

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC



THÈSE DE DOCTORAT

Présentée

À L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À CHICOUTIMI
COMME EXIGENCE PARTIELLE DE L'OBTENTION DU GRADE DE
DOCTEUR EN PHILOSOPHIE EN INGÉNIERIE

Par

Tommy Andy, THEUBOU TAMEGHE
Ph. D.

CONTRIBUTION À LA MISE EN ŒUVRE ET À LA COMMANDE D'UN
MICRORÉSEAU DE COGÉNÉRATION MODULAIRE
(INJECTION DE PUISSANCE ET STABILISATION DE FRÉQUENCE)

Décembre 2019

RÉSUMÉ

Les dernières décennies ont été marquées par une prise de conscience mondiale sur les envolées du cours des énergies primaires et la multiplication des dérèglements climatiques. L'une des pistes de solution les plus prometteuses consiste à développer et à adopter de nouveaux modes de production et d'exploitation de l'énergie électrique. L'orientation du développement des réseaux actuels vers les réseaux plus intelligents ("*Smartgrid*") constitue une piste de solution âprement explorée par la communauté scientifique à travers la planète. Dans la même veine, la présente thèse est une contribution au développement et au déploiement des microréseaux électriques (MRE) qui sont l'implémentation à une échelle réduite des concepts liés aux réseaux intelligents. Basé sur une littérature scientifique très fournie sur le sujet, ce travail représente un défi multidisciplinaire proposant un ensemble de solutions éprouvées en laboratoire.

La première contribution de cette thèse est la conception et la construction d'un prototype pour l'étude en laboratoire des microréseaux électriques. Un tel équipement est un atout majeur dans l'étude de l'interaction entre les différentes composantes d'un réseau intelligent. Ce dernier a permis la mise en œuvre d'une procédure d'identification des paramètres du générateur diesel qui est la pierre angulaire de l'alimentation en énergie des régions isolées, notamment au Nord du Québec (Îles-de-la-Madeleine). En outre, cette thèse présente une étude détaillée du système de stockage inertiel comme solution de stabilisation à court terme de la fréquence du MRE opérant en mode autonome. À partir des résultats pratiques obtenus sur le prototype construit, elle propose des solutions améliorant la dynamique d'injection de puissances (actives et réactives) à l'aide des onduleurs de support synchronisés au MRE.

ABSTRACT

The last decades have been marked by a global awareness of the surge in primary energy prices and the proliferation of climate disruption. One of the most promising solutions is to develop and adopt new paradigms of production and exploitation of the electrical energy. The development of current electrical grids towards smarter networks, the smartgrid paradigm, is a solution track that has been fiercely explored by the scientific community around the world. In the same vein, this thesis is a contribution to the development and deployment of micro-grids, which are the implementation on a small scale of concepts related to smart grids. Based on a rich scientific literature on the subject, this work represents a multidisciplinary challenge proposing a set of proven solutions in the laboratory. Gearing up in this direction, the present thesis is a contribution to the development and deployment of Microgrids, which are the implementation on a small scale of concepts related to the smartgrids paradigm. Based on a rich scientific literature, this work represents a multidisciplinary challenge proposing a set of proven solutions in the laboratory.

The first contribution of this thesis is the design and construction of a microgrid's prototype for laboratory studies and suitable for the training. Such equipment is an essential asset in the study of interactions between components of the microgrid that has allowed the implementation of a procedure for identifying the parameters of a diesel genset, which is the cornerstone of the power supply in remote areas, particularly in the Magdalen Islands, in northern Quebec. This thesis also presents a detailed study of a flywheel energy storage system, as a short-term stabilization solution, and proposes improvements of the grid-support-inverter, tied to the microgrid for the active and reactive powers injection.

REMERCIEMENTS

À l'épilogue de ces longues et enrichissantes années de recherche, j'aimerais témoigner ma gratitude à tous ceux et celles qui ont, de près ou de loin, contribué à la réalisation de la présente thèse de Doctorat. Je tiens à remercier tout particulièrement:

- le **Pr. René Wamkeue**, mon premier directeur de thèse, pour m'avoir proposé de travailler sur ce sujet et pour son encadrement technique, académique, financier et même moral;
- le **Dr. Innocent Kamwa**, mon encadreur industriel, pour sa précieuse expertise scientifique et son soutien financier qui ont grandement rehaussé la qualité de mon travail;
- le **Pr. Nahi Kandil**, mon directeur de thèse, pour son précieux support académique dans les cruciaux moments de révision de mes travaux et de dépôt de ma thèse;
- Le **Pr. Mohand Ouhrouche**, mon encadreur, pour son support académique ainsi que ses conseils techniques très avisés tout au long de mon cheminement doctoral;
- Le **Pr. Issouf Fofana**, membre du jury à mes diverses présentations doctorales, pour ses critiques constructives et ses suggestions pratiques très appréciées;
- Le **Pr. Kamal Al Haddad**, expert scientifique externe qui, malgré ses multiples responsabilités et occupations, a accepté de relire mes travaux et a pris le temps de donner des recommandations scientifiques de haute valeur.

Je tiens aussi à souligner le précieux apport financier de la bourse BMP Innovation, offerte conjointement par le Fonds de recherche du Québec-Nature et technologies (FRQNT) et le Conseil de Recherche en Sciences Naturelles et en Génie (CRSNG), ainsi que le soutien de l'Institut de Recherche d'Hydro-Québec (IREQ) de 2013 à 2016, qui nous a permis d'avoir un parcours doctoral serein.

Enfin, j'adresse mes sincères remerciements à ma famille et à mes amis dont les encouragements ne m'ont jamais fait défaut. Votre soutien moral m'a permis de rester constant dans l'effort durant toutes mes longues années d'études.

Merci infiniment à tous, et que Dieu tout puissance vous bénisse.

DÉDICACE

À la mémoire de mon père, le regretté

Tameghe Sadeuh Roger,

brillant professeur de lettres modernes et passionné de culture qui a hélas, quitté ce monde bien trop tôt. Puisse ce modeste travail être à la mesure de ce rêve que nous avons jadis fait.

Te souviens-tu? Tes conseils de sage m'ont guidé sur les chemins de l'école et gardé dans cette voie. Aujourd'hui encore, tes paroles d'encouragement ne cessent de nourrir mon esprit et m'inspirent toujours plus d'efforts et de courage.

Que Dieu, le Tout-Puissant, te garde dans son infinie miséricorde.

TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ	I
ABSTRACT	II
REMERCIEMENTS.....	III
DÉDICACE.....	IV
TABLE DES MATIÈRES.....	V
LISTE DES TABLEAUX.....	VIII
LISTE DES FIGURES.....	IX
LISTE DES SIGLES	XVI
CHAPITRE 1 - INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
1.1 Motivations socioéconomiques.....	2
1.2 Contexte scientifique	6
1.3 Problématique et Objectifs de la thèse.....	16
1.4 Objectifs spécifiques et Approche méthodologique.....	18
1.5 Contributions et Organisation de la thèse	20
CHAPITRE 2 - REVUE DE LA LITTÉRATURE	22
2.1 Introduction.....	22
2.2 Concepts de réseaux intelligents et de microréseaux électriques.....	22
2.3 Architecture fonctionnelle des microréseaux.....	29
2.3.1 Les microréseaux de type AC (Courant Alternatif).....	31
2.3.2 Les microréseaux de type DC (Courant Continu)	33
2.3.3 Les microréseaux hybrides (AC/DC)	34
2.4 Agrégation des ressources locales et stabilité de la cogénération.....	35
2.4.1 Les sources traditionnelles	36
2.4.2 Les sources renouvelables.....	45
2.4.3 Le stockage de l'énergie électrique	58
2.5 Contrôle, supervision et diagnostic des microréseaux	69
2.5.1 Le contrôle primaire	71
2.5.2 Le contrôle secondaire	74
2.5.3 Le contrôle tertiaire.....	76
2.6 Conclusion.....	77
CHAPITRE 3 - PROTOTYPE PROPOSÉ POUR L'ÉTUDE EN LABORATOIRE DES MICRORÉSEaux	
.....	78
3.1 Introduction.....	78
3.2 Architecture retenue pour le prototype	80

3.3	Structure des différentes microsources	83
3.3.1	La microsource diesel	83
3.3.2	Le simulateur d'Hydro-Québec.....	85
3.3.3	L'émulateur de microcentrale hydroélectrique	87
3.3.4	L'émulateur du système de stockage inertiel.....	91
3.3.5	L'émulation des différentes sources renouvelables.....	99
3.4	Réalisations pratiques	101
3.5	Conclusion.....	105
CHAPITRE 4 - TECHNIQUE D'IDENTIFICATION DE LA SOURCE DIESEL		106
4.1	Introduction.....	106
4.1.1	Généralités sur la cogénération avec le Diesel.....	106
4.2	Modélisation du Générateur Diesel et énoncé du problème d'identification.....	108
4.2.1	La turbine diesel et son régulateur de vitesse.....	108
4.2.2	Le générateur synchrone (G.Sync)	111
4.2.3	Le régulateur de tension.....	113
4.2.4	Le problème d'identification	116
4.3	Les tests d'identification	117
4.3.1	Délestage d'une charge purement résistive	117
4.3.2	Délestage d'une charge purement réactive	119
4.4	Validations pratiques de la procédure et des tests proposés	120
4.4.1	Estimation des paramètres mécaniques	122
4.4.2	Estimation des paramètres électriques.....	123
4.5	Conclusion.....	123
CHAPITRE 5 - MODÉLISATION ET COMMANDE DU SYSTÈME DE STOCKAGE INERTIEL.....		125
5.1	Introduction.....	125
5.2	Stockage d'énergie et contrôle de la fréquence	127
5.2.1	Synoptique du microréseau	127
5.2.2	Équilibre des puissances et nécessité du stockage d'énergie	128
5.3	Modélisation et contrôle du volant d'inertie	130
5.3.1	Principe.....	130
5.3.2	Modèle dynamique de la machine à induction	131
5.3.3	Modèles du convertisseur de puissance	134
5.3.4	Réglage des contrôleurs de courants (contrôleurs internes).....	153
5.3.5	Design des boucles de contrôle externes.....	157
5.3.6	Obtention de l'angle du flux virtuel.....	158
5.3.7	Implémentations numériques des systèmes de contrôles.....	162
5.4	Mise en œuvre et simulations Matlab/Simulink	167
5.4.1	Implémentations Matlab/Simulink.....	167
5.5	Validations expérimentales des algorithmes de contrôle	181
5.6	Conclusions.....	185

CHAPITRE 6 - ÉTUDE DE L'INTERFAÇAGE DES MICROSOURCES DANS LE MICRORÉSEAU	187
6.1 Introduction.....	187
6.2 Description du système et modélisations	189
6.2.1 Description	189
6.2.2 Modélisation.....	190
6.3 Contrôle des échanges de puissances.....	191
6.4 Amélioration proposée pour le contrôleur.....	195
6.5 Résultats de simulations pour le contrôle PR-RPA	196
6.5.1 Scénario de simulation	197
6.5.2 Comparaison entre le contrôle classique et le RPA.....	199
6.5.3 Contrôle de la puissance en boucle fermée algorithme (RPA proposé)	200
6.6 Identification en temps réel de l'inductance d'interfaçage	201
6.7 Théorie et énoncé du problème d'identification	204
6.7.1 Modèle unifié des systèmes	204
6.7.2 Le filtre étendu de Kalman	205
6.8 Estimation des paramètres de filtres à l'aide du filtre de Kalman étendu (EKF)...	208
6.9 Résultats de la simulation.....	210
1.1.1 Configuration du modèle et scénario de simulation	210
1.1.2 Test effectué et résultat obtenu.....	212
6.10 Conclusion.....	213
CHAPITRE 7 - CONCLUSIONS GÉNÉRALES	215
7.1 Principales contributions.....	215
7.2 Retombés scientifiques	216
7.3 Perspectives et travaux futurs	217
REFERENCES BILIOGRAPHIQUES	218
ANNEXES	233
Annexe 1: Circuits électroniques	234
A 1.1 Circuits des capteurs de tensions et de courants	234
A 1.2 Circuits des conditionneurs analogiques.....	235
A1.3 Circuits de puissance (Drivers + Thyristors).....	236
Annexe 2: Acétates de réalisation des circuits imprimés	237
A 2.1 Carte analogique (capteurs et conditionnement).....	237
A 2.2 Carte de puissances (drivers et onduleur).....	239
Annexe 3: Code d'initialisation des simulations Matlab/Simulink	240
Annexe 4: Code DSP pour le convertisseur côté machine.....	241
Annexe 5: Code DSP pour le convertisseur côté réseau	243

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1-1	Comparatif des fonctionnalités d'un réseau électrique classique et d'un réseau intelligent	12
Tableau 2-1	Principes architecturaux sous-tendant la mise en œuvre des microréseaux... ..	25
Tableau 2-2	Différentes technologies de turbines hydrauliques	37
Tableau 2-3	Principales technologies de stockage électrochimiques et équations redox associées [131].	59
Tableau 2-4	Principales technologies de piles à hydrogènes (d'après [131]).....	65
Tableau 4-1	Paramètres du générateur diesel et bases utilisées pour la conversion en pu.. ..	120
Tableau 4-2	Résultats de l'estimation en pu et en SI.....	121
Tableau 4-3	Paramètres estimés pour la partie électrique	122
Tableau 5-1	Table de commutation optimale pour un flux sinusoïdal [182]	138
Tableau 5-2	Table de commutation pour la commande DPC (adaptée de [183])	149
Tableau 5-3	Paramètres du système pour les simulations et la validation pratique	166
Tableau 5-4	Scénario de commande pour la simulation de la conversion côté moteur.	169
Tableau 6-1	Paramètres utilisés pour la simulation de l'injection de puissance.....	197
Tableau 6-2	Définition des paramètres selon le filtre considéré	204
Tableau 6-3	Paramètres de simulation pour l'évaluation de l'estimateur de paramètres	210

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1	Historique annoté du cours du pétrole brut de 1860 à 2014.....	2
Figure 1-2	Stratégie traditionnelle adoptée par les grands réseaux de production.....	7
Figure 1-3	Cartographie du réseau électrique québécois	8
Figure 1-4	Schéma simplifié d'analyse des pertes dans réseau électrique triphasé.....	9
Figure 1-5	Prévisions de développement de la production d'énergie électrique mondiale par sources: (a) en général; (b) cas particulier des énergies renouvelables [1]	13
Figure 1-6	Principales fonctions d'un micro réseau	15
Figure 1-7	Pyramide du réseau intelligent (d'après [21]).....	16
Figure 1-8	Représentation graphique de l'approche méthodologique de la thèse	18
Figure 2-1	Définition des réseaux intelligents suivant trois couches fonctionnelles	24
Figure 2-2	Développement des réseaux intelligents au Canada (RNCAN, extrait de [4]) ..	27
Figure 2-3	Topologie de base d'un microréseau	28
Figure 2-4	Architecture type d'un microréseau AC	30
Figure 2-5	Architecture générale des microréseaux électriques	30
Figure 2-6	Architecture type d'un microréseau AC	32
Figure 2-7	Architecture hybride (AC possédant une sous-section DC).....	33
Figure 2-8	Organisation des systèmes traditionnels de production (adapté de [63])	35
Figure 2-9	Plan typique d'une microcentrale de génération hydroélectrique.....	36
Figure 2-10	Structure de contrôle d'une turbine hydroélectrique.....	38
Figure 2-11	Caractéristiques d'une turbine hydroélectrique	39

Figure 2-12	Structure d'une source microhydro à vitesse variable	40
Figure 2-13	Différents systèmes mis en œuvre dans une turbine diesel	41
Figure 2-14	Production du couple dans une turbine diesel: (a) Cylindres et chambres de combustion ; (b) profil de pression d'un cylindre; (c) profil du couple total...42	
Figure 2-15	Caractéristiques de productions typiques d'un générateur diesel: mise en évidence de l'apport du fonctionnement à vitesses variables (adapté de [86]) 45	
Figure 2-16	Système photovoltaïque: (a) structure et principe; (b) Illustration d'une d'installation (20MW, Trina Solar Ltd.)	46
Figure 2-17	Modèles à une diode des générateurs photovoltaïques: (a) Cellule élémentaire; (b) Panneau constitué de plusieurs cellules.	47
Figure 2-18	Principales caractéristiques électriques d'une cellule photovoltaïque: (a) Courant en fonction de la tension; (b) Puissance en fonction de la tension. ...	48
Figure 2-19	Structure type d'une microsource photovoltaïque	48
Figure 2-20	Les principales technologies d'aérogénérateurs: (a) Éolienne à axe horizontal; (b) Éolienne à axe vertical	51
Figure 2-21	Principes de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique: (a) Théorie du disque actif; (b) Théorie de l'élément de pale	52
Figure 2-22	Représentation graphique typique de la fonction $C_p(\lambda, \beta)$	53
Figure 2-23	Courbe de puissance d'une turbine éolienne (cas du système V110-2.0MW du constructeur Vestas)	54
Figure 2-24	Principales topologies d'aérogénérateurs.....	57
Figure 2-25	Classification des technologies de stockage de l'énergie électrique.....	59
Figure 2-26	Principe des batteries électrochimiques.....	60
Figure 2-27	Principe des batteries à flux redox (décharge).....	64

Figure 2-28	Systèmes de stockage électromécanique: (a) hydroélectrique pompé; (b) air comprimé; (c) roue inertielle.	66
Figure 2-29	Le trois niveaux de contrôle hiérarchique d'un microréseau (adapté de [132])... ..	70
Figure 2-30	Principe du transfert de puissances en deux sources AC.....	70
Figure 2-31	Illustration du contrôle primaire pour un microréseau à deux sources alimentant une charge locale	73
Figure 2-32	Contrôle hiérarchique des microréseaux	75
Figure 3-1	Synoptique global du prototype de microréseau pour les expérimentations en laboratoire.....	81
Figure 3-2	Photographie de la plaque signalétique(a) et du régulateur de tension (b).....	83
Figure 3-3	Présentation du sous-module diesel.....	85
Figure 3-4	Aperçu du projet de simulateur d'Hydro-Québec	86
Figure 3-5	Schéma synoptique du simulateur d'Hydro-Québec.....	86
Figure 3-6	Émulation de l'hydroélectrique: (a) Principe de fonctionnement; (b) aperçue de l'électronique de commande	88
Figure 3-7	Modèle HIL de fonctionnement de l'émulateur d'hydrogénérateur	89
Figure 3-8	Ébauche d'émulation du stockage inertielle à partir des éléments de suite didactique LabVolt®	92
Figure 3-9	Amélioration de l'émulateur de stockage inertielle à l'aide d'un système embarqué	94
Figure 3-10	Fonctionnement de l'émulateur de stockage inertielle	96
Figure 3-11	Exploitation d'un bras d'onduleur pour émuler un système de production photovoltaïque	99

Figure 3-12	Simulateur de l'hydrogénérateur d'Hydro-Québec (en construction)	100
Figure 3-13	Assemblage des machines tournantes: Émulateurs de la microcentrale hydroélectrique et de la microsource éolienne	101
Figure 3-14	Système de convertisseurs à deux onduleurs (en phase de développement) .	102
Figure 3-15	Système de convertisseurs à deux onduleurs (Version de Janvier 2019).....	103
Figure 3-16	Système de convertisseurs à deux onduleurs (détails de l'étage de puissance)	103
Figure 4-1	Structure d'un générateur Diesel.....	109
Figure 4-2	Modélisation de la turbine diesel par des fonctions de transfert	110
Figure 4-3	Sous ensemble électrique de la génératrice diesel.....	114
Figure 4-4	Organigramme de la boucle d'identification.....	116
Figure 4-5	Illustration de la réponse de la vitesse au délestage d'une charge résistive...	118
Figure 4-6	Dispositif expérimental utilisé pour l'identification du générateur diesel	119
Figure 4-7	Transitoires de vitesse résultant d'un délestage résistif	121
Figure 4-8	Transitoires de tension suite au délestage d'une charge capacitive.	122
Figure 5-1	Structure simplifiée d'un microréseau AC.....	127
Figure 5-2	Structure type d'un système de stockage inertiel.....	130
Figure 5-3	Circuit équivalent de la machine à induction dans référentiel de Park	132
Figure 5-4	Le convertisseur de puissance bidirectionnel.	135
Figure 5-5	Vecteurs de tension produits par le DTC en fonction de l'état de l'onduleur	137
Figure 5-6	Organisation standard d'une commande DTC.....	138
Figure 5-7	Structure de la commande vectorielle de la machine asynchrone	142

Figure 5-8	Stratégies de gestion du stockage inertiel: (a) gestion centralisée; (b et c) gestion distribuée et schéma d'analyse correspondant.....	144
Figure 5-9	Principe de la régulation de tension du bus DC.....	146
Figure 5-10	Commande vectorielle de l'onduleur côté réseau	152
Figure 5-11	Structure unifiée des boucles d'asservissement des courants	154
Figure 5-12	Analyse des boucles externes.	157
Figure 5-13	Schéma d'analyse de la détection d'angle à l'aide d'une PLL.	158
Figure 5-14	Correction l'erreur garantissant la bonne orientation du vecteur de flux.....	161
Figure 5-15	Intégration d'une grandeur sinusoïdale: (a) Illustration vectorielle; (b) schéma d'implémentation	164
Figure 5-16	Simulation comparée de l'intégration ordinaire et de l'intégration par filtrage puis correction	164
Figure 5-17	Modèle Simulink pour la vérification de la commande DTC côté machine .	168
Figure 5-18	Dynamique interne de la commande DTC: mesures et références du flux et couple.....	169
Figure 5-19	Dynamiques des variables externes: Puissances (consigne et lien DC) et vitesse de rotation de la roue	170
Figure 5-20	Dynamiques des tensions et des courants statoriques.	171
Figure 5-21	Modèle Simulink pour la vérification de la commande vectorielle côté machine.....	172
Figure 5-22	Dynamiques des Flux et des couples obtenus avec l'algorithme de commande vectorielle	173
Figure 5-23	Dynamiques des puissances et de la vitesse de rotation.....	174
Figure 5-24	Dynamique des tensions et des courants	174

Figure 5-25	Modèle Simulink pour l'évaluation de l'algorithme de contrôle coté réseau.	176
Figure 5-26	Dynamiques des échanges de puissances côté réseau	176
Figure 5-27	Dynamique des puissances et de la tension côté continu	177
Figure 5-28	Dynamique des tensions et des courants côté réseau	178
Figure 5-29	Modèle Simulink du système de stockage complet.....	179
Figure 5-30	Dynamique des grandeurs électriques et de la vitesse de rotation pour le modèle assemblé du système de stockage	180
Figure 5-31	Améliorations apportées par l'ajout d'une ligne de proaction de puissance sur l'onduleur coté réseau	181
Figure 5-32	Aperçue du dispositif expérimental.....	183
Figure 5-33	Dispositif expérimental pour l'analyse de l'impact du stockage inertiel.....	183
Figure 5-34	Évolution (a) de la fréquence avec et sans Stockage inertiel (SI), (b) puissances avec SI désactivé et (c) stockage avec SI activé.....	184
Figure 6-1	Structure généralisée d'injection de puissance dans un microréseau AC	187
Figure 6-2	Système générateur-PQ pour le support d'un microréseau.....	189
Figure 6-3	Modèle dynamique de l'onduleur connecté au microréseau.....	191
Figure 6-4	Boucle conventionnelle de contrôle de courant par régulateur PR.	193
Figure 6-5	Régulation du courant avec relocalisation de l'action proportionnelle (RPA)	194
Figure 6-6	Modèle Simulink pour la simulation de l'injection de puissances.....	198
Figure 6-7	Comparaison du contrôle de puissances entre le PR classique et PR-RPA...199	
Figure 6-8	Comparaison des courants débités par les deux algorithmes dans les deux cas..	200

Figure 6-9	Contrôle en boucle fermée en employant le PR-RPA	201
Figure 6-10	Illustration de l'importance de l'interfaçage par onduleurs dans les microréseaux AC	202
Figure 6-11	Représentation du système sous étude.....	204
Figure 6-12	Flot d'exécution de l'identificateur à base de filtre de Kalman Étendu (EKF)	209
Figure 6-13	Modèle Simulink pour l'évaluation de l'algorithme d'identification.	211
Figure 6-14	Résultats d'identification mesures Vs estimées: (a) courbes de puissances; (b) Constante de temps; (c) gain statique.....	212

LISTE DES SIGLES

A

AMI : *Advanced Metering Infrastructure*

AMR : *Automatic Meter Reading*

AVR : *(Anglais) Automatic Voltage Regulator*

C

CAES : *(Anglais) Compressed Air Energy Storage*

CAN *Convertisseur Analogique Numérique*

CCHT : *Courant Continu Haute Tension*

CGM : *Contrôleur Général du Microréseau*

CMS : *Contrôleur de Micro-Source*

CNA : *Covertisseur Numérique Analogique*

CSDC : *Contrôleurs de Section DC*

CSS : *Contrôleurs de Systèmes de Stockages*

CVT : *Continuously Variable Transmission*

D

ddp : *différence de potentiel*

DFIG : *Doubly Fed Induction Generator*

DoD : *(Anglais) Depth of Discharge*

DR : *(anglais) Demand Response*

E

ES : *Ang. Energy Storage*

F

FLL : *Ang. Fréquence Locked Loop*

FPU : *(Ang) Floating Point Unit*

G

G.Sync : *Génératrice Synchrone*

GADA : *Génératrice Asynchrone à Double Alimentation*

GD : *Générateur Diesel*

H

HVDC : *(anglais) High Voltage Direct Current*

I

IG : *(Anglais) Induction Generator*

M

MCC : *Moteur à Courant Continu*

MEMS : *Ang: Microgrid Energy Management System*

MHE : *Micro-Hydroélectrique*

MPPT : *(anglais) Maximum Power Point Tracking*

MR : *Microréseaux*

N

NRO : (anglais) New Rates Options

O

ONUDI : *Organisation des Nations Unies pour le
Développement Industriel*

P

pcc : *point de couplage commun, : point de couplage
commun, (Anglais) point of common coupling*

PEMFC : *(Anglais) Proton Exchange Membrane Fuel Cell*

PI : *Proportionnel-Intégral*

PLL : *Ang. Phase Locked Loop*

PV : *PhotoVoltaïque*

R

RES : *Ang. Renewable Energy Sources*

RI : *Réseaux Intelligents*

S

SAM : *Système Automatisé de Mésures*

SCADA : *(anglais) Supervisory Control And Data
Acquisition*

SES : *(anglais) Supercapacitor Energy Storage*

SH : (anglais) load shifting

SMES : *(Anglais) Supraconducting Magnetic Energy
Storage*

SoC : *(Anglais) State of Charge*

SOFC : *(Anglais) Solide Oxyde Fuel Cell*

SOGI : *Ang. Second Order Generalized Integrator*

V

VVC : (anglais) Volt-VAR Control

W

WRIG : *(Anglais) Wound Rotor Induction Generator*

CHAPITRE 1

INTRODUCTION GÉNÉRALE

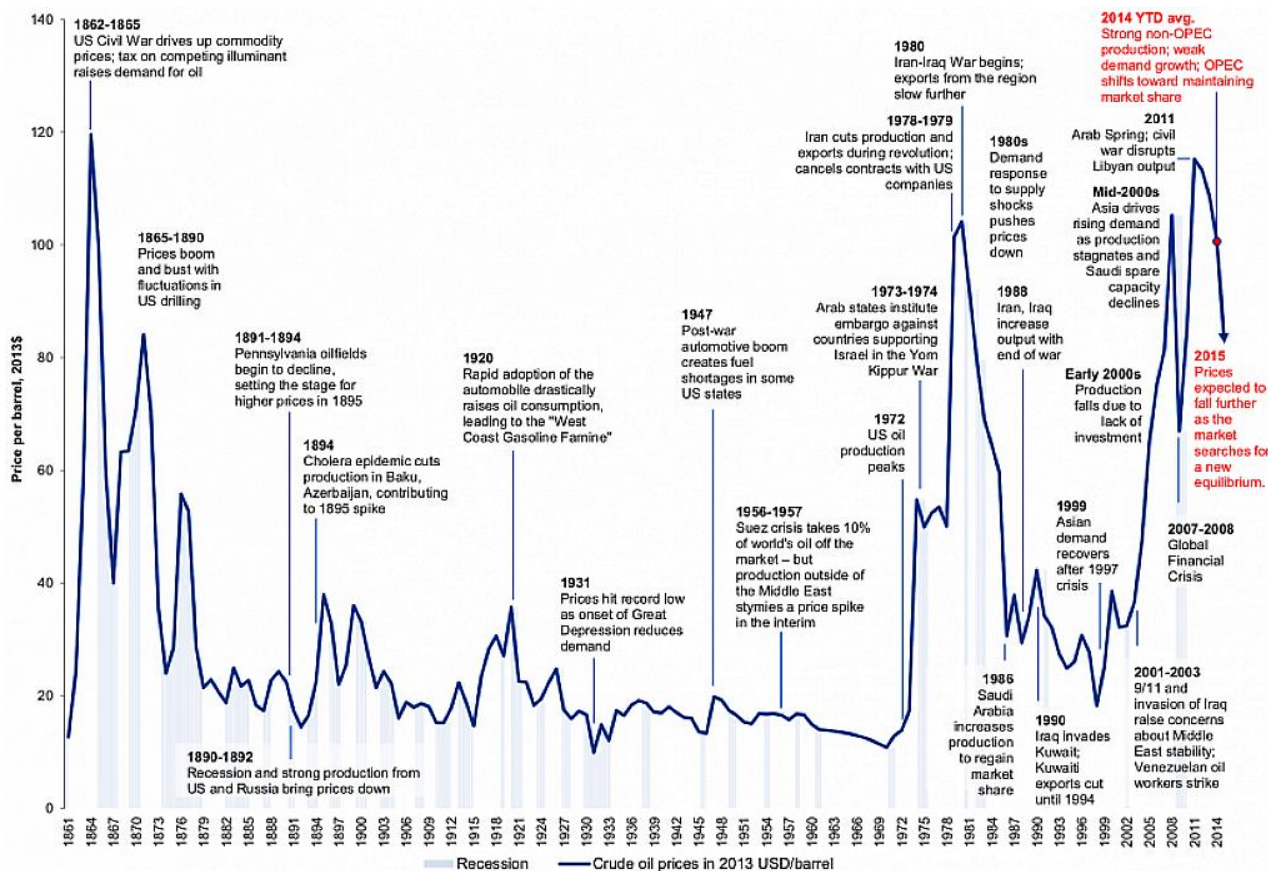
Durant la dernière décennie, les problématiques liées à l'inflation des coûts des énergies primaires et la multiplication des dérèglements climatiques ont conduit à une prise de conscience généralisée en ce qui concerne la dégradation de l'écosystème terrestre et les menaces imminentes de pénurie mondiales [1, 2]. Des catastrophes nucléaires, telles que Tchernobyl (Ukraine, 1986) ou plus récemment Fukushima (Japon, 2011), ont conduit bon nombre de gouvernements à faire le choix des énergies renouvelables [3]. Ainsi, les problèmes de gestion optimale des ressources énergétiques ont été propulsés au centre des débats scientifiques et ont donné lieu à l'émergence de nouveaux paradigmes de production et de gestion optimale de l'énergie électrique tels que le réseau intelligent ("*smartgrid*") et le microréseau intelligent (*microgrid*) [4, 5], déployé dans une aire géographique limitée (bâtiment, groupe de bâtiments ou ville).

Dans ce chapitre introductif, nous présentons les motivations socio-économiques (section 1.1) et le contexte scientifique (section 1.2) dans lequel s'inscrit notre thèse. Notons que le contexte scientifique développé dans ce chapitre est en fait une version sommaire de la revue de la littérature présentée dans le chapitre 2. Cette littérature nous a permis de dégager la problématique qui est exposée à la section 1.3 traitant aussi des objectifs de cette thèse. Nous terminons ce chapitre avec les sections 1.4 et 1.5 exposant respectivement l'approche méthodologique et les contributions de cette thèse.

1.1 MOTIVATIONS SOCIOÉCONOMIQUES

Après plusieurs décennies de quasi-stabilité, le cours du baril de pétrole brut a connu de fortes volatilités provoquées par des chocs pétroliers¹ successifs [6], dont l'un des plus marquants s'est produit en 2008 avec des conséquences encore ressenties 10 ans après. La Figure 1-1 présente l'évolution des cours du baril de pétrole brut de 1861 à 2014. Cette courbe est annotée par Hamilton James [6] qui met en relation divers évènements socio-économiques mondiaux marquants avec les cours du pétrole brut.

Les corrélations observées, notamment de 1972 à 2014 sont alarmantes et démontrent la nécessité de développer des sources d'énergie alternatives (renouvelables) afin de s'affranchir



¹ Modification brutale de l'offre de pétrole.

des aléas du marché du pétrole. En effet, de nombreuses études et rapports [1, 2, 7] mettent en évidence l'augmentation croissante des besoins en énergies primaires et l'inadéquation des réserves existantes et avenir. Face à une menace imminente de pénurie mondiale, de nombreux traités internationaux sur le climat ont fait l'objet d'intenses négociations au sein de grandes institutions internationales.

