omega_m = 0$) par rapport au couple mécanique C_m, on peut alors écrire :

$$C_m = C_{em} \tag{1.42}$$

La Figure 1-11 présente le principe du contrôle MPPT de la turbine éolienne sans asservissement de la vitesse de rotation.

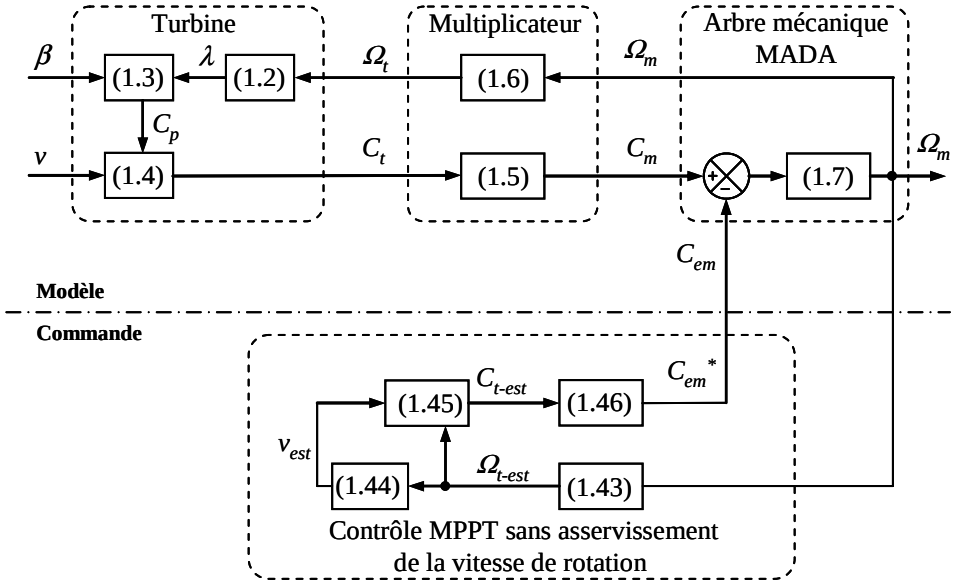


Figure 1-11 : Contrôle MPPT sans asservissement de la vitesse de rotation.

Une estimation de la vitesse de rotation de la turbine, notée $\Omega_{t\text{-}est}$, est obtenue à partir de la mesure de la vitesse de rotation de la MADA :

$$\Omega_{t-est} = \frac{\Omega_m}{G} \tag{1.43}$$

Une mesure précise de la vitesse du vent étant difficile, une estimation de celle-ci, notée v_{est}, est obtenue à partir de l'estimation de la vitesse rotation de la turbine :

$$v_{est} = \frac{\Omega_{t-est} \cdot R}{\lambda} \tag{1.44}$$

Le couple de la turbine éolienne peut ensuite être obtenu à partir des estimations de la vitesse du vent et de la vitesse de rotation de la turbine. Il peut s'exprimer par :

$$C_{t-est} = C_p \cdot \frac{\rho \cdot S}{2} \cdot \frac{1}{\Omega_{t-est}} \cdot {v_{est}}^3 \tag{1.45}$$

Le couple électromagnétique de référence est alors obtenu à partir de l'estimation du couple de la turbine éolienne :

$${C_{em}}^* = \frac{C_{t-est}}{G} \tag{1.46}$$

Afin d'extraire le maximum de puissance, il faut fixer la vitesse relative à sa valeur optimale λ_{opt} afin d'obtenir le coefficient de puissance maximum C_{pmax}. Le couple électromagnétique de référence s'exprime donc par:

$${C_{em}}^* = K \cdot {\Omega_m}^2 \tag{1.47}$$

Où K est une constante définie par :

$$K = \frac{C_{p\,max} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^5}{2 \cdot G^3 \cdot {\lambda_{opt}}^3} \tag{1.48}$$

Pour la zone de fonctionnement étudiée (Zone 2) et dans le cas du contrôle MPPT, le couple électromagnétique de référence est donc proportionnel au carré de la vitesse de rotation de la MADA.

III.3. Commande du convertisseur côté MADA

Dans cette partie, nous nous intéressons à la commande du CCM dont le principe est illustré à la Figure 1-12.

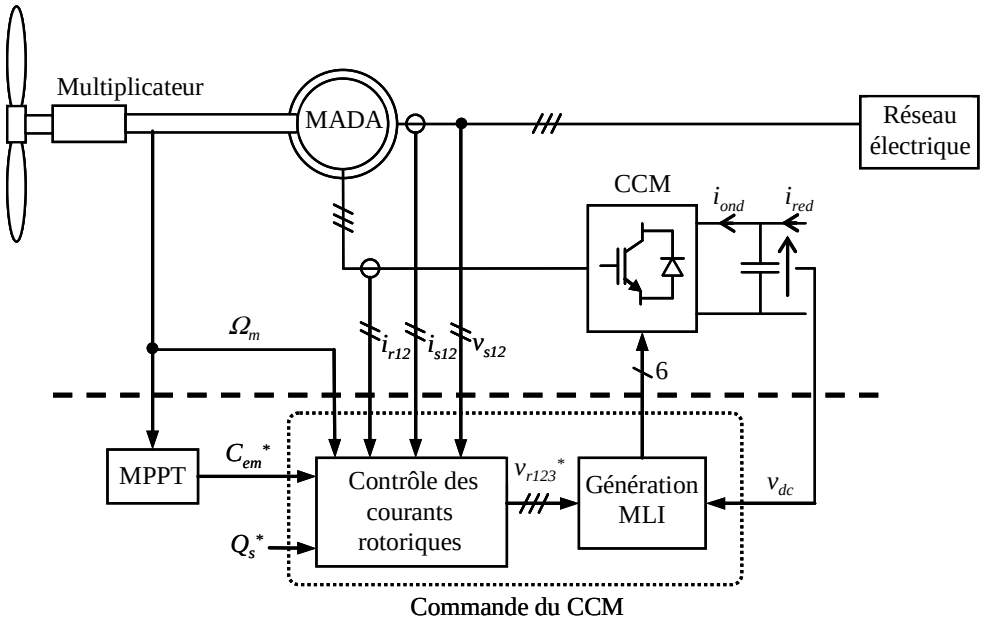


Figure 1-12 : Principe de la commande du CCM.

Les contrôles du couple électromagnétique et de la puissance réactive statorique seront obtenus en contrôlant les courants rotoriques d'axes *dq* de la MADA.

III.3.1. Choix du référentiel pour le modèle de la MADA dans le repère *dq*

Le champ statorique tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique qui donne une idée visuelle de la phase et de l'amplitude du flux.

En choisissant le référentiel diphasé *dq* lié au champ tournant statorique [Poitiers, 2003] et en plaçant le vecteur flux statorique φ_s sur l'axe *d*, on peut écrire d'après la Figure 1-13 :

$$\begin{cases} \dot{\theta}_s = \omega_s \\ \dot{\theta}_r = \omega_r \\ \dot{\theta}_e = \omega_e = \omega_s - \omega_r = p\Omega_m \end{cases} \tag{1.49}$$

Avec :

- ω_s : la pulsation statorique,
- ω_r : la pulsation rotorique,
- ω_e : la pulsation électrique entre les bobinages statorique et rotorique.

Et

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \tag{1.50}$$

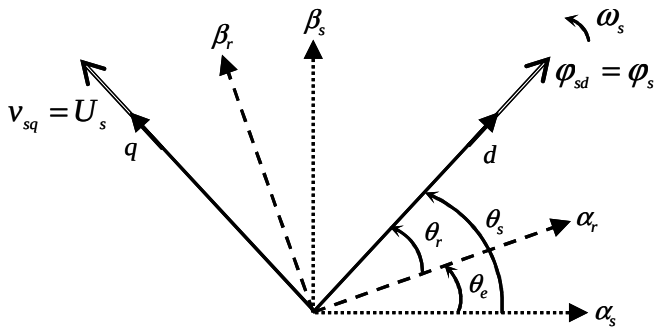


Figure 1-13 : Référentiel diphasé *dq* lié au champ tournant statorique.

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

$$v_{sk} = R_s \cdot i_{sk} + \frac{d\varphi_{sk}}{dt} \tag{1.51}$$

Si l'on néglige la résistance du bobinage statorique R_s, ce qui constitue une hypothèse réaliste pour les génératrices de fortes puissances utilisées dans les systèmes éoliens [Muller, 2002], l'équation précédente devient :

$$v_{sk} \approx \frac{d\varphi_{sk}}{dt} \tag{1.52}$$

Cette équation démontre que la tension statorique et le flux statorique tournent tous les deux à la même vitesse. Cependant, la tension est en avance de π/2 radians sur le flux statorique. On peut donc écrire dans le repère *dq* lié au champ tournant statorique, en considérant le flux statorique constant, que :

$$\begin{cases} v_{sd} = 0 \\ v_{sq} = V_s\sqrt{3} = U_s \end{cases} \tag{1.53}$$

Pour déterminer les angles nécessaires aux transformations de Park pour les grandeurs statoriques (θ_s) et pour les grandeurs rotoriques (θ_r), nous avons utilisé une boucle à verrouillage de phase appelée plus communément PLL (Phase Locked Loop), comme l'illustre la Figure 1-14. Cette PLL permet d'estimer avec précision la fréquence et l'amplitude de la tension du réseau [Benhabib, 2004].

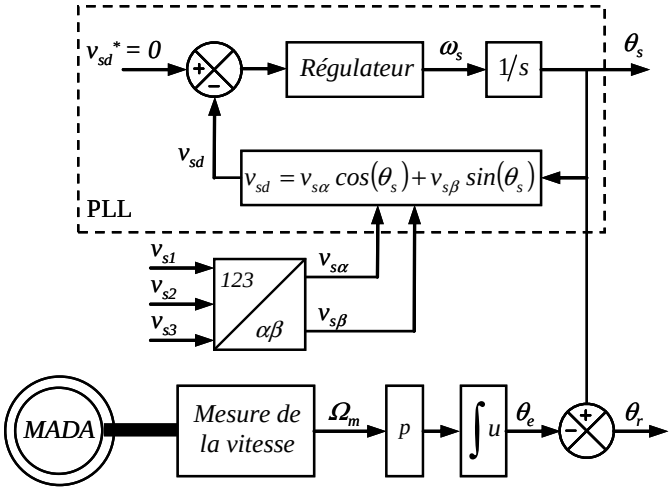


Figure 1-14 : Etablissement des angles de transformation à l'aide d'une PLL.

La phase rotorique forme un angle électrique θ_e avec la phase statorique (Figure 1-13). Ainsi, l'angle θ_r nécessaire aux transformations rotoriques est le résultat de la soustraction des angles θ_s et θ_e. Pour la méthode ici décrite, deux capteurs de tension et un capteur de vitesse sont donc nécessaires pour établir ces différents angles.

III.3.2. Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique

En considérant le choix du repère *dq* lié au champ tournant statorique et en négligeant la résistance des bobinages statoriques, une simplification des équations de la MADA dans le repère *dq* peut être obtenue à partir des équations (1.13 à 1.16) :

$$v_{sd} = 0 \tag{1.54}$$

$$v_{sq} = U_s = \omega_s \cdot \varphi_{sd} \tag{1.55}$$

$$v_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{rq} \tag{1.56}$$

$$v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{rd} \tag{1.57}$$

A partir des équations des flux statoriques et rotoriques (équations 1.17 et 1.18), on obtient les expressions des courants statoriques suivantes :

$$i_{sd} = \frac{\varphi_{sd} - m \cdot L_m \cdot i_{rd}}{L_s} \tag{1.58}$$

$$i_{sq} = -\frac{m \cdot L_m}{L_s} \cdot i_{rq} \tag{1.59}$$

Ces expressions sont ensuite remplacées dans les équations des flux rotoriques (équations 1.19 et 1.20) qui deviennent alors :

$$\varphi_{rd} = \left(L_r - \frac{(m \cdot L_m)^2}{L_s} \right) \cdot i_{rd} + \frac{m \cdot L_m}{L_s} \cdot \varphi_{sd} = \sigma \cdot L_r \cdot i_{rd} + \frac{m \cdot L_m}{L_s} \cdot \varphi_{sd} \tag{1.60}$$

$$\varphi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} - \frac{(m \cdot L_m)^2}{L_s} \cdot i_{rq} = \sigma \cdot L_r \cdot i_{rq} \tag{1.61}$$

Avec :

- $\sigma = 1 - \frac{(m \cdot L_m)^2}{L_s \cdot L_r}$: le coefficient de dispersion de la MADA.

En remplaçant les expressions des composantes directe et en quadrature des flux rotoriques (équations 1.60 et 1.61) dans les équations (1.56) et (1.57), nous obtenons :

$$v_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \sigma \cdot L_r \frac{di_{rd}}{dt} + e_{rd} \tag{1.62}$$

$$v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \sigma \cdot L_r \frac{di_{rq}}{dt} + e_{rq} + e_{\phi} \tag{1.63}$$

Où :

$$e_{rd} = -\sigma \cdot L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rq} \tag{1.64}$$

$$e_{rq} = \sigma \cdot L_r \cdot \omega_r \cdot i_{rd} \tag{1.65}$$

$$e_{\phi} = \omega_r \cdot \frac{m \cdot L_m}{L_s} \cdot \varphi_{sd} \tag{1.66}$$

Pour le couple électromagnétique, l'équation (1.29) devient :

$$C_{em} = -p \frac{m \cdot L_m}{L_s} \cdot \varphi_{sd} \cdot i_{rq} \tag{1.67}$$

Les puissances active et réactive statoriques s'expriment alors par :

$$P_s = -v_{sq} \frac{m \cdot L_m}{L_s} \cdot i_{rq} \tag{1.68}$$

$$Q_s = \frac{v_{sq} \cdot \varphi_{sd}}{L_s} - \frac{v_{sq} \cdot m \cdot L_m}{L_s} \cdot i_{rd} \tag{1.69}$$

Ces dernières expressions montrent que dans l'hypothèse où le flux φ_{sd} est maintenu constant (cette condition est assurée dans le cas d'un réseau stable connecté au stator de la MADA), le choix du repère *dq* rend le couple électromagnétique produit par la MADA, et par conséquent la puissance statorique, proportionnelle au courant rotorique d'axe *q*. La puissance réactive statorique, quant à elle, n'est pas proportionnelle au courant rotorique d'axe *d* due à une constante imposée par le réseau. Ainsi, ces puissances statoriques peuvent être contrôlées indépendamment l'une de l'autre.

Le modèle de la MADA dans le repère *dq* lié au champ tournant statorique nous montre que nous pouvons mettre en place un contrôle des courants rotoriques étant donné qu'à l'influence des couplages près, chaque courant peut être commandé indépendamment avec

pour chacun son propre régulateur. Les grandeurs de référence pour ces régulateurs seront le courant rotorique d'axe *q* et le courant rotorique d'axe *d*.

Afin d'établir les boucles de régulation des courants rotoriques, nous supposons que le CCM est idéal (ce qui correspond à négliger les temps morts imposés par les drivers des interrupteurs de puissance du CCM) et modélisé au sens des valeurs moyennes. Ainsi, le CCM peut être représenté par un gain G_c dont l'expression est :

$$G_c = \frac{v_{dc}}{2 \cdot V_p} \tag{1.70}$$

Avec :

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

De plus, nous supposons que les tensions rotoriques v_{rk} sont égales à leurs références v_{rk}^* ($k \in \{1, 2, 3\}$), ce qui implique que l'amplitude de la porteuse V_p doit être fixée à $v_{dc}/2$, correspondant ainsi à un gain G_c égal à 1.

Le schéma bloc des boucles de régulation des courants rotoriques d'axes *dq* est présenté à la Figure 1-15. Les régulateurs utilisés sont des correcteurs de type PI.

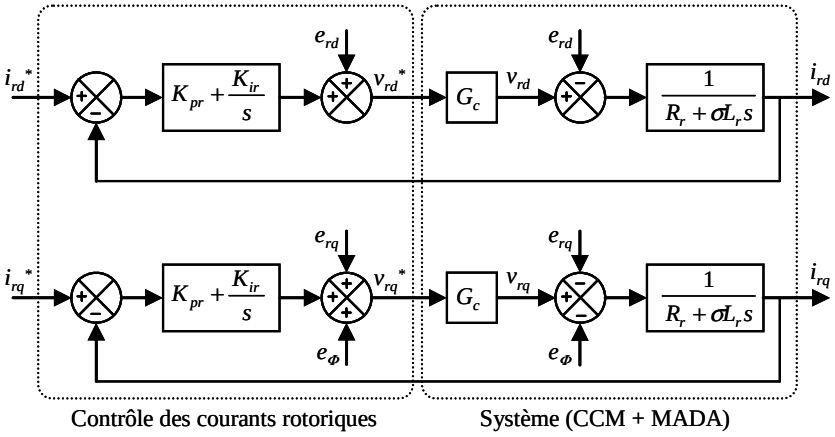


Figure 1-15 : Principe du contrôle des courants rotoriques de la MADA.

Le courant rotorique de référence d'axe *q* est issu du contrôle MPPT via le couple électromagnétique de référence (Figure 1-11). Le courant rotorique de référence d'axe *d* est, quant à lui, issu du contrôle de la puissance réactive statorique.

La Figure 1-16 représente le schéma bloc de la commande du CCM. Cette commande permet de contrôler indépendamment les courants rotoriques d'axes *dq* et donc les puissances active et réactive statoriques de la MADA.

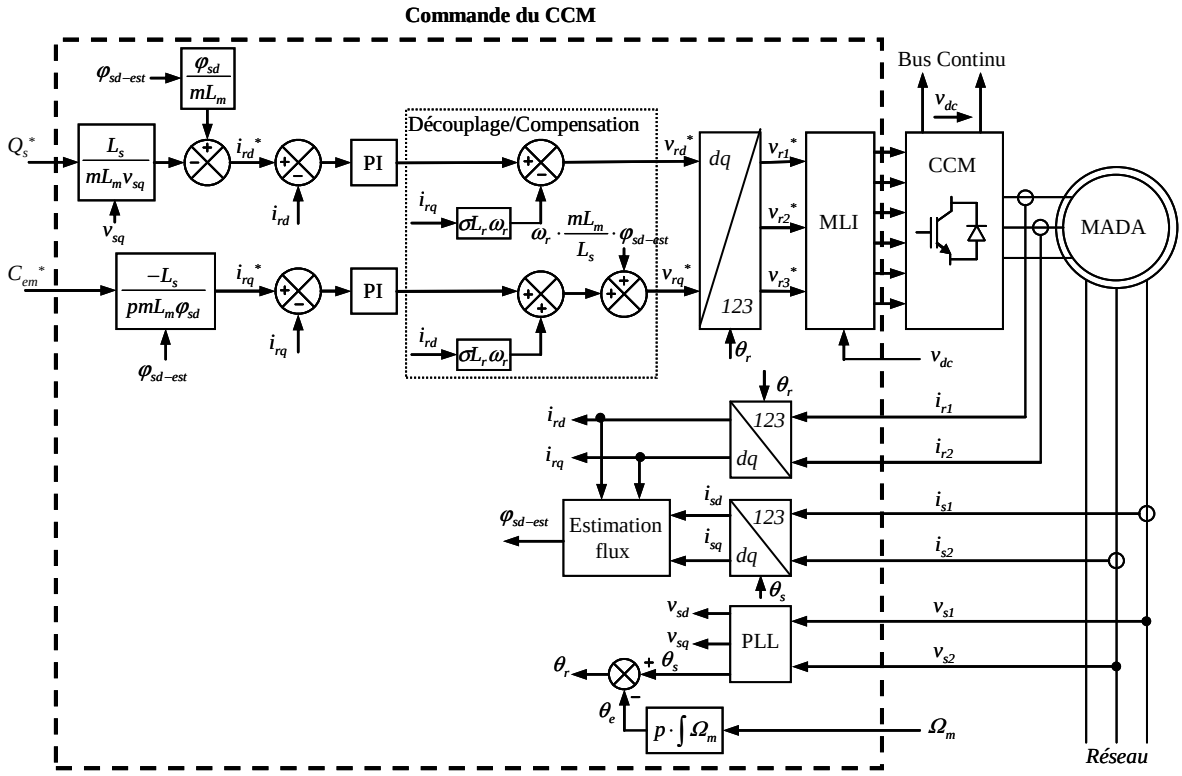


Figure 1-16 : Commande du CCM.

III.3.3. Génération des courants rotoriques de référence

La connaissance du flux statorique est nécessaire à la génération des courants rotoriques de référence d'axes *dq* (voir Figure 1-16). Dans notre étude, le réseau électrique est supposé être stable et le repère *dq* choisi est lié au champ tournant statorique : ainsi, le flux statorique d'axe *d* peut être estimé en boucle ouverte à partir des mesures des courants statorique et rotorique d'axe *d* :

$$\varphi_{sd-est} = L_s \cdot i_{sd} + m \cdot L_m \cdot i_{rd} \tag{1.71}$$

Une fois le flux statorique estimé, il faut générer les courants rotoriques de référence d'axes *dq*. Le couple électromagnétique étant proportionnel au courant rotorique d'axe *q* (d'après l'équation 1.67), nous pouvons donc établir une relation entre le courant i_{rq}^{*} et le couple électromagnétique C_{em}^{*}, issu du bloc de contrôle MPPT, par :

$$i_{rq}^{*} = -\frac{L_s}{p \cdot m \cdot L_m \cdot \varphi_{sd-est}} \cdot C_{em}^{*} \tag{1.72}$$

Concernant le courant rotorique de référence d'axe *d*, deux méthodes sont développées dans la littérature :

- soit on établit le courant i_{rd}^{*} afin de contrôler la puissance réactive statorique,
- soit on établit le courant i_{rd}^{*} de façon à minimiser les pertes Joule statorique et rotorique [Tang, 1995].

Dans le cadre de cette thèse, nous retiendrons la première solution car nous avons choisi de contrôler la valeur de la puissance réactive statorique.

L'expression du courant i_{rd}^{*} en fonction de la puissance réactive Q_s^{*} est établie, à partir de l'équation (1.69), par :

$$i_{rd}^{*} = \frac{\varphi_{sd-est}}{m \cdot L_m} - \frac{L_s}{m \cdot L_m \cdot v_{sq}} Q_s^{*} \tag{1.73}$$

III.4. Commande du convertisseur côté réseau

Le CCR est connecté entre le bus continu et le réseau électrique via un filtre RL. Ce convertisseur a deux rôles : maintenir la tension du bus continu constante, quelle que soit l'amplitude et le sens de l'écoulement de la puissance rotorique de la MADA et maintenir un facteur de puissance unitaire au point de connexion avec le réseau électrique. La Figure 1-17 décrit la commande du CCR. Cette commande réalise donc les deux fonctions suivantes :

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

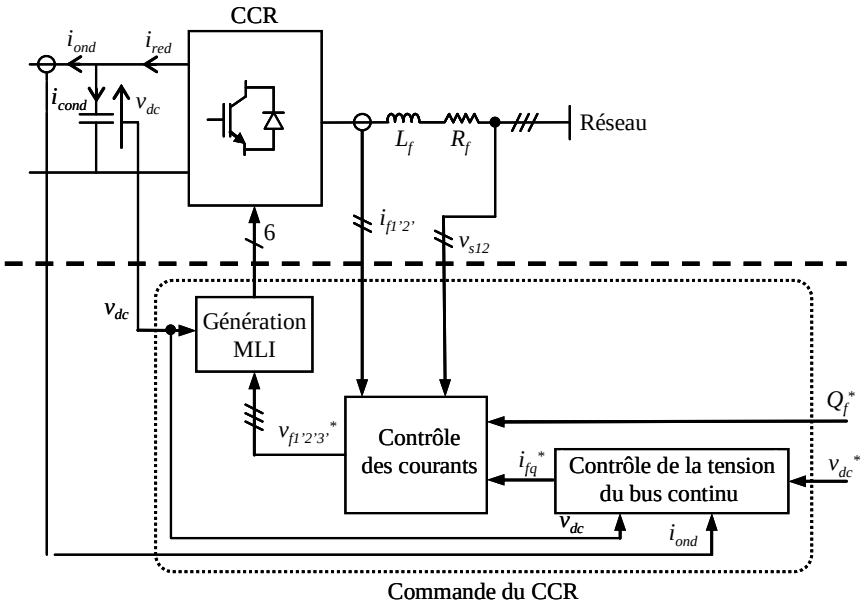


Figure 1-17 : Principe de la commande du CCR.

III.4.1. Contrôle des courants transitant dans le filtre RL

Dans le repère *dq* lié au champ tournant statorique, les équations (1.37 et 1.38) deviennent :

$$v_{fd} = -R_f \cdot i_{fd} - L_f \frac{di_{fd}}{dt} + e_{fd} \tag{1.74}$$

$$v_{fq} = -R_f \cdot i_{fq} - L_f \frac{di_{fq}}{dt} + e_{fq} \tag{1.75}$$

Où :

$$e_{fd} = \omega_s \cdot L_f \cdot i_{fq} \tag{1.76}$$

$$e_{fq} = -\omega_s \cdot L_f \cdot i_{fd} + v_{sq} \tag{1.77}$$

Le modèle de la liaison du CCR au réseau dans le repère *dq* suivant le champ tournant statorique nous montre que nous pouvons mettre en place un contrôle des courants circulant dans le filtre RL étant donné, qu'à l'influence des couplages près, chaque axe peut être commandé indépendamment avec pour chacun son propre régulateur. Les grandeurs de référence pour ces régulateurs seront les courants dans le filtre RL d'axes *dq*.

Comme pour la régulation des courants rotoriques, nous modélisons le convertisseur par un gain G_c (voir équation 1.70), avec ici G_c égal à 1. Le schéma bloc des boucles de régulation des courants d'axes *dq* est décrit à la Figure 1-18. Les correcteurs utilisés sont de type PI. Dans ces schémas blocs de régulation apparaissent les termes de compensation et de découplage des axes *dq* ainsi que les modèles du CCR et de la liaison de celui-ci au réseau via le filtre RL suivant le repère *dq*.

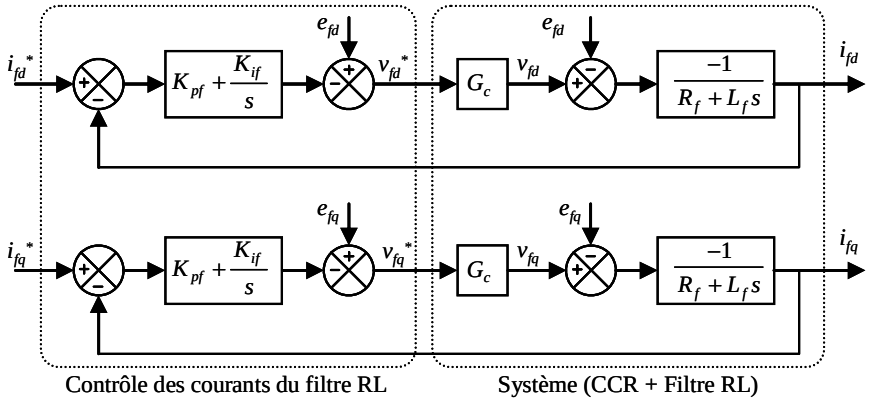


Figure 1-18 : Contrôle des courants circulant dans le filtre RL.

Les courants de référence i_{fq}^* et i_{fd}^* sont respectivement issus du bloc de contrôle de la tension du bus continu et du contrôle de la puissance réactive au point de connexion du CCR avec le réseau électrique (Figure 1-17).

En négligeant les pertes dans la résistance R_f du filtre RL et en tenant compte de l'orientation du repère *dq* lié au champ tournant statorique ($v_{sd} = 0$), les équations 1.38 et 1.39 deviennent :

$$P_f = v_{sq} \cdot i_{fq} \tag{1.78}$$

$$Q_f = v_{sq} \cdot i_{fd} \tag{1.79}$$

A partir de ces relations, il est alors possible d'imposer les puissances active et réactive de référence, notées ici P_f^* et Q_f^*, en imposant les courants de référence suivants :

$$i_{fd}^* = \frac{Q_f^*}{v_{sq}} \tag{1.80}$$

$$i_{fq}^* = \frac{P_f^*}{v_{sq}} \tag{1.81}$$

La composante directe du courant est utilisée pour contrôler la puissance réactive au point de connexion du CCR avec le réseau électrique. La composante en quadrature, quant à elle, est utilisée pour réguler la tension du bus continu. Avec ce principe, une puissance réactive de référence nulle peut alors être imposée ($Q_f^* = 0$ VAr).

III.4.2. Contrôle de la tension du bus continu

A partir de l'équation (1.32), nous pouvons exprimer les puissances mises en jeu sur le bus continu :

$$\begin{aligned} P_{red} &= v_{dc} \cdot i_{red} \\ P_c &= v_{dc} \cdot i_{cond} \\ P_{ond} &= v_{dc} \cdot i_{ond} \end{aligned} \tag{1.82}$$

Ces puissances sont liées par la relation :

$$P_{red} = P_c + P_{ond} \tag{1.83}$$

Si l'on néglige l'ensemble des pertes Joule devant la puissance échangée entre le rotor de la MADA et le réseau électrique (pertes dans le condensateur, le convertisseur et le filtre RL), on peut alors écrire :

$$P_f = P_{red} = P_c + P_{ond} \tag{1.84}$$

En réglant la puissance P_f, il est alors possible de contrôler la puissance P_c dans le condensateur et donc de réguler la tension du bus continu. Pour ce faire, les puissances P_{ond} et P_c doivent être connues afin de déterminer P_f^*.

La référence de puissance pour le condensateur est liée au courant de référence circulant dans le condensateur :

$$P_c^* = v_{dc} \cdot i_{cond}^* \tag{1.85}$$

La régulation de la tension du bus continu s'effectue alors par une boucle externe (par rapport à la boucle interne de régulation des courants), permettant de maintenir une tension constante sur le bus continu, avec un correcteur PI générant le courant de référence i_{cond}^* dans le condensateur.

La Figure 1-19 présente le schéma bloc du contrôle de la tension du bus continu. On considère, pour simplifier la chaîne de régulation, que le courant de référence i_{fq}^* est toujours égal au courant i_{fq} car le temps de réponse de la boucle interne est plus faible que celui de la boucle externe.

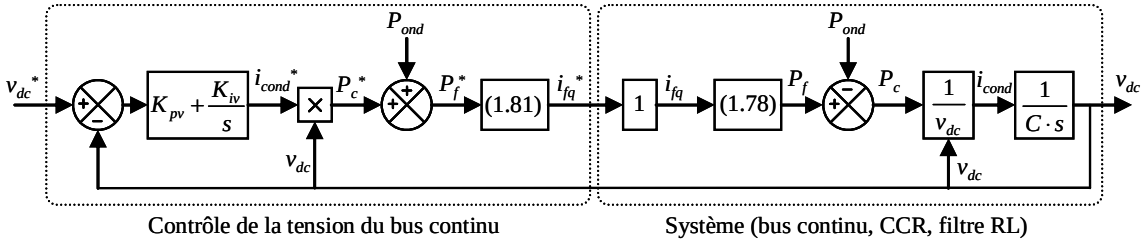


Figure 1-19 : Boucle de régulation de la tension du bus continu.

A la Figure 1-19 apparait la puissance disponible P_{ond} correspondant à la puissance rotorique : c'est une perturbation vu de la régulation et elle sera compensée dans la chaîne de régulation. La Figure 1-20 représente le schéma bloc de la commande du CCR. Ce schéma bloc inclut les termes de découplage et de compensation afin de pouvoir contrôler

indépendamment les courants d'axes *dq* circulant dans le filtre RL et les puissances active et réactive échangées entre le CCR et le réseau.

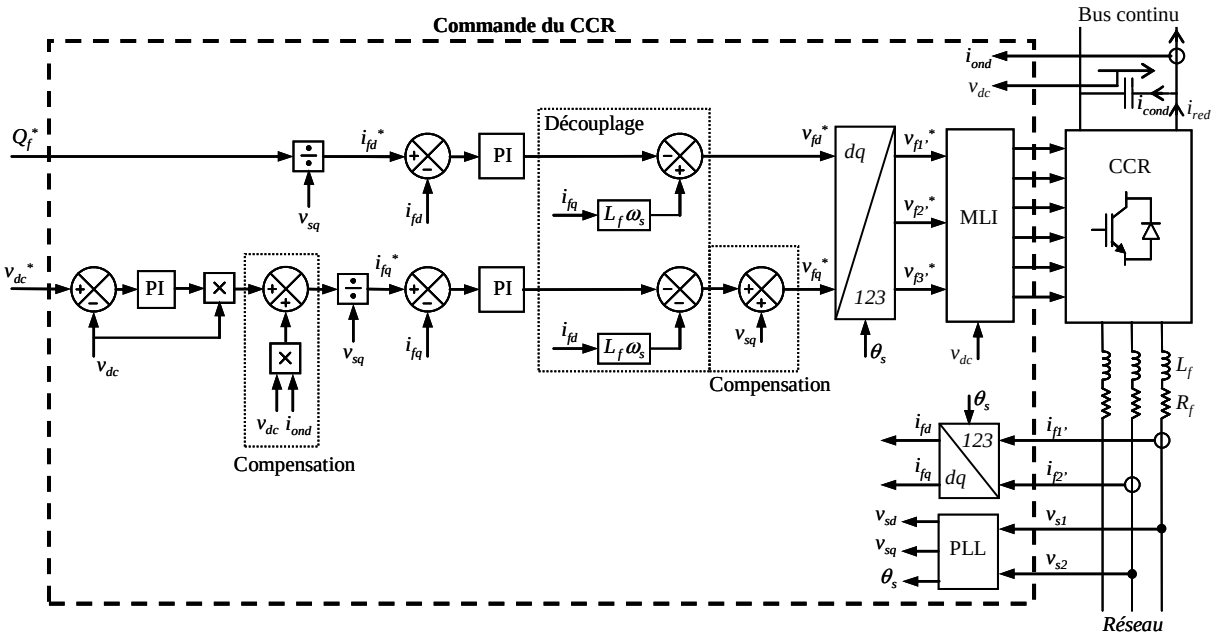


Figure 1-20 : Commande du CCR.

IV. Simulation du système éolien basé sur une MADA

Dans cette partie, nous présentons dans un premier temps le choix des différents paramètres du système éolien basé sur une MADA (parties puissance et commande) et analysons les résultats obtenus par simulation pour deux points de fonctionnement en mode hypo ou hypersynchrone. Nous montrons que les différentes puissances mises en jeu peuvent être contrôlées indépendamment.

IV.1. Choix des paramètres du système éolien

IV.1.1. Partie puissance

Les différents paramètres électriques et mécaniques du système éolien étudié sont rassemblés dans le Tableau 1-1 [Lohde, 2007].

Système	*Paramètres*
Turbine	Nombre de pales : 3 R = 45 m $J_t = 1{,}4.10^6$ kg.m^2 v_n = 13 m/s, N_{tn} = 19 tr/min
Multiplicateur	G = 100
MADA	$U_r = U_s$ = 690 V P_n = 3 MW, f = 50 Hz, p = 2, $N_r/N_s \approx 1$ R_s = 2,97 mΩ, R_r = 3,82 mΩ L_{fs} = 121 µH, L_{fr} = 57,3 µH, L_m = 12,12 mH J_m = 114 kg.m^2
Bus continu	C = 38 mF, v_{dc} = 1200 V
Filtre RL	R_f = 0,075 Ω, L_f = 0,75 mH
Réseau électrique	U = 690 V, f = 50 Hz

Tableau 1-1 : Paramètres mécaniques et électriques du système éolien étudié.

IV.1.2. Partie commande

Les paramètres des différentes commandes du système éolien sont consignés dans le Tableau 1-2.

Commande	*Paramètres*
Contrôle MPPT	$\lambda_{opt} = 7{,}07$ $C_{pmax} = 0{,}35$
Contrôle des courants rotoriques	Temps de réponse du système en boucle fermée : $t_r = 0{,}05$ s $K_{pr} = \frac{3 \cdot \sigma \cdot L_r}{t_r} \approx 0{,}01062$ $K_{ir} = \frac{3 \cdot R_r}{t_r} \approx 0{,}2292$
Contrôle des courants dans le filtre	Temps de réponse du système en boucle fermée : $t_{rf} = 0{,}01$ s $K_{pf} = \frac{3 \cdot L_f}{t_{rf}} = 0{,}3$ $K_{if} = \frac{3 \cdot R_f}{t_{rf}} = 30$
Contrôle de la tension du bus continu	Facteur d'amortissement : $\xi = 0{,}707$ Temps de réponse du système en boucle fermée : $t_{rv} = 0{,}1$ s Fréquence de coupure : $\omega_0 = 27$ rad/s $K_{pv} = 2 \cdot \xi \cdot C \cdot \omega_0 \approx 1{,}4508$ $K_{iv} = C \cdot \omega_0^{\,2} \approx 27{,}7$

Tableau 1-2 : Paramètres des différentes commandes du système éolien.

IV.2. Résultats de simulations

Les simulations ont été réalisées avec le logiciel Matlab de la société MathWorks ainsi qu'avec les bibliothèques associées à Matlab : SymPower Systems et Simulink. Afin de valider les commandes étudiées dans ce chapitre, nous présentons dans cette section deux points de fonctionnement : l'un en mode hyposynchrone et l'autre en mode hypersynchrone.

Pour ces simulations, nous considérons que le système éolien est en régime permanent et qu'il fonctionne dans la zone de fonctionnement optimal (Zone 2), c'est-à-dire qu'il produit le maximum de puissance en fonction de la vitesse du vent.

La tension de référence du bus continu, notée v_{dc}^{*}, est fixée à 1200 V. La puissance réactive de référence Q_f^{*} est fixée à 0 VAr, ce qui garantit un facteur de puissance unitaire à la connexion du CCR avec le réseau électrique. Par contre, nous ferons varier la puissance réactive statorique Q_s en jouant sur sa valeur de référence dans la commande du CCM. La fréquence de commutation des interrupteurs de puissance des CCM et CCR est fixée à 2 kHz.

IV.2.1. Contrôle du système éolien en mode hyposynchrone

Pour ce mode de fonctionnement, un vent d'une vitesse égale à 7 m/s est appliqué sur les pales de l'éolienne, ce qui correspond à une vitesse de la MADA en contrôle MPPT d'environ 1050 tr/min, soit un glissement de 30% en mode hyposynchrone, comme l'illustre la Figure 1-21. Nous observons également sur cette figure que la tension du bus continu est parfaitement régulée à 1200 V par le CCR.

La Figure 1-22 présente l'évolution temporelle des différentes puissances électriques du système éolien. Jusqu'à l'instant t = 0,6 s, le système éolien fonctionne à facteur de puissance unitaire car les puissances réactives de référence Q_s^{*} et Q_f^{*} sont imposées égales à zéro, ce qui

implique une puissance réactive Q_{mada} égale à zéro. Nous pouvons remarquer, dans cet intervalle de temps, que seule la puissance réactive rotorique Q_r n'est pas égale à zéro. En effet, la MADA a besoin d'une puissance réactive nécessaire à sa magnétisation et comme la puissance réactive statorique Q_s est égale à zéro, la MADA absorbe de la puissance réactive par le rotor.

A partir de l'instant t = 0,6 s et jusqu'à l'instant t = 0,8 s, nous avons fixé la puissance réactive statorique de référence égale à -1 MVAr (Figure 1-22), ce qui correspond aux changements de références sur le courant rotorique i_{rd} (Figure 1-21) et également sur la puissance réactive rotorique Q_r. Nous remarquons que le temps de réponse en courant du système est bien égal à 50 ms comme nous l'avions imposé pour la synthèse des correcteurs (voir Tableau 1-2) et que la puissance réactive fournie par le système éolien Q_{mada} est bien régulée à sa valeur de référence. La tension du bus continu est toujours égale à sa référence et n'a subi aucune variation grâce à la compensation mise en œuvre dans la commande du CCR malgré les variations du courant rotorique i_{rd} .

A partir de l'instant t = 0,8 s et jusqu'à l'instant t = 1 s, nous avons fixé la puissance réactive statorique de référence égale à 1 MVAr (Figure 1-22). Là encore, les différentes puissances réactives sont correctement régulées avec le temps de réponse égal à celui fixé précédemment. Nous observons une légère variation de la tension du bus continu due à la variation importante d'énergie réactive au rotor. Etant donné que les puissances rotoriques ne sont pas découplées contrairement aux puissances statoriques, un changement de puissance réactive sur le rotor implique une variation sur la puissance active rotorique donc une variation sur la tension du bus continu bien que la compensation dans le contrôle du bus continu atténue cette même variation. Le fonctionnement en mode hyposynchrone est donc validé ainsi que le contrôle indépendant des puissances active et réactive du système éolien.

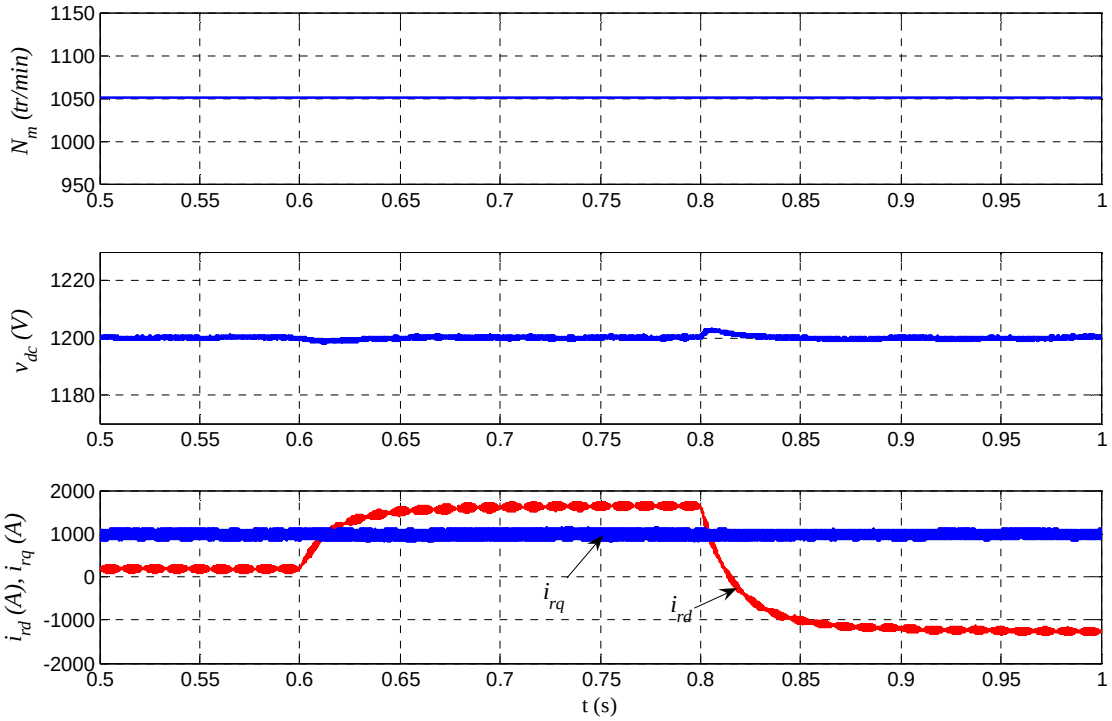


Figure 1-21 : Vitesse de la MADA, tension du bus continu et courant rotorique d'axes *dq* en mode hyposynchrone.

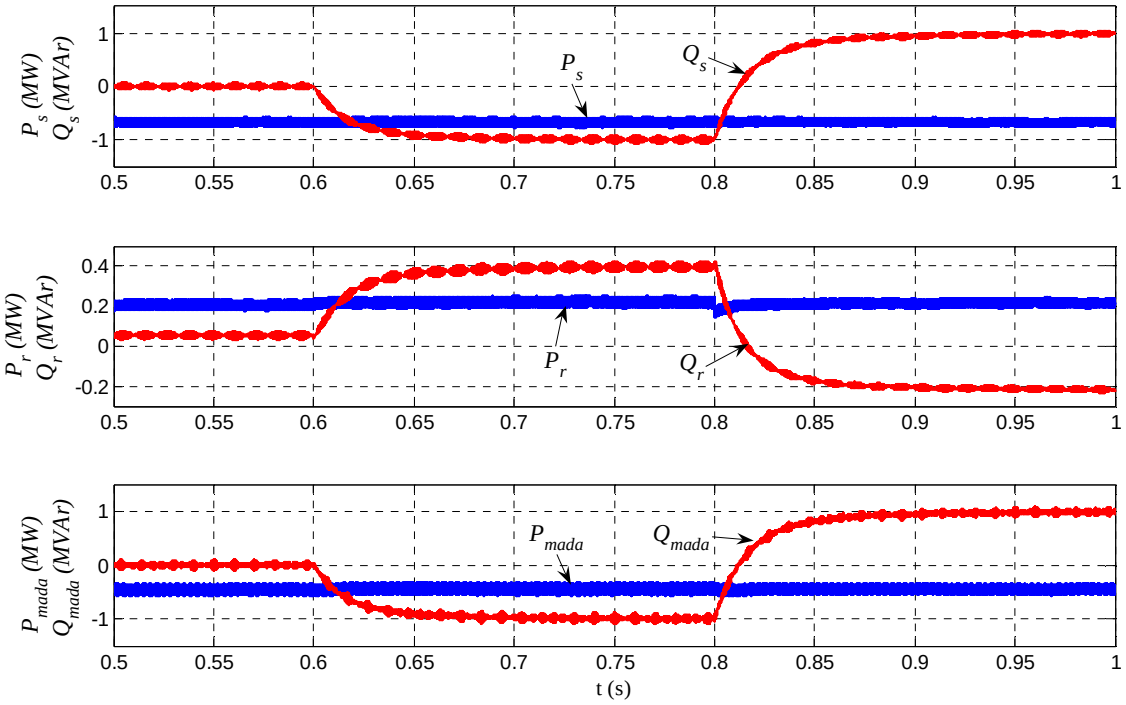


Figure 1-22 : Puissances actives et réactives en mode hyposynchrone.

IV.2.2. Contrôle du système éolien en mode hypersynchrone

Pour ce mode de fonctionnement, un vent d'une vitesse égale à 13 m/s (correspondant au fonctionnement nominal de l'éolienne) est appliqué sur les pales de l'éolienne, ce qui correspond à une vitesse de la MADA en contrôle MPPT à environ 1950 tr/min, soit un glissement de -30% en mode hypersynchrone comme l'illustre la Figure 1-23. La Figure 1-24 nous présente les formes d'ondes des différentes puissances actives et réactives du système éolien. Les mêmes variations de puissance réactive statorique ont été appliquées pour ce mode de fonctionnement que pour le mode hyposynchrone précédent.

La tension du bus continu v_{dc} est maintenue constante quelles que soient les variations de puissances rotoriques. Nous remarquons également que les courants rotoriques d'axes *dq* sont parfaitement découplés grâce aux termes de découplage et de compensation mis en œuvre dans la commande du CCR, permettant ainsi de pouvoir contrôler indépendamment les puissances active et réactive statoriques.

A la Figure 1-24 et dans l'intervalle de temps (entre t = 0,6 s et t = 0,8 s) où le transit de puissance active au rotor est maximal, nous pouvons déduire, d'après les valeurs des puissances active et réactive rotoriques, que la puissance apparente rotorique est environ égale à 30% de la puissance apparente statorique, ce qui vérifie l'équation (1.12).

Le fonctionnement en mode hypersynchrone est donc validé ainsi que le contrôle indépendant des différentes puissances actives et réactives du système éolien.

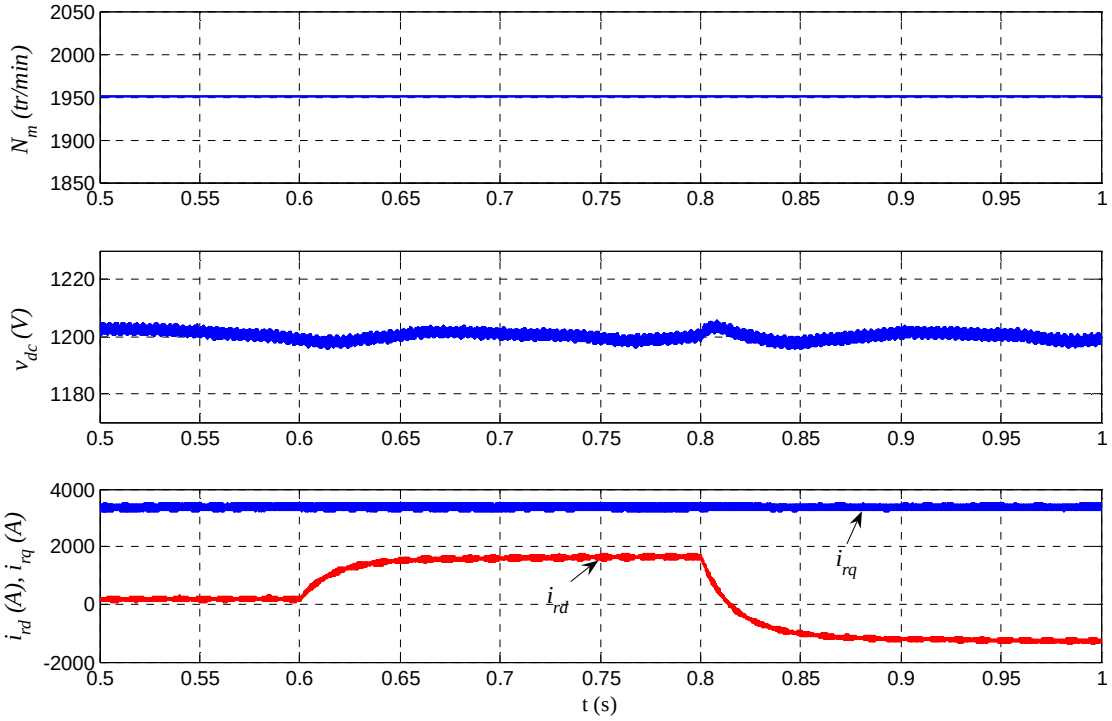


Figure 1-23 : Vitesse de la MADA, tension du bus continu et courant rotorique d'axes *dq* en mode hypersynchrone.

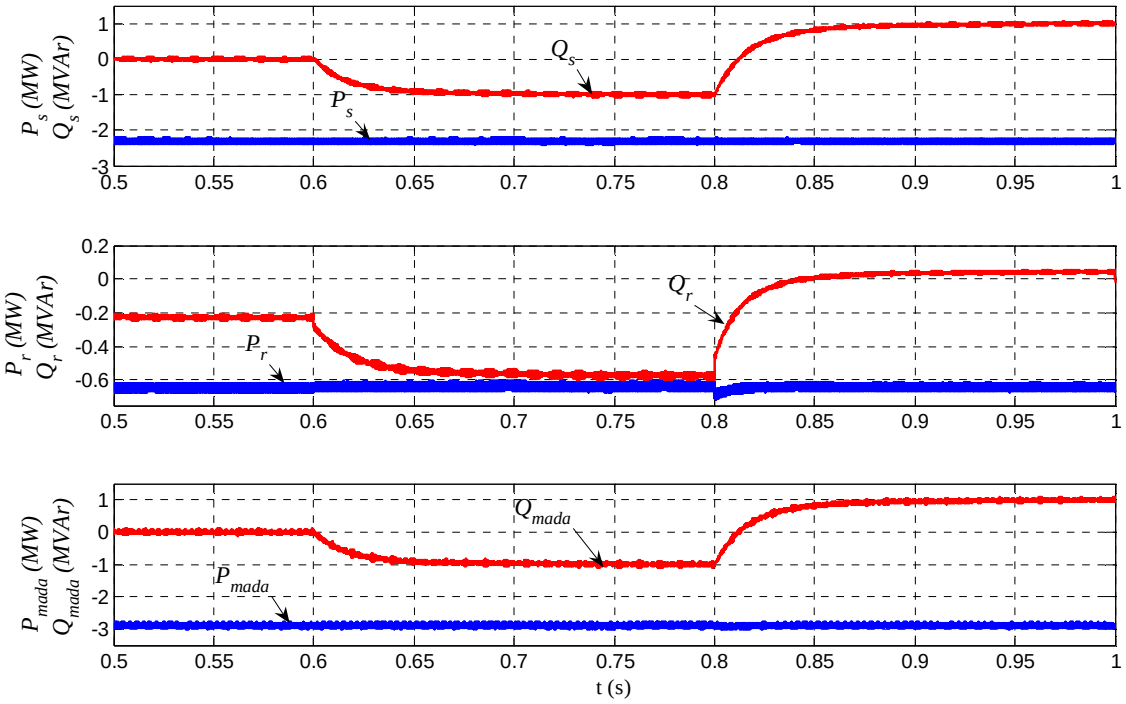


Figure 1-24 : Puissances actives et réactives en mode hypersynchrone.

V. Conclusion

Ce premier chapitre a traité de la modélisation et de la commande d'un système éolien à vitesse variable basé sur une MADA. Dans un premier temps, nous avons expliqué pourquoi ce système éolien est le plus utilisé actuellement, notamment en raison des économies réalisées grâce au faible dimensionnement des convertisseurs statiques triphasés mis en œuvre.

Ensuite, nous nous sommes intéressés à la modélisation des différents constituants du système éolien. En effet, les modèles aérodynamique et mécanique de la turbine ont été développés. Puis, dans le but d'établir les différentes commandes des deux convertisseurs, nous avons développés les modèles de la MADA et de la liaison du CCR au réseau via le filtre RL.

Dans la suite de ce mémoire, nous nous intéresserons davantage aux grandeurs électriques sur de courts intervalles de temps donc nous avons considéré que l'éolienne se situait dans sa zone de fonctionnement optimale et qu'elle fonctionnait en régime permanent quelle que soit la vitesse du vent appliquée sur les pales. Nous avons donc centré notre étude sur la commande dans cette zone de fonctionnement permettant à l'éolienne d'extraire le maximum de puissance disponible dans le vent. Deux méthodes de contrôle MPPT ont été examinées et détaillées (avec ou sans asservissement de la vitesse de rotation). Les différentes commandes du CCM et du CCR ont été détaillées pour assurer un contrôle indépendant des puissances active et réactive tout en garantissant un fonctionnement optimal de l'éolienne.

Enfin, afin de valider la modélisation et la commande globale du système éolien, nous avons effectué des simulations pour deux points de fonctionnements : l'un en mode hyposynchrone et l'autre en mode hypersynchrone. Les résultats obtenus ont montré que les puissances actives et réactives du système éolien pouvaient être contrôlées de façon indépendante tout en garantissant une puissance active optimale fournie au réseau électrique quel que soit le mode de fonctionnement.

Au chapitre suivant, nous allons nous intéresser à la contribution potentielle de ce système éolien à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. En effet, le nombre de parc éoliens installés augmentant de plus en plus, augmentant par la même la puissance installée, les éoliennes seront sans doute amenées à participer, à très court terme et comme les générateurs de centrales actuelles, à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique du réseau. C'est pourquoi, nous allons présenter au chapitre suivant nos travaux de recherche sur la contribution d'un système éolien basé sur une MADA à la compensation d'énergie réactive et des courants harmoniques présents sur le réseau, sans avoir recours aux surdimensionnements ni de la MADA ni des convertisseurs triphasés.

Références

B :

[Baroudi, 2007] : J. A. Baroudi, V. Dinavahi, A. M. Knight, "A review of power converter topologies for wind generators", *Renewable Energy*, Vol. 32, No. 14, pp. 2369-2385, November 2007.

[Benhabib, 2004] : M. C. Benhabib, "Contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filtres actifs parallèles à structure tension: modelisation, simulation et validation expérimentale de la commande", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-Université, France, 2004.

[Brekken, 2007] : T. K. A. Brekken, N. Mohan, "Control of a doubly fed induction wind generator under unbalanced grid voltage conditions", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 22, No. 1, pp. 129-135, March 2007.

C :

[Caron, 1995] : J. P. Caron, J. P. Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", *Editions Technip*, ISBN 978-2-7108-0683-7, 1995.

D :

[Datta, 2002] : R. Datta and V. T. Ranganathan, "Variable-Speed Wind Power Generation Using Doubly Fed Wound Rotor Induction Machine - A Comparison With Alternative Schemes", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 17, No. 3, pp. 414-421, September 2002.

E :

[El Aimani, 2003] : S. El Aimani, B. François, F. Minne, B. Robyns, "Comparison analysis of control structures for variable wind speed turbine", *Proceedings of CESA 2003*, Lille, France, Juillet 2003.

H :

[Heier, 1998] : S. Heier, "Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems", *Publications John Wiley & Sons*, ISBN 0-471-97143-X, 1998.

L :

[Lesenne, 1981] : J. Lesenne, F. Notelet, G. Séguier, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", *Technique et documentation*, Paris, ISBN 2-85206-089-2, 1981.

[Lohde, 2007] : R. Lohde, S. Jensen, A. Knop, F.W. Fuchs, "Analysis of three phase grid failure and Doubly Fed Induction Generator ride-through using crowbars", *Proceedings of the 12th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2007)*, 2-5 September 2007, Aalborg, Denmark.

[Louis, 2004] : J. P. Louis, "Modèles pour la commande des actionneurs électriques", *Hermès science publications*, Lavoisier, 2004.

M :

[Mirecki, 2005] : A. Mirecki, "Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.

[Muller, 2002] : S. Muller, M. Deicke, R. W. De Doncker, "Doubly fed induction generator systems for wind turbines", *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 26-33, May-June 2002.

[Multon, 2004] : B. Multon ; X. Roboam ; B Dakyo ; C. Nichita ; O Gergaud ; H. Ben Ahmed, "Aérogénérateurs électriques", *Techniques de l'Ingénieur*, Traités de génie électrique, D3960, Novembre 2004.

P :

[Poitiers, 2003] : F. Poitiers, "Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne", Thèse de doctorat en génie électrique, Ecole Polytechnique de Nantes, 2003.

T :

[Tang, 1995] : Y. Tang, L. Xu, "A Flexible Active and Reactive Power Control Strategy for a Variable Speed Constant Frequency Generating System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 10, No. 4, July 1995.

U :

[Usaola, 2003] : J. Usaola, P. Ledesma, J. M. Rodriguez, J. L. Fernadez, D. Beato, R. Iturbe, J. R. Wihelmi, "Transient stability studies in grids with great windpower penetration. Modeling issues and operation requirements", *Proceedings of the IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, September 7-12, 2003, Dallas (USA).

V :

[Vas, 1998] : P. Vas, "Sensorless vector and direct torque control", *Oxford University Press*, 1998.

Chapitre 2 : Filtrage actif électromécanique et compensation d'énergie réactive par un système éolien basé sur une MADA

Résumé :
Ce chapitre traite plus particulièrement de la contribution des systèmes éoliens basés sur une MADA à la compensation de puissance réactive et au filtrage actif des courants harmoniques présents sur le réseau électrique. Ces deux aspects contribuent activement à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. Le contrôle de la puissance réactive ayant été préalablement abordé au chapitre 1, nous envisagerons et détaillerons principalement la compensation des courants harmoniques. En outre, nous montrerons qu'un système éolien basé sur une MADA avec des paramètres judicieusement choisis, associé à une gestion adaptée de sa commande permettra de compenser simultanément la puissance réactive et les courants harmoniques, sans pour autant surdimensionner le système éolien.

I. Introduction

Le développement des systèmes à base d'électronique de puissance conduit à un nombre croissant de charges dites non linéaires connectées au réseau électrique. Ce constat est valable aussi bien dans le secteur industriel (variateur de vitesse pour machines électriques, ponts redresseurs triphasés, fours à arc,…) que dans le secteur tertiaire (ordinateur, téléviseurs, lampes à basse consommation,…). Nous entendons par charge non linéaire toute charge qui absorbe un courant non sinusoïdal, celui-ci étant l'association d'un courant fondamental et de courants harmoniques ayant des fréquences multiples du courant fondamental. Ces charges non linéaires sont à l'origine de nombreuses perturbations sur le réseau électrique. En effet, les courants harmoniques génèrent notamment des pertes et créent des échauffements supplémentaires dans les équipements entraînant ainsi un surdimensionnement de ceux-ci. De plus, ces courants harmoniques créent une déformation de la tension du réseau électrique. Partant de ce constat, il est donc important de limiter la propagation des courants harmoniques sur le réseau afin de contribuer à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

Avec l'augmentation croissante du nombre d'éoliennes connectées au réseau électrique (notamment les fermes éoliennes), la puissance active injectée au réseau augmente de plus en plus et les éoliennes devront probablement contribuer à court terme à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, comme le font les autres générateurs conventionnels, en particulier au niveau de la puissance réactive. Actuellement, la plupart des convertisseurs statiques triphasés des systèmes éoliens sont dimensionnés pour pouvoir assurer le transit d'un maximum de puissance active produite car ces différents aérogénérateurs peuvent fonctionner à facteur de puissance unitaire. Cependant, dans la plupart de ces systèmes éoliens, la puissance active produite est rarement à son maximum sur toute l'année (environ 2400 h à puissance crête par an en moyenne pour une éolienne terrestre), ce qui laisse une réserve de puissance jusqu'à la puissance nominale du convertisseur pour pouvoir compenser de la puissance réactive [Hansen, 2006]-[Erlich, 2007]-[Lund, 2007] et/ou filtrer des courants harmoniques [Macken, 2004]. De plus, les éoliennes étant connectées au réseau de distribution, elles se trouvent de fait à proximité des charges polluantes.

Nous avons alors envisagé et étudié la contribution potentielle d'un système éolien basé sur une MADA à la compensation simultanée de la puissance réactive et des courants harmoniques circulant sur le réseau électrique.

II. Filtrage actif électromécanique et compensation de la puissance réactive à l'aide d'une MADA

II.1. Principe

Avec l'émergence des systèmes éoliens basés sur une MADA au début des années 2000, l'utilisation de ceux-ci afin d'améliorer la qualité de l'énergie électrique, en compensant simultanément ou pas la puissance réactive et les courants harmoniques circulant sur le réseau, a été peu développée dans la littérature scientifique. *Abolhassani et al*. ont été parmi les premiers à proposer une nouvelle commande vectorielle sans capteur mécanique de la MADA d'un système éolien intégrant la fonction de filtre actif électromécanique. L'approche théorique proposée permet d'extraire le maximum de puissance du vent et d'améliorer la qualité de l'énergie électrique en compensant l'ensemble des courants harmoniques présents sur le réseau. Dans cette étude, les courants harmoniques d'une charge non linéaire sont extraits à l'aide d'un filtre passe-bas et ajoutés aux courants rotoriques de référence au niveau de la commande du CCM [Abolhassani, 2003]-[Abolhassani, 2004]. Cependant, les auteurs

n'ont pas envisagé la correction du facteur de puissance sur le réseau via le contrôle de la puissance réactive statorique de la MADA. Par ailleurs, le surdimensionnement éventuel du CCM effectuant ces compensations n'a pas été évoqué ni abordé.

Plus récemment, *Tremblay et al.* et *Jain et al.* ont, quant à eux, proposé d'utiliser le CCR des systèmes éoliens basés sur une MADA pour améliorer la qualité de l'énergie électrique respectivement d'un réseau de distribution et d'un réseau isolé [Tremblay, 2006]-[Jain, 2008]. Dans les deux cas, le CCR est utilisé, en plus du contrôle indépendant des puissances active et réactive échangées avec le réseau, comme un filtre actif parallèle classique pour relever le facteur de puissance et compenser l'ensemble des courants harmoniques du réseau. L'extraction de ces derniers est réalisée à l'aide d'un filtre passe-bas et ces courants harmoniques sont ajoutés aux courants de référence de la commande classique. Or, en utilisant le CCR, nous ne pouvons pas bénéficier de l'effet d'amplification des courants rotoriques, spécifique à la mise en œuvre d'une MADA, effet dont nous bénéficions si nous utilisions le CCM.

Dans tous les cas, il est important de préciser que dans la littérature scientifique concernée, l'intégration de la fonction filtrage actif à la commande classique (contrôle des puissances active et réactive) est dans tous les cas limitée par le dimensionnement du convertisseur et de la machine. Par ailleurs, les auteurs ayant étudié le filtrage actif ont systématiquement mis en œuvre des correcteurs de type PI afin de réguler les courants harmoniques car ces correcteurs étaient initialement utilisés dans les commandes classiques. Or, ce type de correcteur, à cause de leur faible bande passante, ne peut pas réguler correctement les courants harmoniques car ils sont normalement prévus pour réguler des courants continus dans les commandes classiques des convertisseurs.

Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle commande du CCM d'un système éolien basé sur une MADA pour compenser simultanément la puissance réactive et tout ou partie des courants harmoniques du réseau. Pour réaliser cela, nous mettons en œuvre une méthode d'extraction des courants harmoniques, basée sur un filtre développé au sein du laboratoire GREEN, et utilisons une MADA possédant un gain d'amplification entre les courants rotoriques et statoriques. Ce gain rend donc l'utilisation du CCM plus intéressant que celui du CCR pour la compensation des courants harmoniques. En effet, lors du filtrage actif à l'aide du CCR, nous ajouterions directement à sa commande les courants harmoniques à compenser sans aucun gain d'amplification. Donc, pour le même niveau de courants harmoniques des charges non linéaires, nous arriverions à la saturation du contrôleur de courant avant celui du CCM. De plus, afin de ne pas surdimensionner le CCM ou la MADA, nous proposons une stratégie de commande gérant les priorités entre la génération du couple électromagnétique garantissant un fonctionnement optimal de l'éolienne, la génération de puissance réactive statorique permettant de corriger le facteur de puissance et la génération de courants harmoniques pour compenser ceux du réseau. Enfin, nous mettrons en œuvre, à la place des correcteurs PI, un contrôleur de courants triphasés dit "à hystérésis modulée" afin d'offrir une meilleure dynamique aux courants rotoriques pour la compensation des courants harmoniques sur le réseau [Gaillard, 2008]-[Gaillard, 2009]-[Gaillard, 2010].

La Figure 2-1 présente le principe de fonctionnement du système éolien basé sur une MADA que nous proposons dans ce chapitre. Il permet à la MADA d'assurer la fonction filtrage actif électromécanique tout en compensant la puissance réactive du réseau. L'éolienne est connectée au réseau de distribution via le Point de Raccordement au Réseau (PRR) et est située à proximité de charges linéaires et non linéaires. Ce système est capable de réaliser simultanément :

- l'extraction du maximum de la puissance disponible dans le vent par un contrôle dit MPPT,
- les contrôles des puissances active et réactive,

- la compensation des courants harmoniques au PRR.

Ces trois fonctions sont réalisées via une commande modifiée du CCM (par rapport à celle présentée au chapitre précédent) par un contrôleur de courants triphasés régulant les courants fondamentaux et harmoniques rotoriques. Pour intégrer la fonction filtrage actif alors réalisée par le CCM, les courants absorbés par les charges linéaires et non linéaires sont identifiés au PRR. L'extraction des courants harmoniques de ces charges est réalisée à l'aide d'un filtre passe bande hautement sélectif, appelé Filtre Multi-Variable (FMV), étudié et développé dans notre laboratoire lors des travaux de thèse de *Choukri Benhabib* [Benhabib, 2004], [Benhabib, 2005].

La commande du CCM contrôle le couple électromagnétique C_{em} de la MADA, la puissance réactive statorique Q_s afin de fixer le facteur de puissance statorique et les courants harmoniques à imposer au stator de la MADA afin de compenser en temps réel les courants harmoniques présents sur le réseau. La commande du CCR contrôle la tension du bus continu v_{dc} et assure une puissance réactive Q_f égale à zéro au point de connexion du CCR avec le réseau afin de fixer un facteur de puissance unitaire.

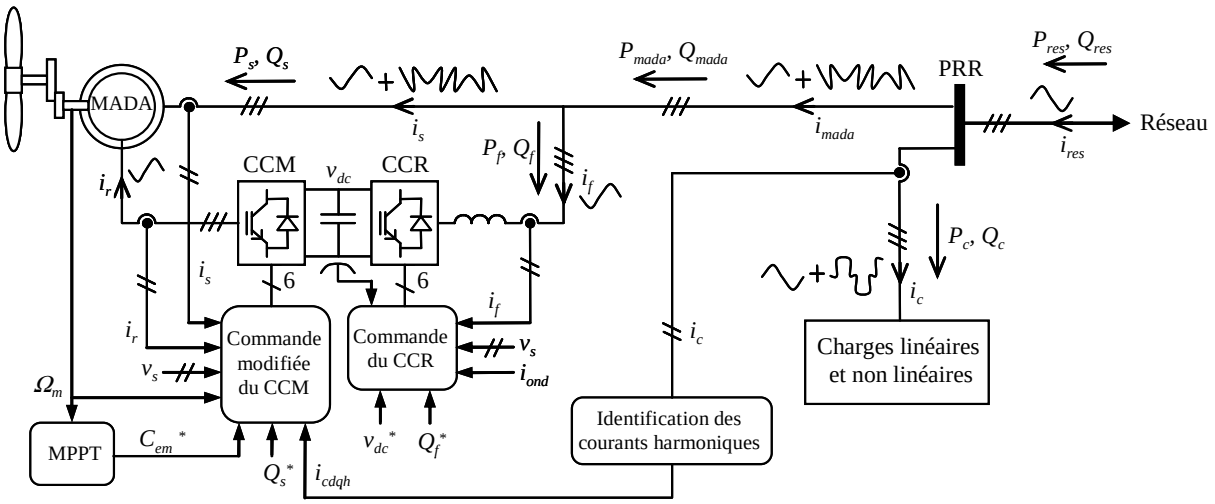


Figure 2-1 : Système éolien basé sur une MADA contribuant à la qualité de l'énergie électrique.

En complément de l'étude présentée au chapitre 1 qui traite du contrôle MPPT, du contrôle des puissances active et réactive statoriques de la MADA et du contrôle des puissances échangées entre le CCR et le réseau, nous examinons maintenant la compensation des courants harmoniques. Dans un premier temps, nous étudions l'identification de ces courants harmoniques.

II.2. Identification des courants harmoniques

De nombreuses méthodes d'identification des courants harmoniques dans le domaine temporel ont été publiées dans la littérature scientifique [Akagi, 1983], [Singh, 1999].

La méthode la plus classique, utilisée pour la commande des filtres actifs parallèles, est la méthode des puissances réelle et imaginaire instantanées (communément notée méthode *PQ*) développée par *Akagi et al.* [Akagi, 1983]. Elle exploite la transformation de Concordia des tensions simples v_{sk} et des courants i_{ck} des charges linéaires et non linéaires ($k = \{1, 2, 3\}$), afin de déterminer les puissances instantanées, respectivement notées P et Q. Les composantes continues de ces puissances, respectivement notées $\overline{P}$ et $\overline{Q}$, sont obtenues en utilisant un Filtre Passe-Bas (FPB). Les composantes alternatives, respectivement notées $\tilde{P}$ et

$\tilde{Q}$, sont déterminées par la soustraction des composantes continues aux puissances instantanées. Ainsi, en éliminant les composantes continues des puissances instantanées (correspondant au courant fondamental des charges linéaires et non linéaires), les courants harmoniques des charges non linéaires peuvent alors être identifiés. La Figure 2-2 présente le schéma de principe de la méthode *PQ*.

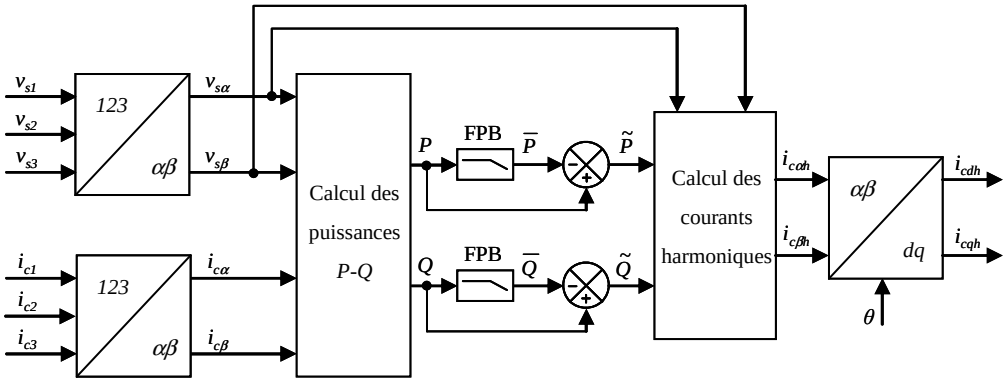


Figure 2-2 : Méthode des puissances instantanées dite méthode *PQ*.

Cette méthode, très efficace lorsque les tensions du réseau électrique sont sinusoïdales, nécessite toutefois deux capteurs de tension et deux capteurs de courant. De plus, dans sa forme classique, elle ne permet pas la détermination d'un courant harmonique de rang particulier.

Une deuxième méthode présentée dans la littérature est celle du référentiel lié au synchronisme (dite SRF pour Synchronous Reference Frame), introduite par *Bhattacharya et al.* [Bhattacharya, 1991] et dont le principe est décrit à la Figure 2-3. Cette méthode exploite également la transformation de Concordia mais appliquée uniquement aux courants des charges linéaires et non linéaires. Une seconde transformation, celle de Park, est alors effectuée pour exprimer les courants selon les axes *dq*. Ceci permet de transformer le courant fondamental en un courant continu, noté i_{cd}, et l'ensemble des courants harmoniques en un courant alternatif, noté i_{cdh}. Le courant continu peut alors être éliminé à l'aide d'un FPB. L'avantage majeur de cette méthode, comparativement à la précédente, réside dans le fait que les éventuelles tensions harmoniques du réseau n'ont pas d'influence sur les courants ainsi identifiés. Cette méthode ne nécessite que deux capteurs de courant pour l'identification de l'ensemble des courants harmoniques des charges non linéaires. Dans sa forme classique, cette méthode ne permet pas non plus de déterminer un courant harmonique de rang particulier.

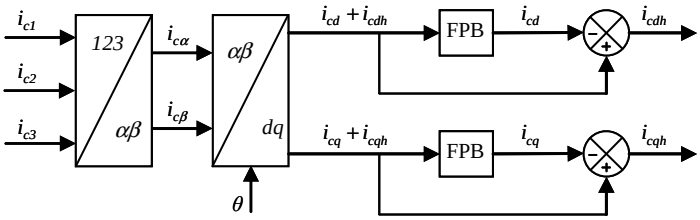


Figure 2-3 : Méthode d'identification dite SRF.

Dans le cadre de cette thèse, nous proposons une méthode d'extraction des courants harmoniques basée sur l'utilisation d'un "Filtre Multi-Variable" (FMV). Dans la suite de nos travaux, ce filtre sera indispensable pour nous permettre d'extraire l'ensemble des courants

harmoniques ou un courant harmonique de rang particulier, qu'il soit direct ou inverse, au sens des composantes symétriques.

II.2.1. Etude du FMV

II.2.1.1. Principe et analyse fréquentielle

Ce filtre, dit FMV, a été développé dans notre laboratoire [Benhabib, 2004], [Benhabib, 2005]. Il est à la base destiné à extraire la composante fondamentale directe de signaux d'entrée (tension ou courant) directement selon les axes $\alpha\beta$. Cependant, il peut très bien être utilisé pour isoler un harmonique de rang particulier, qu'il soit direct ou inverse. La fonction de transfert de ce filtre est alors la suivante :

$$H(s) = \frac{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)}{x_{\alpha\beta}(s)} = K \cdot \frac{(s+K) + j \cdot \omega_c}{(s+K)^2 + {\omega_c}^2} \tag{2.1}$$

Où ω_c est défini par :

$$\omega_c = \varepsilon \cdot n \cdot \omega_f \tag{2.2}$$

Avec :

- ω_c : la pulsation de coupure du filtre,
- ω_f : la pulsation de la composante fondamentale du signal d'entrée,
- n : le rang de la composante du signal à filtrer,
- ε : une constante égale à ± 1 (composante directe (ε = 1) ou inverse (ε = -1)
- K : une constante positive,
- $x_{\alpha\beta}$: les signaux d'entrée du FMV (tension ou courant),
- $\hat{x}_{\alpha\beta}$: les signaux de sortie du FMV.

La Figure 2-4 présente le diagramme de Bode du FMV pour différentes valeurs du paramètre K. Nous pouvons noter qu'à la pulsation $\omega = \omega_c$, le déphasage introduit par le FMV est égal à zéro et le gain est unitaire (correspondant également à 0 dB). Ainsi, les signaux de sortie sont égaux aux signaux d'entrée pour cette pulsation. De plus, ce FMV présente une atténuation importante pour toutes les autres pulsations différentes de ω_c, y compris pour la composante continue des signaux. Notons par ailleurs que la diminution de la valeur de K permet d'augmenter la sélectivité du FMV. Toutefois, la réponse dynamique doit alors être également considérée. Ainsi, en utilisant un FMV, les composantes fondamentale et harmoniques directes ou inverses des signaux d'entrée (tension ou courant) peuvent être extraites directement selon les axes $\alpha\beta$, sans déphasage ni changement d'amplitude.

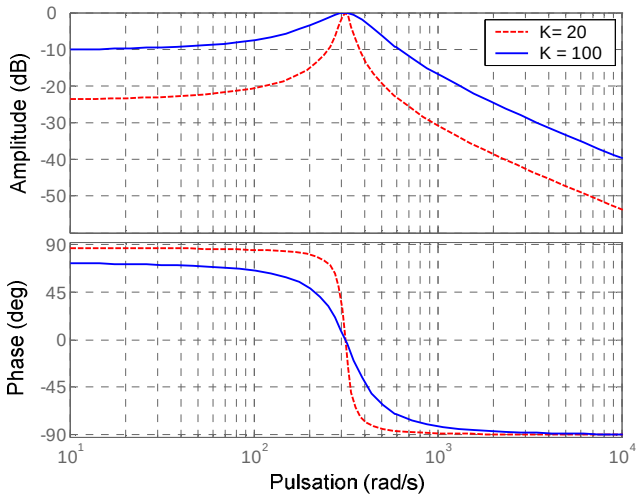


Figure 2-4 : Diagramme de Bode du FMV.

A partir de l'équation (2.1) et après un court développement, nous pouvons établir les deux expressions suivantes :

$$\hat{x}_\alpha(s) = \frac{K\cdot(s+K)}{(s+K)^2+\omega_c{}^2}x_\alpha(s) - \frac{K\cdot\omega_c}{(s+K)^2+\omega_c{}^2}x_\beta(s) \tag{2.3}$$

$$\hat{x}_\beta(s) = \frac{K\cdot\omega_c}{(s+K)^2+\omega_c{}^2}x_\alpha(s) + \frac{K\cdot(s+K)}{(s+K)^2+\omega_c{}^2}x_\beta(s) \tag{2.4}$$

Les équations (2.3) et (2.4) peuvent également être exprimées sous la forme :

$$\hat{x}_\alpha(s) = \frac{K}{s}\left[x_\alpha(s) - \hat{x}_\alpha(s)\right] - \frac{\omega_c}{s}\hat{x}_\beta(s) \tag{2.5}$$

$$\hat{x}_\beta(s) = \frac{K}{s}\left[x_\beta(s) - \hat{x}_\beta(s)\right] + \frac{\omega_c}{s}\hat{x}_\alpha(s) \tag{2.6}$$

Le schéma bloc du FMV est présenté à la Figure 2-5.

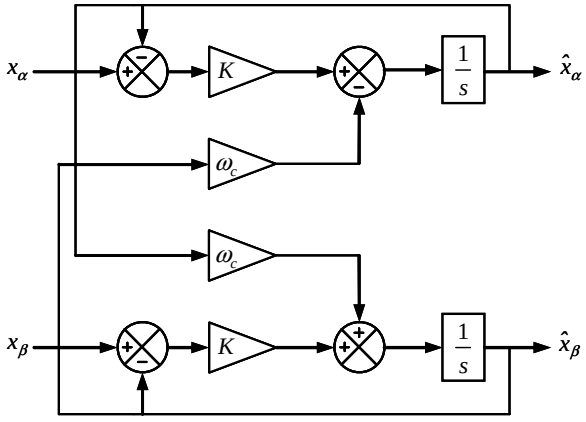


Figure 2-5 : Schéma bloc du FMV.

Comme nous l'avons montré précédemment sur le diagramme de Bode de la Figure 2-4, la sélectivité du FMV dépend de la valeur de *K*. Cependant, la réponse dynamique du FMV doit être parallèlement étudiée pour garantir un bon compromis entre sélectivité et dynamique. Il apparait que plus la valeur de *K* sera faible, plus le filtre sera sélectif au détriment de la dynamique. En revanche, une valeur élevée de *K* réduit la sélectivité mais augmente la dynamique. Une étude approfondie du FMV, utilisé pour extraire la composante fondamentale directe pour une application dans les filtres actifs parallèles, a été menée au sein de notre laboratoire en 2008 lors des travaux de thèse de *S. Karimi* [Karimi, 2008]. Cette étude porte notamment sur la sélectivité et la dynamique du filtre selon que les signaux d'entrée du FMV sont sinusoïdaux ou non, équilibrés ou non.

II.2.1.2. Etude dynamique

Dans notre étude, nous considérons que les signaux d'entrée (courants des charges linéaires et non linéaires selon les axes $\alpha\beta$) du FMV sont triphasés équilibrés non sinusoïdaux comportant ainsi une composante fondamentale directe et des composantes harmoniques directes et inverses. Nous pouvons alors exprimer et décomposer en série de Fourier ces signaux en séparant leurs composantes directes et inverses :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \sqrt{2} \cdot \begin{bmatrix} \sum_{h_d=1}^{+\infty} X_{hd} \cdot \sin\left(h_d \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hd}\right) \\ \sum_{h_d=1}^{+\infty} X_{hd} \cdot \sin\left(h_d \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hd} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sum_{h_d=1}^{+\infty} X_{hd} \cdot \sin\left(h_d \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hd} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} + \sqrt{2} \cdot \begin{bmatrix} \sum_{h_i=2}^{+\infty} X_{hi} \cdot \sin\left(h_i \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hi}\right) \\ \sum_{h_i=2}^{+\infty} X_{hi} \cdot \sin\left(h_i \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hi} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sum_{h_i=2}^{+\infty} X_{hi} \cdot \sin\left(h_i \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hi} - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Avec :

- X_{hd} : la valeur efficace des composantes directes de rang h_d,
- X_{hi} : la valeur efficace des composantes inverses de rang h_i,
- φ_{hd} : le déphasage des composantes directes de rang h_d,
- φ_{hi} : le déphasage des composantes inverses de rang h_i,
- ω : la pulsation électrique de la composante directe fondamentale ($h_d = 1$).

En appliquant la transformation de Concordia, nous obtenons les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{\alpha d} \\ x_{\beta d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_{\alpha i} \\ x_{\beta i} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Où :

$$x_{\alpha d} = \sqrt{3} \cdot \sum_{h_d=1}^{+\infty} X_{hd} \cdot sin\left(h_d \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hd}\right) \quad (2.9)$$

$$x_{\beta d} = -\sqrt{3} \cdot \sum_{h_d=1}^{+\infty} X_{hd} \cdot \cos\left(h_d \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hd}\right) \quad (2.10)$$

$$x_{\alpha i} = \sqrt{3} \cdot \sum_{h_i=2}^{+\infty} X_{hi} \cdot sin\left(h_i \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hi}\right) \quad (2.11)$$

$$x_{\beta i} = \sqrt{3} \cdot \sum_{h_i=2}^{+\infty} X_{hi} \cdot \cos\left(h_i \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hi}\right) \tag{2.12}$$

Nous allons maintenant étudier l'identification des composantes fondamentales et harmoniques directes ou inverses, respectivement de rangs h_d et h_i, à l'aide du FMV en généralisant les expressions des signaux de sorties.

En remplaçant les termes de l'équation (2.8) après application de la transformée de Laplace aux équations (2.3) et (2.4), puis en appliquant la transformée inverse de Laplace, les expressions temporelles suivantes sont obtenues pour les signaux de sortie du FMV :

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_\alpha \\ \hat{x}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{x}_{\alpha d} \\ \hat{x}_{\beta d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{x}_{\alpha i} \\ \hat{x}_{\beta i} \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

Où :

$$\hat{x}_{\alpha d} = \sqrt{3} \cdot \sum_{h_d=1}^{+\infty} \frac{X_{hd}}{\sqrt{1 + {A_{hd}}^2}} \cdot \begin{bmatrix} sin\left(h_d \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hd} + \varepsilon \cdot arctan A_h\right) - \\ \varepsilon \cdot e^{-K \cdot t} \cdot sin\left(n \cdot \omega \cdot t + \varepsilon \cdot \varphi_{hd} + arctan A_h\right) \end{bmatrix} \tag{2.14}$$

$$\hat{x}_{\beta d} = -\sqrt{3} \cdot \sum_{h_d=2}^{+\infty} \frac{X_{hd}}{\sqrt{1 + {A_{hd}}^2}} \cdot \begin{bmatrix} \varepsilon \cdot \cos\left(h_d \cdot \omega \cdot t + \varepsilon \cdot \varphi_{hd} + \varepsilon \cdot \arctan A_h\right) - \\ \varepsilon \cdot e^{-K \cdot t} \cdot \cos\left(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hd} + \arctan A_h\right) \end{bmatrix} \tag{2.15}$$

$$\hat{x}_{\alpha i} = \sqrt{3} \cdot \sum_{h_i=2}^{+\infty} \frac{X_{hi}}{\sqrt{1 + {B_{hi}}^2}} \cdot \begin{bmatrix} sin\left(h_i \cdot \omega \cdot t + \varphi_{hi} - \varepsilon \cdot arctan B_h\right) \\ + \varepsilon \cdot e^{-K \cdot t} \cdot sin\left(n \cdot \omega \cdot t - \varepsilon \cdot \varphi_{hi} + arctan B_h\right) \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

$$\hat{x}_{\beta i} = \sqrt{3} \cdot \sum_{h_i=2}^{+\infty} \frac{X_{hi}}{\sqrt{1 + {B_{hi}}^2}} \cdot \begin{bmatrix} sin\left(h_i \cdot \omega \cdot t + \varepsilon \cdot \varphi_{hi} + \varepsilon \cdot arctan \dfrac{1}{B_h}\right) \\ + \varepsilon \cdot e^{-K \cdot t} \cdot sin\left(n \cdot \omega \cdot t - \varphi_{hi} - arctan \dfrac{1}{B_h}\right) \end{bmatrix} \tag{2.17}$$

Avec :

$$A_{hd} = \frac{(n - \varepsilon \cdot h_d) \cdot \omega}{K} \tag{2.18}$$

$$B_{hi} = \frac{(n + \varepsilon \cdot h_i) \cdot \omega}{K} \tag{2.19}$$

Ces équations caractérisent la réponse dynamique du FMV et notamment l'influence du paramètre K sur ses performances. Nous pouvons noter que la constante de temps τ du FMV est égale à $1/K$. Par conséquent, la durée du régime transitoire (donc la dynamique) sera inversement proportionnelle à la valeur de K.

De plus, le FMV atténue les amplitudes des composantes fondamentales et harmoniques directes et inverses avec deux coefficients, notés G_{hd} et G_{hi}, dont les expressions sont définies par :

$$G_{hd} = \frac{1}{\sqrt{1 + A_{hd}{}^2}} = \frac{K}{\sqrt{K^2 + (n - \varepsilon \cdot h_d)^2 \cdot \omega^2}} \tag{2.20}$$

$$G_{hi} = \frac{1}{\sqrt{1 + B_{hi}{}^2}} = \frac{K}{\sqrt{K^2 + (n + \varepsilon \cdot h_i)^2 \cdot \omega^2}} \tag{2.21}$$

Si le FMV est utilisé pour extraire une composante fondamentale ou harmonique directe ($\varepsilon = 1$), l'équation (2.20) démontre que, lorsque h_d est égal à n (FMV réglé sur une composante directe, fondamentale ou harmonique), le gain G_{hd} est effectivement unitaire. Le déphasage, quant à lui, est égal à zéro pour la composante directe extraite par le FMV et tend vers ±90° pour les autres composantes directes et inverses. La même analyse peut être effectuée, à partir de l'équation (2.21), lorsque le FMV est utilisé pour extraire une composante inverse ($\varepsilon = -1$). Ces résultats concordent avec le diagramme de Bode du FMV présenté à la Figure 2-4.

Comme $[(n - \varepsilon \cdot h_d)^2 \cdot \omega^2]$ est grand devant K^2, l'équation (2.20) peut être approximée par la relation suivante pour les composantes directes :

$$G_{hd} \cong \frac{K}{|n - \varepsilon \cdot h_d|\omega} \tag{2.22}$$

Comme $[(n + \varepsilon \cdot h_i)^2 \cdot \omega^2]$ est grand devant K^2, l'équation (2.21) peut être approximée par la relation suivante pour les composantes inverses :

$$G_{hi} \cong \frac{K}{(n + \varepsilon \cdot h_i) \cdot \omega} \tag{2.23}$$

Le Tableau 2-1 résume l'influence du paramètre K sur l'amplitude des composantes harmoniques directes et inverses et sur la constante de temps τ lorsque le FMV est réglé pour extraire la composante fondamentale directe (ε = 1 et n = 1). Le Tableau 2-2 résume l'influence du paramètre K sur l'amplitude de la composante fondamentale directe et sur les composantes harmoniques directes et inverses ainsi que sur la constante de temps τ lorsque le FMV est réglé pour extraire la composante harmonique directe de rang 7 (ε = 1 et n = 7). Le Tableau 2-3 résume l'influence du paramètre K sur l'amplitude de la composante fondamentale et sur les composantes harmoniques directes et inverses ainsi que sur la constante de temps τ lorsque le FMV est réglé pour extraire la composante harmonique inverse de rang 5 (ε = -1 et n = 5).

Dans ces tableaux, nous avons défini deux paramètres, appelés "coefficients d'atténuation" respectivement pour les composantes directes et inverses, dont les expressions sont :

$$D_{hd}(\%) = \frac{\Delta X_{hd}}{X_{hd}} \times 100 = \frac{X_{hd} - \hat{X}_{hd}}{X_{hd}} \times 100 = (1 - G_{hd}) \times 100 \tag{2.24}$$

Et :

$$D_{hi}(\%) = \frac{\Delta X_{hi}}{X_{hi}} \times 100 = (1 - G_{hi}) \times 100 \tag{2.25}$$

K	D_{1d} (%)	D_{5i} (%)	D_{7d} (%)	D_{11i} (%)	D_{13d} (%)	D_{17i} (%)	D_{19d} (%)	τ(s)
20	0	98.9	98.9	99.5	99.5	99.6	99.6	0.05
50	0	97.4	97.3	98.7	98.7	99.1	99.1	0.02
80	0	95.8	95.7	97.9	97.9	98.6	98.6	0.0125
100	0	94.7	94.7	97.3	97.3	98.2	98.2	0.01

Tableau 2-1. Influence du paramètre *K* sur les performances du FMV (extraction de la composante fondamentale directe des signaux d'entrée, ε = 1 et *n*= 1).

K	D_{1d} (%)	D_{5i} (%)	D_{7d} (%)	D_{11i} (%)	D_{13d} (%)	D_{17i} (%)	D_{19d} (%)	τ(s)
5	99.7	99.9	0	99.9	99.7	99.9	99.9	0.2
20	98.9	99.5	0	99.6	98.9	99.7	99.5	0.05
50	97.3	98.7	0	99.1	97.3	99.3	98.7	0.02
80	95.7	97.9	0	98.6	95.7	98.9	97.9	0.0125
100	94.7	97.3	0	98.2	94.7	98.7	97.3	0.01

Tableau 2-2. Influence du paramètre *K* sur les performances du FMV (extraction de la composante harmonique directe de rang 7 des signaux d'entrée, ε = 1 et *n* = 7).

K	D_{1d} (%)	D_{5i} (%)	D_{7d} (%)	D_{11i} (%)	D_{13d} (%)	D_{17i} (%)	D_{19d} (%)	τ(s)
5	99.7	0	99.9	99.2	99.9	99.8	99.9	0.2
20	98.9	0	99.5	98.9	99.6	99.5	99.7	0.05
50	97.3	0	98.7	97.3	99.1	98.7	99.3	0.02
80	95.7	0	97.9	95.8	98.6	97.9	98.9	0.0125
100	94.7	0	97.3	94.7	98.2	97.3	98.7	0.01

Tableau 2-3. Influence du paramètre *K* sur les performances du FMV (extraction de la composante harmonique inverse de rang 5 des signaux d'entrée, ε = -1 et *n* = 5).

Notons que lorsque la composante directe des signaux d'entrée est extraite par le FMV, le coefficient D_{hd} est toujours égal à zéro contrairement aux autres composantes directes et inverses qui, elles, sont atténuées (voir Tableaux 2-1 et 2-2). La même remarque peut être effectuée lorsque la composante inverse des signaux d'entrée est extraite par le FMV. En effet, le coefficient D_{hi} est toujours égal à zéro pour la composante inverse extraite, contrairement aux autres composantes directes et inverses qui, elles, sont atténuées (voir Tableaux 2-3).

Ces équations, ainsi que les différents tableaux, démontrent que le FMV a la capacité de fortement réduire les composantes directes et inverses, qu'il s'agisse de la composante fondamentale ou des composantes harmoniques de rangs particuliers des signaux d'entrée.

II.2.2. Extraction de l'ensemble des courants harmoniques

Pour extraire l'ensemble des courants harmoniques des charges non linéaires, la transformation de Concordia est utilisée dans un premier temps pour exprimer les courants triphasés dans le repère $\alpha\beta$. Ces courants peuvent être définis par les expressions suivantes :

$$i_{c\alpha} = i_{c\alpha f} + i_{c\alpha h} \tag{2.26}$$

$$i_{c\beta} = i_{c\beta f} + i_{c\beta h} \tag{2.27}$$

Avec :

- $i_{c\alpha}$, $i_{c\beta}$: les courants des charges linéaires et non linéaires dans le repère $\alpha\beta$,
- $i_{c\alpha f}$, $i_{c\beta f}$: les courants fondamentaux dans le repère $\alpha\beta$,
- $i_{c\alpha h}$, $i_{c\beta h}$: les courants harmoniques dans le repère $\alpha\beta$.

Ensuite, le FMV est utilisé pour extraire les courants fondamentaux des charges linéaires et non linéaires qui sont alors exprimés dans le repère $\alpha\beta$ (pour $\varepsilon = 1$ et $n = 1$) :

$$i_{c\alpha f}(s) = \frac{K}{s}\left[i_{c\alpha}(s) - i_{c\alpha f}(s)\right] - \frac{\omega_{cf}}{s} i_{c\beta f}(s) \tag{2.28}$$

$$i_{c\beta f}(s) = \frac{K}{s}\left[i_{c\beta}(s) - i_{c\beta f}(s)\right] + \frac{\omega_{cf}}{s} i_{c\alpha f}(s) \tag{2.29}$$

Avec :

- ω_{cf} : pulsation de coupure du FMV égale à la pulsation du fondamental du courant de charge.

D'après les équations (2.26) et (2.27), l'ensemble des courants harmoniques dans le repère $\alpha\beta$ est ensuite obtenu en soustrayant aux courants d'entrée les courants fondamentaux issus du FMV, comme le montre la Figure 2-6. Finalement, la transformation de Park est appliquée pour exprimer les courants harmoniques dans le repère *dq* :

$$\begin{bmatrix} i_{cdh} \\ i_{cqh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\theta_s) & sin(\theta_s) \\ -sin(\theta_s) & cos(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{c\alpha h} \\ i_{c\beta h} \end{bmatrix} \tag{2.30}$$

Avec :

- θ_s : angle de Park des grandeurs statoriques.

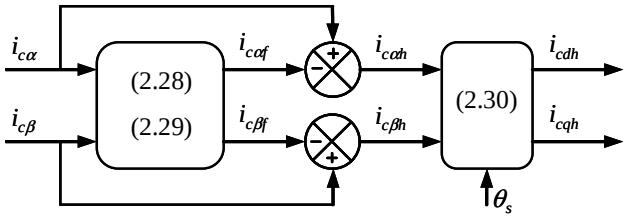


Figure 2-6 : Extraction de l'ensemble des courants harmoniques.

II.2.3. Extraction d'un courant harmonique particulier

Il est établi que les charges non linéaires sont à l'origine de nombreux courants harmoniques directs et inverses, généralement d'ordres $6k \pm 1$ avec k un entier positif différent de zéro.

Ainsi, afin de ne filtrer que les courants harmoniques prépondérants des charges non linéaires, le FMV est dimensionné afin d'extraire un courant harmonique particulier direct ou inverse de rang $6k + \varepsilon$ avec $\varepsilon = \pm 1$. Les équations (2.28) et (2.29) deviennent :

$$i_{c\alpha(6k+\varepsilon)}(s) = \frac{K}{s}\left[i_{c\alpha}(s) - i_{c\alpha(6k+\varepsilon)}(s)\right] - \varepsilon\frac{\omega_{c(6k+\varepsilon)}}{s} i_{c\beta(6k+\varepsilon)}(s) \tag{2.31}$$

$$i_{c\beta(6k+\varepsilon)}(s) = \frac{K}{s}\left[i_{c\beta}(s) - i_{c\beta(6k+\varepsilon)}(s)\right] + \varepsilon\frac{\omega_{c(6k+\varepsilon)}}{s} i_{c\alpha(6k+\varepsilon)}(s) \tag{2.32}$$

Ensuite, les signaux de sortie du FMV sont exprimés dans le repère *dq* comme l'illustre la Figure 2-7. Ainsi, si l'on souhaite extraire séparément plusieurs courants harmoniques, il suffira d'utiliser autant de fois que nécessaire un FMV correctement dimensionné. Ensuite, il faudra additionner les signaux de sortie de ces FMV selon les axes *dq* pour établir les courants de référence à ajouter à la commande du CCM du système éolien.

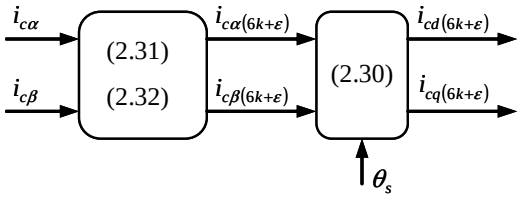


Figure 2-7 : Extraction d'un courant harmonique particulier direct ou inverse.

Dans la suite, nous allons nous intéresser à la modification de la commande du CCM afin que la MADA puisse contribuer à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique en compensant la puissance réactive et les courants harmoniques au niveau du PRR.

II.3. Modification de la commande du CCM pour le contrôle de la MADA

Après avoir étudié l'extraction des courants harmoniques des charges non linéaires à l'aide du FMV, il faut maintenant intégrer ces grandeurs à la commande du CCM afin que la MADA puisse les générer au stator. En effet, ces courants harmoniques doivent être exprimés dans le repère rotorique puis ajoutés aux courants rotoriques de référence exprimés dans le chapitre 1, section III.3.3.

Nous présenterons également une nouvelle stratégie de contrôle modifiant la commande du CCM afin de gérer les priorités entre le contrôle du couple électromagnétique de la MADA (contrôle de la vitesse de rotation et donc de la puissance active) et la participation de

l'éolienne à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique sur le réseau via le contrôle de la puissance réactive statorique et celui des courants harmoniques.

II.3.1. Etablissement des courants rotoriques de référence

Pour effectuer le filtrage des courants harmoniques des charges non linéaires à l'aide de la MADA, les courants harmoniques issus du bloc d'identification des courants harmoniques (voir Figure 2-1) doivent être ajoutés aux courants rotoriques de référence au niveau de la commande du CCM. Les équations (2.33) et (2.34) nous rappellent les expressions des courants rotoriques en fonction des courants statoriques dans le repère *dq*, suivant l'orientation du flux statorique :

$$i_{rd} = -\frac{L_s}{m \cdot L_m} i_{sd} + \frac{\varphi_{sd}}{m \cdot L_m} \tag{2.33}$$

$$i_{rq} = -\frac{L_s}{m \cdot L_m} i_{sq} \tag{2.34}$$

Les tensions harmoniques statoriques, notées v_{sdh} et v_{sqh}, de la MADA en régime permanent s'expriment par :

$$v_{sdh} = R_s \cdot i_{sdh} - h \cdot \omega_s \cdot \varphi_{sqh} \tag{2.35}$$

$$v_{sqh} = R_s \cdot i_{sqh} + h \cdot \omega_s \cdot \varphi_{sdh} \tag{2.36}$$

Nous considérons la résistance des enroulements statoriques R_s négligeable pour une MADA de forte puissance et supposons que les tensions triphasées statoriques, imposées par le réseau, sont purement sinusoïdales. Ainsi, les tensions harmoniques statoriques dans le repère *dq* sont donc considérées comme nulles. Les flux harmoniques statoriques dans le repère *dq*, notés φ_{sdh} et φ_{sqh}, sont par conséquent également nuls. Nous pouvons alors exprimer les équations (2.33) et (2.34) du point de vue des harmoniques :

$$i_{rdh} = -\frac{L_s}{m \cdot L_m} i_{sdh} \tag{2.37}$$

$$i_{rqh} = -\frac{L_s}{m \cdot L_m} i_{sqh} \tag{2.38}$$

Ces dernières équations sont exprimées en utilisant une convention récepteur pour la MADA. Or, pour que la MADA puisse compenser des courants harmoniques des charges non linéaires, il faut que les courants générés par la MADA soient en opposition de phase avec ceux des charges polluantes.

Nous pouvons finalement exprimer, dans le repère *dq*, les courants harmoniques rotoriques en fonction des courants harmoniques des charges non linéaires par :

$$i_{rdh} = \frac{L_s}{m \cdot L_m} i_{cdh} \tag{2.39}$$

$$i_{rqh} = \frac{L_s}{m \cdot L_m} i_{cqh} \tag{2.40}$$

II.3.2. Coefficient d'amplification de la MADA

Le facteur d'amplification entre les courants rotoriques et statoriques est un avantage majeur lors du filtrage actif électromécanique par la MADA étudié ici. En effet, lors de l'intégration des courants harmoniques des charges non linéaires à la commande du CCM, il faut passer ces courants du repère statorique vers le repère rotorique. Dans ce sens de passage d'un repère à un autre et d'après les équations (2.39) et (2.40), les courants harmoniques exprimés dans le repère rotorique peuvent être diminués assez largement par rapport aux courants harmoniques des charges non linéaires : cette atténuation dépend cependant des paramètres électriques de la MADA. Cela permet d'optimiser le filtrage actif et de filtrer davantage de courants harmoniques sur le réseau électrique sans pour autant surdimensionner le CCM.

Le coefficient, noté k_{sr}, apparaissant dans les équations (2.39) et (2.40) peut être exprimé en fonction du rapport de transformation m (rapport entre le nombre de spires rotoriques et statoriques), de l'inductance de fuite statorique L_{fs} et de l'inductance magnétisante L_m de la MADA par :

$$k_{sr} = \frac{L_s}{m \cdot L_m} = \frac{1}{m}\left(1 + \frac{L_{fs}}{L_m}\right) \approx \frac{1}{m} \approx \frac{N_s}{N_r} \tag{2.41}$$

Nous pouvons observer que ce coefficient k_{sr} est approximativement égal à l'inverse du rapport de transformation m de la MADA, qui doit alors être avantageusement dimensionné supérieur à 1 afin d'optimiser tant que faire se peut la fonction filtrage actif par la MADA sans surdimensionnement du système. En effet, si le rapport m est grand, les courants harmoniques rotoriques i_{rdh} et i_{rqh}, nécessaires pour compenser les courants harmoniques au PRR, seront faibles et ils auront alors une moindre influence sur la valeur efficace du courant rotorique, donc peu de conséquence sur le dimensionnement du CCM. Au contraire, si ce rapport m est petit (environ égal à un pour la MADA de 3 MW étudiée au chapitre 1), les courants harmoniques rotoriques i_{rdh} et i_{rqh} seront sensiblement identiques aux courants harmoniques i_{cdh} et i_{cqh} ; ils auront alors pour conséquence une augmentation non négligeable de la valeur efficace du courant rotorique et du dimensionnement du CCM.

II.3.3. Gestion des priorités au niveau du contrôle des courants rotoriques

Selon la vitesse du vent s'appliquant sur les pales de la turbine éolienne, la puissance du système éolien n'est pas égale à sa valeur nominale à tout instant. En effet, un système éolien terrestre fonctionne en moyenne à puissance nominale pendant 2400 heures par an, ce qui laisse 6360 heures restantes durant lesquelles le système éolien pourrait contribuer à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique en compensant l'énergie réactive et/ou les courants harmoniques.

La Figure 2-8 présente la nouvelle stratégie de contrôle des courants rotoriques. De plus, la nouvelle commande du CCM intègre un bloc de gestion des priorités. Ainsi, cette nouvelle commande permet de réaliser la fonction de filtrage actif tout en garantissant les contrôles du couple électromagnétique et de la puissance réactive statorique de la MADA. Néanmoins pour des considérations économiques, il faut rappeler que la compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques ne doivent jamais se faire au détriment de la puissance active produite par l'éolienne lorsque les conditions de vent sont favorables à une production nominale. Ainsi, une gestion des priorités du contrôle des courants rotoriques au niveau de la commande du CCM doit être mise en place [Kayikci, 2007]. Les différents contrôles sont indiqués par ordre de priorité décroissante :

- Contrôle du couple électromagnétique issu du bloc de contrôle MPPT afin de garantir une extraction optimale de la puissance mécanique,
- Contrôle de la puissance réactive statorique afin de pouvoir imposer le facteur de puissance statorique ou pour ajuster le niveau de tension au PRR,
- Contrôle des courants harmoniques rotoriques pour la fonction de filtrage actif électromécanique de la MADA.

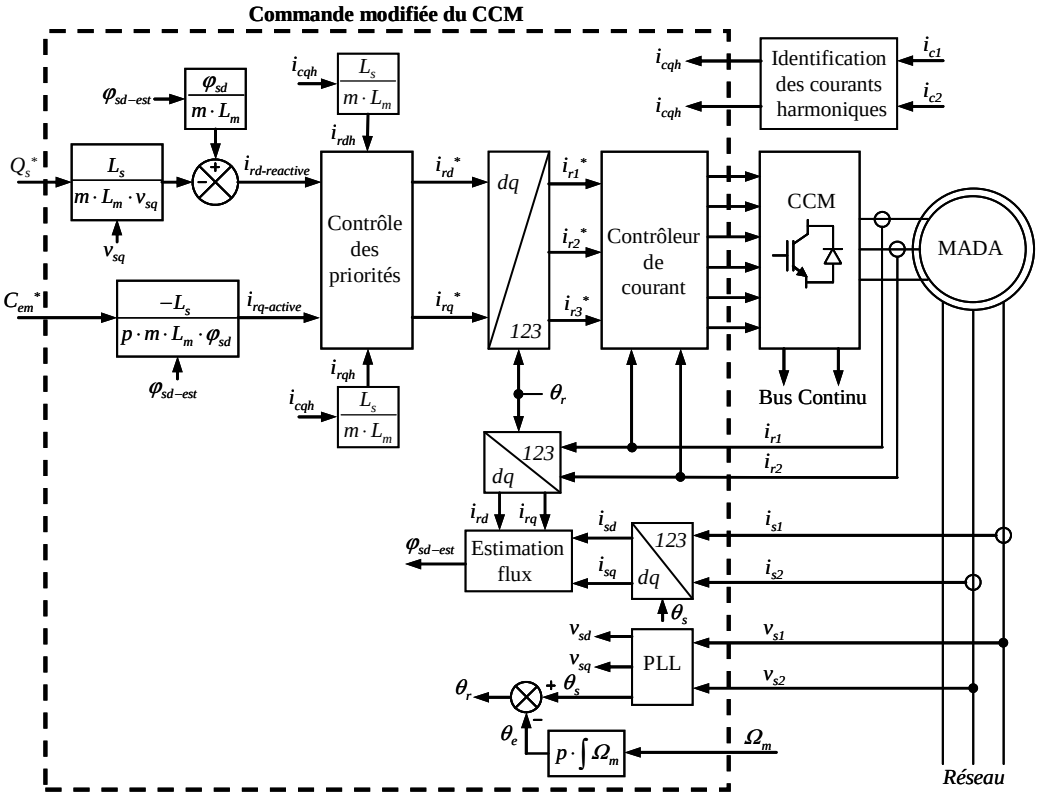


Figure 2-8 : Commande modifiée du CCM intégrant un contrôle des priorités pour les courants rotoriques.

La Figure 2-9 présente le principe de fonctionnement du bloc de contrôle des priorités de la Figure 2-8. Les différentes priorités entre les différents contrôles sont fixées en saturant ou non les références des courants fondamentaux rotoriques, respectivement notées $i_{rd\text{-}reactive}^{*}$ et $i_{rq\text{-}active}^{*}$, et les références des courants harmoniques rotoriques, respectivement notées i_{rdh}^{*} et i_{rqh}^{*}, correspondants à ces mêmes contrôles. Ainsi, les courants rotoriques sont limités par des valeurs de courants garantissant le contrôle des priorités dans la commande du CCM.

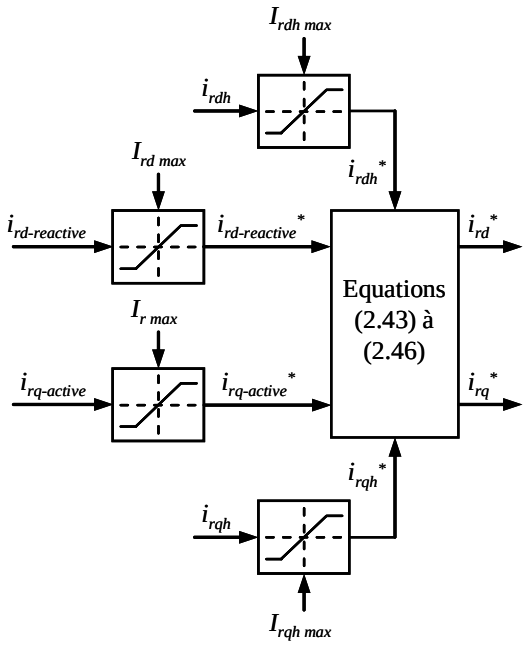


Figure 2-9 : Fonctionnement du bloc de contrôle des priorités.

Le contrôle MPPT impose à la commande du CCM un couple électromagnétique de référence C_{em}^* qui garantit une extraction maximale de la puissance disponible dans le vent (voir chapitre 1, section III.2.2). A partir de ce couple électromagnétique, nous générons le courant rotorique de référence $i_{rq\text{-}active}^*$ et, afin de garantir la première priorité qui consiste à privilégier le contrôle du couple électromagnétique, ce courant doit être compris entre $\pm I_{r\ max}$ qui est défini par :

$$\sqrt{{i_{rd}}^2 + {i_{rq}}^2} = \sqrt{3} \cdot I_r = I_{r\ max} \tag{2.42}$$

Avec :

- I_r : la valeur efficace du courant nominal circulant dans les enroulements rotoriques,
- $I_{r\ max}$: la valeur maximale du courant rotorique.

A partir de la puissance réactive statorique de référence, nous générons le courant rotorique de référence $i_{rd\text{-}reactive}^*$ (chapitre 1, section III.3.3) et, afin de garantir la deuxième priorité qui consiste à compenser la puissance réactive, ce courant doit être compris entre $\pm I_{rdmax}$ qui est défini par :

$$I_{rd\ max} = \sqrt{{I_{r\ max}}^2 - {i_{rq-active}}^{*2}} \tag{2.43}$$

Ainsi, ce courant maximal $I_{rd\ max}$ limite le courant fondamental rotorique de référence $i_{rd\text{-}reactive}^*$ servant au contrôle de la puissance réactive statorique. Nous remarquons alors que si le courant fondamental rotorique $i_{rq\text{-}active}^*$ n'est pas à sa valeur maximale $I_{r\ max}$, la MADA aura la possibilité de compenser de la puissance réactive circulant sur le réseau via le contrôle de sa puissance réactive statorique.

Afin d'effectuer la troisième priorité qui est la fonction filtrage actif électromécanique par la MADA, nous générons les courants harmoniques rotoriques de référence i_{rdh}^* et i_{rqh}^* qui

sont respectivement compris entre ± $I_{rdh\ max}$ et ± $I_{rqh\ max}$ et définis par les expressions suivantes suivant les deux premières priorités :

$$Si\,(i_{rd-reactive}{}^{*} = \pm I_{rd\,\max}) \quad Alors \begin{pmatrix} I_{rdh\,\max} = 0 \\ I_{rqh\,\max} = 0 \end{pmatrix} \tag{2.44}$$

$$Si\,(-I_{rd\ max} < i_{rd-reactive}{}^{*} < I_{rd\ max}) \quad Alors \begin{pmatrix} I_{rdh\,max} = I_{rd\ max} - i_{rd-reactive}{}^{*} \\ I_{rqh\,max} = I_{r\ max} - i_{rq-active}{}^{*} \end{pmatrix} \tag{2.45}$$

Une fois la détermination des différentes limitations de courants effectuée, le bloc de contrôle des priorités établit les expressions des courants rotoriques totaux de référence $i_{rd}{}^{*}$ et $i_{rq}{}^{*}$ tout en surveillant à ne jamais dépasser le courant maximal $I_{r\ max}$. Ces expressions sont données par :

$$Si\ \left[\sqrt{\left(i_{rd-reactive}{}^{*} + i_{rdh}{}^{*}\right)^2 + \left(i_{rq-active}{}^{*} + i_{rqh}{}^{*}\right)^2}\right] \le I_{r\,max}$$

$$Alors \begin{pmatrix} i_{rd}{}^{*} = i_{rd-reactive}{}^{*} + i_{rdh}{}^{*} \\ i_{rq}{}^{*} = i_{rq-active}{}^{*} + i_{rqh}{}^{*} \end{pmatrix} \tag{2.46}$$

$$Sinon \begin{pmatrix} i_{rd}{}^{*} = i_{rd-reactive}{}^{*} \\ i_{rq}{}^{*} = i_{rq-active}{}^{*} \end{pmatrix}$$

Par conséquent, la fonction filtrage actif électromécanique peut être optimisée simultanément avec la compensation de la puissance réactive statorique grâce au bloc "contrôle des priorités" sans aucun surdimensionnement du système éolien et notamment du CCM et de la MADA.

II.3.4. Contrôleurs des courants rotoriques

Les courants rotoriques totaux de référence $i_{rd}{}^{*}$ et $i_{rq}{}^{*}$ sont transformés en courants triphasés rotoriques de référence $i_{rk}{}^{*}$ à l'aide des transformations inverses de Concordia et de Park (k = {1, 2, 3}). Ces courants triphasés rotoriques, qui sont appliqués aux contrôleurs de courants, sont désormais composés de (k = {1, 2, 3}) :

- courants fondamentaux triphasés rotoriques $i_{rkf}{}^{*}$, issus des courants fondamentaux rotoriques $i_{rq\text{-}active}{}^{*}$ et $i_{rd\text{-}reactive}{}^{*}$, pour le contrôle des puissances active et réactive statoriques,
- courants harmoniques triphasés rotoriques $i_{rkh}{}^{*}$, issus des courants harmoniques rotoriques $i_{rdh}{}^{*}$ et $i_{rqh}{}^{*}$, pour la génération des courants harmoniques triphasés statoriques.

Les régulateurs linéaires utilisés dans la commande du CCM détaillée au chapitre 1 (correcteurs de type PI) sont à la base prévus pour contrôler les courants fondamentaux rotoriques $i_{rq\text{-}active}{}^{*}$ et $i_{rd\text{-}reactive}{}^{*}$. En effet, ces régulateurs linéaires, utilisant une technique de MLI à échantillonnage naturel, permettent une génération des tensions rotoriques avec une

fréquence de commutation fixe des interrupteurs de puissance du CCM. Ainsi, un spectre en fréquence des tensions rotoriques est bien défini mais avec des performances dynamiques réduites. De ce fait, les courants harmoniques rotoriques i_{rdh}^* et i_{rqh}^* pourraient ne pas être régulés correctement à cause de la faible bande passante et de la faible dynamique des correcteurs PI.

C'est la raison pour laquelle, le contrôleur de courants triphasés dans la commande modifiée du CCM doit posséder une très bonne dynamique tout en garantissant une fréquence de commutation fixe aux interrupteurs de puissance. Ainsi, nous avons choisi d'utiliser un contrôleur de courants triphasés dit à "hystérésis modulée" [Shamsi, 2007], illustré à la Figure 2-10. Ce choix permet d'une part de fixer la fréquence de commutation des interrupteurs, notée f_c, et de garantir d'autre part une bonne dynamique en régime transitoire. De plus, l'erreur de poursuite peut être minimisée si les paramètres du contrôleur (amplitude du signal triangulaire, notée A_{tr}, et largeur de la bande d'hystérésis, notée B_h) sont correctement dimensionnés et optimisés [Rahman, 2003].

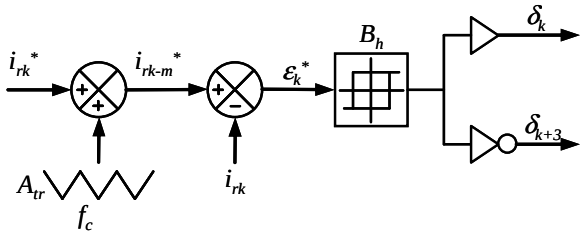


Figure 2-10 : Contrôleur de courant à "hystérésis modulée" ($k \in \{1, 2, 3\}$).

III. Simulation du système éolien en présence de charges linéaires et non linéaires

III.1. Choix des paramètres du système éolien

III.1.1. Partie puissance

La MADA de 3 MW utilisée dans le chapitre 1 ne nous permet pas de bénéficier d'un gain d'amplification entre les courants rotoriques et statoriques car le facteur k_{sr} est proche de un. Cette MADA aurait néanmoins pu nous permettre d'améliorer la qualité de l'énergie [Gaillard, 2009]. Cependant, nous désirons mettre en avant l'avantage d'un gain d'amplification afin d'optimiser la fonction filtrage actif tout en compensant de la puissance réactive. C'est la raison pour laquelle nous avons choisi un système éolien de 2 MW basé une MADA faisant apparaitre un facteur d'atténuation k_{sr} intéressant et dont les différents paramètres mécaniques et électriques [Zhi, 2007] sont rassemblés dans le Tableau 2-4.

Système	*Paramètres*
Turbine	Nombre de pales : 3 R = 35 m $v_n \approx$ 13 m/s, N_{tn} = 19,5 tr/min
Multiplicateur	G = 80
MADA	U_s = 690 V, U_r = 2300 V P_n = 2 MW, f = 50 Hz, p = 2, m = 3,33, k_{sr} = 0,3 R_s = 4,45 mΩ, R_r = 55,44 mΩ L_{fs} = 134 µH, L_{fr} = 1,6 mH, L_m = 4,41 mH
Bus continu	C = 38 mF, v_{dc} = 1200 V
Filtre RL	R_f = 0,1 Ω, L_f = 1 mH
Réseau électrique	U = 690 V, f = 50 Hz

Tableau 2-4 : Paramètres mécaniques et électriques du système éolien de 2MW.

III.1.2. Partie commande

Les paramètres de la partie puissance n'étant plus identiques à ceux du chapitre 1, les nouveaux paramètres des commandes du système éolien étudié sont rassemblés dans le Tableau 2-5.

Commande	*Paramètres*
Contrôle MPPT	$\lambda_{opt} = 6{,}9$ $C_{pmax} = 0{,}4$
Contrôleur des courants rotoriques	Hystérésis modulée : f_c = 3 kHz, A_{tr} = 5 A et B_h = 0,3 A
Contrôle des courants du filtre RL	Temps de réponse du système en boucle fermée : t_{rf} = 0,01 s $K_{pf} = \frac{3L_f}{t_{rf}} = 0{,}3$ $K_{if} = \frac{3R_f}{t_{rf}} = 30$
Contrôle de la tension du bus continu	Facteur d'amortissement : ξ = 0,707 Temps de réponse du système en boucle fermée : t_{rv} = 0,1 s Fréquence de coupure : ω_0 = 27 rad/s $K_{pv} = 2 \cdot \xi \cdot C \cdot \omega_0 \approx 1{,}4508$ $K_{iv} = C \cdot \omega_0^{\,2} \approx 27{,}7$

Tableau 2-5 : Paramètres des commandes du système éolien de 2 MW.

III.2. Résultats de simulations

Afin de valider la nouvelle commande du CCM du système éolien étudié (Figure 2-8), nous avons effectué des simulations à l'aide des outils Matlab/Simulink et de la bibliothèque SymPower Systems.

Dans cette section, nous présentons et validons dans un premier temps la commande modifiée du CCM en effectuant une simulation pour un point de fonctionnement en mode hypersynchrone lorsque l'éolienne est à son fonctionnement nominal. Dans un deuxième temps, nous effectuerons plusieurs simulations afin de valider la méthode de contrôle que nous avons proposée pour le CCM afin de compenser la puissance réactive et les courants harmoniques. Enfin, nous présenterons deux cas différents de simulation mettant en évidence la gestion des priorités lorsque le contrôleur de courant est saturé.

Pour toutes ces simulations, la fréquence de commutation des interrupteurs pour les deux convertisseurs est fixée à 3 kHz, la tension de référence du bus continu, notée v_{dc}^{*}, est fixée à 1200 V et la puissance réactive de référence, notée Q_f^{*}, est fixée à 0 VAr, ce qui garantit un facteur de puissance unitaire au point de connexion du CCR avec le réseau électrique.

La Figure 2-11 présente le système de puissance étudié en vue de mettre en évidence la compensation de la puissance réactive et le filtrage actif électromécanique par la MADA. Une charge linéaire inductive d'une puissance prenant successivement les valeurs de 500 kVAr puis de 800 kVAr ainsi qu'une charge non linéaire d'une puissance prenant successivement les valeurs de 600 kW-100 kVAr puis de 1 MW-200 kVAr sont connectées au PRR afin de mettre en évidence la saturation du contrôleur de courant ainsi que le contrôle des priorités dans la commande du CCM.

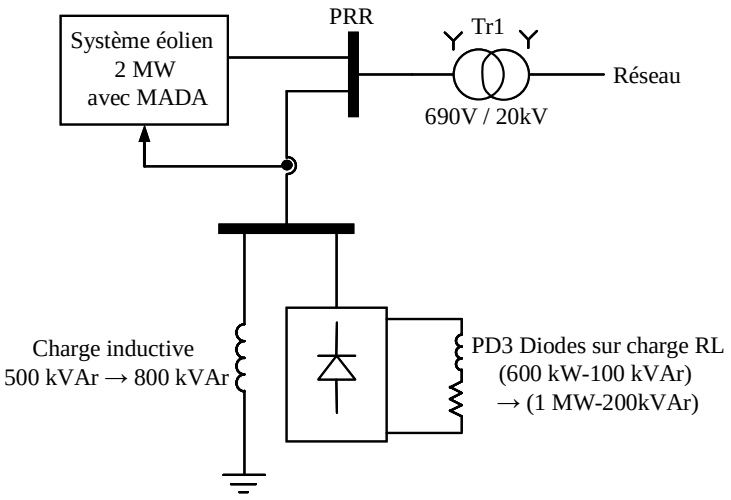


Figure 2-11 : Système de puissance simulé.

III.2.1. Génération de puissance du système éolien de 2MW

Dans cette sous-section, la fonction principale de la MADA, à savoir la génération des puissances active et réactive est observée afin de valider la commande modifiée du CCM (contrôleur de courant par hystérésis modulée). Nous présentons un point de fonctionnement en mode hypersynchrone et faisons varier la puissance réactive statorique Q_s en jouant sur sa valeur de référence au niveau de la commande du CCM.

Pour cette simulation, nous considérons que le système éolien est en régime permanent et qu'il fonctionne dans la zone de fonctionnement optimale (Zone 2), c'est-à-dire qu'il produit le maximum de puissance en fonction de la vitesse du vent (voir contrôle MPPT, chapitre 1, section III.2.2). Pour cela, un vent d'une vitesse égale à 13 m/s (correspondant au fonctionnement nominal de l'éolienne) est appliqué sur les pales, ce qui correspond à une vitesse de la MADA en contrôle MPPT à environ 1950 tr/min, soit un glissement de -30% en mode hypersynchrone comme l'illustre la Figure 2-12.

La Figure 2-12 présente les puissances active et réactive statoriques et les puissances fournies par la MADA au PRR. La Figure 2-13 présente les courants rotoriques d'axes *dq* ainsi que la tension du bus continu pour le même point de fonctionnement cité précédemment. Ces deux figures nous montrent la dynamique élevée du contrôleur de courant dit à "hystérésis modulée" lorsque l'on impose des échelons de puissance réactive statorique donc des échelons sur le courant rotorique d'axe *d*. En effet, ce courant suit parfaitement sa référence et le temps de réponse est plus faible que celui obtenu par la commande classique du CCM avec des régulateurs du type PI. En revanche, avec ce type de contrôleur, les puissances active et réactive statoriques ne sont pas contrôlées de manière indépendante car un échelon sur la puissance réactive engendre une perturbation sur la puissance active. En effet, les termes de découplage mis en œuvre dans la commande classique du CCM (voir chapitre 1, section III.3) permettant un contrôle indépendant des puissances active et réactive, n'apparaissent pas pour ce type de contrôleur de courant dans la commande modifiée du CCM. Ainsi, celle-ci impose les courants rotoriques à la MADA au détriment d'un contrôle indépendant des puissances active et réactive statoriques.

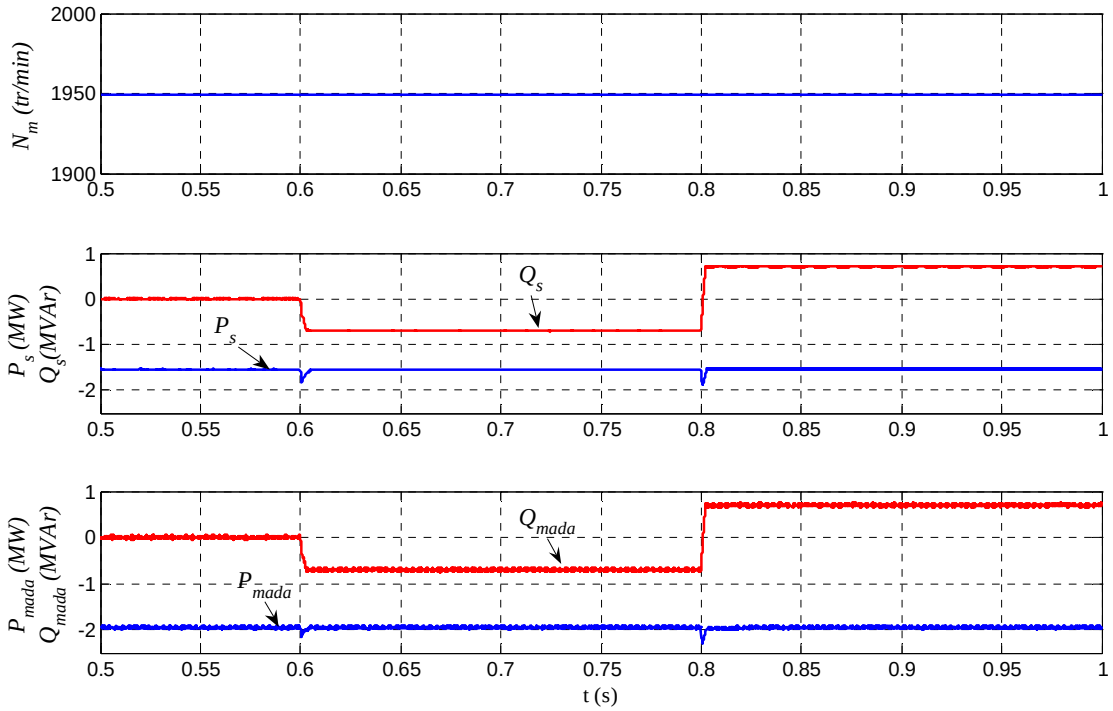


Figure 2-12 : Mode hypersynchrone : vitesse mécanique de la MADA, puissances active et réactive statoriques et puissances active et réactive fournies par la MADA au réseau.

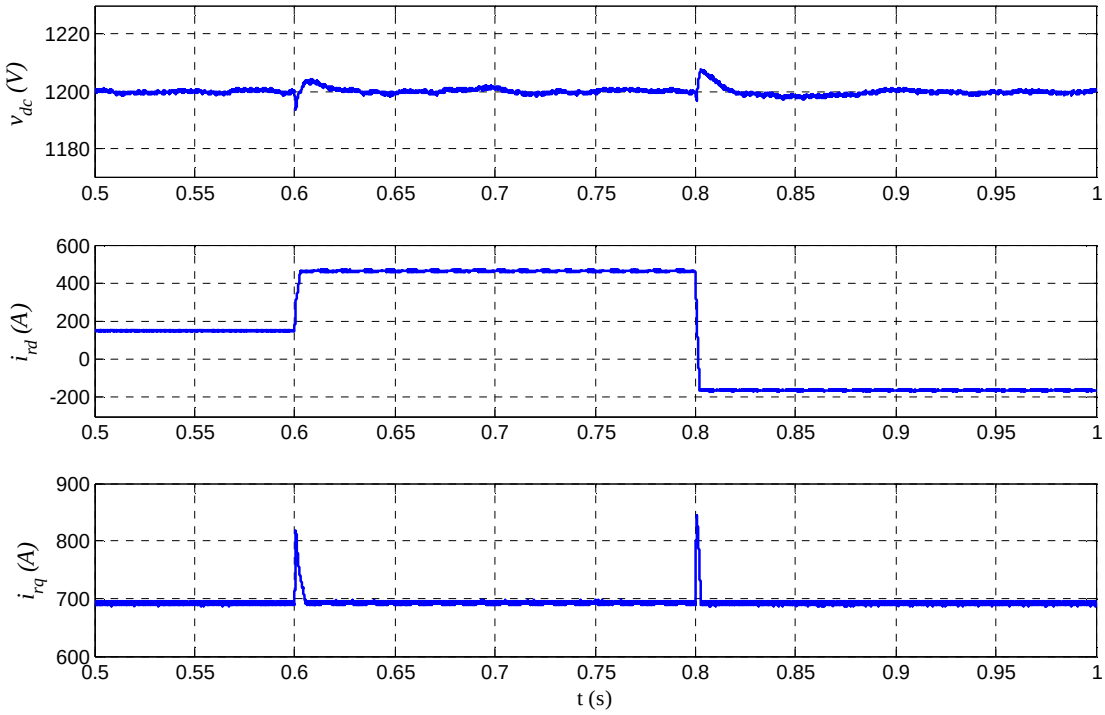


Figure 2-13 : Mode hypersynchrone : tension du bus continu, courant rotorique d'axe *d* et courant rotorique d'axe *q*.

III.2.2. Compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques sans saturation des contrôleurs de courants

Dans cette section, nous effectuons la compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques des charges connectées au PRR sans que les contrôleurs de courants de la commande du CCM ne soient saturés. Pour cela, la puissance réactive de la charge linéaire est fixée à 500 kVAr et la charge non linéaire consomme une puissance active de 600 kW et une puissance réactive de 100 kVAr.

Deux exemples de fonctionnement sont maintenant présentés :
- Compensation de la puissance réactive et filtrage de l'ensemble des courants harmoniques des charges,
- Compensation de la puissance réactive et filtrage des courants harmoniques inverse et direct prépondérants de rangs 5 et 7.

III.2.2.1. Compensation de la puissance réactive et de l'ensemble des courants harmoniques

Le système éolien est à son point de fonctionnement nominal (voir section précédente). Les différents courants au PRR sans compensation de la puissance réactive ni des courants harmoniques par la MADA sont présentés à la Figure 2-14.

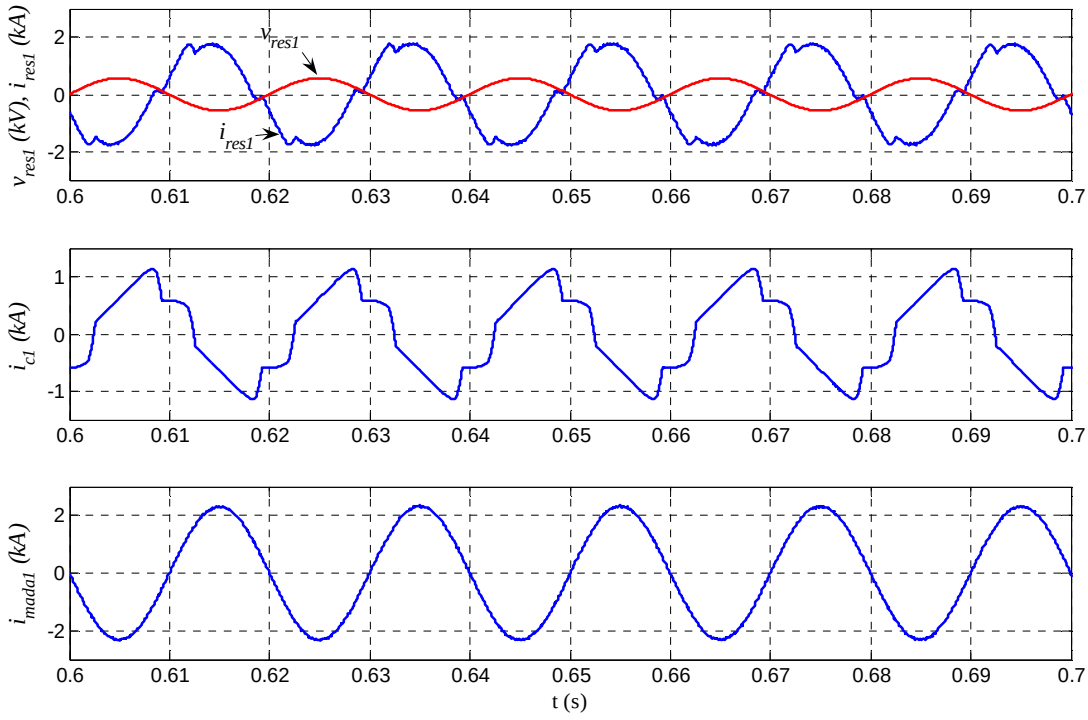


Figure 2-14 : Courants au PRR sans compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques.

Le THD (Total Harmonic Distortion) du courant de charge i_{c1} lié à la valeur efficace du courant fondamental, noté i_{c1f}, est égal à 17,34 %. Ce courant génère une pollution harmonique sur le réseau et peut causer des distorsions de la tension pour les autres utilisateurs connectés au PRR. En effet, le THD du courant réseau i_{res1} est alors égal à 9,5 % sachant que la limite imposée par les gestionnaires du réseau est de 5 %. De plus, nous pouvons observer qu'il existe un déphasage entre le courant et la tension du réseau dû aux charges linéaire et non linéaire consommant de la puissance réactive car le système éolien,

sans la compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques, est commandé de façon à avoir un facteur de puissance unitaire vu du PRR.

Nous considérons maintenant que la puissance réactive et les courants harmoniques doivent être compensés. Ainsi, la puissance réactive du réseau est mesurée afin de fixer la puissance réactive statorique de référence pour effectuer la compensation du réactif. Concernant la compensation des courants harmoniques, la méthode décrite à la section II.2.2 est mise en œuvre et la fréquence de coupure f_c du FMV est fixée à 50 Hz (fréquence du fondamental du courant de charge avec $\varepsilon = 1$ et $n = 1$) avec un gain K égal à 60 pour garantir une sélectivité et une dynamique satisfaisantes (Figure 2-4 et Tableau 2-1). La Figure 2-15 présente les courants harmoniques i_{cdh} et i_{cqh}, issus du bloc d'identification des courants harmoniques, exprimés dans le repère statorique en y superposant leurs courants harmoniques rotoriques de référence respectifs i_{rdh}^* et i_{rqh}^* afin de mettre en évidence le facteur d'atténuation k_{sr} entre les courants rotoriques et statoriques.

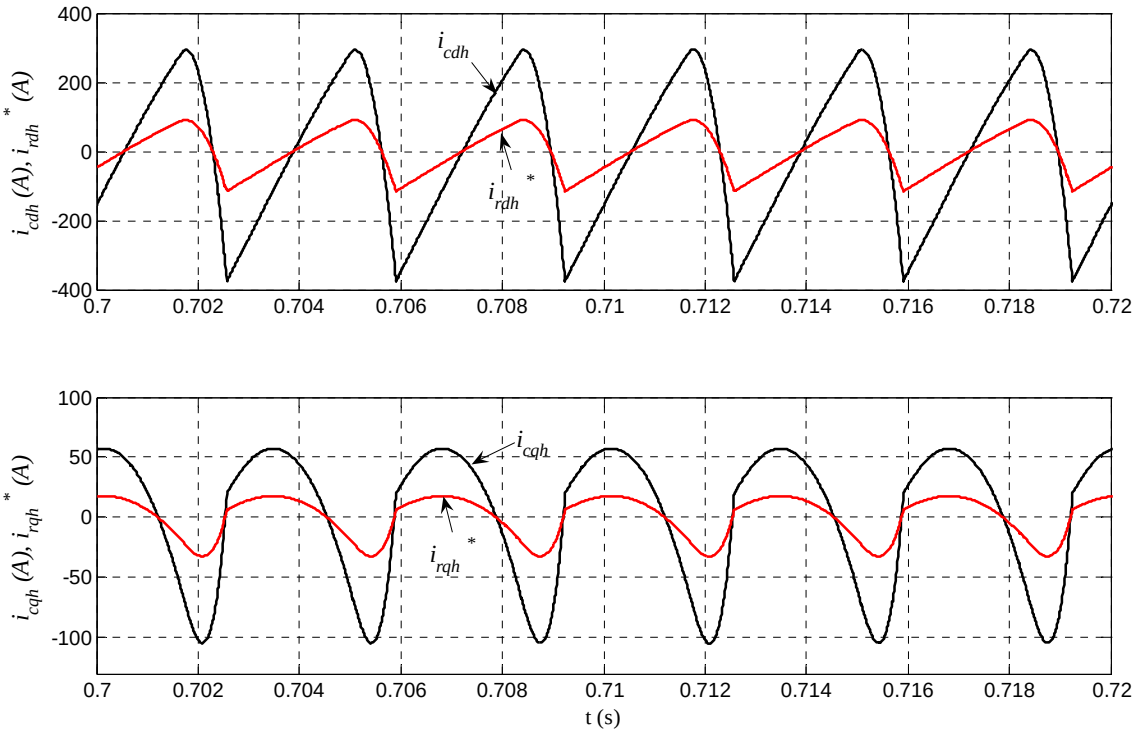


Figure 2-15 : Facteur d'atténuation k_{sr} sur les courants harmoniques : courants i_{cdh} et i_{rdh} (A) et courants i_{cqh} et i_{rqh} (A).

La Figure 2-16 présente les courants rotoriques totaux de référence i_{rd}^* et i_{rq}^* et la tension du bus continu v_{dc} lors de la compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques du réseau à partir de l'instant t = 0,8 s. Avant le début de la compensation, les courants rotoriques totaux de référence sont constants et correspondent aux courants fondamentaux rotoriques de référence notés $i_{rq\text{-}active}^*$ et $i_{rd\text{-}reactive}^*$. La tension v_{dc} est maintenue constante à 1200 V par la commande du CCR. A t = 0,8 s, les courants harmoniques rotoriques de référence notés i_{rdh}^* et i_{rqh}^* sont ajoutés aux courants fondamentaux rotoriques de référence dans la commande du CCM. Durant la compensation des courants harmoniques, nous observons quelques faibles oscillations à la fréquence de 300Hz sur la tension v_{dc}, mais elles n'affectent pas la stabilité du bus continu.