Les accords internationaux les plus populaires sont issus de la Convention-cadre des Nations unies sur les changements climatiques (CCNUCC, 1990-1992) qui s'est concrétisée par la rédaction et ratification du protocole de Kyoto (1997-2013) suivie plus récemment des accords de Paris (novembre 2015). Ces accords mettent en place des mécanismes contraignants visant la réduction des émissions des gaz à effets de serre à l'échelle mondiale et ont pour conséquences l'élaboration de politiques de développements durables et le soutien à la recherche des sources d'énergie autonomes (à faibles empreintes écologiques²). On assiste ainsi à une restructuration accélérée des marchés de l'électricité à travers la planète. En effet, les structures classiques d'exploitation des réseaux électriques sont par essence de grandes entreprises monopolistiques exploitant les ressources énergétiques nationales (rivières et fleuves, gisements miniers) afin de promouvoir l'essor social et atteindre des objectifs industriels. La restructuration de ce secteur consiste à redynamiser le marché de l'électricité en ouvrant certaines parties, principalement la production, à la concurrence privée. On parle ainsi de la déréglementation du secteur de l'énergie électrique pour souligner cette perte du monopole gouvernemental dans l'objectif de faire baisser les coûts de l'énergie électrique et améliorer la qualité des services.

² Mode d'évaluation environnementale qui comptabilise la pression exercée par les hommes envers les ressources naturelles et les « services écologiques » fournis par la nature.

Au Québec, l'engagement politique se traduit par la promotion et l'essor des minicentrales de production autonomes (hydroélectricité, biomasse, diesel, éolienne, solaire, etc.). Les efforts consentis sont entre autres motivés par les projets de développement du Grand-Nord québécois, l'avènement des véhicules électriques et le besoin pour certaines grandes entreprises exploitant massivement de l'énergie électrique (papetière, scieries, fonderies, minières, etc.) de réduire ou stabiliser leurs coûts de production. Le nombre de centrales privées installées devrait croître à moyens et longs termes.

La production d'énergie électrique dans les régions éloignées, non connectées au grand réseau de distribution d'Hydro-Québec, a pendant longtemps fait appel à des groupes diesels (Ex. Îles-de-la-Madeleine, Nunavik [2]). Pour ces régions, le prix de l'énergie électrique est directement indexé au prix du pétrole (extraction, raffinement, transport, stockage), ce qui augmente le prix du kWh d'électricité produite. Par contraste, ces communautés bénéficient très souvent d'un fort potentiel d'énergies renouvelables (gisements éolien et/ou hydraulique, ensoleillement élevé) qui, exploitées de manière adéquate, vont contribuer à réduire drastiquement leur facture énergétique. La solution la plus viable en ce qui concerne l'électrification [8-11] consiste à adjoindre aux générateurs diesels existants, des sources renouvelables telles que l'éolien, la microhydroélectricité ou le photovoltaïque. Le taux de pénétration des énergies renouvelables est ajusté pour obtenir le meilleur compromis entre la réduction de la charge du diesel et la robustesse (stabilité) de la production. En effet, les groupes diesel sont stables, mais polluants et bruyants, et les sources renouvelables ont un coût d'exploitation quasi nul, mais sont intermittentes et à rendement réduit. Le photovoltaïque est totalement inopérant la nuit, et les éoliennes doivent s'arrêter en cas de vents trop forts ou trop faibles. Dans la recherche menée par Rahman Md. Mustafizur et al.

[9], les meilleures combinaisons entre le renouvelable et les ressources existantes ont été étudié dans le cas particulier des communautés canadiennes non connectées aux réseaux nationaux. Cette étude montre l'augmentation du coût de l'électricité lorsque l'on augmente la part du renouvelable (vers 100%), mais, conjecture qu'un taux de pénétration de 80% de renouvelable permettrait de satisfaire la demande, avec une réduction de 72% du coût l'énergie, et 83% moins de production de CO₂ par rapport à un scénario diesel-batteries.

Au-delà du cas particulier des régions isolées, on observe une hausse des besoins en énergie électrique (5 à 10% par an) conduisant inévitablement à un contrôle par "délestages" dans les pays possédant des réseaux électriques désuets. Le délestage permet d'éviter les effondrements (*blackouts*³) [12] des réseaux électriques surchargés. Ces situations sont fréquentes dans les pays d'Afrique, d'Amérique latine et d'Asie du sud, et surviennent ponctuellement dans des pays où les problèmes aigus de sous-production ne sont pas courants comme le Brésil ou l'Inde. Les difficultés sociales dans ces régions du monde sont intimement liées au faible d'accès à l'énergie, et plus particulièrement au taux d'électrifications qui sont parmi les plus faibles au monde. La situation est empirée par une démographie galopante, des ressources naturelles sous exploitées et une croissance économique très en dessous de minima requis [13]. Dans ce contexte aussi, les microréseaux sont appelés à jouer un rôle prépondérant dans l'essor socio-économique [14]. Étant donnés les investissements colossaux requis pour la construction de nouveaux barrages hydroélectriques (des centaines de millions de dollars sans compter l'impact sur l'écosystème⁴) ainsi que les durées requises

³ Le terme "**blackout**" est employé lorsqu'une panne électrique touche un grand nombre de clients (Ex.: blackout nord-américain de 2003, dont les dommages se sont élevés à près de **six milliards de \$ US**).

⁴ Le barrage de Grand Inga (RD Congo), le plus grand barrage hydroélectrique au monde (40 GW, plus de deux fois la production du barrage des Trois Gorges en Chine), est envisagé sur le fleuve Congo en RDC. L'une des étapes de réalisation envisage l'inondation d'une vallée entière pour former un réservoir de 22 000 hectares. La mise en œuvre du projet s'étale sur plusieurs décennies, nécessite des ressources humaines et financières astronomiques et se heurte à des barrières géopolitiques de toutes sortes. (cf. www.internationalrivers.org)

pour les études d'impact et leur mise en œuvre, les solutions économiquement acceptables s'articulent autour du jumelage des énergies renouvelables, notamment le photovoltaïque, la microhydroélectricité, la géothermie et la biomasse, aux sources existantes pour l'électrification locale. La mise en œuvre d'un microréseau se fait à petite échelle, requiert un faible investissement et à l'avantage d'augmenter l'accès à l'énergie électrique. L'interconnexion des microréseaux offre une possibilité d'expansion progressive de cette solution en vue d'une plus large couverture, tout en limitant l'impact écologique lié à cette croissance économique.

En somme, face à ce contexte socioéconomique, le maintien des modes de production et de consommation actuelles conduira inéluctablement à une pénurie dramatique des énergies disponibles. En effet, les ressources fossiles ne sont pas illimitées et ne se renouvellent pas suffisamment vite pour soutenir la demande mondiale sans cesse grandissante. Adopter de nouveaux modes de production et de consommation viables à long terme devient essentiel.

1.2 CONTEXTE SCIENTIFIQUE

Les paradigmes de production d'énergie électrique plébiscités par la production scientifique sont ceux liés aux Réseaux Intelligents (RI) et aux Microréseaux (MR). Ces derniers permettent de tirer le meilleur des réseaux classiques d'énergie électrique, en permettant entre autres l'amélioration de leur rendement et la gestion plus précise des ressources énergétiques [15]. Adil et Ko dans [16] montrent les relations fondamentales entre les progrès techniques en production et en distribution de l'énergie électrique d'une part, et les progrès sociologiques des villes d'autre part. Pour mettre en évidence l'intérêt des microréseaux et

leur apport sur le plan technicoscientifique, nous commencerons par exposer les réseaux électriques classiques et leurs principales failles.

La Figure 1-2 montre les principales fonctions rencontrées dans le réseau électrique traditionnel. La production est assurée par de grandes centrales hydroélectriques ou thermiques (Charbon, gaz naturel ou nucléaire) dont la capacité moyenne est de l'ordre de plusieurs dizaines de Gigawatts. Ces centrales sont très distantes des points de consommation d'énergie et il faut de longues lignes de transport haute tension (jusqu'à 1 218 km pour Hydro-

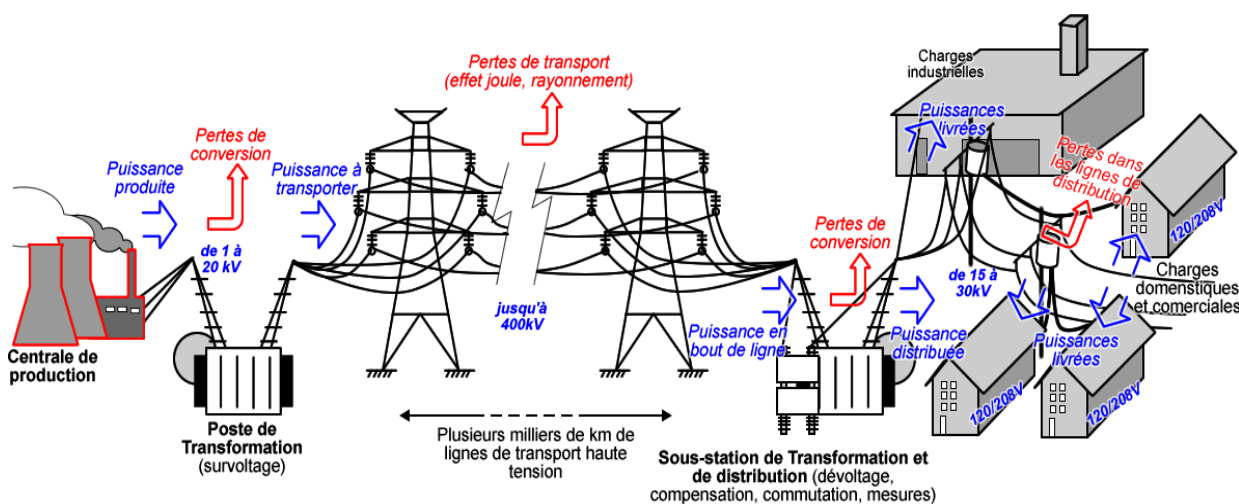


Figure 1-2 Stratégie traditionnelle adoptée par les grands réseaux de production

Québec TransÉnergie) afin d'acheminer l'énergie produite aux points d'exploitation. Pour cela, un réseau de sous-stations de transformation est employé pour aiguiller les productions des différentes centrales. En bout des lignes de transport, la haute tension transportée est abaissée et les sections de distribution sont constituées de plusieurs transformateurs adaptant les niveaux de tension pour l'utilisation finale. L'utilisateur final (le client), est un acteur passif qui absorbe des puissances variables.

Les compagnies d'électricité emploient plusieurs niveaux de supervision et de contrôle de type SCADA pour la supervision de la multitude des ressources employées. Il se pose deux problèmes techniques essentiels:

- (i) Le système ainsi construit est centralisé et rigide, donc difficile à maintenir et à reconfigurer (ajout d'un parc éolien par exemple).
- (ii) Il est le siège de nombreuses pertes d'énergie principalement localisées dans les équipements de conversion des énergies primaires, les lignes de transport, les différents postes de transformation et les sections de distribution.

Ces pertes sont en majorité dues à l'effet joules résultant de la circulation du courant électrique dans les conducteurs ohmiques. Tel qu'illustré par la cartographie de la Figure 1-3,

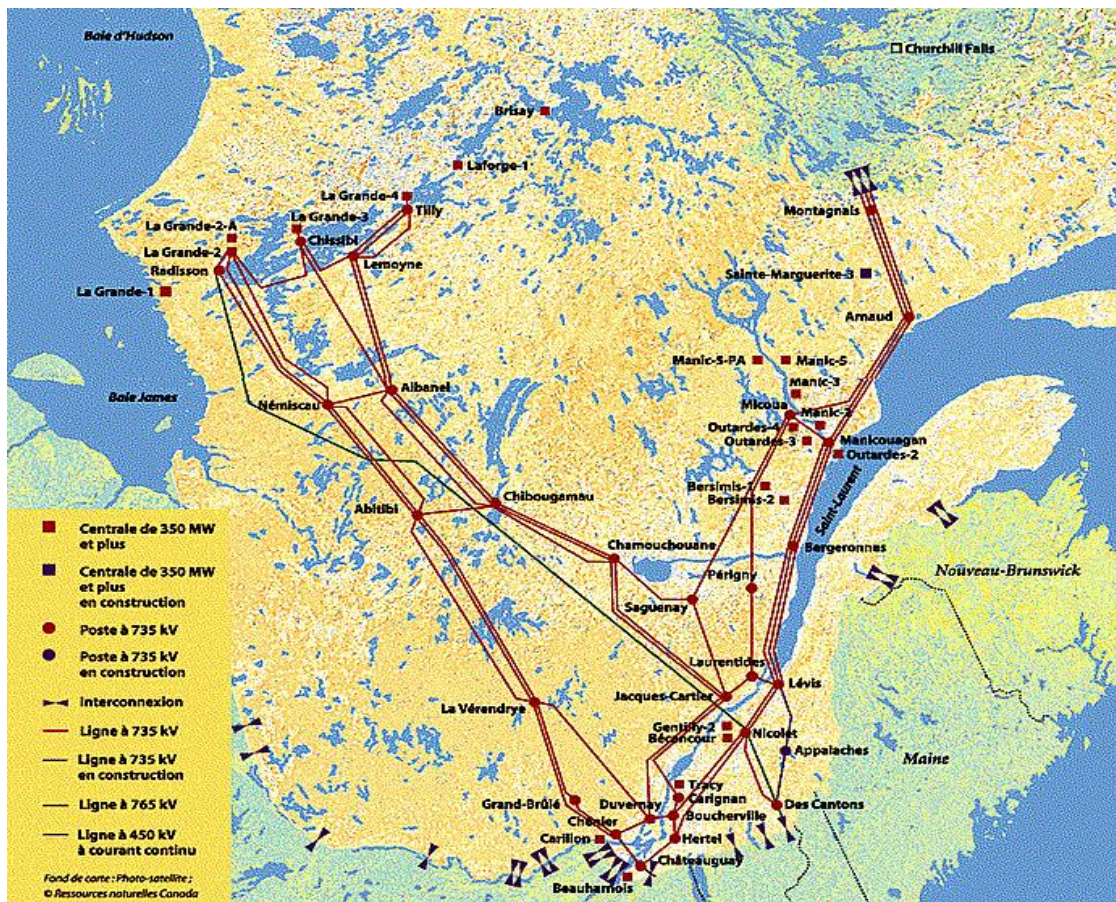


Figure 1-3 Cartographie du réseau électrique québécois [206]

le réseau électrique québécois est particulièrement étendu et possède de nombreuses lignes de transport de grande distance. Il est donc naturellement sujet à de pertes joules importantes. Pour mieux appréhender l'effet des pertes joules, on peut considérer la situation synthétique où la centrale produit des tensions triphasées de valeur efficaces V_{ll} entre lignes, avec un courant de ligne I_l et une puissance totale P_{tot} . Cette situation est illustrée par le schéma unifilaire de la Figure 1-4 dans laquelle tous les éléments du système sont vus du primaire du transformateur élévateur connecté directement au générateur de centrale. Les pertes joules (de transformations et de transport) P_j et la puissance totale produite par la centrale sont exprimées par (1.1) et (1.2) respectivement. F_p est le facteur de puissance total vu de la centrale. On en déduit l'équation (1.3) qui montre que les pertes Joule sont proportionnelles à la résistance totale en ligne r_{TL} et au carré de la puissance totale produite. Ainsi, les pertes dans le système deviennent considérables si les puissances produites sont élevées. Pour un réseau électrique réel, on montre que la puissance P_{pertes} désignant les pertes est une fonction polynomiale de la puissance produite P_{tot} , dont la forme générale est donnée par (1.4), où a , b et c sont des coefficients dépendant du système et des conditions de fonctionnement (jour, nuit, temps pluvieux, etc.). Le coefficient c permet de comptabiliser les pertes indépendantes de la puissance produite (magnétisation des transformateurs par exemple). En général, les

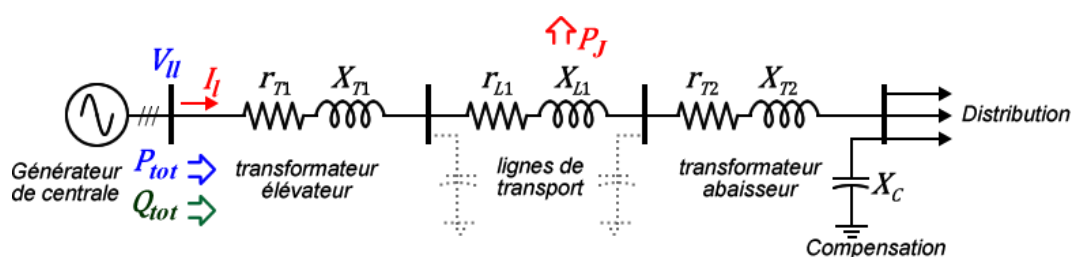


Figure 1-4 Schéma simplifié d'analyse des pertes dans réseau électrique triphasé.

perdes dans les réseaux classiques sont comprises entre 8% et 30% [17] de la puissance produite et la stabilisation des tensions aux différentes barres du réseau est une préoccupation de premier plan. Ainsi, la compensation des réseaux est l'un des premiers postes budgétaires des coûts d'installation et d'entretien. Les différents paramètres et grandeurs apparaissant dans (1.1)-(1.4) sont indiqués dans la Figure 1-4.

$$P_J = 3r_{TL}I_l^2 \quad \text{avec } r_{TL} = r_{T1} + r_{L1} + r_{T2} \quad (1.1)$$

$$P_{tot} = \sqrt{3}V_{ll}I_lF_p \quad \text{avec } F_p = \cos(\varphi_{source}) \quad \text{et } \varphi_{source} = \tan^{-1} Q_{tot}/P_{tot} \quad (1.2)$$

$$P_J = \frac{r_{TL}}{V_{ll}^2 F_p^2} P_{tot}^2 = B_l P_{tot}^2 \quad \text{avec } B_l = \frac{r_{TL}}{V_{ll}^2 F_p^2} \quad (1.3)$$

$$P_{pertes} = aP_{tot}^2 + bP_{tot} + c \quad (1.4)$$

Traditionnellement, on limite les pertes dans le système en assurant une bonne compensation de la puissance réactive ($Q_{tot} \rightarrow 0 \Rightarrow F_p \rightarrow 1$), la production en haute tension et le transport en très haute tension. Cependant le facteur B_l défini dans (1.3) possède une limite inférieure principalement déterminée par les matériaux utilisés (cuivre des transformateurs et alliages d'aluminium des lignes haute tension). La technologie de transport en courant continu haute tension (CCHT, en anglais *High Voltage Direct Current* (HVDC)) permet d'éliminer plusieurs pertes (rayonnement, chutes de tension inductives), mais, réduire la valeur de la puissance transportée sur de longues distances reste le moyen le plus efficace.

Propulsé par les progrès techniques récents, le concept de réseaux intelligents est une projection futuriste [18, 19] des réseaux électriques actuels. Ainsi, les systèmes actuels sont appelés à intégrer massivement les technologies des télécommunications et de l'informatique à l'électrotechnique classique, de manière à obtenir une optimisation globale du système (production, transport et exploitation). Les caractéristiques fondamentales d'un RI sont [4]:

- (i) l'emploi des technologies des télécommunications et des réseaux informatiques pour gérer une importante quantité de capteurs clairsemés à travers le réseau;
- (ii) l'automatisation plus poussée des processus de production, de transport et de distribution de l'énergie électrique;
- (iii) l'intégration optimale des sources renouvelables locales et des systèmes de stockage de l'énergie électrique;
- (iv) l'optimisation du fonctionnement des sources traditionnelles telles que l'hydroélectrique ou le diesel (dans les régions isolées);
- (v) l'élaboration d'interfaces et de protocoles d'interopérabilité⁵.

Le Tableau 1-1 dresse une comparaison des fonctionnalités des réseaux classiques et des réseaux intelligents. Les solutions apportées par le réseau intelligent restent liées aux grands réseaux de production et s'appliquent à grande échelle (pays ou continents) [19-21]. La transition vers les réseaux intelligents a déjà été amorcée dans plusieurs pays par le développement accéléré des sources renouvelables, et leur intégration aux réseaux nationaux. Dans [1], les prévisions montrent une part de plus en plus croissante du renouvelable dans la production mondiale, l'hydroélectrique, l'éolien et le solaire étant les principaux moteurs de cette croissance (voir Figure 1-5). La deuxième manifestation de l'évolution des réseaux actuels vers les exigences des réseaux intelligents peut s'observer par l'introduction massive des systèmes de métrage (compteurs) intelligents au niveau de la distribution électrique. Les compteurs intelligents forment un réseau informatique ad hoc dans lequel chaque appareil est à la fois un dispositif de mesure de la consommation, d'enregistrement (profil journalier de consommation) et un routeur⁶ sans fils [22, 23]. Cependant cette évolution n'est que

⁵ Ensemble de Normes et de protocoles externes permettant l'échange d'information entre des entités ou des systèmes très différents (p. ex. les politiques environnementales, le marché, et l'état d'opération du réseau électrique)

⁶ Routeur sans fil: reçoit et retransmet les données des compteurs voisins, de proche en proche, jusqu'à une station de base.

Tableau 1-1 Comparatif des fonctionnalités d'un réseau électrique classique et d'un réseau intelligent

Fonctions	Réseaux classiques	Réseaux intelligents
Production	<ul style="list-style-type: none"> ○ Massive et localisée Quelques unités de grande capacité très distantes des exploitations. ○ Hydroélectrique, thermique, thermonucléaire, à cycle combiné. ○ Éloignée de l'exploitation. 	<ul style="list-style-type: none"> ○ Distribuée Un grand nombre d'unités de grande, moyenne et petite capacités dont certaines sont proches des exploitations. ○ Classique + éolienne, photovoltaïque, hydrolienne, biomasse, géothermique. ○ Proche de l'exploitation
Transport	<ul style="list-style-type: none"> ○ Longues lignes hautes tensions (CA ou CC) 	<ul style="list-style-type: none"> ○ Courtes lignes moyenne et basse tension.
Distribution	<ul style="list-style-type: none"> ○ Unidirectionnelle De la sous-station vers les clients ○ Architecture radiale 	<ul style="list-style-type: none"> ○ Bidirectionnelle Les clients sont actifs et peuvent produire de l'énergie pour renforcer le réseau. ○ Architecture maillée
Supervision	<ul style="list-style-type: none"> ○ Centralisée et exclusive: Des capteurs et des actionneurs disséminés dans le transport fournissent des informations à la base via un système de type SCADA. ○ Étendue et globale nécessite parfois une couverture satellitaire, ce qui augmente la latence et la réactivité. 	<ul style="list-style-type: none"> ○ Décentralisé et inclusive: De petits sous-réseaux (sources, transport et charges locales) sont supervisés et peuvent s'agréger à des ensembles plus grands. ○ Locale Emploie les NTIC (Ethernet, wifi, WiMax), protocoles TCP/IP, etc., assurant une bonne qualité de service avec des temps de latence réduits.
Stockage de l'énergie électrique	<ul style="list-style-type: none"> ○ Non viable économiquement: La puissance est produite à la demande dans l'optique de stabiliser le réseau 	<ul style="list-style-type: none"> ○ Pratiquement Indispensable Il faut tirer le meilleur des sources renouvelables (intermittentes) en stockant les excédents.
Contrôles et régulations	<ul style="list-style-type: none"> ○ Limités à la production et au transport. ○ Manuels et semi-Automatiques. 	<ul style="list-style-type: none"> ○ Omni présents, de la production à l'exploitation. ○ Entièrement automatisés.
Commutations et Reconfiguration dynamiques	<ul style="list-style-type: none"> ○ Risques d'instabilité et de pannes générales. 	<ul style="list-style-type: none"> ○ Possibilité de fonctionner en mode connecté ou isolé. ○ Déconnexion/reconnexion automatique et transparente (plug and play) Les véhicules électriques sont appelés à jouer des rôles de plus en plus importants.
Interopérabilité	<ul style="list-style-type: none"> ○ Quasi inexistante: Relations de verticalité ou échanges très restreints avec les autres acteurs du marché de l'énergie. 	<ul style="list-style-type: none"> ○ Poussée au maximum: Prévoit des interfaces d'échanges mutuels (en temps réel) avec les autres acteurs du marché de l'énergie.

partielle et rencontre plusieurs obstacles incluant l'appréhension du public, spécialement reporté dans l'étude menée par Bertoldo et al. dans [24].

Un autre obstacle à l'avancée du réseau intelligent est la réticence des grands opérateurs à accepter sur leurs réseaux les nouvelles sources qui n'ont pas la maturité technologique des sources conventionnelles, vu la forte sollicitation des réseaux actuels. Cette hésitation est exacerbée par les risques d'effondrement qui pourraient survenir en cas d'instabilités additionnelles apportées par les fluctuations, parfois imprévisibles, des sources renouvelables. L'emploi massif des dispositifs de stockage électrique est parmi les solutions envisagées pour améliorer l'acceptation des nouvelles sources [25-27]. L'inertie de l'évolution

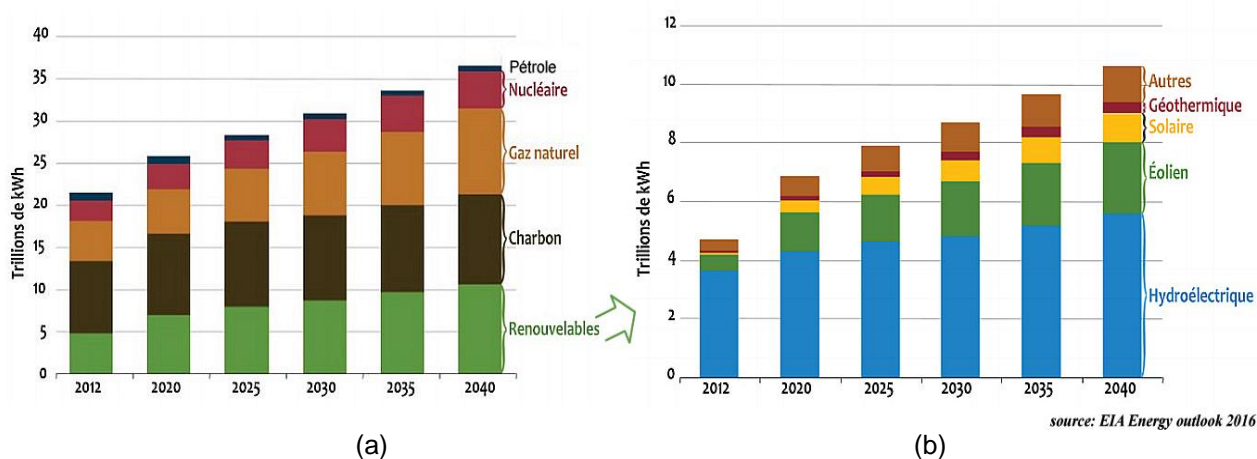


Figure 1-5 Prévisions de développement de la production d'énergie électrique mondiale par sources: (a) en général; (b) cas particulier des énergies renouvelables [1]

des réseaux actuels vers les réseaux intelligents est surtout liée à la taille des infrastructures à réformer (réseaux continentaux), à la multitude d'acteurs à accorder (producteurs, commerciaux, politiques, consommateurs) et aux multiples institutions impliquées (gouvernements, régulateurs aux intérêts divers) [28].

Le microréseau est une modalité pratique du réseau intelligent [21, 29, 30]. Il reprend les principes fondateurs du réseau intelligent, notamment la convergence des technologies de télécommunications, de l'informatique et de la production d'énergie électrique, et se déploie à petites échelles (maison d'habitation, bâtiment ou groupe de bâtiments, villages/villes). Il est généralement construit au-delà du méga réseau de sous-stations d'un système traditionnel avec lequel il congénère [31-35], mais peut aussi être complètement autonome (cas d'une île ou d'une région éloignée difficile d'accès) [36-39]. Ainsi, le microréseau est un mini réseau intelligent dont la construction est axée sur les solutions applicables au niveau de la distribution électrique donc, plus proche des consommateurs. Poser le problème de l'efficacité énergétique à cette échelle revêt plusieurs avantages:

1. les impacts des pannes locales sont limités à l'étendue du microréseau qui peut en urgence être déconnecté du réseau principal pour fonctionner de manière autonome;
2. les ressources et les organes à contrôler sont moins nombreux, et la mise en œuvre d'un système de gestion de la production locale est aisée et à la portée l'opérateur du MR;
3. tout acteur du MR peut être à la fois producteur et consommateur, ce qui est facilement réalisable à petite échelle, mais plus compliqué à grande échelle;
4. l'énergie produite au niveau du microréseau est consommée en grande partie par les charges locales, ce qui réduit drastiquement la contrainte sur les lignes de transport longues distances et les pertes qui y sont comptabilisées;
5. parce que proche des utilisateurs et de leurs besoins, un microréseau est flexible dans sa structure, la puissance installée, et même les technologies employées (p. ex. la distribution de l'énergie en courant continu dans certaines sections est implémentable sans difficulté majeure);
6. les véhicules électriques sont de nouvelles charges dynamiques qui s'adaptent à merveille à la flexibilité et à la modularité des microréseaux [40],
7. le microréseau est bâti au niveau de la distribution électrique, ce qui rend possible son exploitation pour appuyer les réseaux traditionnels sans modifications importantes de l'infrastructure existante, notamment avec un système SCADA déjà opérationnel;
8. cette approche est accueillie plus favorablement par les gestionnaires de grands réseaux, car les problèmes de stabilités et d'hétérogénéité sont résolus au niveau local et chaque microréseau est vu comme un agrégat de sources présentant une interface unifiée.

Cette liste non exhaustive des avantages de cette nouvelle approche fait du microréseau une solution d'avenir pour répondre à l'urgence de gestion responsable des ressources naturelles exposées à la section 1.1. La Figure 1-7 montre la relation entre les concepts fondateurs du

réseau intelligent et leur évolution vers le microréseau. Les fonctions essentielles que l'on retrouve dans un microréseau ainsi que les interrelations sont illustrées à la Figure 1-6.

En somme, face à l'urgence et aux exigences environnementales, produire de l'énergie électrique en utilisant toutes les ressources locales disponibles (diesel, hydroélectrique, éolien et photovoltaïque) est une solution pratique apportée par le concept des microréseaux qui s'avère:

- économique (réduction des pertes en ligne),
- rapide à mettre en œuvre et surtout,
- possédant une charge écologique réduite par l'intégration des ressources renouvelables locales.

Un microréseau intelligent ainsi bâti peut évoluer avec les besoins de la communauté qu'il alimente ou s'agréger à d'autres microréseaux (ou au réseau de distribution traditionnel) pour former un ensemble de plus en plus grand. Quelques-unes de ces solutions sont déjà mises en œuvre ou sont en cours de développement par de grands producteurs d'énergie.

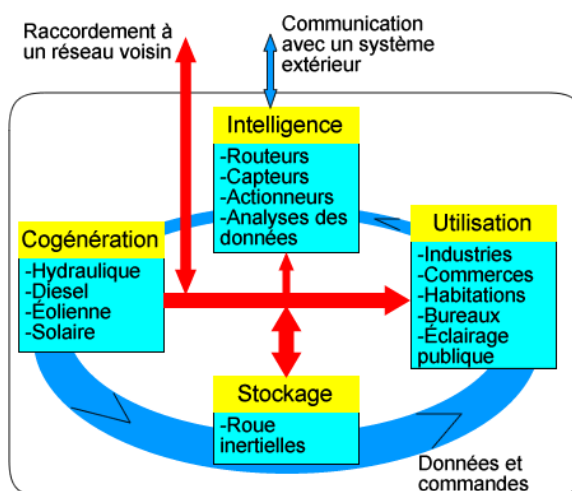


Figure 1-6 Principales fonctions d'un micro réseau

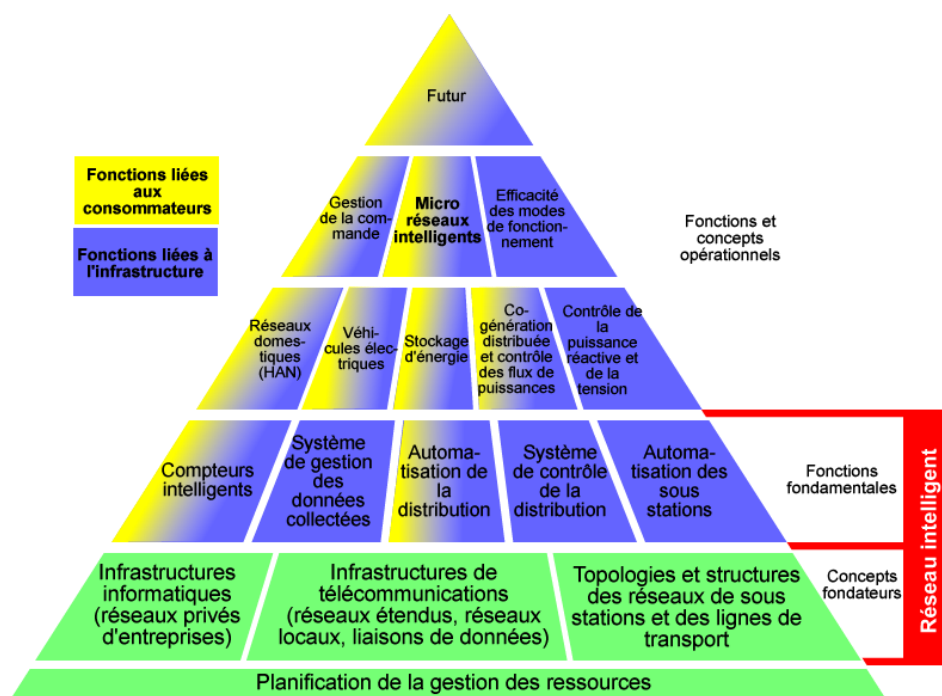


Figure 1-7 Pyramide du réseau intelligent (d'après [21])

1.3 PROBLÉMATIQUE ET OBJECTIFS DE LA THÈSE

Cette thèse s'inscrit dans la problématique globale de la production optimale de l'énergie électrique pour faire face aux problèmes mondiaux liés à l'augmentation des cours des carburants fossiles. Comme précédemment observés au Québec, les microréseaux électriques alimentés par des microcentrales autonomes de toutes sortes connaissent un développement accéléré. Afin d'adapter ces microcentrales autonomes aux nouvelles ressources et ainsi accroître la production d'énergie électrique, ou encore d'améliorer la fiabilité, une stratégie très intéressante consiste à les structurer en microréseaux. Ces derniers peuvent fonctionner de manière autonome ou être intégrés à un plus grand réseau. Dans la présente section, nous exposerons les objectifs de recherche ainsi que l'approche méthodologique adoptée.

La thèse contribue au développement des modèles d'analyse, de contrôle et de diagnostic des microréseaux de cogénération des sources d'énergie précédemment citées. Afin de nous rapprocher des structures de microréseau réel, le système considéré est composé:

- d'une mini-centrale de production hydroélectrique et d'un générateur diesel faisant office de sources conventionnelles;
- de l'éolien et du solaire, qui sont des sources d'énergies renouvelables distribuées, destinées à renforcer la production conventionnelle;
- d'un système de stockage inertielle permettant d'améliorer la stabilité du microréseau;
- et de charges locales incluant des charges dynamiques telles que les véhicules électriques.

Nous nous proposons dans cette recherche de développer des algorithmes de commande permettant:

- d'optimiser l'opération des sous-systèmes de production pour répondre à la demande de la charge variable;
- d'intégrer un mécanisme de détection dynamique de la consommation de la charge locale;
- d'ajuster en temps réel la production d'énergie et la demande du réseau local, notamment en actionnant le stockage d'énergie.

Le principal extrant visé est la proposition d'un exemple concret de microréseau intelligent qui répond aux exigences des nouveaux paradigmes d'économie d'énergie. Ceci contribuera à la transition vers des réseaux locaux intelligents et autonomes, intégrant les énergies renouvelables et permettant un accès facile à l'énergie électrique.

1.4 OBJECTIFS SPÉCIFIQUES ET APPROCHE MÉTHODOLOGIQUE

L'approche méthodologique adoptée pour cette recherche peut se résumer par le graphique de synthèse donné à la Figure 1-8. Le premier objectif (Objectif 1) consiste à mener une étude des topologies applicables aux microréseaux afin d'élaborer un plan de réalisation du prototype d'étude comprenant les modules microhydroélectriques, diesel, éolien et photovoltaïque. L'implémentation des modules de stockage et de charges locales sera aussi étudiée.

Le deuxième objectif (Objectif 2) consiste à mener une étude de chacune des composantes essentielles de la structure de micro réseau choisie, principalement les générateurs et les modules de stockage, afin: (i) d'écrire des modèles dynamiques pour chaque sous-système,

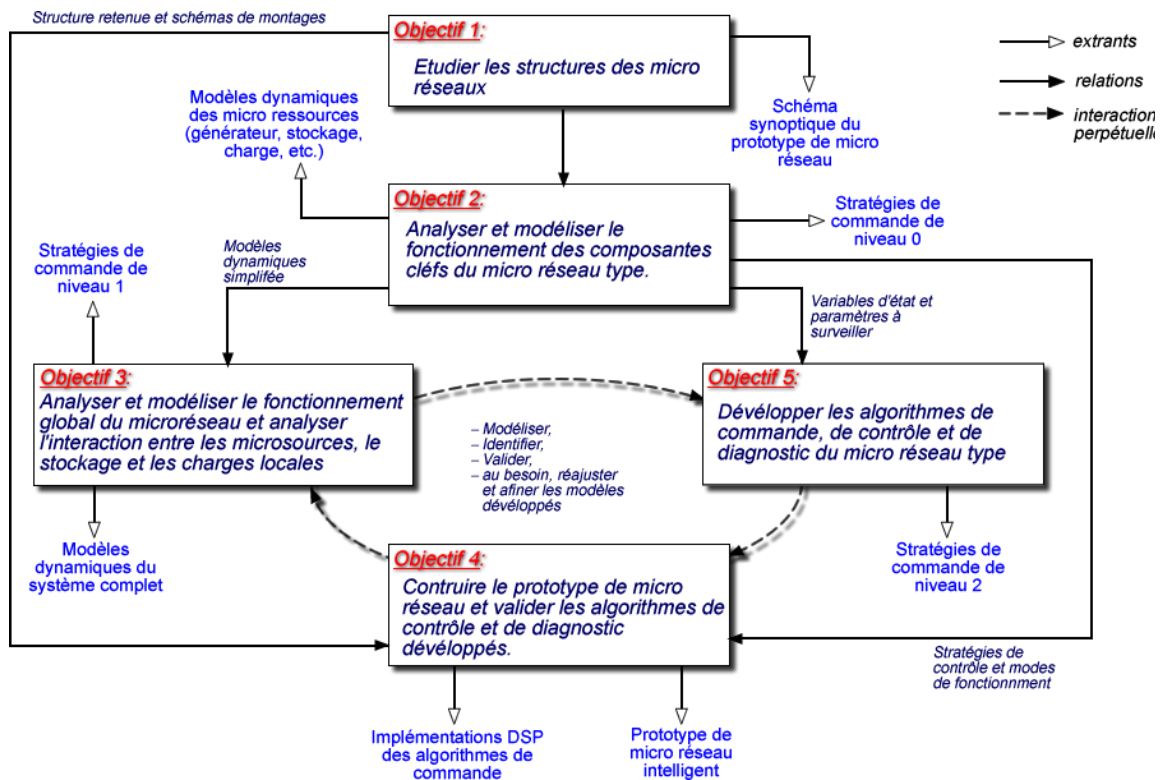


Figure 1-8 Représentation graphique de l'approche méthodologique de la thèse

(ii) proposer des techniques d'identification des paramètres des modèles développés, (iii) simuler le comportement dynamique intrinsèque de chaque sous-système, analyser les techniques de détection de défauts et de diagnostic applicables.

Le troisième objectif (Objectif 3) consiste modéliser l'entière du microréseau et à explorer les méthodes de détection applicables à l'ensemble du système. Il s'agit notamment de: (i) modéliser et simuler le système de cogénération au complet à partir des modèles réduits de ses sous-ensembles, (ii) rechercher les sources d'instabilité et proposer des moyens de détection et de localisation des défauts, (iii) Simuler des situations de détection et de localisations réalistes, puis explorer les pistes d'amélioration du système.

Le quatrième objectif (Objectif 4) consiste à construire un prototype physique de la structure de microréseau retenue. Ce prototype sera la principale plateforme de validation pratique des théories développées et éprouvées par simulation.

Le dernier objectif (Objectif 5) consiste à proposer des algorithmes de supervision et de gestion optimale de la cogénération. Les techniques de contrôle, de supervision et de diagnostic les plus pertinentes et applicables au prototype construit seront testées et comparées aux résultats de simulations issus des modèles.

Les objectifs 1 et 2 peuvent être abordés de manière séquentielle. Par contre les objectifs 3, 4 et 5 font partie d'un processus dynamique consistant à modéliser, identifier les paramètres des modèles, obtenir des résultats de simulation et (si possible) les comparer à des essais pratiques, et affiner ou réajuster les modèles développés.

1.5 CONTRIBUTIONS ET ORGANISATION DE LA THÈSE

Comme le montre la revue de la littérature, la théorie, les principes et les techniques des microréseaux sont abondamment documentés. Cependant, les résultats d'implémentation sont en général parcellaires et moins étayés. Il en est de même pour les algorithmes et les programmes informatiques, ou même le matériel informatique au cœur du fonctionnement des microréseaux. Par les détails techniques et pratiques qu'il abordera, notamment la construction du prototype de microréseau, notre travail contribuera à combler ce manque. Compte tenu des fulgurantes avancées dans le domaine de l'électronique embarquée, notamment les microcontrôleurs possédant des moteurs de calcul arithmétique avancés (DSP), notre thèse vise à démontrer et à vulgariser leurs exploitations pour l'application des théories développées dans le cadre des microréseaux.

Le chapitre 2 présente l'état de l'art de "l'écosystème" des réseaux intelligents et des microréseaux en particulier. Il en ressort que le domaine des microréseaux dépasse le simple cadre de l'électrotechnique et agrège plusieurs sciences connexes, allant du concret des techniques d'acquisition de signaux électriques au monde abstrait des algorithmes de commande et d'optimisations. Les concepts fondamentaux, l'architecture des microréseaux, l'agrégation de ses différentes composantes et les aspects de commandes et de supervision y sont abordés.

Le chapitre 3 présente la réalisation du prototype construit pour l'étude des microréseaux. Le système présenté est basé sur la suite didactique LabVolt® et propose différentes solutions d'émulation des sources diesel et micro hydroélectrique considérées comme génératrices du microréseau. Par ailleurs, un système de conversion multifonctionnel est proposé pour l'étude de l'injection de puissances à l'aide d'onduleurs.

Le chapitre 4 traite de l'identification des paramètres d'un groupe diesel, utilisé pour cogénérer dans le prototype proposé. En effet, du point de vue du développeur de systèmes d'énergie décentralisés, il est crucial de pouvoir anticiper sur certaines dynamiques ou contingences en exploitant des modèles numériques. Ce chapitre propose un ensemble de modèles à cet effet.

Dans le chapitre 5, une étude minutieuse du stockage inertiel est effectuée. En effet, il est constamment indiqué à travers la revue de la littérature menée au chapitre 2 que les interfaces entre le microréseau et les systèmes d'énergie renouvelables font appel aux mêmes structures d'onduleurs et de hacheurs. Des efforts considérables sont déployés pour explorer l'espace de la commande des machines, notamment la machine asynchrone actionnant la roue inertielle, ainsi que celui de l'injection de puissance dans le microréseau.

À la suite aux travaux rapportés dans le chapitre 5, le chapitre 6 propose quelques pistes d'amélioration de la dynamique d'injection de puissance. On y étudie entre autres l'amélioration du régulateur proportionnel-intégral, une nouvelle génération de correcteurs, par la relocalisation de l'action proportionnelle et une technique d'identification en temps réel des paramètres des inductances de ligne utilisés pour l'injection de la puissance dans le microréseau. Les résultats montrent que cette dernière proposition peut servir de base pour la mise au point d'algorithmes de détection rapides des défauts en cours d'établissement. Enfin, le chapitre 7 présente les conclusions générales qui incluent entre autres les principales productions scientifiques.

CHAPITRE 2

REVUE DE LA LITTÉRATURE

2.1 INTRODUCTION

Les notions de cogénération, réseaux intelligents et microréseaux sont intimement liées. En effet, les récents développements technologiques en matière de production, de transport et d'exploitation de l'énergie électrique ont conduit à l'émergence de nouvelles sources et charges, notamment les véhicules électriques, devant faire partie intégrante des réseaux électriques du futur. Pour assurer une gestion dynamique et harmonieuse de toutes ces nouvelles ressources, le stockage à court et moyen termes de l'énergie électrique est généralement préconisé. Ces ajouts nécessaires, vu l'urgence socioéconomique précédemment présentée, ont pour finalité la réduction des impacts négatifs de la production de l'énergie électrique en utilisant le maximum de ressources renouvelables disponibles, à un endroit donné. Dans le présent chapitre, les principales notions connexes à notre recherche sont présentées. La section 2.2 présente les concepts de réseaux intelligents et microréseaux tandis que les sections 2.3 et 2.4 définissent les grandes catégories et quelques architectures fonctionnelles. La section 2.5 se concentre sur l'état l'art en matière d'agrégation des différentes sources et de leurs comportements dynamiques.

2.2 CONCEPTS DE RÉSEAUX INTELLIGENTS ET DE MICRORÉSEAUX ÉLECTRIQUES

La notion de Smartgrid ou Réseau intelligent fait référence en premier lieu à la modernisation des réseaux électriques classiques. Cette modernisation a pour but ultime l'intégration optimale des sources renouvelables et la gestion efficace de l'énergie (produite, transportée, exploitée).

Suivant l'institut des ingénieurs-électriciens et électroniciens (IEEE⁷), le réseau intelligent est un grand "système de systèmes" [41] qui se décline suivant trois principales couches fonctionnelles (voir Figure 2-1):

- La couche 1 regroupant les fonctions de production, transport et utilisation de l'énergie électrique;
- La couche 2 regroupant les fonctions de communication et d'acheminement de l'information,
- Et la couche 3 regroupant toutes les fonctions de supervision, de gestion et d'interopérabilité.

"L'intelligence" du réseau électrique est assurée par les couches 2 et 3 (voir Figure 2-1): les politiques et les stratégies d'exploitation sont définis suivant des contraintes socio-économiques et environnementales (voir section 1.1). Elles sont ensuite modélisées et traduites en termes d'algorithmes de gestion. L'acheminement des informations est assuré par un ensemble d'infrastructures de télécommunications regroupées dans la couche 2. De manière panoramique, l'implémentation du réseau intelligent consiste à ajouter de l'automatisation à un réseau traditionnel de manière à obtenir l'interopérabilité, c'est-à-dire un fonctionnement coopératif entre différentes entités parfois abstraites (politiques, utilisateurs, environnement, marché, etc.), sans restriction d'accès ou de mise en œuvre. L'interopérabilité des réseaux intelligents est spécifiquement abordée dans les feuilles de route sur les standards d'interopérabilité [42] et notamment, le standard IEEE 2030 [41]. Les auteurs y présentent les principes architecturaux nécessaires résumés dans le Tableau 2-1.

⁷ **Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)**: Association professionnelle constituée d'ingénieurs électriciens, d'informaticiens, de professionnels du domaine des télécommunications, etc. Elle possède différentes branches dans plusieurs parties du monde et a pour but de promouvoir la connaissance dans le domaine de l'ingénierie électrique (électricité et électronique).

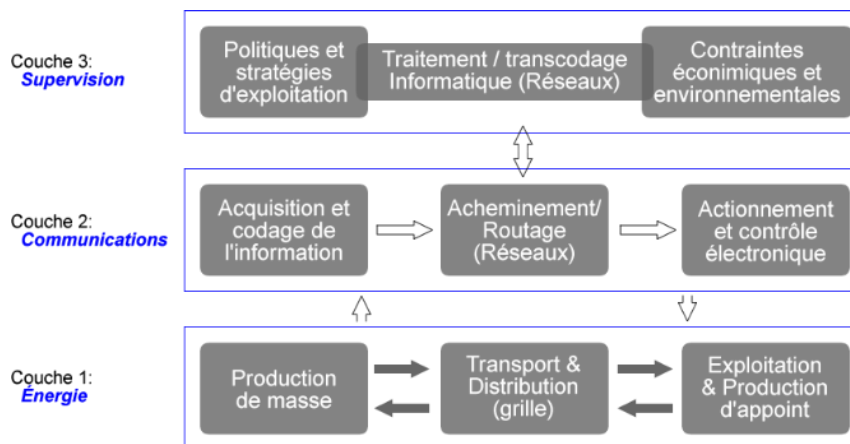


Figure 2-1 Définition des réseaux intelligents suivant trois couches fonctionnelles

Les principes architecturaux exposés dans le Tableau 2-1 représentent des défis technologiques et organisationnels qui sont relevés au quotidien par plusieurs chercheurs à travers la planète. Dans [21], F. Farhangi à l'instar de nombreux autres auteurs ([43, 44]), présente les transformations massives qu'a connue l'industrie de la production d'énergie électrique au courant des dernières décennies, ainsi que l'évolution vers le réseau intelligent. Partant des réseaux électriques traditionnels qui sont fondamentalement unidirectionnels (de la production de masse vers l'exploitation), l'évolution vers le réseau intelligent progresse au rythme des développements technologiques dans divers domaines, notamment l'électronique, les télécommunications et l'informatique. Étant donné que 90% des défaillances d'un réseau électrique traditionnel se produisent dans la distribution, la première étape de l'évolution du réseau électrique à commencer à ce niveau, en introduisant graduellement des équipements de mesure automatisés avec de nouvelles applications opérationnelles. Deux principales technologies sont alors citées:

- La technologie AMR (*Automatic Meter Reading*) permettant la télémétrie et le diagnostic en temps réel basé sur l'état des infrastructures électriques;

- Et la technologie AMI (*Advanced Metering Infrastructure*) qui est une version améliorée d'AMR permettant en plus le télécontrôle des infrastructures électriques.

Tableau 2-1 Principes architecturaux sous-tendant la mise en œuvre des microréseaux.

Principe	Description
Standardisation	Les éléments infrastructurels ainsi que leurs interrelations sont clairement définis, publiés, libres d'accès et maintenus dans le temps.
Ouverture	L'infrastructure est basée sur les technologies disponibles et accessibles à tous les acteurs sur une base non discriminatoire. Les développeurs des technologies ont une stratégie d'évolution vers une large diffusion des standards et des techniques employés.
Interopérabilité	La standardisation des interfaces entre les organes infrastructurels de façon à ce que: <ul style="list-style-type: none"> – Le système peut être reconfiguré pour s'adapter à une géographie, être spécifique à une application ou à une circonstance économique mais, – La reconfiguration ne doit pas empêcher la nécessité de communication entre les éléments de l'infrastructure.
Sécurité	Le système est protégé contre les accès non autorisés et les interférences avec le fonctionnement normal. Il doit implémenter la protection des informations et autres stratégies de sécurité.
Extensibilité	La structure n'est pas conçue avec des contraintes circonstancielles empêchant son évolution au fur et mesure du développement de nouvelles technologies et applications. À cet effet: <ul style="list-style-type: none"> – Les données sont définies et structurées suivant un modèle d'information commun (CIM¹); – La séparation entre les données et les méthodes (les fonctions) permettant des traitées ou des acheminer; – Ses composantes peuvent s'identifier se décrire aux autres entités du système.
Évolutivité	L'infrastructure peut s'étendre sans limitation fondamentale de taille.
Gérabilité	Les configurations des composantes doivent être accessibles à l'analyse et à l'ajustement en temps réel, les défauts éventuels doivent être identifiés et circonscrits. En outre, ces composantes doivent être contrôlables à distance.
Mise à niveau	La configuration, les logiciels, les algorithmes et les procédures de sécurité peuvent évoluer et être appliquées avec un minimum d'intervention le matériel. Ceci est un aspect particulier de la gérabilité.
Partage	Les infrastructures mettent en commun certaines de leurs ressources, ce qui permet des économies d'échelle et réduit les efforts de développement. Si bien organisé, ceci émule l'innovation par la compétition.
Ubiquité	Les utilisateurs authentifiés d'un réseau intelligent peuvent avoir accès aux ressources de ce dernier sans barrière géographique ou de toute autre nature.
Intégrité	Le système opère à un niveau de disponibilité, performance et de fiabilité. Il redirige automatiquement l'information, continu d'opérer en cas de pannes électriques et sauvegarde assez d'informations, à des intervalles réduits, pour récupérer d'une situation de défaut.
Simple à l'utilisation	Les interfaces sont logiques, consistantes et implémentent préférentiellement des procédures intuitives pour l'utilisation et la gestion intuitive de l'infrastructure. Compte tenu de la pléthore de variables manipulées, le système optimise la quantité d'informations et de choix donnés à l'utilisateur, tout en minimisant les actions qu'ils peuvent engager.

Adapté de IEEE std. 2030 [41]; ¹Common Information Model (CIM)

Ainsi, Les AMI contribuent grandement à l'implémentation du concept de gérabilité, de mise à niveau et d'ubiquité à la base des réseaux intelligents (voir Tableau 2-1). L'impact de l'introduction de ces technologie dans le développement des RI, cas du secteur de l'électricité aux États-Unis d'Amérique entre 2009 et 2012, est spécialement étudié par J. Corbett et al. dans [45]. J. Histock et D. Beauvais dans [4] dressent un bilan du développement des réseaux intelligents au Canada, la collaboration entre les différents acteurs ainsi que leur déploiement à travers divers projets de démonstration résumés à la Figure 2-2. Cette figure illustre le déploiement de six principales applications de RI au Canada en 2013, notamment:

- les infrastructures de mesurage avancé (AMI), constituées en majorité de nouveaux compteurs communicant (dits compteurs intelligents) et d'équipements connexes d'acheminement de l'information (modems/transmetteurs, concentrateurs, routeurs, etc.);
- les nouvelles options tarifaires (NRO), implémentables grâce au déploiement des AMI, pouvant répondre à divers besoins des consommateurs en matière d'énergie (consommation prépayée, tarifs variables suivant le moment, l'état du réseau ou l'utilisation envisagée, etc.);
- la gestion de la pointe de demande et l'augmentation des réserves opérationnelles (DR) consistant à diminuer la charge globale du système en reportant certaines utilisations par exemple (coopération entre les fournisseurs, le marché, et le consommateur);
- rétablissement automatisé du réseau (SH) consistant au rétablissement du service et la reconfiguration du réseau de distribution suite à une panne (AMI adjoints à au déploiement de sectionneurs et de disjoncteurs télécommandés);
- l'îlotage planifié ou formation de sous-réseaux électriques intelligents (MG) pour une meilleure intégration de la production ou le stockage distribué, créant ainsi des sous-groupes autonomes au sein du réseau principal (principalement utile aux applications (DR) et (SH));
- l'asservissement de la tension et de la puissance réactive (VVC) par l'utilisation des automatismes de commutation de rapports (postes de transformation/distribution) et de

compensation (capacitives ou dynamiques) permettant de lisser les profils de tension sur les lignes de distribution (réduction globale des pertes d'énergie en ligne).

Somme toute, on peut observer que le réseau intelligent regroupe toutes les technologies, tous les concepts, toutes les topologies et toutes les approches permettant de faire évoluer le réseau électrique traditionnel possédant une structure rigide, vers un système plus flexible, organiquement intelligent et entièrement intégré dans lequel les processus, les objectifs et les besoins de tous les acteurs sont soutenus par un échange efficace de données et de services. Cependant, l'un des principaux freins à la réalisation totale du RI est le caractère figé et rigide du réseau traditionnel sur lequel il est bâti [46]. Ceci limite notamment la réalisation des principes d'extensibilité et d'évolutivité en ce qui concerne les infrastructures électriques. Par

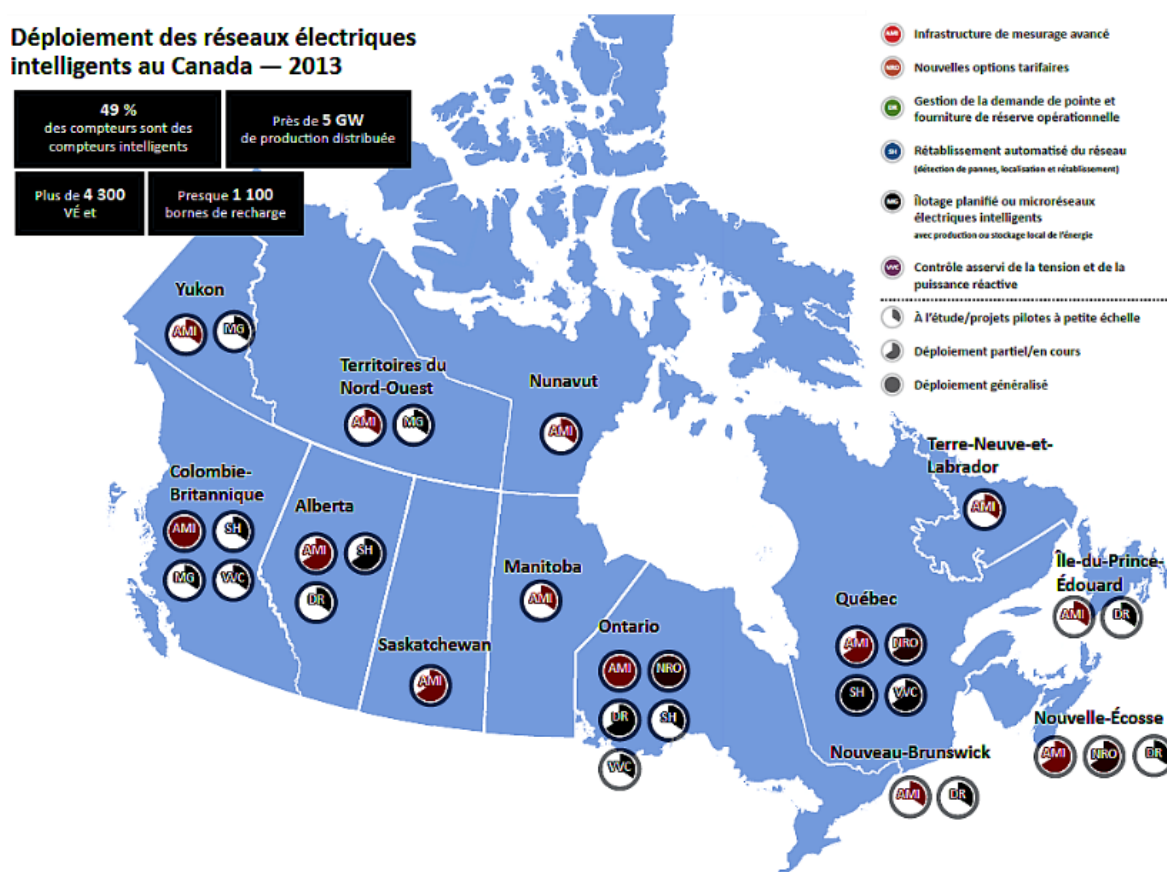


Figure 2-2 Développement des réseaux intelligents au Canada (RNCAN, extrait de [4])

ailleurs, vu la multitude des acteurs, des politiques (gouvernementales) et des technologies à accorder, les travaux de normalisation sont ardues. Ainsi, les précédentes décennies ont vu émerger un nouveau paradigme appelé microréseaux intelligents (Smart micro-grids ou tout simplement micro-grids) reprenant à petite échelle les grands principes fondateurs du réseau intelligent [21, 47]. La Figure 2-3 illustre la topologie de base des microréseaux électriques. Les éléments principaux sont:

- la production ou cogénération locale constituée de l'ensemble des sources locales disponibles (solaire, éolien, hydroélectrique, thermique, etc.);
- le stockage de l'énergie dont le rôle est d'adoucir les profils de productions et de consommations locales tout en optimisant l'exploitation des ressources renouvelables (aménagement des réserves opérationnelles);
- diverses charges locales qui peuvent être de type résidentielles, industrielles, commerciales ou tout autre consommateur de l'énergie électrique;

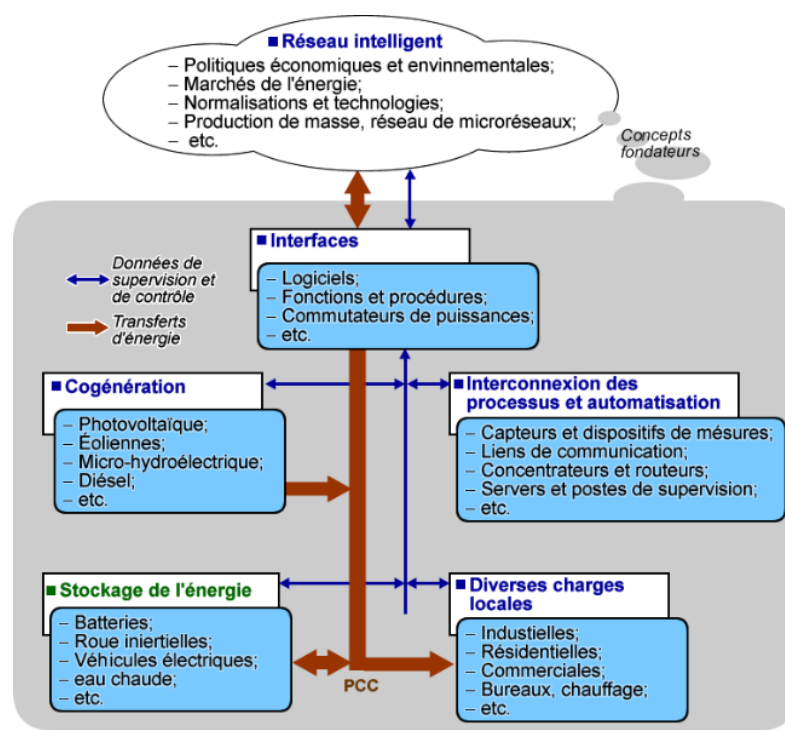


Figure 2-3 Topologie de base d'un microréseau

- les dispositifs de collecte/transport de l'information et les contrôleurs automatisés comprenant un réseau de capteurs, reliés à des bases de données alimentant des processus d'automation qui agissent principalement sur la cogénération et le stockage;
- des dispositifs d'interfaçage de l'énergie et des données du microréseau.

Ainsi, le microréseau possède toutes les ressources nécessaires (génération, transport, exploitation, supervision) pour fonctionner de manière autonome. Il peut au besoin être raccordé à un système d'énergie adjacent (grand réseau national ou réseau de microréseaux) pour appuyer sa production et mettre en commun ses ressources informatiques (données et paramètres de fonctionnement). Les microréseaux ainsi définis ne possèdent pas de restriction de taille dans la mesure où ils peuvent être implémentés à l'échelle des bâtiments et être agrégés à des ensembles plus grands. On retrouve les notions d'évolutivité et d'extensibilité chères aux RI. En observant que les gouvernants ne peuvent pas s'engager dans l'adoption de nouvelles technologies sans validation conséquente, on peut constater que des réticences à adopter de nouvelles normes ou pratiques peuvent être levées par l'implémentation à petite échelle de concepts relatifs aux RI. Par ailleurs, de nombreux réseaux électriques autonomes à travers le monde ont longtemps été exploités pour l'alimentation des régions isolées. À l'instar du réseau intelligent se bâtissant sur de grands réseaux continentaux, les microréseaux peuvent être construits à partir des réseaux électriques autonomes.