La Figure 2-17 présente les différents courants au PRR après compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques à partir de l'instant t = 0,8 s. Cette figure illustre clairement les performances du système proposé permettant d'améliorer

simultanément le facteur de puissance et le THD du courant réseau. En effet, le courant réseau est en opposition de phase avec la tension réseau (mode générateur) et les courants harmoniques sont notablement compensés avec un THD du courant réseau réduit de 9,5 % à 3 %.

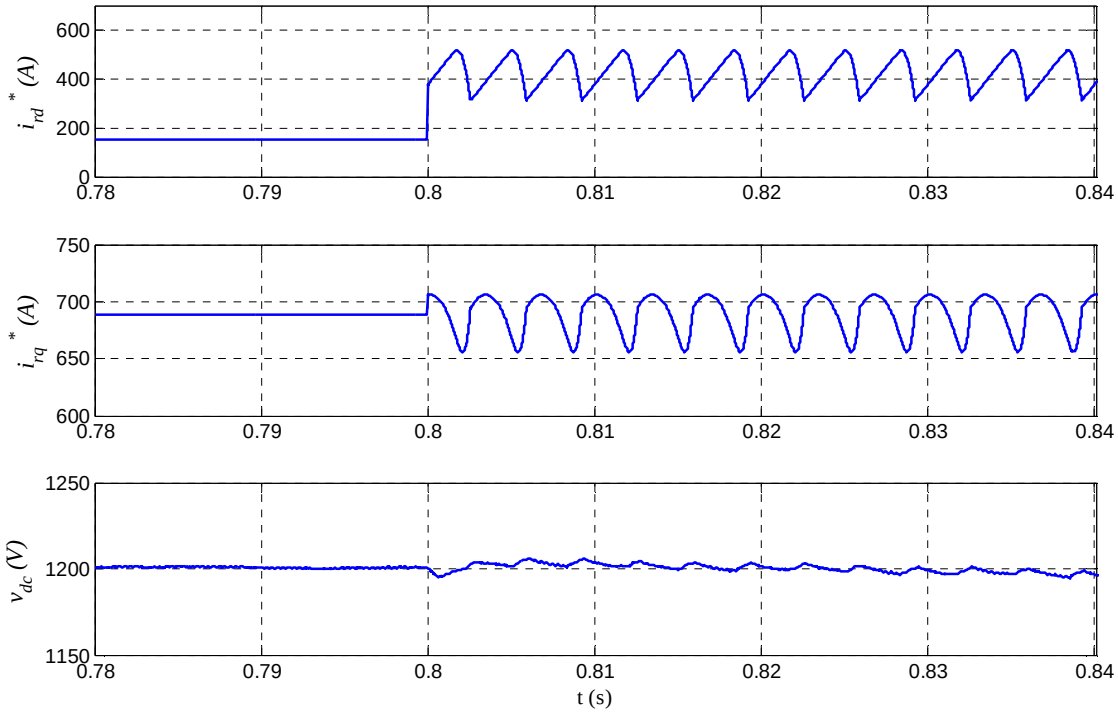


Figure 2-16 : Courants rotoriques totaux de référence et tension du bus continu avant et après la compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques à t = 0,8 s.

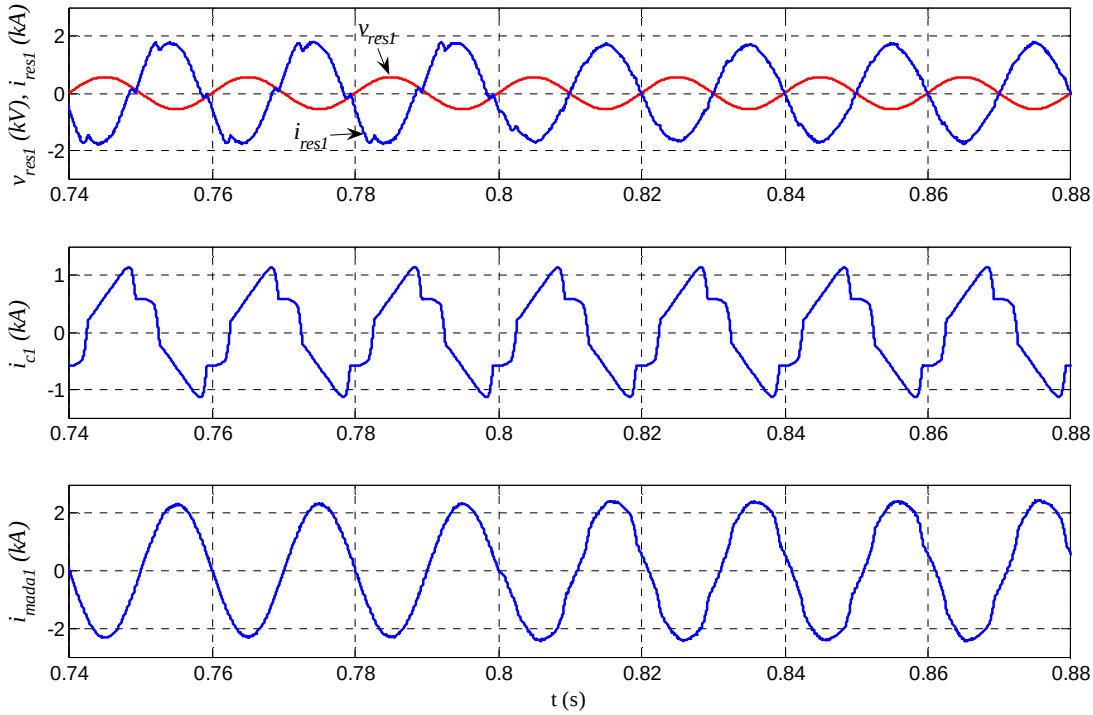


Figure 2-17 : Grandeurs électriques au PRR avant et après la compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques du réseau à t = 0,8 s.

La Figure 2-18 rassemble les formes d'ondes des différentes puissances actives et réactives au PRR après compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques du réseau à partir de l'instant t = 0,8 s. On visualise que la puissance réactive fournie au réseau est nulle, garantissant ainsi un facteur de puissance unitaire.

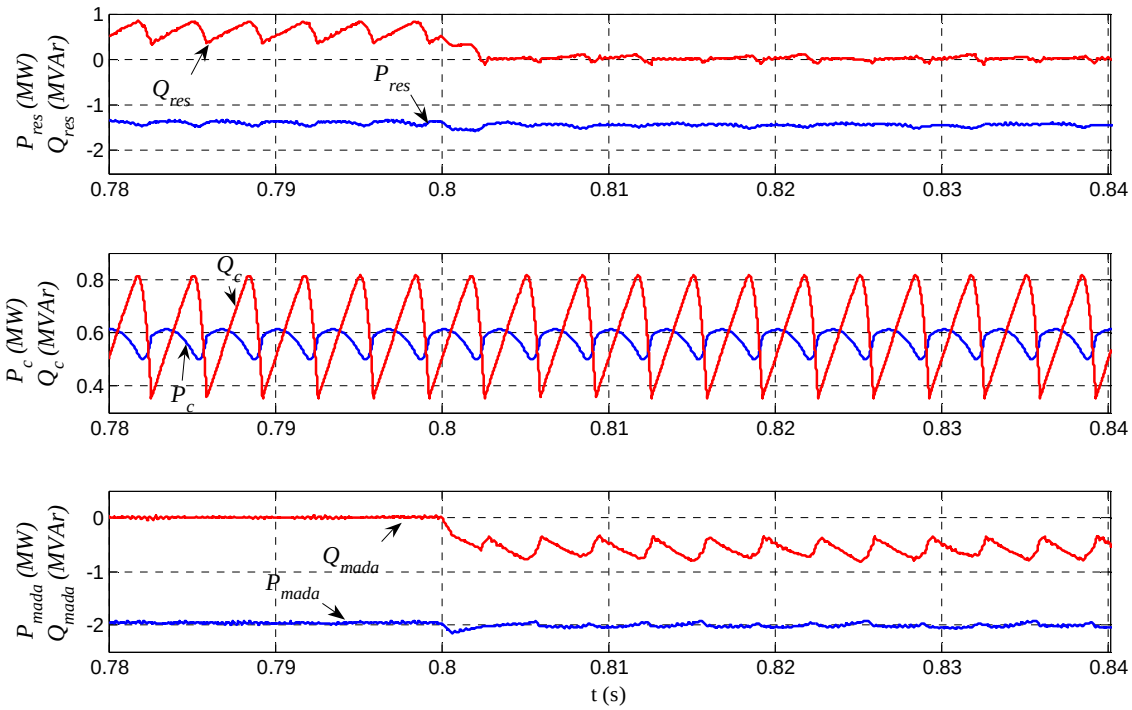


Figure 2-18 : Puissances actives et réactives au PRR avant et après la compensation à t = 0,8 s.

Ces résultats démontrent la possibilité pour la MADA de pouvoir compenser la puissance réactive et les courants harmoniques du réseau. Toutefois, le fait d'injecter des courants harmoniques à des fréquences élevés dans le bobinage rotorique pourraient engendrer des échauffements dans la MADA et des pertes fer supplémentaires. C'est pourquoi, afin de limiter l'impact des courants harmoniques sur la MADA, l'intérêt de la mise en œuvre d'un FMV nous permet d'isoler des courants harmoniques particuliers (les plus prépondérants) et ainsi de pouvoir les compenser. De ce fait, nous contribuons à la compensation des courants harmoniques tout en réduisant l'effet de leur génération sur la MADA.

III.2.2.2. Compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques de rangs 5 et 7

Nous considérons maintenant la compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques de rangs 5 et 7 des charges connectées au PRR. Concernant la compensation des courants harmoniques, la méthode décrite à la section II.2.3 est utilisée et deux FMVs sont nécessaires pour identifier indépendamment les deux courants harmoniques. La fréquence de coupure f_{c5} du premier FMV est fixée à 250 Hz (fréquence du courant harmonique inverse de rang 5 avec ε = -1 et n = 5) et celle du second FMV, notée f_{c7}, est fixée à 350 Hz (fréquence du courant harmonique direct de rang 7 avec ε = 1 et n = 7). Pour les deux FMVs, le gain K est fixé à 5 pour satisfaire au critère de sélectivité (Tableaux 2-2 et 2-3).

Les Figures 2-19 et 2-20 présentent respectivement les courants rotoriques totaux de référence i_{rd}^* et i_{rq}^* ainsi que la tension du bus continu v_{dc} et les différents courants au PRR lors de la compensation à partir de l'instant t = 0,8 s de la puissance réactive et des courants harmoniques prépondérants de rangs 5 et 7.

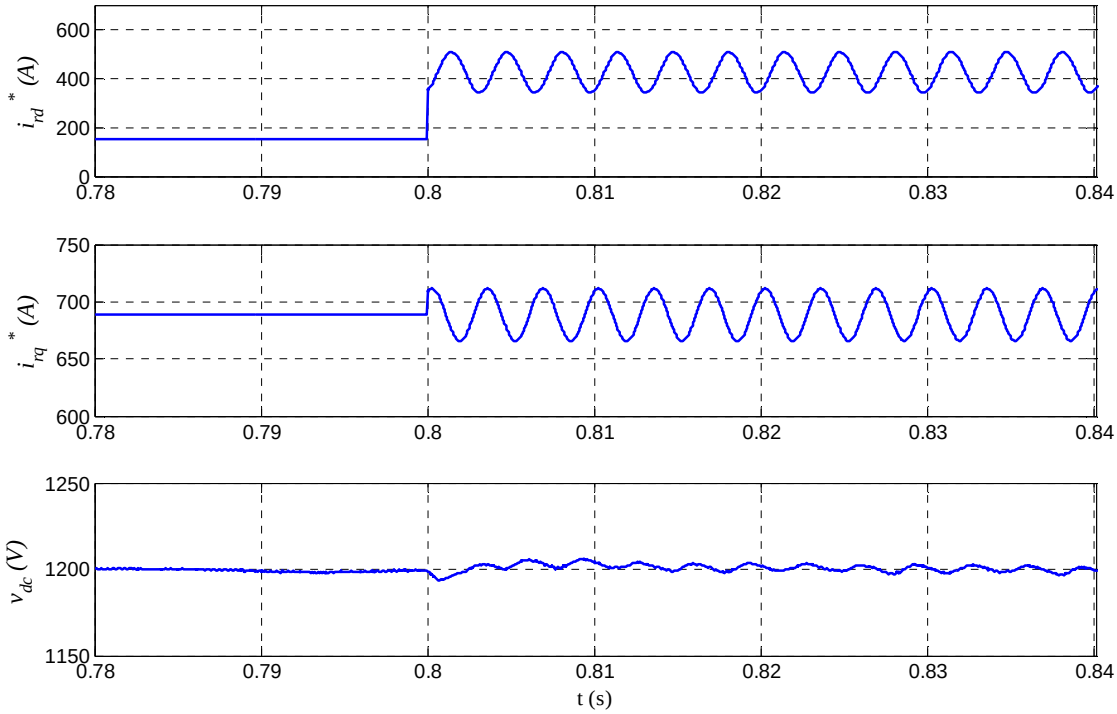


Figure 2-19 : Courants rotoriques totaux de référence et tension du bus continu avant et après la compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques prépondérants de rangs 5 et 7 à l'instant t = 0,8 s.

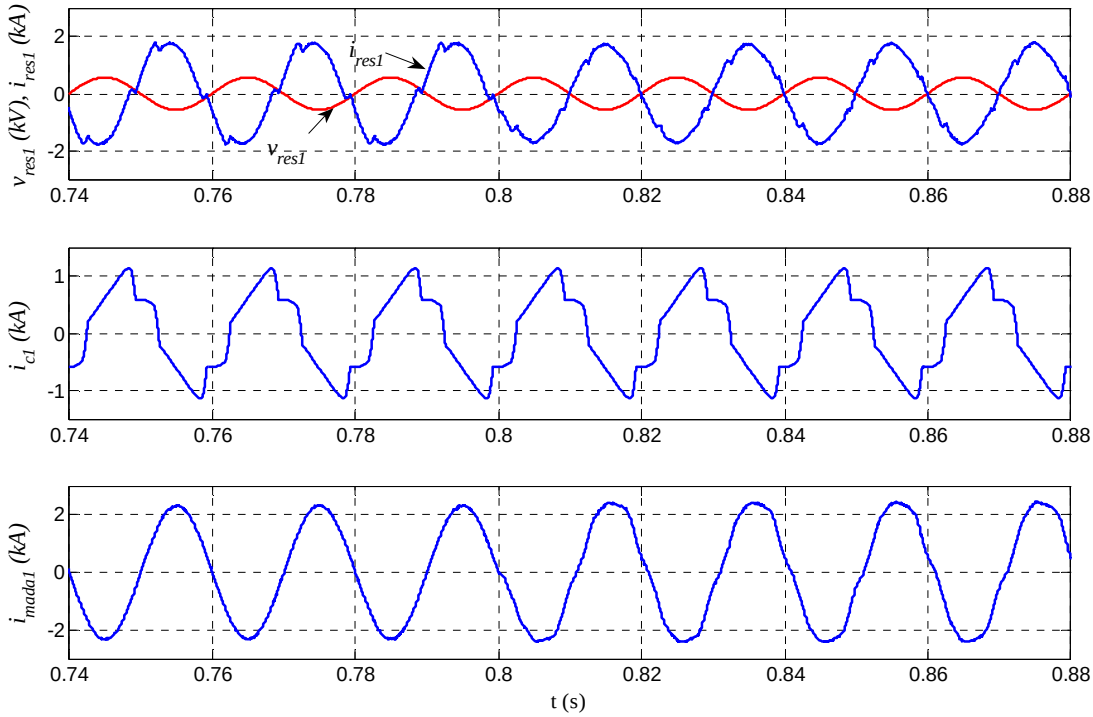


Figure 2-20 : Grandeurs électriques au PRR avant et après la compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques prépondérants du réseau de rangs 5 et 7 à t = 0,8 s.

Ces figures illustrent clairement les performances du système proposé permettant d'améliorer simultanément le facteur de puissance et le THD du courant réseau en ne

compensant que les courants harmoniques prépondérants de rangs 5 et 7. En effet, le courant réseau est en opposition de phase avec la tension réseau (mode générateur) et le THD du courant réseau est réduit de 9,5 % à 4,8 %.

III.2.3. Compensation de la puissance réactive et de l'ensemble des courants harmoniques avec saturation des contrôleurs de courants

Deux cas de fonctionnement sont maintenant étudiés afin de mettre en évidence la saturation des contrôleurs de courants et le contrôle des priorités lors de la commande du CCM :

- compensation de la puissance réactive et de l'ensemble des courants harmoniques suite à un échelon de puissance réactive de la charge linéaire,
- compensation de la puissance réactive et de l'ensemble des courants harmoniques lors d'un échelon des puissances active et réactive de la charge non linéaire.

III.2.3.1. Saturation des contrôleurs suite à un échelon de puissance réactive de la charge linéaire

Le but de ce cas de fonctionnement est d'illustrer la priorité de la compensation de puissance réactive par rapport à la compensation des courants harmoniques. Pour ce faire, nous considérons maintenant que la puissance réactive de la charge linéaire est égale à 800 kVAr au lieu de 500 kVAr sachant que les puissances active et réactive de la charge non linéaire restent inchangées (voir Figure 2-11). Le système éolien fonctionne toujours à sa puissance mécanique nominale (-2 MW pour une vitesse de 1950 tr/min).

La Figure 2-21 présente les courants rotoriques totaux de référence à l'entrée des contrôleurs de courants.

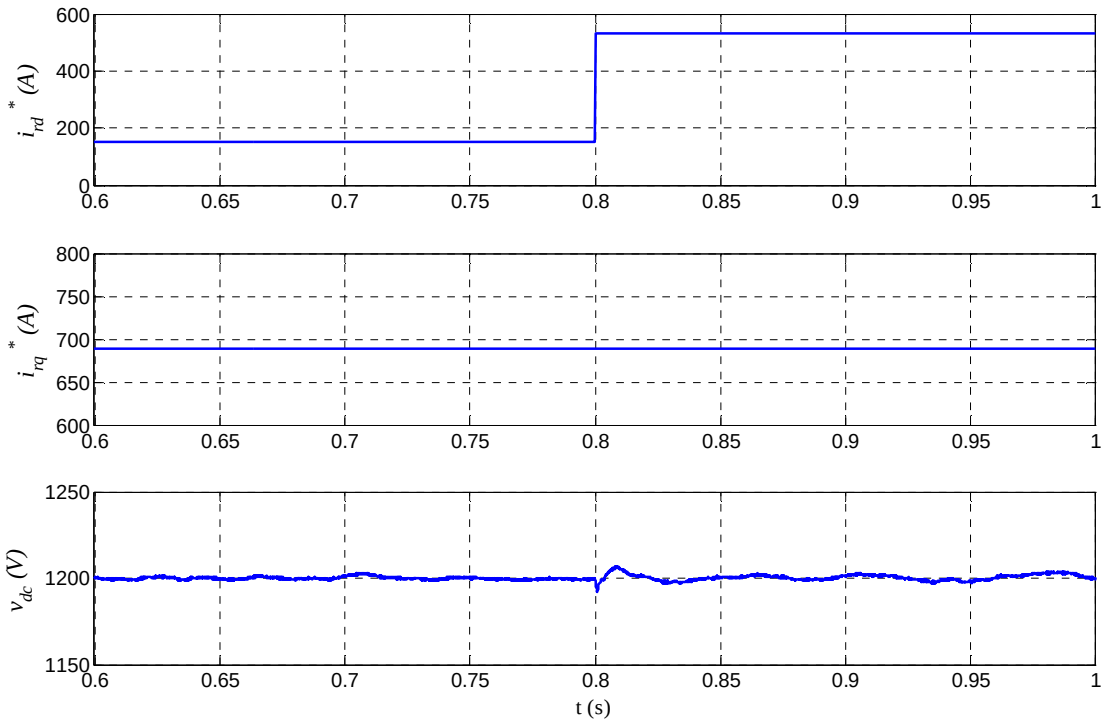


Figure 2-21 : Courants rotoriques totaux de référence et tension du bus continu avant et après compensation de la puissance réactive à t = 0,8 s avec saturation des contrôleurs de courants.

Les courants de référence i_{rd}^{*} et i_{rq}^{*} sont à leurs valeurs nominales afin de contrôler les puissances active et réactive statoriques, c'est-à-dire $\sqrt{i_{rd}^{*2} + i_{rq}^{*2}} = I_{r\,max}$.

Les contrôleurs de courants sont saturés, grâce au bloc de contrôle des priorités. Nous sommes alors dans la condition décrite par l'équation (2.44). Au début de la compensation de la puissance réactive à l'instant t = 0,8 s, nous observons un transitoire sur la tension v_{dc} (dû à l'augmentation du courant rotorique). Cependant la commande du CCR permet de maintenir la tension du bus autour de sa référence. La Figure 2-22 présente les courants de la phase 1 au nœud du PRR lors de la compensation de la puissance réactive à l'instant t = 0,8 s lorsque les contrôleurs de courants pilotant le CCM sont saturés. Dans ce cas, la compensation totale ou partielle des courants harmoniques ne peut être effectuée sans surdimensionner le CCM.

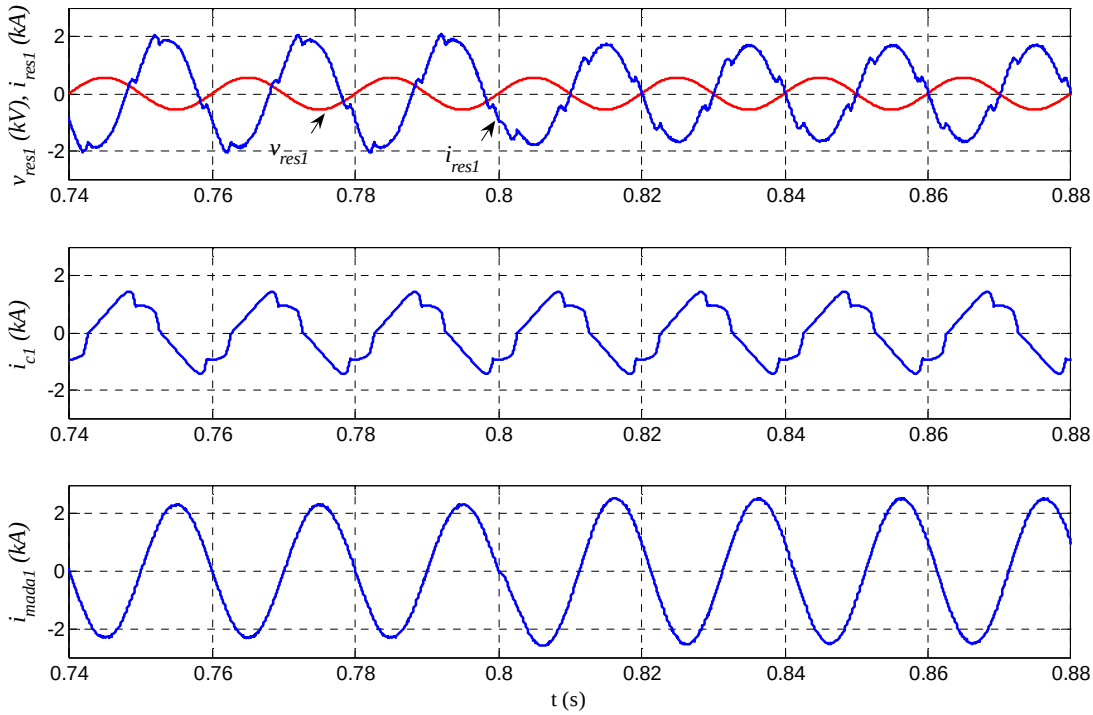


Figure 2-22 : Grandeurs électriques au PRR avant et après compensation de la puissance réactive à t = 0,8 s lorsque les contrôleurs sont saturés suite à une augmentation de la puissance réactive.

Cette figure montre que la MADA fournit le maximum de puissance réactive statorique jusqu'à la limitation en courant du contrôleur afin de compenser la puissance réactive sur le réseau et ainsi améliorer le facteur de puissance au détriment de la compensation des courants harmoniques (tension et courant réseau en opposition de phase). Cependant, en compensant uniquement la puissance réactive (gestion des priorités et contrôleurs saturés), la forme d'onde du courant réseau est plus distordue qu'avant la compensation. En effet, la valeur efficace du courant fondamental fourni au réseau est diminué mais les valeurs des courants harmoniques du courant fourni au réseau restent les mêmes donc le THD du courant réseau passe de 8,6 % avant la compensation de la puissance réactive à 10,5 % après compensation.

III.2.3.2. Saturation des contrôleurs lors d'un échelon des puissances active et réactive de la charge non linéaire

Au départ, les paramètres des différentes charges connectées au PRR sont les mêmes qu'à la section III.2.2 et la compensation de la puissance réactive et de l'ensemble des courants harmoniques du réseau est effectuée. Ensuite, nous appliquons une variation de la charge

polluante à t = 0,8 s ; cette charge passe de 600 kW-100 kVAr à 1 MW-200 kVAr, ce qui représente une variation de 20% par rapport à la puissance mécanique nominale de la MADA. La puissance réactive de la charge linéaire reste inchangée. Le système éolien fonctionne toujours à puissance mécanique et vitesse de rotation nominales.

La Figure 2-23 présente les courants rotoriques totaux de référence d'axes *dq* à l'entrée des contrôleurs de courants ainsi que la tension du bus continu. La Figure 2-24 illustre les courants électriques au nœud du PRR. Avant la variation des puissances de la charge non linéaire à t = 0,8 s, les contrôleurs de courants ne sont pas en saturation et la MADA peut compenser à la fois la puissance réactive et les courants harmoniques du réseau. En effet, la Figure 2-24 montre que la tension et le courant réseau sont sinusoïdales et en opposition de phase et le THD du courant réseau est égal à 3 %.

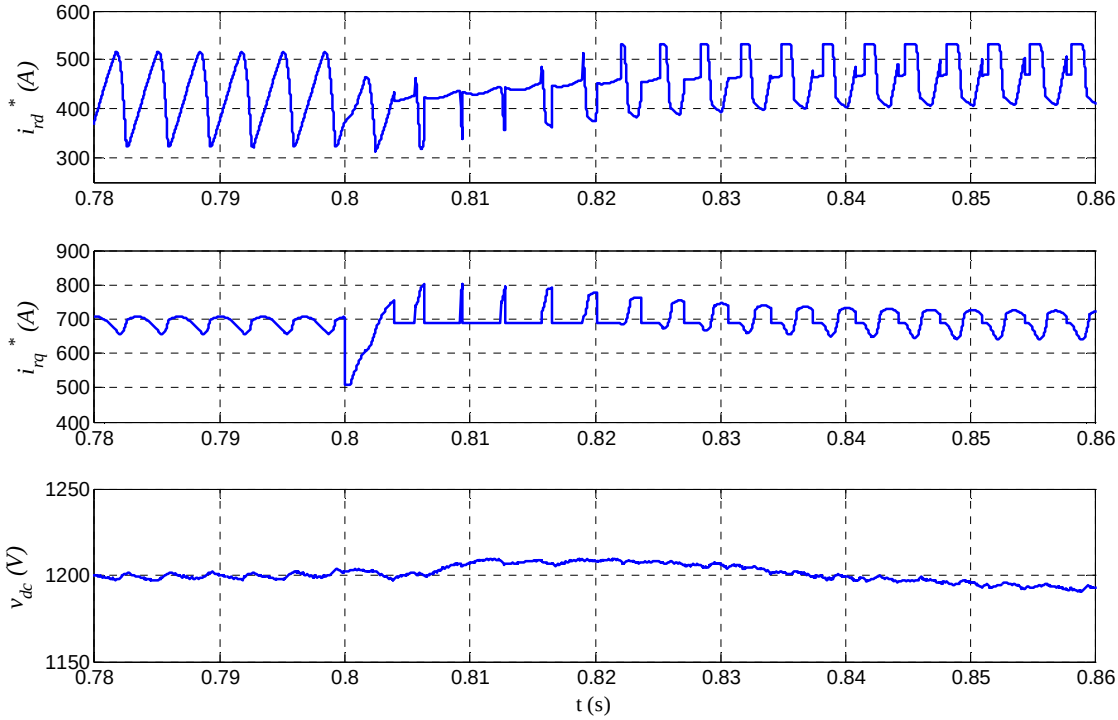


Figure 2-23 : Courants rotoriques de référence et tension du bus continu avant et après variation des puissances de la charge non linéaire à t = 0,8 s avec saturation des contrôleurs de courants.

A l'instant t = 0,8 s où apparait la variation des puissances de la charge non linéaire, un transitoire apparait sur les courants rotoriques totaux de référence dû à la dynamique du FMV pour extraire les courants harmoniques de la charge non linéaire. Ensuite, les contrôleurs de courants rentrent en saturation et le bloc de contrôle des priorités se situe dans les situations décrites par les équations (2.45) et (2.46). En effet, les courants harmoniques de la charge non linéaire ayant augmentés, les courants harmoniques rotoriques de référence d'axe *dq* sont en saturation afin de ne pas dépasser le courant rotorique maximal $I_{r\,max}$.

Les contrôleurs de courants étant en saturation pour les courants harmoniques rotoriques de référence, la MADA ne peut plus compenser correctement les courants harmoniques au PRR bien qu'elle continue à compenser entièrement la puissance réactive. En revanche, le THD du courant réseau augmente de 3 % à 12 %. En effet, nous avons, pour le courant réseau, un ratio harmoniques sur fondamental plus important.

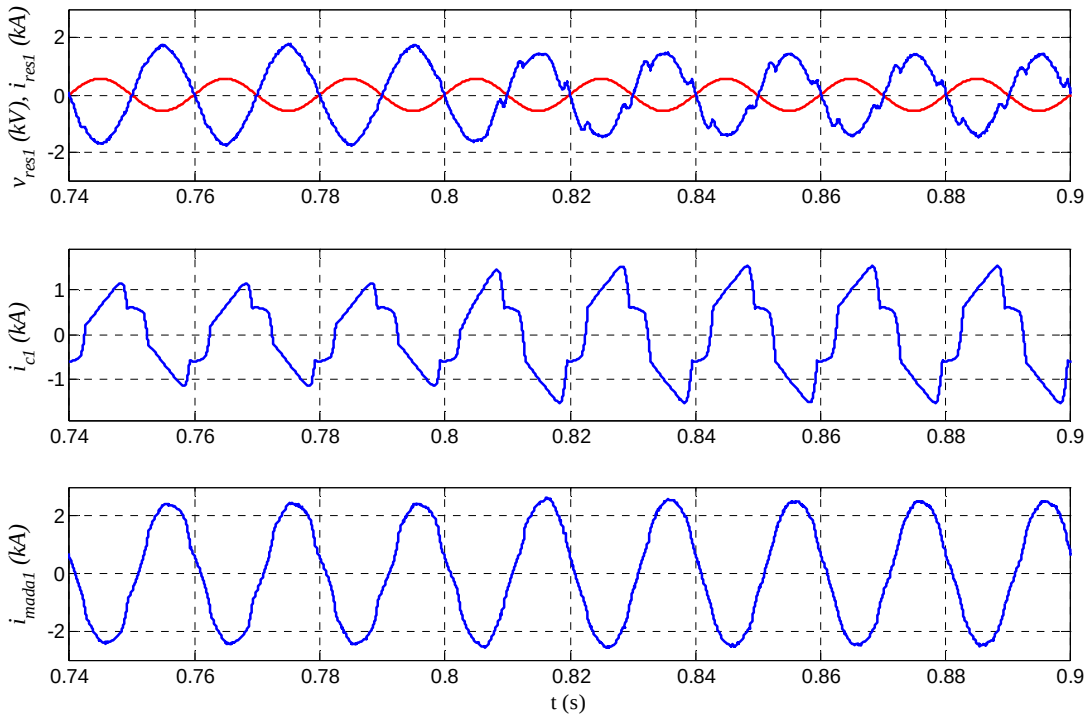


Figure 2-24 : Grandeurs électriques au PRR avant et après variation des puissances de la charge non linéaire à t = 0,8 s avec saturation des contrôleurs de courants.

IV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié et présenté une nouvelle commande du CCM d'un système éolien basé sur une MADA assurant la compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques présents sur le réseau. Le système éolien ainsi contrôlé contribue à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique sur le réseau tout en assurant sa fonction principale : produire de la puissance active.

Ces travaux de recherche s'inscrivent dans la continuité des travaux menés au sein du laboratoire GREEN dans le domaine de la qualité de l'énergie. Nous avons ainsi développé une nouvelle commande du CCM afin de pouvoir compenser des courants harmoniques présents sur le réseau électrique à l'aide de la MADA. C'est en effet une solution intéressante car les éoliennes devront fort probablement participer, à court terme, à l'amélioration de la qualité de l'énergie.

Dans un premier temps, nous avons étudié une nouvelle méthode d'extraction des courants harmoniques basée sur l'utilisation d'un Filtre Multi-Variable (FMV) développé au sein de notre laboratoire. Ce FMV, comparativement aux méthodes classiques présentées dans la littérature, nous permet d'extraire soit l'ensemble des courants harmoniques soit un courant harmonique de rang particulier, qu'il soit direct ou inverse. Ceci peut être un avantage considérable si l'on ne veut filtrer que certains harmoniques.

Ensuite, nous avons développé une nouvelle commande du CCM en y étudiant particulièrement l'ajout des courants harmoniques issus du bloc d'identification basé sur un FMV. En effet, de part leur conception, les MADA peuvent présenter une amplification entre les courants rotoriques et statoriques, si elles sont dimensionnées à cet effet. Ceci est un avantage majeur des systèmes éoliens basés sur une MADA si l'on veut réaliser le filtrage

actif proposé. De plus, nous avons étudié une stratégie de contrôle des différentes priorités que pourraient avoir à gérer un système éolien dans le futur s'il devait participer aux services système et à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

Dans une dernière partie, nous avons montré, par le biais de simulations, qu'un système éolien de 2 MW basé sur une MADA possédant un gain et associé à une gestion des priorités entre les différents contrôles pouvait produire de la puissance active tout en compensant de la puissance réactive et des courants harmoniques. En effet, nous avons simulé des cas de fonctionnement où le système éolien et des charges linéaires et non linéaires étaient raccordés au même point du réseau pour mettre en évidence le contrôle des priorités lorsque les contrôleurs de courants de la commande du CCM étaient en saturation. Des échelons de puissances sur les charges ont mis en évidence le contrôle des priorités, la compensation de la puissance réactive étant prioritaire sur celle des courants harmoniques. Les résultats ainsi obtenus ont validé la nouvelle commande du CCM que nous avons proposée dans ce chapitre sans avoir recours à aucun surdimensionnement du CCM et de la MADA.

Nous allons maintenant nous intéresser à une autre problématique très importante à laquelle les systèmes éoliens devront faire face à plus long terme lorsque la puissance totale de l'ensemble des éoliennes connectées au réseau deviendra encore plus importante : la sûreté de fonctionnement et la capacité à continuer de produire de l'énergie électrique en cas de défaut électrique pouvant apparaitre sur la chaîne de conversion électromécanique des systèmes éoliens.

Références

A :

[Abolhassani, 2003] : M. T. Abolhassani, P. Niazi. H. A. Toliyat, P. Enjeti, "A sensorless integrated doubly-fed electric alternator/active filter (IDEA) for variable speed wind energy system", *Proceedings of the 38th IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 12-16 October 2003, Vol. 1, pp.507-514.

[Abolhassani, 2004] : M. T. Abolhassani, P. Enjeti, H. A. Toliyat, "Integrated doubly-fed electric alternator/active filter (IDEA), a viable power quality solution, for wind energy conversion systems", *Proceedings of the 39th IEEE IAS Annual Meeting*, 3-7 October 2004, Vol. 3, pp.2036-2043.

[Akagi, 1983] : H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Generalized theory of the instanteanous reactive power in three phase-circuits", *Proceedings of the International Power Electronics Conference*, Japan, 1983, pp. 1375-1386.

B :

[Benhabib, 2004] : M. C. Benhabib, "Contribution à l'étude des différentes topologies et commandes des filters actifs parallèles à structure tension: modelisation, simulation et validation expérimentale de la commande", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-Université, France, 2004.

[Benhabib, 2005] : M. C. Benhabib, S. Saadate "A new robust experimentally validated phase locked loop for power electronic control", *European Power Electronics Journal*, Vol. 15, No. 3, 2005.

[Bhattacharya, 1991] : S. Bhattacharya, D. M. Divan and B. Banerjee, "Synchronous frame harmonic isolator using active series filter", *Proceedings of European Power Electronics Conference (EPE)*, 1991, pp. 30-35.

E :

[Erlich, 2007] : I. Erlich, H. Wrede, C. Feltes, "Dynamic behaviour DFIG-based wind turbines during grid faults", *Proceedings of IEEE Power Conversion Conference (PCC)*, 2-5 April 2007, Nagoya, Japan, pp. 1195-1200.

G :

[Gaillard, 2008] : A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, "Active Filtering Capability of WECS with DFIG for Grid Power Quality Improvement", *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics 2008*, 30 June 2008 - 2 July 2008, Cambridge, England.

[Gaillard, 2009] : A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, M. Machmoum "Variable speed DFIG wind energy system for power generation and harmonic current mitigation", *Renewable Energy*, Volume 34, Issue 6, Pages 1545-1553, June 2009.

[Gaillard, 2010] : A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, "Reactive Power Compensation and Active Filtering Capability of WECS with DFIG Without Any Over-rating", *Accepté le 20 Octobre 2009 pour publication dans Wind Energy (John Wiley & Sons).* DOI: 10.1002/we.381 *(à paraître en 2010).*

H :

[Hansen, 2006] : A. D. Hansen, P. Sorensen, F. Iov, F. Blaabjerg, "Centralised power control of wind farm with doubly fed induction generators", *Renewable Energy*, Vol. 31, pp. 935-954, 2006.

J :

[Jain, 2008] : A. K. Jain, V. T. Ranganathan, "Wound rotor induction generator with sensorless control and integrated active filter for feeding nonlinear loads in a stand-alone grid", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 1, pp. 218-228, January 2008

K :

[Karimi, 2008] : S. Karimi, P. Poure, S. Saadate, "High performances reference current generation for shunt active filter under distorted and unbalanced conditions", *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June 2008, pp. 195-201.

[Kayikci, 2007] : M. Kayikci, J. V. Milanovic, "Reactive power control strategies for DFIG-based plants", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 22, No. 2, pp. 389-396, June 2007.

L :

[Lund, 2007] : T. Lund, P. Sorensen, J. Eek, "Reactive power capability of a wind turbine with doubly fed induction generator", *Wind Energy*, Vol. 10, Issue 4, pp. 379-394, July/August 2007.

M :

[Macken, 2004] : K.J.P Macken, K. Vanthournout, J. Van den Keybus, G. Deconinck, R.J.M. Belmans, "Distributed control of renewable generation units with integrated active filter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, pp. 1353-1360, September 2004.

R :

[Rahman, 2003] : K. M. Rahman, M. R. Khan, M. A. Choudhury, "Implementation of programmed modulated carrier HCC based on analytical solution for uniform switching of voltage source inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, No. 1, pp. 188-193, January 2003.

S :

[Shamsi, 2007] : M. A. Shamsi-Nejad, S. Pierfederici, J.P. Martin, F. Meibody-Tabar, "Study of hybrid current controller suitable for DC-DC or DC-AC applications", *IEEE Transactions on Power Electronics,* Vol. 22, No. 6, pp. 2176-2186, November 2007.

[Singh, 1999] : B. Singh, K. Al-Haddad and A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 5, pp. 960-971, October 1999.

T :

[Tremblay, 2006] : E. Tremblay, A. Chandra, P.J. Lagace, "Grid-side converter control of DFIG wind turbines to enhance power quality of distribution network", *Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 18-22 June 2006.

Z :

[Zhi, 2007] : D. Zhi, L. Xu, "Direct Power Control of DFIG with Constant Switching Frequency and Improved Transient Performance", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 22, No. 1, pp. 110-118, March 2007.

Chapitre 3 : Continuité de service des convertisseurs statiques d'un système éolien basé sur une MADA : défaut d'interrupteur de puissance

Résumé :

Ce chapitre traite de la continuité de service des convertisseurs de puissance utilisés dans la chaîne de conversion d'un système éolien basé sur une MADA. Afin de garantir la continuité de service, deux topologies reconfigurables de convertisseurs statiques dites "fault tolerant" sont proposées : l'une intègre un bras redondant et l'autre pas. Ensuite, la détection du défaut d'un semi-conducteur de puissance est examinée ; une méthodologie rapide et robuste aux commutations est présentée et étudiée en cas de défauts de types circuit-ouvert ou court-circuit. La commande du convertisseur est également abordée pour les deux topologies de convertisseur "fault tolerant". Après détection du défaut, la commande reste inchangée pour la topologie avec redondance alors qu'elle doit être modifiée dans le cas de la topologie sans redondance. Enfin, des résultats de simulation valident ces topologies "fault tolerant", la méthode de détection de défaut ainsi que les commandes associées aux deux topologies de convertisseurs ici étudiées.

I. Introduction

Les systèmes éoliens industriels sont typiquement des applications pour lesquelles la production d'énergie électrique est directement liée aux bénéfices économiques qui en découlent.

De nombreuses topologies de convertisseurs statiques triphasés, reliant les systèmes éoliens au réseau, ont été étudiées dans la littérature [Carrasco, 2006]-[Baroudi, 2007] ; la plupart d'entre elles intègre des convertisseurs statiques à structure tension, généralement connectés entre eux par un bus continu. Sécurité, fiabilité, performance, qualité et continuité de service sont quelques-unes des préoccupations majeures lors de leur fonctionnement. Les défauts qui peuvent survenir, qu'ils proviennent de la commande rapprochée des convertisseurs (drivers, par exemple) ou du composant de puissance lui-même (de type IGBT par exemple), conduisent à la perte de contrôle totale ou partielle du courant de phase [Mavier, 2007]-[Richardeau, 2007]. Ainsi, l'apparition du défaut conduit à un dysfonctionnement du système éolien qui l'oblige ainsi à se déconnecter du réseau, en attendant une future opération de maintenance. De plus, si le défaut n'est pas détecté et compensé rapidement, il peut entrainer la destruction des convertisseurs.

Afin de réduire ces risques, une méthode de détection et de compensation de défauts est présentée et analysée pour deux topologies de convertisseurs dites "fault tolerant" d'un système éolien basé sur une MADA. L'objectif est de garantir la continuité de service et donc une production continue d'énergie électrique.

II. Système éolien intégrant des convertisseurs de puissance triphasés tolérant les défauts des semi-conducteurs

Récemment, le comportement des convertisseurs statiques lors du défaut d'un semi-conducteur de puissance ou d'un driver ainsi que les topologies "fault tolerant" associées ont fait l'objet de publications internationales. Dès 1994, *Kastha et al.* ont présenté une étude systématique des conséquences des défauts d'un onduleur de tension triphasé alimentant une machine asynchrone [Kastha, 1994]. Cependant, ils n'ont pas proposé de méthode permettant de détecter ces défauts. *Peuget et al.* ont présenté pour cette même topologie de convertisseur une méthode de détection de défaut basée sur le suivi de la trajectoire du vecteur courant de phase [Peuget, 1998]. En effet, en condition normale (sans défaut) la trajectoire de ce vecteur courant dans le repère $\alpha\beta$ est un cercle. Par exemple, ce cercle devient un demi-cercle lors d'un défaut de type circuit-ouvert d'un bras, occasionné par une défaillance au niveau d'un interrupteur bloqué à l'état ouvert. La position de ce demi-cercle dans le repère $\alpha\beta$ permet d'identifier l'interrupteur défectueux. *Mendes et al.* ont, quant à eux, proposé d'utiliser la valeur moyenne des courants de phase dans le repère de Park pour le diagnostic de défaut de type circuit-ouvert [Mendes, 1999]. Les méthodes proposées ci-dessus ont été appliquées au seul cas des convertisseurs triphasés alimentant des machines électriques et nécessitent au moins une période du fondamental des courants de phase pour détecter le défaut.

Plus récemment encore, la réduction du temps nécessaire à la détection du défaut (délai entre l'apparition du défaut et sa détection) a fait l'objet de travaux de recherche. *Ribeiro et al.* ont alors proposé d'utiliser des capteurs de tension supplémentaires pour la détection de défauts de types circuit-ouvert ou court-circuit [Ribeiro, 2001]-[Ribeiro, 2002]. Ils ont montré qu'à l'aide de la mesure des trois tensions entre chaque phase du convertisseur et le point milieu des deux condensateurs de la source continue (tensions appelées conventionnellement "pole voltages" en anglais) et leurs comparaisons avec les tensions estimées, le défaut peut

être alors détecté en un quart de période du fondamental des courants de phase. *Yu et al.* ainsi que *Shamsi-Nejhad et al.* ont proposé d'utiliser les tensions mesurées aux bornes des interrupteurs du bas de chaque bras pour détecter le défaut [Shamsi, 2008]. Ils ont également montré qu'à partir de ces tensions mesurées et de leurs comparaisons avec un seuil, le défaut peut être détecté dans un quart de période du fondamental des courants de phase. Le Tableau 3-1 compare les méthodes citées auparavant en termes de domaines d'application, de temps de détection et de nombre de capteurs supplémentaires nécessaires.

Principe de la méthode	Domaine d'application	Temps de détection	Nombre de capteurs supplémentaires
Suivi de la trajectoire du vecteur courant de phase [Peuget, 1998]	Machines électriques	> 20 ms	–
Valeur moyenne des courants de phase dans le repère de Park [Mendes, 1999]	Machines électriques	> 20 ms	–
Mesure des tensions "pole voltage" du convertisseur [Ribeiro, 2001]	–	> 5 ms	3
Mesure des tensions aux bornes des interrupteurs [Shamsi, 2008]	–	> 5 ms	3

Tableau 3-1. Comparaison des méthodes de détection de défaut au niveau des semi-conducteurs de puissance (fréquence fondamentale de 50 Hz).

Dans la suite de ce chapitre, nous proposons une nouvelle méthode rapide de détection du défaut d'un des semi-conducteurs ou des drivers d'un convertisseur triphasé à structure tension. Cette méthode permet de réduire considérablement le temps de détection. Nous montrerons qu'un défaut peut être détecté en moins de 10 µs, en utilisant un algorithme basé simultanément sur un "critère de tension" et sur un "critère temporel". De ce fait, on peut d'une part détecter rapidement le défaut (rôle du critère de tension) et d'autre part éviter la détection erronée d'un défaut suite à la commutation d'un des semi-conducteurs (rôle du "critère temporel"). Afin de valider expérimentalement cette méthode, une implantation matérielle sur cible FPGA (Field Programmable Gate Array) peut être avantageusement utilisée. Ce mode d'implantation numérique apporte de nombreux avantages : possibilité de réduire la période d'échantillonnage, peu sensible aux perturbations, possibilité d'intégration complète du système de commande dans un unique composant FPGA et reprogrammation rapide [Rodriguez, 2007].

II.1. Système éolien intégrant des topologies de convertisseurs "fault tolerant"

Nous allons, sur la base de la structure classique des convertisseurs (dite "back-to-back" en anglais) utilisée dans un système éolien basé sur une MADA, proposer deux topologies de convertisseurs dites "fault tolerant" avec un bras redondant (ou de secours) (Figure 3-1) et sans bras redondant (Figure 3-2).

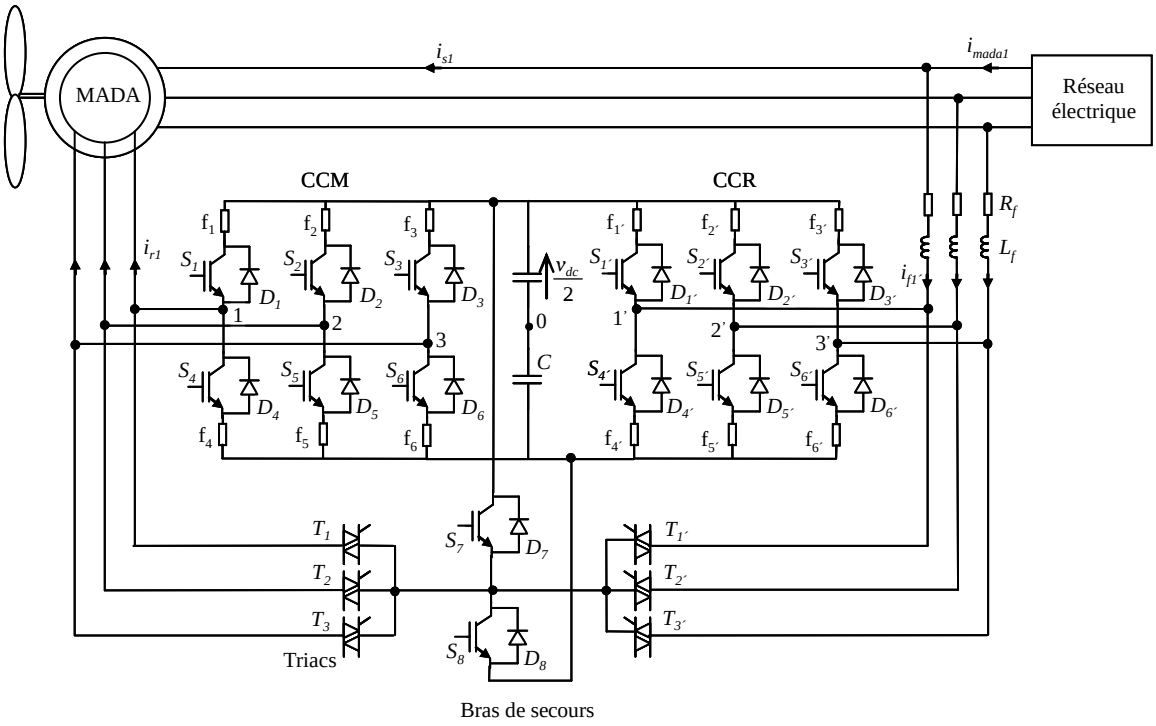


Figure 3-1. Système éolien basé sur une MADA intégrant une topologie "fault tolerant" avec un bras redondant.

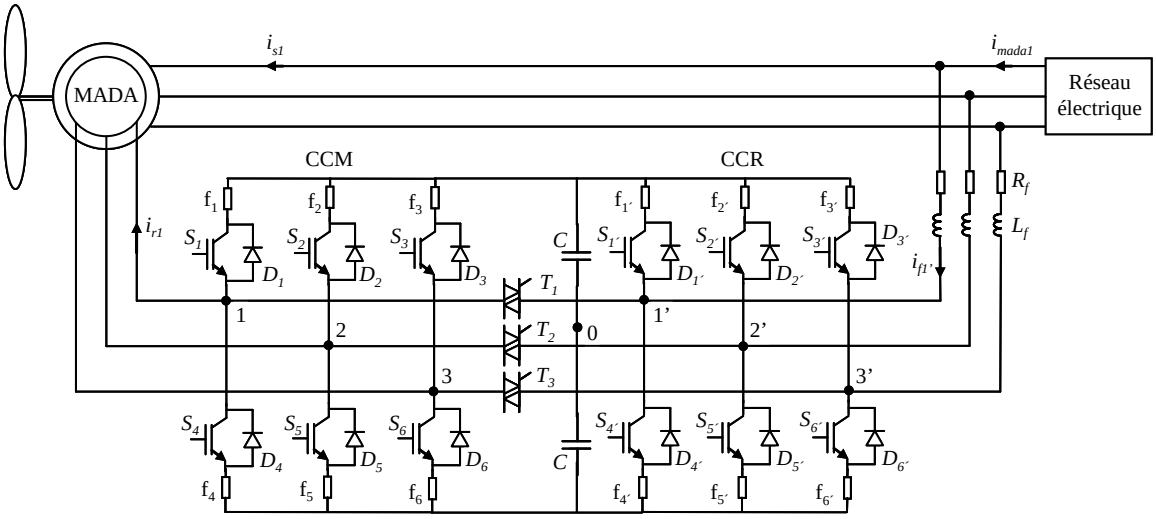


Figure 3-2. Système éolien basé sur une MADA intégrant une topologie "fault tolerant" sans bras redondant.

Les deux topologies sont donc basées sur la topologie classique utilisée dans les deux chapitres précédents et intègrent donc les deux convertisseurs notés CCM et CCR. La première topologie "fault tolerant" (Figure 3-1) comporte un bras redondant connecté à l'aide d'interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant (triacs par exemple) aux deux convertisseurs. Ce bras de secours est composé de deux interrupteurs de puissance S_7 et S_8 et remplacera l'un des six autres bras des convertisseurs lors de l'apparition d'un défaut sur l'un des interrupteurs du CCM ou du CCR. Pour cette topologie et après reconfiguration, les fonctionnements des convertisseurs restent inchangés car les convertisseurs gardent la même topologie qu'avant l'apparition du défaut [Gaillard, 2007-1], [Gaillard, 2007-2].

Quant à la seconde topologie (Figure 3-2), l'ensemble constitué des deux convertisseurs CCM et CCR passe d'une topologie à six bras avant reconfiguration à une topologie à cinq bras après reconfiguration. En effet, lors de l'apparition d'un défaut sur l'un des interrupteurs, l'interrupteur bidirectionnel connecté au bras défaillant connectera la phase défaillante à un bras de l'autre convertisseur qui deviendra commun au CCM et au CCR. De ce fait, les commandes des interrupteurs ne peuvent plus être les mêmes avant et après l'apparition du défaut. Un changement des commandes des interrupteurs des CCM et CCR sera donc nécessaire et le niveau de tension du bus continu pourrait également devoir changer (selon le point de fonctionnement de l'éolienne au moment de l'apparition du défaut) [Gaillard, 2009].

Lorsqu'un défaut apparait sur l'un des semi-conducteurs de puissance ou des drivers des deux convertisseurs, il doit être détecté le plus rapidement possible et le bras défectueux doit alors être rapidement isolé. Si le défaut détecté est de type circuit-ouvert, l'isolation du bras défaillant est effectuée par la mise à '0' des ordres de commande des deux interrupteurs de ce bras. Dans le cas d'un défaut de type court-circuit, le bras défectueux est soit isolé par les drivers qui surveillent en permanence le bon fonctionnement des interrupteurs, soit par les fusibles rapides connectés en série avec chaque interrupteur du bras défaillant.

Après la détection du défaut et l'isolation du bras défaillant, un module de reconfiguration commande à la fermeture les interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant T_k et $T_{k'}$ (k = {1, 2, 3}) connectés aux bras défectueux k ou k' pour la topologie avec bras redondant. Concernant la seconde topologie, sans bras redondant, l'interrupteur T_k connecté aux bras défectueux k ou k' est connecté respectivement au bras commun k' ou k. La fermeture de ces interrupteurs permet de relier la phase défaillante au point milieu soit du bras redondant, soit du bras commun, selon la topologie "fault tolerant" considérée.

En résumé, en cas d'apparition d'un défaut au niveau du bras numéroté k ou k' (k = {1, 2, 3}), la continuité de service est réalisée selon les étapes suivantes :

- Détection du bras défectueux numéroté k ou k' (détaillée dans la section suivante),
- Mise à '0' des ordres de commande des deux interrupteurs du bras défectueux k ou k',
- Fermeture de l'un des interrupteurs T_k ou $T_{k'}$ pour la topologie avec bras redondant ou connexion de l'interrupteur T_k pour la topologie sans bras redondant,
- Application des ordres de commande des interrupteurs du bras défectueux k ou k' aux deux interrupteurs du bras redondant pour la topologie avec bras de secours et changement de la commande MLI des interrupteurs du CCM et du CCR pour la topologie sans bras redondant,
- Arrêt de la fonction "détection de défaut" car un seul défaut peut être compensé.

II.2. Détection de défaut au niveau d'un interrupteur de puissance

La Figure 3-3 présente le circuit équivalent par phase du CCM et du CCR. Sur cette figure apparaissent la résistance des enroulements rotoriques R_r, l'inductance cyclique rotorique L_r et la force électromotrice e_{rkm} pour la connexion du CCM au rotor de la MADA. Apparaissent également l'inductance L_f et la résistance R_f du filtre RL servant à connecter le CCR au réseau ainsi que la tension $e_{k'n}$ au point de raccordement du réseau.

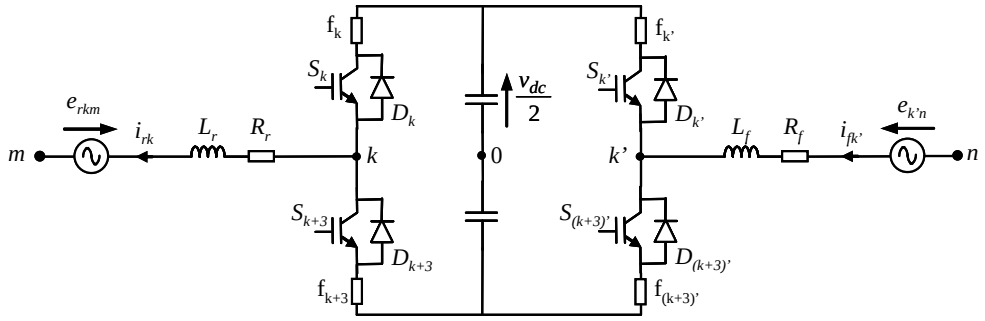


Figure 3-3. Circuit équivalent par phase des convertisseurs CCM et CCR.

La méthode de détection de défaut d'un interrupteur de puissance du CCM ou du CCR, proposée dans ce chapitre, est basée sur la comparaison entre les tensions v_{i0} (i = {k, k'} avec k = {1, 2, 3}) mesurées et estimées, respectivement notées v_{i0m} et v_{i0es}. Chaque tension estimée v_{i0es} est obtenue selon la relation :

$$v_{i0es} = (2 \cdot \delta_i - 1)\frac{v_{dc}}{2} \tag{3.1}$$

Avec :

- δ_i = {0, 1} : l'ordre de commande envoyé à l'interrupteur S_i (i = {k, k'} avec k = {1, 2, 3}) du haut du bras i,
- v_{dc} : la tension du bus continu.

Le défaut éventuel peut alors être détecté par l'analyse de la différence entre les tensions v_{i0m} et v_{i0es}. Cette erreur de tension, notée ε_{i0}, est donc définie par :

$$\varepsilon_{i0} = v_{i0m} - v_{i0es} \tag{3.2}$$

Dans un premier temps, nous supposons que les interrupteurs de puissance S_i (i = {k, k'} avec k = {1, 2, 3}) sont idéaux. Dans cette hypothèse et dans des conditions normales de fonctionnement (sans défaut), les tensions v_{i0m} et v_{i0es} sont égales et, par conséquent, le signal d'erreur ε_{i0} est toujours égal à zéro.

Dans les deux sections qui suivent, nous aborderons et détaillerons la détection d'un défaut de type circuit-ouvert, puis court-circuit au niveau du CCM. Ensuite, nous extrapolerons cette étude au cas du CCR sachant que selon les notations ici adoptées, le courant i_{rk} est positif sortant pour le CCM et que le courant $i_{fk'}$ est positif entrant pour le CCR.

II.2.1. Défaut de type circuit-ouvert au niveau du CCM

Dans cette section, nous considérons un défaut de type circuit-ouvert au niveau du bras k du CCM, suite à une défaillance de l'interrupteur haut S_k (k = {1, 2, 3}) bloqué à l'état ouvert. Nous présentons les expressions analytiques de l'erreur de tension ε_{k0} et de la tension v_{k0m}. Un défaut de type circuit-ouvert réduit la phase k du CCM au circuit équivalent de la Figure 3-4. Dans ce circuit, la tension v_{k0m} et l'erreur de tension ε_{k0} dépendent du courant i_{rk} et de l'ordre de commande de S_k. Deux cas doivent alors être étudiés lors de l'analyse du fonctionnement du CCM pour ce type de défaut : soit le courant i_{rk} est différent de zéro (positif ou négatif), soit ce courant est proche de zéro.

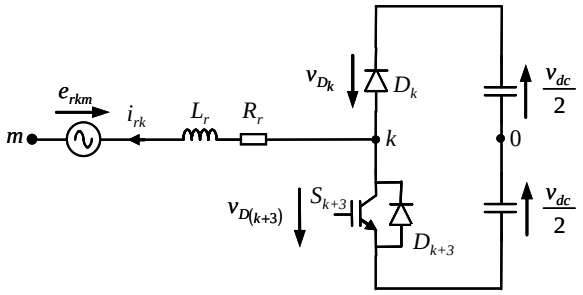


Figure 3-4. Circuit équivalent de la phase *k* du CCM lors d'un défaut de type circuit-ouvert de S_k.

II.2.1.1. Analyse du fonctionnement de la phase k lorsque $i_{rk} \neq 0$

D'après l'équation (3.1), la tension v_{k0es} ne dépend que de l'ordre de commande δ_k et de la tension mesurée v_{dc}. L'expression de la tension mesurée v_{k0m} dépend quant à elle du signe du courant i_{rk}. D'après la Figure 3-4, nous montrons que si $i_{rk} > 0$ lors de l'apparition du défaut alors que S_k conduisait ($\delta_k = 1$), la diode D_{k+3} se met à conduire, la tension v_{k0m} est donc égale à $-v_{dc}/2$ quelque soit l'ordre de commande δ_k.

De même, si le défaut se produit au niveau de l'interrupteur S_k lorsque $i_{rk} < 0$, la tension mesurée v_{k0m} dépend de l'ordre de commande δ_k. En effet, lorsque $\delta_k = 0$ ($\delta_{k+3} = 1$), l'interrupteur S_{k+3} est fermé et la tension v_{k0m} est alors égale à $-v_{dc}/2$ et lorsque $\delta_k = 1$ ($\delta_{k+3} = 0$), c'est la diode D_k qui conduit et la tension v_{k0m} est donc égale à $v_{dc}/2$. Le Tableau 3-2 rassemble les différentes valeurs de l'erreur de tension ε_{k0}, en fonction de l'ordre de commande δ_k, lorsque le courant i_{rk} est différent de zéro.

i_{rk}	δ_k	D_k	D_{k+3}	v_{k0m}	v_{k0es}	ε_{k0}
> 0	1	bloquée	passante	$-\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$	$-v_{dc}$
> 0	0	bloquée	passante	$-\frac{v_{dc}}{2}$	$-\frac{v_{dc}}{2}$	0
< 0	1	passante	bloquée	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$	0
< 0	0	passante	bloquée	$-\frac{v_{dc}}{2}$	$-\frac{v_{dc}}{2}$	0

Tableau 3-2. Erreur de tension lors d'un défaut de type circuit-ouvert de S_k lorsque le courant est différent de zéro.

D'après ce tableau, nous constatons qu'un défaut de type circuit-ouvert de S_k ne peut être détecté que si $i_{rk} > 0$ et $\delta_k = 1$ (donc $\delta_{k+3} = 0$) sinon le bras *k* fonctionne correctement et l'erreur de tension est égale à zéro.

II.2.1.2. Analyse du fonctionnement de la phase k lorsque i_{rk} est égal à zéro

Nous avons vu qu'un défaut ne peut pas être détecté tant que le courant $i_{rk} < 0$ car le bras *k* fonctionne correctement. Cependant, lorsque le courant i_{rk} viendra à passer par zéro, il peut rester égal à zéro ou pas selon l'état des diodes D_k et D_{k+3} et de l'ordre de commande δ_k. Nous étudions dans la suite le fonctionnement de la phase *k* lors du passage à zéro du courant i_{rk} alors qu'un défaut de type circuit-ouvert sur S_k est apparu lorsque $i_{rk} < 0$. Nous vérifions également la performance de la méthode lorsque le courant i_{rk} reste égal à zéro.

Selon les lois de Kirchhoff, nous obtenons l'équation suivante pour la phase *k* ($k = \{1, 2, 3\}$:

$$L_r \frac{di_{rk}}{dt} + R_r \cdot i_{rk} + e_{rkm} - v_{km} = 0 \tag{3.3}$$

En supposant que les tensions rotoriques soient équilibrées et que la somme des courants rotoriques soit égale à zéro (neutre non relié à la MADA), nous en déduisons :

$$v_{1m} + v_{2m} + v_{3m} = 0 \tag{3.4}$$

Les tensions de sortie du CCM peuvent être définies par :

$$v_{km} = v_{k0} + v_{0m} \tag{3.5}$$

A partir des équations (3.4) et (3.5), nous obtenons :

$$v_{0m} = -\frac{1}{3}\left(v_{10} + v_{20} + v_{30}\right) \tag{3.6}$$

Rappelons qu'en présence d'un défaut de type circuit-ouvert sur S_k, le bras k fonctionne correctement tant que le courant reste négatif et quelque soit la valeur de l'ordre de commande (Tableau 3-2). Supposons qu'après l'instant de passage à zéro du courant i_{rk}, celui-ci reste égal à zéro. Cette supposition correspond au cas où $\delta_k = 1$ alors que les diodes D_k et D_{k+3} sont bloquées. On ne considère pas le cas où $\delta_k = 0$ car nous avons vu précédemment que le bras k fonctionnait correctement pour cette condition.

En considérant cette supposition ($\delta_k = 1$ et $i_{rk} = 0$), la tension de sortie du convertisseur, notée ici v_{km}, devient égale à la force électromotrice rotorique e_{rkm} (voir équation 3.3). Par conséquent, la tension v_{k0} peut être déterminée à partir de l'équation (3.5) selon l'équation suivante :

$$v_{k0} = v_{km} - v_{0m} = e_{rkm} - v_{0m} \tag{3.7}$$

A partir des équations (3.6) et (3.7), nous pouvons établir :

$$v_{0m} = -\frac{1}{2}\left(v_{i0} + v_{j0} + e_{rkm}\right) \quad (i \neq j \neq k \in \{1, 2, 3\}) \tag{3.8}$$

Les tensions aux bornes des diodes D_k et D_{k+3} peuvent s'exprimer par (d'après la Figure 3-4) :

$$v_{D_k} = e_{rkm} - \left(\frac{v_{dc}}{2} + v_{0m}\right) \tag{3.9}$$

$$v_{D_{k+3}} = \left(-\frac{v_{dc}}{2} + v_{0m}\right) - e_{rkm} \tag{3.10}$$

Nous allons maintenant vérifier la supposition ci-dessus, portant sur l'état des diodes D_k et D_{k+3}, en étudiant les tensions aux bornes de ces diodes. Ces tensions dépendent de la tension v_{0m} qui dépend elle-même des tensions v_{i0} et v_{j0}. Donc, l'état des diodes D_k et D_{k+3}

dépend des ordres de commandes δ_i et δ_j des interrupteurs S_i et S_j ($i \neq j \neq k \in \{1, 2, 3\}$) et de la force électromotrice e_{rkm} [Karimi - Gaillard, 2008].

Trois cas sont alors possibles selon les valeurs de δ_i et δ_j. Nous présentons en détail le premier cas ($\delta_i = \delta_j = 0$). Le deuxième cas : ($\delta_i = 0$ et $\delta_j = 1$) ou ($\delta_i = 1$ et $\delta_j = 0$) et le troisième cas ($\delta_i = \delta_j = 1$) seront résumés dans un tableau car le principe de calcul est le même que pour le premier cas.

Premier cas : $\delta_i = \delta_j = 0$
Dans ce cas, nous avons :

$$v_{i0} = v_{j0} = -\frac{v_{dc}}{2} \tag{3.11}$$

A partir des équations (3.8) et (3.11), nous obtenons :

$$v_{0m} = \frac{1}{2}\left(v_{dc} - e_{rkm}\right) \tag{3.12}$$

En combinant les équations (3.9), (3.10) et (3.12), nous obtenons les expressions des tensions aux bornes des diodes D_k et D_{k+3} :

$$v_{D_k} = e_{rkm} - \left[\frac{v_{dc}}{2} + \frac{1}{2}\left(v_{dc} - e_{rkm}\right)\right] = -v_{dc} + \frac{3}{2}e_{rkm} \tag{3.13}$$

$$v_{D_{k+3}} = \left[-\frac{v_{dc}}{2} + \frac{1}{2}\left(v_{dc} - e_{rkm}\right)\right] - e_{rkm} = -\frac{3}{2}e_{rkm} \tag{3.14}$$

A partir de ces deux équations, les états des diodes D_k et D_{k+3} peuvent être déterminés selon la valeur de la fem e_{rkm}. Ensuite, nous pouvons en déduire les expressions de la tension v_{k0m} et de l'erreur de tension ε_{k0}.

Si $e_{rkm} \geq \frac{2}{3}v_{dc}$ alors D_k est passante et D_{k+3} est bloquée. Dans ce cas, nous avons :

$$v_{k0m} = \frac{v_{dc}}{2} \tag{3.15}$$

$$\varepsilon_{k0} = v_{k0m} - v_{k0es} = \frac{v_{dc}}{2} - \frac{v_{dc}}{2} = 0 \tag{3.16}$$

Puisque dans ce cas la diode D_k se met à conduire, le courant i_{rk} redevient négatif et le bras k fonctionne alors à nouveau correctement.

Si $0 < e_{rkm} < \frac{2}{3}v_{dc}$ alors D_k et D_{k+3} sont bloquées. Dans ce cas, nous avons :

$$v_{k0m} = v_{D_k} + \frac{v_{dc}}{2} = -\frac{v_{dc}}{2} + \frac{3}{2}e_{rkm} \tag{3.17}$$

$$\varepsilon_{k0} = v_{k0m} - v_{k0es} = \left(-\frac{v_{dc}}{2} + \frac{3}{2} e_{rkm} \right) - \frac{v_{dc}}{2} = \frac{3}{2} e_{rkm} - v_{dc} \tag{3.18}$$

Puisque dans ce cas, D_k et D_{k+3} sont bloquées, le courant i_{rk} reste égal à zéro après l'instant de son passage à zéro. L'équation (3.18) montre que le défaut peut être détecté selon les valeurs des tensions e_{rkm} et v_{dc}.