2.3 ARCHITECTURE FONCTIONNELLE DES MICRORÉSEAUX

De manière générale, un microréseau est constitué de 5 principaux systèmes: (i) la production; (ii) la distribution; (iii) le stockage; (iv) la consommation et (v) l'infrastructure de supervision et de contrôle. De par sa description originelle, il n'existe pas d'architecture type de microréseau. En effet, ce dernier est généralement bâti sur une infrastructure existante, et suivant les sources

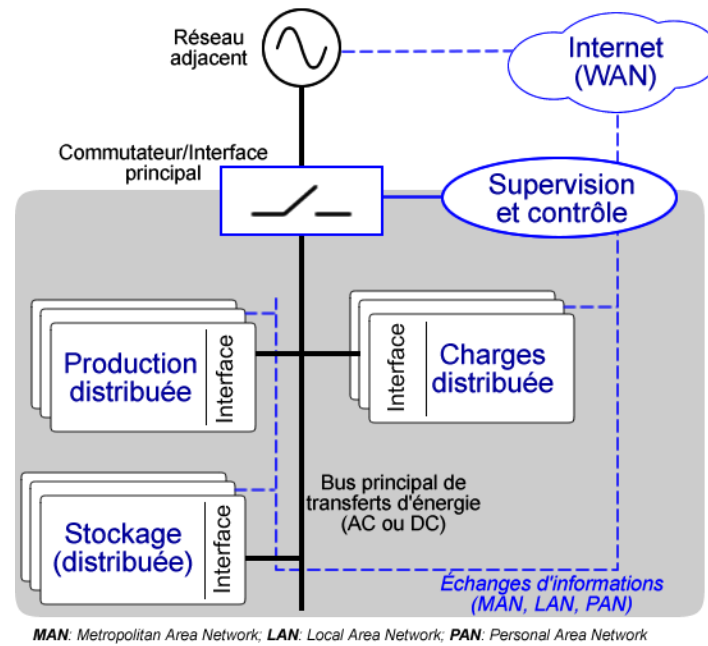


Figure 2-5 Architecture générale des microréseaux électriques

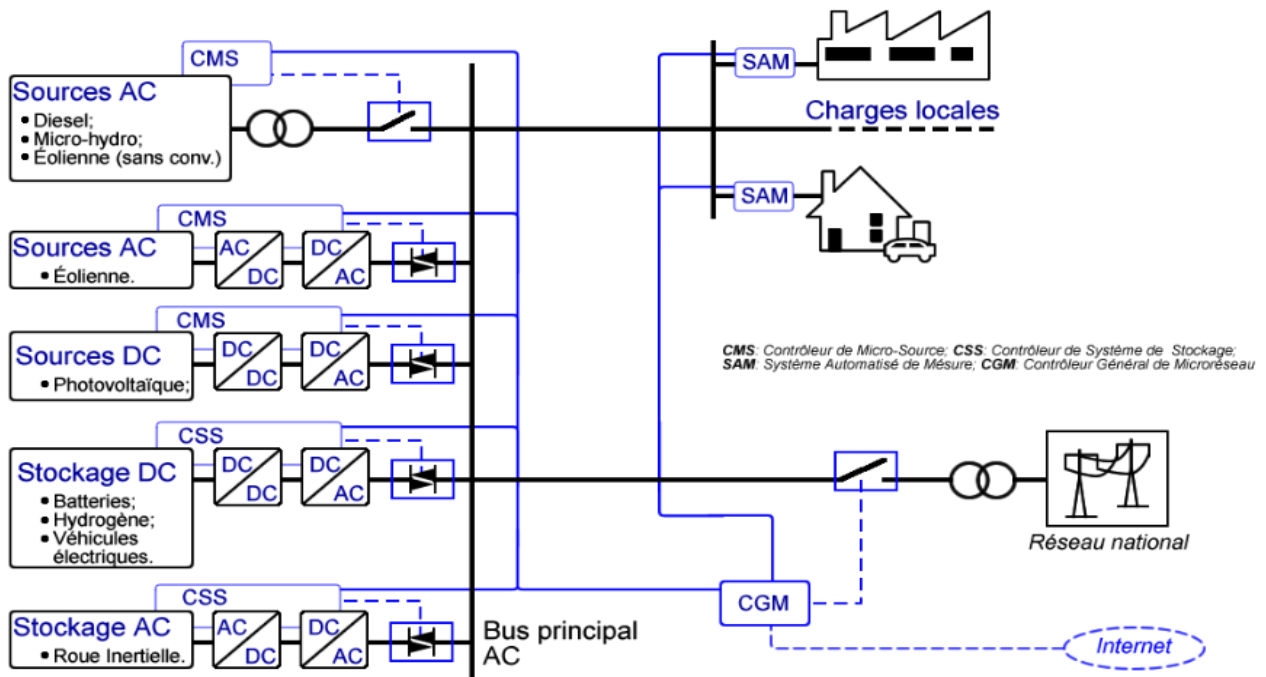


Figure 2-4 Architecture type d'un microréseau AC

renouvelables et les technologies disponibles il peut prendre différentes formes. Cependant, la littérature reporte trois principales architectures [31, 48, 49] de microréseaux, classifiées suivant le principal mode de distribution de l'énergie électrique:

- les microréseaux de type AC; où l'interconnexion se fait en courant alternatif;
- les microréseaux de type DC; où l'interconnexion se fait en courant continu;
- et les microréseaux hybrides possédant des sections AC et des sections DC.

Dans tous les cas, l'interconnexion entre le microréseau et tout système adjacent (réseau national ou autres microréseaux) se fait en courant alternatif, suivant les normes fixées par le détenteur de ce grand réseau. L'architecture générale des MR est illustrée à la Figure 2-5.

2.3.1 Les microréseaux de type AC (Courant Alternatif)

Ces structures sont spécialement étudiées dans [50-53]. Ces architectures tirent avantage de l'infrastructure déjà existante (disjoncteurs, transformateurs, génératrices synchrones, etc.) des réseaux AC classiques. Ainsi, les sources traditionnelles telles que le diesel et l'hydroélectrique sont directement connectées au bus principal de transfert d'énergie et constituent la base du microréseau. Les sources renouvelables sont intégrées graduellement pour réduire la part des sources les plus polluantes (ou dispendieuses) [10] et nécessitent en général des convertisseurs de puissance. Dans le cas particulier du photovoltaïque [54], la source renouvelable produit une puissance (tension et courant) continue qui est traitée par des dispositifs d'électronique de puissance (hacheurs et onduleurs), de manière à produire des tensions et courants alternatifs stables et synchronisés avec la base du microréseau. Il en est de même de l'éolien où les générateurs sont dans la plupart des cas des génératrices synchrones ou asynchrones qui nécessitent des chaînes de conversion AC-DC-AC pour délivrer l'énergie aux normes requises [55]. Cependant, certaines conceptions de convertisseurs éoliens à génératrices asynchrones auto-excitées [56] permettent de réduire les coûts de l'installation. Ceci se fait en général au détriment de la flexibilité du système. Pareillement, aux sources renouvelables les systèmes de stockage nécessitent aussi des convertisseurs de puissance. Les charges locales sont compatibles avec le

bus principal et les structures de connexion traditionnelles sont maintenues. Il en est de même pour le raccordement au réseau principal qui s'opère à l'aide des disjoncteurs et des commutateurs électromécaniques, qui sont commandés par le système de gestion du MR.

Un exemple d'architecture de microréseau AC est donné à la Figure 2-4. Chaque microsource possède un contrôleur (CMS) qui assure le fonctionnement optimal de l'équipement, effectue des mesures automatisées et interprète les consignes émises par le contrôleur général du microréseau (CGM). Les dispositifs de stockage possèdent des structures similaires et sont gérés par des contrôleurs de système de stockage (CSS). Au niveau des charges, des systèmes automatisés de mesure (SAM) permettent de mesurer la consommation à tout instant tout en renseignant le CGM sur l'état du réseau. Enfin, le CGM centralise les données du MR et gère les échanges d'informations et d'énergie avec un système plus global (Réseau d'énergie national, internet).

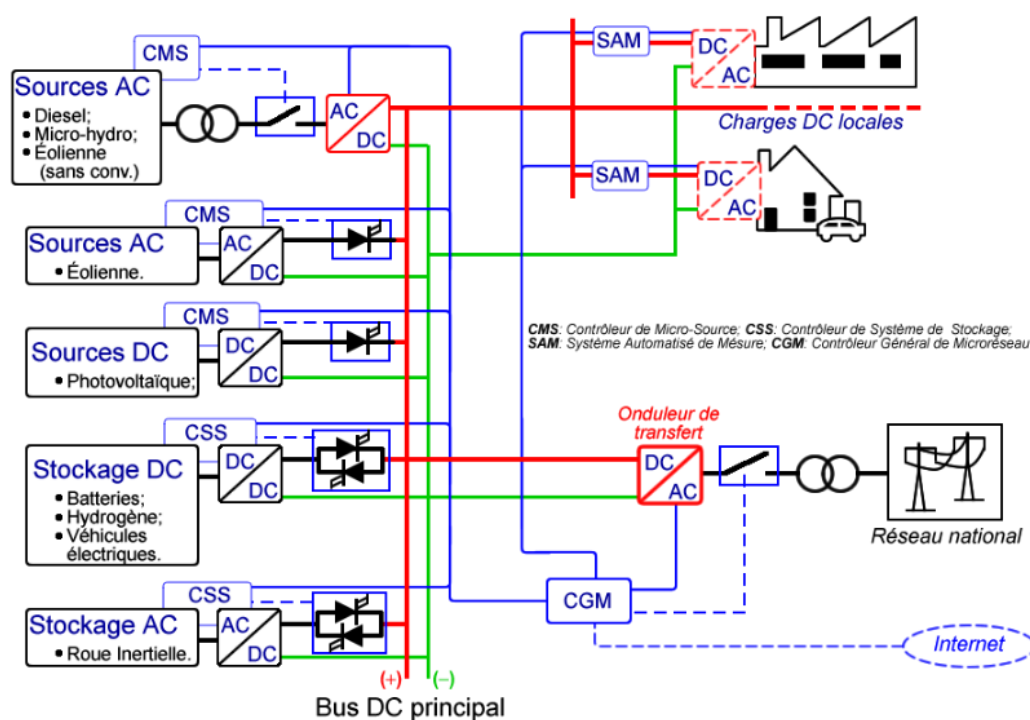


Figure 2-6 Architecture type d'un microréseau AC

2.3.2 Les microréseaux de type DC (Courant Continu)

Compte tenu de la multitude d'onduleurs requis pour adapter les nouvelles technologies de production et de stockage au bus principal des MR AC, l'objectif principal des MR DC est de réduire les coûts et les pertes en supprimant les interfaces AC (Onduleurs et filtrages AC) [49]. Par ailleurs, ces structures éliminent la nécessité de synchroniser les différentes sources et permettent une meilleure intégration des sources renouvelables. Les principales architectures des MR DC sont présentées dans [50, 57, 58]. L'énergie est transférée à travers le microréseau à l'aide d'un bus courant continu. Les charges traditionnelles AC (les machines électriques par exemples) nécessitent des onduleurs pour adapter leurs alimentations. Il en est de même pour la connexion au réseau national qui doit se faire au travers d'un onduleur de grande puissance. Un redresseur à thyristors fonctionnant en onduleur assisté peut être utilisé à cet effet.

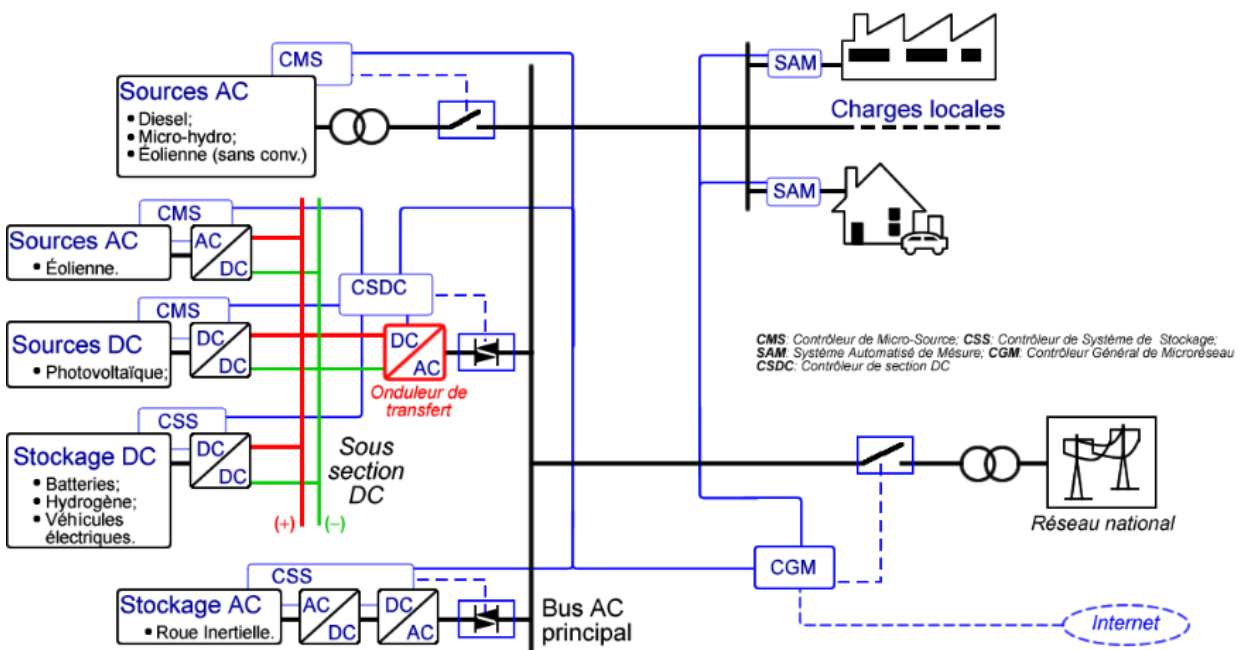


Figure 2-7 Architecture hybride (AC possédant une sous-section DC)

Le microréseau DC typique est schématisé à la Figure 2-6. Même s'ils manipulent des données différentes par rapport aux architectures AC, on retrouve des organes de contrôle pour chaque source, système de stockage et charge. "L'intelligence" est construite via un réseau de transport de données qui peut être de même nature que pour les MR CA. Le transfert d'énergie se fait via 2 principaux fils (le positif et le négatif) du bus DC principal. Les lois physiques qui s'appliquent à ce niveau sont simples et datent de l'invention même du réseau électrique (le réseau électrique selon Thomas Edison⁸). Le système de téléphonie terrestre [59] permet de se faire une bonne idée de ce que pourrait être cette architecture. Les MR DC et les convertisseurs de puissance en général ont connu un essor fulgurant grâce aux développements en électronique industrielle et systèmes informatiques embarqués. Cependant, la nécessité de reconstruction de l'infrastructure de transport et la redéfinition des normes sont des tâches ardues qui freinent le développement de ces architectures [60].

2.3.3 Les microréseaux hybrides (AC/DC)

L'architecture hybride permet de tirer le meilleur des architectures AC et DC. En général, des sous-sections entièrement DC sont aménagées dans un MR-AC pour agréger au mieux les ressources (production et stockage) de type DC. Ainsi, on évite l'emploi d'onduleurs centraux de grandes puissances dont le dysfonctionnement peut paralyser le réseau tout entier. À la place, on dispose d'une multitude d'onduleurs de moindre capacité servant de concentrateurs. Ces derniers peuvent être gérés par des contrôleurs de section DC (CSDC). La section principale étant de type AC, elle permet une connexion simple aux sources traditionnelles, aux réseaux adjacents et aux charges industrielles locales. Cette architecture est schématisée à la Figure 2-7.

⁸ **Thomas Edison** (né en 1847 et mort en 1931), inventeur et homme d'affaires américain qui était en faveur du développement d'un réseau électrique en courant continu. Il a créé la première centrale électrique sur l'île de Manhattan, à New York.

On peut aussi imaginer un MR DC possédant des sous-sections AC, cependant cette solution s'avère moins économique [5, 48]. Il est aussi à noter que toute section DC possédant un CSDC, au moins une source et un système de stockage est assimilable à un MR DC fonctionnant en cogénération avec le MR-AC principal. Ainsi, une architecture hybride peut être conçue comme un agrégat constitué de microréseaux de différentes natures [61].

2.4 AGRÉGATION DES RESSOURCES LOCALES ET STABILITÉ DE LA COGÉNÉRATION

Dans un microréseau (AC, AC ou hybride), différentes ressources doivent être interconnectées et cogénérer de façon harmonieuse dans un réseau de distribution local. De plus, cette cogénération peut être considérée comme un ensemble cohérent servant à bâtir un grand réseau intelligent, stable, robuste et résilient. Dans la présente section, nous faisons une présentation sommaire des différentes ressources, leurs principales caractéristiques et leurs modes de cogénération.

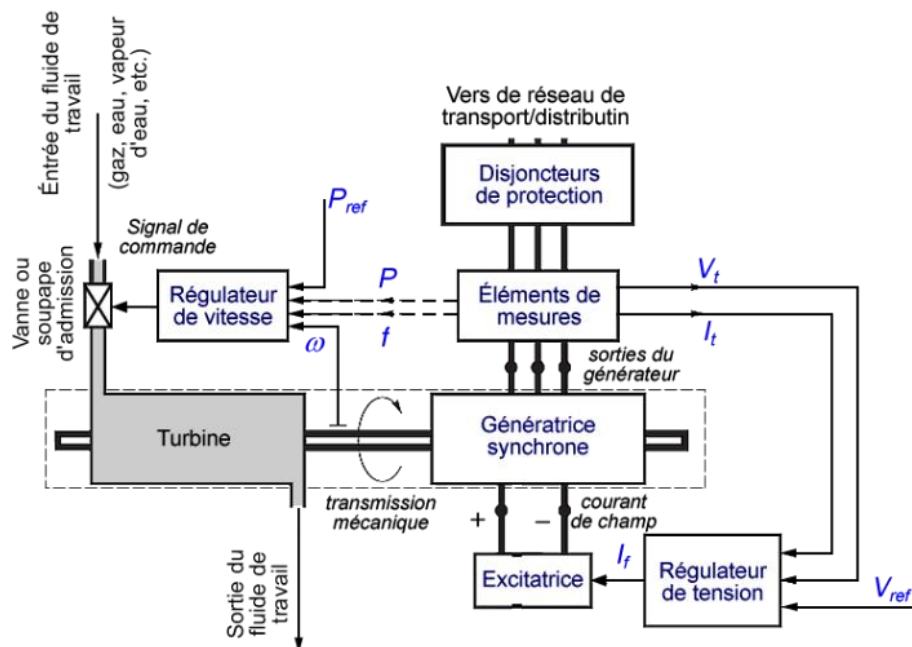


Figure 2-8 Organisation des systèmes traditionnels de production (adapté de [63])

2.4.1 Les sources traditionnelles

Les sources traditionnelles couramment rencontrées dans les microréseaux électriques sont les générateurs diesel et les macro-générateurs hydroélectriques. La modélisation et la simulation des sources traditionnelles sont principalement traitées dans les ouvrages et les articles de référence axés sur la dynamique des systèmes de production et des réseaux électriques, notamment [17, 62-65]. La structure globale d'une unité de production illustrée à la Figure 2-8 fait apparaître deux sous-ensembles essentiels, chacun associé à un organe de régulation local:

- La turbine associée à son régulateur qui contrôle la vitesse d'entraînement et la puissance (mécanique) produite;
- et la génératrice associée à son régulateur qui contrôle la puissance réactive et régule les tensions produites.

Les génératrices employées sont de type synchrone [64, 65] et produisent des tensions sinusoïdales dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse d'entraînement. Ceci implique un entraînement à vitesse fixe qui est assuré par le régulateur de vitesse de la turbine. Cependant,

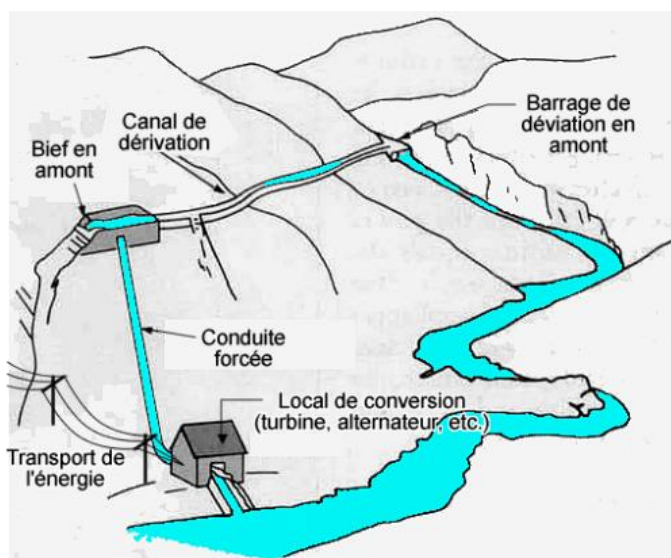


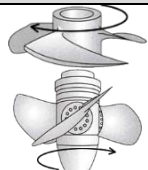

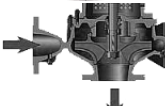
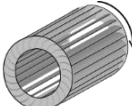


Figure 2-9 Plan typique d'une microcentrale de génération hydroélectrique [207]

la nécessité de produire de l'énergie à coût réduit dans un microréseau impose de plus en plus l'emploi de machines à induction, plus robustes et moins coûteuse que les machines synchrones, pour la production à moyennes et basses puissances [66].

2.4.1.1 L'hydroélectrique

Les microcentrales hydroélectriques sont construites en régions montagneuses où le cours d'une rivière est prélevé et dirigé à l'aide d'un canal et d'une ou de plusieurs conduites forcées, dans lesquelles le fluide travail (l'eau) prend de la vitesse sous l'effet de la gravité (voir Figure 2-9). L'énergie cinétique de l'eau est transformée en énergie mécanique d'entraînement de la génératrice par une turbine dont la construction dépend de la hauteur de chute. La puissance P_h produite en régime permanent par la turbine est donnée par (2.1) où η est le rendement total et

Tableau 2-2 Différentes technologies de turbines hydrauliques

Chute	Hauteur	Turbines	Illustrations	Principe	Vitesses spécifiques [66, 71]
Petite	jusqu'à 40 m	de type hélice, Kaplan		Réaction	340-800
Moyenne	de 40 à 100 m	Francis			55-340
		de type pompe inversée			20-64
		à flux croisé		55-200	
Grande	plus de 100 m	Pelton		Impulsions	15-80
		Turgo			40-300

$P_{théo}$ la puissance théorique en Watts. ρ , g , H et Q sont respectivement la densité de l'eau en kg/m^3 , l'accélération de la gravité en m/s^2 , la hauteur de chute en m et le débit d'eau en m^3/s . Le rendement η est le produit des rendements de chaque étage de transformation notamment la conduite forcée, la turbine et la génératrice.

$$P_h = \eta P_{théo} \quad \text{avec} \quad P_{théo} = \rho g H Q \approx 9.81 H Q \quad [\text{kW}] \quad (2.1)$$

La classification officielle proposée par l'Organisation des Nations Unies pour le Développement Industriel (ONUDI, 1984) regroupe les installations hydroélectriques en fonction de la puissance installée: la petite hydro (de 1MW à 10MW), la mini hydro (de 100kW à 1MW), la micro hydro (de 5kW à 100kW) et la pico hydro (moins de 5 kW). Les installations peuvent aussi être classées en fonction de leur hauteur de chute. On distingue les petites chutes ($H < 40\text{m}$), les moyennes chutes ($40\text{m} < H < 100\text{m}$), les grandes chutes ($100\text{m} < H < 1\text{km}$) et les très grandes chutes ($H > 1\text{km}$). Les domaines de la mini et de la microhydro concernent beaucoup plus les petites et les moyennes chutes [67-69]. Le Tableau 2-2 résume les technologies de turbines couramment employées en fonction de la hauteur de chute. La vitesse spécifique donnée par (2.2), où P_T est la puissance en bout d'arbre et N_T sa vitesse, est déterminante dans la sélection des turbines hydrauliques [66, 68, 70, 71]. Des recherches actives menées pour

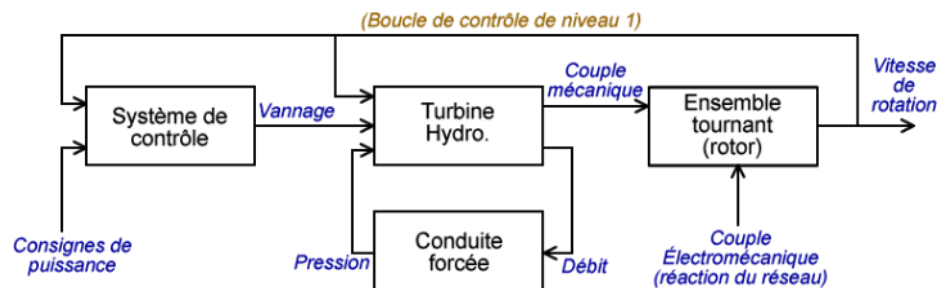


Figure 2-10 Structure de contrôle d'une turbine hydroélectrique

améliorer et adapter les performances de ces turbines aux systèmes de basses puissances sont rapportées dans [69].

Le contrôle d'une turbine hydro consiste en général à maintenir la vitesse de rotation constante. La Figure 2-10 en présente le schéma synoptique. Traditionnellement, les turbines hydroélectriques sont couplées à des génératrices synchrones et jouent un rôle prépondérant dans la régulation de la fréquence (50 ou 60Hz) des réseaux [72]. Cependant, dans le cas de la microhydroélectricité, le débit d'une rivière peut varier rapidement et l'absence de barrages de retenue pour la régulation du débit d'eau (Q) provoque des baisses de rendement si la turbine maintient sa vitesse. La solution consiste à faire varier la vitesse de la turbine de manière à assurer le maximum d'efficacité pour tous les régimes de fonctionnement [73-77].

$$N_s = \frac{N_T \sqrt{P_T}}{H^{5/4}} \quad (2.2)$$

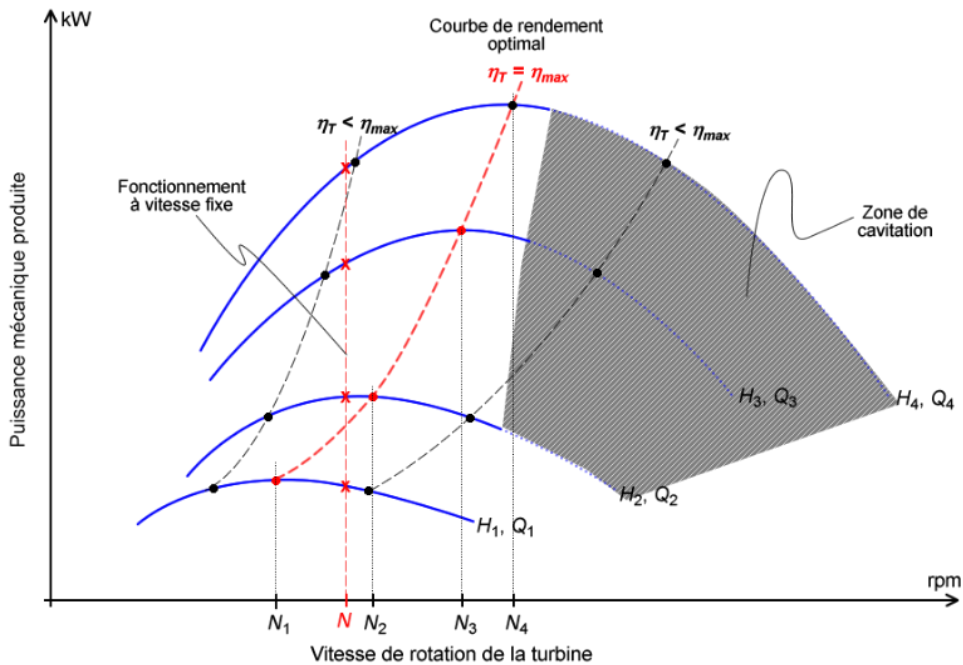


Figure 2-11 Caractéristiques d'une turbine hydroélectrique

La Figure 2-11 illustre un réseau de caractéristiques puissances par rapport aux vitesses de rotation pour plusieurs hauteurs de chute-débit. Faire fonctionner la turbine à vitesse constante impose un fonctionnement sous-optimal lorsque le débit varie. Pour exploiter au mieux la puissance hydraulique disponible, le point de fonctionnement optimal peut être atteint en modifiant la vitesse de rotation, cependant la zone de cavitation doit être évitée. Cette dernière est une région d'opération dans laquelle il est dangereux d'utiliser la turbine [78]. En effet, les chutes brusques de pression aux cœurs des tourbillons se formant à l'arrière des aubes de la turbine entraînent des changements brusques de phases eau vapeur qui provoquent l'érosion du métal constituant les turbines.

La structure d'un système hydroélectrique fonctionnant à vitesse variable est donnée à la Figure 2-12. La puissance est transférée de la turbine au micro réseau DC (ou section DC d'un

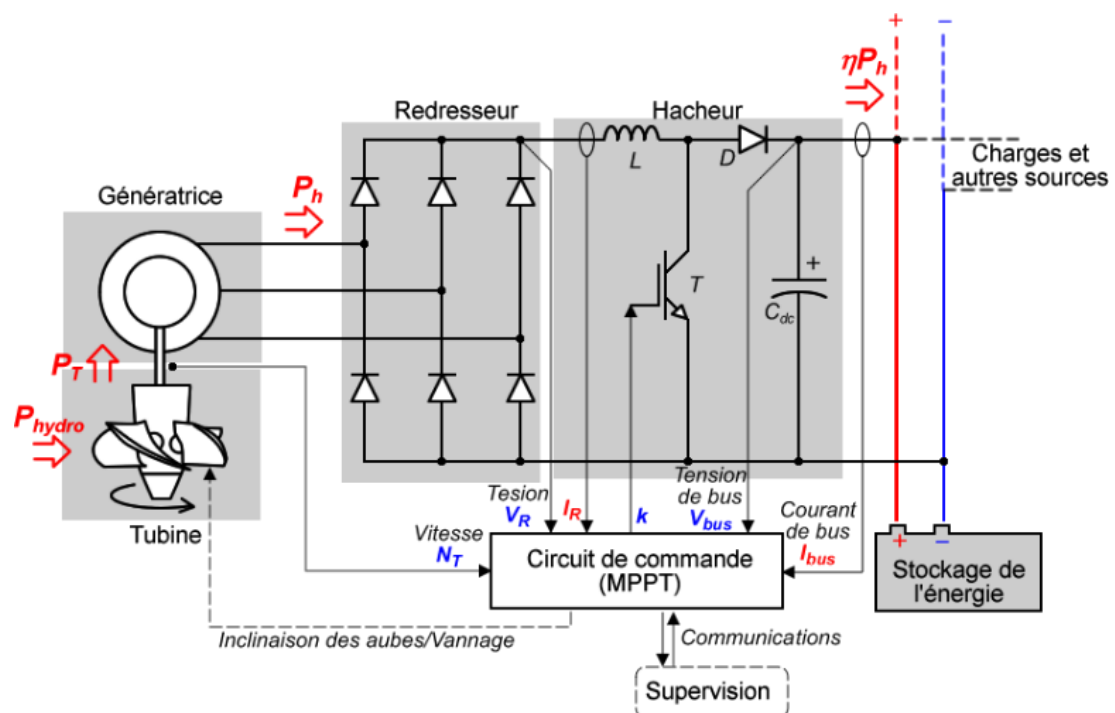


Figure 2-12 Structure d'une source microhydro à vitesse variable

microréseau AC) via génératrice (à aimants permanents par exemple), un redresseur produisant une tension proportionnelle à la vitesse de rotation N_T , et d'un hacheur permettant de contrôler la puissance DC extraite de l'ensemble. Les principaux paramètres de fonctionnement sont dirigés vers le système de commande qui contient un modèle de la turbine et peut ainsi ajuster en temps réel sa vitesse de rotation (en modifiant l'inclinaison des aubes par exemple) tout assurant le transfert de puissance requis par la supervision. Des algorithmes d'extraction de la puissance maximale (MPPT) sont présentés dans [79-81]. Joseph et Chelliah dans [82] présentent plusieurs systèmes directement connectés à un MR-AC à base de génératrice asynchrone à double alimentation (GADA).

2.4.1.2 Le diesel

La source diesel est une combinaison compacte d'un moteur diesel, semblable à celui équipant les automobiles, et d'une génératrice conformément à la structure globale donnée à la Figure 2-8. Dans une turbine diesel, l'énergie de liaison chimique d'un carburant fossile (le diesel) est extraite à l'aide de transformations thermochimiques, puis convertie en puissance mécanique à l'aide d'un mécanisme complexe construit autour d'un système pistons-bielles-manivelle [83-

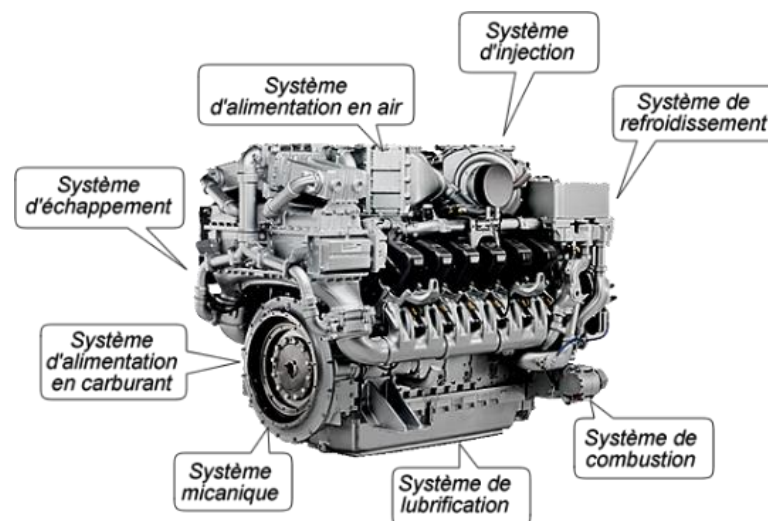


Figure 2-13 Différents systèmes mis en œuvre dans une turbine diesel [84]

85]. La Figure 2-13 montre la complexité d'une turbine diesel à travers les différents systèmes mis en œuvre.

La turbine diesel comporte plusieurs cylindres dans lesquels s'effectue la combustion du carburant (voir Figure 2-14(a)). Dans chaque cylindre, la production du couple mécanique se fait suivant un cycle à quatre temps:

- (1) La phase d'admission pendant laquelle de l'air frais est aspiré à l'intérieur du cylindre et le piston est poussé vers sa position basse;
- (2) La phase de compression durant laquelle le piston est poussé vers sa position haute (par le mouvement du vilebrequin) comprimant ainsi l'air contenu dans le cylindre;
- (3) L'injection sous haute pression du combustible diesel, ce qui provoque l'auto-inflammation du mélange et la répulsion du piston vers sa position basse;
- (4) L'échappement durant laquelle les gaz brûlés sont évacués par le piston remontant vers sa position haute.

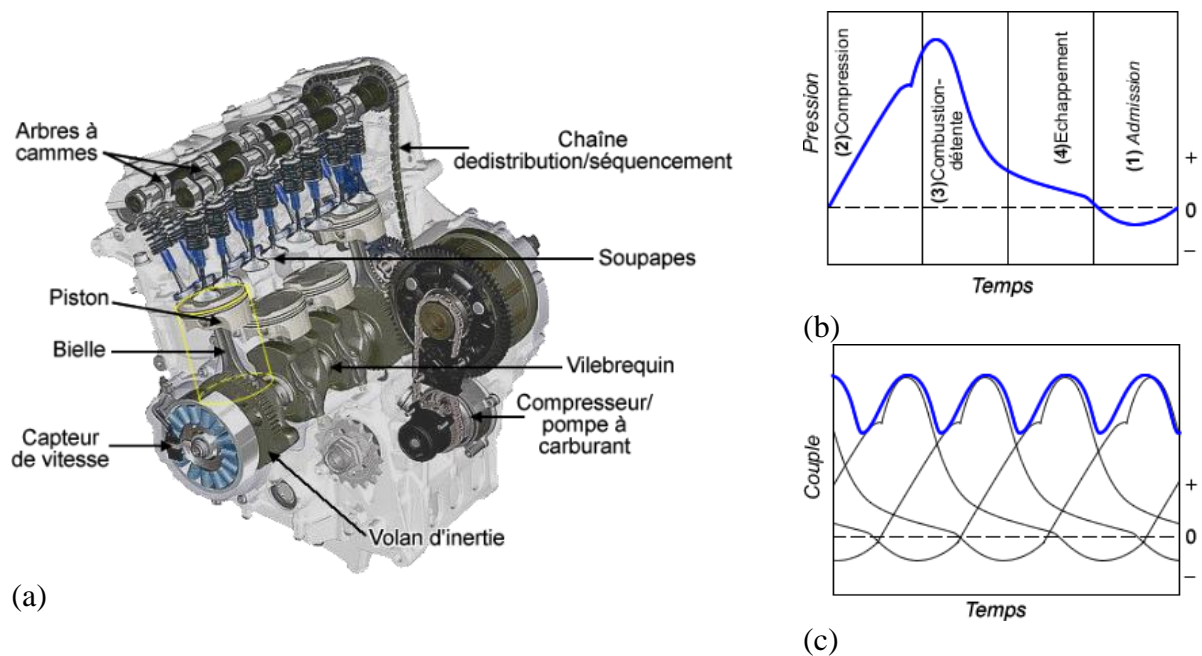


Figure 2-14 Production du couple dans une turbine diesel [83]: (a) Cylindres et chambres de combustion ; (b) profil de pression d'un cylindre; (c) profil du couple total

Il existe aussi des moteurs dont le cycle de production du couple comporte deux temps: à la fin de la phase combustion, lorsque le piston est sa position basse, toutes les soupapes du cylindre sont ouvertes et l'entrée de l'air frais évacue les gaz brûlés; puis les soupapes se referment, l'air est comprimé par la remontée du piston et enflammée par l'injection du diesel, repoussant ainsi le piston vers sa position basse. Ceci impose l'ajout d'un turbocompresseur dans le circuit d'alimentation en air. La turbine est constituée de plusieurs pistons connectés au vilebrequin dont les cycles sont séquencés de manière à collecter et à maximiser la production de couple. La pression interne d'un cylindre est illustrée à la Figure 2-14(b) et la sommation de ces pressions permet de produire le couple illustré par la Figure 2-14(c).

L'analyse détaillée de tous les phénomènes thermochimiques et mécaniques est exposée par Klaus et Helmut dans [83]. La puissance mécanique P_d produite par est donnée par (2.3) où Γ_d est le couple mécanique de la turbine et ω sa vitesse de rotation. z représente le nombre total de cylindres, C_o une constante caractéristique du type de moteur (0.4 pour deux temps et 0.2 pour quatre temps), s est la course du piston, D le diamètre du cylindre et w_e est travail spécifique en [kJ/dm³] extrait de la combustion. Ce dernier est donné par (2.4) où V_H est le volume total des cylindres et W_e le travail effectif issu de la combustion. η_e , m_B et H_u sont respectivement le rendement de la combustion, la masse de carburant injectée et la chaleur spécifique du mélange carburé.

$$P_d = \Gamma_d \omega \quad \text{avec} \quad \Gamma_d = z C_o \frac{s D^2}{\pi} w_e \quad (2.3)$$

$$w_e = \frac{W_e}{V_H} \quad \text{avec} \quad W_e = \eta_e m_B H_u \quad (2.4)$$

Le rendement d'une turbine diesel se situe en général en 30 et 55% [83]. Cette turbine est construite pour avoir un rendement optimal à charge nominale cependant, elle est généralement partiellement chargée, notamment lorsqu'elle fonctionne en cogénération. Ceci conduit à une sous-utilisation de la turbine avec des coûts de maintenances et des coûts environnementaux élevés. En effet, la combustion dans un groupe diesel partiellement chargé est incomplète et produit des gaz d'échappement épais chargés de résidus solides, provoquant des dépôts dans les chambres de combustion et le système d'échappement. Le but de la cogénération étant en partie de réduire la charge sur les sources traditionnelles polluantes, des stratégies sont mises en place pour modifier le point de fonctionnement (vitesse-puissance) d'un groupe diesel. À l'instar d'un moteur d'automobile, lorsque la turbine est partiellement chargée, sa vitesse est réduite pour adapter sa courbe de rendement. Van Maerhem et al. dans [86] présentent un prototype de 50 kVA (le iGenerator) fonctionnant à vitesse variable et montrent que des gains entre 20 et 50% peuvent être obtenus. Sehwa Choe et al. dans [87] proposent un système de régulation pour turbine diesel générant dans microréseau DC. Une étude semblable est menée dans [88].

La Figure 2-15 démontre la nécessité de faire fonctionner une turbine diesel à vitesse variable pour un meilleur rendement. Lorsqu'opéré à vitesse fixe N avec une charge minimale $P \simeq 0$, la consommation en litres par kWh produit est élevée. Cependant en faisant varier la vitesse, on peut régulariser la courbe de consommation et la rendre quasi proportionnelle à la puissance produite. Pour cela, on peut utiliser:

- une turbine à vitesse variable couplée à une génératrice à vitesse fixe moyennant une transmission mécanique adaptée (CVT);
- une turbine à vitesse variable couplée à une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA);

- une turbine à vitesse variable couplée à une génératrice synchrone connectée à un convertisseur d'électronique de puissance (comme pour le microhydro, voir Figure 2-12).

2.4.2 Les sources renouvelables

Les technologies de production d'électricité renouvelable exploitent les flux énergétiques existants naturellement (vent, soleil, chaleur, marées, rivières, etc.) et les convertissent en puissance électrique. Cependant, les phénomènes naturels ont des constantes de temps, des cycles et des densités d'énergie variables et très souvent non stockables ou transportables. Pour exploiter de manière optimale ces sources d'énergie, les technologies de production d'électricité renouvelable doivent être situées dans les lieux où les flux primaires sont disponibles et peuvent faire appel aux techniques de contrôle les plus avancées. Pour cela, la recherche scientifique est très active en ce qui concerne: la caractérisation et la gestion de la ressource renouvelable primaire [89, 90], les moyens techniques d'extraction du potentiel énergétique renouvelable [91-

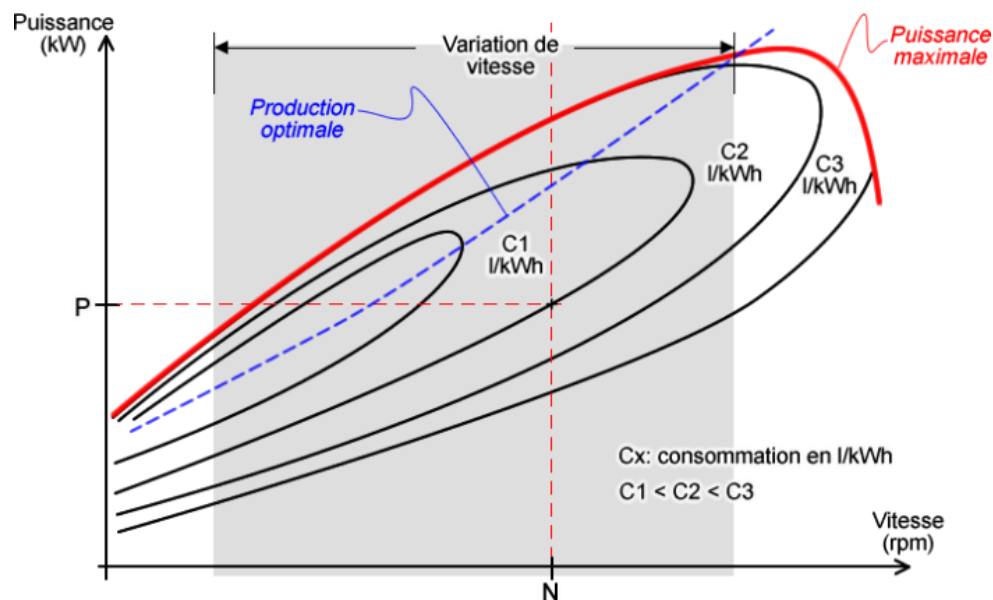


Figure 2-15 Caractéristiques de productions typiques d'un générateur diesel: mise en évidence de l'apport du fonctionnement à vitesses variables (adapté de [86])

95], le contrôle de l'énergie extraite [96, 97] et l'intégration harmonieuse des sources renouvelables dans les réseaux de distribution électriques existants [98]. Les sources éoliennes et solaires photovoltaïques sont les plus exploitées et développées à travers la planète pour la production d'énergie électrique [1].

2.4.2.1 Le solaire photovoltaïque

La notion de solaire photovoltaïque fait référence à la conversion de l'énergie rayonnante du soleil en électricité à l'aide de panneaux photovoltaïques (PV). Lorsque la lumière du soleil frappe la surface d'une cellule constituant un panneau PV, l'énergie de certains photons est absorbée et libère des électrons qui sont accélérés par la différence de potentiel ainsi créée à ses

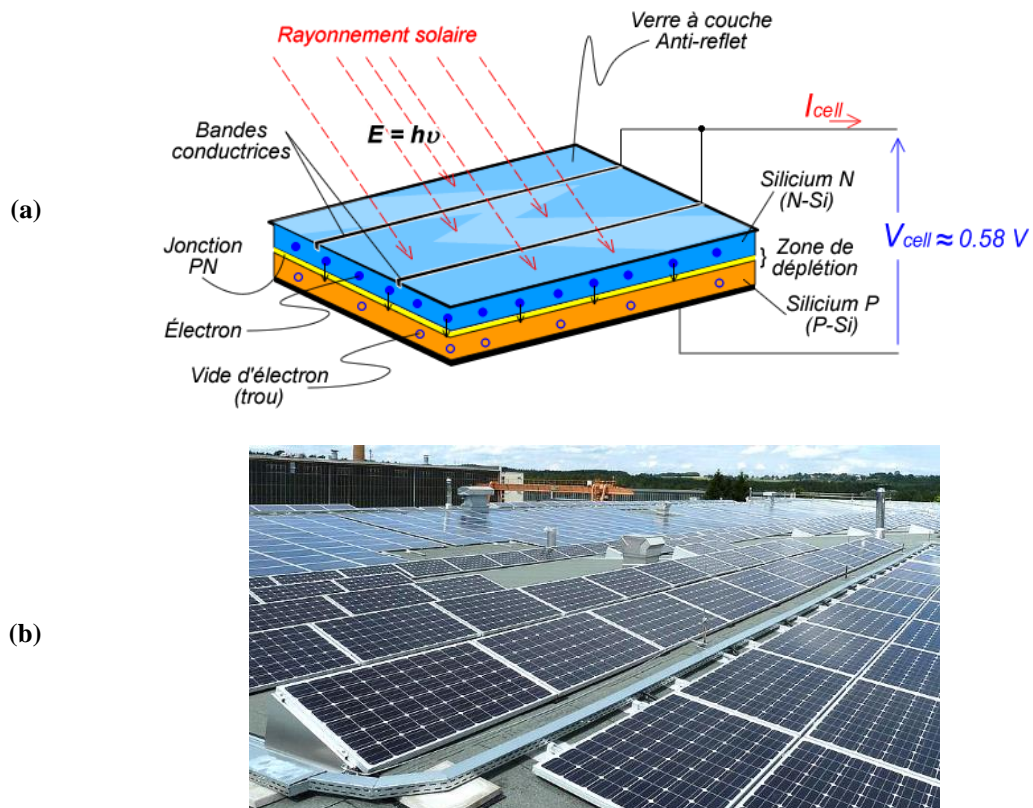


Figure 2-16 Système photovoltaïque: (a) structure et principe; (b) illustration d'une d'installation [208]

bornes. Chaque cellule PV est constituée de deux couches de matériaux semi-conducteurs dont l'une absorbe la lumière et l'autre dirige le flux d'électrons (courant électrique) vers un circuit externe tel qu'illustré à la Figure 2-16(a). Chaque cellule PV produit une infime énergie avec une tension de jonction $V_{cell} \simeq 0.58V$. Des puissances élevées sont obtenues à partir d'agencements série (sommation des tensions) et parallèle (sommation des courants) des cellules élémentaires. Ainsi, les cellules PV sont regroupées en modules, et ces modules sont interconnectés pour former des panneaux PV et des champs PV pouvant atteindre plusieurs dizaines de MW (voir Figure 2-16(b)).

La cellule PV est en général modélisée par une source de courant contrôlée I_{ph} , une diode, une résistance parallèle R_p et une résistance série R_s tel qu'illustré à la Figure 2-17(a). Le courant I_{cell} produit par la cellule est donné par (2.5). η est un facteur d'idéalité dépendant des matériaux utilisés [99], $K = 1.381 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$ est la constante de Boltzmann, $e = 1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$ est la charge de l'électron et T est la température de la cellule en Kelvin. Le paramètre $V_T = 26\text{mV}$ pour un facteur d'idéalité $\eta = 1$ et une température de 300°K . I_{sat} est le courant de saturation

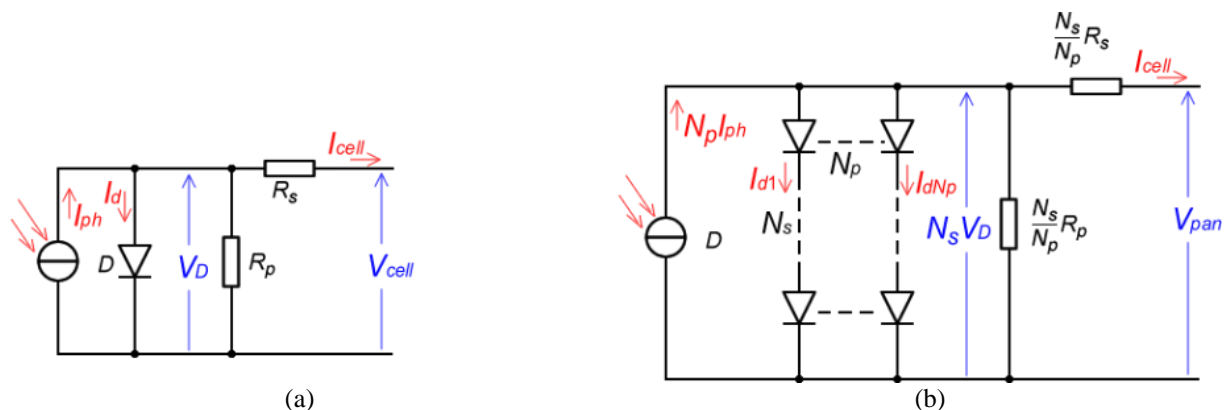


Figure 2-17 Modèles à une diode des générateurs photovoltaïques: (a) Cellule élémentaire; (b) Panneau constitué de plusieurs cellules.

de la jonction PN constituant la cellule et dépend fortement de la température [100, 101]. On peut écrire des formules similaires dans le cas d'un module ou d'un panneau possédant un groupement parallèle de N_p blocs de N_s cellules en série chacun. La tension nominale du panneau est fonction de N_s et le courant nominal est fonction de N_p (voir Figure 2-17(b)).

$$I_{cell} = I_{ph} - I_{sat} \left(\exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right) - 1 \right) - \frac{V_D}{R_p} \quad \text{avec } V_D = V_{cell} + R_s I_{cell} \quad \text{et } V_T = \frac{\eta KT}{e} \quad (2.5)$$

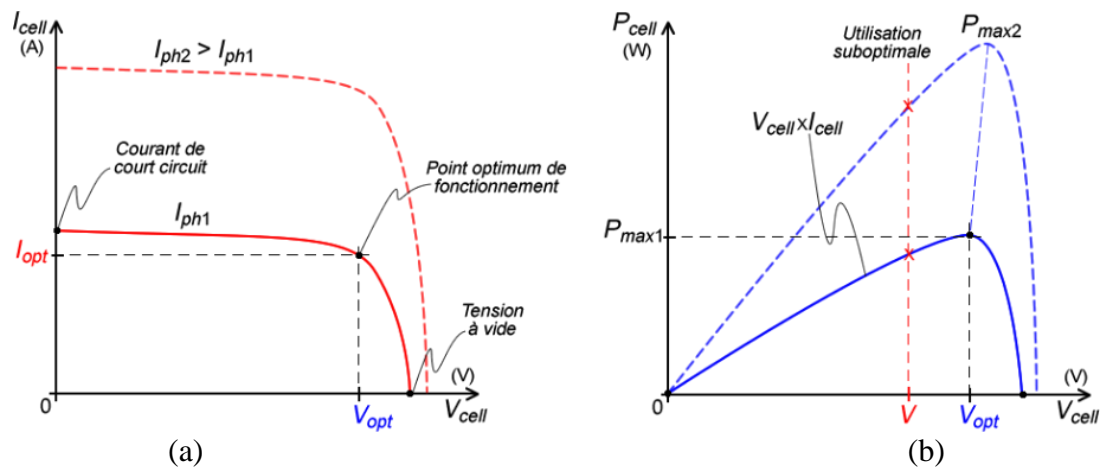


Figure 2-18 Principales caractéristiques électriques d'une cellule photovoltaïque: (a) Courant en fonction de la tension; (b) Puissance en fonction de la tension.

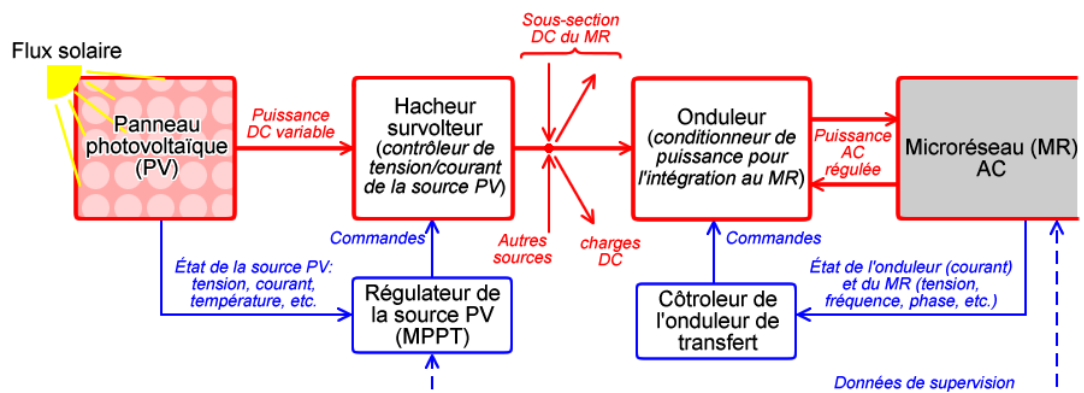


Figure 2-19 Structure type d'une microsource photovoltaïque

La Figure 2-18 représente les caractéristiques électriques typiques d'une cellule ou d'un panneau PV. Le courant ou la puissance extractible d'une cellule PV augmente avec le courant I_{ph} lui-même fonction du flux solaire en W/m^2 . Ces caractéristiques sont altérées par la température T agissant sur le matériau semi-conducteur, donc sur tous les paramètres des modèles de la Figure 2-17. Le point d'extraction de la puissance maximale dépend à la fois de la tension, du courant, de l'ensoleillement et de la température. Pour fonctionner de manière optimale, un panneau PV nécessite une interface d'électronique de puissance chargée de modifier le courant débité de manière à rester sur la caractéristique d'exploitation optimale du générateur PV. Ainsi, le circuit élémentaire consistant à connecter une cellule PV à une batterie pour la recharger, à travers une diode de protection série, conduit à une utilisation sous-optimale de la ressource solaire. La structure type d'une microsource PV est schématisée à la Figure 2-19.

2.4.2.2 L'éolien

L'éolien utilise une turbine éolienne et des composants connexes pour convertir l'énergie cinétique de l'air en mouvement (le vent) en puissance mécanique, puis en électricité. Cette source d'énergie est de loin celle qui a suscité le plus de recherche et de développements technologiques dès la prise de conscience de la récurrence des crises pétrolières [1]. En fait, l'énergie éolienne est exploitée depuis des siècles, des célèbres moulins à vent à l'éolienne moderne. Les développements récents concernent tant le développement des technologies d'évaluation du potentiel éolien [11, 102-106], de la transformation efficace de ce dernier (par les turbines) [107-111], les machines électriques de conversion et autres équipements connexes [92, 112] et l'installation des champs d'éoliennes. Une éolienne (ou aérogénérateur) typique comprend principalement:

- Un rotor (à axe horizontal ou vertical), possédant des pâles qui permette de convertir le flux éolien en puissance mécanique d'entraînement;
- Une transmission mécanique permettant d'adapter le couple et la vitesse du rotor à la génératrice;
- Une machine électrique génératrice (synchrone ou asynchrone) permettant de convertir la puissance captée par la turbine en puissance électrique;
- Les équipements connexes de conditionnement de la puissance produite pour l'adaptation à la charge ou l'intégration au réseau;
- Un support robuste assurant l'intégrité de tout l'équipement installé.

Chacune de ces constituantes a connu un développement important au cours des récentes décennies et une meilleure compréhension et des modèles mathématiques précis ont contribué l'augmentation du taux de pénétration éolien dans les réseaux et microréseaux actuels. Les principales technologies d'aérogénérateurs [93, 113-118] sont illustrées à la Figure 2-20. Les éoliennes à axe horizontal sont de loin les plus employées dans le monde. Cependant certains développements récents proposent des éoliennes à axes verticaux comme solution d'exploitation du potentiel éolien des milieux urbains [89, 119-121].

La grande majorité de l'énergie éolienne mondiale est générée par de grandes éoliennes appuyant les réseaux électriques, tandis que les petites éoliennes fournissent l'énergie électrique directement aux clients. Ces turbines résidentielles peuvent aussi être raccordées aux systèmes de distribution des microréseaux. Ces petites éoliennes ont des capacités inférieure ou égale à 100 kW. La puissance produite peut être évaluée en utilisant la théorie du disque actif illustrée à la Figure 2-21(a). Le rotor de la turbine est assimilé à un disque perméable modifiant l'énergie cinétique du vent. La présence de ce disque crée une discontinuité de pression en freinant le vent, extrayant ainsi l'énergie cinétique du vent. Afin d'exprimer la puissance extractible, on admet un flux d'air non tourbillonnant et incompressible, sur lequel on applique la conservation

de la quantité de mouvement et l'équation de Bernoulli. On obtient l'expression de la puissance mécanique extractible donnée par (2.6) où $P_{théo}$ représente la puissance contenue dans une masse d'air de densité $\rho_a \approx 1.225 \text{ kg/m}^3$ traversant la surface S avec une vitesse V_{v1} , sans être freinée. x représente le ratio des vitesses lointaines V_{v1} et V_{v2} , respectivement en avant et en arrière du disque actif. Grâce à cette théorie, on démontre que la puissance extraite du vent est une fraction de la puissance théorique contenue dans le vent, et cette fraction possède un maximum absolu de $16/27$ (59.26%) connu sous le nom de limite de Betz. Ce maximum est obtenu lorsque $V_{v1} = 3V_{v2}$. La théorie du disque actif est en général conjointement utilisée avec la théorie de l'élément de pale [108] illustrée à la Figure 2-21(b), qui donne une vision des mécanismes de mise en mouvement du rotor de l'éolienne.

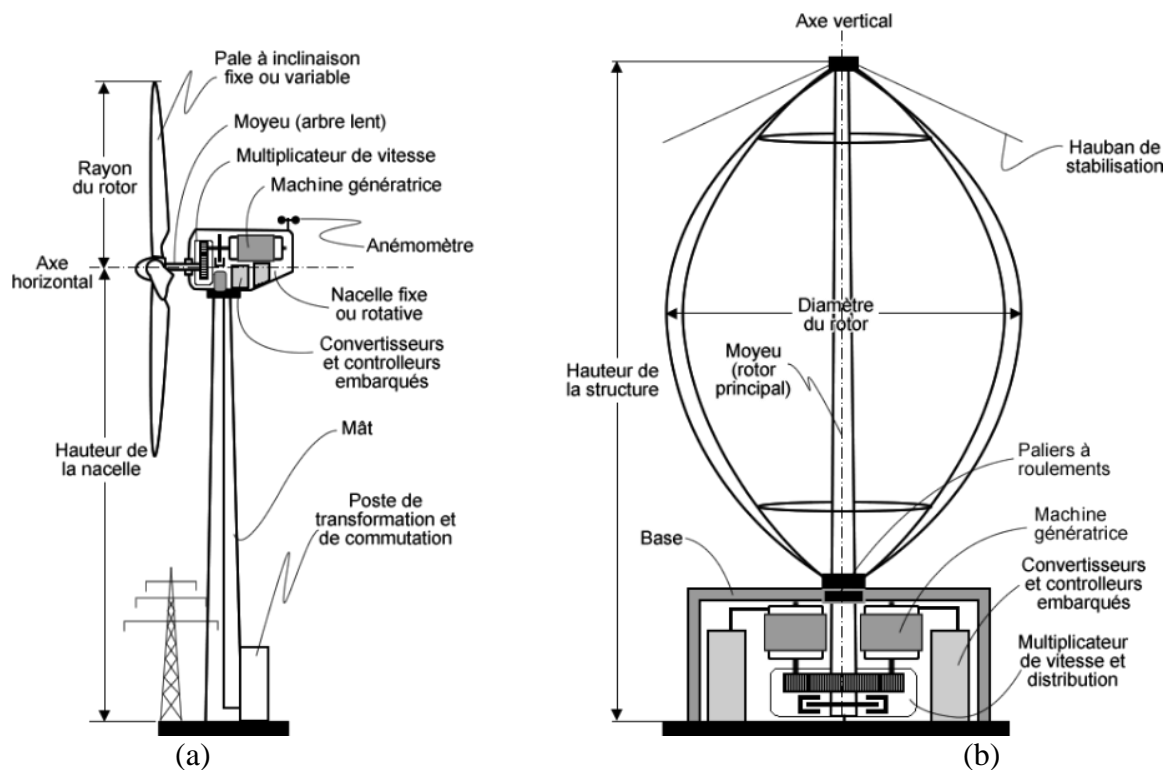


Figure 2-20 Les principales technologies d'aérogénérateurs: (a) Éolienne à axe horizontal; (b) Éolienne à axe vertical

$$P_T = P_{théo} \frac{1+x-x^2-x^3}{2} \quad \text{avec } P_{théo} = \frac{\rho_a S}{2} V_{v1}^3 \quad \text{et } x = \frac{V_{v2}}{V_{v1}} < 1 \quad (2.6)$$

$$\Rightarrow P_{Tmax} = \frac{16}{27} P_{théo} \quad (2.7)$$

Le vent qui attaque chaque élément de pale crée un effort tangentiel contribuant à la rotation de la turbine, et un effort normal agissant sur la structure portant la turbine. La vitesse du rotor est obtenue en appliquant le théorème de la quantité de mouvement angulaire. Les forces agissant sur l'élément de pale sont ensuite intégrées sur toute la pale, puis le résultat est multiplié par le nombre de pales (3 en général). L'expression de la puissance obtenue à l'aide de cette théorie est donnée par (2.8) où C_p , à l'instar du polynôme en x dans (2.6), est le coefficient de puissance. Il est fonction de la géométrie de la pale et de l'angle calage des pales β et λ est le rapport entre la vitesse de l'extrémité des pales et la vitesse du vent (vitesse spécifique de la turbine). $C_p(\lambda, \beta)$ est en général obtenus de manière empirique à l'aide de mesures réelles ou

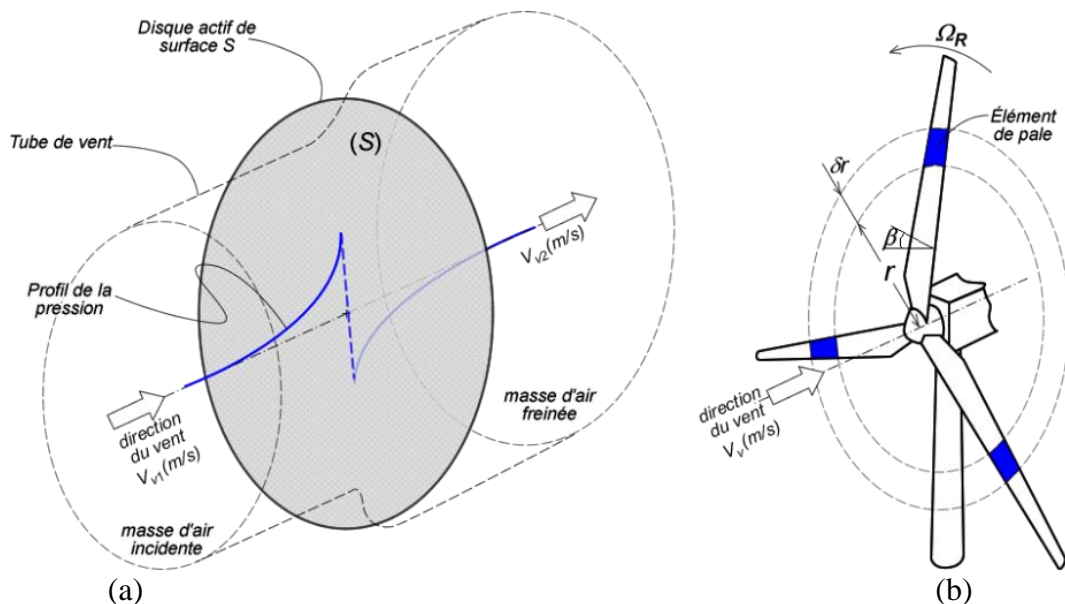


Figure 2-21 Principes de conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique: (a) Théorie du disque actif; (b) Théorie de l'élément de pale

de simulations éléments finis. L'expression approchée donnée par (2.9) est couramment employée pour analyser le contrôle par angle de calage des pales [122, 123].

$$P_T = P_{théo} C_p(\lambda, \beta) \text{ avec } \lambda = \frac{R\Omega_R}{V_v} \quad (2.8)$$

$$\text{et } C_p(\lambda, \beta) = 0.5171 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{\frac{-21}{\lambda_i}} + 0.0068\lambda \quad (2.9)$$

$$\text{avec } \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (2.10)$$

La représentation typique du coefficient de puissance d'une turbine éolienne est donnée à la Figure 2-22. L'objectif principal du contrôle de la turbine est l'extraction du maximum de puissance pour une large gamme de vitesses V_v du vent incident (MPPT). La dynamique de rotation de la turbine est donnée par (2.11) où J_R est le moment d'inertie total de la masse

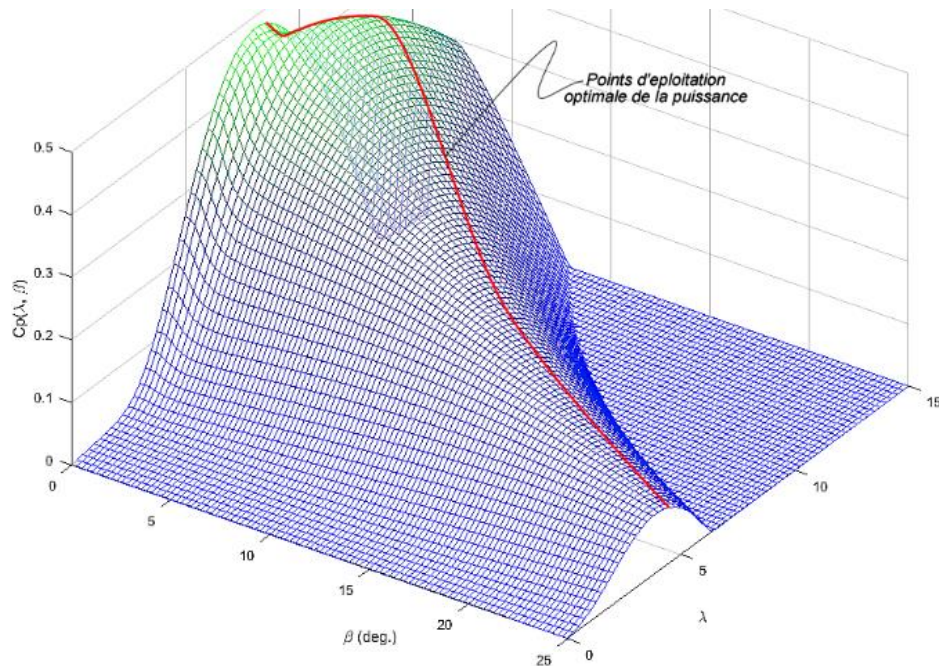


Figure 2-22 Représentation graphique typique de la fonction $C_p(\lambda, \beta)$

tournante, f_R de coefficient de frottement caractérisant les pertes de puissance dans la transmission mécanique, et G le rapport de vitesses (ou de couples) turbine-générateur. T_T et T_{Gen} sont respectivement le couple de la turbine et celui de la génératrice. La puissance générée $P_{Gen} = \Omega_R \times GT_{Gen}$ est en général fixée par la charge électrique où la stratégie de gestion globale de l'énergie dans le microréseau (contrôle de niveau 2).