Si $e_{rkm} \leq 0$ alors D_k est bloquée et D_{k+3} est passante. Dans ce cas, nous avons :

$$v_{k0m} = -\frac{v_{dc}}{2} \tag{3.19}$$

$$\varepsilon_{k0} = v_{k0m} - v_{k0es} = -\frac{v_{dc}}{2} - \frac{v_{dc}}{2} = -v_{dc} \tag{3.20}$$

Puisque dans ce cas, la diode D_{k+3} se met à conduire, le courant i_{rk} devient positif et le défaut peut alors être détecté.

Le Tableau 3-3 présente les résultats des trois différents cas portant sur l'état des diodes D_k et D_{k+3} en présence d'un défaut de type circuit-ouvert lorsque le courant i_{rk} est au voisinage de zéro et mentionne les expressions de la tension v_{k0m} et de l'erreur de tension ε_{k0} quand $\delta_k = 1$ (lorsque $\delta_k = 0$, le bras k fonctionne correctement). La même analyse peut être effectuée pour un défaut de type circuit ouvert au niveau des interrupteurs bas S_{k+3} ($k = \{1, 2, 3\}$).

cas	δ_i δ_j	e_{rkm}	D_k	D_{k+3}	i_{rk}	v_{k0m}	ε_{k0}
1	0 0	$\geq \frac{2}{3} v_{dc}$	passante	bloquée	< 0	$\frac{v_{dc}}{2}$	0
		> 0 et $< \frac{2}{3} v_{dc}$	bloquée	bloquée	$= 0$	$-\frac{v_{dc}}{2} + \frac{3}{2} e_{rkm}$	$\frac{3}{2} e_{rkm} - v_{dc}$
		≤ 0	bloquée	passante	> 0	$-\frac{v_{dc}}{2}$	$-v_{dc}$
2	1 0 0 1	$\geq \frac{v_{dc}}{3}$	passante	bloquée	< 0	$\frac{v_{dc}}{2}$	0
		$> -\frac{v_{dc}}{3}$ et $< \frac{v_{dc}}{3}$	bloquée	bloquée	$= 0$	$\frac{3}{2} e_{rkm}$	$-\frac{v_{dc}}{2} + \frac{3}{2} e_{rkm}$
		$\leq -\frac{v_{dc}}{3}$	bloquée	passante	> 0	$-\frac{v_{dc}}{2}$	$-v_{dc}$
3	1 1	≥ 0	passante	bloquée	< 0	$\frac{v_{dc}}{2}$	0
		$> -\frac{2}{3} v_{dc}$ et < 0	bloquée	bloquée	$= 0$	$\frac{v_{dc}}{2} + \frac{3}{2} e_{rkm}$	$\frac{3}{2} e_{rkm}$
		$\leq -\frac{2}{3} v_{dc}$	bloquée	passante	> 0	$-\frac{v_{dc}}{2}$	$-v_{dc}$

Tableau 3-3. Erreur de tension lorsque le courant est au voisinage de zéro quand $\delta_k = 1$ lors d'un défaut de type circuit-ouvert de S_k.

II.2.2. Défaut de type court-circuit au niveau du CCM

Dans cette section, nous considérons un défaut de type court-circuit au niveau du bras *k* du CCM, suite à une défaillance de l'interrupteur du haut S_k (k = {1, 2, 3}) bloqué à l'état fermé. Ce défaut réduit la phase *k* du CCM au circuit équivalent présenté à la Figure 3-5(a) ou à la Figure 3-6(a), selon la topologie "fault tolerant" considérée (voir Figures 3-1 et 3-2, topologies avec ou sans bras redondant). Le Tableau 3-4 rassemble les expressions analytiques des tensions mesurées v_{k0m}, des tensions estimées v_{k0es} et de l'erreur de tension ε_{k0} juste après l'apparition du défaut, en fonction de la valeur de δ_k.

δ_k	v_{k0m}	v_{k0es}	ε_{k0}
1	$\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$	0
0	0	$-\frac{v_{dc}}{2}$	$\frac{v_{dc}}{2}$

Tableau 3-4. Erreur de tension lors d'un défaut de type court-circuit.

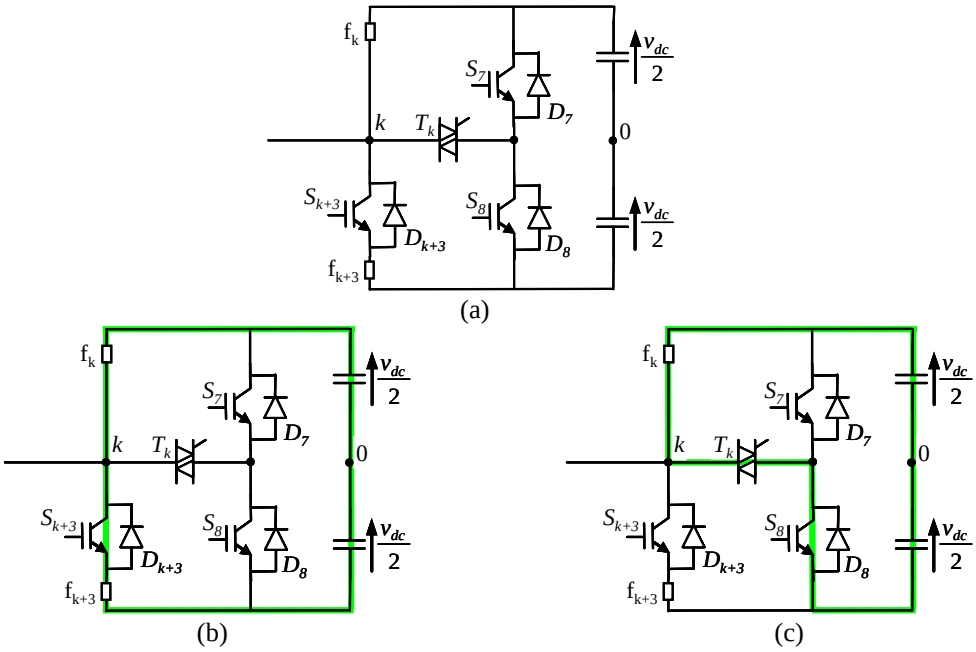


Figure 3-5. (a) Circuit équivalent de la phase *k* du CCM pour la topologie avec bras redondant lors d'un défaut de type court-circuit.
(b) Parcours du courant de court-circuit juste après l'apparition du défaut.
(c) Parcours du courant de court-circuit lorsque le temps de rupture des fusibles est supérieur au temps détection du défaut.

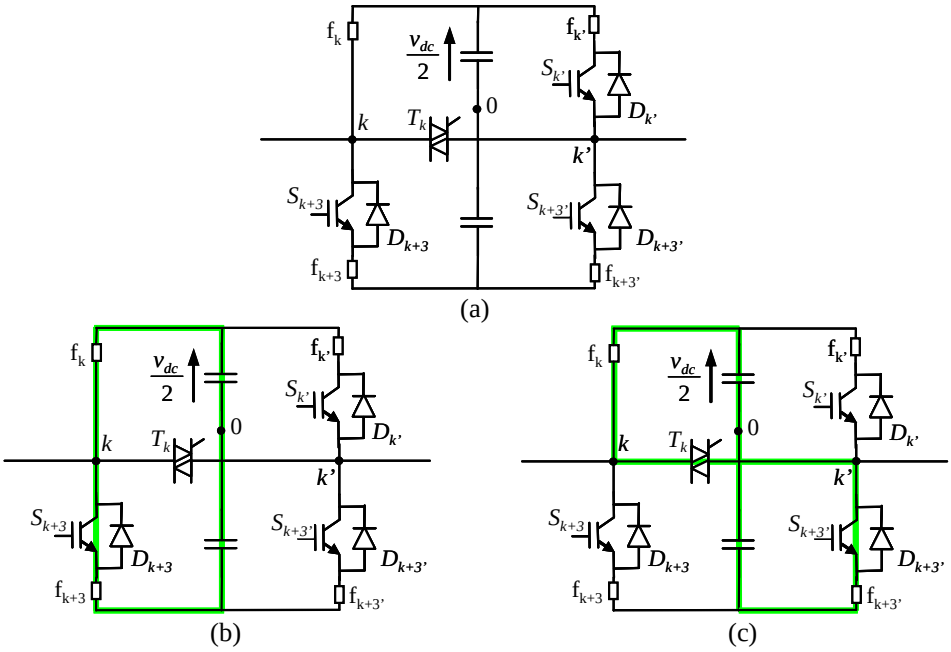


Figure 3-6. (a) Circuit équivalent de la phase *k* du CCM pour la topologie sans bras redondant lors d'un défaut de type court-circuit.
(b) Parcours du courant de court-circuit juste après l'apparition du défaut.
(c) Parcours du courant de court-circuit lorsque le temps de rupture des fusibles est supérieur au temps détection du défaut.

Nous remarquons que lorsque δ_k est égal à '1', le bras *k* fonctionne correctement et l'erreur de tension ε_{k0} est alors nulle. Par contre, lorsque δ_k est égale à '0', les condensateurs du bus continu sont mis en court-circuit par le bras *k* défaillant (Figures 3-5(b) et 3-6(b)). Dans ce cas, le courant de court-circuit n'est limité que par l'impédance du circuit, qui est relativement faible, traversé par ce même courant. Pour que ce courant ne dépasse pas les limites admissibles pour les semi-conducteurs et ne conduise à leurs destructions, une protection fiable et adaptée doit être mise en œuvre afin d'isoler le bras *k* défectueux. C'est le rôle des fusibles f_k et f_{k+3}. Ces fusibles font parties des topologies "fault tolerant". Nous allons maintenant examiner leur fonctionnement au sein de ces topologies ainsi que leurs interférences potentielles avec les drivers et la détection de défaut.

L'efficacité des fusibles au niveau des onduleurs de tension a été examinée par *Abrahamsen et al.* [Abrahamsen, 2000]. De plus, plusieurs tests de court-circuit d'un IGBT ont été effectués pour étudier le phénomène de rupture du fusible et examiner dans quelle mesure le fusible protège l'IGBT [Braun, 1997], [Abrahamsen, 2000] et [Blaabjerg, 2002]. Ces auteurs ont démontré qu'un fusible très rapide, connecté en série avec un IGBT, peut protéger efficacement cet IGBT contre les surintensités. De plus, les commandes rapprochées (ou "drivers") de chacun des bras du convertisseur intègrent un circuit de détection de défaut de type court-circuit. Le driver détecte rapidement le défaut et commande à l'ouverture les semi-conducteurs du bras en court-circuit en imposant leurs ordres de commande à zéro. La méthode implantée dans les drivers pour détecter le court-circuit d'un bras est basée sur un principe identique pour tous les drivers industriels : la mesure des chutes de tension aux bornes des interrupteurs [Vallon, 2003]. Le temps de réponse de cette protection, de quelques microsecondes, est généralement paramétrable et réglable par des composants discrets, externes au driver. Ce temps de réponse doit être choisi supérieur au temps de rupture des fusibles lors de la mise en œuvre expérimentale des deux topologies des Figure 3-1 et 3-2. Cette coordination entre les fusibles et la protection intégrée au driver permet d'assurer la

coupure du courant de court-circuit par les fusibles avant que la protection interne au driver ne s'active.

Lors du court-circuit du bus continu, différents cas peuvent potentiellement se produire selon les valeurs relatives du temps de rupture des fusibles et du temps nécessaire à la détection du défaut.

Si le temps de rupture des fusibles est inférieur à celui nécessaire à la détection du défaut, le bras défectueux est isolé par au moins un des deux fusibles avant même que le défaut n'ait été détecté. En effet, en pratique, les deux fusibles f_k et f_{k+3} ne cassent pas exactement au même instant et l'un des deux coupe en premier le courant de court-circuit. Étant donné que les deux fusibles choisis ont les mêmes caractéristiques nominales, ils ont sensiblement les mêmes courbes de fusion et de rupture totale, à la dispersion près. Pratiquement, lorsque le premier fusible a mis fin au court-circuit, le filament du second est déjà rompu mais un arc électrique peut subsister. Lorsque cet arc électrique prend fin (annulation du courant), le second fusible sera définitivement et inévitablement cassé. Ainsi, le courant traversant le bras défectueux devient égal à zéro. Cette condition correspond aux trois situations mentionnées dans le Tableau 3-3 pour lesquelles le courant i_{rk} reste égale à zéro (D_k et D_{k+3} sont bloquées). Le Tableau 3-5 consigne les expressions de l'erreur de tension dans ce cas.

Si le temps de rupture des fusibles est supérieur à celui nécessaire à la détection du défaut, le défaut est détecté avant l'isolation par les fusibles du bras défectueux. Aussitôt, le module de reconfiguration met à '0' les commandes des deux interrupteurs du bras k défectueux, applique les deux ordres de commande du bras défectueux, établis avant la détection du défaut, aux interrupteurs du bras redondant et commande à la fermeture l'interrupteur bidirectionnel T_k (k = {1, 2, 3}). Dans ce cas, le court-circuit du bus continu n'a pas encore été éliminé et il se prolonge via l'interrupteur bidirectionnel T_k (Figures 3-5(c) et 3-6(c)). Cette situation conduit inévitablement à la destruction de l'interrupteur de secours S_8 (Figure 3-5(c)) et de l'interrupteur homologue $S_{k+3'}$ (Figure 3-6(c)) donc à l'impossibilité de garantir la continuité de service. Cette configuration de schéma est donc à éviter en veillant à ce que le bras défaillant soit complètement isolé par ses deux fusibles avant de lui substituer le bras de secours ou le bras homologue.

Une analyse similaire peut être menée lors d'un défaut de type court-circuit dû à une défaillance d'un des interrupteurs du bas noté S_{k+3} (k = {1, 2, 3}) pour le CCM.

δ_i	δ_j	v_{k0m}	ε_{k0}
0	0	$-\frac{v_{dc}}{2}+\frac{3}{2}e_{rkm}$	$\frac{3}{2}e_{rkm}-v_{dc}$
0 1	1 0	$\frac{3}{2}e_{rkm}$	$-\frac{v_{dc}}{2}+\frac{3}{2}e_{rkm}$
1	1	$\frac{v_{dc}}{2}+\frac{3}{2}e_{rkm}$	$\frac{3}{2}e_{rkm}$

Tableau 3-5. Erreur de tension lors d'un défaut de type court-circuit pour δ_k = 0 lorsque le temps de rupture du fusible est inférieur au temps de détection du défaut.

II.2.3. Défauts de types circuit-ouvert et court-circuit au niveau du CCR

Une analyse similaire à celle qui vient d'être présentée peut être effectuée pour le CCR lors de défauts de types circuit-ouvert ou court-circuit. Cependant, pour ce convertisseur, la définition du sens positif du courant n'est pas la même que pour le CCM (Figure 3-3). En effet, le courant i_{rk} est défini comme étant positif lorsque celui-ci sort du CCM tandis que le courant $i_{fk'}$ est défini positif lorsque celui-ci rentre dans le CCR. Dans ce cas, un défaut de type circuit-ouvert sur l'interrupteur haut $S_{k'}$ du CCR ne sera détecté que lorsque le courant $i_{fk'}$

sera négatif et que $\delta_{k'} = 1$. Il en est de même pour un défaut de type court-circuit sur $S_{k'}$, il ne sera détecté que si le courant $i_{fk'}$ est négatif et que $\delta_{k'} = 0$. La même analyse peut être effectuée pour les interrupteurs bas $S_{k+3'}$ du CCR ($k = \{1, 2, 3\}$).

II.2.4. Prise en compte du critère temporel de détection de défaut

Dans les sections précédentes, nous avons considéré que les interrupteurs étaient idéaux et avec cette hypothèse, un éventuel défaut d'un interrupteur peut être détecté à l'aide d'une simple comparaison entre la tension v_{i0m} mesurée et la tension v_{i0es} estimée ($i = \{k, k'\}$ avec $k = \{1, 2, 3\}$). Cependant, en réalité et en fonctionnement normal, l'erreur de tension ε_{i0} n'est pas nulle à chaque instant en raison des chutes de tensions aux bornes des interrupteurs, en raison des effets des commutations et des temps morts des drivers. Ainsi, l'erreur de tension ε_{i0} est constituée de pics. Si l'on ne filtre pas ces pics, un défaut peut alors être détecté lors d'une commutation alors qu'il n'en est pas un. La méthode proposée dans ce mémoire met en œuvre un critère temporel supplémentaire permettant d'effectuer ce filtrage. En effet, pour éviter ces erreurs de détection dues aux commutations des interrupteurs, nous proposons de transformer le signal d'erreur précédent ε_{i0}, basé sur les tensions, en un signal d'erreur temporel.

Etant donné qu'en fonctionnement normal la durée pendant laquelle l'erreur de tension est non nulle est faible (durée d'une commutation), il suffit de tester la valeur de cette durée pour confirmer ou infirmer la présence du défaut et ainsi filtrer l'effet des commutations (Figure 3-7). Pour cela, nous proposons de transformer, dans un premier temps, la valeur absolue de l'erreur de tension en un signal carré à l'aide d'un premier comparateur (Figure 3-7(a)). Le seuil de ce comparateur, noté h, doit être choisi égal à quelques pourcents de la tension du bus continu (1 à 5%) pour filtrer les petites variations de ε_{i0} ($i = \{k, k'\}$ avec $k = \{1, 2, 3\}$) autour de zéro, dues à la chute de tension aux bornes des interrupteurs et à la précision des capteurs de tension. La sortie de ce comparateur, notée c_i, est égale à 0 si $|\varepsilon_{i0}| < h$ et égale à 1 si $|\varepsilon_{i0}| \geq h$. Par conséquent, en fonctionnement normal, le signal en sortie de ce premier comparateur a une forme d'onde carrée de faible rapport cyclique et de fréquence égale à la fréquence de commutation des interrupteurs (Figure 3-8).

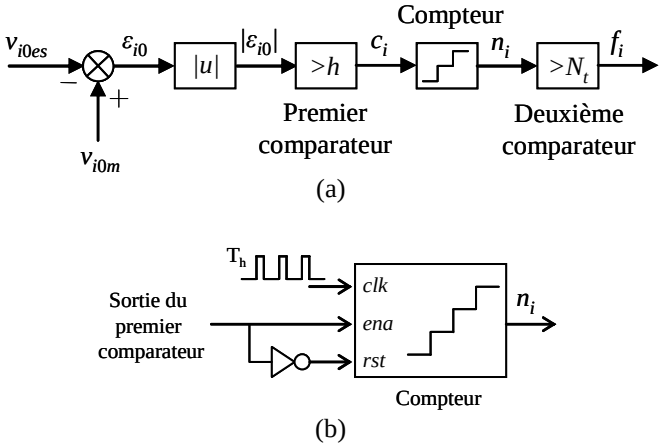


Figure 3-7. (a) Schéma de principe de la détection de défaut.
(b) Principe de fonctionnement du compteur.

Lors d'une implantation numérique, pour réaliser ce test, nous proposons de mesurer la durée pendant laquelle le signal c_i est égal à 1 (t_s sur la Figure 3-8) à l'aide d'un compteur. La sortie du compteur est égale au nombre de période de l'horloge T_h pendant lesquelles le signal c_i est égal à 1, si ce compteur est remis à zéro après chaque front descendant du signal c_i

(Figure 3-7(b)). Ainsi, le signal c_i est dans un premier temps transformé en un signal de type "dent de scie", noté n_i. La valeur maximale de n_i est proportionnelle, modulo la période d'horloge T_h, à la durée pendant laquelle la tension estimée est différente de la tension réelle mesurée (Figure 3-8).

Ainsi, tout défaut éventuel d'un interrupteur peut être détecté en utilisant simultanément un "critère temporel" et un "critère de tension". Pour ce faire, le signal n_i issu du compteur est appliqué à l'entrée d'un second comparateur, de seuil noté N_t. Ce seuil doit être choisi supérieur à la valeur maximale de n_i lors du fonctionnement normal des convertisseurs. En effet, la valeur maximale de n_i dépend effectivement des spécifications des composants utilisés, en particulier des temps morts imposés par les drivers. Grâce à la méthode proposée à la Figure 3-7(a), nous évitons toute fausse détection de défaut suite à une commutation mais nous pouvons néanmoins détecter un défaut en quelques dizaines de microsecondes, sachant que la durée nécessaire à la détection de défaut est fixée par les valeurs de N_t et de T_h.

La valeur du seuil N_t doit être judicieusement choisie selon :

- le temps de réponse des capteurs de tension utilisés pour la mesure de la tension v_{i0m} ($i = \{k, k'\}$ avec $k = \{1, 2, 3\}$),
- les caractéristiques et les performances de l'acquisition des données analogiques, notamment la durée de conversion des données dans les convertisseurs analogiques/numériques,
- les temps morts dus aux commutations des IGBTs.

Le signal de sortie f_i du module de détection de défaut est utilisé pour isoler le bras défaillant, fermer l'interrupteur bidirectionnel T_i et arrêter la détection de défaut ($i = \{k, k'\}$ avec $k = \{1, 2, 3\}$).

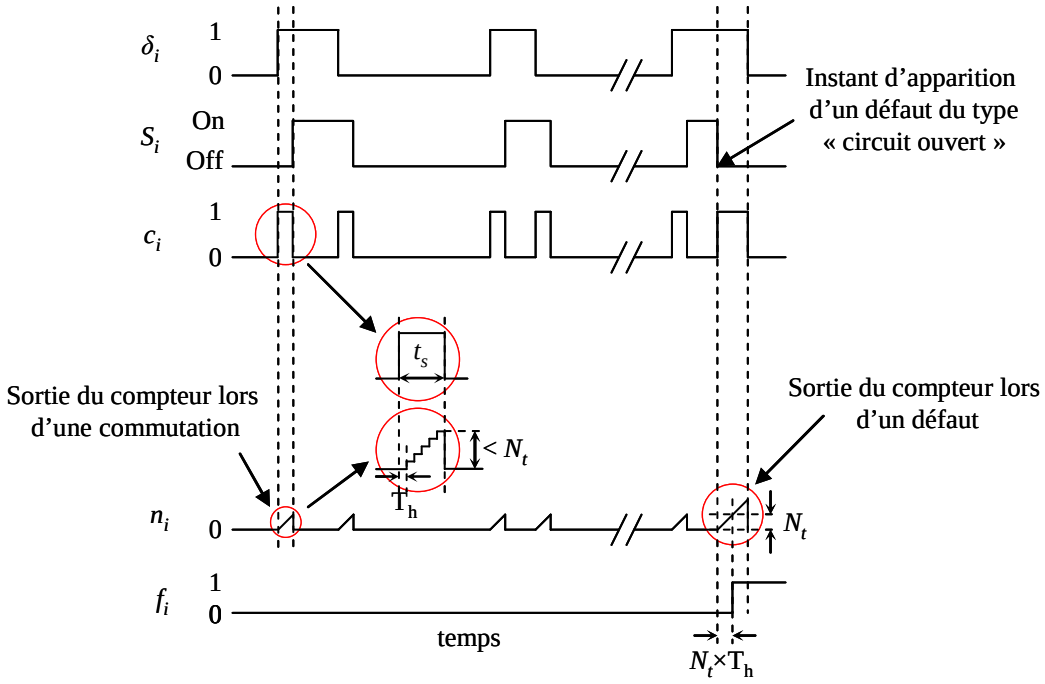


Figure 3-8. Détection de défaut intégrant un critère temporel.

II.3. Contrôles des topologies de convertisseurs "fault tolerant"

II.3.1. Contrôle du système éolien pour la topologie avec bras redondant

La Figure 3-9 présente le schéma de principe de contrôle du système éolien basé sur une MADA intégrant une topologie de convertisseurs "fault tolerant" avec bras redondant. Dans des conditions normales de fonctionnement, le bloc de détection et de compensation de défaut impose directement au CCM et au CCR les ordres de commande des interrupteurs issus des deux commandes du CCM et du CCR. En cas de défaut d'un interrupteur d'un des deux convertisseurs, le bloc de détection et de compensation de défaut identifie l'interrupteur défaillant (au niveau du CCM ou du CCR) et les deux ordres de commande des interrupteurs du bras défaillant sont mis à '0'. Les signaux de défaut f_k et $f_{k'}$ (k = {1, 2, 3}) pour les deux convertisseurs commandent les différents triacs et les ordres de commande du bras défaillant sont appliqués au bras de secours. De plus, la topologie des convertisseurs après compensation du défaut est la même qu'avant l'apparition du défaut. Ainsi, il n'est pas nécessaire de changer les contrôles des deux convertisseurs. Le système éolien retrouve donc un fonctionnement normal en attendant une future opération de maintenance sur le convertisseur défaillant.

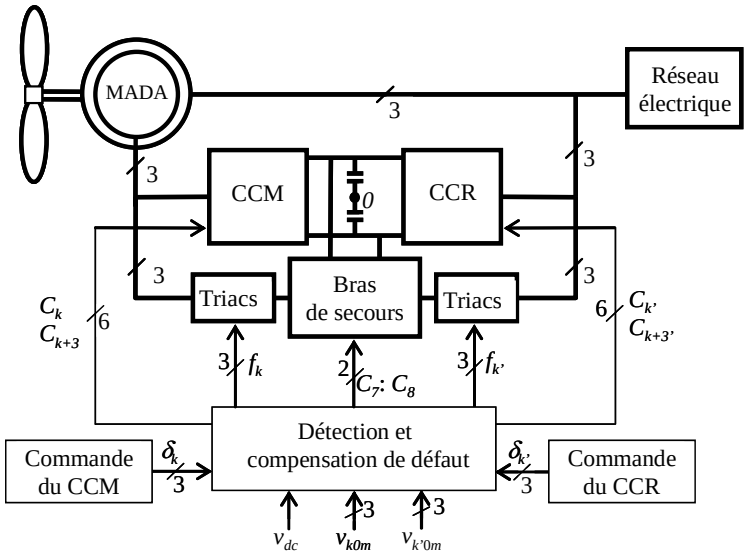


Figure 3-9. Contrôle du système éolien pour la topologie "fault tolerant" avec bras redondant.

Les deux blocs de commande du CCM et du CCR de la Figure 3-9 ont été détaillés au chapitre 1 (sections III.3 et III.4).

Le principe de la détection et de la compensation de défaut est présenté à la Figure 3-10. Pour détecter un défaut sur l'un des deux convertisseurs, la méthode proposée a besoin des signaux suivants : la tension mesurée du bus continu v_{dc}, les tensions mesurées v_{k0m} et $v_{k'0m}$ et les ordres de commande des interrupteurs du haut des deux convertisseurs, δ_k et $\delta_{k'}$ (k = {1, 2, 3)}, issus des blocs de commande du CCM et du CCR. Pour la compensation du défaut, le bloc de compensation a besoin des signaux suivants : les ordres de commande δ_k et $\delta_{k'}$ et les signaux f_k et $f_{k'}$ résultant de la détection de défaut des deux convertisseurs.

Les signaux en sortie du bloc de détection et de compensation sont les suivants : les ordres de commande C_k et C_{k+3} pour les interrupteurs du CCM (S_k et S_{k+3}), les ordres de commande $C_{k'}$ et $C_{k+3'}$ pour les interrupteurs du CCR ($S_{k'}$ et $S_{k+3'}$), les ordres de commande C_7 et C_8 pour les interrupteurs du bras redondant S_7 et S_8 et les signaux f_k et $f_{k'}$ pour commander les triacs T_k et $T_{k'}$ (k = {1, 2, 3}).

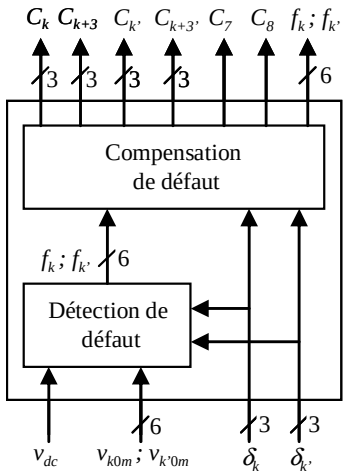


Figure 3-10. Détection et compensation de défaut pour la topologie avec bras redondant.

II.3.2. Contrôle du système éolien pour la topologie sans bras redondant

Lorsqu'un défaut apparait sur l'un des interrupteurs du CCM ou du CCR, le bloc de détection et de compensation de défaut détecte l'interrupteur défaillant et les deux ordres de commandes des interrupteurs du bras défaillant sont mis à '0'. Or, pour la topologie de convertisseurs sans bras redondant, la topologie des convertisseurs après compensation du défaut devient une topologie de convertisseurs à cinq bras avec un bras commun au CCM et au CCR. En conséquence, les commandes rapprochées basées sur la MLI, utilisées pour les deux convertisseurs avant l'apparition du défaut, ne peuvent plus être utilisées. Nous avons donc développé une commande rapprochée basée sur une MLI spécifique en fonction du bras défaillant k ou k' (k = {1, 2, 3}) basée sur une commande MLI développée à la base pour un convertisseur à cinq bras [Delarue, 2003].

La Figure 3-11 présente le principe de contrôle du système éolien "fault tolerant" pour une topologie de convertisseurs sans bras redondant. Dans des conditions normales de fonctionnement, le bloc de détection et de compensation de défaut impose directement au CCM et au CCR les ordres de commande des interrupteurs δ_k et $\delta_{k'}$ issus des deux blocs de commandes du CCM et du CCR. Ces ordres de commande sont générés à l'aide d'une MLI à échantillonnage naturel utilisant une porteuse triangulaire. En cas de défaut d'un interrupteur sur l'un des deux convertisseurs, l'interrupteur défaillant est détecté (au niveau du CCM ou du CCR) et les deux ordres de commande des interrupteurs du bras défaillant sont mis à '0'. Selon le bras défaillant, k ou k', l'interrupteur bidirectionnel correspondant T_k est commandé à la fermeture à l'aide des signaux de défaut f_k et $f_{k'}$ (k = {1, 2, 3}) afin de configurer la nouvelle topologie du convertisseur (cinq bras) nécessaire après compensation du défaut afin de retrouver un fonctionnement normal [Gaillard, 2009].

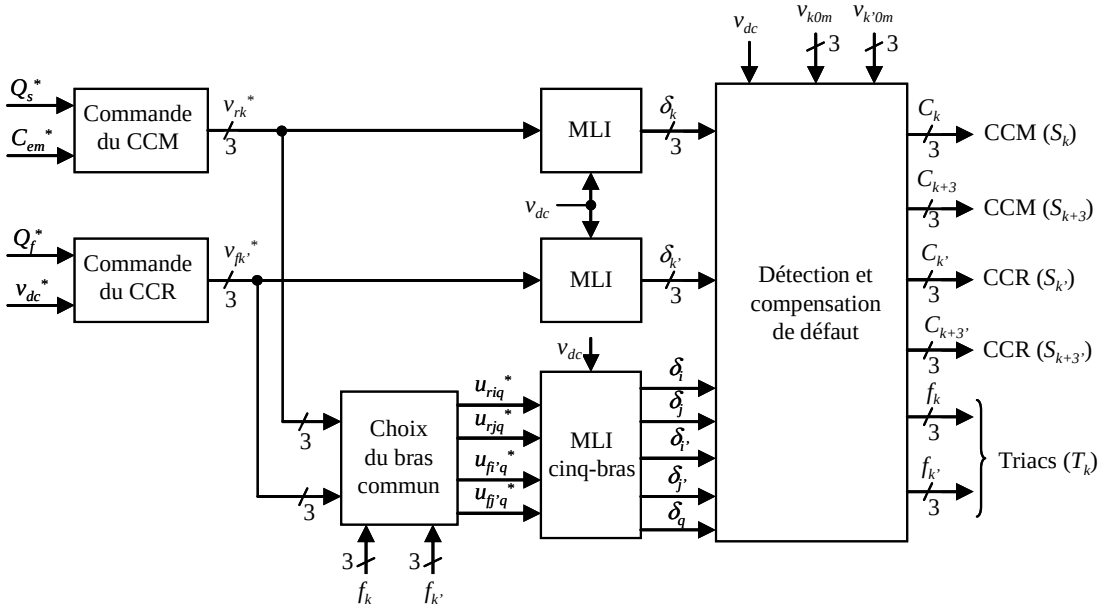


Figure 3-11. Contrôle du système éolien pour une topologie "fault tolerant" sans bras redondant.

II.3.2.1. Degrés de liberté d'un convertisseur

Pour expliquer le nombre de degrés de liberté que possède un convertisseur à cinq bras, nous allons tout d'abord nous intéresser aux degrés de liberté d'un convertisseur triphasé classique (Figure 3-12).

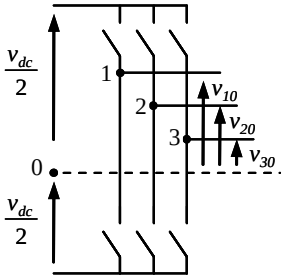


Figure 3-12. Convertisseur triphasé possédant trois degrés de liberté.

En utilisant un convertisseur triphasé, nous pouvons obtenir trois tensions simples modulées v_{10}, v_{20} et v_{30} (par rapport au point milieu du bus continu) ou deux tensions composées modulées, par exemple u_{13} et u_{12}. Par déduction, la troisième tension composée, ici u_{23}, est la combinaison des deux autres. Un convertisseur triphasé a donc trois degrés de liberté, un par bras. Les tensions simples modulées sont des tensions à deux niveaux (0, $+v_{dc}/2$) avec une amplitude maximale égale à $v_{dc}/2$. Les tensions composées modulées sont des tensions à trois niveaux ($-v_{dc}$, 0, $+v_{dc}$) avec v_{dc} comme valeur maximale. Les tensions composées sont souvent utilisés pour alimenter des charges triphasées, comme des machines alternatives par exemple. Donc, une structure de convertisseur triphasée est suffisante pour contrôler les courants de n'importe quelle charge triphasée : deux tensions composées pour contrôler deux courants (le troisième étant la combinaison des deux autres $i_3 = -i_1 - i_2$). Dans ce cas, seulement deux degrés de liberté sont utilisés pour contrôler une charge triphasée. Le troisième pouvant, par exemple, servir à augmenter les valeurs efficaces des tensions modulées par le convertisseur en injectant des tensions harmoniques de rang 3 [Houldsworth, 1984].

Ainsi, pour un convertisseur à cinq bras alimentant une charge à cinq phases, nous pouvons obtenir cinq tensions simples ou quatre tensions composées. Ce convertisseur a donc cinq degrés de liberté. Avec cette topologie de convertisseur, nous pouvons contrôler quatre courants de la charge à partir de quatre tensions composées modulées, le cinquième courant pouvant être déduit des quatre autres. Seulement quatre degrés de liberté sont alors utilisés pour contrôler une charge à cinq phase. Bien sur, les tensions composées modulées par le convertisseur cinq bras sont limitées par la tension du bus continu.

II.3.2.2. Application à la topologie de convertisseur sans bras redondant

Lorsque le défaut d'un des interrupteurs de puissance du CCM ou du CCR a été détecté, la structure de ces convertisseurs devient, après reconfiguration, une topologie à cinq bras reliant le réseau électrique au bobinage rotorique de la MADA : un bras, noté *q*, devient alors commun aux deux convertisseurs. La Figure 3-13 présente la reconfiguration des convertisseurs lorsque le bras *k* ou *k'* est défaillant.

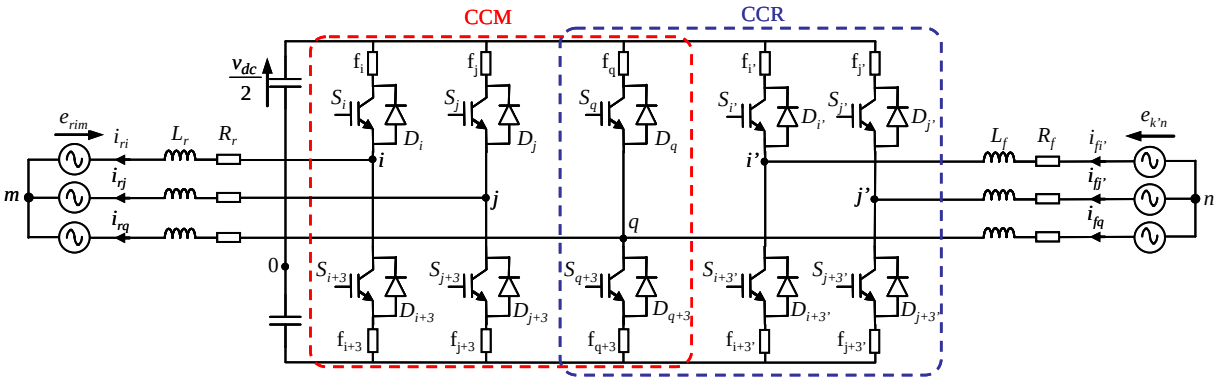


Figure 3-13. Topologie cinq bras après détection et reconfiguration du défaut.

D'après cette figure, quatre tensions composées peuvent être utilisées pour contrôler quatre courants : deux pour les courants de la MADA et deux pour les courants de la liaison du CCR au réseau électrique. Il y a donc assez de degrés de liberté pour contrôler le système après détection et compensation du défaut.

En régime permanent, le CCM impose au rotor de la MADA les tensions u_{riq} et u_{rjq} avec une pulsation ω_r tandis que le CCR impose au réseau les tensions $u_{fi'q}$ et $u_{fj'q}$ avec une pulsation ω_s. Les tensions imposées à la MADA ont une amplitude et une pulsation variables car l'éolienne fonctionne à vitesse variable. La Figure 3-14 représente une description vectorielle de ces différentes tensions avec un potentiel de référence lié au bras commun *q*. Cette figure nous montre que les tensions composées maximales sont les sommes respectives des tensions u_{riq} et u_{rjq} avec les tensions $u_{fi'q}$ et $u_{fj'q}$. Ainsi après reconfiguration des convertisseurs, il faut veiller à ce que ces tensions composées maximales ne dépassent pas la tension v_{dc} du bus continu. Donc, selon le point de fonctionnement de l'éolienne (mode hyposynchrone ou hypersynchrone de la MADA avec un glissement compris entre ± 30%), il est nécessaire ou non d'augmenter la tension du bus continu afin que celle-ci soit en tout temps supérieure aux tensions composées maximales décrites précédemment afin de garantir les mêmes performances qu'avant l'apparition du défaut. L'augmentation de la tension du bus continu s'effectue en modifiant sa référence dans la commande du CCR. Le choix du niveau de tension du bus continu à appliquer au convertisseur "cinq bras" en fonction du point de fonctionnement de l'éolienne sera expliqué lors des simulations effectuées dans la dernière partie de ce chapitre.

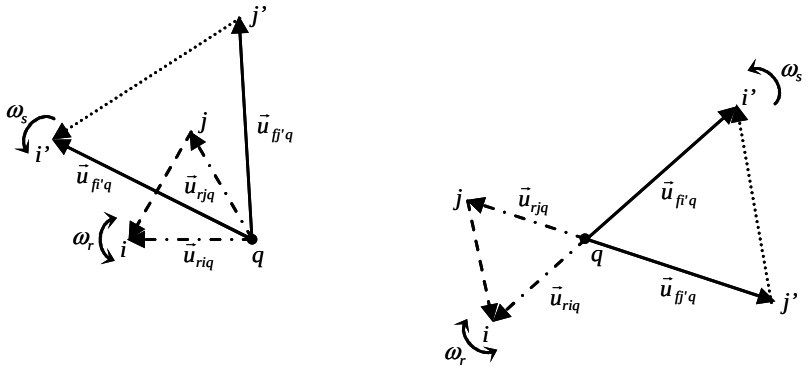


Figure 3-14. Représentation vectorielle des tensions du CCM et du CCR.

II.3.2.3. Choix du bras commun

Après la fermeture du triac T_k lié au bras défaillant k ou k', un bras commun au CCM et au CCR doit être choisi, dépendant également du bras défaillant (Figure 3-13). Donc, si le bras défaillant est le bras k, le bras commun sera le bras k'. Inversement, si le bras défectueux est le bras k', le bras commun sera le bras k. De plus, quatre tensions composées de référence u_{riq}^*, u_{rjq}^*, $u_{fi'q}^*$ et $u_{fj'q}^*$, par rapport au bras commun q, (avec $i \neq j \neq k \in \{1, 2, 3\}$ et $q \in \{k, k'\}$) doivent être générées pour la commande MLI "cinq-bras" afin de contrôler la nouvelle topologie des convertisseurs. La Figure 3-15 illustre la génération de ces différentes tensions composées de référence en fonction du bras défaillant et du bras commun.

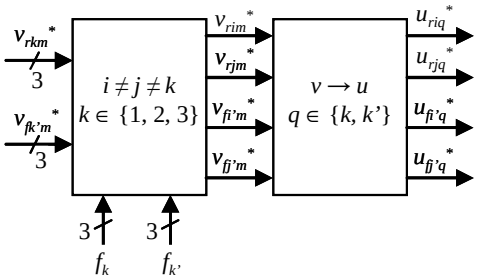


Figure 3-15. Génération des tensions selon le bras commun.

Une fois les tensions simples de référence v_{rim}^*, v_{rjm}^*, $v_{fi'n}^*$ et $v_{fj'n}^*$ choisies en fonction du bras défaillant k ou k' ($i \neq j \neq k \in \{1, 2, 3\}$), il faut générer les tensions composées de référence u_{riq}^*, u_{rjq}^*, $u_{fi'q}^*$ et $u_{fj'q}^*$. En considérant que les phases du réseau et de la MADA sont équilibrées et couplées en étoile (Figure 3-13), la phase q peut être choisie comme référence pour la génération des tensions composées. Donc, d'après la Figure 3-13, on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{rim}^* + v_{rjm}^* + v_{rqm}^* = 0 \\ v_{fi'n}^* + v_{fj'n}^* + v_{fqn}^* = 0 \end{cases} \tag{3.21}$$

Comme la phase q est prise comme référence, les tensions composées de référence u_{riq}^*, u_{rjq}^*, $u_{fi'q}^*$ et $u_{fj'q}^*$, respectivement pour la MADA et la liaison au réseau peuvent être exprimées en utilisant les tensions simples de référence :

$$\begin{cases} u_{riq}^{*} = v_{rim}^{*} - v_{rqm}^{*} \\ u_{rjq}^{*} = v_{rjm}^{*} - v_{rqm}^{*} \\ u_{fi'q}^{*} = v_{fi'm}^{*} - v_{fqm}^{*} \\ u_{fj'q}^{*} = v_{fj'm}^{*} - v_{fqm}^{*} \end{cases} \tag{3.22}$$

D'après les équations (3.21) et (3.22), une matrice de transformation peut être définie pour exprimer les tensions composées en fonction des tensions simples :

$$\begin{bmatrix} u_{riq} \\ u_{rjq} \\ u_{fi'q} \\ u_{fj'q} \end{bmatrix}^{*} = \begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{rim} \\ v_{rjm} \\ v_{fi'n} \\ v_{fj'n} \end{bmatrix}^{*} \tag{3.23}$$

II.3.2.4. Commande MLI cinq bras

La génération des ordres de commande δ_i, δ_j, $\delta_{i'}$, $\delta_{j'}$ et δ_q des interrupteurs du haut des différents bras (Figure 3-13) est basée sur la méthode publiée dans [Delarue, 2003] et [Bouscayrol, 2005]. En effet, les ordres de commande sont générés à partir des tensions composées de référence u_{riq}^{*}, u_{rjq}^{*}, $u_{fi'q}^{*}$ et $u_{fj'q}^{*}$ comme le montre la Figure 3-16.

La première opération consiste à diviser par la tension du bus continu v_{dc} les différentes tensions composées de référence de l'équation (3.23) afin d'obtenir quatre tensions en grandeurs réduites servant pour la comparaison avec les porteuses triangulaires. Ces tensions sont donc définies par :

$$\begin{bmatrix} < m_i > \\ < m_j > \\ < m_{i'} > \\ < m_{j'} > \end{bmatrix}^{*} = \frac{1}{v_{dc}} \begin{bmatrix} u_{riq} \\ u_{rjq} \\ u_{fi'q} \\ u_{fj'q} \end{bmatrix}^{*} \tag{3.24}$$

Deuxièmement, une MLI spécifique à deux porteuses triangulaires est utilisée pour une comparaison avec les signaux précédents (voir Figure 3-16). Nous obtenons les signaux m_i^{*}, m_j^{*}, $m_{i'}^{*}$ et $m_{j'}^{*}$ qui peuvent avoir trois niveaux (-1 : 0 : +1). A l'aide de ces signaux, nous générons un signal m_{cod} dont l'expression est donnée par :

$$m_{cod} = 1 + \left(m_i^{*} + 1\right) + 3 \cdot \left(m_j^{*} + 1\right) + 9 \cdot \left(m_{i'}^{*} + 1\right) + 27 \cdot \left(m_{j'}^{*} + 1\right) \tag{3.25}$$

Les valeurs du signal m_{cod} varient entre 1 et 81 selon les valeurs des signaux m_i^{*}, m_j^{*}, $m_{i'}^{*}$ et $m_{j'}^{*}$. Enfin, les différents ordres de commande δ_i, δ_j, $\delta_{i'}$, $\delta_{j'}$ et δ_q, dont leur génération a été publiée dans [Bouscayrol, 2005], sont établis à l'aide de cinq Look Up Tables (LUT).

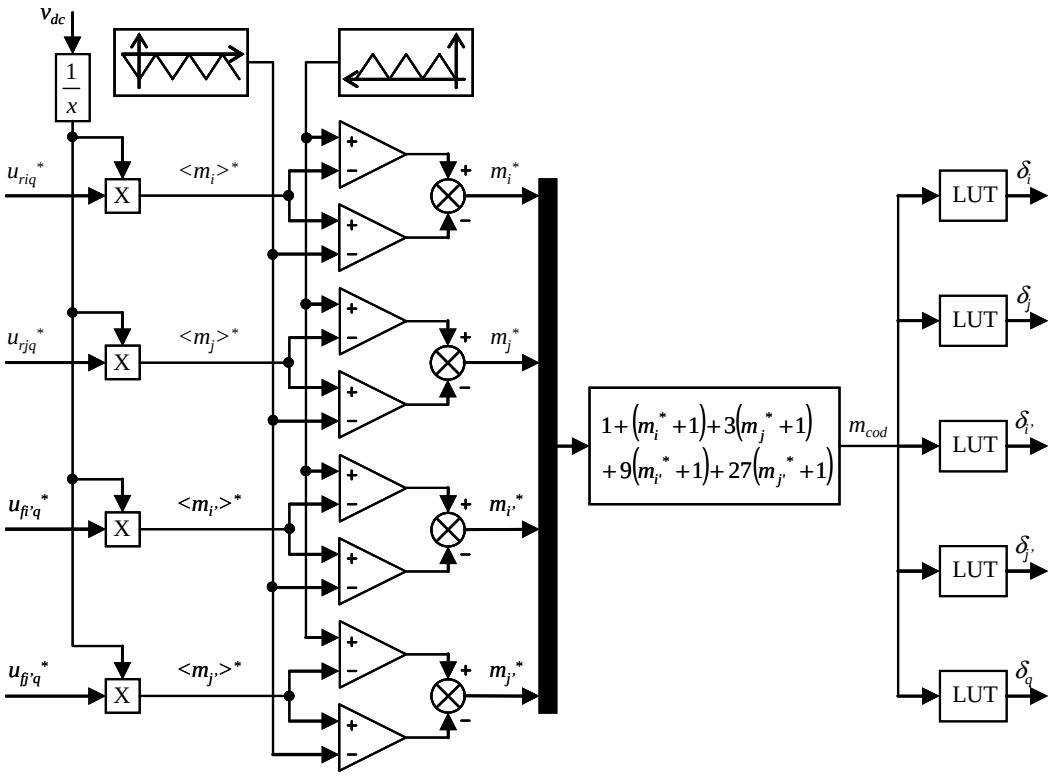


Figure 3-16. Génération de la MLI "cinq-bras".

II.3.2.5. Bloc de détection et de compensation de défauts pour la topologie sans bras redondant

Le principe de détection et de compensation de défaut pour la topologie de convertisseurs sans bras redondant est présenté à la Figure 3-17. Le bloc de détection de défaut est le même pour les deux topologies de convertisseurs "fault tolerant" étudiées. Donc, les signaux d'entrée et de sortie de ce bloc restent les mêmes que ceux de la section II.3.1 (Figure 3-10). Par contre, pour le bloc de compensation de défaut, les signaux d'entrée et de sortie ne sont pas les mêmes car pour la topologie sans bras redondant, il y a un changement de commande. Ce bloc a alors besoin des signaux suivants : les ordres de commande δ_k et $\delta_{k'}$ issus des commandes MLI classiques du CCM et du CCR en fonctionnement normal sans défaut, les signaux f_k et $f_{k'}$ résultant de la détection de défaut des deux convertisseurs ainsi que les ordres de commande δ_i, δ_j, $\delta_{i'}$, $\delta_{j'}$ et δ_q issus de la génération de la MLI "cinq-bras" lorsqu'un des bras des deux convertisseurs est défaillant et que la commande doit changer.

Les signaux de sortie du bloc de détection et de compensation sont les suivants : les ordres de commandes C_k et C_{k+3} pour les interrupteurs du CCM (S_k et S_{k+3}), les ordres de commandes $C_{k'}$ et $C_{k+3'}$ pour les interrupteurs du CCR ($S_{k'}$ et $S_{k+3'}$) et les signaux f_k et $f_{k'}$ pour commander les triacs T_k ($k = \{1, 2, 3\}$).

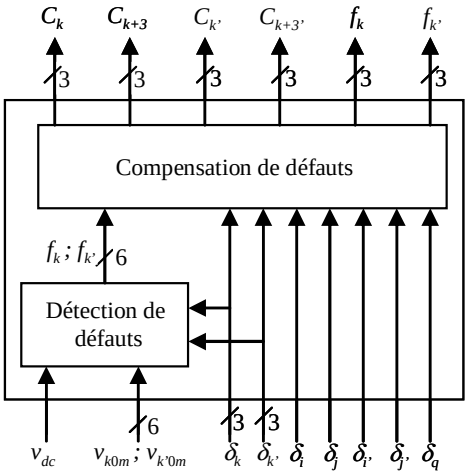


Figure 3-17. Détection et compensation de défaut pour la topologie sans bras redondant.

II.3.2.6. Remarques concernant la connexion du bras commun après la détection du défaut

Selon le type de défaut (circuit-ouvert ou court-circuit) pouvant apparaître sur l'un des interrupteurs du CCM ou du CCR, les topologies des convertisseurs après détection et reconfiguration pour les deux types de défaut ne sont pas exactement les mêmes. En effet, dans le cas d'un défaut de type circuit-ouvert au niveau de l'interrupteur $S_{k'}$ du CCR, les ordres de commande du bras *k'* sont interrompus mais ce bras reste quand même connecté au bus continu à cause de la présence des diodes $D_{k'}$ et $D_{k+3'}$ du bras défaillant. Comme le bras défaillant est le numéro *k'*, le bras commun est le numéro *k*, les autres bras *i'* et *j'* du CCR et les bras *i* et *j* du CCM fonctionnent tout à fait normalement ($i \neq j \neq k \in \{1, 2, 3\}$). La Figure 3-18 illustre la connexion du bras commun *k* après détection du bras défaillant *k'* dans le cas d'un défaut de type circuit-ouvert. Comme le montre cette figure, le courant circulant dans le bras commun i_{bc} a pour expression :

$$i_{bc} = i_{rk} - i_{fk'} + i_D \tag{3.26}$$

Dans le cas d'un défaut de type court-circuit au niveau de l'interrupteur $S_{k'}$ du CCR, les ordres de commande du bras *k'* sont interrompus et ce bras est déconnecté du bus continu par l'intermédiaire des fusibles. Le bras commun est toujours le bras *k*, les autres bras du CCM et du CCR fonctionnant normalement. La Figure 3-19 illustre la connexion du bras commun *k* après la détection du bras défaillant *k'* dans le cas d'un défaut de type court-circuit. Comme le montre cette figure, le courant circulant dans le bras commun i_{bc} a pour expression :

$$i_{bc} = i_{rk} - i_{fk'} \tag{3.27}$$

Ces deux dernières expressions déterminent le courant dans le bras commun pour les deux types de défaut apparaissant au niveau de l'interrupteur $S_{k'}$ du CCR. On observe que dans le cas d'un défaut de type circuit-ouvert, le courant circulant dans le bras commun dépend du courant rotorique, du courant circulant dans le filtre RL mais également de celui circulant dans les diodes du bras défaillant car celui-ci n'a pas été déconnecté. Par contre, dans le cas d'un défaut de type court-circuit, le courant circulant dans le bras commun ne dépend que du courant rotorique et du courant dans le filtre RL car le bras défaillant a été déconnecté du bus continu par au moins un des fusibles. Le courant dans les diodes du bras défaillant n'a donc pas d'influence sur le courant dans le bras commun pour un défaut de type court-circuit.

Une analyse similaire peut être effectuée lorsque les deux types de défaut apparaissent au niveau de l'un des interrupteurs au niveau du CCM. Le bras défaillant serait alors le bras *k* et le bras commun deviendrait le bras *k'* après détection et compensation du défaut. L'effet de la présence des diodes du bras défaillant selon le type du défaut pourrait alors être observé sur l'expression du courant dans le bras commun.

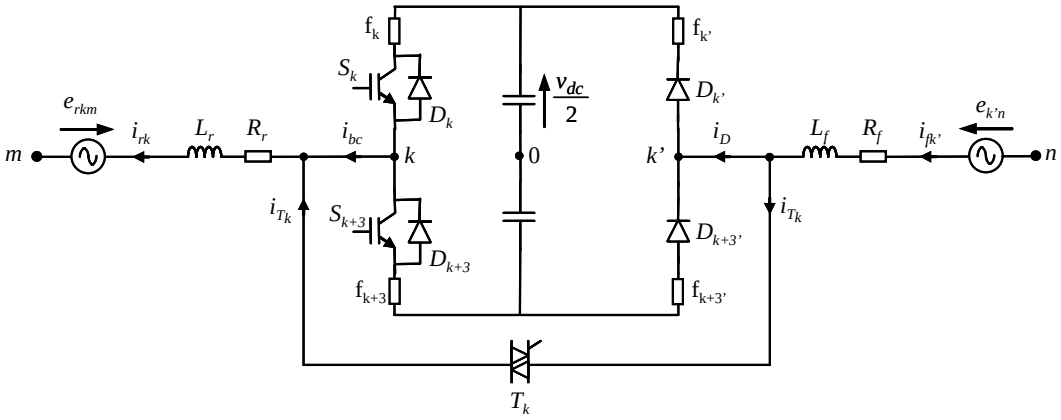


Figure 3-18. Connexion du bras commun pour la topologie sans bras redondant lors d'un défaut de type circuit-ouvert au niveau du bras *k'* du CCR.

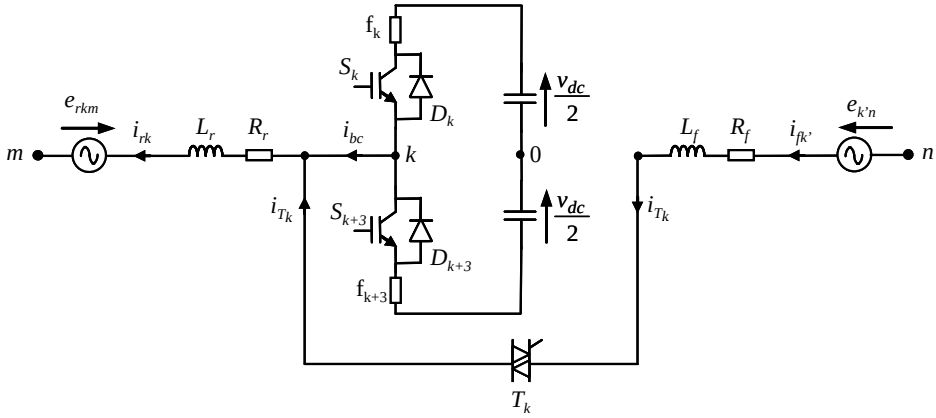


Figure 3-19. Connexion du bras commun pour la topologie sans bras redondant lors d'un défaut de type court-circuit au niveau du bras *k'* du CCR.

II.4. Comparaison des deux topologies de convertisseurs "fault tolerant"

Comme nous l'avons vu précédemment, les deux topologies de convertisseurs "fault tolerant", avec ou sans bras redondant, garantissent la continuité de service du système éolien en terme de puissance fournie au réseau. Néanmoins, les deux topologies présentent des avantages et des inconvénients. Le Tableau 3-6 résume le nombre de composants utilisés pour chaque topologie en comparant avec une topologie non "fault tolerant", dite classique, utilisée actuellement dans les systèmes éoliens. Il est vrai que les topologies "fault tolerant" assurant la sureté de fonctionnement nécessitent davantage de composants qu'une topologie classique pour laquelle la déconnexion du système est obligatoire en cas de défaut d'un interrupteur de puissance. Le Tableau 3-7 présente les avantages et les inconvénients liés à l'utilisation de chaque structure "fault tolerant". D'après ce tableau, on s'aperçoit que la topologie avec bras redondant présente moins d'inconvénients que celle sans bras redondant. Néanmoins, le fait d'utiliser huit composants de puissance supplémentaires pour la topologie avec bras redondant représente un coût important pour la gamme de puissance des aérogénérateurs actuels. La topologie sans bras redondant nécessite, quant à elle, un surdimensionnement en

courant de six composants de puissance (par exemple, ceux du CCR car un défaut peut apparaitre sur n'importe quel interrupteur du CCM et donc l'un des trois bras du CCR peut être choisi comme bras commun lors de la reconfiguration), les autres inconvénients ne résident que dans la modification ou l'adaptation de la commande, soit un coût en temps et avec éventuellement une influence sur le matériel utilisé pour l'implantation des commandes si la modification de celles-ci nécessite une mémoire plus importante ou une vitesse d'exécution des taches plus élevée.

Topologies	*Composants*
Topologie classique	12 interrupteurs IGBT avec diodes en antiparallèle et 2 fusibles.
Topologie de convertisseurs "fault tolerant" avec bras redondant	14 interrupteurs IGBT avec diodes en antiparallèle, 6 triacs et 12 fusibles rapides.
Topologie de convertisseurs "fault tolerant" sans bras redondant	12 interrupteurs IGBT avec diodes en antiparallèle, 3 triacs et 12 fusibles rapides.

Tableau 3-6: Bilan des composants utilisés pour les topologies étudiées.

Topologie	Avantages	Inconvénients
Topologie "fault tolerant" avec bras redondant	- Même génération de la MLI des CCM et CCR avant ou après la compensation du défaut. - Même niveau de tension sur le bus continu avant ou après la compensation du défaut.	- 8 composants supplémentaires (2 interrupteurs IGBT avec diodes et 6 triacs) sont nécessaires.
Topologie "fault tolerant" sans bras redondant	- 3 triacs de moins sont nécessaires.	- Nécessité de surdimensionner 6 interrupteurs IGBT avec diodes). - Un contrôle doit être réalisé afin de changer rapidement les contrôles MLI (passage de deux contrôles MLI triphasés à un contrôle MLI cinq bras). - Augmentation ou non de la tension du bus continu selon le point de fonctionnement de l'éolienne.

Tableau 3-7: Avantages et inconvénients pour chaque topologie de convertisseurs "fault tolerant".

III. Résultats de simulation

La méthode de détection de défaut proposée est indépendante de la topologie du système éolien "fault tolerant" utilisée (avec ou sans bras redondant). Néanmoins, nous présenterons les résultats pour les deux topologies car un changement de commande est nécessaire pour la topologie sans bras redondant. Dans cette section, nous présentons les effets d'un défaut au niveau de l'un des semi-conducteurs de puissance du CCM ou du CCR pour un système éolien basé sur une MADA n'intégrant pas la continuité de service (topologie non "fault tolerant") ainsi que pour les deux topologies "fault tolerant". Pour ces simulations, la partie puissance du système éolien est modélisée en mode continu à l'aide de l'outil logiciel Matlab avec ses bibliothèques Simulink et SimPowerSystems. Les parties contrôles des CCM et CCR

ainsi que la détection et la compensation de défaut sont simulées avec le logiciel Matlab/Simulink, également en mode continu.

Lorsque la topologie de convertisseurs avec bras redondant est utilisée, les MADA de 2 et 3 MW, respectivement employées dans les deux premiers chapitres, pourraient être utilisées sans avoir recours à une augmentation de la tension du bus continu car la topologie des convertisseurs est la même avant et après la détection et la compensation d'un défaut. Cependant, la topologie de convertisseurs sans bras redondant devient une structure à cinq bras après la compensation d'un défaut et la tension du bus continu peut être augmentée ou non selon les paramètres de la MADA utilisée et du point de fonctionnement de celle-ci. En effet, le rapport de transformation de la MADA utilisée (proche de un pour la MADA de 3 MW et environ égal à trois pour celle de 2 MW) a son importance. Ainsi, pour une valeur de glissement identique pour les deux MADA, les tensions rotoriques de la MADA de 2 MW seraient alors trois fois plus importantes que celles de la MADA de 3 MW ; ce qui obligerait à augmenter considérablement la tension du bus continu pour obtenir les mêmes performances qu'avant l'apparition du défaut et la reconfiguration des convertisseurs, et ce quelque soit le point de fonctionnement de l'éolienne.

C'est la raison pour laquelle nous utilisons les paramètres de la partie puissance et de la partie commande du système éolien basé sur une MADA de 3 MW utilisés dans le chapitre 1. La fréquence de commutation des interrupteurs des CCM et CCR est fixée à 2 kHz. Pour toutes les simulations, le facteur de puissance de l'éolienne est fixé à un (l'éolienne ne consomme ou ne produit aucune puissance réactive).

III.1. Effets des défauts sans détection ni compensation

Un vent d'une vitesse égale à 13 m/s est appliqué sur les pales de l'éolienne. L'éolienne est commandée de façon à produire la puissance optimale (contrôle MPPT). Cette valeur de vent correspond alors au fonctionnement nominal de la MADA. Ainsi, la puissance mécanique produite P_m est égale à -3 MW et la vitesse de rotation N_m est égal à 1950 tr/min, soit un fonctionnement en mode hypersynchrone avec un glissement g égal à -30%. L'éolienne fonctionnant à puissance nominale est le cas le plus défavorable pour l'apparition d'un défaut de types circuit-ouvert ou court-circuit. En effet, les conséquences sur le système sont très lourdes :

- variation de la puissance fournie donc éventualité d'une variation de fréquence si la puissance de l'éolienne n'est pas négligeable devant celle du réseau,
- transitoires importants sur les courants pouvant entrainer une destruction électrique et mécanique du système,
- apparition d'une puissance réactive pouvant avoir comme conséquence la variation de la tension au point de raccordement.

Dans cette partie, nous étudions les deux types de défaut pouvant apparaitre soit sur le CCM ou le CCR.

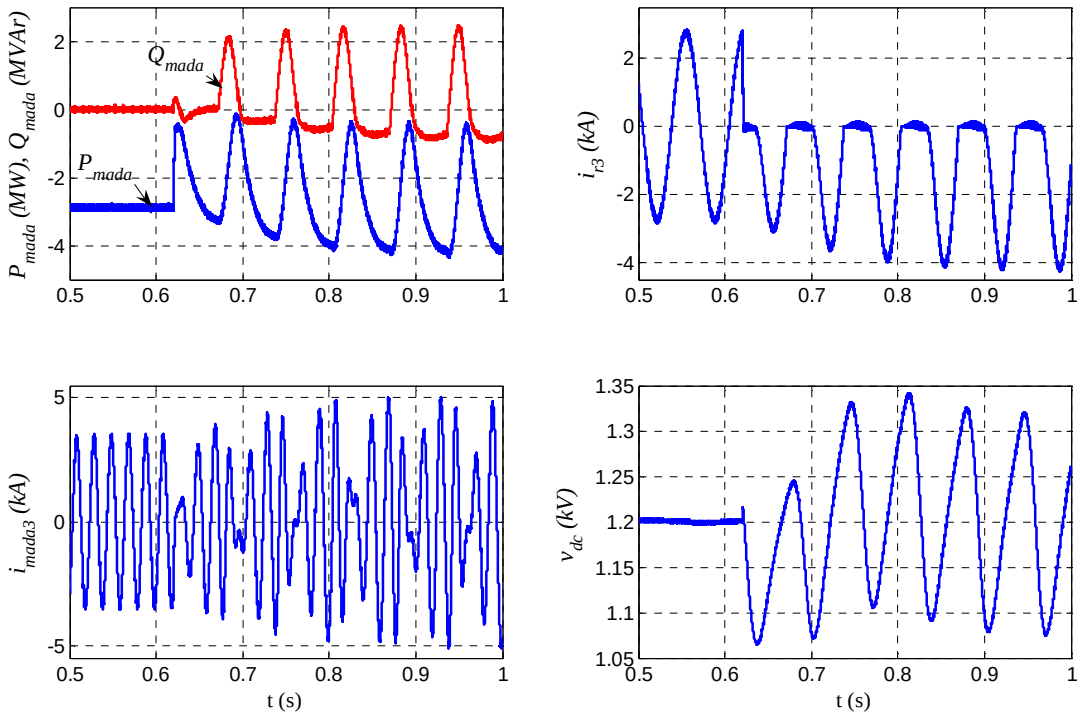
III.1.1. Influences d'un défaut de type circuit-ouvert

La Figure 3-20(a) présente les résultats de simulation obtenus lorsqu'un défaut du type circuit-ouvert se produit sur l'interrupteur S_3 du bras *3* du CCM à l'instant t = 0,62 s. La Figure 3-20(b) présente les résultats de simulation obtenus lorsqu'un défaut du type circuit-ouvert se produit sur l'interrupteur $S_{3'}$ du bras *3'* du CCR à l'instant t = 0,6 s sachant que l'éolienne est au point de fonctionnement nominal, comme expliqué précédemment (le cas le plus défavorable) et qu'il n'y a ni détection ni compensation du défaut.

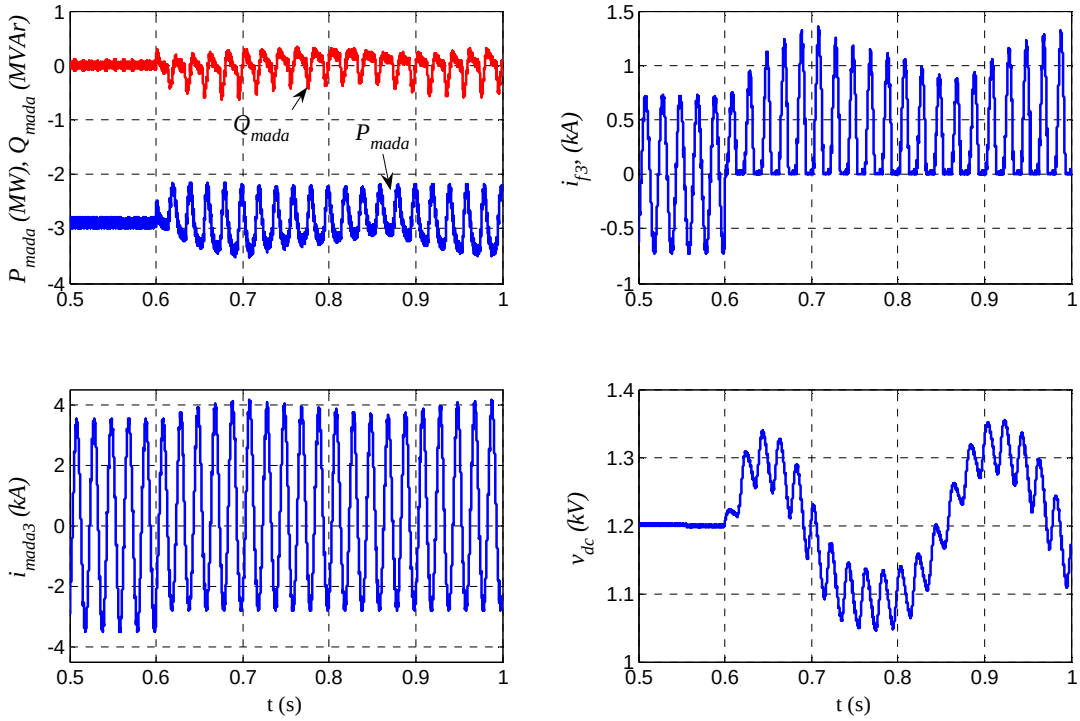
Dans ces deux cas de défaut, nous pouvons observer des oscillations importantes sur les courants respectifs du convertisseur défaillant et par conséquent la puissance fournie au réseau n'est plus régulée correctement. De plus, la puissance réactive fournie au réseau n'est plus égale à zéro et est fluctuante. Ceci est à l'origine de variation de tension au point de raccordement de l'éolienne. Les variations de courant étant faibles par rapport au courant nominal, les protections électriques telles que les disjoncteurs magnétothermiques protégeant le système éolien pourraient très bien ne pas déclencher. Ainsi, si l'éolienne n'est pas arrêtée rapidement, des vibrations importantes sur l'arbre de la génératrice pourraient apparaitre et ainsi causer des dégâts mécaniques, d'où l'importance de détecter et de compenser au plus vite le défaut.