$$\frac{d\Omega_R}{dt} = \frac{1}{J_T} T_T - GT_{Gen} - f_R \Omega_R \quad (2.11)$$

Un système aérogénérateur est généralement caractérisé par une courbe de puissance semblable à celle donnée par la Figure 2-23 (cas du système V110-2.0MW du constructeur Vestas). Lorsque le vent incident n'est pas suffisamment fort (moins de 3m/s, zone I), la turbine est verrouillée par des freins mécaniques pour éviter des coûts de production trop élevés (rendement trop faible). La production d'énergie électrique se fait dans les zones II et III. Pour des vents moyens (entre 3 et 9m/s) la turbine est contrôlée pour obtenir un coefficient de puissance $C_p(\lambda, \beta)$ maximale

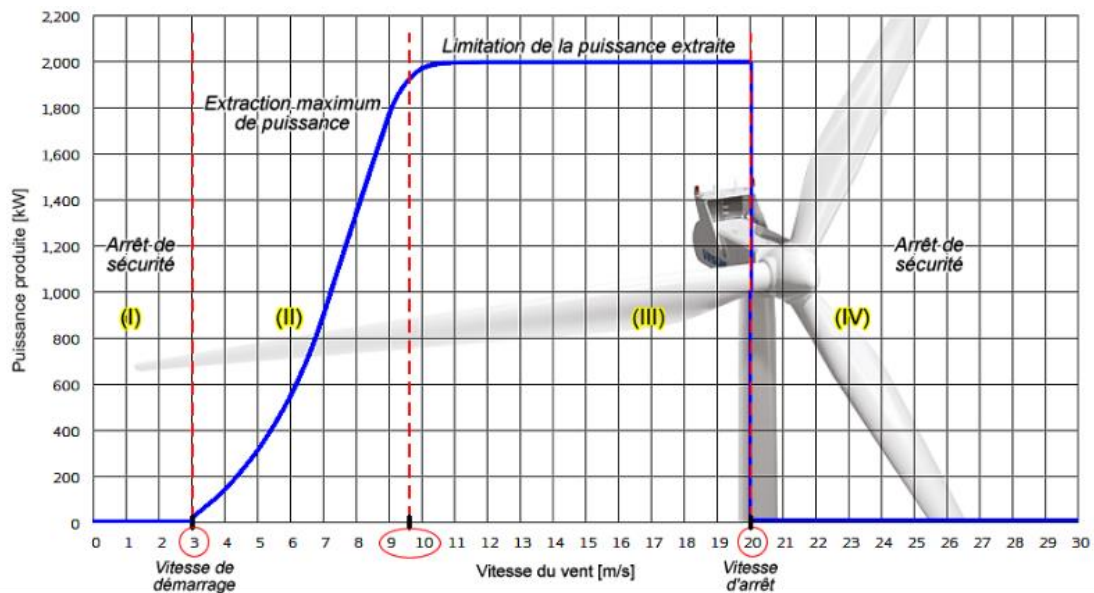


Figure 2-23 Courbe de puissance d'une turbine éolienne (cas du système V110-2.0MW du constructeur Vestas [209])

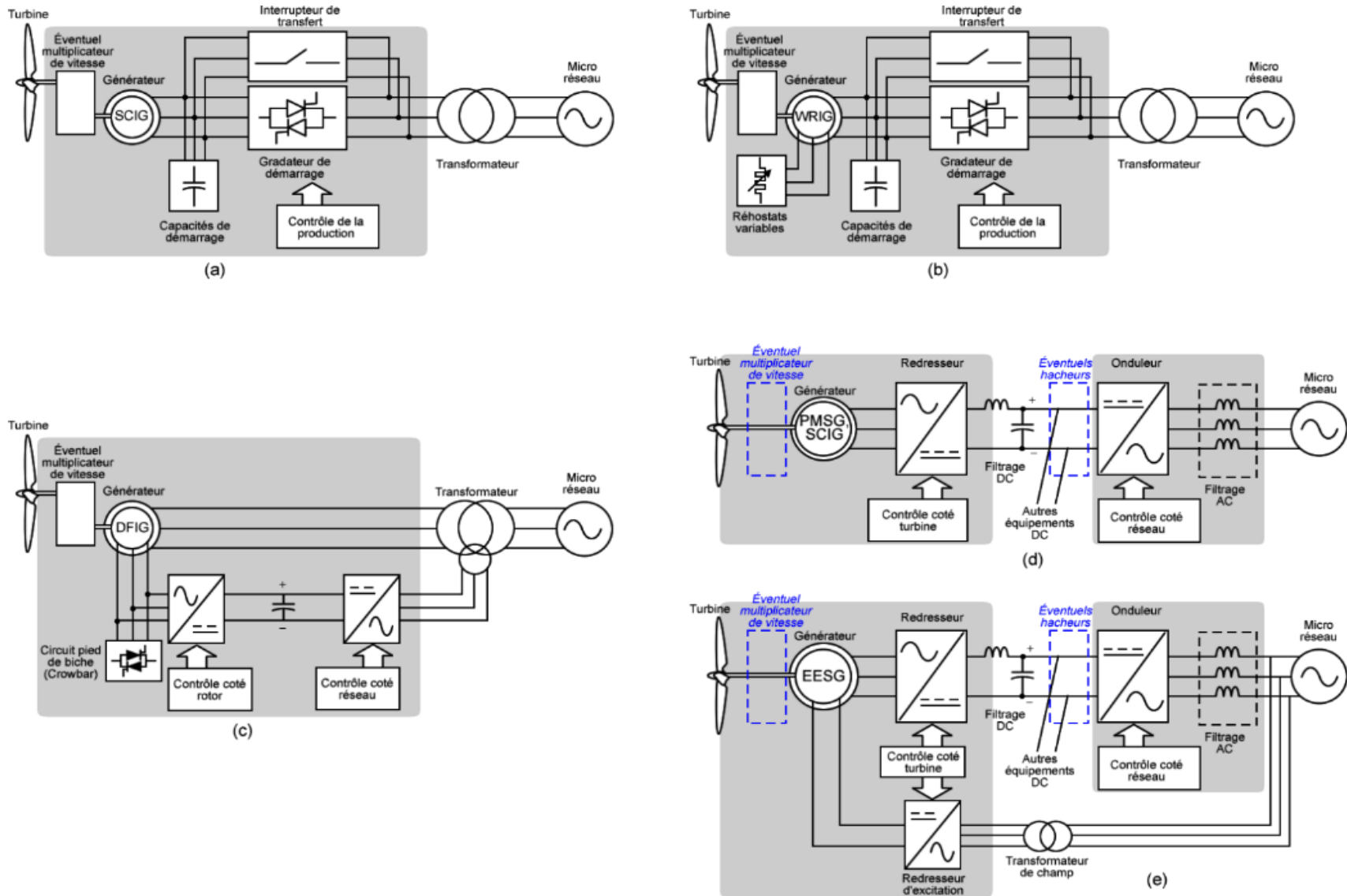
de manière à extraire le maximum de puissance du vent. Dans cette région, les $(16/27)^{\text{ème}}$ de la puissance théorique n'excède pas la puissance de charge de l'éolienne et la vitesse de rotation de la turbine est contrôlée de manière à obtenir une vitesse spécifique λ_{opt} garantissant le MPPT. Dans la deuxième partie de la zone II, les $(16/27)^{\text{ème}}$ de la puissance théorique excède la valeur nominale de génératrice ou du système de conversion de puissance (redresseurs, hacheurs, onduleurs, transformateurs, etc.). L'angle de calage des pales est alors ajusté pour altérer le coefficient de puissance (freinage aérodynamique) de manière à réguler la puissance extraite du vent à une valeur nominale (2MW dans le cas du système V110 de la Figure 2-23).

Pour des vents extrêmes (zone IV, au-delà de 20m/s), des freins mécaniques sont engagés pour stopper la production de puissance, ce qui permet de limiter les risques d'emballement et de bris mécaniques. Pour des systèmes de basse puissance. La limitation de puissance de la turbine peut aussi se faire par décrochage aérodynamique automatique (*stall control*). En effet, pour des vitesses de vent très élevées, il se produit des turbulences en arrière des pales provoquant une chute brusque de force portante responsable du mouvement du rotor. Pour ces éoliennes, les pales sont en général légèrement torsadées pour permettre un décrochage progressif dans la gamme de vitesses de vent voulue.

Les topologies des aérogénérateurs sont exposées dans [113, 124-126] et les plus employées sont résumées à la Figure 2-24. Les éoliennes à vitesse fixe emploient des Machines à induction (*Induction Generator (IG)*) fonctionnant en génératrice (Figure 2-24(a)) et se connectent directement sur le bus AC principal, via des gradateurs réduisant les pics de courants lors de l'arrimage de l'aérogénérateur au MR. Ce système est simple et robuste, mais ne permet pas d'optimiser l'exploitation du potentiel éolien. De plus, les variations de puissance du vent sont transférées au MR, ce qui a des impacts sur sa stabilité. Une meilleure exploitation du potentiel

éolien est obtenue en utilisant des générateurs à induction à rotor bobiné (*Wound Rotor Induction Generator* (WRIG), Figure 2-24(b)). Le glissement⁹ de la génératrice est contrôlé par la dissipation d'une certaine puissance dans son circuit rotorique moyennant un rhéostat électronique. La génératrice peut ainsi couvrir une certaine gamme de vitesse de rotation et accroître ainsi son rendement éolien tout en minimisant les cycles de déconnexion/reconnexion. Cependant, le rendement est réduit à cause de la dissipation de puissance au rotor et gamme de vitesses couvertes reste réduite. En utilisant une génératrice à induction doublement alimentée (*Doubly Fed Induction Generator* (DFIG), Figure 2-24(c)) on récupère la puissance rotorique qui est retournée au MR via un ensemble de convertisseurs de puissance (Redresseur + Onduleur) généralement dimensionnés à 15% de la capacité de l'aérogénérateur. Ceci permet d'accroître le rendement électrique et la plage de vitesses couverte par la turbine couplée au rotor de la génératrice. Cette structure est très employée, mais la connexion directe (ou via un transformateur adaptateur) de son stator au MR pose des problèmes de stabilité en cas de défaut. Les structures (d) et (e) de la Figure 2-24 sont plébiscitées par la littérature et offrent une plus grande flexibilité de contrôle. Elles sont constituées de deux convertisseurs principaux: Le redresseur côté génératrice permet de contrôler sa vitesse et l'extraction de puissance tandis que l'onduleur côté MR permet de contrôler l'injection de puissance dans le bus principal AC. Pour ces structures, les génératrices à induction, synchrones à aimant permanent ou à rotor bobiné sont exploitables. Dans le cas des génératrices synchrones, l'utilisation d'un nombre élevé d'aimants (ou de paires de pôles) permet d'éliminer le multiplicateur de vitesse adaptant la vitesse lente de la turbine à celle requise par la génératrice.

⁹ Grandeur caractérisant l'écart de vitesse de rotation d'une machine à induction par rapport à la vitesse de rotation de son champ statorique.



Éolienne (a) à vitesse fixe avec générateur à induction à cage; (b) à vitesse variable de base à générateur à induction à rotor bobiné; (c) à vitesse variable à générateur à induction à double alimentation; (d) à vitesse variable avec convertisseurs pleine puissance et générateurs à aimant permanent ou à induction; (e) variante à vitesse variable avec convertisseurs pleine puissance et générateur synchrone à rotor bobiné.

Figure 2-24 Principales topologies d'aérogénérateurs

2.4.3 Le stockage de l'énergie électrique

Compte tenu de la variabilité de la production d'énergie renouvelable, le moyen le plus efficace de la stabilisation d'un microréseau demeure le stockage des surplus d'énergie en cas de surabondance (forts vents et ensoleillements élevés combinés à une basse consommation) pour la restituer au besoin (arrêt momentané d'une éolienne par exemple). Ceci permet d'obtenir un taux de pénétration élevé des énergies renouvelables. Plusieurs technologies sont traitées dans la littérature. La Figure 2-25 présente une classification des principales technologies de stockage de l'énergie électrique envisagées dans le domaine des MR. Les critères utilisés sont le principe physique de stockage (chimique, mécanique ou magnétique) et le temps de déstockage (Décharge).

2.4.3.1 Le stockage électrochimique

Les moyens électrochimiques, notamment les batteries sont les technologies de stockage les plus répandues. De manière générale, les moyens électrochimiques sont tous basés sur les mécanismes d'oxydoréduction (ou redox) se résumant à un gain ou une perte d'électrons suivant les matériaux ou produits engagés dans la réaction. Ainsi, une batterie est un équipement qui réunit tous les conditions et ingrédients permettant des réactions redox entretenues:

- un conteneur accueillant tous les réactifs;
- des électrodes (Anode et Cathode) permettant l'exploitation de la pile;
- deux paires de substances électrochimiques actives;
- un électrolyte permettant les échanges d'ions entre les régions anodique et cathodique;
- et un séparateur perméable aux ions qui permet d'éviter des court-circuits internes.

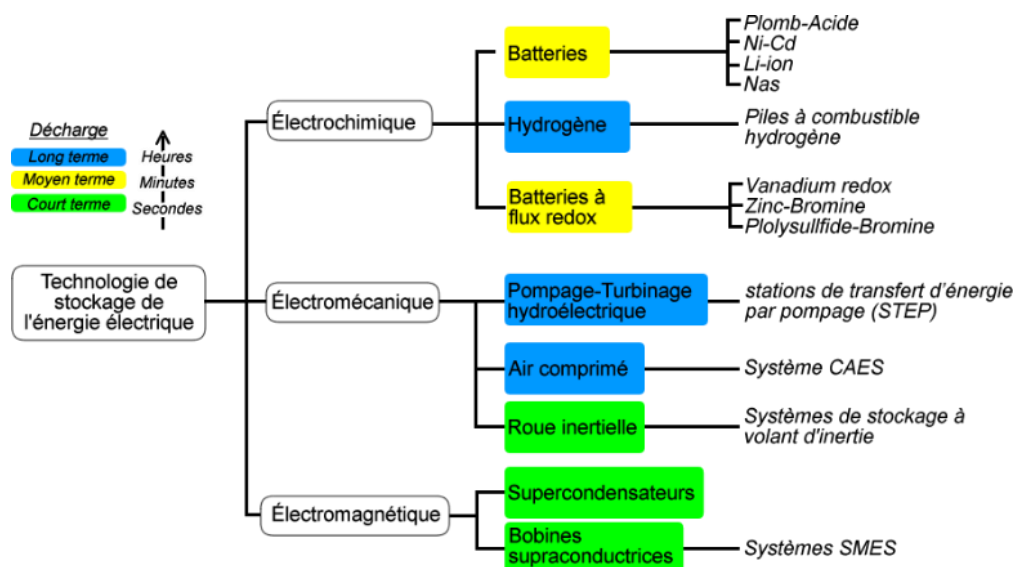


Figure 2-25 Classification des technologies de stockage de l'énergie électrique

La structure générale d'une batterie est donnée à la Figure 2-26 et les principales équations chimiques suivant les couples redox communément employés sont résumées dans le Tableau 2-3. Pour chaque technologie, les matériaux actifs entourant des électrodes réagissent en présence des ions de l'électrolyte. Les électrons libérés au niveau de l'anode sont accélérés par la différence de potentiel (ddp) anode-cathode et circulent à travers le circuit externe via des

Tableau 2-3 Principales technologies de stockage électrochimiques et équations redox associées [131].

Technologie	Réactions chimiques		Potentiels standard
	Anode (Oxydation)	Cathode (Réduction)	
Plomb-Acide	$\text{Pb} + \text{SO}_4^{2-} \rightleftharpoons \text{PbSO}_4 + 2e^-$	$\text{PbO}_2 + \text{SO}_4^{2-} + 4\text{H}^+ + 2e^- \rightleftharpoons \text{PbSO}_4 + 2\text{H}_2\text{O}$	2 V
Lithium-Ion	$\text{Li}_n\text{C} \rightleftharpoons \text{C} + n\text{Li}^+ + ne^-$	$\text{Li}_{1-n}\text{XXO}_2 + n\text{Li}^+ + ne^- \rightleftharpoons \text{LiXXO}_2$	3.7 V
Sodium-Sulfure	$2\text{Na} \rightleftharpoons 2\text{Na}^+ + 2e^-$	$\text{XS} + 2e^- \rightleftharpoons \text{XS}^{2-}$	2.08 V
Nickel-Cadmium	$\text{Cd} + 2\text{OH}^- \rightleftharpoons \text{Cd(OH)}_2 + 2e^-$	$2\text{NiOOH} + 2\text{H}_2\text{O} + 2e^- \rightleftharpoons 2\text{Ni(OH)}_2 + 2\text{OH}^-$	entre 1.0 et 1.3 V

XX: formule chimique d'un métal (ex. Co, Fe ou Mn pour le cobalt, le fer et le manganèse)

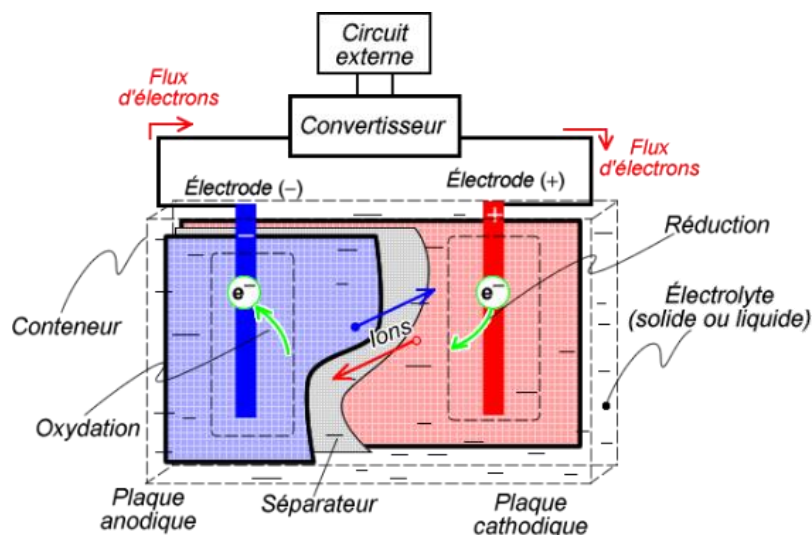


Figure 2-26 Principe des batteries électrochimiques.

convertisseurs de puissance (hacheurs, ou onduleurs). Les électrons sont récupérés au niveau de la cathode par la réaction de réduction. Chaque cellule ainsi formée produit une ddp standard, et la batterie proprement dite est constituée d'un agencement série-parallèle des cellules élémentaires.

Lorsque la batterie produit de l'énergie, les réactifs sont consommés par transformation, ce qui réduit le potentiel électrochimique. Pendant la recharge, les réactions chimiques s'inversent et les réactifs sont régénérés. Cependant, durant les cycles de charges/décharges, il se produit un certain nombre de réactions chimiques "parasites" (production de gaz, de cristaux ou effets corrosifs des électrolytes) ne contribuant pas au processus de stockage-production de l'énergie électrique. Ceci provoque une dégradation graduelle de l'équipement, peu importe son utilisation. La durée de vie d'une batterie est généralement exprimée en nombre de cycle de charge/décharge profonde. Par ailleurs, pour certaines technologies telles que les batteries au plomb, une décharge profonde est à éviter, ce qui réduit la réserve effective d'énergie exploitable. Ainsi, la profondeur de décharge (DoD) atteignable en utilisation normale est un

critère de choix déterminant dans le choix d'une technologie de batterie. L'état de charge de la batterie (SoC) est obtenu par mesure de la tension à vide de la batterie. Les caractéristiques de décharge produites par les manufacturiers indiquent une tension (à vide) correspondant à la charge complète, et une tension d'arrêt au-delà de laquelle la ddp de la batterie décline drastiquement dans le temps, pour un courant nominal généré. Les caractéristiques de décharge des batteries dépendent aussi fortement de la température et de la pression.

Les trois principales technologies sont données dans le Tableau 2-3. Les batteries au plomb sont les plus anciennes. Elles sont historiquement constituées de dioxyde de plomb (PbO_2) à la cathode, de plomb (Pb) à l'anode et de l'acide sulfurique (H_2SO_4) en solution sert d'électrolyte. Ces batteries possèdent des temps de réponse courts, de bons rendements cycliques (entre 63 et 90%) et un faible coût d'investissement (50 à 600\$/kW) [127] et sont très employées (ordinateurs centraux, alimentations sans coupures, automobile, etc.). Cependant on dénombre peu d'applications dans les domaines des réseaux électriques à cause de leur faible durée de vie cyclique (près de 2000) leur forte énergie spécifique¹⁰ (25-50 Wh/Kg). De plus, leur fonctionnement est fortement influencé par la température ambiante et la profondeur de décharge. De plus, lors de la recharge, la concentration d'un mélange détonant de dihydrogène et d'oxygène produit par électrolyse doit être impérativement contrôlée. La recherche actuelle est axée sur le développement d'électrolytes permettant des décharges profondes, et améliorant la durée de vie, cependant l'énergie spécifique demeure un handicap de taille à l'exploitation à large échelle de cette technologie.

¹⁰ Quantité d'énergie en Wh/kg qu'une batterie peut restituer par rapport à sa masse.

Les batteries au lithium (Li-ion) sont constituées de cathodes faites d'oxyde de métaux, tel que le dioxyde de cobalt-lithium (LiCoO_2), et l'anode est faite de graphite. L'électrolyte est un sel de lithium dissout dans un solvant aprotique¹¹. Aussi rapides que les batteries au plomb, elles possèdent de plus grandes énergies spécifiques (75-200 Wh/Kg) avec des rendements cycliques pouvant aller jusqu'à 97%. Ces performances sont particulièrement utiles dans les domaines des véhicules électriques et de nombreux tests probants ont été effectués avec des sources renouvelables (éolien et solaire) [128, 129]. Cependant, les décharges profondes répétées raccourcissent la durée de vie des batteries.

Les batteries au sodium-soufre (NaS) utilisent du sodium et du soufre fondu à l'anode et à la cathode et un électrolyte solide cristallin d'alumine Al_2O_3 et d'oxyde de sodium Na_2O . Pour maintenir l'état fondu des réactifs, les électrodes doivent être portées à des températures élevées (entre 300 et 350°C). Ces batteries occupent plus d'espace que les précédentes, mais deviennent rentables pour de grandes puissances, car elles ont une bonne densité énergétique (de 100 à 110 Wh/kg) et des rendements avoisinant les 92 %. De très grandes puissances pouvant atteindre plusieurs MWh peuvent être obtenues, ce qui destine cette technologie au support des réseaux électriques (34 MW installés pour soutenir un parc éolien de 51MW dans le district de Tohoku au Japon [130]). Cependant, sa mise en œuvre à plus petite échelle (microréseaux) peut être difficile compte tenu du niveau d'expertise et de contrôle requis et à la grande occupation spatiale (150 à 300Wh/L).

Quant aux batteries NiCd, elles utilisent de l'hydroxyde de nickel ($\text{NiO}(\text{OH})$) à la cathode et du cadmium métallique (Cd) à l'anode. L'électrolyte est une solution alcaline à base d'hydroxyde

¹¹ Solvant non acide qui ne possède pas d'atome d'hydrogène donc, qui ne peut pas ou très difficilement en perdre.

de potassium (KOH). Elles sont robustes, durables (de 3500 à 50000 cycles), exploitables pour une gamme variée de températures (de -50 à 70°C) et requièrent peu de maintenance. Cependant, la présence du cadmium (6%) qui est un métal hautement toxique limite son champ d'application aux domaines des technologies spécialisés (sécurité aéronautique et ferroviaire, appareillage médical). De plus, ces batteries souffrent de l'effet mémoire qui est une réduction de la capacité lorsque la recharge est effectuée à partir d'un état de décharge partielle. Un système de gestion de la batterie particulièrement performant est donc requis.

Historiquement, les batteries électrochimiques ont été conçues pour des systèmes embarqués, mais leurs champs d'application stationnaire ont conduit à la mise en œuvre de nouveaux principes. Les batteries à flux redox mettent en œuvre des substances fluides et amovibles, chacune comportant un oxydant et un réducteur. Ces substances sont séparées dans des réservoirs distincts et un système de circulation est aménagé pour les mettre en réaction contrôlée telle qu'illustrée par la Figure 2-27. Durant la décharge, une réaction d'oxydation se produit à l'anode libérant ainsi des électrons tandis qu'à la cathode, les électrons sont absorbés par une réaction de réduction. Durant la recharge, les deux réactions inverses interviennent spontanément. L'énergie emmagasinée dépend de la taille des réservoirs, de la concentration et de la combinaison des deux couples redox utilisés. La puissance quant à elle est liée à la surface des électrodes (collecteurs) et à la cinétique des deux réactions électrochimiques. On distingue principalement les technologies au vanadium-vanadium ($V^{3+}/V^{2+} - VO_2^+/VO^{2+}$), au zinc-brome ($Zn^{2+}/Zn - Br_2/Br^-$) et brome-polysulfure ($NaBr_3/NaBr - Na_2S_2/Na_2S_4$). Ces batteries ont des rendements énergétiques de 80% en moyenne, sont robustes et fortement réactives, et admettent des décharges quasi complètes. De plus elles résistent aux microcycles (charges/décharges incomplètes), ce qui les rend entièrement compatibles avec les applications d'intégration aux

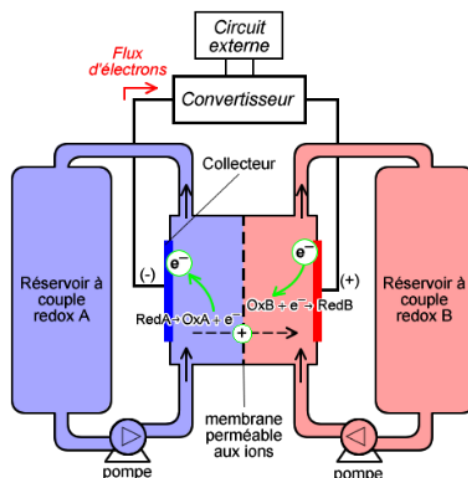


Figure 2-27 Principe des batteries à flux redox (décharge)

réseaux électriques. Cependant, elles possèdent une faible densité énergétique (65-75 pour le zinc-brome) et des coûts d'installation élevés.

De manière générale, la principale limitation des batteries vient de la dangerosité ou de la rareté des réactifs employés. Les piles à combustible sont semblables aux batteries à flux redox, mais font appel aux réactifs très accessibles comme l'eau ou l'oxygène de l'air. Dans une pile à hydrogène par exemple, de l'eau (H_2O) et le dihydrogène (H_2) sont utilisés en conjonction avec un électrolyte solide. Le gaz dihydrogène est produit par hydrolyse de l'eau et stocké dans des réservoirs, pour être ensuite "brulé" par oxydation au contact de l'électrolyte fixant les atomes d'oxygène contenus dans l'air. Les réactions se produisent dans des cellules à échanges de protons (PEMFC ou SOFC). Les électrons produits à l'anode circulent à travers le circuit externe et sont captés à la cathode où l'oxygène de l'air est recombinaison pour produire de l'eau dans une réaction exothermique avec l'électrolyte. Les principales réactions et technologies de piles à hydrogène sont données dans le Tableau 2-4. En prenant en compte l'électrolyse, le rendement

Tableau 2-4 Principales technologies de piles à hydrogènes (d'après [131])

Technologies	Réactions anodiques et cathodiques	Domaines d'application
AFC	$2\text{H}_2 + 4\text{OH}^- \rightarrow 4\text{H}_2\text{O} + 4\text{e}^-$ $\text{O}_2 + 2\text{H}_2\text{O} + 4\text{e}^- \rightarrow 4\text{OH}^-$	Militaire, aérospatial
PAFC	$2\text{H}_2 \rightarrow 4\text{H}^+ + 4\text{e}^-$ $\text{O}_2 \rightarrow 4\text{H}^+ + 4\text{e}^- \rightarrow \text{H}_2\text{O}$	Production électrique distribuée
SOFC	$\text{O}^{2-}(\text{s}) + \text{H}_2(\text{g}) \rightarrow \text{H}_2\text{O}(\text{g}) + 2\text{e}^-$ $1/2\text{O}_2(\text{g}) + 2\text{e}^- \rightarrow \text{O}^{2-}(\text{s})$	Stockage d'énergie, Production électrique distribuée
PEMFC	$\text{H}_2(\text{g}) \rightarrow 2\text{H}^+ + 2\text{e}^-$ $1/2\text{O}_2(\text{g}) + 2\text{H}^+ + 2\text{e}^- \rightarrow \text{H}_2\text{O}$	Alimentation de secours, Production électrique distribuée à petite échelle
DMFC	$\text{CH}_3\text{OH} + \text{H}_2\text{O} \rightarrow \text{CO}_2 + 6\text{H}^+ + 6\text{e}^-$ $3/2\text{O}_2 + 6\text{H}^+ + 6\text{e}^- \rightarrow 3\text{H}_2\text{O}$	Transport et systèmes embarqués

énergétique de cette technologie se situe entre 42 et 70%. Malgré le faible rendement, leur robustesse et leur faible coût d'exploitation en font un moyen de stockage exploitable à petite et moyenne échelles sans impacts environnementaux notoires.

2.4.3.2 Le stockage électromagnétique

Il s'agit de moyens de stockage de l'énergie électrique sous forme de champ magnétique induit ou de champ électrostatique. Dans un système SMES (*Supraconducting Magnetic Energy Storage*), le stockage se fait à l'aide d'un courant continu circulant dans un bobinage fait de matériaux supraconducteur, maintenu sous température cryogénique (inférieures à -150°C). Lorsque le courant continu est supprimé et la bobine refermée sur elle-même, le courant continu est maintenu dans la bobine par auto-induction. Compte tenu de la résistance quasi nulle de la bobine supraconductrice, l'énergie peut ainsi être conservée sur une longue durée. L'équation fondamentale des systèmes SMES est donnée par (2.12) où L est l'inductance proportionnelle au carré du nombre de spires de la bobine, et I le courant de charge atteint.