III.1.2. Influences d'un défaut de type court-circuit

A la suite du blocage permanent d'un des interrupteurs des convertisseurs à l'état fermé, le condensateur du bus continu est mis en court-circuit immédiatement après que l'un des interrupteurs complémentaires du même bras défaillant se mette à conduire. Dans ce cas, le courant de court-circuit traversant le bras défaillant est très important car il n'est limité que par la faible impédance du circuit traversé par ce courant. Pour que ce courant n'atteigne pas des valeurs qui pourraient entraîner la destruction des composants des convertisseurs, le driver doit rapidement détecter ce défaut et ouvrir l'interrupteur non défectueux du bras en court-circuit (ici, le circuit de protection du driver est réglé à 20 µs). La Figure 3-21(a) présente les résultats de simulation lorsqu'un défaut du type court-circuit se produit sur l'interrupteur S_3 du bras *3* du CCM à l'instant t = 0,62 s et la Figure 3-21(b) présente les résultats de simulation obtenus lorsqu'un défaut du type court-circuit se produit sur l'interrupteur $S_{3'}$ du bras *3'* du CCR à l'instant t = 0,6 s, l'éolienne fonctionnant en régime nominal dans les deux cas et avant l'apparition du défaut. Nous admettons que les différents drivers des deux convertisseurs détectent ces défauts de type court-circuit et commandent rapidement à l'ouverture les interrupteurs non défectueux, ici S_6 du bras *3* et $S_{6'}$ du bras *3'*, respectivement pour le CCM et le CCR. Cependant, les courants des phases *3* et *3'* connectées aux bras défectueux ne peuvent plus être contrôlés. Du fait de la présence de court-circuit sur les deux convertisseurs, les courants i_{rk} et $i_{fk'}$ ($k = \{1, 2, 3\}$) atteignent des valeurs très élevées du fait des faibles impédances Z_f du filtre et Z_{res} du réseau. Il est évident que les protections électriques de l'éolienne agiront avant que ces courants n'atteignent des valeurs si élevées, mettant ainsi hors service le système éolien afin d'éviter toute détérioration des matériels électriques. Nous avons juste voulu montrer l'importance des variations de courants engendrées par ce type de défaut si les protections électriques de l'éolienne venaient à ne pas fonctionner correctement.

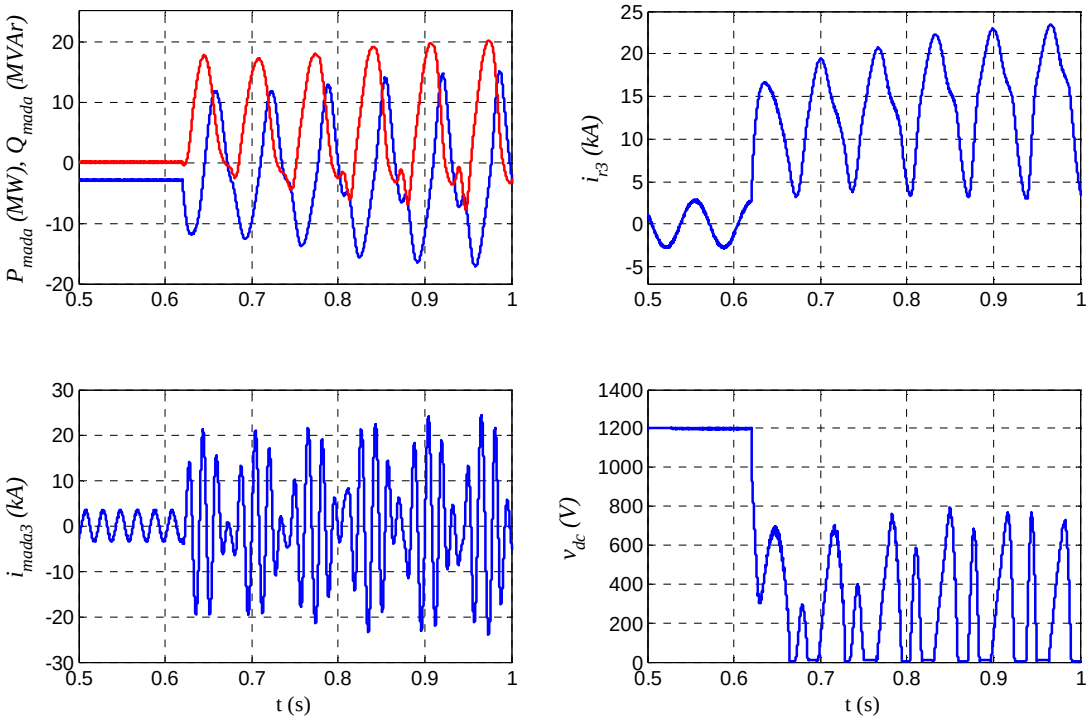


(a)

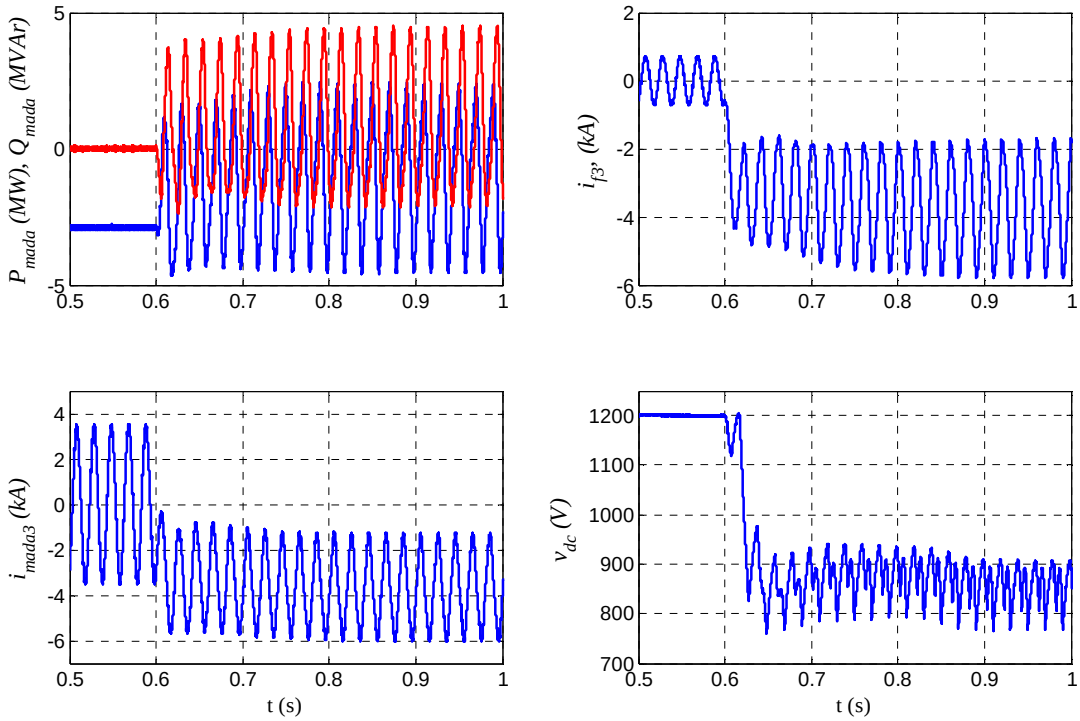


(b)

Figure 3-20. Effets d'un défaut de type circuit-ouvert sans détection ni compensation du défaut.
(a) défaut de l'interrupteur S_3 du CCM
(b) défaut de l'interrupteur $S_{3'}$ du CCR



(a)



(b)

Figure 3-21. Effets d'un défaut de type court-circuit sans détection ni compensation du défaut.
(a) défaut de l'interrupteur S_3 du CCM
(b) défaut de l'interrupteur $S_{3'}$ du CCR

Un système éolien n'intégrant pas de topologies de convertisseurs "fault tolerant" ne peut alors pas assurer la continuité de service en cas de défauts (de types circuit-ouvert ou court-circuit) sur l'un des interrupteurs de puissance d'un des deux convertisseurs.

Lors d'un défaut de type circuit-ouvert, il n'y a certes pas de conséquence sur les autres composants des convertisseurs du système éolien mais les puissances fournies au réseau sont fluctuantes pouvant ainsi entrainer des perturbations pour les utilisateurs du réseau, ce qui n'est pas acceptable.

Lors d'un défaut de type court-circuit, même si les circuits de protection des drivers des interrupteurs de puissance détectent le défaut et imposent rapidement la commande à l'ouverture des interrupteurs du bras défectueux, le contrôle des courants n'est plus possible à cause de la mise en conduction non contrôlée des diodes en antiparallèle des autres bras. Le courant fourni au réseau pourrait atteindre plusieurs fois le courant nominal si la protection du réseau ne fonctionnait pas correctement, entrainant alors des dommages au niveau des convertisseurs, de la MADA ou encore du transformateur servant à connecter l'éolienne au réseau. Ce type de défaut est donc plus critique que le défaut de type circuit-ouvert.

III.2. Détection et compensation de défauts pour les deux topologies de convertisseurs "fault tolerant"

Dans cette partie, nous étudions par simulation les performances des deux topologies "fault tolerant" des convertisseurs (avec bras ou sans redondant) d'un système éolien basé sur une MADA (Figures 3-1 et 3-2). Dans ces simulations, le compteur utilisé dans la méthode de détection de défaut est modélisé par un intégrateur avec un seuil du comparateur N_t choisi égal à 10 µs (Figure 3-7).

Comme cela a été expliqué à la section II.2.2, les caractéristiques des fusibles rapides et celles des circuits de protection des drivers sont coordonnées. Cela permet d'assurer la coupure du courant de court-circuit par les fusibles avant que les protections des drivers ne s'activent. Pour cette raison, seules la détection et la compensation de défaut de type circuit-ouvert sur les deux convertisseurs et pour les deux topologies sont présentées dans la suite de ce mémoire

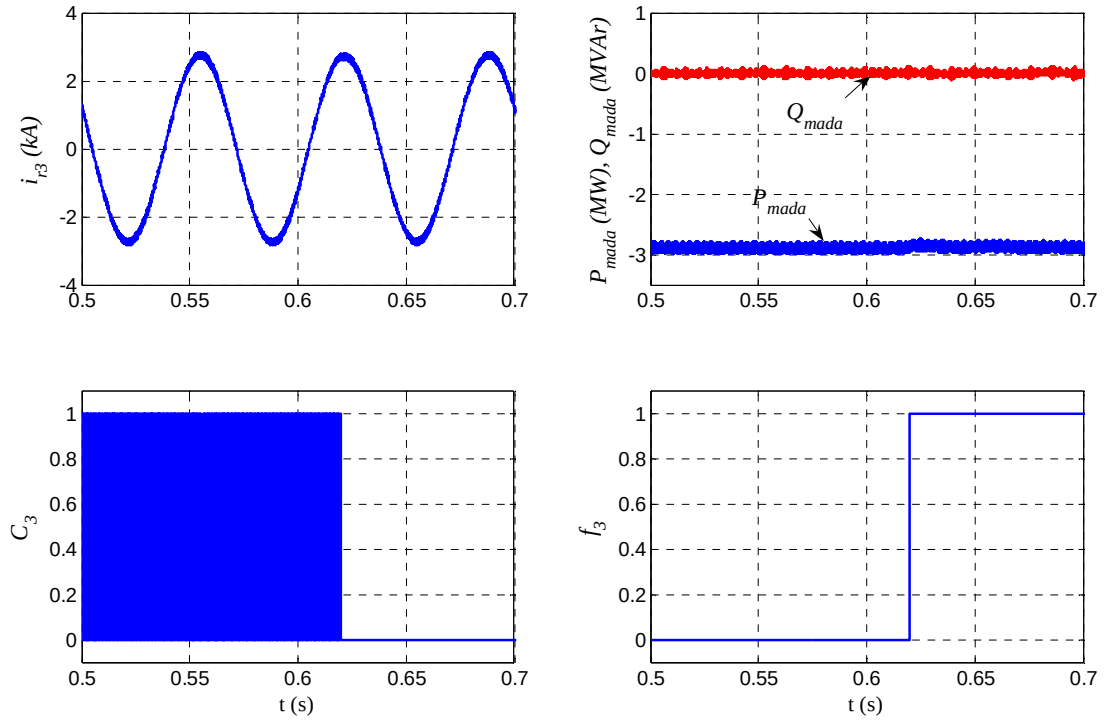
Afin de ne pas présenter tous les cas possibles pour les deux topologies, nous avons choisi de présenter un cas pour la topologie de convertisseurs avec bras redondant et deux cas pour celle sans bras redondant.

III.2.1. Défaut de type circuit-ouvert sur le CCM lorsqu'un courant positif traverse l'interrupteur défaillant pour la topologie avec bras redondant

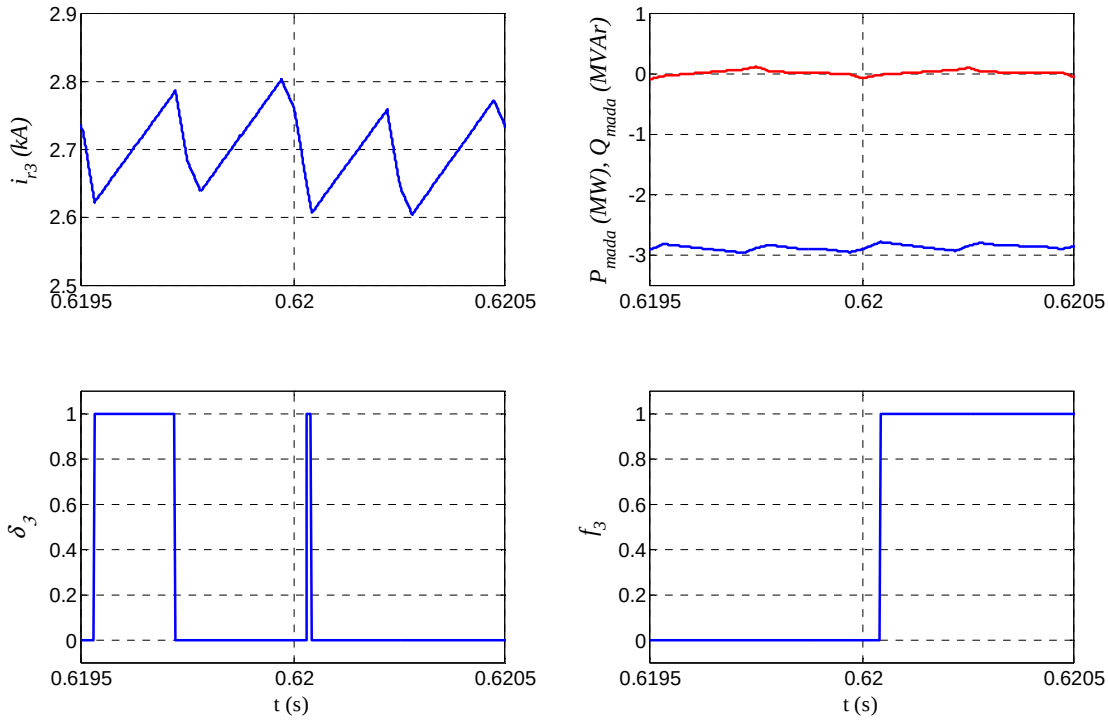
La Figure 3-22(a) présente les résultats de simulation pour un défaut de type circuit-ouvert lorsqu'un courant positif traverse l'interrupteur S_3 du CCM pour la topologie avec bras redondant, défaillant à t = 0,62 s ($i_{r3} > 0$). Nous observons que les formes d'ondes ne sont pas affectées par la présence de ce défaut donc l'éolienne peut continuer à produire de l'énergie électrique en fonctionnement nominal.

La Figure 3-22(b) présente les résultats obtenus après l'apparition du défaut sur une durée de 1 ms autour de l'apparition du défaut sur l'interrupteur S_3. Sur cette figure, on peut observer que δ_3 est égal à 0 à l'instant où le défaut se produit donc le défaut n'est pas détecté

(fonctionnement normal du CCM). Le défaut n'est donc détecté que 10 µs après que δ_3 devienne égal à 1. Cela confirme la validité de la méthode de détection de défaut détaillée précédemment.



(a)



(b)

Figure 3-22. Détection d'un défaut de type circuit-ouvert sur le CCM pour la topologie avec bras redondant lorsqu'un courant positif traverse l'interrupteur défaillant
(a) défaut de l'interrupteur S_3 à t = 0,62 s, (b) zoom d'une durée de 1 ms autour de l'apparition du défaut.

III.2.2. Défaut de type circuit-ouvert sur le CCR lorsqu'un courant négatif traverse l'interrupteur défaillant pour la topologie sans bras redondant

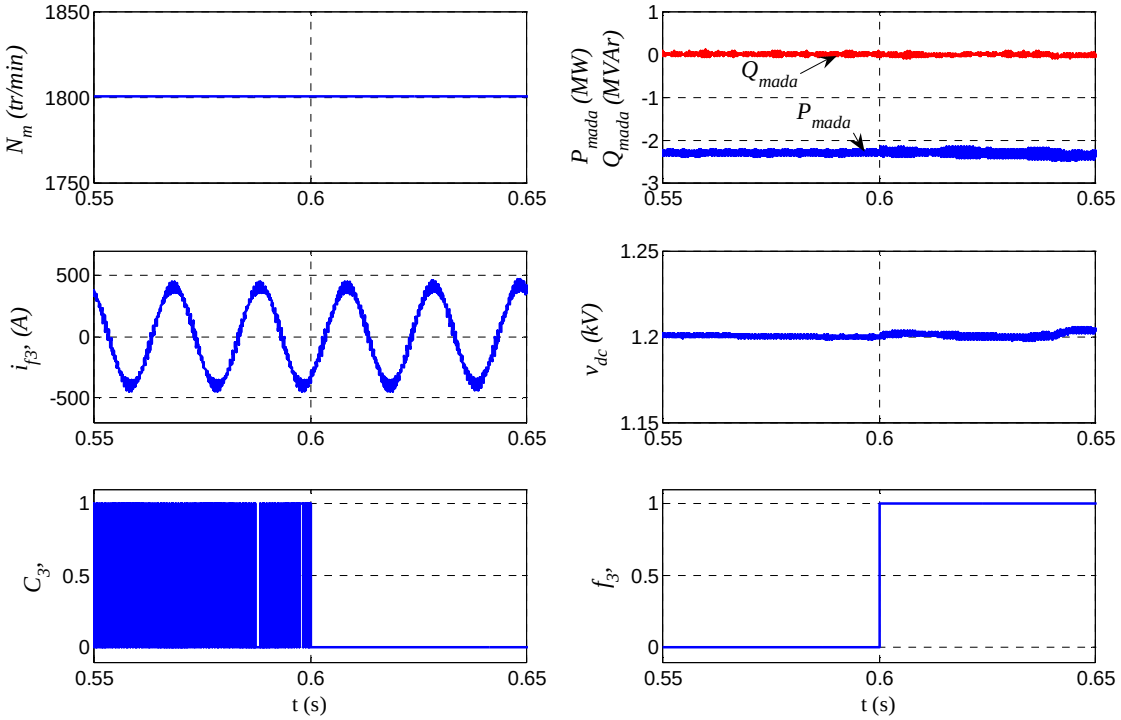
La Figure 3-23(a) présente les résultats de simulation pour un défaut de type circuit-ouvert lorsqu'un courant négatif traverse l'interrupteur $S_{3'}$ du CCR pour la topologie sans bras redondant, défaillant à t = 0,6 s ($i_{f3'} < 0$). Nous observons que les formes d'onde ne sont pas affectées par la présence de ce défaut donc l'éolienne peut continuer à produire de l'énergie électrique. Dans ce cas, il n'a pas été nécessaire d'augmenter le niveau de tension sur le bus continu car comme la MADA fonctionne en mode hypersynchrone avec un glissement de -20%, les tensions rotoriques v_{rkm}^* sont faibles (environ 20% des tensions statoriques v_{skm} si les pertes sont négligées et avec un rapport de transformation proche de un). Ainsi, les valeurs maximales des sommes des tensions composées de référence (u_{riq}^*, $u_{fi'q}^*$) et (u_{rjq}^*, $u_{fj'q}^*$) nécessaires à la MLI cinq-bras sont inférieures à la tension v_{dc} du bus continu (ici égale à 1200 V).

La Figure 3-23(b) présente les résultats obtenus après l'apparition du défaut sur l'interrupteur $S_{3'}$ sur une durée de 400 µs. Sur cette figure, on peut observer que $\delta_{3'}$ est égal à 1 à l'instant où le défaut se produit, le défaut est alors détecté 10 µs après son apparition.

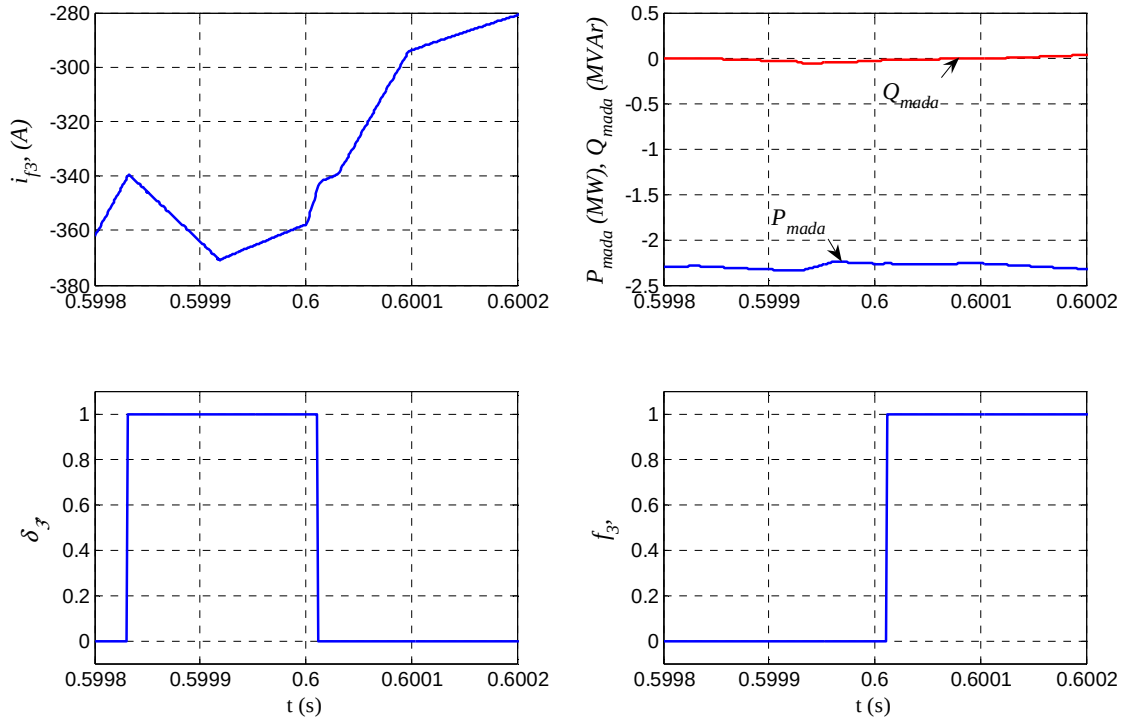
III.2.3. Défaut de type circuit-ouvert sur le CCR lorsqu'un courant positif traverse l'interrupteur défaillant pour la topologie sans bras redondant

La Figure 3-24 présente les résultats de simulation pour un défaut de type circuit-ouvert lorsqu'un courant positif traverse l'interrupteur $S_{3'}$ du CCR, pour la topologie sans bras redondant, défaillant à t = 0,61 s ($i_{f3'} > 0$). Nous observons encore ici que l'éolienne continue à fonctionner à puissance nominale même avec la présence d'un défaut. Or, la MADA fonctionnant à puissance nominale en mode hypersynchrone avec un glissement égal à -30%, il a été nécessaire d'augmenter le niveau de tension du bus continu afin de garantir les mêmes performances des convertisseurs après reconfiguration. En effet, pour ce point de fonctionnement de l'éolienne et avant l'apparition du défaut, les sommes des tensions composées de référence (u_{riq}^*, $u_{fi'q}^*$) et (u_{rjq}^*, $u_{fj'q}^*$) étaient supérieures à la tension v_{dc}, initialement régulée à 1200 V, mais inférieures à 1500 V.

Ainsi, une fois le défaut détecté et compensé, nous avons alors augmenté la tension de référence du bus continu de 25% dans la commande du CCR, soit à 1500 V, afin que les valeurs maximales des sommes des tensions composées de référence soient inférieures à ce nouveau niveau de tension du bus continu après reconfiguration des convertisseurs.



(a)



(b)

Figure 3-23. Détection d'un défaut de type circuit-ouvert sur le CCR pour la topologie sans bras redondant lorsqu'un courant négatif traverse l'interrupteur défaillant
(a) défaut de l'interrupteur S_3, à t = 0,6 s, (b) zoom d'une durée de 400 µs autour de l'apparition du défaut.

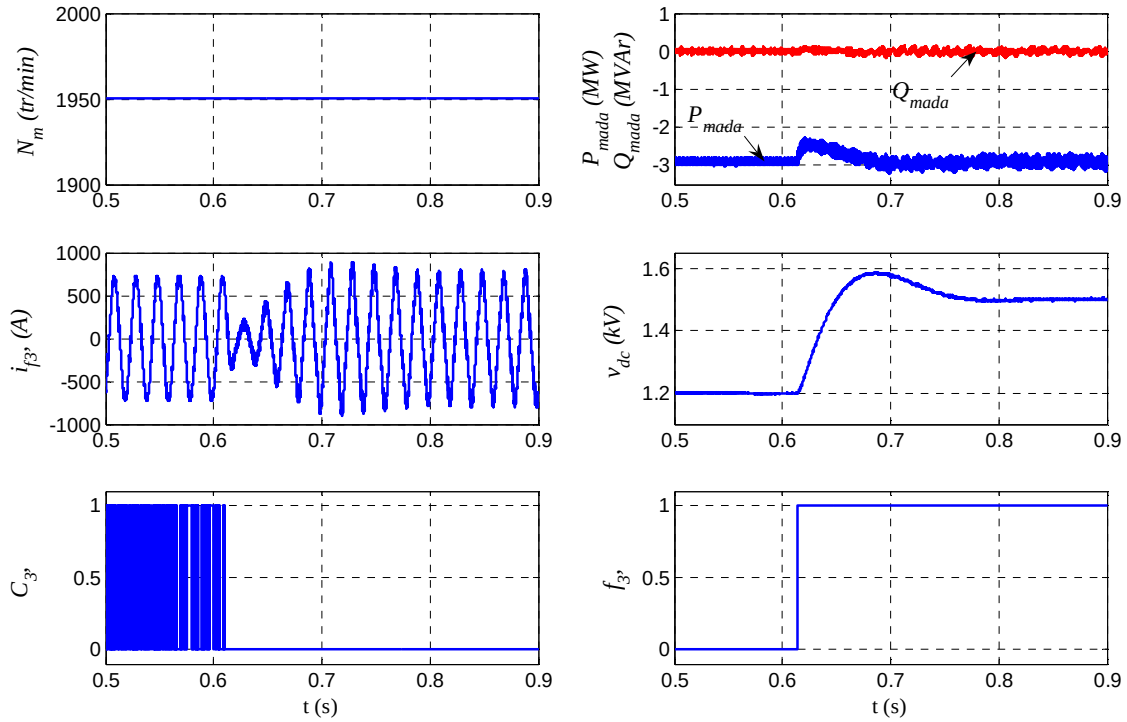
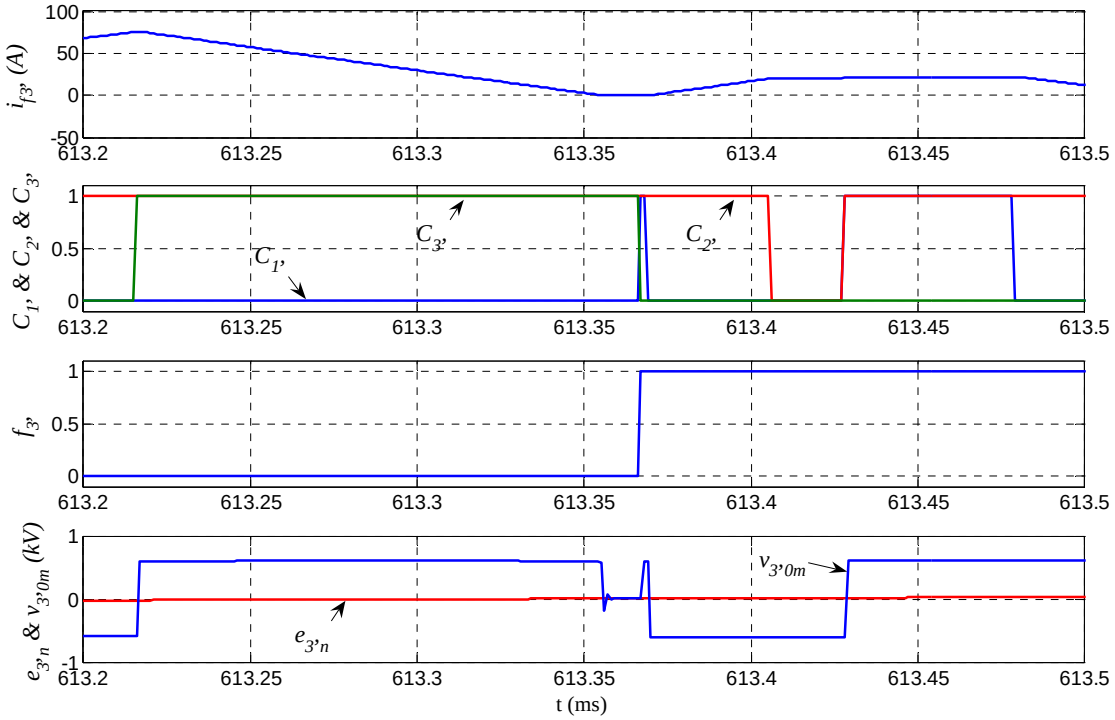


Figure 3-24. Détection d'un défaut de type circuit-ouvert sur le CCR pour la topologie sans bras redondant lorsqu'un courant positif traverse l'interrupteur défaillant $S_{3'}$ à t = 0,61 s.

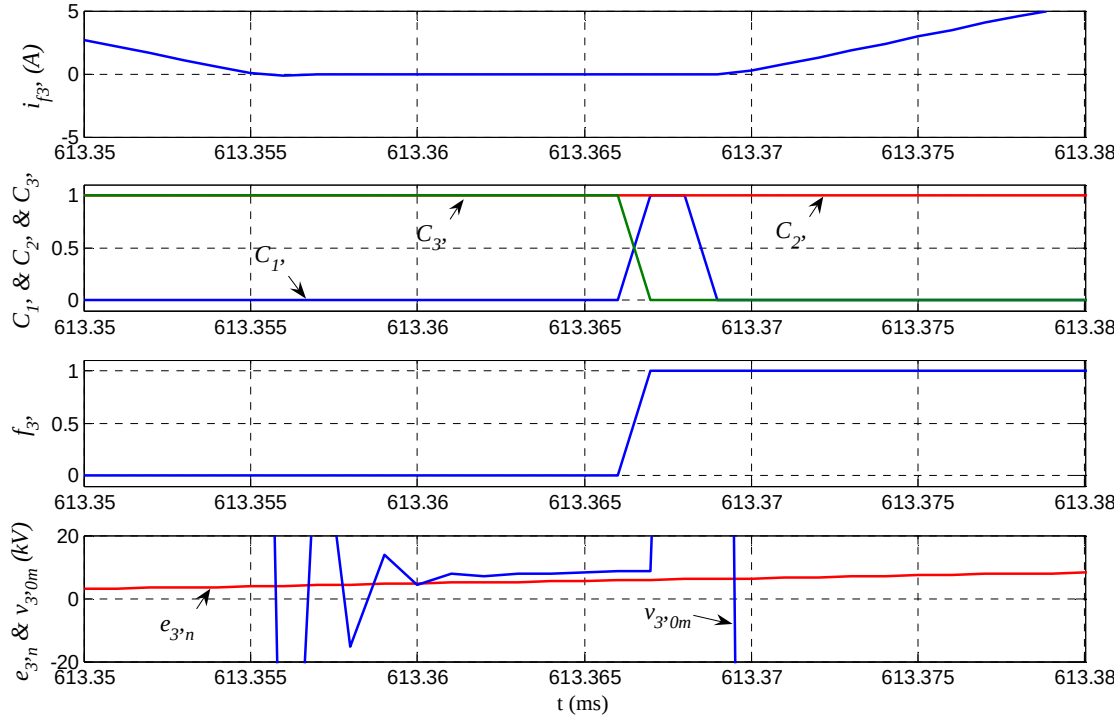
La Figure 3-25 présente les résultats zoomés pour une durée de 300 µs et 30 µs lorsque l'interrupteur $S_{3'}$ est défaillant à t = 0,61 s. Lorsque le défaut apparait au niveau de $S_{3'}$, le courant $i_{f3'}$ est positif donc le défaut ne peut pas être détecté car la diode $D_{3'}$ est alors passante et l'interrupteur $S_{3'}$, bloqué à l'état ouvert, ne perturbe pas le bon déroulement des séquences de conduction : le courant $i_{f3'}$ traverse alors la diode D_3 et l'interrupteur $S_{6'}$. Le défaut ne peut être détecté qu'à partir de l'instant où ce courant devient égal à zéro, soit à l'instant t = 613,355 ms. A cet instant, comme nous pouvons le voir à la Figure 3-25(b), $\delta_{2'}$ et $\delta_{3'}$ sont égaux à 1 et $\delta_{1'}$ est égal à 0, la tension $e_{3'n}$ est comprise entre -20 V et 20 V, ce qui correspond au cas n°2 du Tableau 3-3. Les diodes $D_{3'}$ et $D_{6'}$ sont bloquées et le courant $i_{f3'}$ reste égal à 0, la tension $v_{3'0m}$ est égale à $3/2e_{3'n}$ et l'erreur de tension $\varepsilon_{3'0}$ est égale à $(-v_{dc}+3/2e_{3'n})$ donc le défaut peut être détecté. Le défaut est alors détecté 10 µs après le passage à zéro de $i_{f3'}$ soit à l'instant t = 613,365 ms.

Le défaut sur $S_{3'}$ est donc détecté environ 3,4 ms après son apparition car entre le moment où le défaut est apparu et le moment où il est détecté, le CCR fonctionnait normalement.

Nous pouvons noter qu'avec un temps de détection et de compensation de défaut de l'ordre d'une dizaine de µsecondes, l'effet du défaut n'apparait pas sur les formes d'onde (aucun transitoire) parce que ce temps est très faible devant la période de commutation des interrupteurs.



(a)



(b)

Figure 3-25. Détection d'un défaut de type circuit-ouvert sur le CCR lorsqu'un courant positif traverse l'interrupteur défaillant $S_{3'}$ à t = 0,61 s pour la topologie sans bras redondant :
(a) zoom d'une durée de 300 µs autour de l'apparition du défaut,
(b) zoom d'une durée de 30 µs autour de l'apparition du défaut.

Après détection et compensation du défaut de l'interrupteur $S_{3'}$ du bras *3'*, la topologie de l'ensemble des deux convertisseurs devient une structure à cinq bras avec le bras *3* du CCM commun avec le CCR. La Figure 3-26 présente les formes d'onde des différents courants circulant dans le bras défaillant et dans le bras commun. Nous pouvons remarquer qu'avant l'apparition du défaut, le courant i_D dans le bras défaillant est égal au courant $i_{f3'}$ et le courant i_{bc} dans le bras commun est égal au courant i_{r3}. Après reconfiguration des convertisseurs, suite au défaut de type circuit-ouvert, le courant dans le bras commun (bras *3*) dépend alors des trois autres courants ($i_{f3'}$, i_{r3} et i_D) vérifiant ainsi l'équation (3.26).

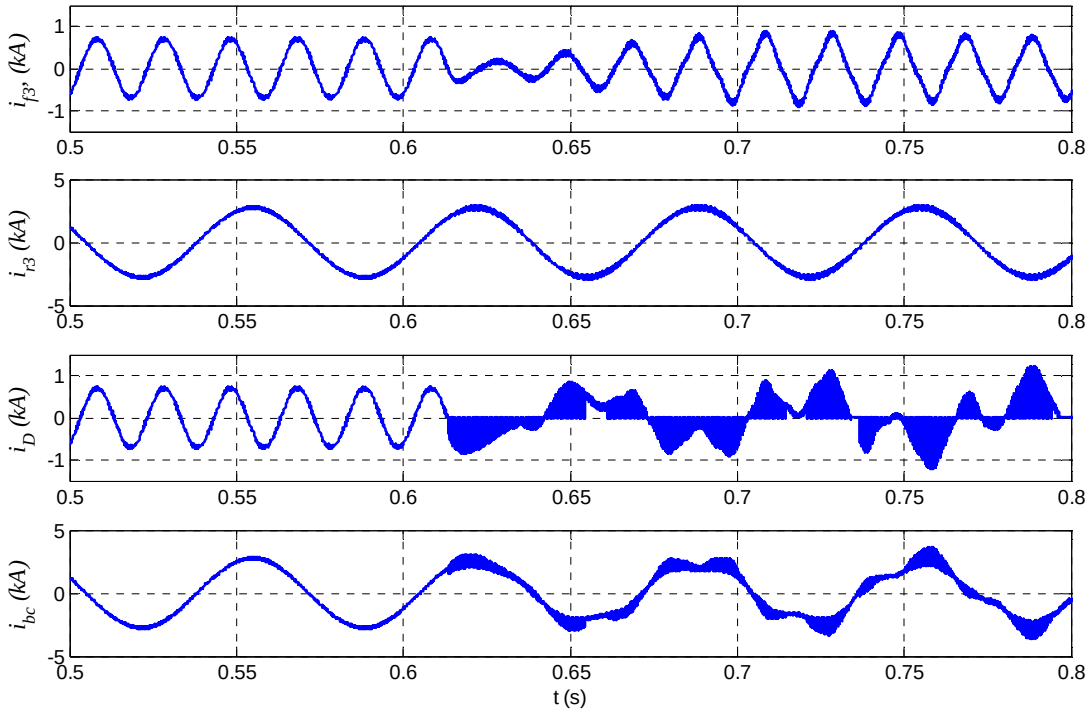


Figure 3-26. Différents courants après la reconfiguration de la topologie sans bras redondant suite à un défaut du type circuit-ouvert de l'interrupteur défaillant $S_{3'}$ du CCR à t = 0,61 s.

IV. Conclusion

Les analyses et les résultats de simulations présentés dans ce chapitre ont montré que la configuration conventionnelle des convertisseurs utilisés dans les systèmes éoliens basés sur une MADA ne permet pas d'assurer la continuité de service en présence d'un défaut éventuel sur l'un des interrupteurs de puissance.

Dans ce chapitre, nous avons proposé une méthode permettant de détecter, d'identifier et de compenser le défaut éventuel d'un interrupteur de puissance sur l'un des deux convertisseurs de puissance du système éolien. La compensation s'effectue en modifiant la structure des convertisseurs selon la nature du défaut. Deux nouvelles structures de convertisseurs "fault tolerant" ont été présentées avec pour toutes deux assez de degrés de liberté pour permettre au système éolien de pouvoir fonctionner en mode normal, même en présence de défaut, et ainsi pouvoir continuer à réaliser des bénéfices liés à la vente d'électricité en attendant la programmation d'une opération de maintenance.

La méthode de détection proposée permet de réduire considérablement le temps de détection par rapport aux différentes méthodes publiées à ce jour. En effet, un éventuel défaut

est détecté par l'analyse de la tension d'erreur obtenue par la différence entre les tensions v_{i0} mesurées et estimées ($i \in \{k, k'\}$ avec $k = \{1, 2, 3\}$). Cette erreur est analysée en utilisant simultanément un "critère de tension" et un "critère temporel", afin de rendre la méthode de détection insensible aux commutations des semi-conducteurs de puissance. Ce dernier point est également un avantage majeur de la méthode de détection ici proposée.

Nous avons ensuite analysé cette méthode pour deux types de topologies "fault tolerant" avec ou sans bras redondant. La topologie nécessitant un bras de secours nous permet de garder les mêmes commandes MLI à échantillonnage naturel après compensation du défaut car la topologie reste une structure à six bras. La topologie sans bras de secours devient une structure à cinq bras avec un bras commun pour les deux convertisseurs après compensation d'un éventuel défaut ; il a donc été nécessaire de modifier les commandes MLI triphasées des deux convertisseurs en utilisant après reconfiguration une commande MLI cinq-bras spécifique, en fonction du bras défaillant et du bras commun.

Les résultats de simulation présentés dans ce chapitre ont confirmé les performances de la méthode de détection de défaut utilisée. La continuité de service du système éolien est assurée, en terme de production d'électricité, pour les deux topologies de convertisseurs "fault tolerant" étudiées.

Afin de valider expérimentalement la méthode de détection pour les deux topologies de convertisseurs et le changement rapide entre les différentes commandes MLI lorsque la topologie sans bras redondant est utilisée, un composant de type FPGA intégrant de la logique câblée pourrait avantageusement être mis en œuvre. Cette implantation numérique fera l'objet du chapitre 5.

Dans le chapitre suivant, nous allons également nous intéresser à la continuité de service d'un système éolien mais, cette fois-ci, lorsque l'un des capteurs de courant, nécessaires aux commandes des convertisseurs, est défaillant.

Références

A :

[Abrahamsen, 2000] : F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, K. Ries, H. Rasmussen, "Fuse Protection of IGBT's against Rupture", *Proceedings of IEEE Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics*, pp. 64-68, 2000.

B :

[Baroudi, 2007] : J. A. Baroudi, V. Dinavahi, A. M. Knight, "A review of power converter topologies for wind generators", *Renewable Energy*, Vol. 32, Issue 14, pp. 2369-2385, November 2007.

[Blaabjerg, 2002] : F. Blaabjerg, F. Iov, K. Ries, "Fuse protection of IGBT modules against explosions", *Journal of Power Electronics*, vol. 2, no. 2, pp. 88-94, April 2002.

[Bouscayrol, 2005] : A. Bouscayrol, B. François, P. Delarue, J. Niiranen, "Control Implementation of a Five-Leg AC-AC Converter to Supply a Three-Phase Induction Machine", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, Issue 1, January 2005, pp. 107-115.

[Braun, 1997] : D. Braun, D. Pixler, P. L. May, "IGBT Module Rupture Categorization and Testing", *Proceedings of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, pp. 1259-1266, Oct. 1997.

C :

[Carrasco, 2006] : J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. Portillo Guisado, M. A. M. Prats, J. I. Leon, N. Moreno-Alfonso, "Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: a survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1002-1016, Aug. 2006.

D :

[Delarue, 2003] : P. Delarue, A. Bouscayrol, E. Semail, "Generic Control Method of Multileg Votage-Source-Converters for Fast Pratical Implementation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, Issue 2, March 2003, pp. 517-526.

G :

[Gaillard, 2007-1] : A. Gaillard, S. Karimi, P. Poure, S. Saadate, "A Fault Tolerant Converter Topology for Wind Energy Conversion System with Doubly Fed Induction Generator", *Proceedings of 12th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2007)*, 2 - 5 September 2007, Aalborg, Denmark.

[Gaillard, 2007-2] : A. Gaillard, S. Karimi, P. Poure, S. Saadate, "Fault Tolerant Back-to-Back Converter Topology for Wind Turbine with Doubly Fed Induction Generator", *International Review of Electrical Engineering*, August 2007, pp 629-636.

[Gaillard, 2009] : A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, "Reconfigurable Control and Converter Topology for Wind Energy Systems with Switch Failure Fault Tolerance Capability", *Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition* (ECCE 2009), San Jose, California, USA, September 20-24, 2009.

H :

[Houldsworth] : J. Houldsworth, D. Grant, "The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase PWM inverter ", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 20, No. 5, pp. 1224-1228, September1984.

K :

[Kastha, 1994] : D. Kastha, B. KJ. Bose, "Investigation of fault modes of voltage-fed inverter system for induction motor drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 4, pp. 1028-1038, July-August 1994.

[Karimi - Gaillard, 2008] : S. Karimi, A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, "FPGA-Based Real-Time Power Converter Failure Diagnosis for Wind Energy Conversion Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 12, pp. 4299-4308, December 2008.

M :

[Mavier, 2007] : J. Mavier, "Convertisseurs génériques à tolérance de panne : application pour le domaine aéronautique", *Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse*, France, 2007.

[Mendes, 1999] : A. M. S. Mendes, A. J. M. Cardoso, "Fault diagnosis in a rectifier – inverter system used in variable speed AC drive, by the average current Park's vector approach", *European Power Electronics Conference,* Lausanne, pp. 1-9, 1999.

P :

[Peuget, 1998] : R. Peuget, S. Courtine, J. Rognon, "Fault detection and isolation on a PWM inverter by knowledge-based model", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, pp. 1318-1325, 1998.

R :

[Ribeiro, 2001] : R.L.A. Ribeiro, C.B. Jacobina, E.R.C. da Silva, A.M.N. Lima, "A fault tolerant induction motor drive system by using a compensation strategy on the PWM-VSI topology" *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 1191-1196, 2001.

[Riberio, 2002] : R.L.A. Ribeiro, F. Profumo, C.B. Jacobina, G. Griva, E.R.C. da Silva, "Two fault tolerant control strategies for shunt active power filter systems", *IEEE International Conference on Industrial Electronics*, pp.792 – 797, 2002.

[Richardeau, 2007] : F. Richardeau, J. Mavier; H. Piquet; G. Gateau , "Fault-tolerant inverter for on-board aircraft EHA", *Proceedings of 12th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2007)*, 2 - 5 September 2007, Aalborg, Denmark.

[Rodriguez, 2007] : J. J. Rodriguez-Andina, M. J. Moure, M. D. Valdes, "Features, design tools, and application domains of FPGAs", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 1810-1823, Aug. 2007.

S :

[Shamsi-Nejad, 2008] : M.-A. Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, "Fault tolerant and minimum loss control of double-star synchronous machines under open phase conditions", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 1956-1965, May 2008.

V :

[Vallon, 2003] : J. Vallon, "Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes", *Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse*, France, 2003.

Chapitre 4 : Continuité de service des convertisseurs statiques d'un système éolien basé sur une MADA : défaut de capteur de courant

Résumé :
Ce chapitre traite de la continuité de service d'un système éolien lorsque l'un des capteurs de courant nécessaires à la commande du CCR est défectueux. Une commande du CCR robuste à la défaillance d'un capteur de courant, ne nécessitant qu'un capteur de courant supplémentaire, est alors proposée. Le capteur défaillant est identifié par comparaison entre les courants de phase mesurés et prédits. La prédiction des courants de phase est effectuée par une nouvelle méthode hybride, développée lors de ces travaux de thèse. Cette méthode est robuste aux erreurs d'intégration en boucle ouverte et aux détections intempestives de capteurs non défectueux. Des résultats de simulation sont présentés afin de valider la commande robuste du CCR lors de la défaillance d'un capteur de courant et assurant ainsi un fonctionnement normal du système éolien après détection et compensation d'un éventuel défaut.

I. Introduction

Le contrôle des courants des convertisseurs statiques de la chaîne de conversion électromécanique d'un système éolien nécessite une mesure fiable et précise de ces courants. En effet, toute méthode de contrôle des courants d'un des convertisseurs statiques, même des plus efficaces, ne pourra pas réaliser efficacement la poursuite des courants de référence si la mesure des courants générés est erronée. Un défaut survenant au niveau d'un capteur de courant se traduit inévitablement par une perte de contrôle partielle ou totale de la commande du convertisseur, voire à sa mise hors service et à sa déconnexion du réseau. De plus, dans certains cas, si le défaut n'est pas rapidement détecté et compensé, il peut alors mettre en danger le fonctionnement du système éolien. Par conséquent, afin d'assurer la continuité de service du système éolien et d'éviter toute détérioration, une méthode efficace et rapide de détection et de compensation de la défaillance d'un capteur de courant doit être mise en œuvre.

II. Continuité de service lors de la défaillance d'un capteur de courant

II.1. Principe

La Figure 4-1 rappelle la chaîne de conversion électromécanique typique d'un système éolien basé sur une MADA. Nous nous proposons d'étudier sa continuité de service lors de la défaillance d'un des capteurs de courant, nécessaires aux commandes du CCM et du CCR.

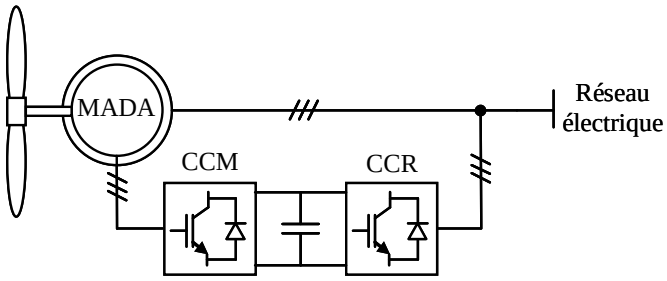


Figure 4-1. Chaîne de conversion électromécanique du système éolien étudié.

La continuité de service des machines électriques alimentés par un convertisseur triphasé à structure tension, suite à la défaillance d'un des capteurs de courant, a fait l'objet de nombreuses publications. De nombreuses méthodes ont été proposées dans la littérature scientifique afin de détecter et compenser les défauts des capteurs de courant associés à la commande du convertisseur. *Parsa et al.* ont proposé d'estimer les courants de phase d'un moteur à aimant permanent à l'aide d'un observateur de type Luenberger. Ils ont ainsi pu détecter les éventuels défauts des capteurs de courant en comparant l'écart entre les courants mesurés et estimés dans le repère tournant *dq*. Les courants mesurés sont alors remplacés par les courants estimés après détection de défaut [Parsa, 2003]. *Bennett et al.* se sont, quant à eux, intéressés à la détection et à l'isolation de défauts des capteurs de courant ou de tension nécessaires à la commande d'un moteur asynchrone. Ces travaux sont basés sur l'utilisation de trois capteurs pour les mesures des courants et des tensions statoriques; ceux-ci étant utilisés en mode normal de fonctionnement. Afin de diagnostiquer quel capteur de courant est défaillant, ils ont proposé d'utiliser trois observateurs bilinéaires, basés sur le modèle d'état du moteur asynchrone, chacun utilisant deux des trois mesures des capteurs de courant et de

tension; les troisièmes valeurs de la tension et du courant sont estimées à partir des deux autres mesures, en considérant les sommes des trois courants ou tensions égales à zéro. Chaque observateur a donc pour sortie le couple et le flux estimés du moteur asynchrone ainsi qu'un résidu de courant représentant l'erreur entre les courants mesurés et estimés. Le capteur défaillant est donc identifié par la comparaison des trois résidus issus des observateurs. Le flux et le couple estimés, nécessaires au contrôle vectoriel, seront alors choisis en fonction de la valeur des résidus [Bennett, 1996], [Bennett, 1997] et [Bennett, 1999]. *Lee et al.* ont proposé un observateur avec gain adaptatif pour estimer les courants de phase d'un moteur asynchrone. L'intérêt d'utiliser cet observateur, par rapport à celui décrit précédemment, est de pouvoir conjointement estimer l'état dynamique et les paramètres électriques du moteur asynchrone, si ces derniers ne sont pas connus. Ils ont employé un test portant sur la somme des valeurs des courants de phase afin de détecter l'apparition du défaut survenant au niveau d'un des trois capteurs de courant mis en œuvre. Ils ont également identifié le capteur défaillant en comparant les résidus des courants [Lee, 2003].

Les travaux présentés par ces auteurs portent tous sur la commande de machines électriques triphasées en mode moteur (transfert de puissance unidirectionnel du réseau vers la machine); par conséquent, seule la défaillance d'un des capteurs de courant liés à la commande vectorielle d'une structure de type onduleur a été étudiée.

Cependant, pour la chaîne de conversion électromécanique mise en œuvre dans le système éolien de la Figure 4-1, le transfert de puissance entre le rotor de la MADA et le réseau électrique est bidirectionnel. Les deux convertisseurs ont alors leurs propres commandes qui nécessitent pour chacune des capteurs de courant. L'étude de la défaillance d'un capteur de courant doit donc se faire pour les deux convertisseurs. Récemment, *Rothenhagen et al.* ont étudié la défaillance de l'un des capteurs de courant ou de tension nécessaires à la commande du CCM, celui-ci alimentant une MADA utilisée en génératrice. Pour ce faire, ils ont mis en œuvre théoriquement et expérimentalement plusieurs observateurs de type Luenberger en parallèle afin d'estimer respectivement les courants et tensions statoriques et rotoriques de la MADA, nécessaires au contrôle vectoriel de celle-ci. A partir des courants et des tensions estimés et en utilisant les valeurs des résidus des courants ou des tensions, ils ont diagnostiqué le capteur de tension ou de courant défaillant, puis la valeur fournie par ce capteur est alors remplacée par celle du courant ou de la tension estimée [Rothenhagen, 2009-1]-[Rothenhagen, 2009-2].

On peut noter que toutes ces méthodes de détection d'un capteur de courant défaillant, mentionnées auparavant, sont basées sur l'estimation des courants de phase des machines électriques étudiées, que ce soit en mode moteur ou générateur. Cette détection est faite au moyen d'observateurs basés sur les modèles d'état des machines. Or, contrairement au cas des machines électriques, il est important de noter que l'utilisation d'observateurs pour les convertisseurs de tension triphasés commandés reliés au réseau et mis en œuvre dans des applications telles que les alimentations sans interruption, les filtres actifs ou bien encore dans le cas du CCR d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne, n'est pas appropriée puisque toutes les grandeurs servant à estimer les courants de phase sont mesurables. De plus, la mise en œuvre d'observateurs afin d'estimer les tensions réseau, au lieu d'utiliser les mesures, serait difficile à effectuer car les équations d'état du réseau présentent des paramètres qui sont variables au cours du temps.

C'est pourquoi d'autres chercheurs ont alors proposé de reconstruire les courants de phase des convertisseurs à structure tension à l'aide d'un capteur de courant supplémentaire placé au niveau de l'étage continu en prenant en compte les signaux de commande des interrupteurs [Blaabjerg, 1997], [Woo, 2001] et [Wang, 2004]. *Wang et al.* ont proposé d'utiliser les courants reconstruits pour détecter des défauts des capteurs de courant côté alternatif [Wang, 2004]. Ces méthodes de reconstitution des courants donnent de bons résultats dans le cas où la

composante fondamentale du courant de phase est prépondérante devant les harmoniques issus des commutations des interrupteurs du convertisseur. Néanmoins, ces méthodes présentent un certain nombre de limitations. En effet, le courant côté continu présente des pics lors des commutations des interrupteurs et des implémentations complexes sont nécessaires pour évaluer avec exactitude le courant côté continu, souvent bruité [Ying. 2006].

Nous proposons dans ce chapitre une nouvelle méthode de diagnostic ne mettant pas en œuvre d'observateur. Elle permet de prédire les courants de phase d'un convertisseur à structure tension connecté au réseau électrique, noté CCR dans le cas de la chaîne éolienne de la Figure 4-1, en vue de rendre la chaîne de conversion robuste à la défaillance d'un de ses capteurs de courant. Dans ce chapitre, la méthode proposée est basée sur la prédiction des courants de phase au moyen d'un modèle prédictif du CCR. Cette méthode pourrait également s'appliquer dans le cas du CCM mais il faudrait alors avoir nécessairement recours à un observateur pour estimer la force électromotrice rotorique, celle-ci n'étant pas directement mesurable. De ce fait, la méthode proposée par *Rothenhagen et al.* décrite précédemment est préférable pour diagnostiquer la défaillance d'un capteur de courant nécessaire à la commande du CCM, la mise en œuvre d'observateurs étant impérative.

Dans ce qui suit, une commande du CCR, robuste à la défaillance d'un des capteurs de courant, est proposée : elle intègre la détection et la compensation d'un éventuel défaut d'un des capteurs de courant servant à sa commande.

II.2. Description du système

La Figure 4-2 rappelle le système éolien basé sur une MADA pour lequel nous étudierons la continuité de service du CCR lors de la défaillance d'un capteur de courant servant à sa commande [Karimi-Gaillard, 2009]. Les différentes commandes du CCM et du CCR, ici considérées, ont été détaillées au chapitre 1. Elles permettent de contrôler indépendamment les différentes puissances actives et réactives du système éolien tout en maximisant la puissance active fournie au réseau. Les commandes décrites au chapitre 2 pourraient cependant être également utilisées.

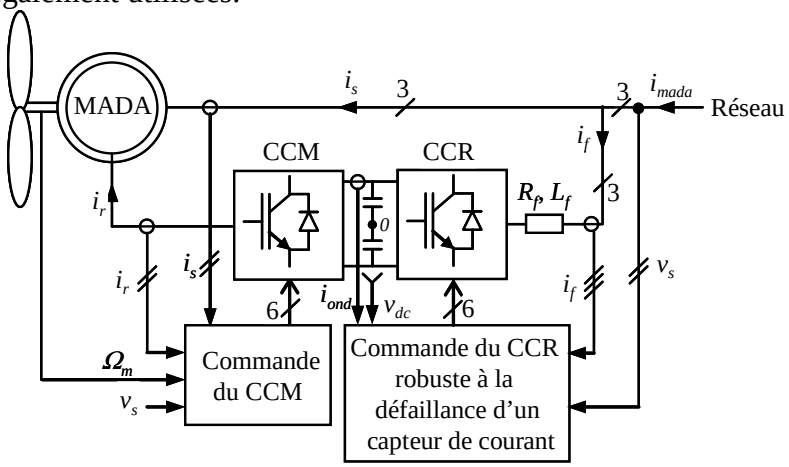


Figure 4-2. Système éolien robuste à la défaillance d'un capteur de courant.

Les mesures des courants de phase i_{fk}, ($k = \{1, 2, 3\}$) circulant à travers le filtre RL, placé entre le CCR et le réseau (Figure 4-1) sont classiquement réalisées à l'aide de capteurs à effet Hall. Ces capteurs se composent principalement d'un élément sensible dit "élément de Hall" et de circuits de conditionnement et de traitement du signal. Les principaux types de défauts pour un tel capteur de courant sont recensés dans le Tableau 4-1. Ces différents types de

défauts pouvant être occasionnés par la perte de l'alimentation du capteur de courant ou par un défaut propre au circuit de commande du capteur.

Types de défauts	*Modèle*	*Erreur de mesure* e_x
Changement du gain	$(1+k_g)\, i_{fk'}$	$e_g = -k_g\, i_{fk'}$
Offset	$i_{fk'} + I_{offset}$	$e_o = -I_{offset}$
Bruit	$i_{fk'} + n(t)$	$e_b = -n(t)$
Circuit-ouvert	0	$e_{co} = i_{fk'}$
Interruption intermittente	[0,1]	$e_{ii} = [i_{fk'}, 0]$

Tableau 4-1. Défauts classiques d'un capteur de courant.

La Figure 4-3 nous décrit le principe de la commande du CCR robuste à la défaillance d'un capteur de courant. Pour mettre en œuvre un tel système de commande, un seul capteur de courant supplémentaire est nécessaire par rapport au système de commande classique (voir chapitre 1). Dans les conditions habituelles, deux capteurs sont en effet conventionnellement utilisés. Le capteur supplémentaire est alors placé au niveau de la troisième phase et est utilisé pour détecter tout défaut éventuel d'un des deux autres capteurs de courant. En outre, ce troisième capteur remplacera le capteur défectueux après la détection d'un défaut. On désignera avec un indice *m* un courant mesuré afin de différencier clairement les courants réels des courants mesurés. Dans les conditions idéales, les courants mesurés ($i_{f1'm}$, $i_{f2'm}$ et $i_{f3'm}$) sont identiques aux courants réels ($i_{f1'}$, $i_{f2'}$ et $i_{f3'}$). Des différences apparaissent lorsqu'un défaut se produit au niveau d'un capteur de courant.

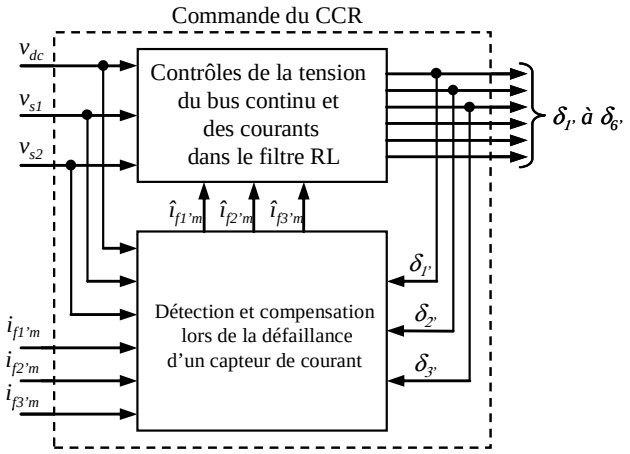


Figure 4-3. Commande du CCR robuste à la défaillance d'un capteur de courant.

La Figure 4-4 représente la structure générale du bloc de détection et de compensation d'un capteur de courant défaillant. Sur cette figure, les grandeurs $\hat{i}_{fk'm}$ (k = {1, 2, 3}) correspondent aux courants compensés servant à la commande du CCR. Comme on peut le voir, ce système de détection et de compensation est composé des six blocs fonctionnels suivants :

- *détection de défaut,*
- *prédiction des courants,*
- *calcul des résidus,*
- *identification du capteur défectueux,*
- *compensation du défaut,*
- *mémorisation du défaut.*

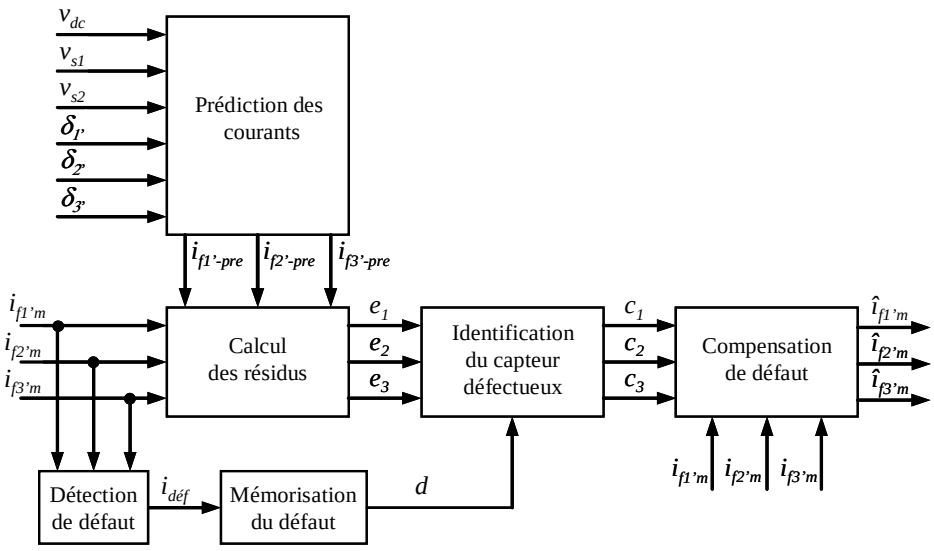


Figure 4-4. Détection et compensation d'un capteur de courant défaillant.

Dans les sections suivantes, nous détaillerons successivement chacun de ces six blocs fonctionnels.

II.3. Diagnostic d'un capteur de courant défaillant

II.3.1. Détection de défaut

Considérons dans cette section le bloc "détection de défaut" détaillé à la Figure 4-5. Afin de détecter l'apparition d'un défaut d'un des capteurs de courant, un test portant sur la somme des valeurs des courants de phase est employé. En fonctionnement normal, la somme des trois courants mesurés est très faible, proche de zéro. Un défaut éventuel au niveau d'un des capteurs de courant peut alors être détecté au moyen d'un comparateur. Pour cela, la valeur absolue de la somme des trois courants mesurés est comparée à un seuil de courant I_s. Par conséquent, quand un défaut apparaît au niveau de l'un des capteurs de courant, la sortie de ce comparateur, notée $i_{déf}$, devient égale à 1. Le choix de la valeur du seuil I_s dépend de la précision de la prédiction des courants et doit être supérieure à l'erreur maximale entre les courants mesurés et les courants prédits.

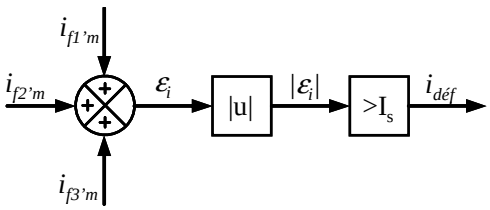


Figure 4-5. Principe de la détection du défaut.

II.3.2. Prédiction des courants

Le bloc "prédiction des courants" permet de prédire les valeurs des courants de phase circulant à travers le filtre RL. Ces courants seront ensuite utilisés dans le bloc intitulé "Calcul des résidus". L'efficacité et les performances de la commande du CCR robuste à la défaillance d'un capteur de courant dépendent fortement de la précision de ce bloc. La connexion du CCR au réseau via le filtre RL est rappelée à la Figure 4-6.

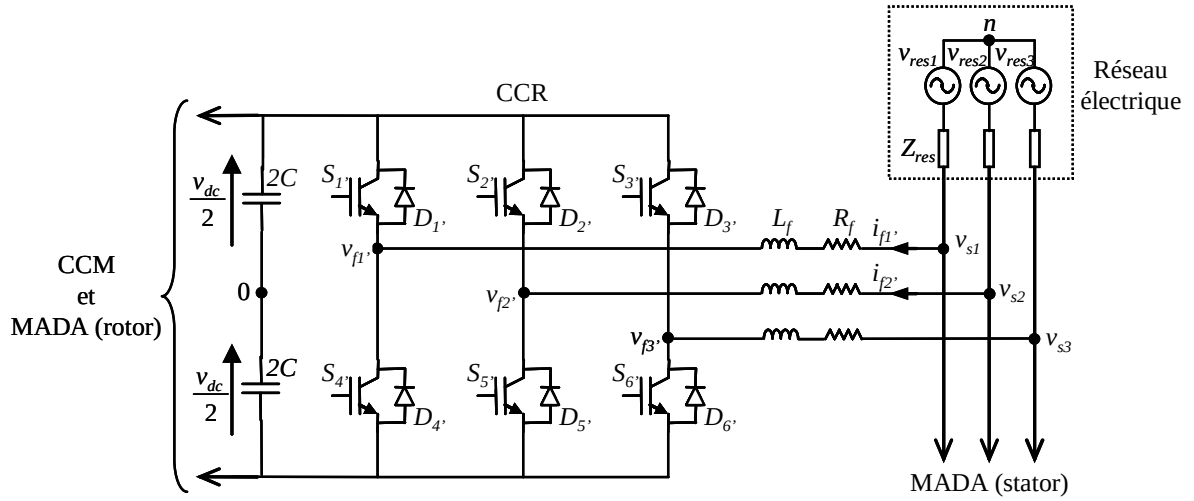


Figure 4-6. Connexion du CCR au réseau électrique.

D'après cette figure et selon les lois de Kirchhoff, nous rappelons le modèle pour la phase k (k = {1, 2, 3}) :

$$L_f \frac{di_{fk'}}{dt} + R_f \cdot i_{fk'} - v_{sk} + v_{fk'} = 0 \tag{4.1}$$

En supposant les tensions du réseau équilibrées et sachant que la somme des courants $i_{fk'}$ est égale à zéro (k = {1, 2, 3}), nous en déduisons que :

$$v_{f1'} + v_{f2'} + v_{f3'} = 0 \tag{4.2}$$

Les tensions de sortie du CCR peuvent être définies par :

$$v_{fk'n} = v_{fk'0} + v_{0n} \tag{4.3}$$

Avec :

$$v_{fk'0} = (2 \cdot \delta_{k'} - 1)\frac{v_{dc}}{2} \tag{4.4}$$

D'après les équations (4.2) et (4.3), nous en déduisons que :

$$v_{0n} = \frac{-(v_{f1'0} + v_{f2'0} + v_{f3'0})}{3} \tag{4.5}$$

L'équation (4.1) peut alors s'écrire :

$$L_f \frac{di_{fk'}}{dt} + R_f \cdot i_{fk'} - v_{sk} + v_{fk'0} + v_{0n} = 0 \tag{4.6}$$

La dérivée du courant $i_{fk'}$ figurant dans l'équation (4.6) peut être discrétisée et approximée par la relation suivante :

$$\frac{di_{fk'}}{dt} \approx \frac{i_{fk'}(m) - i_{fk'}(m-1)}{T_e} \qquad (4.7).$$

Avec :

- T_e : la période d'échantillonnage pour la prédiction des courants de phase.

En reportant cette approximation de la dérivée de $i_{fk'}$ dans l'équation (4.6), la valeur de l'échantillon m du courant $i_{fk'}$ de la phase k' ($k = \{1, 2, 3\}$) peut être prédite par la relation :

$$i_{fk'}(m) = \frac{1}{R_f \cdot T_e + L_f}\left[L_f \cdot i_{fk'}(m-1) + T_e \cdot (v_{sk} - v_{fk'0} - v_{0n})\right] \qquad (4.8)$$

L'erreur commise lors de la prédiction de $i_{fk'}$ croît avec l'augmentation de la période d'échantillonnage T_e. Ainsi, la valeur de T_e doit être choisie suffisamment petite. Par conséquent, le terme $\left(R_f \cdot T_e\right)$ peut être négligé devant L_f. Ainsi, l'équation (4.8) prend la forme suivante :

$$i_{fk'}(m) = i_{fk'}(m-1) + \frac{T_e}{L_f} v_{Zk'} \qquad (4.9)$$

Avec :

- $v_{Zk'}$: la tension aux bornes de l'impédance du filtre RL de la phase k'.

La tension $v_{Zk'}$ s'exprime par :

$$v_{Zk'} = v_{sk} - v_{fk'0} - v_{0n} \qquad (4.10)$$

En remplaçant l'équation (4.5) dans l'équation (4.10), nous établissons :

$$v_{Zk'} = v_{sk} - \frac{\left(2v_{fk'0} - v_{fi'0} - v_{fj'0}\right)}{3} \qquad (i \neq j \neq k \in \{1, 2, 3\}) \qquad (4.11)$$

A partir des équations (4.4) et (4.11), la tension $v_{Zk'}$ peut être estimée à partir des tensions v_{dc} et v_{sk} et à partir des trois ordres de commande $\delta_{1'}$, $\delta_{2'}$ et $\delta_{3'}$ des interrupteurs $S_{1'}$ à $S_{3'}$ du CCR. La Figure 4-7 illustre ce principe d'estimation de la tension $v_{Zk'}$.

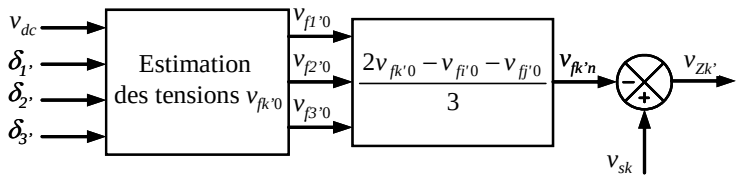


Figure 4-7. Estimation de la tension $v_{Zk'}$.

Nous proposons de prédire la valeur $i_{fk'}(m)$ de l'échantillon m du courant de la phase k', selon l'équation (4.9). Cette valeur prédite sera alors notée $i_{fk'\text{-}pre}(m)$ (voir Figure 4-7) et

calculée à partir de la tension estimée $v_{Zk'}$ et de la valeur $i_{fk'}(m-1)$ du courant de la phase *k'* à l'instant d'échantillonnage précédent. Il est a priori possible de déterminer la valeur $i_{fk'}(m-1)$ de deux manières différentes : soit elle est obtenue à partir de la valeur prédite $i_{fk'\text{-}pre}(m-1)$ (voir Figure 4-8a), soit elle est obtenue à partir de la valeur mesurée $i_{fk'm}(m-1)$ (voir Figure 4-8b).

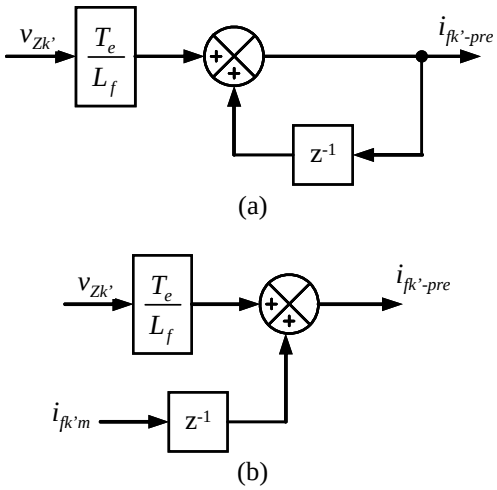


Figure 4-8. Prédiction des courants $i_{fk'}(m-1)$:
(a) à partir de la valeur $i_{fk'\text{-}pre}(m-1)$, (b) à partir de la valeur de $i_{fk'm}(m-1)$.

La première méthode de prédiction des courants (Figure 4-8a) correspond à une intégration effectuée en boucle ouverte. Les problèmes d'offset et de quantification constituent les points faibles majeurs de cette technique de prédiction. Au bout d'un certain temps de fonctionnement de la commande du CCR, l'intégration d'un terme continu peut conduire à un résultat très élevé, atteignant la limite de la représentation numérique du calculateur utilisé. Par ailleurs, cette intégration rend le courant prédit $i_{fk'\text{-}pre}$ incorrect.

La seconde méthode de prédiction des courants (Figure 4-8b) présente également un inconvénient. Si l'un des capteurs devient défaillant alors que le courant qui le traverse est faible, le bloc de détection de défaut ne peut pas aussitôt détecter l'apparition du défaut si l'erreur absolue est inférieure à la valeur du seuil I_s utilisée dans ce bloc (voir Figure 4-5). Par conséquent, une valeur erronée du courant $i_{fk'm}$ sera utilisée pour prédire $i_{fk'\text{-}pre}$. Ensuite, lorsque le courant $i_{fk'}$ traversant ce capteur défaillant augmente, le bloc de détection peut alors détecter la présence d'un défaut (voir Figure 4-5). Cependant, le bloc d'identification du capteur défectueux pourra identifier comme défaillant un des deux autres capteurs qui ne l'est pas.

Pour pallier ces inconvénients, nous avons développé une nouvelle méthode hybride, basée sur les deux méthodes présentées ci-dessus. Son principe est présenté à la Figure 4-9. Elle met en œuvre un comparateur avec un seuil de valeur "s" permettant de sélectionner la méthode à utiliser selon la valeur absolue du courant mesuré $i_{fk'm}$. La valeur de $i_{fk'}(m-1)$ du courant de la phase *k'* est déterminée par la première méthode exposée auparavant lorsque la valeur absolue du courant mesuré $i_{fk'm}$ est inférieure au seuil "s". Sinon, elle est déterminée en utilisant la seconde méthode. Pour assurer une identification correcte du capteur défectueux lors de l'apparition du défaut, la valeur du seuil "s" doit être supérieure à la valeur du seuil I_s utilisée dans le bloc de détection de défaut (Figure 4-5).

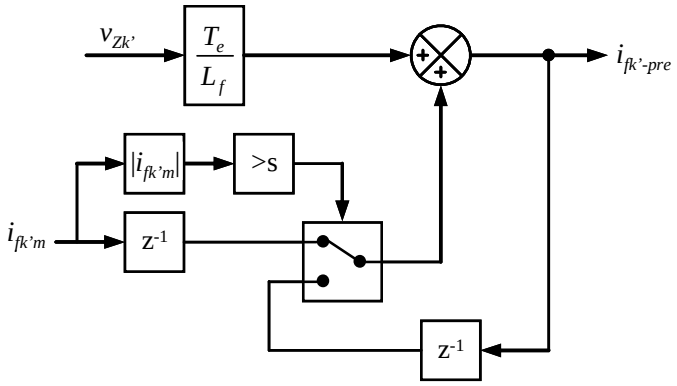


Figure 4-9. Prédiction du courant par la méthode hybride proposée.

II.3.3. Calcul des résidus

Le bloc de calcul des résidus (écarts entre les mesures et les valeurs prédites) a pour entrées les valeurs des courants de phase prédits et mesurés. Il génère trois résidus, notés e_1, e_2 et, e_3, égaux aux écarts absolus entre les valeurs des courants prédits $i_{fk'\text{-}pre}$ et mesurés $i_{fk'm}$ pour chacune des trois phases (k = {1, 2, 3}) :

$$e_k = \left| i_{fk'm} - i_{fk'-pre} \right| \tag{4.12}$$

II.3.4. Mémorisation du défaut

Lorsque le défaut a été détecté par le bloc de détection de défaut, la valeur absolue de l'erreur est plus grande que la valeur du seuil I_s (Figure 4-5). Par conséquent, le signal de sortie du comparateur, noté $i_{déf}$, est égal à 1. Toutefois, en cas de défauts de types circuit-ouvert ou interruption intermittente, dès que la valeur du courant traversant le capteur défaillant devient faible (passage à zéro par exemple), la valeur absolue de l'erreur devient naturellement inférieure à I_s. En effet, dans ces cas de défauts, l'erreur dépend de la valeur de $i_{fk'}$ (Tableau 4-1). Par conséquent, le signal de sortie du comparateur, $i_{déf}$, passerait alors de 1 à 0. Ensuite, il passerait de 0 à 1, quand le courant $i_{fk'}$ aurait suffisamment augmenté pour dépasser le seuil de détection et ainsi de suite.

Afin d'éviter ces changements d'état du signal $i_{déf}$ qui conduiraient à un mauvais fonctionnement de notre algorithme de détection, nous évaluons, à l'aide du bloc de mémorisation du défaut, la durée pendant laquelle le signal $i_{déf}$ reste égal à 0 après la détection du défaut. Si cette durée est supérieure à une demi-période (10 millisecondes à une fréquence de 50 Hz), alors nous considérons que le défaut a disparu; le signal de défaut, noté d, passe alors de 1 à 0 et désactive le bloc d'identification du capteur défectueux de la Figure 4-4.

II.3.5. Identification du capteur défectueux

Le bloc d'identification du capteur défectueux reçoit les trois résidus, e_k (k = {1, 2, 3}), du bloc de calcul des résidus et le signal de défaut, noté d, du bloc de mémorisation du défaut. Le bloc d'identification du capteur défectueux n'est activé que lorsque le signal d est égal à 1.

En raison du bruit et de la différence entre les courants prédits et mesurés circulant dans le filtre RL, une méthode uniquement basée sur un seuil d'erreur pour connaître le capteur défectueux n'est pas satisfaisante. Nous proposons donc d'estimer simultanément les trois résidus et de rechercher le maximum d'entre eux pour identifier le capteur défectueux. Les sorties de ce bloc sont alors constituées de trois signaux d'identification, notés c_k (k = {1, 2,

3}). Ils permettent d'identifier le capteur défectueux. Ces signaux seront ensuite utilisés dans le bloc de compensation de défaut.

II.3.6. Compensation de défaut

Ce bloc reçoit les trois signaux d'identification et remplace la mesure du capteur défectueux par une valeur estimée à partir des deux autres mesures de courant. Le schéma de principe de ce bloc est présenté à la Figure 4-10.

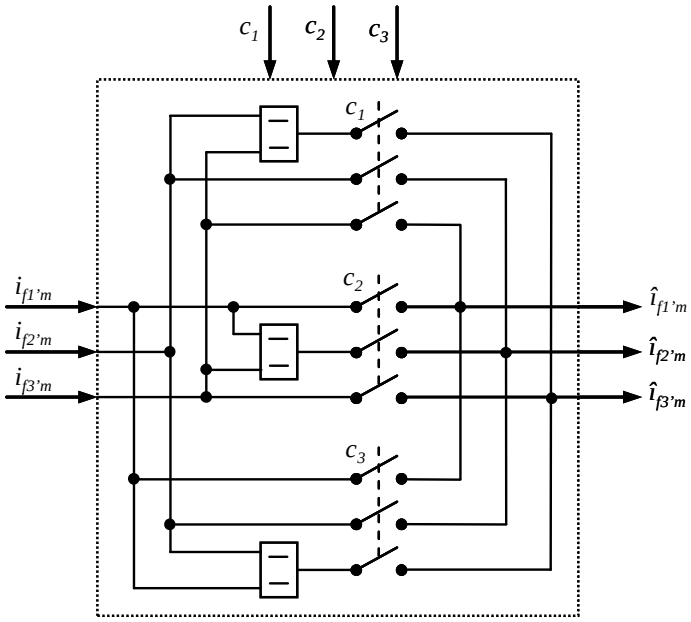


Figure 4-10. Compensation du défaut.

III. Simulation du système éolien lors de la défaillance d'un capteur de courant

Cette partie présente les résultats d'un système éolien basé sur une MADA de 3 MW, dont les paramètres de la partie puissance et de la partie commande sont ceux du chapitre 1 (Tableaux 1-1 et 1-2), comportant une commande du CCR robuste à la défaillance de l'un des capteurs de courant nécessaires à sa commande. Les puissances réactives de référence, notées Q_f^* et Q_s^*, dans les différentes commandes sont fixées à 0 VAr, ce qui garantit un facteur de puissance unitaire au point de connexion du système éolien avec le réseau électrique. Le Tableau 4-2 résume les valeurs des différents paramètres utilisés pour la détection d'un défaut sur l'un des capteurs de courant.

Blocs	*Paramètres*	*Valeurs*
Détection de défaut	Seuil de détection	I_s = 3 A
Prédiction des courants	Période d'échantillonnage Seuil de la méthode hybride	T_e = 1 µs s = 5 A

Tableau 4-2. Paramètres utilisés pour la détection et la compensation d'un défaut capteur.

Tous les types de défauts de capteur de courant décrit dans le Tableau 4-1 sont étudiés.

III.1. Résultats de simulation

Afin de valider la commande robuste du CCR, ci-dessus développée, nous avons effectué des simulations à l'aide des outils Matlab/Simulink et de la bibliothèque SymPower Systems. Nous considérons que le système éolien est à son point de fonctionnement nominal (mode hypersynchrone avec un glissement de -30% et une puissance mécanique fournie de -3 MW). Ce cas correspond à la situation la plus défavorable si un défaut apparaissait sur l'un des capteurs de courant à cause de la puissance transitée qui est à son maximum.

III.1.1. Conséquences d'un défaut de type circuit-ouvert sans détection et compensation

Dans cette partie, nous allons présenter les conséquences d'un défaut de type circuit-ouvert (défaut pouvant apparaitre suite à une perte de l'alimentation du capteur) sur l'un des capteurs de courant utilisés pour la commande du CCR lorsque ni sa détection ni sa compensation ne sont mises en œuvre afin de montrer l'importance d'une commande robuste à la défaillance d'un capteur de courant d'un système éolien basé sur une MADA.

Deux cas de simulation pour ce type de défaut sont étudiés. Le premier cas étant lorsqu'uniquement deux capteurs de courant sont utilisés pour la commande du CCR, ce qui est toujours le cas dans les commandes actuelles. L'estimation du courant de la troisième phase est obtenue à partir des mesures issues des deux capteurs. Le second cas étudié correspond à l'emploi de trois capteurs de courant garantissant ainsi deux mesures de courant pour la commande du CCR même en présence d'un défaut sur l'un des capteurs.

Les Figures 4-11 et 4-12 présentent les formes d'ondes des courants (réels et mesurés) circulant à travers le filtre RL à l'entrée du CCR, de la tension du bus continu et des puissances active et réactive fournies par la MADA au réseau lorsqu'un défaut de type circuit-ouvert apparait sur le capteur de la phase 1 à l'instant t = 0,595 s. La Figure 4-11 illustre les conséquences de ce défaut lorsque deux capteurs de courant sont utilisés pour la commande du CCR. Dans cette configuration, les courants des deux premières phases sont mesurés et le courant de la troisième phase est déterminé à l'aide de ceux-ci. En effet, dès que le capteur de courant de la phase 1 tombe en panne, le signal de sortie de ce capteur devient nul. Par conséquent, le courant déterminé par le calcul pour la troisième phase, noté $i_{f3'm}$, devient alors égal à $- i_{f2'm}$. De ce fait, les courants circulant à travers le filtre RL ne peuvent plus être contrôlés correctement et par conséquent la tension du bus continu non plus. Ainsi, les puissances fournies par la MADA ne sont plus régulées correctement, ce qui peut entrainer le déclenchement des protections électriques et mécaniques du système éolien et par la même la déconnexion de celui-ci du réseau, d'où une perte économique importante d'autant plus si l'éolienne fonctionnait à son maximum de puissance.

La Figure 4-12 présente les formes d'ondes obtenues lorsque trois capteurs de courant sont utilisés pour la commande du CCR. Dans cette configuration, les trois courants circulant à travers le filtre RL sont mesurés indépendamment. Dans ce cas, les oscillations des courants et des puissances sont moins élevées que dans le cas précédent puisque qu'on garantit deux mesures de courant. La commande du CCR maintient le bus continu stable vis-à-vis de cette perturbation même si de faibles oscillations apparaissent sur la tension v_{dc}. Ce mode de fonctionnement montre que l'éolienne peut continuer à fournir de la puissance active mais avec des courants déséquilibrés fournis au réseau.

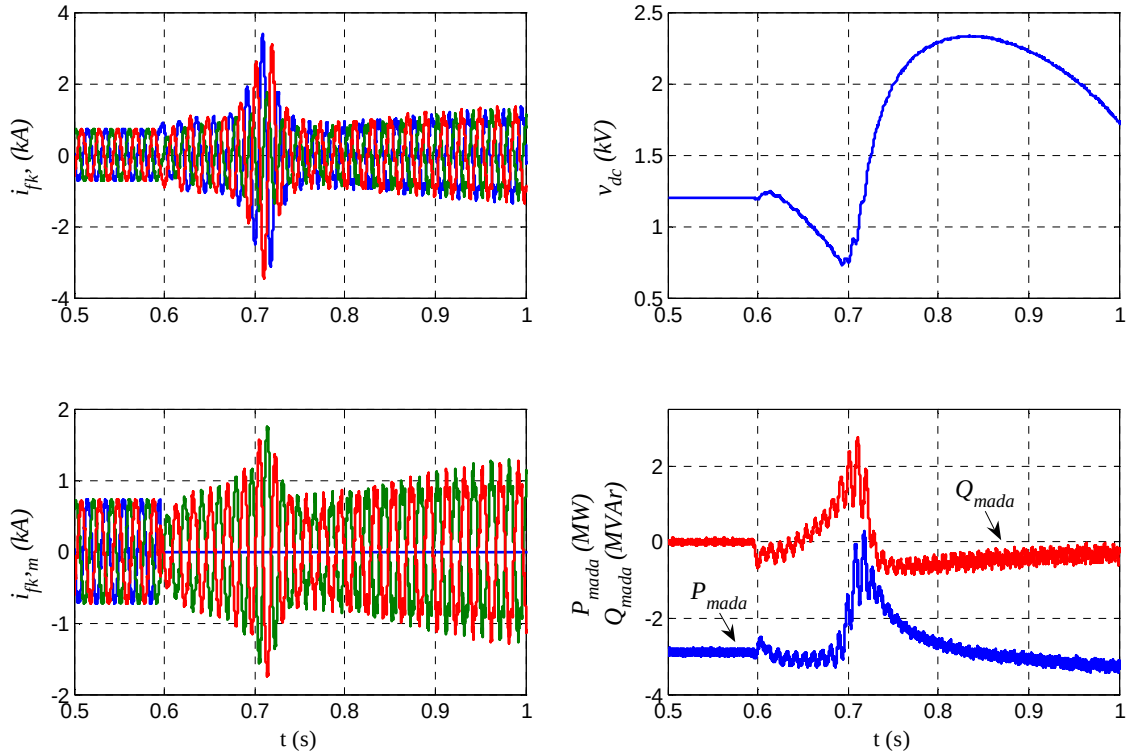


Figure 4-11. Défaut de type circuit-ouvert du capteur de courant de la phase 1 (configuration avec deux capteurs de courant sans détection ni compensation du défaut).

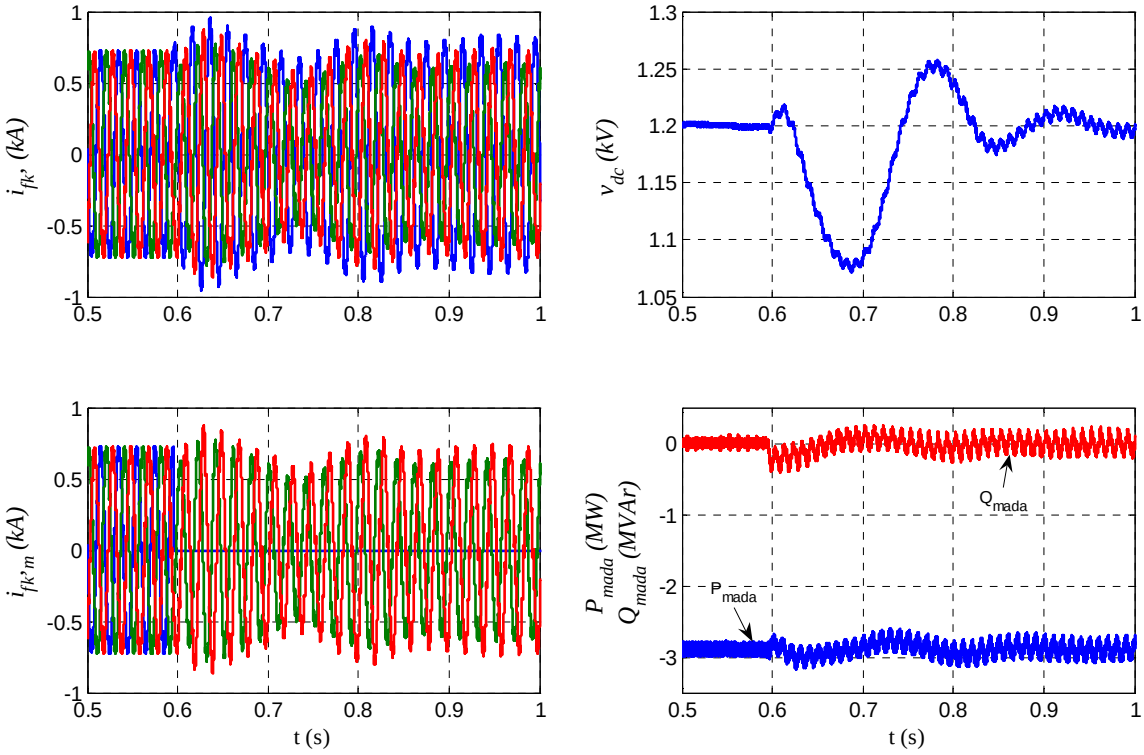


Figure 4-12. Défaut de type circuit-ouvert du capteur de courant de la phase 1 (configuration avec trois capteurs de courant sans détection ni compensation de défaut).

III.1.2. Performances de la commande robuste du CCR lors de la défaillance d'un capteur de courant

L'analyse présentée dans la section précédente a montré que la commande conventionnelle du CCR, que ce soit avec deux ou trois capteurs de courant, ne permet pas d'assurer la continuité de service en cas de défaillance d'un capteur de courant pour un défaut de type circuit-ouvert. De plus, l'apparition du défaut est plus critique pour la configuration utilisant deux capteurs de courant que pour la configuration à trois capteurs.

Nous présentons dans cette section les performances du système éolien intégrant la détection et la compensation du défaut d'un capteur de courant, objet de ce chapitre. La Figure 4-13 illustre les courants mesurés et prédits pour la phase 1, l'erreur entre ces deux courants ainsi que la valeur du résidu correspondant à ces deux courants. Cette figure nous montre également comment le seuil I_s du bloc de détection de défaut a été choisi. En effet, la valeur de ce seuil doit être supérieure à la valeur du résidu pour permettre une identification correcte du capteur défaillant (section II.3.1), justifiant ainsi la valeur de 3A donnée précédemment. Les Figures 4-14 et 4-16 présentent les résultats obtenus respectivement pour les défauts de types circuit-ouvert et offset générés au niveau du capteur de la phase 1. Les Figures 4-15 et 4-17 présentent les résultats obtenus respectivement pour les défauts de types interruption intermittente et changement de gain générés au niveau du capteur de la phase 2.

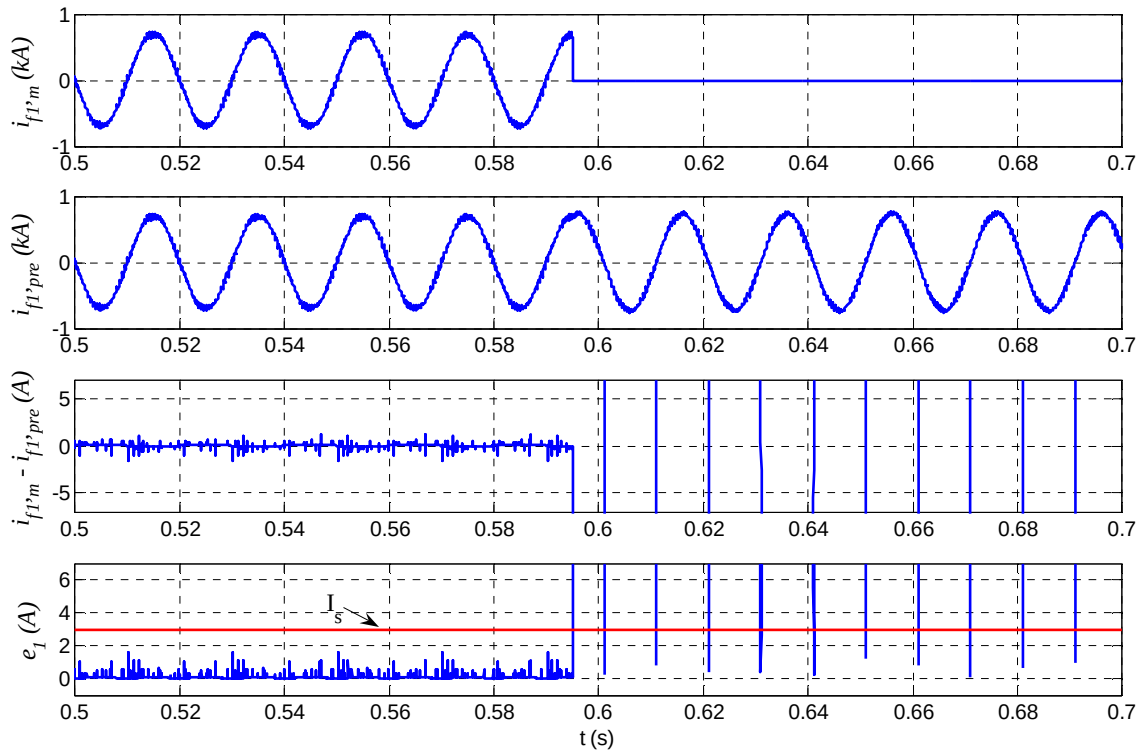


Figure 4-13. Justification du choix de la valeur du seuil I_s dans le bloc de détection de défaut.

Le défaut de type circuit-ouvert se produit à l'instant t = 0,595 s, les défauts de types offset et changement de gain se produisent à l'instant t = 0,6 s et le défaut de type interruption intermittente se produit à l'instant t = 0,6 s pendant 200 ms, puis se produit à nouveau à l'instant t = 1 s pendant à nouveau 200 ms. La valeur de l'offset lors du défaut offset est égale à 200 A (I_{offset} = 200 A par rapport au Tableau 4-1) et le gain du capteur de courant de la

phase 2 est augmenté de 50 % pour le défaut du type changement de gain (k_g = 0,5 par rapport au Tableau 4-1).

Nous pouvons remarquer que la continuité de service est assurée dans les conditions normales de fonctionnement après l'apparition de ces deux défauts. En effet, les courants circulant dans le filtre RL sont parfaitement régulés même en présence de défauts sur les capteurs de courants validant ainsi notre méthode de détection et de compensation dans la commande robuste du CCR.

Pour tous les cas de défauts, les signaux d'identification des capteurs défectueux, notés c_1 et c_2, se mettent à 1 très rapidement dès l'apparition des défauts assurant par la même la compensation du capteur défectueux. Concernant le cas du défaut de type interruption intermittente, le signal d'identification c_2 passe de 1 à 0 avec un retard de 10 ms après la disparition du défaut, signal noté d. Ce délai est généré par le bloc de mémorisation de défaut pour s'assurer que le défaut a vraiment disparu.

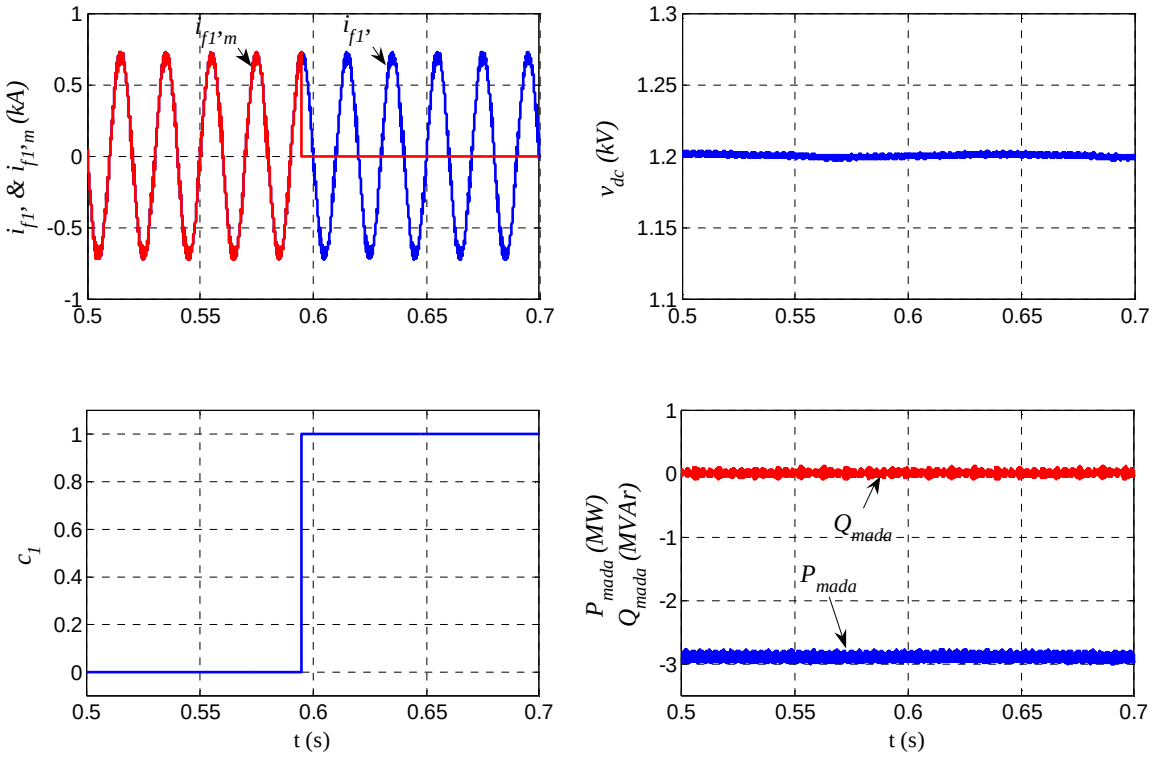


Figure 4-14. Performance du système éolien intégrant la commande du CCR proposée : défaut de type circuit-ouvert du capteur de la phase 1.

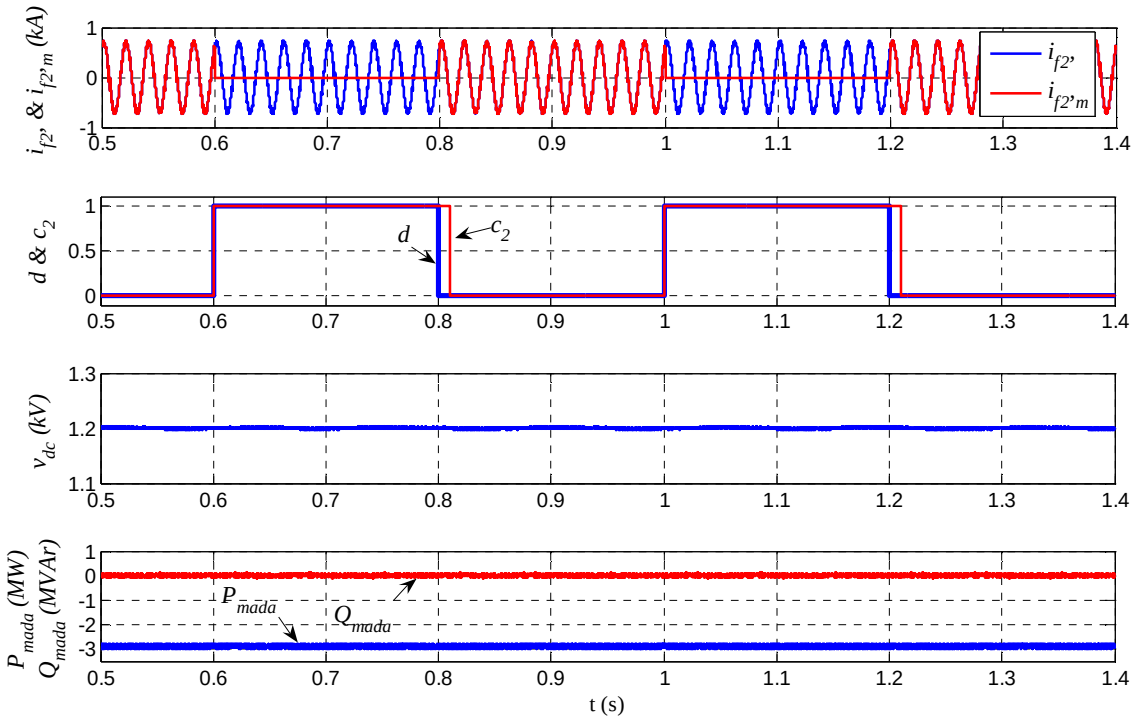


Figure 4-15. Performance du système éolien intégrant la commande du CCR proposée : défaut de type interruption intermittente du capteur de la phase 2.

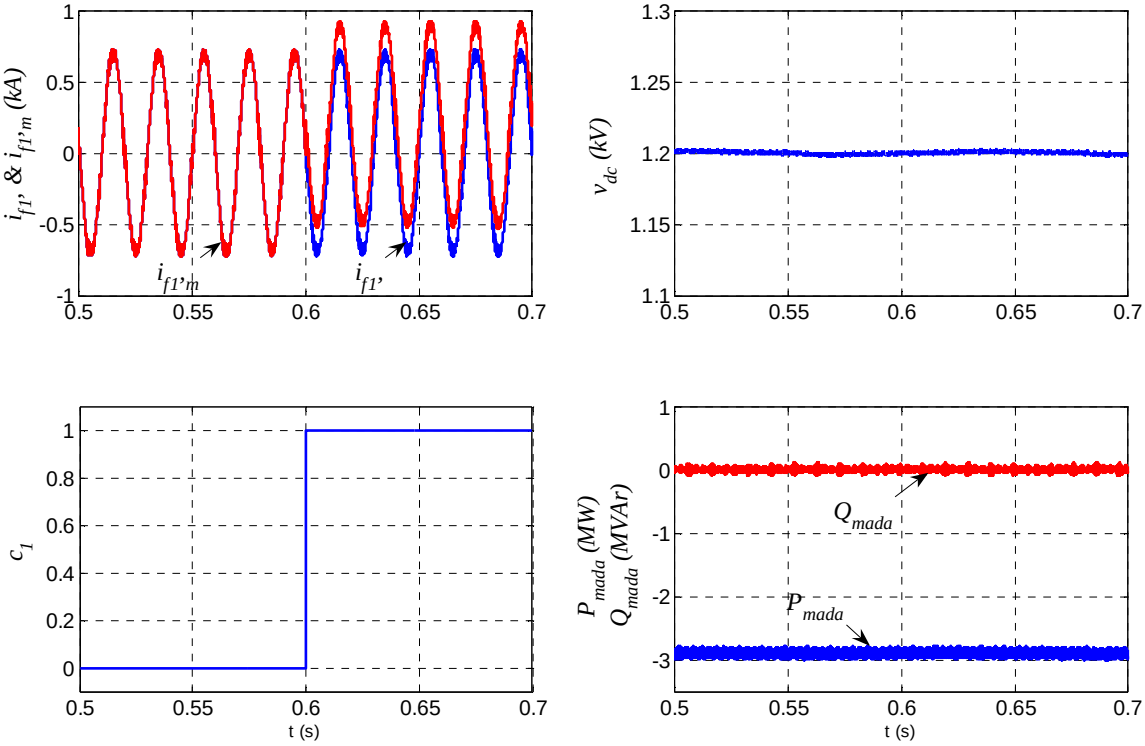


Figure 4-16. Performance du système éolien intégrant la commande du CCR proposée : défaut de type offset du capteur de la phase 1.

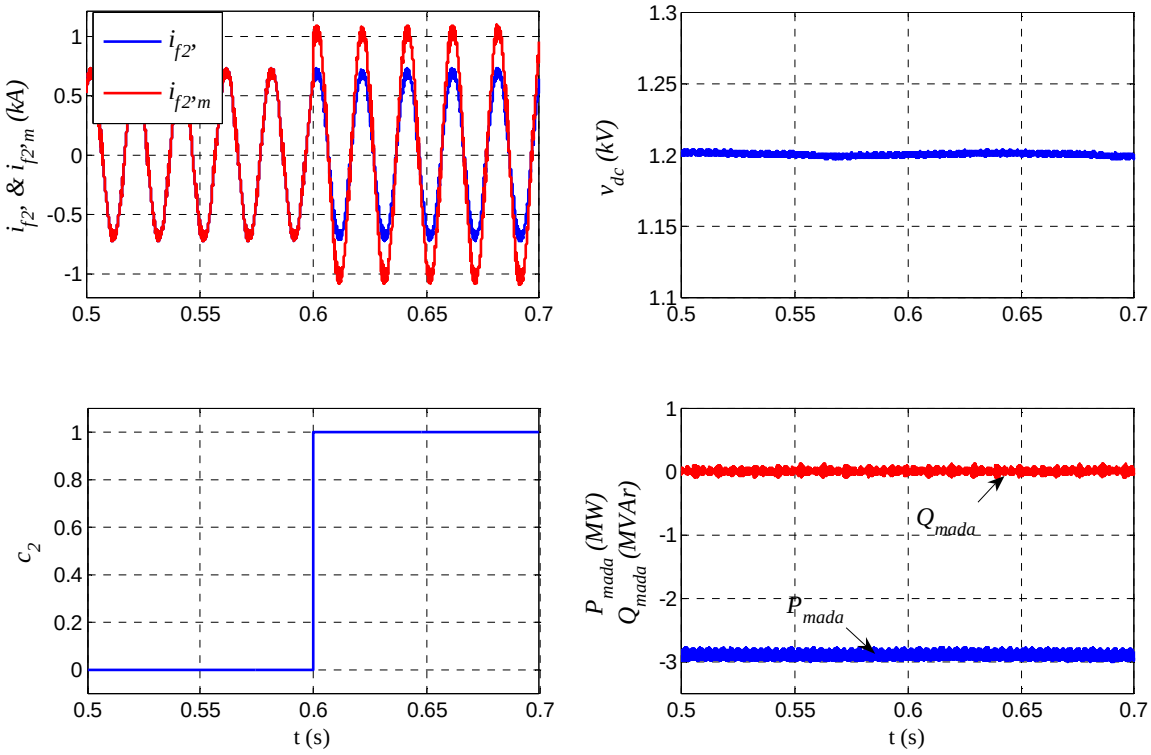


Figure 4-17. Performance du système éolien intégrant la commande du CCR proposée : défaut de type changement de gain du capteur de la phase 2.

IV. Conclusion

Ce chapitre a traité de l'étude de la continuité de service d'un système éolien basé sur une MADA en cas de défaillance de l'un des capteurs de courant nécessaires à la commande du CCR.

Nous avons proposé d'utiliser une commande du CCR robuste à la défaillance d'un capteur de courant. Cette commande ne nécessite qu'un capteur de courant supplémentaire par rapport à la commande classique. Afin de détecter l'apparition du défaut, un test sur l'équilibre des courants de phase est effectué. L'identification du capteur défectueux est basée sur la comparaison entre les courants de phase mesurés et prédits. Nous avons proposé une méthode hybride pour la prédiction des courants de phase qui permet à la fois de résoudre les problèmes d'intégration en boucle ouverte et d'assurer l'identification correcte du capteur défectueux même si le défaut s'est produit alors que la valeur réelle du courant du capteur défaillant est faible. Après l'identification du capteur défectueux, il est compensé en remplaçant la mesure qu'il fournissait par le courant estimé à partir des deux autres mesures de courant.

Nous avons, par le biais de simulations, montré l'influence des défauts de capteurs de courant, nécessaires à la commande du CCR, sur le comportement du système éolien et les performances de la commande robuste du CCR. Les résultats obtenus par simulation ont montré que la commande classique du CCR ne permet pas au système éolien d'assurer la continuité de service en cas de défaillance d'un capteur de courant, notamment lors d'un défaut de type circuit-ouvert permanent. Ce défaut peut effectivement mettre en danger le système éolien et son fonctionnement. De plus, l'apparition d'un défaut pour la configuration avec deux capteurs de courant est plus critique que dans le cas où trois capteurs sont utilisés.

En revanche, en utilisant la commande du CCR robuste à la défaillance d'un capteur de courant, et quelque soit le type de défaut, les résultats ont montré que la tension du bus continu ainsi que les puissances fournies par la MADA au réseau ne sont pas affectées par la défaillance d'un des capteurs de courant : le système éolien fonctionne dans les conditions normales de fonctionnement lorsque le défaut a été correctement détecté, identifié et compensé.

Au chapitre suivant, nous allons valider l'implantation numérique sur cible FPGA de cette méthode par prototypage "FPGA in the loop" et nous montrerons les résultats expérimentaux obtenus sur un banc expérimental de puissance réduite (3 kVA) validant ainsi la commande robuste du CCR lors de la défaillance d'un capteur de courant.

Références

B :

[Bennett, 1996] : S. M. Bennett, R. J. Patton, S. Daley, D. A. Newton, "Torque and flux estimation for a rail traction system in the presence of intermittent sensor faults", *International Conference on Control, UKACC*, Vol. 1, Sept. 1996, pp.72-77.

[Bennett, 1997] : S. M. Bennett, R. J. Patton, S. Daley, "Rapid prototyping of a sensor fault tolerant traction control system", *IEE Colloquium on Fault Diagnosis in Process Systems*, April 1997, pp. 2/1-2/6.

[Bennett, 1999] : S. M. Bennett, R. J. Patton, S. Daley, "Sensor fault-tolerant control of a rail traction drive", *Elsevier, Control Engineering Practice*, Vol. 7, No. 2, February 1999, pp.217-225.

[Blaabjerg, 1997] : F. Blaabjerg, J.K. Pedersen, "Single current sensor technique in the DC-Link of three-phase PWM-VS inverters. A review and the ultimate solution", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, No. 5, September-October 1997, pp. 1241-1253.

K :

[Karimi-Gaillard, 2009] : S. Karimi, A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, "Current Sensor Fault Tolerant Control for WECS with DFIG", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 11, November 2009, pp. 4660-4670.

L :

[Lee, 2003] : K.-S. Lee, J.-S. Ryu, "Instrument fault detection and compensation scheme for direct torque controlled induction motor drives", IEE Proceedings Control Theory Applications, Vol. 150, No. 4, July 2003, pp. 376-382.

P :

[Parsa, 2003] : L. Parsa, H. A. Toliyat, "A self reconfigurable electric motor controller for hybrid electric vehicle applications", *IECON'03*, Vol. 1, November 2003, pp. 919-924.

R :

[Rothenhagen, 2009-1] : K. Rothenhagen, F. W. Fuchs, "Doubly Fed Induction Generator Model-Based Sensor fault Detection and Control Loop Reconfiguration", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 10, October 2009, pp. 4229-4238.

[Rothenhagen, 2009-2] : K. Rothenhagen, F. W. Fuchs, "Current Sensor Fault Detection, Isolation, and Reconfiguration for Doubly Fed Induction Generator", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 10, October 2009, pp. 4239-4245.

W :

[Woo, 2001] : C. L. Woo, K. L Taeck , S. H. Dong, "Comparison of Single-Sensor Current Control in the DC Link for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 48, No.3, June 2001, pp. 491-505.

[Wang, 2004] : H.Wang, S. Pekarek, B. Fahimi, E. Zivi, J. Ciezki, "Improvement of fault tolerance in AC motor drives using a digital delta-hysteresis modulation scheme", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 2, June 2004, pp. 944-949.

Y :

[Ying. 2006] : L. Ying; N. Ertugrul, "An observer-based three-phase current reconstruction using DC link measurement in PMAC motors", *International Power Electronics and Motion Control Conference*, Vol. 1, August 2006, pp. 1-5.

Chapitre 5 : Validation expérimentale des méthodes de détection et de compensation de défaut

Résumé :
Ce chapitre traite de la validation expérimentale des méthodes de détection et de compensation lors de la défaillance d'un semi-conducteur de puissance ou d'un capteur de courant. Ces méthodes ont été proposées et étudiées dans les chapitres précédents. Nous avons retenu une méthode de validation expérimentale basée sur un composant FPGA. L'intérêt d'utiliser ce type de composant est, entre autres, de réduire considérablement le temps de détection de défaut. D'abord, nous mettons en œuvre une première étape de validation par prototypage "FPGA in the loop" afin de valider l'implantation numérique des algorithmes de détection et de compensation de défaut sur la cible FPGA. Une fois la validation de l'implantation numérique effectuée, nous connectons la carte de développement comportant le FPGA, via une carte d'interface, à un banc d'essai expérimental d'une puissance de 3 kVA afin de vérifier les résultats précédemment obtenus.

I. Introduction

L'objectif de ce chapitre est la validation expérimentale des méthodes de détection et de compensation de défauts proposées et étudiées aux chapitres 3 et 4. Afin de réduire le temps de détection de défaut, nous avons choisi d'implanter ces méthodes sur une cible FPGA (Field Programmable Gate Array). En effet, en raison de sa conception de type logique câblée, un composant FPGA permet d'atteindre des performances élevées en termes de vitesse d'exécution des tâches et de nombre de traitements arithmétiques [Rodriguez, 2007]. Ainsi, il est possible d'atteindre une période d'échantillonnage très faible, de l'ordre de quelques centaines de nanosecondes, contrairement à un système basé sur un DSP (Digital Signal Processor) pour lequel la période d'échantillonnage est limitée à quelques dizaines de microsecondes [Monmasson, 2007]. Ainsi, en utilisant un composant FPGA, un défaut sur un semi-conducteur de puissance ou sur un capteur de courant peut être détecté et compensé en quelques dizaines de microsecondes avec la possibilité de pouvoir rapidement modifier l'algorithme de commande suite à la détection du défaut, si nécessaire.

Toute erreur lors de l'implantation d'algorithmes sur cible FPGA, aussi minime soit elle, peut provoquer de sérieux dommages au système commandé, généralement très coûteux, ainsi que des retards lors de la mise au point du premier prototype. C'est pourquoi notre équipe de recherche a notamment travaillé sur le développement d'une méthodologie de prototypage et de validation expérimentale de l'implantation d'algorithmes sur FPGA pour des systèmes de conversion de l'énergie électrique, par exemple pour un filtre actif de puissance [Karimi, 2008] ou pour un système éolien basé sur une MADA [Gaillard, 2008]- [Gaillard, 2009]-[Gaillard, 2010]-[Karimi-Gaillard, 2009] tolérant les défauts d'un semi-conducteur ou d'un capteur de courant. Cette première étape de validation expérimentale nous permet de valider un algorithme de commande implanté sur FPGA tout en ayant la partie puissance du système émulée sur un ordinateur connecté à ce FPGA. Nous avons appelé cette méthode de prototypage par la dénomination "FPGA in the loop".

Ne disposant pas d'un système éolien réel, nous avons choisi de valider expérimentalement les méthodes de détection et de compensation de défaut proposées pour une partie de la chaîne de conversion d'un système éolien. En effet, ne pouvant traiter qu'un seul défaut à la fois, nous avons choisi de valider ces méthodes de détection et de compensation de défaut sur un banc expérimental de puissance réduite égale à 3 kVA, composé du Convertisseur Coté Réseau (CCR) avec un bras redondant et d'une charge résistive afin d'obtenir un transit de puissance entre le réseau et la charge. Ainsi, nous sommes dans le cas d'un fonctionnement hyposynchrone de la chaîne de conversion d'un système éolien avec le CCR en mode redresseur commandé.

Ainsi, avant les validations expérimentales sur le banc de 3 kVA, le prototypage "FPGA in the loop" nous permet de valider l'implantation sur FPGA de la commande du CCR ainsi que les algorithmes de détection et de compensation de défaut grâce à l'émulation par ordinateur du système de puissance (réseau électrique, CCR avec bras redondant et charge résistive), des capteurs et des interfaces.

Dans un premier temps, nous présenterons la constitution d'un composant FPGA afin de comprendre pourquoi l'utilisation de ce composant présente de multiples avantages dans le contexte de la continuité de service des systèmes électriques suite à la défaillance d'un semi-conducteur ou d'un capteur de courant. Nous détaillerons ensuite la méthodologie de

conception du prototypage “FPGA in the loop”. Nous appliquerons cette méthodologie à notre banc expérimental de puissance réduite. Nous détaillerons la modélisation, l’implantation numérique sur FPGA de la commande du CCR et des algorithmes de détection et de compensation de défaut d’un semi-conducteur ou d’un capteur de courant. Les résultats obtenus par prototypage “FPGA in the loop” seront présentés. Une fois l’implantation numérique sur FPGA validée, le FPGA sera connecté au banc expérimental de 3 kVA et les résultats obtenus expérimentalement seront comparés à ceux obtenus par prototypage “FPGA in the loop”.

II. Constitution d’un FPGA et apports dans l’étude de la continuité de service dans les systèmes électriques

II.1. Structure et éléments constitutifs d’un FPGA

Un FPGA est un circuit intégré numérique composé d’un grand nombre d’éléments ou blocs logiques programmables et reconfigurables sans modification matérielle significative. Un FPGA est programmé par l’intermédiaire de ses cellules mémoires de type SRAM (Static Random Access Memory). Cette technologie SRAM permet de sauvegarder la configuration à implanter et également de reconfigurer le FPGA autant de fois que nécessaire pour implanter les fonctionnalités désirées. Cette souplesse de programmation est très utile lorsqu’une erreur de conception est diagnostiquée car il suffit alors de reprogrammer le FPGA avec une version corrigée. La Figure 5-1 présente l’architecture générale d’un FPGA, basée sur des cellules mémoires SRAM.

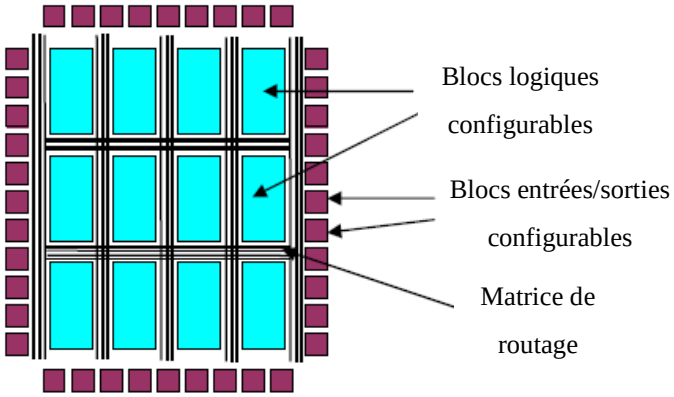


Figure 5-1. Architecture générale d’un FPGA.

Les éléments constitutifs d’un FPGA sont toujours à peu près les mêmes quelle qu’en soit l’architecture ou le fabricant. Nous citons dans ce qui suit un certain nombre de ces éléments :

- *Les éléments logiques*

Ce sont les blocs de base de tout circuit FPGA. On peut implanter dans ces blocs les opérations de type logique combinatoire. Ces blocs ont souvent la même constitution et cela malgré la diversité de fabricants et d’architectures. La structure la plus courante est celle de la Figure 5-2 qui présente la structure de base. Ces structures sont généralement constituées d’une ou plusieurs tables ou LUT (Look Up Table) qui contiennent, après configuration du FPGA, la table de vérité de la fonction logique qu’elles doivent réaliser ou alors un ensemble de valeurs qui sont mémorisées. Les tables LUT sont suivies d’un registre de sortie, ce qui

permet de synchroniser, si nécessaire, la sortie sur une horloge. La plupart des blocs logiques de bases sont munis d'une chaîne de propagation rapide de retenue afin de former de petits additionneurs rapides.

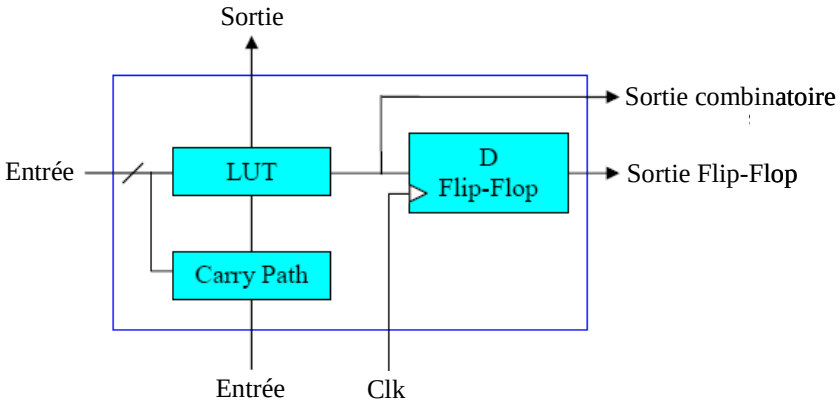


Figure 5-2. Structure de base d'un bloc logique.

- *Les éléments de mémorisation*

Actuellement, les FPGAs sont utilisés pour des applications qui requièrent très souvent des capacités de stockage. La nécessité d'intégrer directement des blocs de mémorisation dans l'architecture des FPGAs est vite devenue capitale et de ce fait opérationnelle. De cette façon, les temps d'accès à la mémoire sont réduits puisqu'il n'est plus nécessaire de communiquer avec des éléments extérieurs au circuit.

- *Les éléments de routage*

Les éléments de routage sont les composants les plus importants dans les FPGAs. En fait, ces éléments représentent la plus grosse partie du silicium consommée sur la puce du circuit. Ces ressources sont composées de segments (de longueurs différentes) qui permettent de relier entre eux les autres éléments via des matrices de connexion. Le routage de ces ressources est un point critique du développement d'une application sur un FPGA. Ces éléments sont très importants puisqu'ils sont directement liés à la fréquence maximale de fonctionnement et à la surface utilisée.

- *Les éléments d'entrées/sorties*

Le but des éléments d'entrées/sorties est de relier le FPGA à son environnement extérieur. Ceux-ci peuvent bénéficier de protections, de mémorisation ou d'autres éléments permettant la gestion des entrées et des sorties. En particulier, il est important de noter que les circuits actuels proposent différentes normes pour les niveaux d'entrées et de sorties qui, par configuration, peuvent êtres choisies afin de s'adapter à l'environnement du composant.

- *Les éléments de contrôle et d'acheminement des horloges*

L'horloge est un élément essentiel pour le bon fonctionnement d'un système électronique. Les circuits FPGA sont prévus pour recevoir une ou plusieurs horloges. Des entrées sont spécifiquement réservées à ce type de signaux, ainsi que des ressources de routage spécialement adaptées au transport d'horloges sur de longues distances. Les circuits FPGA

disposent en interne d'éléments de gestion de l'horloge (par exemple des PLLs). Ces éléments permettent de créer, à partir d'une horloge, d'autres horloges à des fréquences différentes de celle de l'horloge d'entrée.

II.2. Apports des FPGAs dans l'étude de la continuité de service dans les systèmes électriques

Les FPGAs sont aujourd'hui utilisés dans diverses applications nécessitant des traitements numériques importants tels que le traitement du signal et de l'image, le contrôle/commande des machines électriques, la mesure de vitesse, le contrôle des convertisseurs statiques de puissance, les équipements médicaux, la télécommunication, l'aéronautique, les transports, la bio-informatique, l'automobile, la robotique ou encore plus généralement dans toute application nécessitant des calculs scientifiques extrêmement rapides.

Les composants FPGA possèdent de nombreux avantages liés à leur utilisation [Detrey, 2007]. Parmi tous ces avantages, on peut notamment citer :

- l'augmentation croissante du niveau de performance temps réel tout en réduisant le coût et l'encombrement,
- la réduction du temps d'exécution d'un algorithme afin de permettre au contrôleur à base de FPGA d'atteindre le niveau de performance des contrôleurs analogiques, sans présenter les inconvénients de ces derniers (dérive, manque de souplesse, problème de compatibilité électromagnétique, ….),
- leur grande souplesse de programmation permet de les réutiliser à volonté pour cibler des algorithmes différents en un temps très court, ceci à l'aide d'une même plate-forme de développement,
- la rapidité et la facilité de reconfigurer un FPGA autant de fois que nécessaire pour implanter les fonctionnalités désirées.

Dans notre domaine d'application des systèmes électriques, les FPGAs ont déjà été utilisés avec succès pour la commande de dispositifs d'électronique de puissance, pour le contrôle d'onduleurs ou de convertisseurs multi-niveaux, pour la commande de filtres actifs ainsi que pour le contrôle de machines triphasées [Aime, 2007], [Gateau, 2007], [Naouar, 2007], [Karimi, 2008], [Shu, 2008], [Dkhajine, 2009].

Dans le contexte de cette thèse, dont les objectifs majeurs sont l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique et la continuité de service, l'utilisation des FPGAs nous offre de nombreux avantages :

- poursuite des courants harmoniques de référence par des contrôleurs numériques à hystérésis modulée,
- possibilité de réduire considérablement le temps de détection et de compensation de défauts grâce à leur performance en termes de réduction du temps d'exécution des taches [Gaillard, 2008], [Karimi, 2009], [Gaillard, 2010],
- changement rapide des commandes rapprochées basées sur des techniques MLI différentes suite à la détection d'un défaut et nécessaire lors de la reconfiguration des convertisseurs [Gaillard, 2009].

A la section suivante, nous présentons le principe du prototypage "FPGA in the loop", développé dans notre laboratoire, dans le cadre de l'étude de la continuité de service dans les systèmes électriques, d'une manière générale.

III. Flot de conception du prototypage “FPGA in the loop”

Dans cette section, nous présentons le principe du prototypage “FPGA in the loop” pour l’étude de la continuité de service dans les systèmes électriques, plus généralement lors de défauts de semi-conducteur ou de capteur de courant. Le flot de conception proposé n’est bien sûr pas restreint à ce cas d’application. Le système électrique comporte une partie puissance et une partie commande. La partie puissance met en œuvre un ou plusieurs convertisseurs statiques avec ou sans bras redondant connecté à l’aide de triacs et pilotés par la partie commande (voir Figure 5-3). Cette partie communique avec la partie puissance afin de connaître l'état du système et modifier cet état en pilotant de manière adéquate les semi-conducteurs des convertisseurs, afin d’assurer la fonctionnalité souhaitée.

Les différents blocs de la partie commande sont illustrés à la Figure 5-3. Nous pouvons observer l’interaction possible entre le bloc de commande MLI et celui de détection et compensation de défaut selon la topologie de convertisseurs utilisée (avec ou sans bras redondant). Nous pouvons y distinguer les signaux reçus par la partie commande et ceux qu’elle retourne à la partie puissance. Les signaux reçus correspondent aux mesures des grandeurs nécessaires au contrôle/commande du système électrique. Ces signaux sont nécessaires au bon fonctionnement des convertisseurs et indirectement au contrôle de la charge. Les signaux émis correspondent aux ordres de commande à l'ouverture et à la fermeture des interrupteurs des convertisseurs. Une interface homme/machine permet de transmettre à la partie commande les consignes de régulation mais aussi d’accéder aux différentes informations concernant la partie puissance du système électrique.

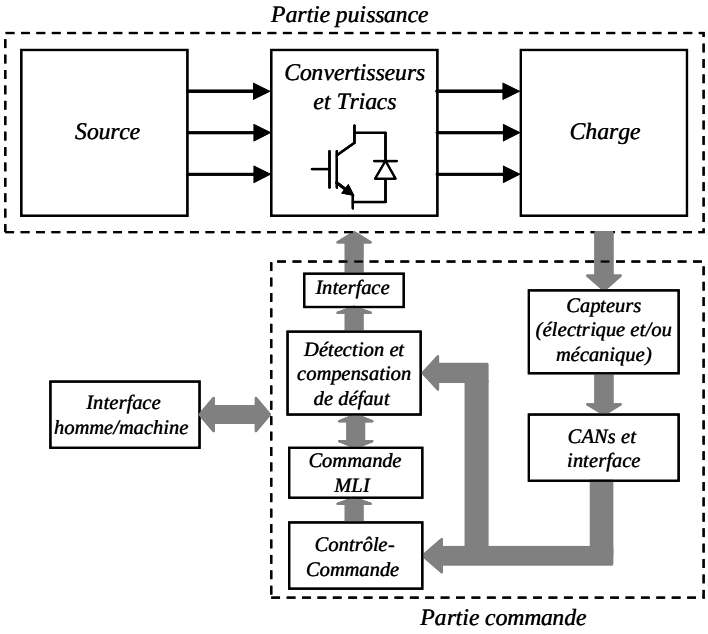


Figure 5-3. Système électrique assurant la continuité de service.

Le bloc de détection et de compensation de défaut doit forcément être implanté dans le composant FPGA car le défaut doit être détecté le plus rapidement possible. Cependant, les blocs de contrôle/commande et de commande MLI ne doivent pas obligatoirement être implantés dans le FPGA car ces blocs n’ont pas de contraintes majeures en termes de vitesse d’exécution des taches. En effet, ces deux derniers blocs peuvent être exécutés par un système de type DSP, par exemple, ou par toute autre forme d’implantation numérique.

Pour des raisons de simplicité d'implantation, de limitation d'interfaces, de réduction des problèmes de comptabilité électromagnétique ou bien encore de compacité quant à l'utilisation de plusieurs systèmes numériques, les trois blocs précédemment cités seront implantés dans le FPGA.

III.1. Principe du prototypage "FPGA in the loop"

L'intérêt du prototypage "FPGA in the loop" est de pouvoir valider l'implantation numérique des algorithmes de commande (contrôle/commande, commande MLI, détection et compensation de défaut) de la partie commande tout en émulant la partie puissance par ordinateur. Il est dès lors possible d'évaluer la partie commande dans un environnement virtuel où les modifications des algorithmes de commande sont aisément réalisables par reprogrammation sans itération matérielle coûteuse. Ceci entraîne une réduction du temps de développement ainsi que celle du coût d'un projet. Ainsi, le prototypage "FPGA in the loop" permet d'évaluer les performances des algorithmes de commande et les points faibles de ceux-ci peuvent être détectés dans cet environnement virtuel tout en éliminant le risque d'endommager tout ou en partie le système électrique.

Les raisons majeures qui nous ont motivés à recourir au prototypage "FPGA in the loop" lors de l'étude de la continuité de service dans les systèmes électriques sont nombreuses [Gaillard, 2008]-[Gaillard, 2009]-[Karimi, 2008]-[Karimi, 2009]-[Gaillard, 2010] :

- la partie puissance n'est pas toujours disponible (cas d'un système éolien, par exemple),
- les coûts engendrés par la construction de la partie puissance sont très élevés,
- les essais comportent des risques importants pour la sûreté globale de l'opération (danger, puissance élevée mise en jeu, …),
- disfonctionnement (mauvaise (ou aucune) détection de défaut) de l'algorithme de détection et de compensation de défaut pouvant entrainer des dégâts irréversibles sur la partie puissance du système.

Lors du prototypage "FPGA in the loop", à chaque pas de simulation, la partie puissance du système électrique est simulée par un PC et les signaux de sortie sont envoyés au FPGA. Lorsque celui-ci reçoit les signaux du PC, il exécute les algorithmes de commande implémentés. Le FPGA retourne ensuite au PC les ordres de commande des différents interrupteurs (semi-conducteurs de puissance et triacs) établis au cours de cette étape. A ce stade, un cycle de simulation "FPGA in the loop" est effectué. L'échange des données entre le PC et le FPGA est synchronisé et une interface de type Joint Test Action Group (JTAG) est utilisée pour relier le FPGA au PC. De ce fait, les interfaces d'entrées/sorties doivent être simulées.

Le prototypage "FPGA in the loop" permet ainsi la vérification et la validation de l'implantation numérique des algorithmes de commande précédemment cités en utilisant un composant FPGA réel et ceci avant de l'intégrer à un environnement de puissance réel. Malgré les nombreux avantages majeurs de cette approche, certains inconvénients doivent être aussi mentionnés :

- cette approche n'est pas une approche "temps réel" classique et le prototypage "FPGA in the loop" peut être ralenti lorsque l'on diminue excessivement le pas de simulation ou lorsque le système physique à simuler devient très complexe avec une dynamique lente,

- cette méthode est exclusivement réservée à des composants de type FPGA de la famille Altera,
- une implantation d'algorithmes de commande comportant différentes fréquences d'échantillonnage ne peut pas être vérifiée par prototypage "FPGA in the loop", en raison de l'impossibilité de synchroniser la carte de développement FPGA avec la partie émulée par le PC.
- les interfaces restent simulées; par conséquent quelques contraintes physiques ne sont pas prises en compte par cette méthode, comme pour exemples le nombre maximum de pins numériques d'entrées et de sorties du FPGA et la synchronisation des CANs avec le FPGA.

III.2. Logiciels mis en œuvre

La conception et l'intégration des algorithmes de commande sur cibles programmables de type FPGA exige des outils de développement spécifiques. Pour nos travaux, nous avons choisi d'utiliser entre autres les outils logiciels "DSP Builder" de la société Altera. Il est important de noter que les outils Altera ciblent spécifiquement des composants FPGA de la même famille. La motivation majeure de ce choix est le couplage possible entre ce logiciel et les outils Matlab/Simulink et SymPowerSystems de la société MathWorks.

La bibliothèque DSP Builder permet de générer la modélisation VHDL synthétisable des algorithmes de commande à partir d'une modélisation sous Matlab/Simulink. Les blocs Matlab/Simulink sont également compatibles avec les blocs de DSP Builder; cette possibilité permet de modéliser des systèmes mixtes (analogique et numérique) et de les simuler dans un environnement unique, celui de Matlab/Simulink. De plus, la conception est facilitée : l'outil "Signal Compiler", au cœur de DSP Builder, permet de générer le code VHDL et des scripts à partir de modèles de la bibliothèque DSP Builder. Enfin, la fonction nommée "HIL", proposée par DSP Builder, permet de placer physiquement un composant FPGA dans une boucle de simulation.

Pour mener à bien l'étape d'implantation et de programmation du FPGA, nous aurons recours à l'outil logiciel Quartus II, également proposé par la société Altera. Il permet la gestion complète d'un flot de conception FPGA, à partir d'une saisie graphique ou d'une description VHDL/Verilog de l'architecture numérique et la réalisation de l'implantation sur le FPGA ciblé.

III.3. Flot de conception

Une méthodologie de conception du prototypage "FPGA in the loop", développée par notre équipe de recherche [Karimi, 2010], est décrite à la Figure 5-4. Celle-ci met en œuvre Matlab/Simulink et Matlab/SimPowerSystems ainsi que DSP Builder et Quartus II de la société Altera.

Le flot de conception descendant proposé et destiné au prototypage "FPGA in the loop" permet de mener, dans une première étape, une étude fonctionnelle du système électrique de la Figure 5-3, à l'aide de Matlab et des bibliothèques associées (notamment SimPowerSystems et Simulink). Ensuite, les algorithmes de commande sont modélisés et simulés dans leur contexte analogique et de puissance, étape par étape, jusqu'à l'obtention d'une modélisation synthétisable en langage VHDL. Cette dernière modélisation sera physiquement implantée sur la cible FPGA choisie. Une fois programmé, le FPGA sera alors testé dans son contexte de puissance par prototypage "FPGA in the loop".

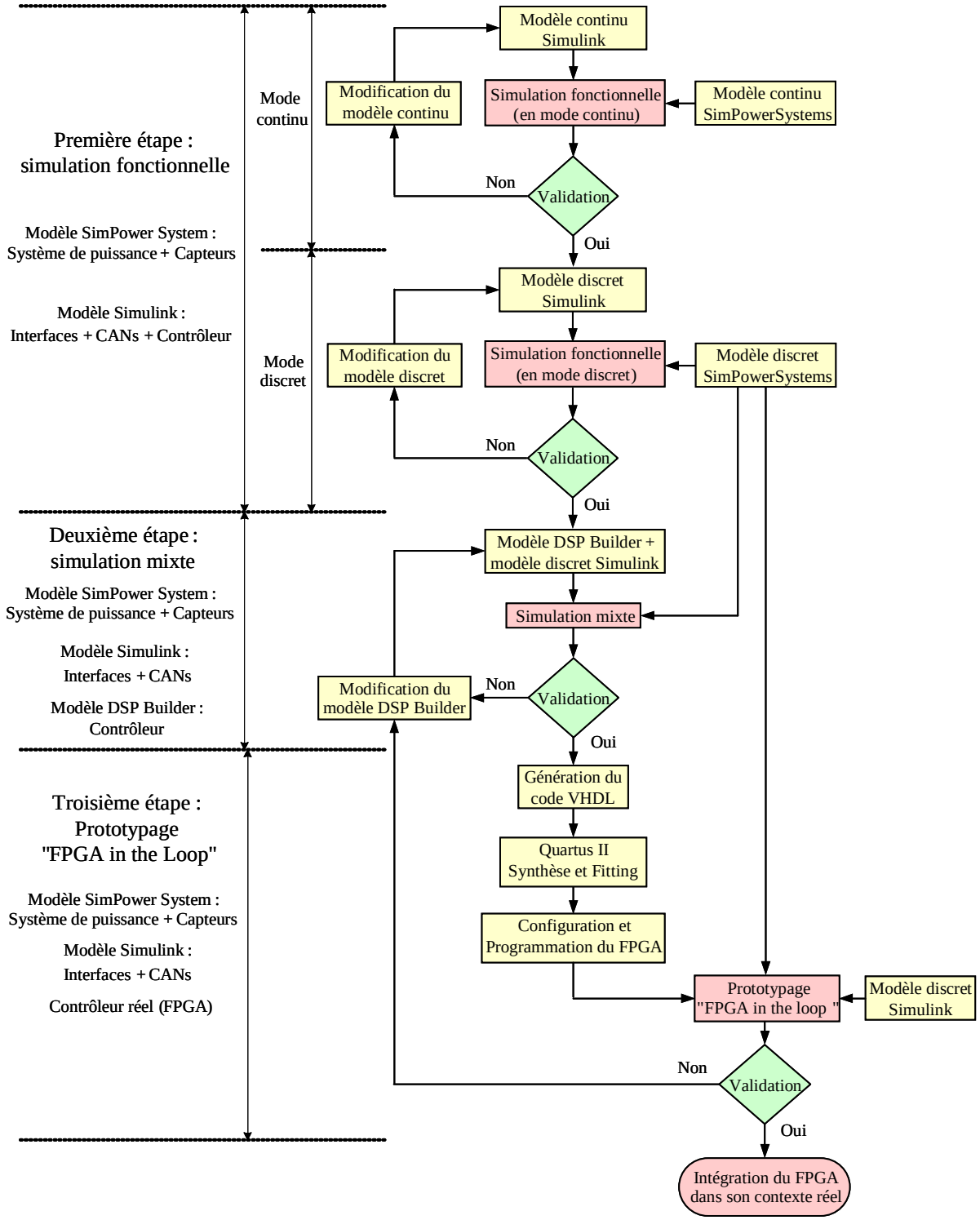


Figure 5-4. Flot de conception descendant destiné au prototypage “FPGA in the loop”.