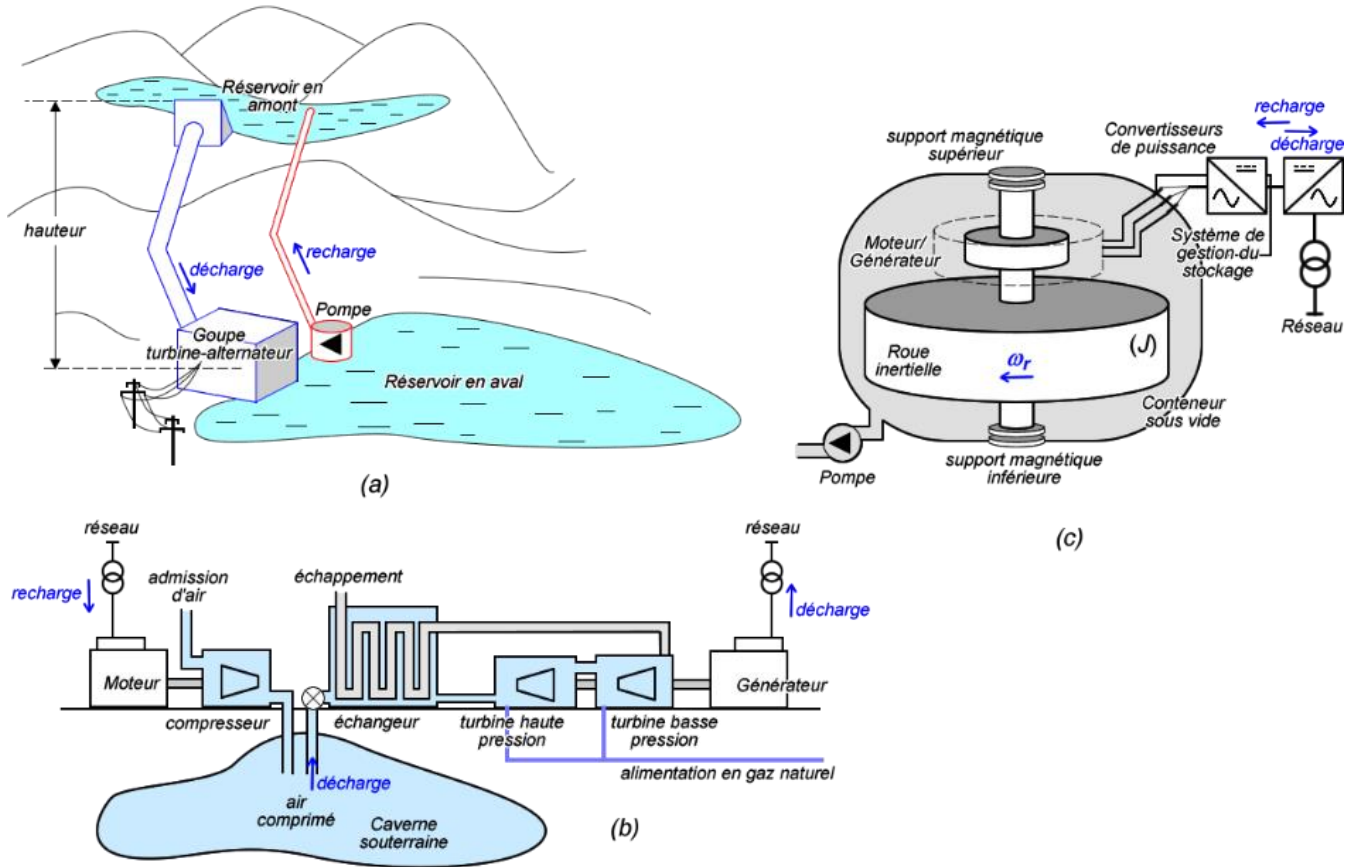


Figure 2-28 Systèmes de stockage électromécanique: (a) hydroélectrique pompé; (b) air comprimé; (c) roue inertielle.

$$E_{SMES} = \frac{1}{2} LI^2 \text{ (joules)} \quad (2.12)$$

Dans les systèmes de stockage à super-condensateurs (SES, *Supercapacitor Energy Storage*), l'énergie est conservée sous forme électrostatique. Chaque cellule capacitive à la même constitution qu'une batterie standard (voir Figure 2-26) sauf qu'ici, le stockage/déstockage n'est pas basé sur des réactifs redox. À l'application d'une ddp aux bornes de la cellule, l'énergie est stockée par la distribution des ions de l'électrolyte vers les surfaces des électrodes, sous l'influence du champ dérivant de cette ddp. Il se crée ainsi deux zones de charges d'espace séparées par un vide de quelques nanomètres. La fonction diélectrique (isolant) du condensateur est assurée par les molécules du solvant de l'électrolyte, dont la rigidité diélectrique limite la

ddp admissible par la cellule. Ainsi, des capacités de quelques Farads, pour des tensions dépassant rarement 6V sont obtenues. Comme pour les batteries, différentes tensions nominales et capacités sont obtenues par un agencement série/parallèle des cellules. L'équation fondamentale des systèmes à super-condensateurs est donnée par (2.13) où C est la capacité totale de l'équipement et U , la tension de charge obtenue.

$$E_{SES} = \frac{1}{2}CU^2 \text{ (joules)} \quad (2.13)$$

En observant les expressions (2.12) et (2.13), on constate que l'état de charge (SoC) des dispositifs électromagnétiques est aisément obtenu par la mesure de la tension ou du courant produit. Les SMES et SES ont une durée de vie quasi illimitée (plus de 10^5 cycles) et peuvent atteindre des profondeurs de décharge de pratiquement 100% sans risque majeur. Des rendements allant jusqu'à 90% (convertisseurs de puissance compris) peuvent être obtenus, cependant ces technologies sont exploitables uniquement pour du stockage à court terme (charge et décharge complète de moins d'une seconde sous charge nominale). Ceci limite le champ d'application à la stabilisation transitoire des réseaux électriques.

2.4.3.3 Le stockage électromécanique

Les technologies de stockage électromécaniques tirent avantage de la maturité des technologies traditionnelles de conversion électromécanique s'articulant autour des machines électriques. On distingue le stockage hydroélectrique pompée, par air comprimé et par roue inertielle. Hydroélectrique pompée est de l'hydroélectrique traditionnelle (voir 2.4.1.1) fonctionnant en circuit fermé entre un réservoir en amont et un réservoir en aval. Durant le déstockage, le réservoir en amont est vidé via une conduite forcée et un groupe turbine/alternateur produisant de l'énergie électrique. Durant le stockage, le réservoir en aval est vidé par une pompe

hydraulique pour recharger le réservoir supérieur. La Figure 2-28(a) illustre cette technologie de stockage. La capacité du stockage dépend de la taille des réservoirs et la puissance nominale est fonction de l'altitude du réservoir en amont. Ces systèmes sont robustes, durables et de grandes capacités (de 1 à 3000 MW) peuvent être atteintes avec des rendements pouvant aller jusqu'à 85 % [131]. Au-delà des contraintes de dimensions (emplacement et taille des réservoirs), de tels systèmes ont un coût d'installation pratiquement équivalent à celui des centrales hydroélectriques classiques.

De même que le stockage hydroélectrique, le stockage à air comprimé (CAES) s'appuie sur une technologie classique avec des capacités comparables. Il s'agit ici d'actionner un compresseur qui pressurise une caverne souterraine d'une capacité donnée. L'air ainsi comprimé est récupérable pour suralimenter une turbine à gaz naturel actionnant un générateur électrique. Les gaz brûlés circulent dans un échangeur pour préchauffer l'air frais sorti de la caverne. La Figure 2-28(b) illustre les CAES. Ces systèmes ont été traditionnellement utilisés pour le démarrage à froid de grandes centrales nucléaires et sont de plus en plus envisagés dans les réseaux intelligents, notamment pour exploiter localement le gaz naturel dont le transport demeure problématique. La possibilité de stocker de l'air sous la forme liquide dans des conteneurs appropriés rend cette technologie applicable à petite échelle. Le stockage hydroélectrique et le stockage par air comprimé sont des systèmes lents qui ont des temps de réaction (stockage/déstockage) pouvant aller de quelques minutes à plusieurs heures et sont généralement employés comme générateurs de secours.

Le stockage à roue inertielle est moyen de stockage rapide de vitesse comparable à celles des systèmes électromagnétiques (section 2.4.3.2). L'énergie est stockée en accélérant en rotation une roue, particulièrement lourde et résistante aux forces centrifuges, de manière à lui donner

une énergie cinétique E_{cin} exprimée en joules par (2.14). Toute friction est évitée en maintenant les parties en rotation en suspension par des supports magnétiques, le tout dans un conteneur sous vide. Ce système est illustré à la Figure 2-28(c). La puissance servant à accélérer ou à freiner la roue est contrôlée par une série de convertisseurs de puissance:

- Pour accélérer la roue, la puissance est extraite du réseau et dirigée vers le moteur actionnant la roue, dont la vitesse augmente.
- Pour freiner la roue, de la puissance est extraite du moteur dont la vitesse se met à décroître.

$$E_{cin} = \frac{1}{2} J \omega_r^2 \quad (\text{joules}) \quad (2.14)$$

Ainsi, la mesure de la vitesse de rotation donne une bonne indication sur l'état de charge du système. Plusieurs unités peuvent fonctionner en parallèle pour augmenter la capacité de stockage, chaque unité possédant un contrôleur du stockage. Ces systèmes peuvent atteindre un rendement de 90%, subir des décharges profondes et avoir une longue durée de vie (près de 10^7 cycles). Par ailleurs, de très grandes puissances peuvent être atteintes en quelques fractions de seconde ce qui en fait un moyen de stockage utilisé pour la stabilisation des réseaux et des microréseaux.

2.5 CONTRÔLE, SUPERVISION ET DIAGNOSTIC DES MICRORÉSEAUX

Le Fonctionnement harmonieux d'un microréseau repose en grande partie sur les performances de ses structures de contrôle. Les onduleurs (sources ou stockage) parsemés à travers le MR sont les principaux actionneurs du système. Les principales variables contrôlées sont les tensions distribuées et la fréquence dans le cas des MR-AC ou simplement la tension (ou le courant) DC

distribué dans le cas des MR DC. Les différentes stratégies de contrôle mises en place ont pour principaux objectifs [132]:

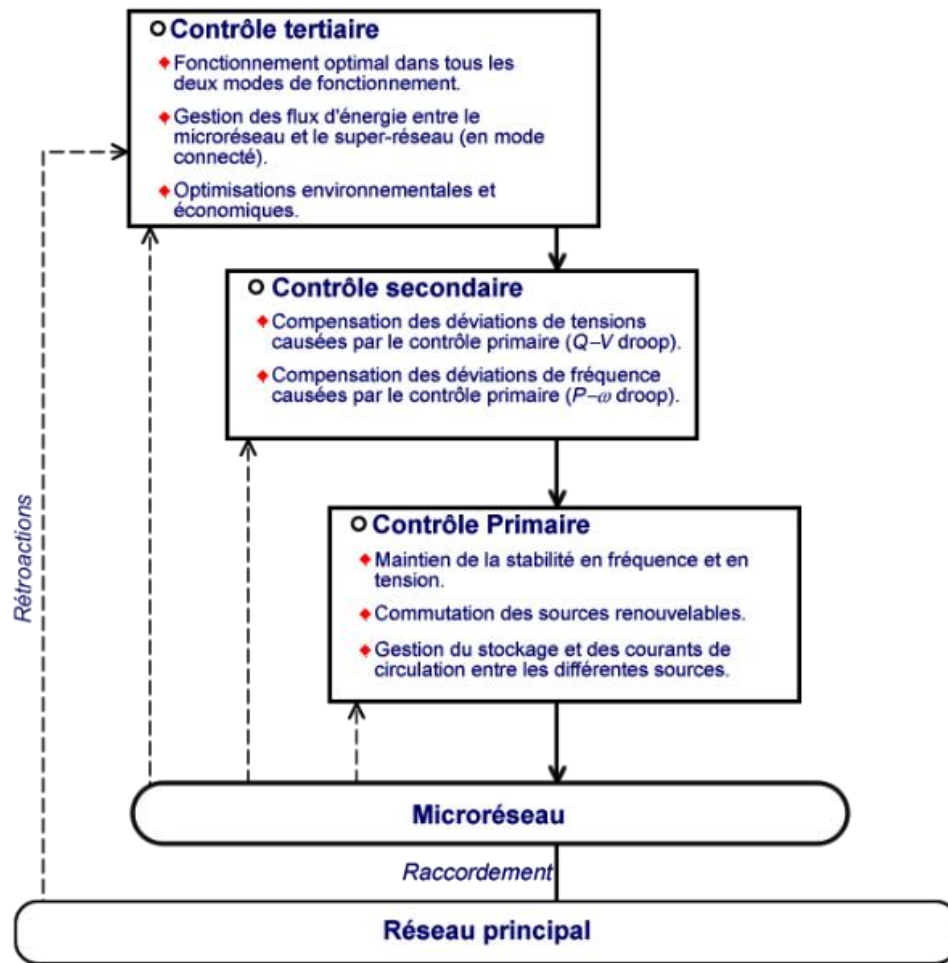


Figure 2-29 Le trois niveaux de contrôle hiérarchique d'un micro-réseau (adapté de [132])

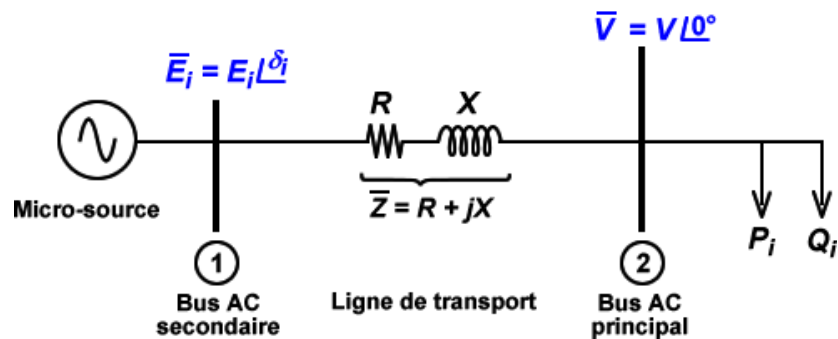


Figure 2-30 Principe du transfert de puissances en deux sources AC

- la régulation de la tension et de la fréquence pour les deux principaux modes de fonctionnement (modes isolé et connecté);
- la répartition de la charge entre les différentes ressources énergétiques et leur fonctionnement coordonné;
- la synchronisation (et la resynchronisation en cas de rupture) avec le RI principal;
- le contrôle des flux d'énergie entre les différentes composantes du MR d'une part, et entre le MR et le RI d'autre part;
- le fonctionnement optimal et la minimisation des coûts.

Compte tenu l'hétérogénéité d'un MR intégrant des ressources énergétiques et charges de différentes technologies (sources conventionnelles et renouvelables, stockages, charges statiques et dynamiques) une pléthore de techniques de contrôle ont été développées et sont applicables à différents niveaux de construction d'un MR. La classification et normalisation des techniques de contrôle est une tâche ardue activement traitée par la littérature [41]. Le consensus tend vers une classification à trois couches ou niveaux de contrôle : le contrôle primaire (niveau 1), secondaire (niveau 2) et tertiaire (niveau 3). La Figure 2-29, adaptée de [132], illustre le contrôle hiérarchique des MR. Des structures similaires sont exposées dans [133-136].

2.5.1 Le contrôle primaire

Le Contrôle primaire assure la fiabilité microréseau en régulant les échanges de puissances entre les composantes actives (microsources, stockages, compensateurs, etc.). Les boucles de contrôles primaires sont basées sur les relations fondamentales liant la puissance active et la fréquence d'une part, ainsi que celle liant la puissance réactive et la tension d'autre part. En effet, dans les réseaux AC traditionnels, une sous-production de puissance active (resp. puissance réactive) produit une chute de fréquence (resp. chute de tension). Ces interdépendances sont mises en évidence par la Figure 2-30 représentant le transfert de puissances entre une microsource et le bus AC principal, les deux étant reliés par une ligne de

transport résistive-inductive. L'analyse de ce schéma débouche sur l'écriture des relations (2.15) et (2.16) exprimant respectivement la puissance active P_i et la puissance réactive Q_i transférées par la microsource i . Dans la littérature classique, on néglige l'effet résistif des lignes de transport et on montre que le déphasage δ_i entre la microsource et le réseau peut être utilisé pour contrôler le transfert de puissance active, tandis que la tension E_i produite contrôle la puissance réactive.

$$P_i = \frac{V}{R^2 + X^2} R E_i \cos(\delta_i) - V + X E_i \sin(\delta_i) \xrightarrow{R \approx 0} P_i \approx \frac{V E_i}{X} \sin(\delta_i) \quad (2.15)$$

$$Q_i = \frac{V}{R^2 + X^2} X E_i \cos(\delta_i) - V - R E_i \sin(\delta_i) \xrightarrow{R \approx 0} Q_i \approx \frac{V E_i}{X} \cos(\delta_i) - \frac{V^2}{X} \quad (2.16)$$

Ainsi, le contrôle primaire produit les consignes de puissances (ou de tensions/fréquence) aux différentes microsources. Ces dernières possèdent chacune un ensemble de boucles de régulation internes chargées de réaliser avec rapidité et précision les consignes reçues. Le contrôle primaire peut alors être centralisé, c'est-à-dire géré par une unité de calcul central, ou décentralisé. Dans ce dernier cas, chaque microsource héberge une partie de la logique de contrôle primaire. Le contrôle centralisé tire avantage de la flexibilité d'un réseau de communication (Ethernet¹², RS-485¹³) et de la puissance de calcul d'un ordinateur central, mais, ce dernier peut causer une panne générale en cas de dysfonctionnement. Le contrôle décentralisé, plébiscité par la littérature, est quant à lui basé sur les chutes de fréquence et de tensions qui sont liées aux transferts de puissances (Droop Control). La fréquence du système dans un MR-AC étant une grandeur globale pouvant être surveillée par chaque microsource, elle est un moyen de communication implicite. Il en est de même de la tension au point de couplage

¹² Protocole de réseau local à commutation de données définis par une norme internationale (ISO/IEC 8802-3).

¹³ Spécification électrique pour des systèmes multipoints couramment utilisé pour l'automatisation distribuée en industrie.

commun (pcc), ce qui permet d'obtenir un système évolutif (plug and plug¹⁴) et résilient (robuste aux pannes).

Le "Droop Control" consiste à imposer des caractéristiques $P_i = f_i(\omega)$ et $Q_i = g_i(V)$ à chaque microsource (ou système de stockage). Ainsi, chaque élément contribue à stabilité globale suivant ses capacités et le degré de sollicitation du MR (la charge globale). Ce fonctionnement est illustré par la Figure 2-31. Une figure similaire peut être construite pour le cas des échanges de puissances réactives. Chaque microsource produit une puissance active P_{Gi} (resp. réactive Q_{Gi}) qui est liée à la capacité maximale du générateur. Dans le cas présenté à la Figure 2-31, la puissance requise par la charge passe de P_{L1} à une valeur $P_{L2} > P_{L1}$.

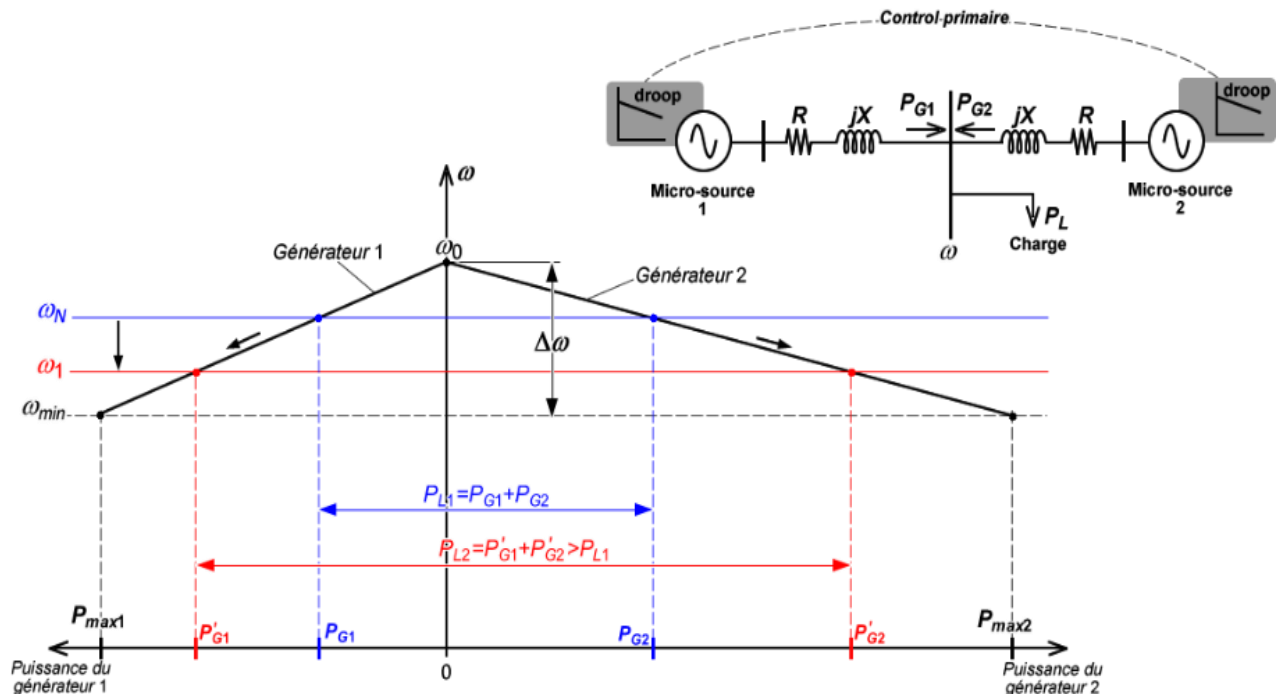


Figure 2-31 Illustration du contrôle primaire pour un microréseau à deux sources alimentant une charge locale

¹⁴ Un équipement "Plug and Play" est immédiatement reconnu et intégré au contrôle global dès son branchement au bus principal.

Pour maintenir la stabilité de la production et une répartition adéquate de la charge totale, chaque microsource réajuste sa production suivant la chute de fréquence imposée par cette dernière. Pour les sources conventionnelles basées sur la machine synchrone, la chute de fréquence suite à une augmentation de la charge se fait automatiquement tandis que pour les sources renouvelables basées sur les onduleurs, le contrôle primaire produit les références de vitesse ω et de tension E aux contrôleurs internes suivant les relations données par (2.17). D_{P_i} et D_{Q_i} sont des paramètres de contrôle primaires qui sont définis à partir de la variation maximale de fréquence admissible sur le MR et la capacité de chaque générateur distribué.

$$\begin{cases} \omega = \omega^* - D_{P_i} P_{G_i} \\ E = E^* - D_{Q_i} Q_{G_i} \end{cases} \text{ avec } D_{P_i} = \frac{\Delta\omega}{P_{G_{\max i}}} \text{ et } D_{Q_i} = \frac{\Delta E}{Q_{G_{\max i}}} \quad (2.17)$$

Dans l'équation (2.17) les grandeurs ω^* et de tension E^* représentent les consignes produites par le contrôle secondaire décrit à la section 2.5.2. La dynamique du contrôle primaire ainsi que plusieurs améliorations du contrôle par chute de fréquence/tension sont précisément étudiées par A. Bidram et A. Davoudi dans [132].

2.5.2 Le contrôle secondaire

La stabilisation par le contrôle primaire distribué se fait au prix de petites variations de tensions et de fréquence (voir Figure 2-31). Le contrôle secondaire a pour rôle de rétablir les grandeurs nominales de la fréquence et de la tension en agissant sur la référence du contrôle primaire. Lorsque le système fonctionne en mode isolé, les standards de fréquence ($f_{ref} = 60\text{Hz}$ ou $\omega_{ref} = 2\pi/f_{ref} \approx 377\text{rad/s}$ en Amérique du Nord) et de tension ($E_{ref} = 120\text{ V}$ pour le réseau de distribution BT au Canada) sont imposés. Lorsque le MR fonctionne en mode connecté, les références de sont fixées par le contrôle tertiaire (voir 2.5.3). Le contrôle secondaire prend aussi

en charge la transition douce entre les modes connectés et non connectés [136] en resynchronisant le MR au besoin.

Pour annuler les erreurs de fréquence et de tension, le contrôle secondaire est modélisable par des boucles comportant des correcteurs Proportionnel-Intégral (PI). Les équations (2.18) et (2.19) représentent les dynamiques de contrôle de la fréquence et de la tension respectivement.

$K_{P\omega}$, $K_{I\omega}$, K_{PE} et K_{IE} sont les paramètres de contrôle. $\Delta\omega^*$ et ΔE^* sont les variations à appliquer au contrôle primaire pour rétablir la fréquence et la tension nominale du système.

Dans (2.18), $\Delta\omega_s$ est une déviation de fréquence qui est imposée pour en mode connecté, pour maintenir la synchronisation au réseau principal.

$$\Delta\omega^* = K_{P\omega}\varepsilon_\omega + K_{I\omega}\int_0^t \varepsilon_\omega d\tau + \Delta\omega_s \quad (2.18)$$

$$\Delta E^* = K_{PE}\varepsilon_E + K_{IE}\int_0^t \varepsilon_E d\tau \quad (2.19)$$

Avec $\varepsilon_\omega = \omega_{ref} - \omega$ et $\varepsilon_E = E_{ref} - E$

Le contrôle secondaire est généralement implémenté de manière centralisée dans un ordinateur de contrôle qui reçoit toutes les informations utiles d'un réseau de capteurs bâti sur le MR.

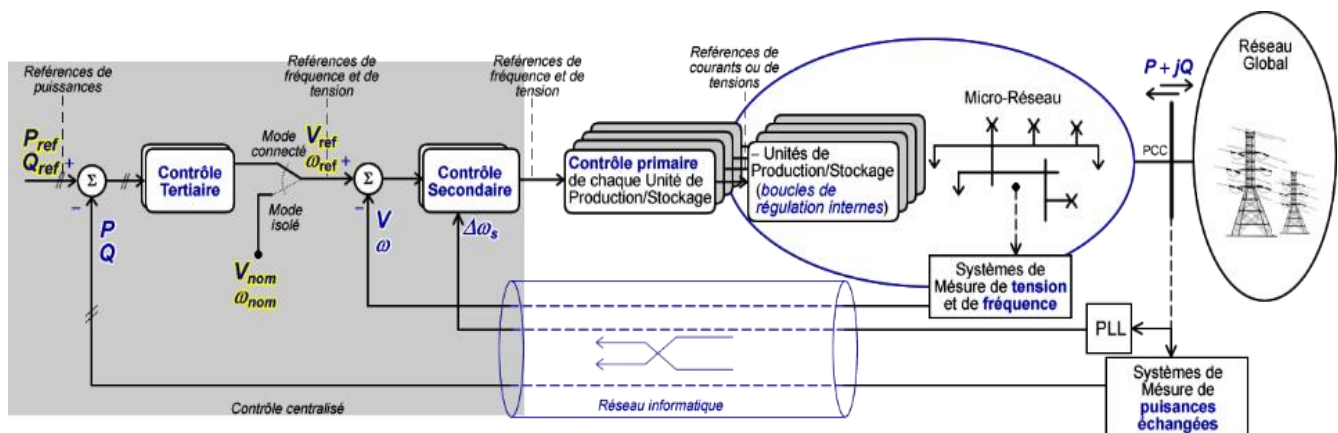


Figure 2-32 Contrôle hiérarchique des microréseaux

2.5.3 Le contrôle tertiaire

Le contrôle tertiaire permet d'optimiser le fonctionnement de l'ensemble du MR en prenant en compte les considérations économiques. Il permet de réguler les échanges d'énergie entre le MR et le réseau global en mode connecté. La boucle de contrôle tertiaire est construite au-dessus de la boucle de contrôle secondaire et lui fournit les références de tension et de fréquence en mode connecté. En effet, en mode connecté, la fréquence et la tension au pcc sont fixées par le réseau et les échanges de puissances active et réactive sont contrôlés à travers la fréquence (ou l'angle interne) et la tension du bus AC principal d'après les formules fondamentales (2.15) et (2.16). Les correcteurs tertiaires sont de type PI et leurs expressions sont données par (2.20) et (2.21). Tout comme le contrôle secondaire, le contrôle tertiaire est centralisé et est implémenté dans un système de supervision. Les références de puissances sont issues de calculs économiques impliquant des algorithmes d'optimisation multi objectifs et des systèmes experts¹⁵ employant la logique floue [137].

$$\omega_{ref} = K_{PP}\varepsilon_P + K_{IP} \int_0^t \varepsilon_P d\tau \quad \text{avec} \quad \varepsilon_P = P_G^{ref} - P_G \quad (2.20)$$

$$V_{ref} = K_{PQ}\varepsilon_Q + K_{IQ} \int_0^t \varepsilon_Q d\tau \quad \text{avec} \quad \varepsilon_Q = Q_G^{ref} - Q_G \quad (2.21)$$

Le contrôle hiérarchique des MR est illustré par la Figure 2-32. On observe que sur le plan global, le contrôle d'un MR est fait d'une imbrication de boucles d'asservissement, les boucles externes fournissant les références des boucles internes. Le réglage des contrôleurs obéit au principe de découplage temporel. En effet, pour garantir la cohérence de l'ensemble, il est impératif d'avoir une hiérarchie des temps de réponse des boucles de contrôles, le contrôle primaire étant plus rapide que le contrôle secondaire, lui-même plus rapide que le contrôleur

¹⁵ Logiciel capable de répondre à des questions, en effectuant un raisonnement à partir de faits et de règles connues.

tertiaire. Ainsi, le contrôle secondaire peut être dimensionné en considérant le contrôle tertiaire assez lent pour admettre ses sorties constantes, et les contrôles primaires assez rapides pour considérer leur action instantanée. Ceci réduit considérablement les efforts de détermination des gains proportionnels et intégral apparaissant dans (2.18) et (2.19).

2.6 CONCLUSION

Dans le présent chapitre, nous avons présenté une revue de la littérature de "l'écosystème" des Microréseaux électriques (MR). Dans un premier temps, ce nouveau paradigme a été positionné par rapport à la notion de Réseau Intelligent (RI), abondamment étudié dans la littérature scientifique. Il a été entre autres observé que le MR est une modalité pratique du RI. Ainsi, les principales architectures et constituantes des MR ont été abordées. Il est bâti proche du consommateur final, fait appel à un ensemble très hétérogène de composantes (générateurs classiques, énergies renouvelables, dispositifs de stockages et charges dynamiques) le tout bâti sur un réseau de capteurs et d'échanges d'information. L'ensemble fonctionne de manière cohérente suivant une logique de commande généralement déclinée dans la littérature par une structure de contrôles imbriqués à trois niveaux, le niveau 1 engageant les dynamiques les plus rapides liées aux tensions et aux courants, le niveau 2 traitant des logiques liées à plus d'une constituante du MR (générateurs, stockage, ou consommation) et le niveau 3 s'occupant des dynamiques à long terme basées sur le fonctionnement global et l'optimisation économique. Les fonctionnements intrinsèques des différentes composantes ont été présentés et donnent un ensemble d'informations utiles à la construction du prototype de laboratoire pour l'étude des MR, et les développements subséquents présentés dans le reste de ce document.

CHAPITRE 3

PROTOTYPE PROPOSÉ POUR L'ÉTUDE EN LABORATOIRE DES MICRORÉSEAUX

3.1 INTRODUCTION

Un microréseau (MR) est un ensemble d'équipements de production, de transports et d'exploitation de l'énergie électrique fonctionnant de manière cohérente et coordonnée. Ceci implique la présence d'au moins deux niveaux de contrôle (niveaux 1 et 2, voir section 2.5) permettant une gestion optimale des échanges d'énergies. Les structures d'interconnexion sont choisies en fonction de la nature de l'énergie électrique distribuée (alternative ou continu [31]). Dans la présente thèse, le microréseau AC a été retenu pour l'étude en laboratoire. En effet, bon nombre d'études techniques de la dernière décennie [48, 54, 138, 139] recommandent l'implémentation des MR alternatifs (AC) triphasés ou monophasés pour tirer avantage de la maturité des technologies employées dans les systèmes de distribution actuels. Ainsi, le réseau de distribution du futur comportera tous les dispositifs lui permettant d'être autonome, c'est-à-dire pouvoir assurer une alimentation locale sans coupure, en cas de panne majeure sur le grand réseau de sous-stations de transformation [20, 140]. Ceci passe par l'intégration massive des sources nouvelles de production telles que l'éolien et le solaire photovoltaïque, en vue d'une cogénération locale avec les sources traditionnelles d'énergie, notamment le diesel et la microhydroélectrique.

Pour mener à bien des projets d'intégration des énergies renouvelables, il est avantageux de pouvoir effectuer des essais en laboratoire des différentes logiques de contrôle envisagées. Les

évolutions fulgurantes qu'ont connues les domaines de l'informatique et des télécommunications durant la fin du siècle dernier ont permis d'accroître l'accessibilité aux modèles électriques de pratiquement toutes les composantes d'un réseau électrique. Cependant, les modèles mathématiques sont généralement bâtis suivant de nombreuses approximations et sont le plus souvent appliqués pour mettre en évidence des phénomènes précis, dans des situations précises. Par ailleurs, les systèmes de conversion sont en général eux-mêmes basés sur l'application de modèles et de principes mathématiques (linéarisation, découplage, transformations de Park, phaseurs, etc.). Pour tester avec efficacité l'impact d'une source renouvelable sur un réseau électrique, il est nécessaire de disposer d'une réplique réelle d'un MR pouvant reproduire ses principales faiblesses, notamment sa faible réserve de mouvement (inertie). La littérature fait état de nombreuses plateformes de développement à travers le monde, construites pour des objectifs de développements divers [141, 142]. Le système présenté dans [142], isolation de la sous-station de Senneterre au Québec, capacité de 31 MW avec des lignes de 120 kV opérées par Hydro-Québec, donne un bon aperçu de ce que peut être un système d'expérimentation grandeurs nature. Cependant, un tel système est délicat à paramétrer et peu flexible quant à la nature des tests envisageables. Des systèmes réduits à l'échelle d'un laboratoire permettent plus de flexibilité et peuvent efficacement être exploités aussi bien à des fins de recherches que de formation [143].

Dans le présent chapitre, nous présentons la principale plateforme de tests pratiques conçue pour la mise en œuvre des solutions proposées dans la présente thèse. Le système est bâti dans le laboratoire d'efficacité énergétique et énergie de l'UQAT, et est destiné à être intégré au simulateur de centrale hydroélectrique d'Hydro-Québec [144]. La section 3.2 présente

l'architecture du prototype, la section 3.3 expose en détail ses différents modules et la section 3.4 présente un récapitulatif en images du prototype construit.