III.3.1. Première étape : simulation fonctionnelle

Lors de la première étape (voir Figure 5-4), les spécifications du système électrique sont définies et la fonctionnalité des algorithmes de commande est étudiée et validée. Cette étape est menée classiquement à l’aide des outils conventionnels de simulation, ici Matlab/Simulink et Matlab/SimPowerSystems pour notre domaine d’application. Le partie puissance du système électrique et les capteurs sont modélisés à l’aide de la bibliothèque SimPowerSystems alors que les interfaces, les convertisseurs analogiques-numériques

(CANs) et les algorithmes de commande sont modélisés à l'aide de la bibliothèque Simulink. Dans un premier temps, le système électrique est simulé et validé en mode continu ou "continuous-time mode", avec un pas de simulation variable et à partir de modèles continus.

Ensuite, après validation du modèle en mode continu, les blocs de la partie puissance sont remplacés par des modèles discrets de la même bibliothèque SimPowerSystems. Dans ce cas, le pas de simulation est fixe et doit être choisi suffisamment petit pour garantir une précision acceptable, notamment lorsque les composants de puissance commutent à des fréquences de plusieurs kHz. Un pas au moins égal à la microseconde est préconisé [Dufour, 2005]. Les interfaces, les CANs et les algorithmes de commande sont également modifiés et leurs modèles continus sont transformés en des modèles discrets au moyen de blocs Simulink discrets. La fréquence d'échantillonnage des blocs utilisés est choisie selon les spécifications du système physique à simuler, notamment selon les CANs choisis. A ce stade de conception, le format réel est utilisé pour tous les signaux de la partie modélisée à l'aide de la bibliothèque Simulink. La Figure 5-5 illustre cette première étape du flot de conception.

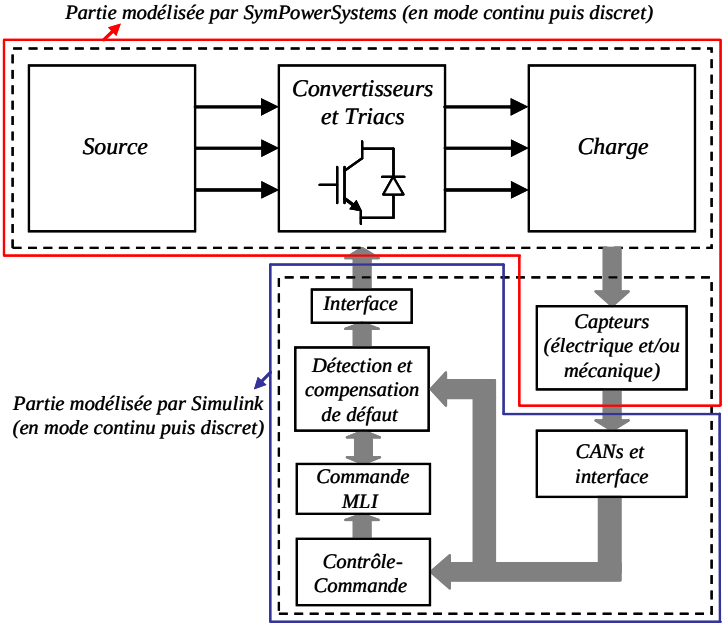


Figure 5-5. Première étape du flot de conception : simulation fonctionnelle en mode continu, puis discret.

III.3.2. Deuxième étape : simulation mixte

Après avoir validé lors de l'étape précédente la fonctionnalité des algorithmes de commande en mode continu puis discret et au format réel, un format binaire spécifique de codage des données doit maintenant être choisi afin d'implanter les algorithmes de commande sur le FPGA.

Dans cette seconde étape (voir Figure 5-4), les modèles de la partie puissance, des capteurs, des CANs et des interfaces restent identiques aux modèles décrits et utilisés lors de la précédente étape. Toutefois, les modèles des algorithmes de commande doivent être modifiés et remplacés par des modèles numériques au format binaire, basés sur des blocs de la librairie de DSP Builder. Comme précédemment, l'environnement de simulation reste celui de Matlab/Simulink. Il faut cependant noter que le passage d'un modèle Simulink discret à un modèle DSP Builder discret n'est pas systématique et automatique. En effet, toutes les fonctions et tous les blocs de la librairie Simulink n'ont pas un bloc qui leur correspond dans

la librairie de DSP Builder. Cette dernière comporte cependant tous les modèles de base permettant de réaliser des modèles complexes. De ce fait, ces fonctions ou blocs non disponibles sous DSP Builder doivent être décrits par le concepteur lui-même à partir des blocs de base de la librairie DSP Builder. On peut citer quelques exemples de blocs Simulink n'ayant pas de correspondance directe sous DSP Builder : fonctions de transfert, fonctions mathématiques, relais (hystérésis) et générateur de signaux.

Les signaux d'entrée et de sortie des blocs de la librairie DSP Builder doivent être au format binaire à virgule fixe. Ce format, noté [s, m_e, m_d], est composé d'une partie entière de m_e bits, d'une partie décimale de m_d bits et le bit de poids fort (en anglais Most Significant Bit ou MSB), s, correspond au signe de la grandeur numérique à coder.

Notre objectif final est d'implanter les algorithmes de commande (contrôle/commande, commande MLI, détection et compensation de défaut) sur un composant FPGA afin de les tester dans un premier temps par prototypage "FPGA in the loop", puis ensuite dans leur contexte physique réel (banc expérimental de 3 kVA). Ainsi, le nombre de bits nécessaire au codage des signaux d'entrées d'un composant FPGA ne dépend que du format de sortie des CANs qui seront mis en œuvre expérimentalement. Notons que ce nombre de bits ne dépend pas des modules d'interface dont le rôle est de ramener les grandeurs des signaux analogiques dans l'intervalle [-1, +1]; ces interfaces seront soit modélisées par la partie logicielle pour le prototypage "FPGA in the loop", soit physiquement réalisées par des cartes d'interface analogiques.

Toutefois, le nombre de bits pour le codage numérique des données des blocs DSP Builder, internes aux algorithmes de commande, est variable et doit également être choisi pour chaque bloc par le concepteur. Il doit cependant être inférieur à 51 en raison de la limitation imposée par le logiciel DSP Builder. Une augmentation injustifiée de la taille du format binaire augmente inutilement le temps d'exécution et la surface occupée sur le circuit FPGA. Par contre, le choix d'une taille trop faible du format binaire peut conduire à la saturation des signaux et à une perte de précision, conduisant ainsi à l'altération des performances des algorithmes de commande, voire à leur dysfonctionnement. De ce fait, à ce stade, on doit choisir avec la plus grande attention le nombre de bits des formats binaires pour ces blocs intermédiaires en considérant les contraintes logicielles et les remarques précédemment mentionnées. Le bloc "Bus Probe" existant dans la librairie de DSP Builder, peut être utilisé afin d'aider le concepteur à choisir le nombre de bits de la partie entière des formats binaires des blocs intermédiaires. Le bloc "Bus Probe" peut être placé lors de la simulation mixte sur n'importe quel nœud du modèle et il donne le nombre de bits nécessaire pour coder la partie entière. Il faut noter que le pas de simulation et la fréquence d'échantillonnage des blocs utilisés restent identiques à ceux du mode discret sous Simulink. La Figure 5-6 illustre cette deuxième étape du flot de conception.

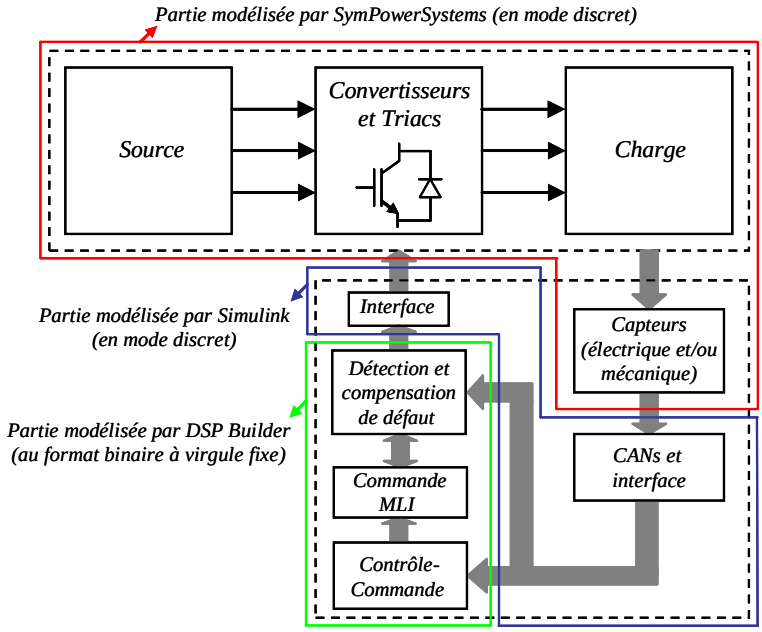


Figure 5-6. Deuxième étape du flot de conception : simulation mixte.

III.3.3. Troisième étape : Prototypage "FPGA in the loop"

La troisième étape (voir Figure 5-4) est dédiée à l'implantation des algorithmes de commande sur une carte de développement intégrant un composant FPGA. Elle est principalement destinée à la vérification et à la validation de l'implantation numérique des algorithmes de commande sur cible FPGA dans un environnement de simulation "FPGA in the loop". Pour atteindre cet objectif, les modèles DSP Builder des algorithmes de commande, réalisés lors de l'étape précédente, doivent tout d'abord être transcrits en langage VHDL synthétisable. Ce codage VHDL des algorithmes de commande peut être généré à l'aide de l'outil "Signal Compiler" proposé par le logiciel DSP Builder. Cet outil permet alors de passer de la modélisation DSP Builder à une description synthétisable en langage VHDL, au niveau RTL (Register Transfer Level).

Après avoir généré ce code VHDL, ce dernier doit être synthétisé par un outil de synthèse logique. Cet outil peut être choisi parmi de nombreux synthétiseurs, tels que Quartus II (Altera), Synplify (Synplicity), Precision RTL ou LeonardoSpectrum (Mentor). Toutefois, l'utilisation de l'outil Quartus II est indispensable pour la phase purement technologique, c'est à dire le placement-routage et la génération du fichier de configuration du FPGA ciblé, choisi parmi les composants de la famille Altera. Lors de la synthèse logique, la description au niveau RTL est transformée en une description d'éléments logiques. Cette synthèse s'accompagne d'un ensemble d'optimisations et s'effectue à partir d'une bibliothèque technologique incluant les modèles des portes logiques et de bascules. Durant cette phase, l'outil de synthèse logique va optimiser le schéma de portes équivalent afin de minimiser soit la place utilisée au niveau du FPGA ciblé, soit le temps de propagation entre les entrées et les sorties. Une fois cette phase terminée, l'étape de "Fitting" ou ajustement peut être automatiquement effectuée à l'aide de l'outil Quartus II. Cette étape consiste à voir comment les différentes portes et registres (produits par la synthèse logique) peuvent être placés en fonction des ressources matérielles du circuit FPGA ciblé. Les fichiers permettant la programmation du circuit, dans notre cas appelés fichiers SRAM Object File (extension .sof), sont générés lors de cette phase de compilation.

A ce stade, on peut insérer dans l'environnement de simulation Matlab/Simulink, un bloc nommé "HIL" dans la librairie DSP Builder modélisant les algorithmes de commande au sein du système électrique. Ce bloc unique remplace alors l'ensemble des blocs qui modélisaient les algorithmes de commande lors de l'étape précédente. Après compilation de ce bloc "HIL", la carte cible FPGA est programmée. Cette carte cible est connectée physiquement, au moyen de l'interface JTAG, au PC qui émule la partie puissance, les capteurs (par le biais des modèles SimPowerSystems), les CANs et les interfaces (par le biais des modèles Simulink). La Figure 5-7 illustre cette troisième étape du flot de conception, celle du prototypage "FPGA in the loop". Une fois que des résultats satisfaisants ont été obtenus, la cible FPGA réalisant les algorithmes de commande peut être intégrée dans un environnement analogique et de puissance réelle.

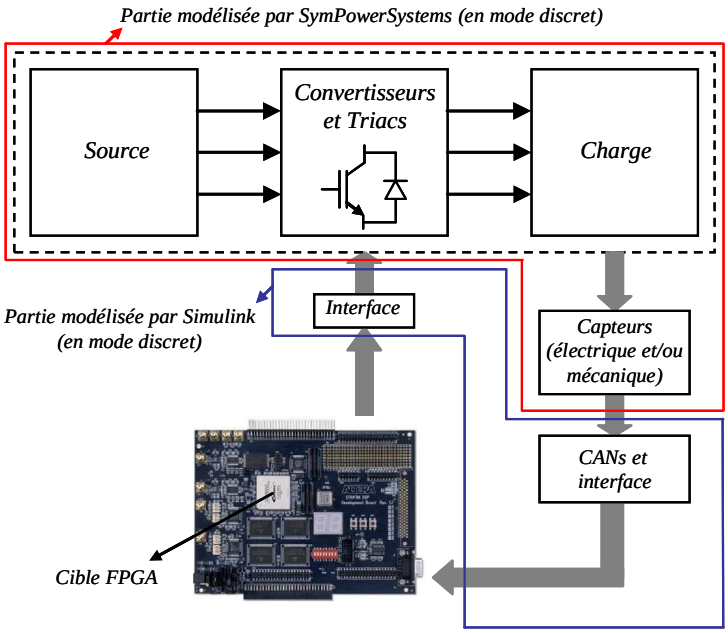


Figure 5-7. Troisième étape du flot de conception : prototypage "FPGA in the loop".

IV. Validation par prototypage "FPGA in the loop"

Afin de valider les méthodes de détection et de compensation de défaut d'un semi-conducteur ou d'un capteur de courant présentées dans les chapitres précédents, nous effectuons tout d'abord une validation par prototypage "FPGA in the loop" avant de procéder à des essais expérimentaux sur le banc de puissance de 3 kVA.

Nous allons étudier successivement la continuité de service de notre banc expérimental lors de la défaillance d'un des semi-conducteurs de puissance du CCR puis lors de la défaillance d'un des capteurs de courant nécessaires au contrôle/commande du CCR.

IV.1. Convertisseur coté réseau avec bras redondant tolérant les défauts de semi-conducteur

Le schéma électrique du banc expérimental est présenté à la Figure 5-8. Le réseau électrique est connecté à une charge résistive via le CCR intégrant un bras redondant. Nous présentons dans cette section les modélisations des trois blocs constituant la partie commande (contrôle de la tension du bus continu, contrôle des courants et MLI, détection et compensation de défaut) afin de réaliser leur implantation numérique sur FPGA. Le flot de conception destiné au prototypage "FPGA in the loop", décrit précédemment, est utilisé pour

valider l'implantation numérique sur FPGA afin de valider la continuité de service de notre système en cas de défaut de semi-conducteur.

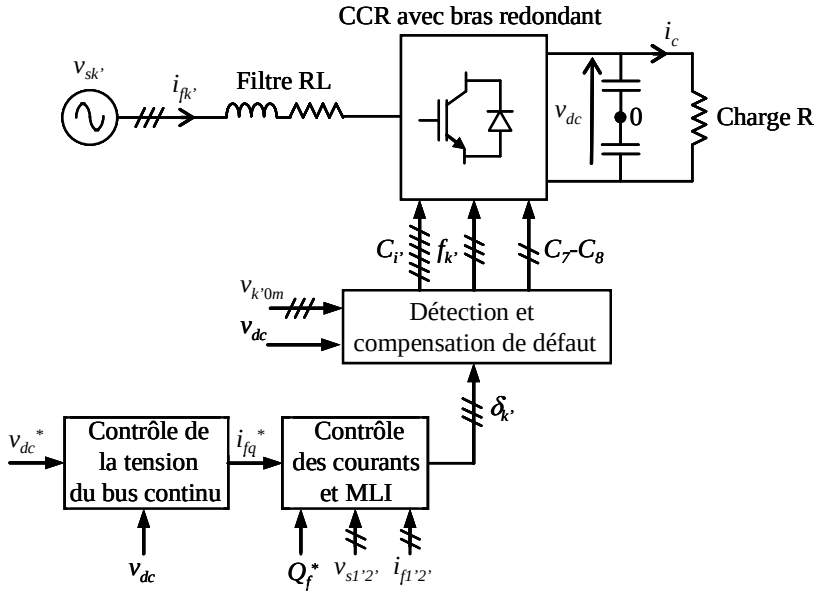


Figure 5-8. CCR avec bras redondant tolérant les défauts de semi-conducteurs.

Dans cette section, nous ne compensons pas le courant de charge i_c à travers la résistance via le contrôle de la tension du bus continu contrairement au cas de la commande du CCR présentée au chapitre 1. Ce choix s'explique par le fait qu'aucune variation de charge ne sera effectuée. De plus, le but de cette section est de valider la détection et la compensation de défaut d'un des semi-conducteurs du CCR.

Si le flot de conception (Figure 5-4) est correctement suivi, les résultats des simulations fonctionnelles en mode continu puis discret, de la simulation mixte et du prototypage "FPGA in the loop" sont identiques. Ainsi, nous avons fait le choix de ne les présenter qu'après la dernière étape du flot de conception, celle du prototypage "FPGA in the loop".

La première étape de la simulation fonctionnelle en mode continu ayant été validée lors des chapitres précédents, nous passons directement à l'étude fonctionnelle en mode discret.

IV.1.1. Simulation fonctionnelle (en mode discret)

La partie puissance du banc expérimental, présentée à la Figure 5-8, ainsi que les capteurs de tension et courant sont modélisés à l'aide de Matlab/SymPowerSystems, en mode discret, avec un pas de temps égal à 1 µs. Les interfaces, les CANs, la commande du CCR ainsi que la détection et compensation de défaut sont modélisés à l'aide de Matlab/Simulink avec une période d'échantillonnage égale à 1 µs.

IV.1.1.1. Discrétisation des régulateurs

Des régulateurs de type PI sont utilisés dans la commande du CCR pour les contrôles de la tension du bus continu et des courants à travers le filtre RL ainsi que dans la commande de la PLL.

Nous rappelons l'expression de la fonction de transfert en Laplace d'un régulateur PI, liant sa sortie *Y* à son entrée *X* :

$$\frac{Y}{X} = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{5.1}$$

Avec :
- k_p : le gain proportionnel
- k_i : le gain intégral
- s : l'opérateur de Laplace.

En appliquant la transformation ZOH (Zero-Order-Hold), c'est-à-dire celle d'un bloqueur d'ordre zéro, où l'intégrateur 1/s devient $T_e z^{-1}/(1-z^{-1})$, l'équation (5.1) est transformée en temps discret et devient :

$$\frac{Y}{X} = \frac{k_p - k_p \cdot z^{-1} + k_i \cdot T_e \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \tag{5.2}$$

La Figure 5-9 illustre le schéma bloc d'un régulateur de type PI discrétisé.

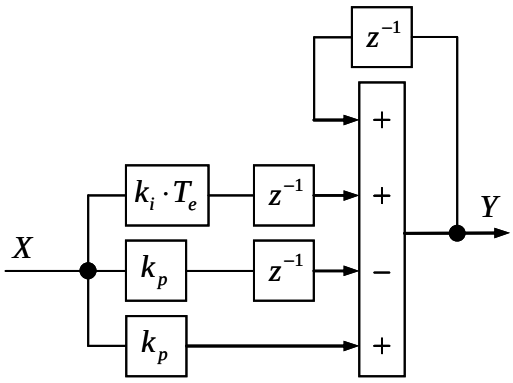


Figure 5-9. Régulateur de type PI discrétisé.

IV.1.2. Simulation mixte

Dans cette partie, nous présentons les modélisations à l'aide de DSP Builder de la commande du CCR ainsi que de la détection et la compensation de défaut, lesquelles sont destinées à être implantées sur cible FPGA. La partie puissance ainsi que les différents capteurs, quant à eux, restent modélisés à l'aide de Matlab/SymPowerSystems.

Certains blocs Simulink n'ont pas de blocs qui leur correspondent directement dans la bibliothèque DSP Builder. En effet, les blocs Simulink modélisant la porteuse triangulaire, nécessaire pour la génération de la MLI, et le générateur de sinus et de cosinus issus de la PLL n'ont pas de correspondant dans la bibliothèque DSP Builder. Il nous faut donc étudier séparément leur modélisation.

IV.1.2.1. Génération numérique de la porteuse triangulaire

La génération numérique de la porteuse triangulaire, utilisée pour la MLI et nécessaire dans les commandes des convertisseurs, est décrite à la Figure 5-10. Ce signal est construit à

partir d'un bloc compteur qui génère une rampe périodique d'amplitude A_{tr} et de période T égale à $(2^n - 1) \times T_e$.

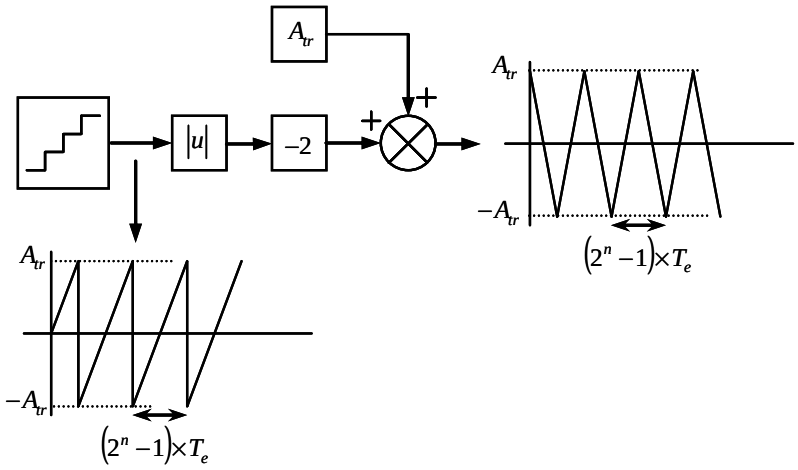


Figure 5-10. Génération numérique de la porteuse triangulaire.

IV.1.2.2. Génération des signaux sin et cos

La génération des signaux *sin(θ)* et *cos(θ)* est nécessaire pour appliquer la transformation de Park. Elle est réalisée numériquement à l'aide de deux blocs LUT, un pour générer le *sin (θ)* et l'autre pour le *cos(θ)*. Ce bloc LUT est adressé par les valeurs de l'angle θ, issu de la PLL; son principe consiste à stocker directement les valeurs calculées de sinus ou cosinus sur l'intervalle [0 ; 2π] pour chaque valeur de l'angle θ.

IV.1.2.3. Modélisation de la méthode de détection de défaut d'interrupteur

Les signaux d'entrée du bloc de détection et de compensation de défaut pour le CCR (voir chapitre 3, section II.3.1.) sont les suivants : la tension v_{dc}, les ordres de commande $\delta_{1'}$, $\delta_{2'}$, $\delta_{3'}$ et les tensions $v_{1'0m}$, $v_{2'0m}$, $v_{3'0m}$ (voir section 4.2). En considérant des CANs de format 12 bits, le format des signaux d'entrée en tension est choisi égal à [1, 0, 11], c'est à dire 1 bit de signe et 11 bits pour la partie décimale. Notons que des modules de la carte d'interface ramènent les signaux analogiques dans l'intervalle [-1, +1]. Puisque les signaux de commande des interrupteurs sont des signaux logiques et ne prennent que deux valeurs, 0 ou 1, on utilise pour les coder le format logique sur un seul bit. Les signaux de sortie du bloc de détection et de compensation de défaut sont les signaux de commande des 8 interrupteurs ($C_{1'}$, …, $C_{6'}$), (C_7, C_8) et les 3 signaux de défauts ($f_{1'}$, $f_{2'}$, $f_{3'}$) pour la commande des triacs. Ces signaux de sortie sont également des signaux logiques, le format logique est alors également utilisé.

Nous avons utilisé une machine d'états de type Moore afin de modéliser la détection de défaut. Les Figures 5-11 et 5-12 nous présentent respectivement le graphe d'états et l'unité de contrôle pour la détection de défaut au niveau du CCR. La période d'horloge T_h du compteur est choisie égale à 1µs. Cette valeur nous permettra de synchroniser la carte FPGA avec le PC lors de la dernière étape du flot de conception, celle du prototypage "FPGA in the loop". Les valeurs des seuils h et N_t sont choisies respectivement à 10 V et 10 µs (voir Figure 3-8 au chapitre 3).

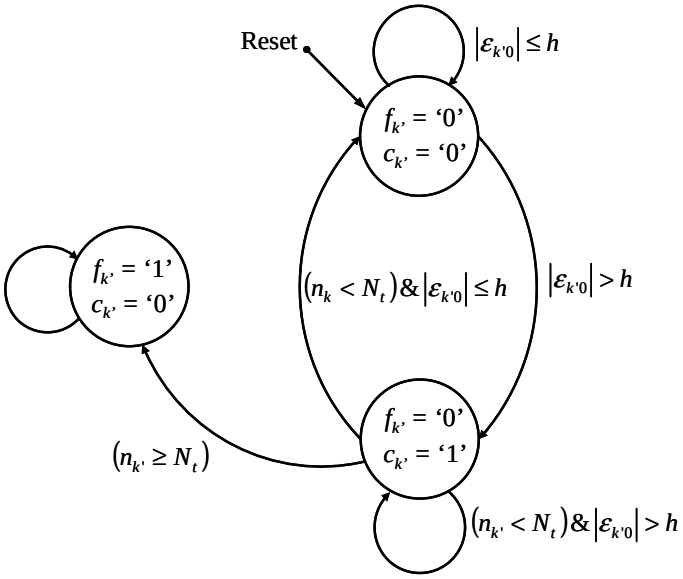


Figure 5-11. Graphe d'états de la détection de défaut.

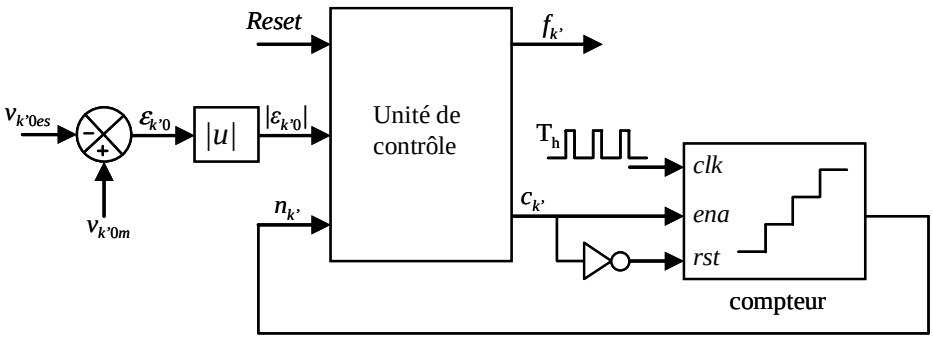


Figure 5-12. Unité de contrôle de la détection de défaut.

Pour la compensation de défaut, nous avons utilisé des multiplexeurs, des portes logiques et des gains afin d'attribuer les ordres de commande aux interrupteurs de puissance du CCR, du bras de secours ainsi qu'aux trois triacs. La Figure 5-13 présente la définition des ordres de commande pour les interrupteurs du bras *1'* du CCR (identique pour les deux autres bras du CCR) ainsi que pour les interrupteurs du bras de secours.

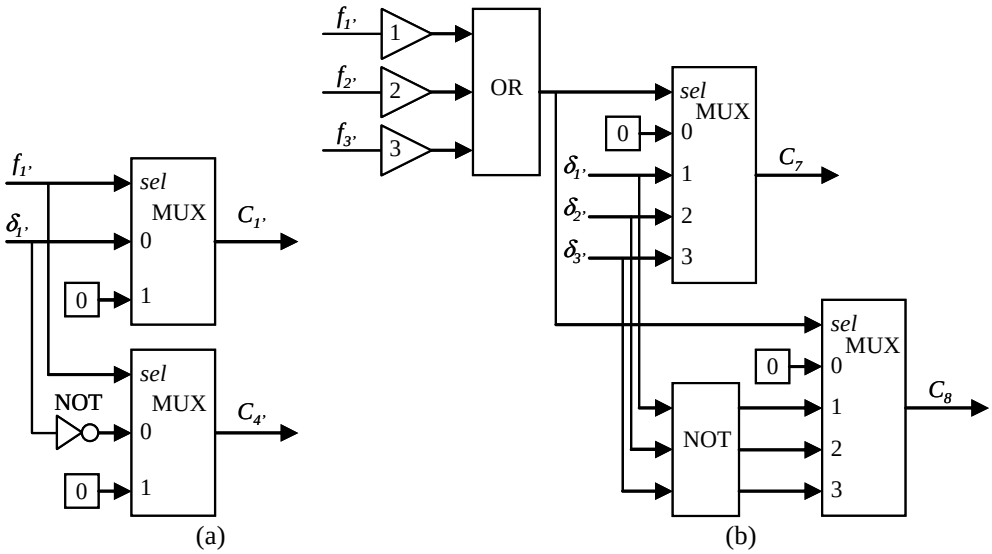


Figure 5-13. Définition des ordres de commande : (a) bras *1'* du CCR, (b) bras de secours

IV.1.3. Prototypage "FPGA in the loop"

Lors de la précédente étape (section IV.1.2), nous avons modélisé la commande du CCR ainsi que la méthode de détection et de compensation de défaut à l'aide de DSP Builder. Nous allons maintenant valider l'implantation numérique de ces algorithmes à l'aide d'une carte FPGA par prototypage "FPGA in the loop". La carte cible mise en œuvre dans ce travail est la carte de développement Stratix DSP S80, conçue par la société Canadian Microelectronics Corporation. Elle comprend un composant FPGA de type Stratix EP1S80 de la famille Altera. La Figure 5-14 présente cette carte de développement.

Figure 5-14. Carte de développement Stratix DSP S80.

IV.1.3.1. Spécifications de la carte Stratix DSP S80 et du composant FPGA

La carte de développement Stratix DSP S80 comprend les éléments suivants :
- un composant FPGA Stratix EP1S80B956C6,
- deux convertisseurs A/N 12-bits, 125 MHz,
- deux convertisseurs N/A 14-bits, 165 MHz,
- une mémoire flash de 64 Mbits,
- deux mémoires SRAM 256 K×36 bits,
- un oscillateur à quartz de fréquence 80 MHz
- deux connecteurs d'entrées/sorties numériques de 60 pins chacun,
- un connecteur JTAG,
- trois boutons-poussoirs,

- un bloc de huit interrupteurs positionnables par l'utilisateur,
- deux diodes électroluminescentes.

Les caractéristiques du composant FPGA Stratix EP1S80 sont les suivantes :
- 79 040 éléments logiques,
- 7 427 520 de bits de RAM,
- 12 PLLs reconfigurables,
- 679 pins d'entrées/sorties.

IV.1.3.2. Implantation sur la cible FPGA

Afin d'implanter sur le FPGA la commande du CCR ainsi que l'algorithme de détection et de compensation de défaut modélisé à l'aide de DSP Builder, il faut réaliser successivement les étapes suivantes :
- la génération du code VHDL synthétisable,
- la synthèse logique,
- le Fitting (ajustement) à l'aide de l'outil Quartus II.

Une fois que le fichier de programmation du FPGA a été généré par Quartus II, tous les blocs DSP Builder sont remplacés dans l'environnement Matlab/Simulink par un unique bloc HIL correspondant aux algorithmes implémentés sur le FPGA. La connexion entre la carte cible et l'ordinateur est réalisée à l'aide d'un câble JTAG type ByteBlasterMV, également utilisé lors de la programmation du FPGA. Après la configuration de la carte FPGA, on peut alors effectuer le prototypage "FPGA in the loop" (voir Figure 5-15). Dans ce cas, à chaque pas de simulation (ici égal à 1µs), le composant FPGA reçoit les signaux v_{dc}, $v_{s1'}$, $v_{s2'}$, $i_{f1'}$, $i_{f2'}$ et $v_{k'0m}$ et (avec k = {1, 2, 3}) puis il exécute les algorithmes (commande du CCR et détection et compensation de défaut) implémentés et transmet en retour les ordres de commande des huit interrupteurs ($C_{1'}$, …, $C_{6'}$), (C_7, C_8) et les signaux de défaut, notés $f_{k'}$ (k = {1, 2, 3}).

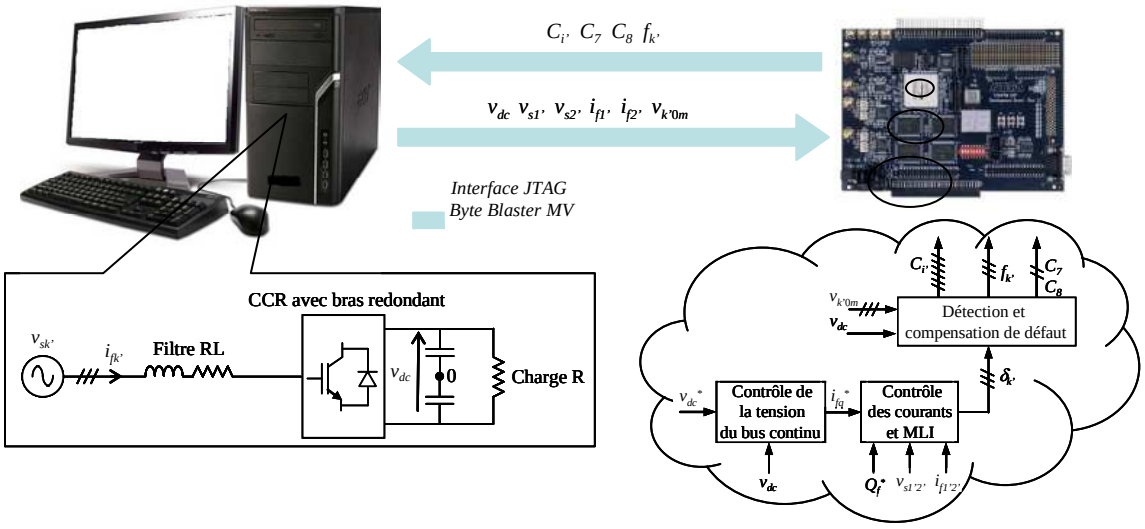


Figure 5-15. Validation par prototypage "FPGA in the loop" de la continuité de service du CCR en cas de défaut d'un des semi-conducteur.

IV.1.4. Résultats du prototypage "FPGA in the loop"

IV.1.4.1. Paramètres des parties puissance et commande

Les paramètres de la partie puissance et de la partie commande, correspondant à notre banc expérimental de 3 kVA, sont respectivement présentés dans les Tableaux 5-1 et 5-2.

Système	*Paramètres*
Réseau électrique	U = 100 V, f = 50 Hz
Filtre RL	R_f = 0,4 Ω L_f = 3mH
Bus continu	C = 1,1 mF
Charge résistive	R_c = 40 Ω

Tableau 5-1. Paramètres de la partie puissance.

Système	*Paramètres*
Période d'échantillonnage	T_e = 1 µs
Contrôle de la tension du bus continu	v_{dc}^* = 200 V Facteur d'amortissement : ξ = 0,707 Temps de réponse du système en boucle fermée : t_{rv} = 0,02 s Fréquence de coupure : ω_0 = 135 rad/s K_{pv} = 0,21 K_{iv} = 20
Contrôle des courants	Q_f^* = 0 VAr Temps de réponse du système en boucle fermée : t_{rf} = 0,001 s K_{pf} = 9 K_{if} = 1200
Porteuse triangulaire MLI	n = 7 soit f_c = 7874 Hz
Détection de défaut	h = 10 V (5% de v_{dc}) N_t = 10 µs

Tableau 5-2. Paramètres de la partie commande.

IV.1.4.2. Défaut de type circuit-ouvert lorsqu'un courant négatif traverse l'interrupteur défaillant du CCR

Nous avons choisi un défaut de type circuit-ouvert de $S_{3'}$ du CCR à l'instant t = 0,25 s ($i_{f3'}$ < 0). La Figure 5-16 présente les résultats obtenus par prototypage "FPGA in the loop". Nous pouvons noter que les formes d'ondes du courant et de la tension du bus continu ne sont pas affectées par la présence du défaut. La Figure 5-17 présente les résultats obtenus après l'apparition du défaut et sur une durée de 300 µs autour de l'apparition du défaut. Cette figure nous montre qu'à l'apparition du défaut, l'ordre de commande $\delta_{3'}$ est égal à zéro quand le semi-conducteur $S_{3'}$ devient défaillant (circuit-ouvert) ; le défaut n'est alors pas détecté, à juste titre, puisqu'il s'agit d'un mode de fonctionnement normal du CCR. Cependant, environ 100 µs après l'apparition du défaut, l'ordre de commande $\delta_{3'}$ devient égal à un et le défaut est alors détecté en 10 µs. Ce résultat confirme la validité de la modélisation et de l'implantation numérique de l'algorithme de détection et de compensation de défaut sur FPGA.

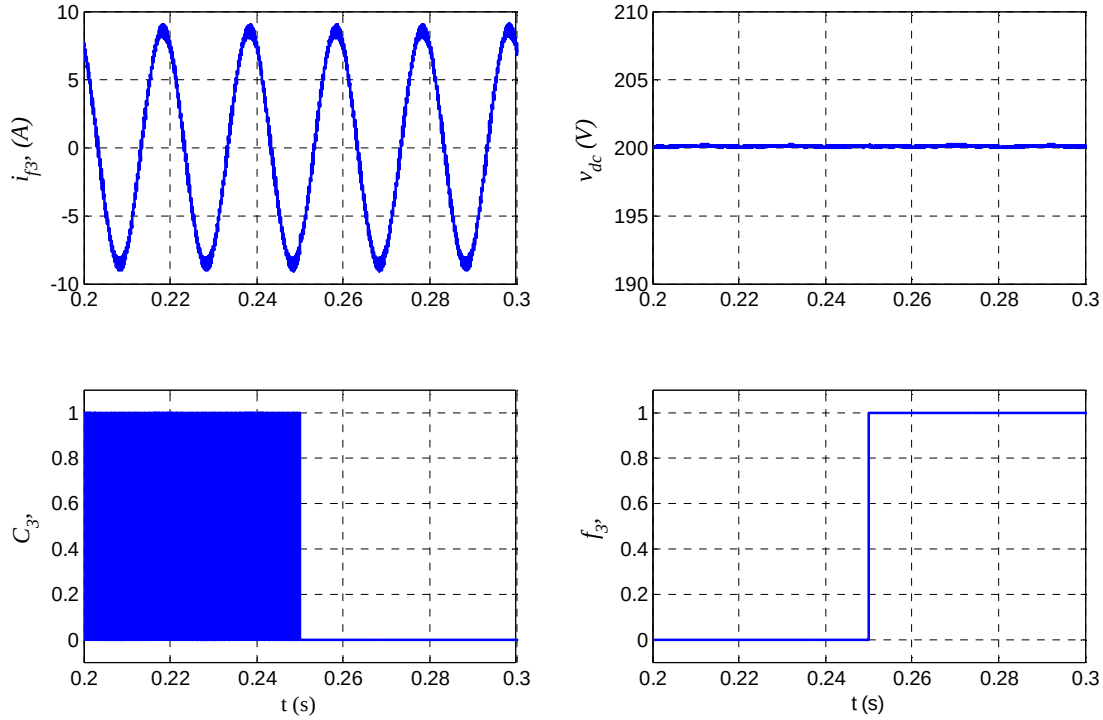


Figure 5-16. Résultats du prototypage "FPGA in the loop" : Défaut de type circuit-ouvert de $S_{3'}$ lorsqu'un courant négatif traverse l'interrupteur défaillant à l'instant t = 0,25 s.

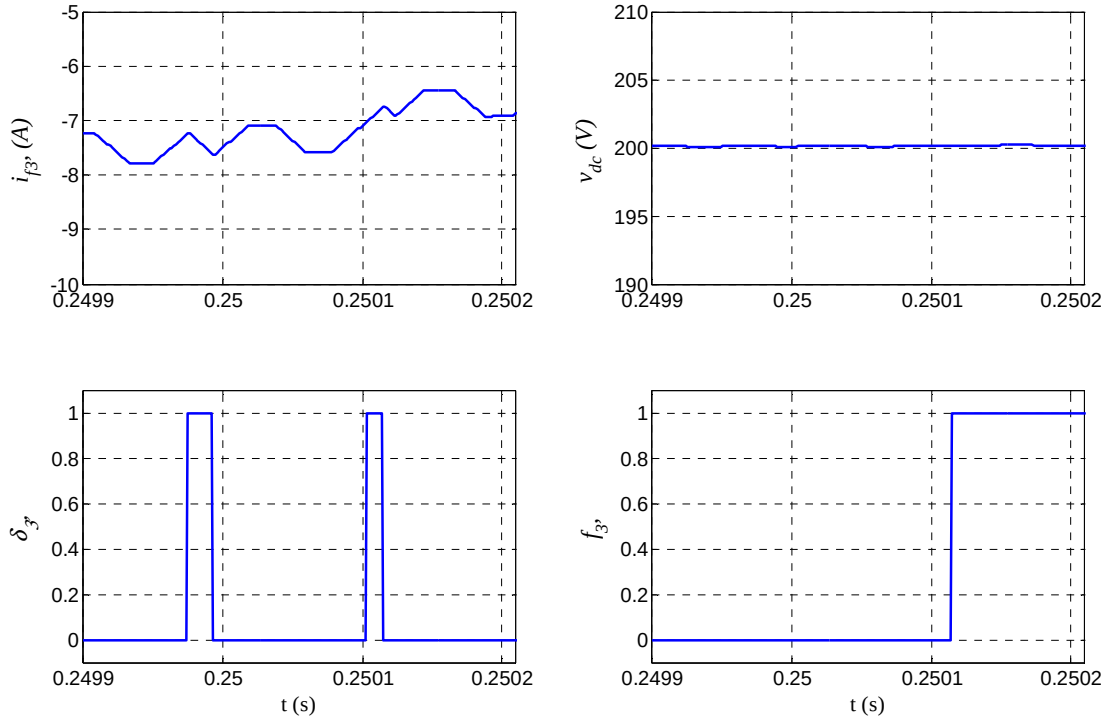


Figure 5-17. Résultats du prototypage "FPGA in the loop" : Zoom d'une durée de 300 µs autour de l'apparition du défaut.

IV.1.4.3. Défaut de type circuit-ouvert lorsqu'un courant positif traverse l'interrupteur défaillant du CCR

La Figure 5-18 présente les résultats obtenus par prototypage "FPGA in the loop" lorsqu'un défaut de type circuit-ouvert se produit au niveau de l'interrupteur $S_{3'}$ à l'instant t =

0,3 s alors que le courant $i_{f3'}$ est positif. Ici encore, nous constatons que les formes d'ondes du courant et de la tension du bus continu n'ont pas été perturbées par la présence de ce défaut. On peut remarquer que le défaut n'est pas détecté immédiatement car le courant $i_{f3'}$ est positif lors de l'apparition du défaut, correspondant à un fonctionnement normal du CCR.

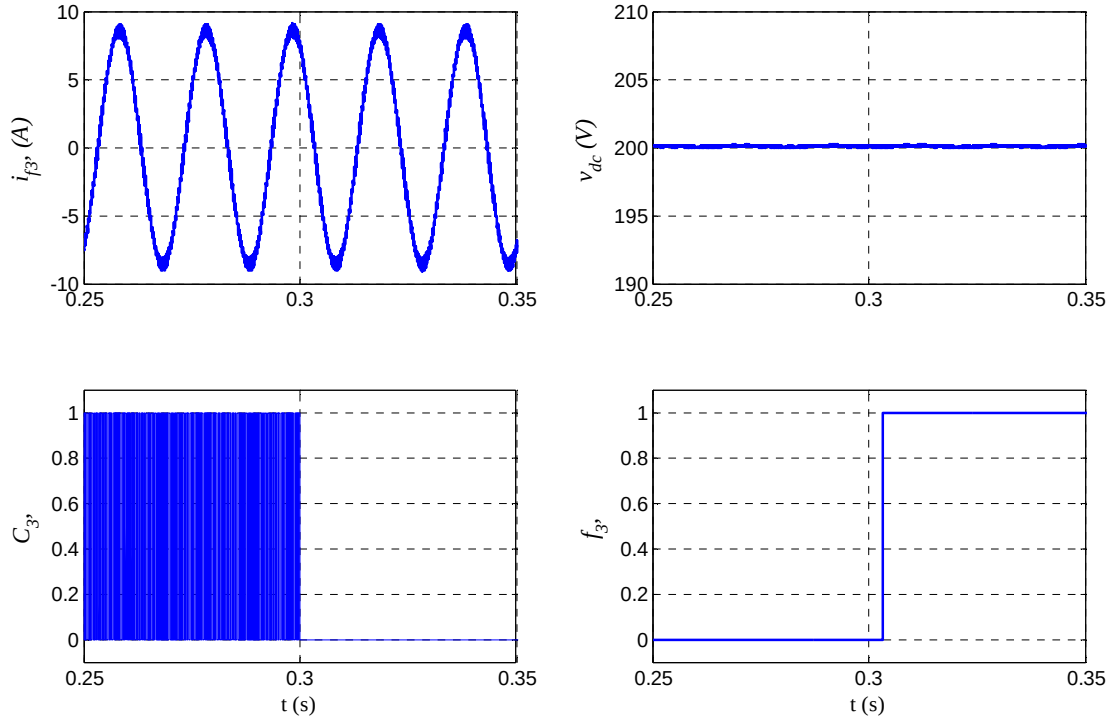


Figure 5-18. Résultats du prototypage "FPGA in the loop" : Défaut de type circuit-ouvert de $S_{3'}$ lorsqu'un courant positif traverse l'interrupteur défaillant à l'instant t = 0,3 s.

La Figure 5-19 détaille les résultats obtenus sur une durée de 300 µs autour de la détection du défaut. Les effets du défaut apparaissent dès que le courant $i_{f3'}$ devient égal à zéro, soit à l'instant t = 303,255 ms. A cet instant, les ordres de commande $\delta_{1'}$ et $\delta_{2'}$ sont respectivement égaux à 1 et 0 (correspondant au cas n°2 du Tableau 3-3 du chapitre 3), les diodes $D_{3'}$ et $D_{6'}$ sont bloquées, obligeant ainsi le courant à rester égal à zéro. Puisque l'ordre de commande $\delta_{3'}$ est égal à 1, le défaut est détecté 10 µs après le passage à zéro du courant.

Les résultats obtenus ici confirment également la validité de la modélisation et de l'implantation numérique de l'algorithme de détection et de compensation de défaut sur le FPGA.

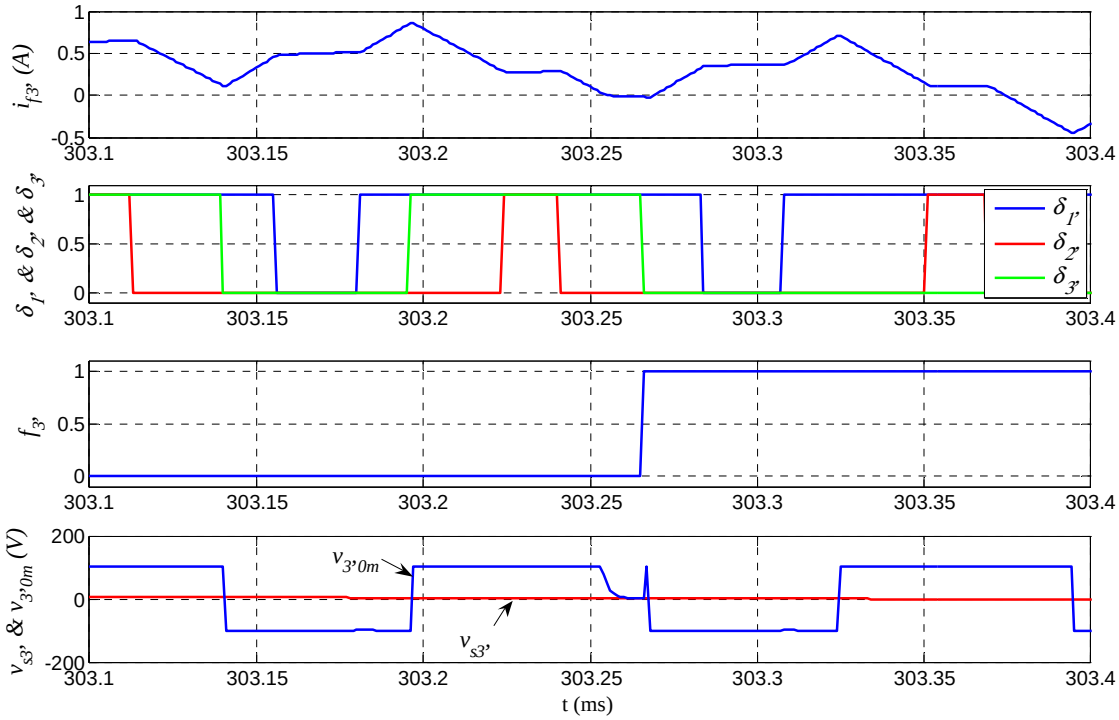


Figure 5-19. Résultats du prototypage "FPGA in the loop" : Zoom d'une durée de 300 µs autour de l'apparition du défaut.

IV.2. Convertisseur coté réseau tolérant les défauts de capteur de courant

Le schéma électrique du banc expérimental incluant la commande du CCR robuste lors de la défaillance de l'un des capteurs de courant est présenté à la Figure 5-20. Nous présentons dans cette section la modélisation de la méthode de détection et de compensation de défaut d'un capteur de courant ainsi que l'implantation numérique sur FPGA de l'ensemble des blocs constituant la partie commande du CCR. Les blocs constituant le contrôle/commande du CCR (contrôle de la tension du bus continu, contrôle des courants et MLI) sont les mêmes que dans la section IV.1. Le flot de conception destiné au prototypage "FPGA in the loop" est également utilisé pour valider l'implantation numérique sur FPGA afin de valider la continuité de service de notre système en cas de défaut sur l'un des capteurs de courant.

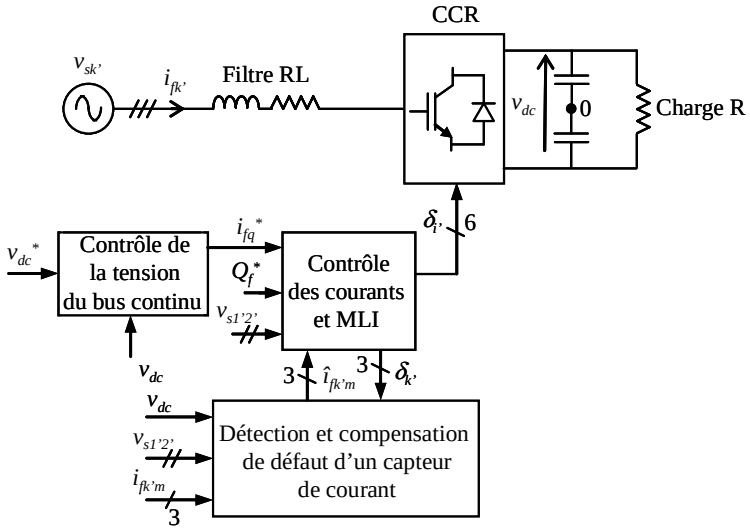


Figure 5-20. CCR tolérant les défauts de capteur de courant (k = {1, 2, 3} et i = {k, k+3}).

Comme dans le cas de la section IV.1, le flot de conception (Figure 5-4) est correctement suivi. De ce fait, les résultats des simulations fonctionnelles en mode continu puis discret, de la simulation mixte et du prototypage "FPGA in the loop" doivent être identiques. Ainsi, nous avons fait le choix de ne les présenter qu'après la dernière étape du flot de conception, celle du prototypage "FPGA in the loop".

La première étape du flot de conception, celle de la simulation fonctionnelle en mode continu puis discret, ayant été validée lors des chapitres précédents, nous passons directement à la deuxième étape : celle de la simulation mixte.

IV.2.1. Simulation mixte

Dans cette partie, le contrôle/commande du CCR ainsi que la détection et la compensation de défaut d'un capteur de courant sont modélisés numériquement à l'aide de DSP Builder afin de les implanter sur FPGA. La partie puissance ainsi que les capteurs de tension et courant, quant à eux, restent modélisés à l'aide de Matlab/SymPowerSystems en mode discret, avec un pas de temps égal à 1 µs.

Les modélisations numériques du contrôle/commande du CCR, de la porteuse triangulaire pour la génération de la MLI et des signaux sinus et cosinus issus de la PLL ont déjà été présentées à la section précédente. Nous ne détaillons alors que la modélisation numérique de la détection et de la compensation de défaut d'un capteur de courant.

IV.2.1.1. Modélisation de la détection et de la compensation de défaut d'un capteur de courant

Les signaux d'entrée du bloc de détection et de compensation lors de la défaillance d'un capteur de courant (voir Figure 5-20) sont les suivants : les tensions v_{dc}, $v_{s1'}$, et $v_{s2'}$, les courants mesurés $i_{fk'm}$ et les ordres de commande $\delta_{k'}$ des interrupteurs haut $S_{k'}$ du CCR. En considérant des CANs de format 12 bits, le format des signaux d'entrée en tension et en courant est choisi égal à [1, 0, 11], c'est à dire 1 bit de signe et 11 bits pour la partie décimale. Les signaux de sortie de ce bloc sont les courants compensés $\hat{i}_{fk'm}$ nécessaires à la commande numérique du CCR ($k = \{1, 2, 3\}$).

Le bloc de détection et de compensation comprend six blocs fonctionnels (Figure 4-4 du chapitre 4), lesquels sont modélisés à l'aide des différents éléments de DSP Builder. Nous détaillerons particulièrement les blocs de mémorisation de défaut et d'identification de défaut pour lesquels nous avons utilisé des machines d'états de type Moore.

Les Figures 5-21 et 5-22 nous présentent respectivement l'unité de contrôle et le graphe d'états du bloc de mémorisation de défaut. La période d'horloge T_h du compteur est choisie égale à 1µs. Cette valeur permettra de synchroniser la carte FPGA avec le PC lors de la dernière étape du flot de conception, celle du prototypage "FPGA in the loop". Le décompteur permet, quant à lui, de vérifier si le défaut a bien été éliminé au bout d'un certain temps, ici fixé à 10 ms.

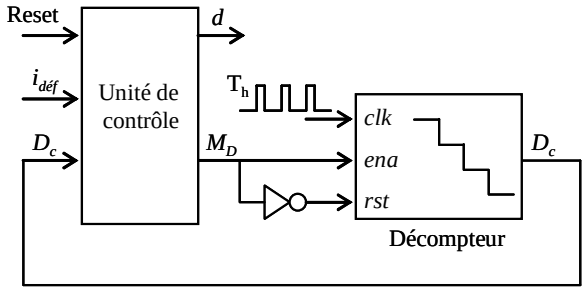


Figure 5-21. Unité de contrôle de la mémorisation du défaut.

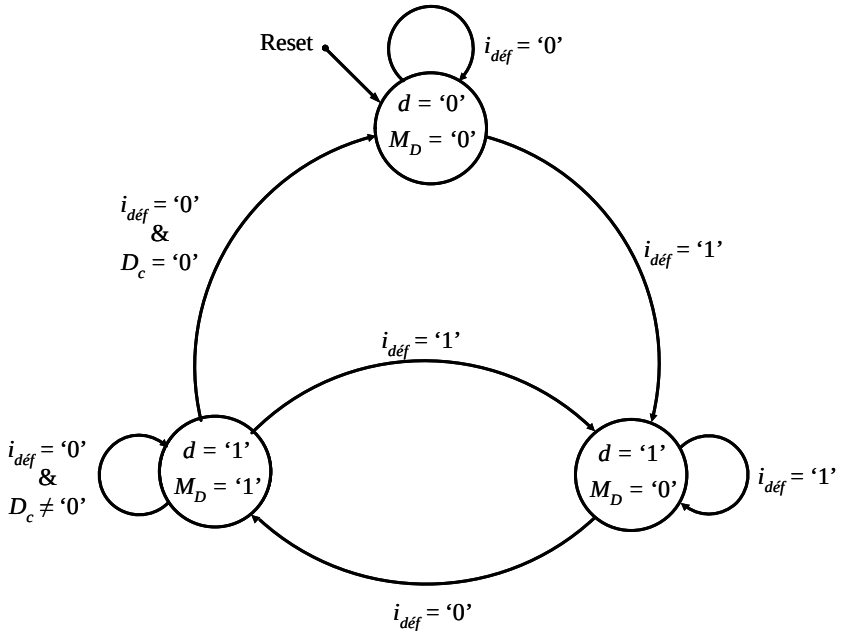


Figure 5-22. Graphe d'états de la mémorisation du défaut.

Comme pour le bloc de mémorisation de défaut, une machine d'états de type Moore est utilisée pour le bloc d'identification de défaut. Les Figures 5-23 et 5-24 nous présentent respectivement l'unité de contrôle et le graphe d'états du bloc d'identification de défaut.

Les signaux *Condition_1*, *Condition_2* et *Condition_3* présents sur ces Figures sont déterminés par les algorithmes suivants :

Si (d = '1') & (e_1 = max (e_1, e_2, e_3))
Alors *Condition_1* = '1'
Condition_2 = '0'
Condition_3 = '0'

Si (d = '1') & (e_2 = max (e_1, e_2, e_3))
Alors *Condition_1* = '0'
Condition_2 = '1'
Condition_3 = '0'

Si (d = '1') & (e_3 = max (e_1, e_2, e_3))
Alors *Condition_1* = '0'
Condition_2 = '0'
Condition_3 = '1'

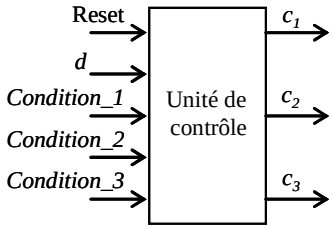


Figure 5-23. Unité de contrôle de l'identification du capteur défaillant.

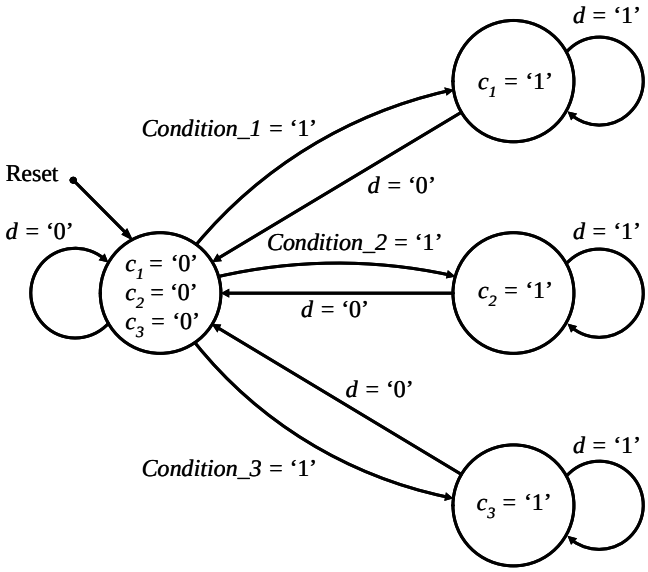


Figure 5-24. Graphe d'états pour l'identification du capteur défaillant.

IV.2.2. Prototypage "FPGA in the loop"

Une fois la simulation mixte validée, nous générons le fichier de programmation du FPGA, comme expliqué à la section IV.1.3.2. Puis, nous remplaçons tous les blocs DSP Builder dans l'environnement Matlab/Simulink par un unique bloc HIL correspondant à l'algorithme implémenté sur le FPGA. La connexion entre la carte cible et l'ordinateur est réalisée à l'aide d'un câble JTAG type ByteBlasterMV, également utilisé lors de la programmation du FPGA. Après la configuration de la carte FPGA, on peut alors effectuer le prototypage "FPGA in the loop" (Figure 5-25). Dans ce cas, à chaque pas de simulation (ici égal à 1µs), le composant FPGA reçoit les signaux v_{dc}, $v_{s1'}$, $v_{s2'}$ et $i_{fk'm}$ (avec $k = \{1, 2, 3\}$) puis exécute les algorithmes de commande du CCR et de détection et de compensation de défaut implantés sur le FPGA et transmet en retour les ordres de commande ($\delta_{1'}$, …, $\delta_{6'}$) des différents semi-conducteurs de puissance du CCR.

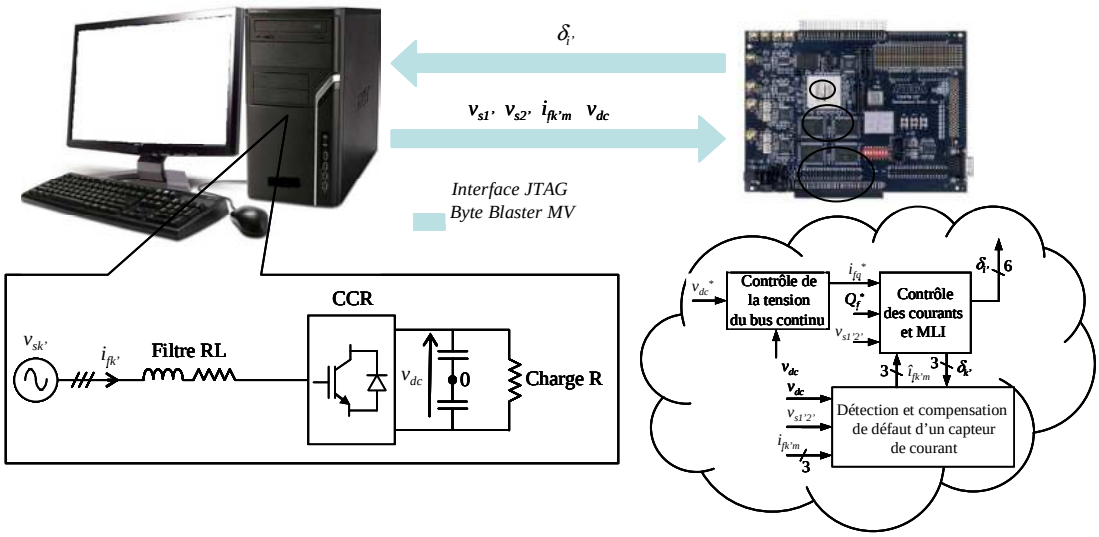


Figure 5-25. Validation par prototypage "FPGA in the loop" de la commande du CCR robuste à un défaut sur un capteur de courant.

IV.2.3. Résultats du prototypage "FPGA in the loop"

Les paramètres de la partie puissance et de la partie commande pour les contrôles de la tension du bus continu et des courants sont les mêmes que ceux utilisés à la section IV.1.4.1.

Le Tableau 5-3 rassemble les valeurs des différents paramètres utilisées pour la détection et l'identification du défaut sur l'un des capteurs de courant.

Blocs	*Paramètres*	*Valeurs*
Détection de défaut	Seuil de détection	I_s = 0,2 A
Prédiction des courants	Période d'échantillonnage Seuil de la méthode hybride	T_e = 1 µs s = 0,3 A

Tableau 5-3. Paramètres pour la détection et la compensation d'un défaut sur un capteur de courant.

Comme au chapitre 4, la valeur du seuil de détection I_s a été choisie supérieure à la valeur du résidu pour permettre une identification correcte du capteur défaillant (section II.3.1 du chapitre 4).

IV.2.3.1. Défauts de type circuit-ouvert continu et intermittent

Les Figures 5-26 et 5-27 présentent les résultats obtenus respectivement pour les défauts de types circuit-ouvert continu et intermittent survenant au niveau du capteur de la phase *1'*. Le défaut de type circuit-ouvert continu se produit à l'instant t = 0,255 s tandis que le défaut intermittent se produit à l'instant t = 0,25 s pendant 30 ms.

Nous pouvons remarquer que la continuité de service est assurée dans les conditions normales de fonctionnement après l'apparition de ces deux défauts. En effet, les courants circulant dans le filtre RL sont parfaitement régulés même en présence de défauts sur le capteur de courant validant ainsi l'implantation numérique de la méthode de détection et de compensation dans la commande du CCR.

Pour les deux défauts, le signal d'identification du capteur défectueux, notés c_1, se met à 1 en quelques périodes d'échantillonnage dès l'apparition des défauts assurant par la même la compensation du capteur défectueux. Concernant le défaut intermittent, le signal

d'identification c_1 passe de 1 à 0 avec un retard de 10 ms après la disparition du défaut, garantissant la disparition du défaut sur le capteur de la phase *1'*.

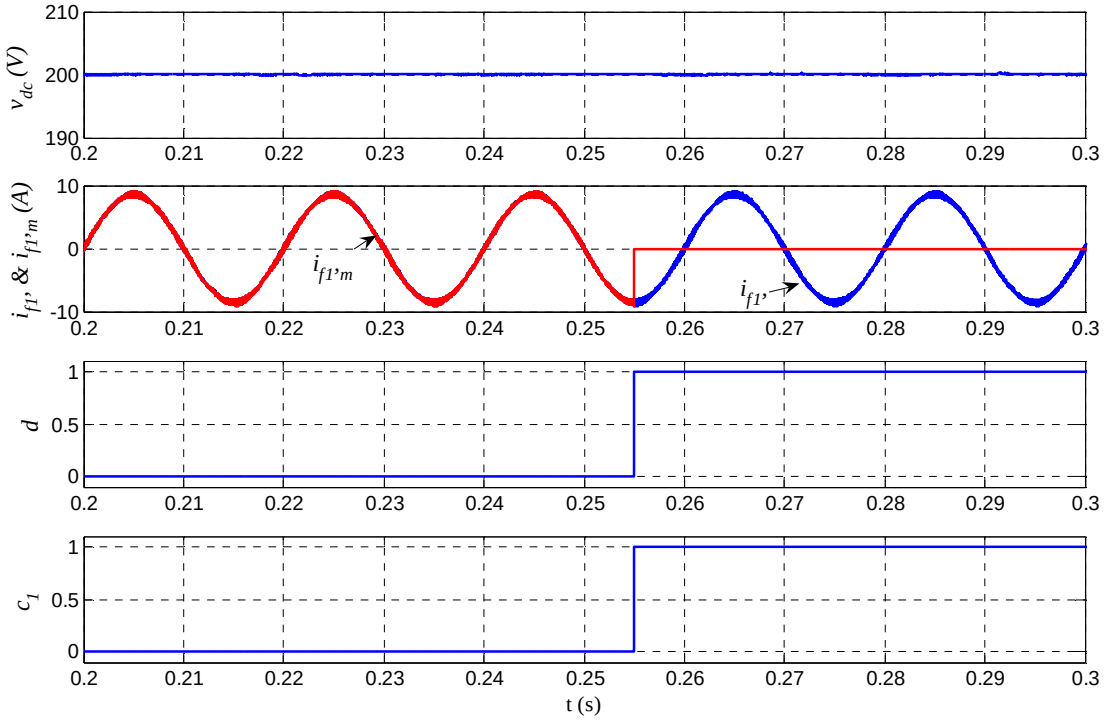


Figure 5-26. Résultats du prototypage "FPGA in the loop" : Défaut de type circuit-ouvert continu du capteur de la phase *1'*.

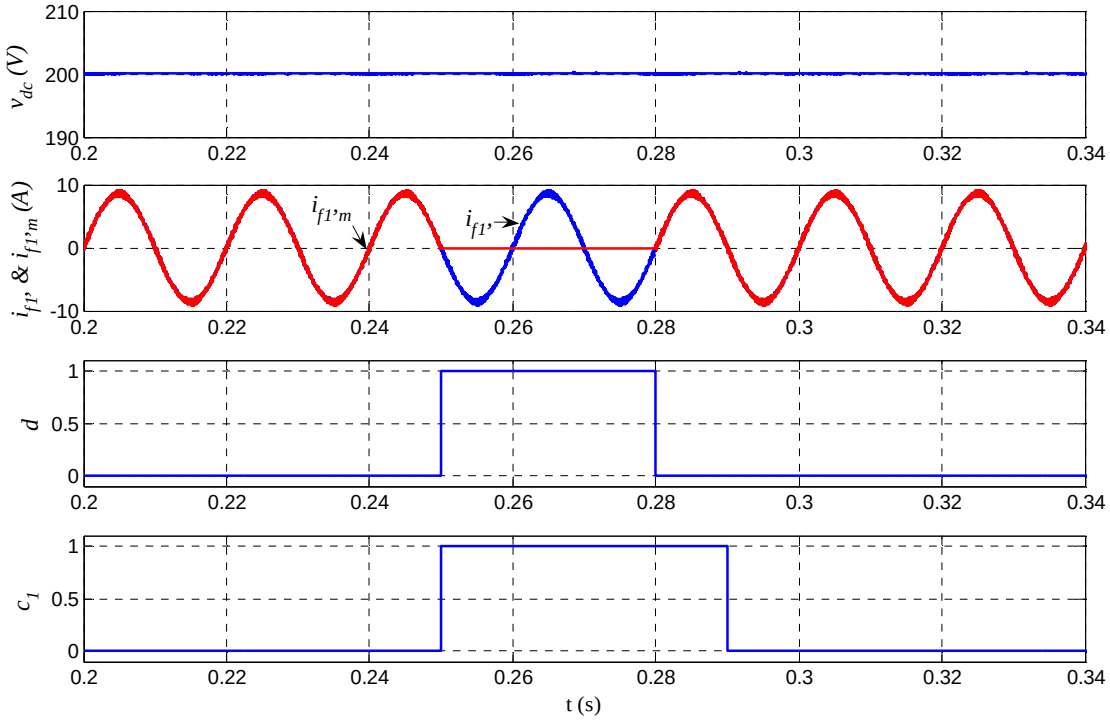


Figure 5-27. Résultats du prototypage "FPGA in the loop" : Défaut de type circuit-ouvert intermittent du capteur de la phase *1'*.

V. Validation expérimentale

Après les validations par prototypage “FPGA in the loop” des méthodes de détection et de compensation de défauts de semi-conducteurs ou de capteurs de courant, la carte de développement avec la cible FPGA va maintenant être insérée dans un environnement analogique et de puissance réelle. La Figure 5-28 présente le principe du banc expérimental mis en œuvre lors de ces travaux de thèse pour les validations expérimentales des méthodes de détection et de compensation de défaut. Dans ce banc d’essai, le CCR avec un bras redondant a été réalisé à partir d’un convertisseur triphasé à IGBT ; il a été conçu à partir de modules commercialisés par la société SEMIKRON (référence SKM50GB123D). L’ouverture et la fermeture des IGBTs sont pilotées par des drivers SEMIKRON (référence SKHI 22A). Deux condensateurs d’une capacité de 2200 µF chacun sont connectés en série du coté continu du convertisseur. Le CCR avec un bras redondant est connecté au réseau par l’intermédiaire d’un filtre RL comprenant une inductance de 3 mH et une résistance de 0,4 Ω. Les contrôles de la tension du bus continu, des courants à travers le filtre, la génération des ordres de commande par une MLI avec une porteuse triangulaire ainsi que les méthodes de détection et de compensation de défauts sont réalisés par la carte de développement FPGA. La période d’échantillonnage pour ces algorithmes implantés sur FPGA est égale à 1 µs. Les mesures des tensions $v_{s1'}$ et $v_{s2'}$, nécessaires au contrôle des courants, sont effectuées par des capteurs de tension commercialisés par la société METRIX. Les mesures des tensions v_{dc} et $v_{k'0m}$ pour la détection et la compensation de défaut sont réalisées à l’aide des capteurs de tension CV3-1200, commercialisés par la société LEM. Les mesures des courants $i_{fk'}$ sont réalisées par des capteurs de courant de type PR30 commercialisés par la société LEM (k = {1, 2, 3)}.

Afin d’acheminer les différents signaux (tension et courant) du dispositif expérimental sur la carte de développement FPGA où sont exécutées les différents algorithmes de commande, une carte d’interface a été développée dans notre équipe de recherche. La Figure 5-29 présente une photo du banc d’essai ainsi réalisé afin de valider les différentes commandes étudiées précédemment.

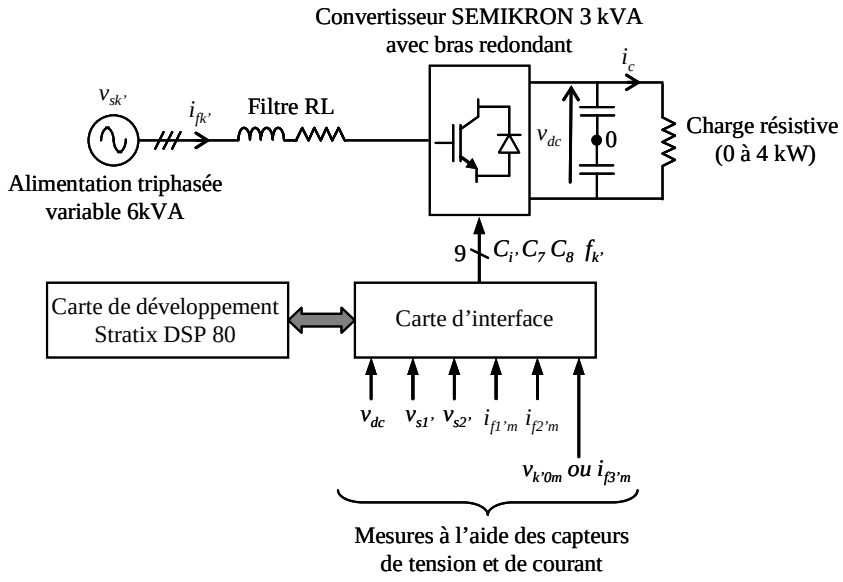


Figure 5-28.Principe du banc d’essai expérimental.

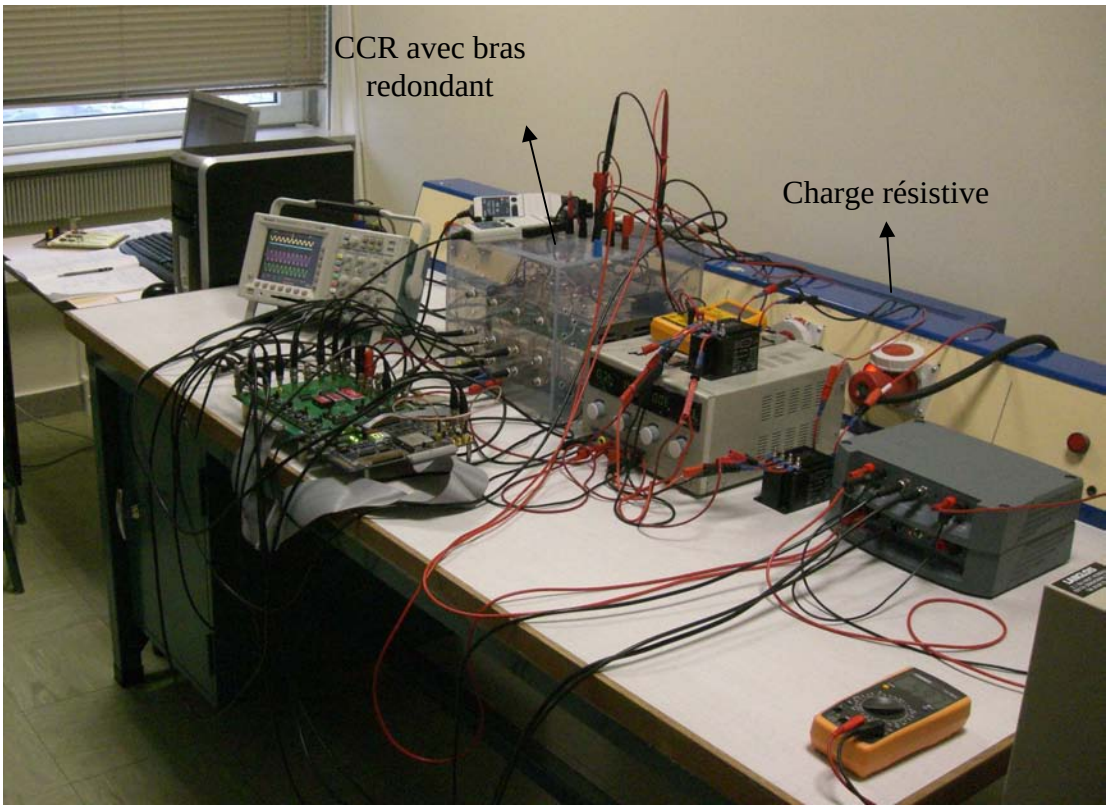


Figure 5-29. Photo du banc d'essai expérimental.

V.1. Carte d'interface

Une carte d'interface permettant de convertir les signaux analogiques (mesures de tension et courant) en signaux numériques et d'adapter les niveaux de tension a été conçue puis réalisée dans notre laboratoire. Elle permet d'intégrer la carte de développement FPGA dans le dispositif expérimental.

Des CANs 12 bits de type ADS7810U de chez Analog Devices pour la conversion des signaux analogiques en signaux numériques ont été utilisés. Le temps de conversion minimal de ce convertisseur est égal à 1,25 µs et la plage de tension d'entrée analogique est de ± 10 V.

Les capteurs de tension utilisés délivrent des tensions proportionnelles aux tensions mesurées avec un rapport de transformation 1200V/10V pour les capteurs LEM et 1000V/10V pour les capteurs Metrix. Afin de ramener les tensions issues des capteurs dans la plage d'entrée des CANs, des montages à base d'amplificateurs opérationnels de type AMP02E (société Analog Devices) ont été utilisés. Ces amplificateurs permettent d'adapter les signaux de sortie des capteurs.

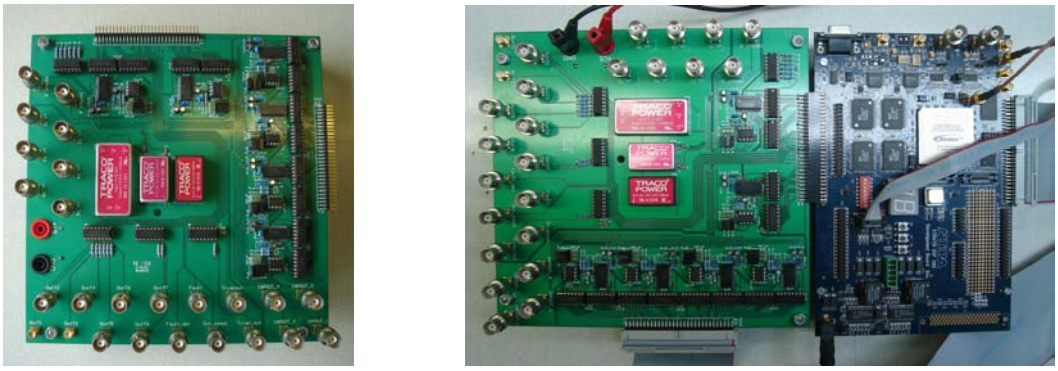
Afin de mémoriser les états logiques des sorties des CANs pendant la conversion, des composants SN74HC174N (société Texas Instuments), intègrant chacun six bascules de type D, ont été nécessaires.

Pour adapter le niveau de tension des signaux numériques d'E/S, nous avons employé des composants ULN2003 (société STMicroelectronics). La tension nominale, correspondant à un niveau haut, pour les broches d'entrées/sorties numériques de notre carte de développement est égal à 3,3V.

Les différents éléments de la carte d'interface nécessitent différentes tensions d'alimentation. Ces niveaux de tension nécessaires pour alimenter les composants mis en œuvre sont résumés dans le Tableau 5-4. Pour obtenir ces tensions, des convertisseurs DC/DC (de marque TRACO POWER) ont été utilisés lors de l'élaboration de la carte d'interface. Ils génèrent les tensions souhaitées à partir d'une tension d'alimentation continue de 15 V. La Figure 5-30 présente les différents constituants de cette carte et sa connexion avec la carte de développement Stratix DSP S80.

Composants	*Tensions d'alimentation*
Amplificateurs opérationnels, AMP02E	± 15 V
CANs, ADS7810U	± 5 V
Bascules, SN74HC174N	3,3 V
E/S numériques, ULN2003	3,3 V ou 15 V

Tableau 5-4. Différents niveaux de tensions présents sur la carte d'interface.



(a) (b)

Figure 5-30. (a) Carte d'interface, (b) Carte d'interface connectée à la carte de développement Stratix.

V.2. Implantation sur cible FPGA

Pour le prototypage "FPGA in the loop", détaillé aux sections IV.1.3 et IV.2.3, la carte FPGA a été connectée au moyen de l'interface JTAG au PC. De ce fait, lors de ce prototypage, les entrées/sorties numériques n'ont pas été utilisées physiquement. Afin de connecter maintenant la carte FPGA à son environnement réel, on doit connecter ces entrées/sorties du FPGA à la carte d'interface. Pour cela, il faut assigner des pins spécifiques du FPGA à des ports d'entrée et de sortie de notre design (pour les mesures de tension et de courant et les ordres de commande par exemple). Tous les CANs placés sur la carte d'interface sont simultanément pilotés par le FPGA à la fréquence de 1 MHz (période égale à 1 µs). Cette fréquence est générée à partir de l'oscillateur à quartz 80MHz et d'une PLL, lesquels sont intégrés dans la carte FPGA.

Puisque le temps minimum nécessaire entre deux conversions pour les CANs de type ADS7810U est de 1,25 µs, la conversion sera effectuée après deux coups d'horloge (c'est-à-dire 2×1 µs = 2 µs). Par conséquent, les donnés mémorisées par les composants SN74HC174N seront mises à jour chaque 2 µs.

Nous avons également utilisé les différents boutons poussoirs ainsi que les interrupteurs positionnables, placés sur la carte de développement, afin de commencer ou d'arrêter d'envoyer les ordres de commande vers les drivers, générer le défaut d'un semi-conducteur ou d'un capteur de courant et d'activer les méthodes de détection de défauts.

Comme on a pu le constater au niveau des résultats obtenus par prototypage “FPGA in the loop” lors de la défaillance d’un des interrupteurs de puissance ou d’un capteur de courant, présentés aux sections IV.1.4 et IV.2.4, le temps de détection de défaut n'est pas limité par la méthode proposée car le composant FPGA est assez rapide pour permettre de le réduire. Toutefois, le temps minimum de détection est limité par les spécifications des composants utilisés dans l'interface entre le CCR et le FPGA. Il dépend essentiellement :

- du retard introduit par les capteurs de tension ou de courant utilisés,
- des caractéristiques et des performances des CANs et des autres composants de la carte d’interface,
- des temps de propagation et des temps morts générés par les drivers des modules IGBTs.

Le Tableau 5-5 consigne les retards maximum introduits par chaque composant, placé entre le CCR et la cible FPGA, lors de la détection et de la compensation de défaut. Il faut noter que certains temps de retard mentionnés dans ce tableau, comme par exemple les retards liés aux modules IGBTs et à leurs drivers, n’interviennent que pendant les commutations. Par conséquent, afin d’éviter toute fausse détection de défaut au niveau d’un interrupteur suite à une commutation, ces retards doivent être pris en compte. Le seuil temporel N_t, utilisé dans la méthode proposée pour la détection de défaut des interrupteurs (voir Figure 3-8 du chapitre 3), doit être choisi supérieur au retard maximum calculé et présenté dans le Tableau 5-5. Nous avons choisi la valeur du seuil N_t, utilisée dans l’unité de contrôle de la machine d’état (Figures 5-12 et 5-13), égale à 30 µs.

Composants	Origine du retard	Temps de retard (ns)
Adaptateur de tension, ULN2003	Délai E/S	1000
Driver, SKHI 22A	Temps mort Temps de la propagation	4300 1150
Module IGBTs, SKM50GB123D	Délai de fermeture (t_{on}=130 ns) Délai d’ouverture (t_{off}=445 ns)	445
Capteur de tension, CV 3-1200	Temps de retard Temps de monté (slew rate)	300 700
Amplificateur opérationnel, AMP02E	Temps de montée (slew rate)	1458
Convertisseur, ADS7810U	Temps minimal entre deux conversions	2000
Bascules, SN74HC174N	Délai E/S	1000
FPGA, EP1S80B956C6	Période d’échantillonnage	1000
		Total = 13353

Tableau 5-5. Retard maximum introduit par chaque composant, placé entre le CCR et le FPGA.

V.3. Résultats expérimentaux

Nous présentons dans cette section les résultats obtenus à partir du banc d’essai expérimental de 3 kVA (Figures 5-28 et 5-29). Dans un premier temps, nous présentons les résultats concernant la détection et la compensation de défaut d’un semi-conducteur de puissance du CCR. Ensuite, les résultats obtenus lors de la défaillance d’un capteur de courant seront illustrés.

V.3.1. CCR avec un bras redondant tolérant les défauts de semi-conducteur

Afin de justifier le choix du seuil N_t pour la détection de défaut (Tableau 5-5), nous présentons tout d'abord l'influence des commutations sur la tension d'erreur $\varepsilon_{3'0}$ (différence entre la tension mesurée $v_{3'0m}$ et estimée $v_{3'0es}$) puis nous vérifierons les performances de la méthode de détection pour deux cas de défauts de l'interrupteur haut $S_{3'}$ du bras *3'* du CCR.

V.3.1.1. Influence des commutations

La Figure 5-31 présente le fonctionnement normal du CCR en mode redresseur commandé suite à la mise en marche de la commande du CCR par appui sur l'un des boutons poussoirs de la carte de développement comportant le FPGA. La tension v_{dc} du bus continu est correctement régulée à 200 V avec un temps de réponse de l'ordre de 20 ms, correspondant à celui fixé pour établir les paramètres du correcteur (voir Tableau 5-2) et le courant $i_{f3'}$ est sinusoïdal. Ceci valide ainsi l'implantation de la commande du CCR sur le FPGA.

Afin que la méthode de détection de défaut proposée soit effectivement insensible aux commutations des semi-conducteurs de puissance, il faut s'assurer que la durée de la tension d'erreur suite aux commutations des interrupteurs en mode normal de fonctionnement est inférieure au seuil temporel N_t, celui-ci étant fixé à 30 µs.

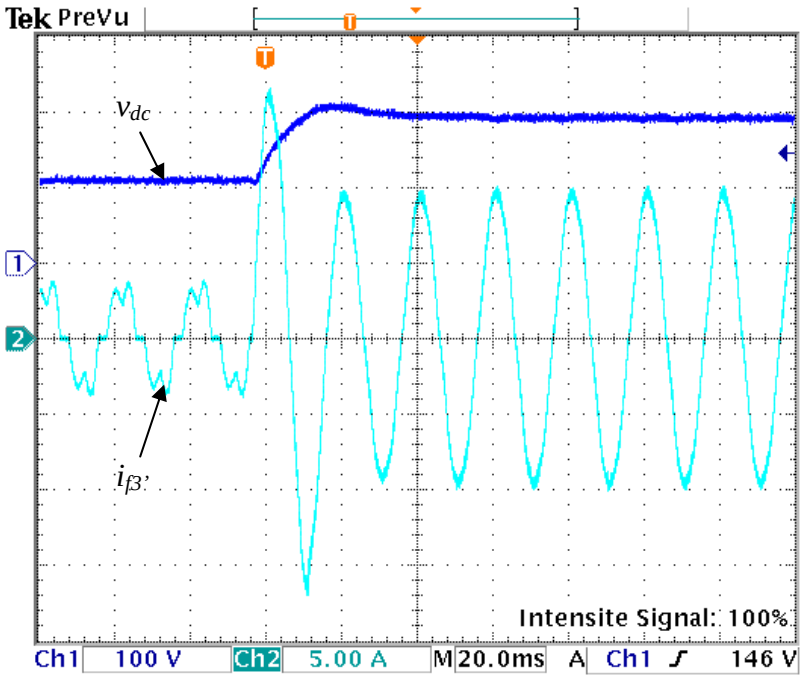


Figure 5-31. Validation de la commande du CCR : tension v_{dc} (100 V/div) et courant $i_{f3'}$ (5 A/div).

La Figure 5-32 présente l'évolution temporelle de la tension mesurée $v_{3'0m}$ et celle de la tension estimée $v_{3'0es}$. Nous remarquons sur cette figure un retard entre la tension mesurée et la tension estimée, qui est dû aux différents temps de retards des composants situés entre le FPGA et le CCR (voir Tableau 5-5).

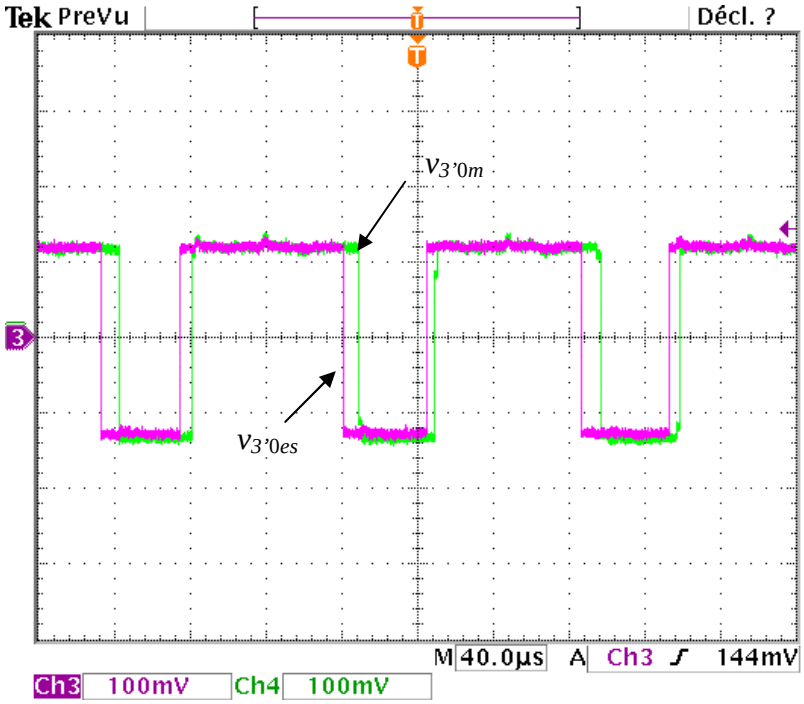


Figure 5-32. Tensions $v_{3'0m}$ et $v_{3'0es}$ (80 V/div).

La Figure 5-33 présente sur une durée de 1 ms, l'ordre de commande $C_{3'}$ de l'interrupteur $S_{3'}$ en sortie de la carte d'interface, le signal $c_{3'}$ (signal en sortie du premier comparateur de la Figure 3-7 du chapitre 3) et le signal de défaut $f_{3'}$. La Figure 5-34 illustre les précédents signaux sur un zoom d'une durée de 200 µs. Nous observons que la durée de l'erreur de tension lors de la fermeture des interrupteurs est inférieure à celle constatée lors de l'ouverture des interrupteurs, ceci est dû à l'emploi d'IGBTs comme interrupteurs de puissance. De plus, nous constatons que la durée de l'erreur de tension pendant l'ouverture des interrupteurs est proche (environ 10 µs) mais inférieure au retard maximum calculé et présenté dans le Tableau 5-5. Ceci est dû au fait que dans ce tableau, nous avions additionné les retards maximum introduits par chaque composant.

La Figure 5-33 atteste que les commutations des interrupteurs n'ont aucune influence sur la méthode de détection de défaut grâce à la mise en œuvre simultanée d'un critère de tension et d'un critère temporel, avec un seuil N_t égal à 30 µs. Ainsi, le signal de défaut $f_{3'}$ reste en permanence égal à zéro en fonctionnement normal du CCR.

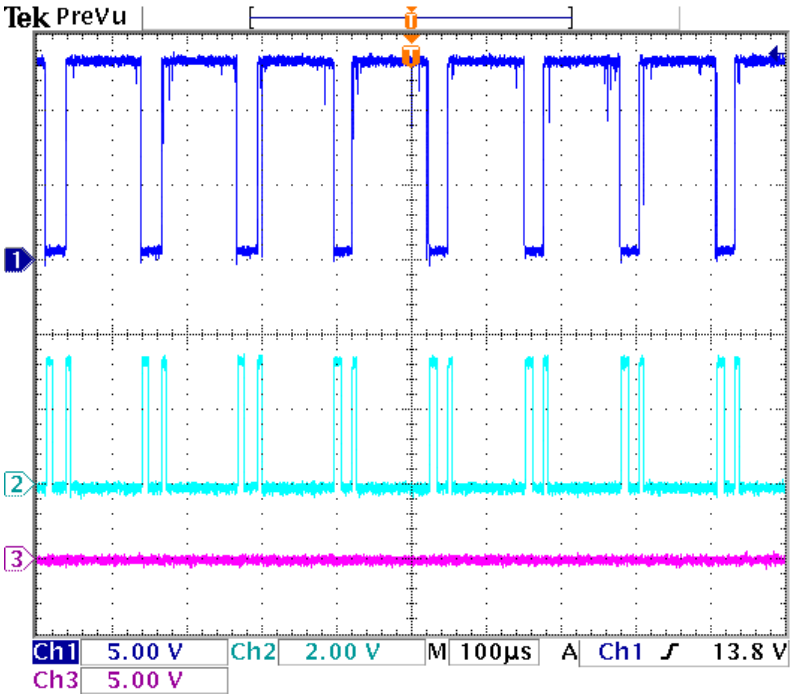


Figure 5-33. De haut en bas : ordre de commande $C_{3'}$, signal $c_{3'}$ et signal de défaut $f_{3'}$.

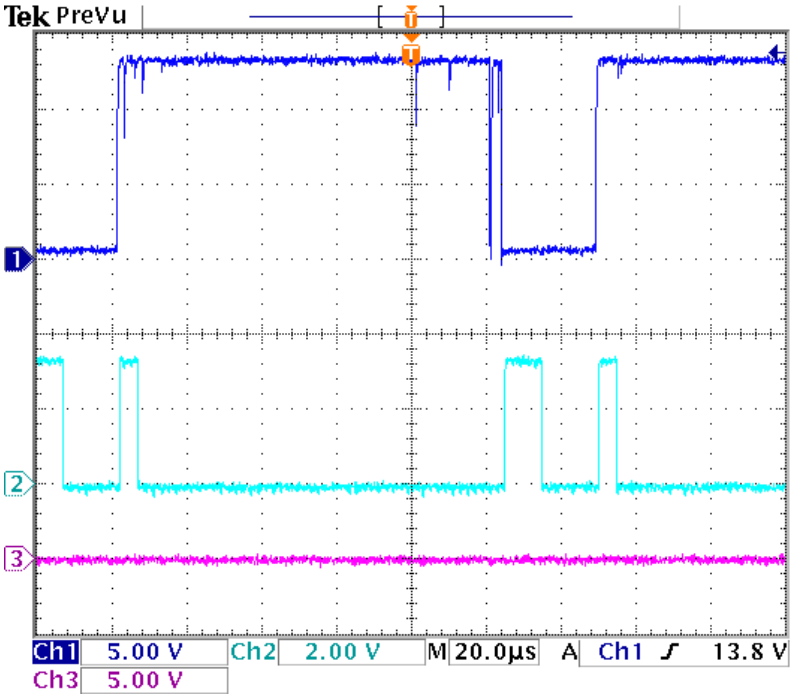


Figure 5-34. Zoom d'une durée de 200 µs de la Figure 5-33.

V.3.1.2. Défaut de type circuit-ouvert lorsqu'un courant négatif traverse l'interrupteur défaillant

Dans cette section, nous présentons le cas d'un défaut de type circuit-ouvert de l'interrupteur $S_{3'}$ du bras *3'* du CCR lorsque le courant traversant cet interrupteur est négatif. Le défaut est généré à l'aide d'un bouton poussoir situé sur la carte de développement Stratix. Lorsque l'on appuie sur ce bouton poussoir, l'ordre de commande $C_{3'}$, en sortie de la carte d'interface, devient et reste égal à zéro. L'ordre de commande $C_{6'}$ (complémentaire à $C_{3'}$)

n'est pas modifié, comme cela est illustré à la Figure 5-35. Ces deux ordres de commande sont alors envoyés aux drivers du bras *3'*.

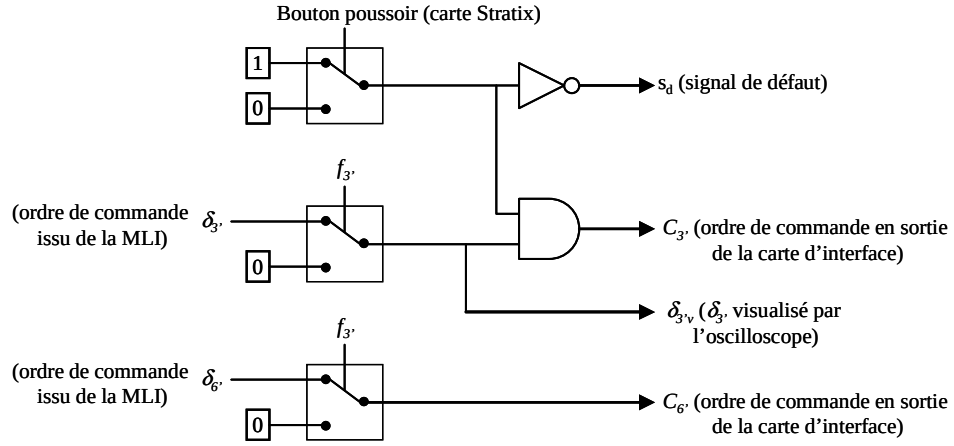


Figure 5-35. Génération du signal de défaut.

Les Figures 5-36 et 5-37 présentent les résultats expérimentaux obtenus pour un défaut de type circuit-ouvert, se produisant au niveau de l'interrupteur $S_{3'}$. A la Figure 5-36, le défaut a été généré alors que le courant $i_{f3'}$ était négatif. En effet, l'ordre de commande $C_{3'}$ en sortie de la carte d'interface devient égal à zéro après l'appui sur le bouton poussoir afin de créer le défaut. Nous remarquons que le défaut est détecté très rapidement, n'entrainant aucun transitoire sur le courant. Afin de valider la méthode de détection et de compensation de défaut, la Figure 5-37 présente des résultats zoomés autour de l'apparition du défaut lorsque celui-ci a eu lieu alors que l'ordre de commande $\delta_{3'}$ était égal à zéro. Le défaut est détecté environ 90 µs après sa génération. Cette figure concerne plus particulièrement l'ordre de commande $\delta_{3'}$, visualisé par l'oscilloscope ($\delta_{3'v}$ à la Figure 5-35). Nous observons sur cette figure, que lorsque le défaut a été généré, l'ordre de commande $\delta_{3'}$ était bien égal à zéro (zone 1 à la Figure 5-37). Par conséquent, le bras *3'* fonctionnait alors correctement et aucun défaut ne devait être détecté. Après environ 60 µs, $\delta_{3'}$ devient égal à un et le défaut est alors détecté 30 µs après (zone 2 à la Figure 5-37). Après la détection de défaut, les ordres de commande des interrupteurs du bras *3'* défaillant sont mis à zéro par le signal $f_{3'}$ (Figure 5-35) et les ordres de commande du bras *3'* sont appliqués aux drivers des interrupteurs du bras redondant. Par conséquent, après la détection de défaut, l'ordre de commande $\delta_{3'}$ reste égal à zéro.

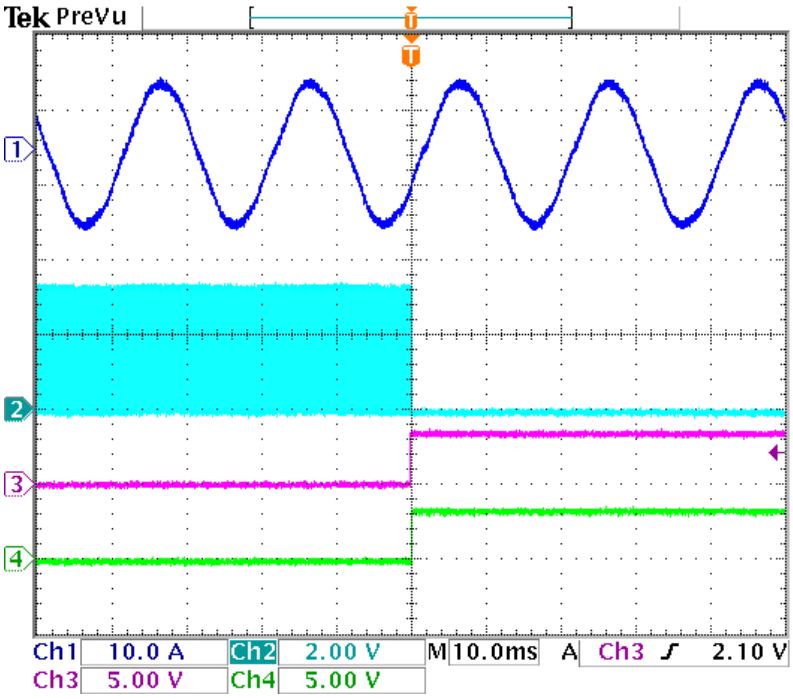


Figure 5-36. De haut en bas : courant i_{f3}, (10 A/div), ordre de commande C_3, avant et après l'apparition du défaut (2 V/div), signal de défaut s_d (5 V/div) et signal de détection de défaut f_3, (5 V/div).

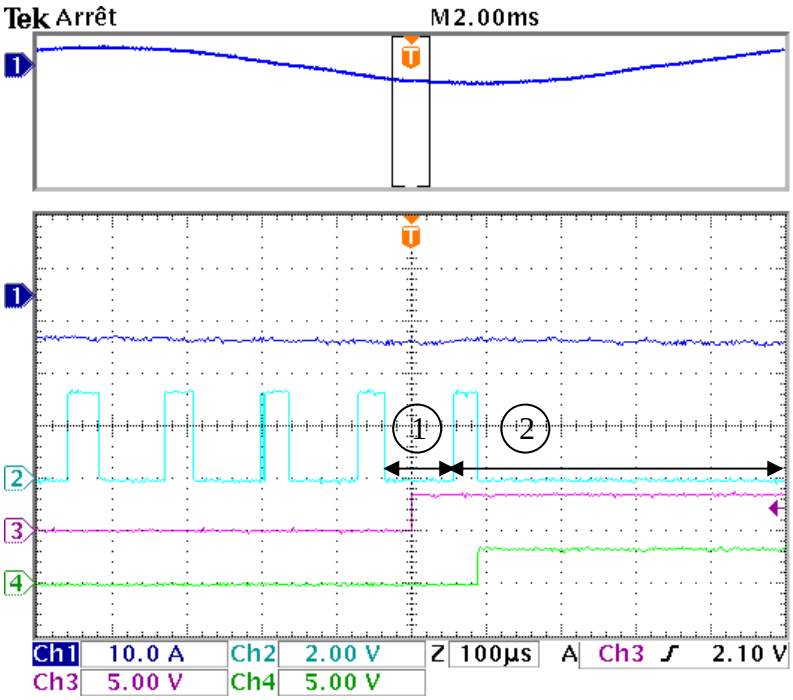


Figure 5-37. Etude détaillée de la détection de défaut :
De haut en bas : courant i_{f3}, (10 A/div), ordre de commande $\delta_{3,v}$ avant et après l'apparition du défaut (2 V/div), signal de défaut s_d (5 V/div) et signal de détection de défaut f_3, (5 V/div).

V.3.1.3. Défaut de type circuit-ouvert lorsqu'un courant positif traverse l'interrupteur défaillant

Dans le cas du CCR, un défaut de type circuit-ouvert ne peut pas être détecté tout de suite lorsqu'un courant positif traverse l'interrupteur défaillant (voir chapitre 3). En effet, la diode

montée en antiparallèle de l'interrupteur défectueux est alors passante et le semi-conducteur défaillant (ici ouvert) ne perturbe pas le bon fonctionnement des séquences de conduction du courant de phase entre cette diode et l'autre interrupteur du bras défectueux. Les effets du défaut apparaissent dès lors que le courant devient égal à zéro.

Les Figures 5-38 et 5-39 illustrent les performances de la méthode de détection de défaut lorsqu'un défaut de type circuit-ouvert est généré au niveau de l'interrupteur de puissance $S_{3'}$ du bras *3'* du CCR alors que le courant est positif. Nous remarquons encore une fois que la forme d'onde du courant (et par déduction de la tension du bus continu) n'a pas été affectée par la présence du défaut. La Figure 5-39 présente les résultats zoomés sur une durée de 4 ms. Cette figure nous montre que le défaut n'est pas détecté, à juste titre, lorsque le courant est positif car il s'agit d'un mode de fonctionnement normal du CCR. Le défaut n'est alors détecté que lorsque le courant devient égal à zéro.

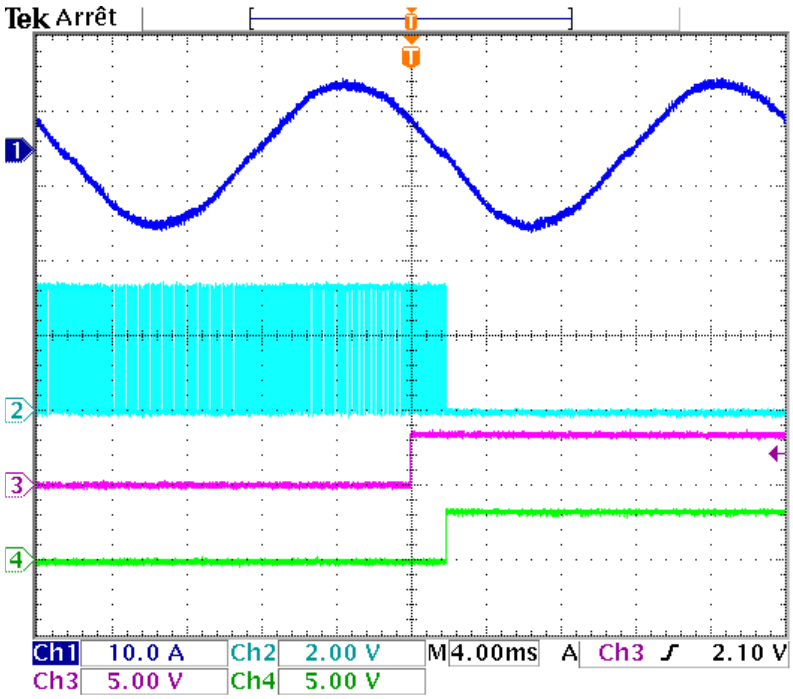


Figure 5-38. De haut en bas : courant $i_{f3'}$ (10 A/div), ordre de commande $\delta_{3',v}$ avant et après l'apparition du défaut (2 V/div), signal de défaut s_d (5 V/div) et signal de détection de défaut $f_{3'}$ (5 V/div).

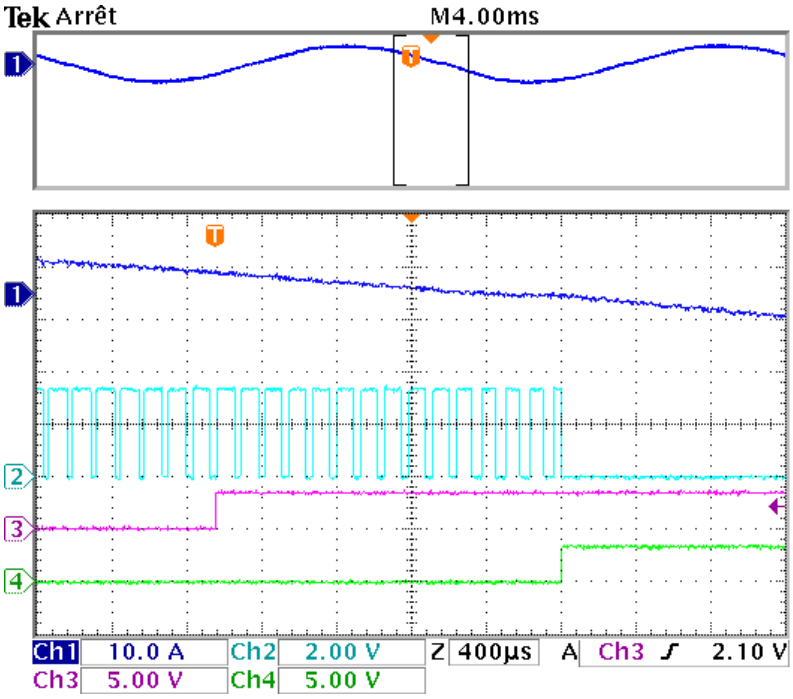


Figure 5-39. Zoom d'une durée de 4 ms de la Figure 5-38.
De haut en bas : courant $i_{f3'}$ (10 A/div), ordre de commande $\delta_{3',v}$ avant et après l'apparition du défaut (2 V/div), signal de défaut s_d (5 V/div) et signal de détection de défaut $f_{3'}$ (5 V/div).

V.3.2. CCR tolérant les défauts de capteur de courant

Les paramètres de la commande du CCR sont les mêmes que pour le prototypage "FPGA in the loop" (voir Tableau 5-2). Les valeurs des seuils I_s et s utilisées respectivement dans les blocs de détection de défaut et de prédiction des courants ont été fixées respectivement à 0,5 A et 0,6 A.

Nous allons présenter successivement les résultats obtenus lorsque des défauts de type circuit-ouvert continu et intermittent se produisent sur le capteur de la phase *1'*.

IV.3.2.1. Défaut de type circuit-ouvert continu sur le capteur de la phase 1'

Dans un premier temps, le défaut est généré à l'aide d'un bouton poussoir situé sur la carte de développement Stratix. Lorsque l'on appuie sur ce bouton poussoir, la mesure du courant de la phase *1'* devient égale à zéro. Ainsi, le signal de détection de défaut *d* passe à un, puis grâce à la valeur du résidu e_1 entre le courant prédit et le courant mesuré, le capteur de la phase *1'* est alors identifié comme défaillant. Le signal c_1 passe alors à '1'. Le bloc de compensation remplace alors la mesure du courant de la phase *1'* par une estimation de celui-ci à l'aide des mesures des deux autres courants pour le contrôle en courant du CCR. La Figure 5-40 présente les résultats obtenus dans le cas d'un défaut de type circuit-ouvert continu sur le capteur de la phase *1'*. Nous observons que le capteur défaillant est détecté très rapidement et qu'il n'y a aucune influence sur le courant réel $i_{f1'}$.

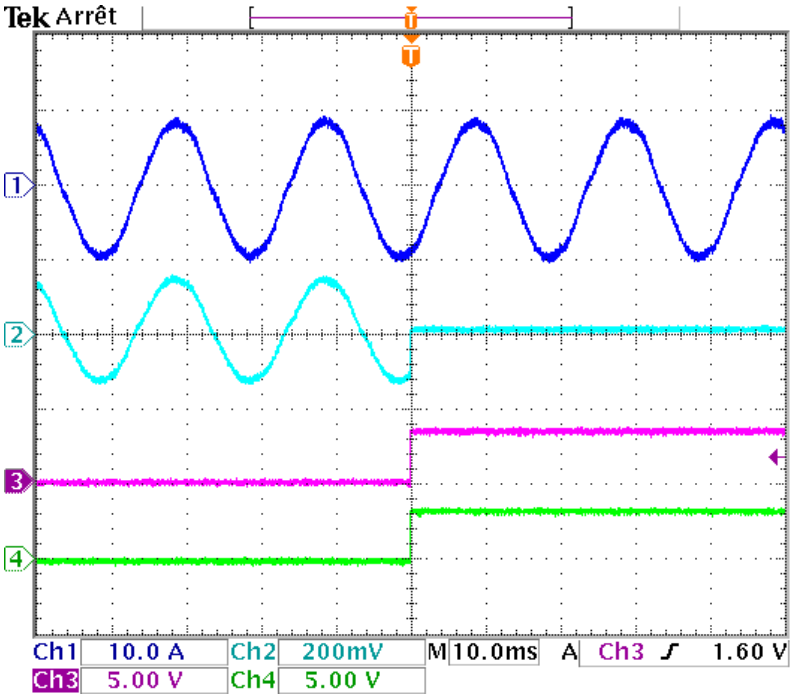


Figure 5-40. De haut en bas : courant réel $i_{f1'}$ (10 A/div), courant mesuré $i_{f1'_m}$ (15 A/div), signal de détection de défaut *d* (5 V/div) et signal du capteur défaillant c_1 (5 V/div).

Précédemment, le défaut sur le capteur de la phase *1'* a été généré artificiellement par appui sur un bouton poussoir de la carte de développement FPGA. Ainsi, la dynamique du capteur n'était alors pas prise en compte. C'est pourquoi nous avons effectué un deuxième défaut de type circuit-ouvert continu sur le capteur de la phase *1'* en éteignant son alimentation électrique afin de montrer que notre méthode de détection de défaut reste ici encore efficace. La Figure 5-41 illustre la performance de notre méthode de détection de défaut lorsque l'alimentation électrique du capteur de la phase *1'* est défectueuse. Encore une fois, le capteur défaillant est correctement identifié, le courant mesuré issu du capteur défaillant est remplacé par une estimation à partir des mesures des deux autres courants. Nous observons également qu'il n'y a aucune influence sur la forme d'onde du courant réel de la phase *1'* et que la tension du bus continu est parfaitement stable.

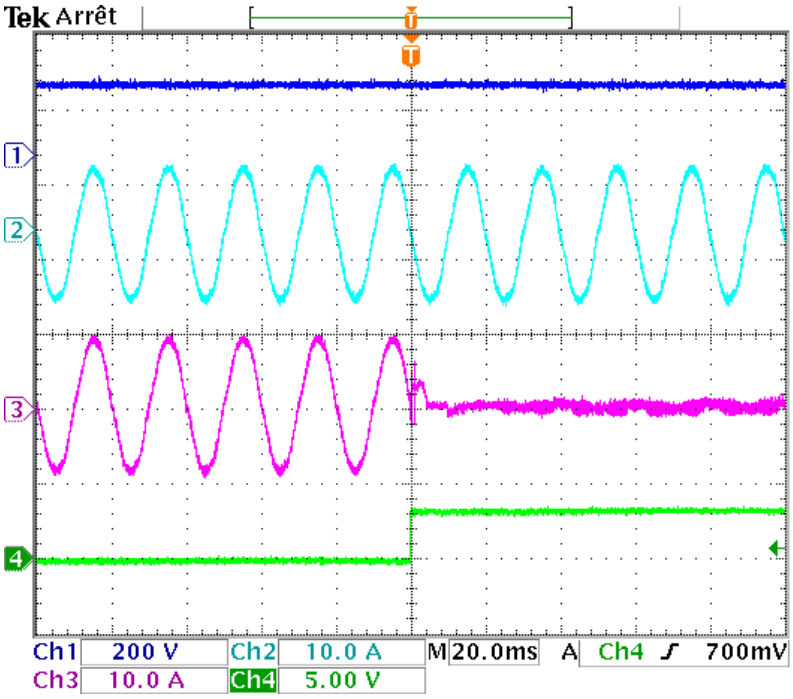


Figure 5-41. Prise en compte de la dynamique du capteur défaillant.
De haut en bas : tension v_{dc} (200 V/div), courant réel $i_{f1'}$ (10 A/div), courant mesuré $i_{f1'm}$ (15 A/div) et signal du capteur défaillant c_1 (5 V/div).

V.3.2.2. Défaut de type circuit-ouvert intermittent sur le capteur de la phase 1'

La Figure 5-42 présente les résultats expérimentaux obtenus lorsqu'un défaut de type circuit-ouvert intermittent se produit sur le capteur de la phase *1'* pendant une durée de 30 ms. La création de ce défaut a été réalisée à l'aide d'un bouton poussoir de la carte Stratix et d'une machine d'états associée à un décompteur afin de déterminer la durée pendant laquelle le capteur est défaillant. Nous observons, ici encore, que le capteur défaillant est détecté très rapidement n'ayant donc pas de conséquence sur le courant réel $i_{f1'}$. De plus, nous constatons également que le signal d'identification c_1 passe de 1 à 0 avec un retard de 10 ms après la disparition du défaut, signal noté *d*. Ce délai est généré par le bloc de mémorisation de défaut pour s'assurer que le défaut sur le capteur de la phase *1'* a vraiment disparu.

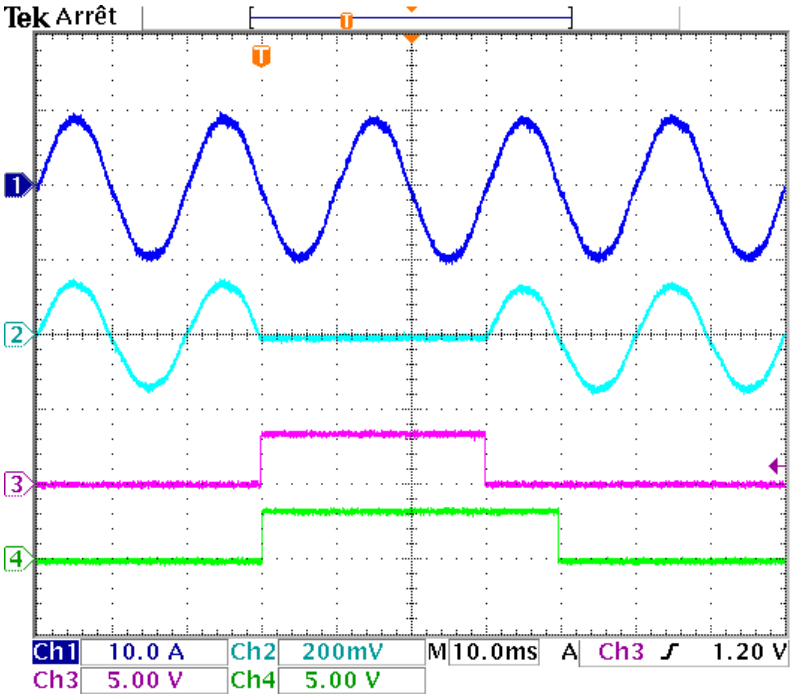


Figure 5-42. Défaut de type circuit-ouvert intermittent.
De haut en bas : courant réel $i_{f1'}$ (10 A/div), courant mesuré $i_{f1'm}$ (10 A/div), signal de détection de défaut *d* (5 V/div) et signal du capteur défaillant c_1 (5 V/div).

VI. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons validé les algorithmes de détection et de compensation de défaut lors de la défaillance d'un des semi-conducteurs de puissance du CCR ou d'un des capteurs de courant. Nous avons notamment présenté les résultats obtenus par prototypage "FPGA in the loop" puis les résultats expérimentaux obtenus sur un banc d'essai expérimental de 3 kVA. Dans les deux cas, ces résultats valident le flot de conception proposé et basé sur un composant FPGA. Ce flot, développé par notre équipe de recherche, est particulièrement adapté à l'étude de la continuité de service des systèmes électriques.

Dans un premier temps, les apports et l'intérêt de l'utilisation de composants FPGA ont été mis en avant et la structure interne d'un FPGA a été présentée.

Ensuite, nous avons détaillé le flot de conception destiné au prototypage dit "FPGA in the loop". Ce flot de conception permet de valider expérimentalement l'implantation de l'algorithme de commande sur une cible FPGA. Dans un premier temps, une étude fonctionnelle du système électrique est menée en mode continu puis discret, à l'aide de l'outil Matlab et de bibliothèques associées. Ensuite, les algorithmes de commande sont modélisés et simulés dans leur contexte réel, étape par étape, jusqu'à l'obtention d'une modélisation synthétisable, en langage VHDL, qui sera physiquement implantée sur la cible FPGA choisie.

Nous avons alors appliqué ce flot à l'étude de la continuité de service sur un banc expérimental de 3 kVA suite à un défaut d'un semi-conducteur de puissance ou d'un capteur de courant. Ce banc expérimental est composé du CCR avec un bras redondant. La commande du CCR ainsi que les méthodes de détection et de compensation de défaut d'un interrupteur de puissance ou d'un capteur de courant ont été implantés sur FPGA. Une carte de développement de la société Altera, intégrant un composant FPGA Stratix EP1S80B956C6 a été mise en œuvre afin de réaliser le prototypage "FPGA in the loop" lors de la défaillance

d'un des semi-conducteurs ou d'un des capteurs de courant. Les résultats obtenus par ce prototypage "FPGA in the loop" ont été présentés et examinés, validant ainsi l'implantation numérique des algorithmes de commande.

Ensuite, nous avons mis en œuvre cette carte de développement FPGA dans son contexte de puissance réelle à l'aide d'une carte d'interface développée dans notre laboratoire. Cette carte d'interface permet d'adapter les niveaux de tension des différentes mesures, nécessaires aux commandes implantées sur le FPGA, et de réaliser les conversions analogiques/numériques. Nous avons ainsi confirmé les résultats obtenus par prototypage "FPGA in the loop" par des résultats expérimentaux sur un banc d'essai expérimental de 3 kVA.

Les résultats confirment l'efficacité, la rapidité et les performances des différentes commandes (commande du CCR, méthodes de détection de défaut d'un interrupteur ou d'un capteur de courant) ici implantées sur le FPGA.

Les différents seuils utilisés dans les méthodes de détection de défaut d'interrupteur ou de capteur de courant ne sont pas les mêmes pour le prototypage "FPGA in the loop" et pour les résultats expérimentaux. En effet, dans le cas du prototypage "FPGA in the loop", nous avons considéré que les composants de la partie puissance (CCR, capteurs et interfaces), émulée sur le PC, étaient idéaux et par conséquent le temps de détection de défaut ne peut être limité que par la performance du composant FPGA. Cependant, dans le cas expérimental, les différents seuils, tels que N_t, I_s et s par exemple, doivent être adaptés selon les spécifications des composants et des appareils de mesure utilisés entre le CCR et la carte FPGA. Si nécessaire, les valeurs des seuils peuvent cependant être modifiées aisément par reprogrammation du FPGA.

Références

A :

[Aime, 2007] : M. Aime, G. Gateau, and T. Meynard, "Implementation of a peak current control algorithm within a field programmable gate array", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 1, pp. 406–418, February 2007.

D :

[Detrey, 2007] : J. Detrey, "Arithmétiques réelles sur FPGA, virgule fixe, virgule flottante et système logarithmique", Thèse de doctorat de l'École Normale Supérieure de Lyon, France, 2007.

[Dkhajine, 2009] : L. Dkhajine, E. Monmasson, M.W. Naouar, A. Prata, K. Bouallaga, "Fully Integrated FPGA-Based Controller for Synchronous Motor Drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 10, pp. 4006-4017, October 2009.

[Dufour, 2005] : C. Dufour, S. Abourida, J. Belanger, "Hardware-In-the-Loop simulation of power drives with RT-LAB", *International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, Vol. 2, pp. 1646–1651, 2005.

G :

[Gaillard, 2008] : A. Gaillard, "Détection de défauts des convertisseurs de puissance à l'aide de FPGA : cas d'un système éolien base sur une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)", *Actes de la 8^{ième} Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE'08)*, Ecole Centrale de Lyon, Ecully, France, pp. 202-207, 16-17 décembre 2008.

[Gaillard, 2009] : A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, "Reconfigurable Control and Converter Topology for Wind Energy Systems with Switch Failure Fault Tolerance Capability", *Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition* (ECCE 2009), San Jose, California, USA, September 20-24, 2009.

[Gaillard, 2010] : A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, "Détection de défauts des convertisseurs de puissance d'un système éolien et validation par prototypage FPGA in the loop", *Accepté dans European Journal of Electrical Engineering*, papier sélectionné parmi les meilleures contributions à JCGE'08, à paraître en avril 2010.

[Gateau, 2007] : G. Gateau, A. M. Lienhardt, T. Meynard, "Digital sliding mode observer implementation using FPGA", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 4, August 2007.

K :

[Karimi, 2008] : S. Karimi, P. Poure, S. Saadate, E. Ghlipour, "FPGA-based fully-digital-controller for three phase shunt active filters", *International Journal of Electronics*, Vol. 95, No. 8, pp. 805-818, August 2008.

[Karimi- Gaillard, 2009] : S. Karimi, A. Gaillard, P. Poure, S. Saadate, "Current Sensor Fault Tolerant Control for WECS with DFIG", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 11, pp. 4660-4670, November 2009.

[Karimi, 2010] : S. Karimi, P. Poure, S. Saadate, "A HIL-based reconfigurable platform for design, implementation and verification of electrical systems digital controllers", *accepté pour publication dans IEEE Transactions on Industrial Electronics*, DOI 10.1109/TIE.2009.2036644

M :

[Monmasson, 2007] : E. Monmasson, M.N. Cirstea, "FPGA Design Methodology for Industrial Control Systems - A Review", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 4, pp. 1824-1842, August 2007.

[Munteanu, 2006] : I. Munteanu, J. Guiraud, S. Bacha, D. Roye, A. I. Bratcu, "Méthodologie de simulation temps réel Hardware-In-the-Loop, application aux systèmes éoliens", *6ème Conférence Francophone de MOdélisation et SIMulation, MOSIM'06*, Avril 2006.

N :

[Naouar, 2007] : M.W. Naouar, E. Monmasson, A.A. Naassani, I. Slama-Belkhodja, N. Patin, "FPGA-based current controllers for AC machine drives–a review", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 4, pp. 1907-1925, August 2007.

R :

[Rodriguez, 2007] : J. J. Rodriguez-Andina, M. J. Moure, M. D. Valdes, "Features, design tools, and application domains of FPGAs", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 4, pp. 1810-1823, August 2007.

S :

[Shu, 2008] : Z. Shu, Y. Guo, J. Lian, "Steady-state and dynamic study of active power filter with efficient FPGA-based control algorithm", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 4, pp. 1527-1536, April 2008.

Conclusion générale et perspectives

Nous avons étudié dans ce mémoire la contribution d'un système éolien basé sur une MADA à l'amélioration de la qualité de l'énergie, puis à la continuité de service de ce système lors de la défaillance de l'un des semi-conducteurs de puissance ou de l'un des capteurs de courant nécessaires aux commandes des convertisseurs.

Le premier chapitre avait pour objectif de présenter le système éolien basé sur une MADA en rappelant les différentes commandes utilisées actuellement. Le contrôle du système éolien s'effectue via les deux convertisseurs statiques triphasés, appelées CCM et CCR, situés entre le bobinage rotorique de la MADA et le réseau électrique. Nous avons présenté les différentes modélisations et commandes actuellement mises en œuvre en considérant que le système se situait en régime permanent vu des grandeurs électriques, hypothèse réaliste vu la constante de temps mécanique du système éolien. Nous avons validé les différentes commandes par simulation pour deux points de fonctionnement, l'un en mode hyposynchrone et l'autre en mode hypersynchrone.

Concernant la participation du système éolien basé sur une MADA à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, nous avons présenté une nouvelle commande du CCM assurant simultanément la compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques présents sur le réseau. Le système éolien ainsi contrôlé contribue à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique sur le réseau tout en assurant sa fonction principale : produire de la puissance active. C'est en effet une solution intéressante car les éoliennes devront fort probablement participer, à court terme, à l'amélioration de la qualité de l'énergie. La caractéristique intéressante des MADA est qu'elle peut présenter naturellement un facteur d'amplification entre les courants rotoriques et statoriques. C'est ce point que nous avons développé en montrant qu'avec un facteur d'amplification important, nous pouvions compenser de l'énergie réactive et des harmoniques de courant présents sur le réseau électrique sans pour autant surdimensionner le CCM ou la MADA. En effet, dans la nouvelle commande du CCM, nous avons mis en place une gestion des priorités entre les différents contrôles. Les résultats de simulations ont validé notre commande modifiée du CCM lorsque des charges linéaires et non linéaires étaient connectées au même point de raccordement du réseau que le système éolien.

La suite de ce mémoire concernait la continuité de service de l'éolienne en cas de défauts sur l'un des composants de la chaine de conversion. En effet, la configuration et la commande conventionnelle des convertisseurs triphasés ne permettent pas d'assurer la continuité de service lors de défaillances. Ces défaillances surviennent généralement au niveau des drivers des convertisseurs, d'un des capteurs de courant ou d'un semi-conducteur de puissance (IGBT, par exemple). Elles peuvent conduire au dysfonctionnement du système, voire le condamner à une déconnexion du réseau. C'est la raison pour laquelle, nous avons proposé la mise en œuvre d'un système éolien « fault tolerant » ; la détection, l'identification et la compensation sont les trois points importants de ce système « fault tolerant ».

Nous avons étudié deux topologies de convertisseurs « fault tolerant » garantissant la continuité de service lors de défauts survenant au niveau de l'un des semi-conducteurs de puissance. La première topologie étudiée possède un bras redondant connecté aux deux convertisseurs via des interrupteurs bidirectionnels en courant. Cette topologie a le grand avantage que la structure avant et après défaut reste la même, évitant ainsi tout changement de commande des convertisseurs. La deuxième topologie, quant à elle, ne possède pas de bras redondant. En effet, lors d'un défaut sur cette topologie, les deux convertisseurs sont reconfigurés en une topologie à cinq bras avec un bras commun aux deux convertisseurs.

Cette topologie, certes plus économique que la première, nécessite cependant un changement de commande rapprochée dans la génération des ordres de commande. Pour la détection du défaut, une méthode efficace a été présentée et détaillée. Elle permet de réduire le temps de détection et est insensible aux effets des commutations des interrupteurs. Le contrôle des deux topologies a été détaillé, notamment le changement de commande rapprochée. Les résultats présentés ont validé la méthode de détection proposée ainsi que les deux topologies étudiées.

Dans le cadre de la continuité de service des systèmes éoliens, nous avons également validé une commande du CCR robuste à la défaillance d'un capteur de courant. Notre méthode nécessite un capteur de courant supplémentaire. Cette commande s'appuie sur une détection et une compensation de défaut efficace, basée sur une méthode hybride de prédiction des courants de phase afin d'identifier le capteur défectueux et non pas sur l'utilisation d'un observateur comme il a déjà été étudié dans plusieurs articles. En effet, un observateur n'a pas lieu d'être utilisé dans ce cas car toutes les grandeurs sont mesurables afin d'estimer les courants de phase. Les résultats obtenus ont montré qu'un capteur défectueux pouvait être détecté très rapidement, garantissant ainsi la continuité de service de notre système éolien.

Enfin, afin de valider expérimentalement les méthodes de détection et de compensation de défaut étudiées dans les chapitres 3 et 4, nous avons mis en œuvre un banc expérimental de puissance réduite égale à 3 kVA constituant une partie de la chaîne de conversion électromécanique du système éolien. Nous avons ciblé un composant de type FPGA pour l'implantation des méthodes de détection car il nous permet d'atteindre des temps de détection de quelques microsecondes contrairement à un système de type DSP, lequel est limité par une période d'échantillonnage de quelques dizaines de microsecondes. Afin de valider l'implantation numérique sur FPGA et d'éviter toute casse matérielle lors d'essais sur le banc expérimental, nous avons développé une méthodologie de validation expérimentale basée sur un composant FPGA. Dans un premier temps, nous avons validé l'implantation numérique des algorithmes proposés par prototypage "FPGA in the loop". Une fois l'implantation numérique validée, nous avons intégré le composant FPGA dans son environnement de puissance réelle à l'aide d'une carte d'interface. Les résultats ainsi obtenus ont montré que les défauts de semi-conducteur ou de capteur de courant ont été détectés très rapidement, le temps de détection n'étant limité que par les différents composants situés entre le FPGA et le système de puissance.

Parmi les perspectives, nous pouvons distinguer celles à court terme qui seront réalisées par notre équipe de recherche, et celles à long terme pouvant être faites sur un plan national ou international.

Dans le chapitre 2, nous ne nous sommes pas intéressés à l'apport possible également du CCR lorsque le CCM est à sa puissance apparente nominale (contrôleur de courant saturé) pour contribuer également à la compensation de la puissance réactive et des courants harmoniques car ce n'était pas le but de ce chapitre. En effet, une gestion appropriée des deux convertisseurs pourraient s'avérer très intéressante lorsque l'un ou l'autre de ceux-ci est à sa puissance nominale. De plus, une validation expérimentale va être réalisée dans les prochains mois sur un banc machine de puissance réduite émulant un système éolien afin de valider les algorithmes présentés et ainsi d'observer les effets engendrés par l'injection de courants harmoniques dans la MADA. Un FPGA sera mis en œuvre pour valider expérimentalement la poursuite des courants harmoniques de référence.

Dans le chapitre 3, la validation expérimentale pour la topologie de convertisseurs sans bras redondant mettant en œuvre un composant FPGA afin de permettre un changement rapide des commandes rapprochées doit être effectuée. Elle nécessitera l'étude et le développement d'une deuxième carte d'interface pour contrôler les deux convertisseurs. De plus, une étude de fiabilité et de disponibilité peut être effectuée pour les deux topologies de convertisseurs "fault tolerant". D'autres topologies de convertisseurs "fault tolerant" pourraient être étudiées, notamment celles basées sur des convertisseurs matriciels ou multi-niveaux où une nouvelle méthode de détection et de compensation de défaut d'un semi-conducteurs serait à étudier. Le choix d'un composant FPGA serait alors inéluctable quant à la gestion de ces topologies de convertisseurs.

Le prototypage "FPGA in the loop", développée dans ce mémoire, peut présenter un temps de simulation important surtout si le système de puissance, émulé sur le PC, est complexe, comportant par exemple plusieurs convertisseurs (cas du système éolien). Il serait alors intéressant d'intégrer complètement le système éolien sur le FPGA afin de réaliser un simulateur temps réel. En effet, les parties puissance et commande du système éolien comprenant des convertisseurs "fault tolerant" seraient modélisées numériquement puis implantées sur un composant FPGA. Ceci permettrait de valider expérimentalement les méthodes de détection et de compensation de défaut avant la connexion du FPGA sur un système éolien réel. Il s'agit là de l'une des thématiques de recherche de l'équipe Systèmes Electriques Embarqués du GREEN, à savoir la Simulation Temps Réel des Systèmes Electriques. De plus, et à titre d'exemple, il serait possible de modéliser puis d'implanter une ferme éolienne connectée au réseau électrique afin d'étudier les services systèmes, le stockage d'énergie,…

Publications du doctorant

Articles de revues internationales avec comité de lecture :

1 - **A. Gaillard**, S. Karimi, P. Poure, S. Saadate, "Fault Tolerant Back-to-Back Converter Topology for Wind Turbine with Doubly Fed Induction Generator", *International Review of Electrical Engineering*, August 2007, pp 629-636.

2 - S. Karimi, **A. Gaillard**, P. Poure, S. Saadate, "FPGA-Based Real-Time Power Converter Failure Diagnosis for Wind Energy Conversion Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, Issue 12, December 2008, pp. 4299-4308.

3 - **A. Gaillard**, P. Poure, S. Saadate, M. Machmoum, "Variable speed DFIG wind energy system for power generation and harmonic current mitigation", *Renewable Energy*, Volume 34, Issue 6, June 2009, Pages 1545-1553.

4 - **A. Gaillard**, P. Poure, S. Saadate, "Détection de défauts des convertisseurs de puissance d'un système éolien et validation par prototypage « FPGA in the loop »", *European Journal of Electrical Engineering*, Volume 13, No.2, 2010, pp. 179-207, papier sélectionné parmi les meilleures contributions suite au congrès JCGE'08.

5 - S. Karimi, **A. Gaillard**, P. Poure, S. Saadate, "Current Sensor Fault Tolerant Control for WECS with DFIG", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, Issue 11, November 2009, pp. 4660-4670.

6 - **A. Gaillard**, P. Poure, S. Saadate, "Reactive Power Compensation and Active Filtering Capability of WECS with DFIG Without Any Over-rating", *Accepté le 20 Octobre 2009 pour publication dans Wind Energy (John Wiley & Sons).* DOI: 10.1002/we.381

Articles de congrès internationaux avec comité de lecture et actes :

1 - **A. Gaillard**, S. Karimi, P. Poure, S. Saadate, "A Fault Tolerant Converter Topology for Wind Energy Conversion System with Doubly Fed Induction Generator", *Proceedings of 12th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2007)*, 2 - 5 September 2007, Aalborg, Denmark.

2 - **A. Gaillard**, P. Poure, S. Saadate, "Active Filtering Capability of WECS with DFIG for Grid Power Quality Improvement", *Proceedings of IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2008)*, 30 June - 2 July 2008, Cambridge, England.

3 - **A. Gaillard**, P. Poure, S. Saadate, "Reconfigurable Control and Converter Topologies for Wind Energy Systems with Switch Failure Fault Tolerance Capability", *Proceedings of 1st IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2009)*, 20-24 September 2009, San Jose, California, USA.

Articles de congrès nationaux avec comité de lecture et actes :

1 - **A. Gaillard**, "Détection de défauts des convertisseurs de puissance à l'aide de FPGA : cas d'un système éolien base sur une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)", *Actes de la 8^{ième} Conférence des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE'08)*, 16-17 décembre 2008, Ecole Centrale de Lyon, Ecully, France, pp. 202-207.

Résumé

Les systèmes éoliens seront certainement amenés, à court terme, à contribuer aux services systèmes (compensation de la puissance réactive, stabilité du plan de tension,…) comme le font actuellement les alternateurs de centrales classiques. Ils seront également amenés à participer à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, filtrage des courants harmoniques en particulier. De plus, vu l'augmentation de la puissance éolienne installée et fournie au réseau électrique, les éoliennes devront certainement assurer, à plus long terme, une continuité de service suite à un défaut électrique sur le réseau ou sur un des éléments de la chaîne de conversion électromécanique (interrupteurs de puissance, capteurs,…) afin d'améliorer leur fiabilité.

Dans ces travaux de thèse, nous avons montré dans un premier temps qu'un système éolien basé sur une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) possédant un gain d'amplification entre les courants rotoriques et statoriques peut participer efficacement à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique en compensant simultanément de la puissance réactive et des courants harmoniques présents sur le réseau, sans pour autant nécessiter un surdimensionnement des éléments de la chaîne de conversion électromécanique. Ensuite, nous avons étudié des topologies dites "fault tolerant" de convertisseurs statiques triphasés et leurs commandes associées, permettant de garantir la continuité de service en présence de défauts éventuels d'un semi-conducteur ou d'un capteur de courant. Pour réduire autant que possible le temps de détection de défaut, nous avons ciblé un composant FPGA (Field Programmable Gate Array) pour le contrôle/commande "fault tolerant". Les résultats de simulation, de prototypage "FPGA in the loop" et expérimentaux démontrent les performances des méthodes proposées.

Mots clés

Eolienne, MADA, qualité, énergie, fiabilité, FPGA.

Abstract

Wind Energy Conversion Systems (WECS) will probably be intended, in a short term, to provide ancillary services such as reactive power compensation, as done by conventional generators of power plants and/or participate in improving electric power quality by filtering harmonic currents. Furthermore, by considering the increased installed wind power, connected to the grid, WECS will certainly ensure, in long term, the continuity of service following an electrical fault on the grid or on one of elements of the electromechanical conversion (power switches, sensors…) to ensure their reliability.

In this thesis, we have studied in the first part a WECS based on Doubly Fed Induction Generator (DFIG) with an amplification gain between the stator and rotor currents. We have demonstrated that such a WECS can efficiently improving the electric power quality by compensating simultaneously reactive power and harmonic currents on the grid, without requiring any oversized elements in the electromechanical conversion chain. Then, we studied fault tolerant converter topologies and associated controls, ensuring the continuity of service in the presence of possible faults of a semiconductor or a current sensor. To minimize the time fault detection, we used an FPGA (Field Programmable Gate Array) to implement the fault tolerant controller. Simulation, "FPGA in the loop" prototyping and experimental results have validated the performances of the proposed methods and fault tolerant topologies.

Keywords

WECS, DFIG, quality, energy, reliability, FPGA