3.2 ARCHITECTURE RETENUE POUR LE PROTOTYPE

Le prototype de microréseau est essentiellement bâti pour effectuer des tests d'interfaçages entre les sources traditionnelles et les sources renouvelables et leurs actions sur une charge locale. Les sources traditionnelles possèdent en fin de ligne des machines électriques (Génératrices synchrones pour la plupart) et les sources renouvelables par des onduleurs. Le système construit est en grande partie basé sur les éléments de la suite didactique EMS8013 de LABVOLT® [145]. C'est un ensemble qui contient quatre systèmes d'entraînement permettant d'investiguer sur différentes techniques associées à la production et l'utilisation de l'énergie électrique. Tous les modules composant ce système sont constitués d'interfaces semi-ouvertes, pour offrir à l'apprenant (ou au chercheur) un aperçu du composant physique, et s'insèrent dans une station de travail mobile standard offrant tout le confort et la facilité d'expérimentation. Par ailleurs, chaque machine tournante est fixée sur un chariot mobile et possède une grande variété d'options de couplages mécanique à d'autres machines du même système. Ces dernières possèdent de grandes inerties (comparativement à leurs dimensions) permettant d'émuler sans artifice particulier les machines de production de centrales. Le système est représenté à la Figure 3-1.

La génération conventionnelle est représentée par les sous-ensembles émulateur de générateur microhydroélectrique (MHE) et micro source diesel. Chaque générateur possède un disjoncteur principal capable d'assurer les fonctions basiques de protection et de commutation de la microsource. Un connecteur d'extension est aménagé pour une connexion ultérieure du

simulateur de centrale hydroélectrique d'Hydro-Québec. Le sous-système émulant la génération MHE possède une capacité nominale de 1.5 kVA et est explicité à la section 3.3.3.

La source diesel quant à elle est particulière et possède très peu de modèles dynamiques électriques. Pour avoir un système le plus réaliste possible, notamment pour un fonctionnement en mode autonome, un générateur diesel triphasé du commerce a été choisi et spécialement aménagé pour l'étude. Les détails sur ce module sont donnés à la section 3.3.1.

Comme observé dans la revue de la littérature, le module de stockage inertiel et les sources renouvelables ont en commun leur interface avec le microréseau. Ces derniers sont à base d'onduleurs échangeant de l'énergie active avec un bus courant continu (DC). L'interface avec

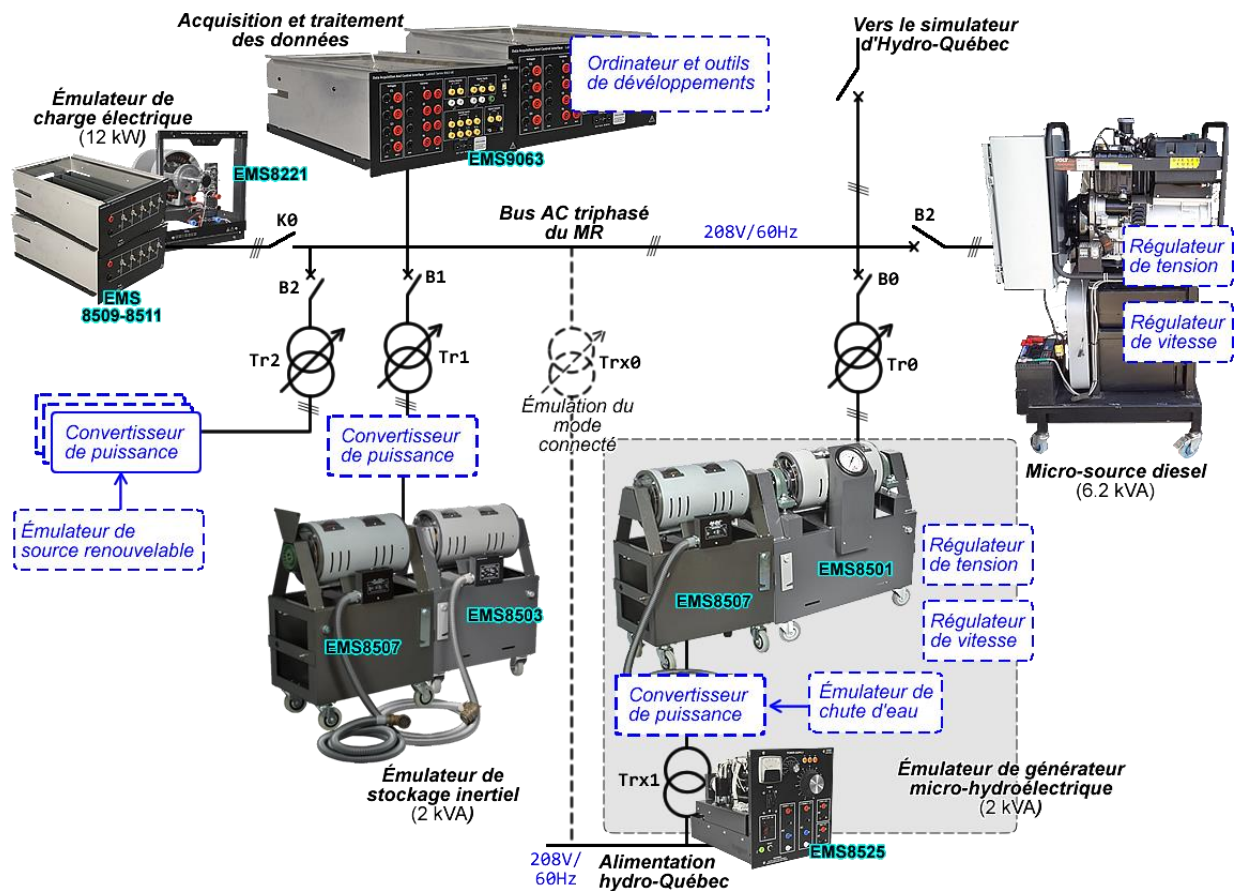


Figure 3-1 Synoptique global du prototype de microréseau pour les expérimentations en laboratoire

la ressource primaire (volant d'inertie, énergie solaire ou vent) possède une structure adaptée à chaque source, cependant ces technologies font abondamment appel aux interfaces d'électronique de puissances et échangent de l'énergie avec le lien DC servant de source à l'onduleur connecté au réseau. L'étude du système stockage ainsi que celui des sources renouvelables peut être unifié au niveau de l'interfaçage avec le MR. Les productions renouvelables quant à elles, peuvent être émulées par des injections de puissances côté DC, avec des profils à adéquats.

La collecte des données est effectuée au travers des modules d'acquisition EMS9063 (adapté aux armoires de LabVolt), mais aussi à l'aide des différentes interfaces d'électronique de puissance connectées. En effet, ces derniers possèdent au minimum des capteurs de courants et de tensions pouvant être utilisés pour estimer différentes grandeurs électriques (puissances et fréquence du MR par exemple). Les télécommunications n'étant pas critiques à l'échelle d'un laboratoire, des liaisons courtes (RS232, RS485 ou USB) ont été retenues pour les échanges de données entre les différents modules intelligents et l'ordinateur de développement/supervision.

3.3 STRUCTURE DES DIFFÉRENTES MICROSOURCES

3.3.1 La microsource diesel

La microsource diesel est construite autour d'une génératrice diesel de Voltmaster®. Il est équipé d'un moteur diesel monocylindre de pouvant produire 7.2 hp avec une vitesse nominale de 3600 rpm [146]. Son régulateur est de type mécanique à masses mobiles: deux masses solidaires du vilebrequin et retenues par des ressorts sont soumises aux forces centrifuges et actionnent l'arrivée de carburant dans les injecteurs du moteur. Les paramètres du régulateur sont réglés en usine et inaccessibles à l'ingénieur. Cependant ces derniers sont requis pour l'étude de l'intégration d'un tel équipement dans un MR. Une solution à ce problème est proposée au chapitre 4. Observons aussi que l'emploi d'un tel moteur impose l'utilisation d'une génératrice synchrone à une paire de pôles.

La génératrice synchrone, fermement couplée au moteur diesel est a rotor bobiné à balais. Cette dernière est couplée à un régulateur de tension basé sur un redresseur à thyristor. Ce dernier est de type statique autoamorcé. La Figure 3-2 présente une vue de la plaque signalétique de la génératrice et une photographie du régulateur de tension. Comme constaté pour le régulateur de

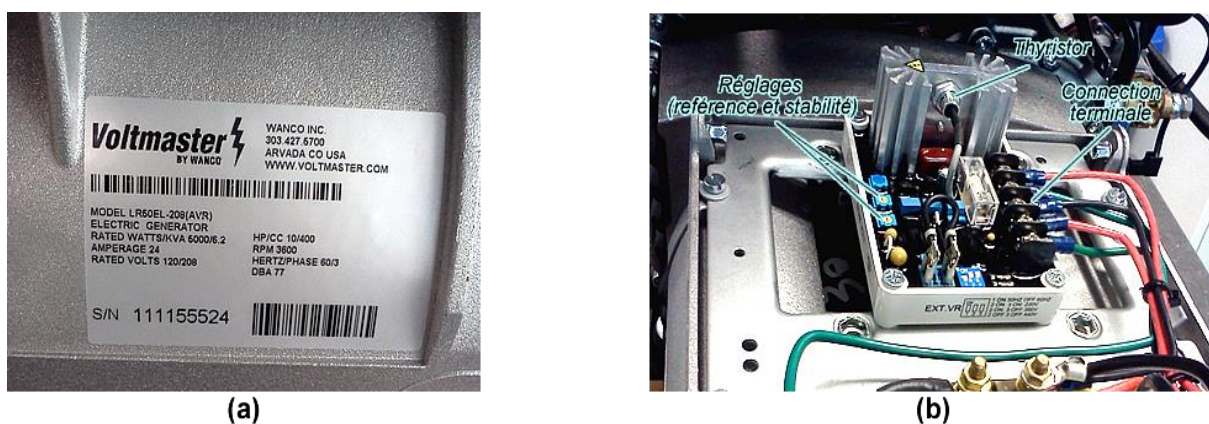


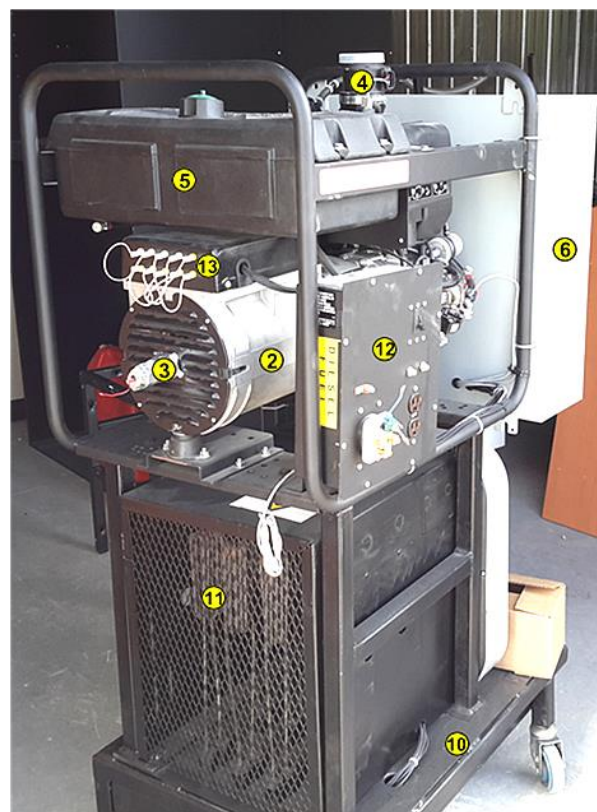
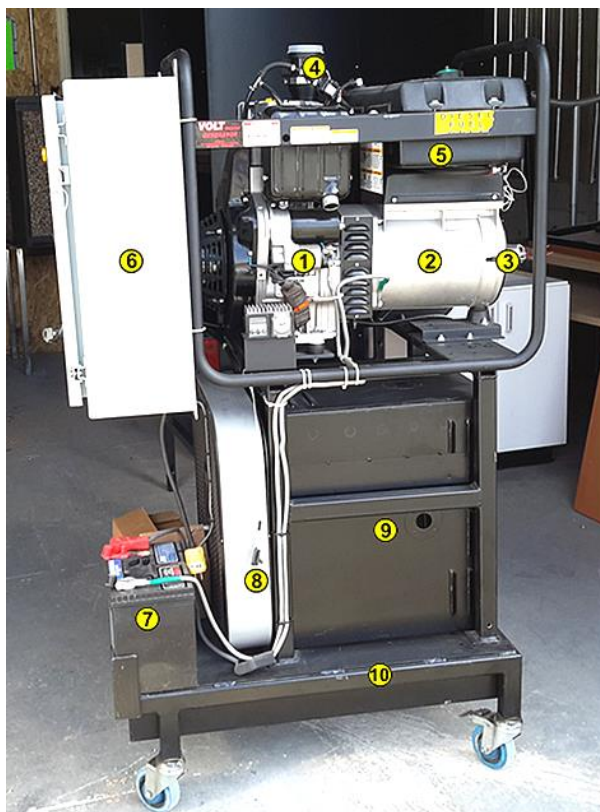
Figure 3-2 Photographie de la plaque signalétique(a) et du régulateur de tension (b).

vitesse, le régulateur de tension est un second élément compact dont les paramètres doivent être identifiés pour l'étude de la cogénération (voir chapitre 4).

Les aménagements effectués sur la génératrice diesel pour les travaux d'identification présentés au chapitre 4 ont essentiellement consisté en l'ajout:

- d'un capteur de vitesse,
- d'un capteur de débit d'air;
- d'un capteur de débit de carburant;

D'autres ajustements ont consisté en l'augmentation du standard de sécurité pour une exploitation optimale en laboratoire. Une autre amélioration a consisté à rajouter un ensemble de charges résistives constituées d'éléments chauffants, ainsi que des contacteurs de contrôle pour en commuter les valeurs. Vu la position de ce dispositif additionnel (sous le moteur), un ventilateur a été ajouté pour évacuer la chaleur et éviter les surchauffes en cas d'utilisation prolongée. Le résultat est présenté à la Figure 3-3.



- | | |
|---|--|
| (1) Moteur Diesel + régulateur de vitesse (7.2Hp) | (8) Ventilateur de refroidissement (charges locales) |
| (2) Génératrice synchrone (5 kVA) | (9) Banc de résistances ajustables (charges locales) |
| (3) Capteur de vitesse (génératrice tachimétrique) | (10) Support à roulettes |
| (4) Capteur de débit d'air (alimentation en air) | (11) Éléments chauffants (résistances) |
| (5) Réservoir à carburant | (12) Boîtier de raccordement électrique (120V/208V) |
| (6) Armoire de contrôle (appareillage de mesure et de commandes automatiques) | (13) Régulateur de tension |
| (7) Batterie (Démarrage électrique) | |

Figure 3-3 Présentation du sous-module diesel

3.3.2 Le simulateur d'Hydro-Québec

Hydro-Québec a entrepris en 2006 la construction d'un simulateur de centrale hydroélectrique au sein de son centre de formation à Rouyn-Noranda en Abitibi-Témiscamingue (Québec) [147].

Une structure à trois étages pouvant accueillir plusieurs travailleurs a été construite à cet effet.

Ladite structure est principalement constituée de (voir Figure 3-4):

- un bassin supérieur (étage supérieur) d'une capacité de 3,186 m³ (soit 3.18 T d'eau), représentant le bassin de retenue d'eau;

- d'une conduite forcée d'environ 5.13 m de longueur et 25 cm de diamètre, reliant le bassin supérieur à la bêche spirale située dans l'étage inférieur;
- d'un groupe turboalternateur comportant toutes les principales structures de contrôle, notamment le système de vannage, rencontré dans un hydrogénérateur;

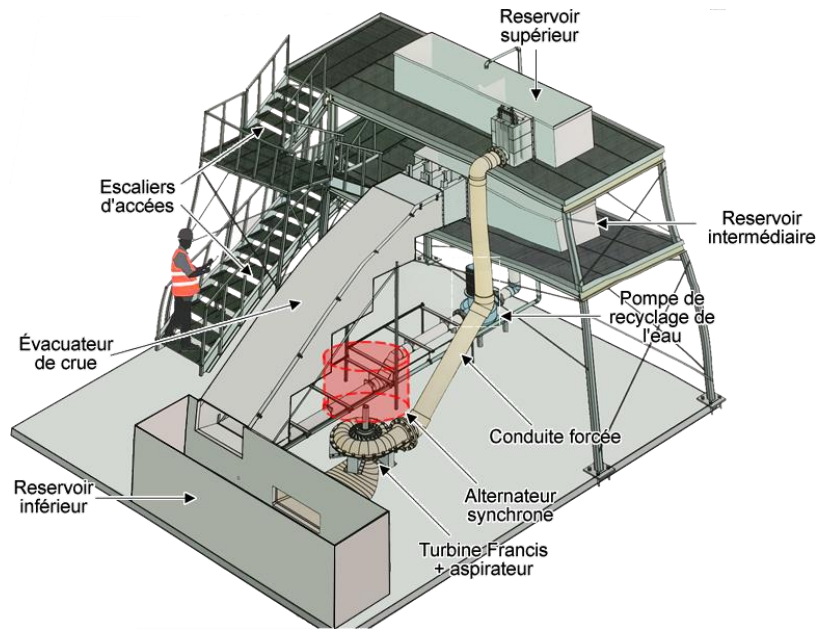


Figure 3-4 Aperçu du projet de simulateur d'Hydro-Québec

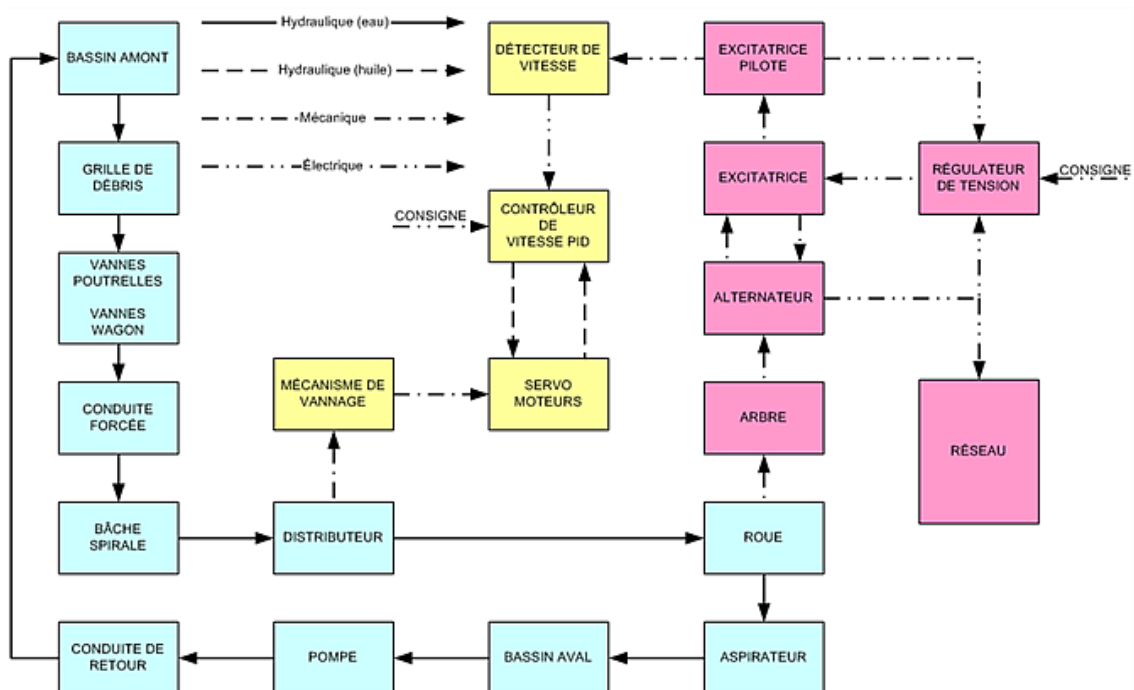


Figure 3-5 Schéma synoptique du simulateur d'Hydro-Québec

- un aspirateur dirigeant l'eau issue de la turbine vers le bassin inférieur dont la capacité est d'environ 5,165 m³;
- un bassin intermédiaire situé dans l'étage intermédiaire, permettant une simulation de l'évacuateur de crue;
- et d'un système de pompage permettant le recyclage de l'eau dans le simulateur.

Parmi ces composantes, l'alternateur triphasé constitue l'une des pièces maîtresses de ce projet. En effet, il doit avoir une puissance de l'ordre de 5 kVA, être fabriqué sur mesure et posséder des caractéristiques électriques semblables (en pu) à celle d'une centrale grandeur nature.

Le schéma synoptique du simulateur donné à la Figure 3-5. Ce dernier rend compte de manière détaillée des différents systèmes et de leurs interactions. Entre autres, on peut observer trois principales boucles de contrôle: (i) le régulateur de vitesse; (ii) le régulateur de tension et (iii) le recyclage de l'eau. Ce système est en cours de construction et est destiné à cogénérer avec le prototype de MR construit, pour servir de plateforme d'études et de formation. Pour néanmoins effectuer des tests avec une partie hydrogénératrice incluse dans le MR, une option d'émulation a été choisie telle qu'exposée à la section suivante.

3.3.3 L'émulateur de microcentrale hydroélectrique

Pour reproduire en laboratoire le comportement dynamique d'une microturbine hydroélectrique, nous avons opté pour un agencement physique constitué d'un moteur à courant continu couplé à une génératrice synchrone (voir Figure 3-1). Les éléments EMS8507 (Génératrice synchrone) et EMS8501 (Machine à Courant Continu (MCC)). Le couplage des deux machines est illustré à la Figure 3-6(a). La MCC est alimentée à partir d'une source d'alimentation fixe 120V/25A via un hacheur de puissance 4 Quadrants de la firme Gemini Controls [148]. Le modèle 12M8-41000 a été sélectionné pour la présente application compte tenu de l'accessibilité de ses différentes composantes. La Figure 3-6(b) en présente un aperçu.

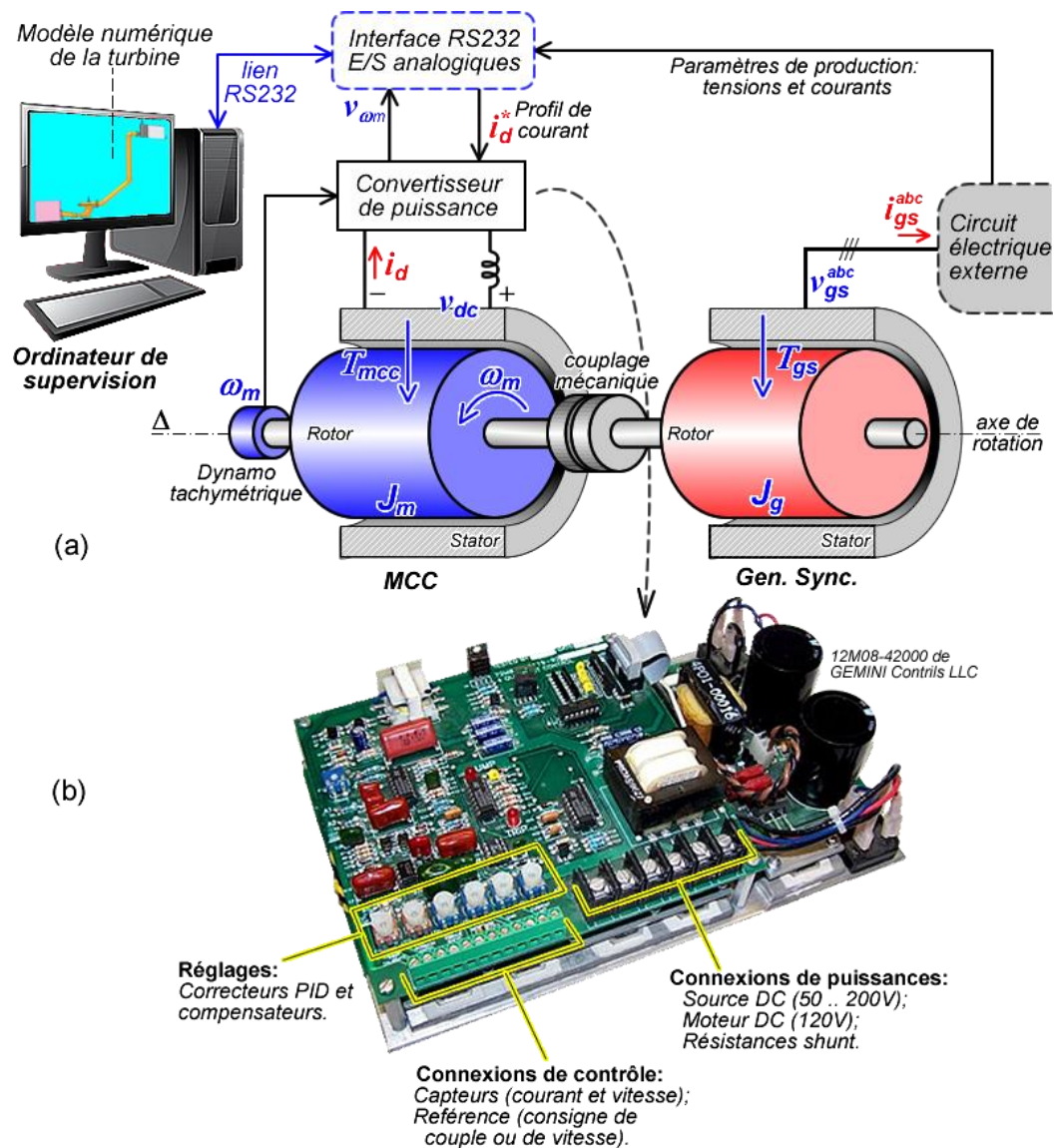


Figure 3-6 Émulation de l'hydroélectricité: (a) Principe de fonctionnement; (b) aperçue de l'électronique de commande

Le convertisseur de puissance est configuré pour produire un courant d'induit conforme à la consigne de couple produite par l'ordinateur de supervision (voir Figure 3-6(a)). Ce dernier exécute en temps réel le modèle numérique de turbine hydroélectrique. Il s'agit notamment de la circulation d'eau et de la production de couple. Ce choix technique a été largement inspiré des récents développements dans le domaine des boucles de simulation "Hardware-in-the-Loop"

(HIL [149, 150]), comportant des organes physiques (donc purement analogiques), largement employées pour évaluer les algorithmes de commandes avancées.

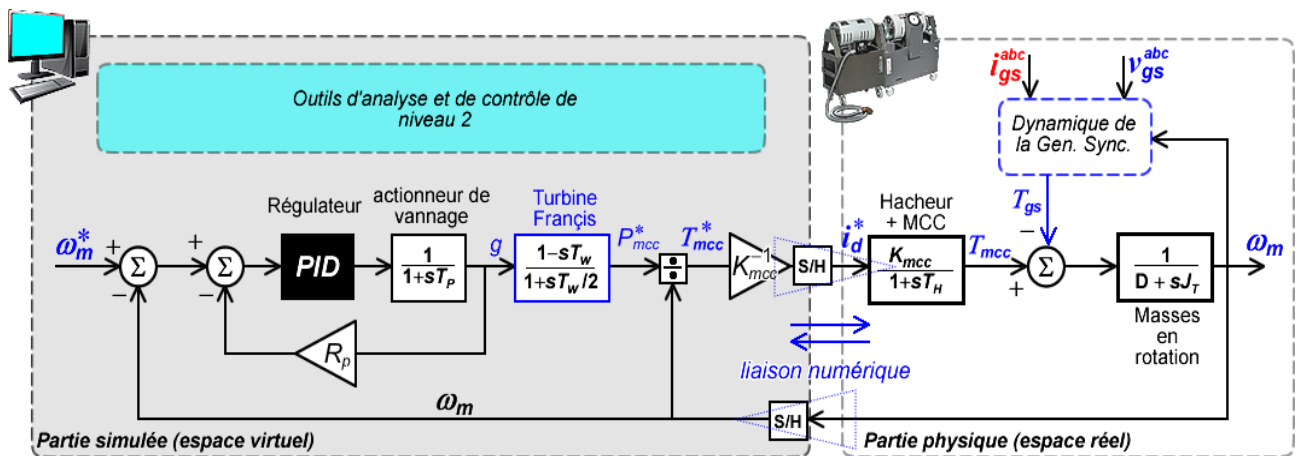


Figure 3-7 Modèle HIL de fonctionnement de l'émulateur d'hydrogénérateur

Le schéma HIL du module d'émulation de microcentrale hydroélectrique est détaillé à la Figure 3-7. Dans la partie simulée (espace virtuel), l'algorithme de génération des références de courant (ou de couple) se fait en temps discret et chaque nouvelle mesure de vitesse est comparée avec la référence ω_m^* . L'erreur ainsi calculée est par le correcteur PID qui contrôle le vannage¹⁶ g . T_p est la constante de temps de l'actionneur des vannes (vérin ou bras motorisé) et R_p est le gain statique du contrôleur. La dynamique de production de la puissance mécanique à partir de la position g des vannes directrices (cas classique de la turbine Francis, voir section 2.4.1.1) est représentée par un bloc du premier ordre à phase non minimale ayant pour paramètre T_w , représentant la constante d'accélération de la colonne d'eau dans la conduite forcée. Ce modèle est amplement exploré par Kundur dans [65]. La consigne de couple (à produire par la MCC)

¹⁶ Degré d'ouverture des vannes d'admission d'eau dans la turbine

est obtenue en divisant la puissance P_{mcc} issue du modèle de la turbine par la vitesse mesurée. La relation proportionnalité K_{mcc} existant entre le couple et la vitesse d'une MCC permet d'en déduire la consigne de courant i_d^* à appliquer à partie physique via le module de puissance (voir Figure 3-6(b)). Notons qu'une mise à l'échelle est éventuellement nécessaire entre les deux espaces (virtuel et physique) pour obtenir un ensemble cohérent. En effet, les paramètres de turbine sont généralement adimensionnels, c'est-à-dire rapportés à une base donnée (système par unité ou pu).

En ce qui concerne la partie physique, elle est essentiellement constituée de la dynamique de production du couple à partir de la référence de courant, et de la dynamique des masses tournantes (rotors couplés des machines). L'électronique de puissance est réglée pour obtenir un temps de réponse le plus court possible avec des marges de stabilités acceptables, et on peut l'assimiler à un système du premier ordre possédant un gain statique K_{mcc} et une constante de temps T_H . Cette dernière est limitée par la marge de stabilité voulue et la fréquence de modulation PWM du hacheur 4-quadrants employé. Dans la dynamique mécanique, D représente de coefficient de friction total et J_T est l'inertie totale du système tournant. Ces paramètres sont aisément identifiables par un essai de ralentissement¹⁷. La vitesse mécanique ω_m est périodiquement échantillonnée par l'espace virtuel (voir Figure 3-7).

Notons que le succès de la méthode HIL passe par la sélection d'un lien de communication suffisamment rapide et fiable entre l'ordinateur hébergeant le modèle et le dispositif

¹⁷ La masse est accélérée à une vitesse N0 puis libérée de toute contrainte extérieure. Le profil de la vitesse lors du ralentissement permet d'obtenir les paramètres d'inertie et de frictions.

d'échantillonnage-interfaçages numérique/analogique. Pour le présent prototype, un lien RS232 en conjonction avec l'environnement de simulation Matlab-Simulink® a été utilisé. Comme d'autres nombreuses publications sur le sujet, les articles de Santi [151] et Krlev [152] expliquent clairement comment fonctionne une telle combinaison. Le lien RS232 est généralement utilisé en mode asynchrone et nécessite dans son câblage 3 signaux: (i) transmission des données (TxD), (ii) réception des données (RxD) et (iii) la référence (GND) des signaux précédents. Des vitesses de transmission de 230 400 Bd ⁽¹⁸⁾, peuvent être atteintes pour des liaisons physiques de moins de 2 m. En temps réel, on peut donc transmettre et recevoir 57 nombres à virgule flottante (au format IEEE-754 sur 32 bits), chaque dix millisecondes (moins d'un cycle de 60Hz). Ceci laisse assez de la place pour transférer les informations de vitesse, tensions (phases a, b et c), courants (phases a, b et c) et toute autre information utile (température, etc.). Notons aussi que le lien RS232 est "full-duplex"¹⁹.

3.3.4 L'émulateur du système de stockage inertiel

Le stockage inertiel fait partie de la famille des systèmes de stockage électromécaniques exposés au chapitre 2 (section 2.4.3.3). Ce module est conçu pour rétablir en des temps aussi brefs que possible, l'équilibre des puissances entre productions et consommations. Plusieurs structures sont proposées dans la littérature [153-155], et les structures plébiscitées sont basées sur l'emploi d'une machine asynchrone interfacée au MR par une chaîne de conversion AC-DC-AC encore connu sous le nom de convertisseur "back-2-back" [126]. La suite didactique LabVolt 8010 [156] possède un ensemble de modules exploitables pour la mise en œuvre de l'émulateur de stockage inertiel tel que schématisé à la Figure 3-8.

¹⁸ Le baud (Bd) est l'unité de mesure de la rapidité de modulation en transmission numérique. C'est l'inverse de la durée en secondes du plus court élément du signal transmis via une ligne de communication série.

¹⁹ Dans un système en full-duplex, les deux parties peuvent transmettre simultanément et de manière asynchrone des informations.

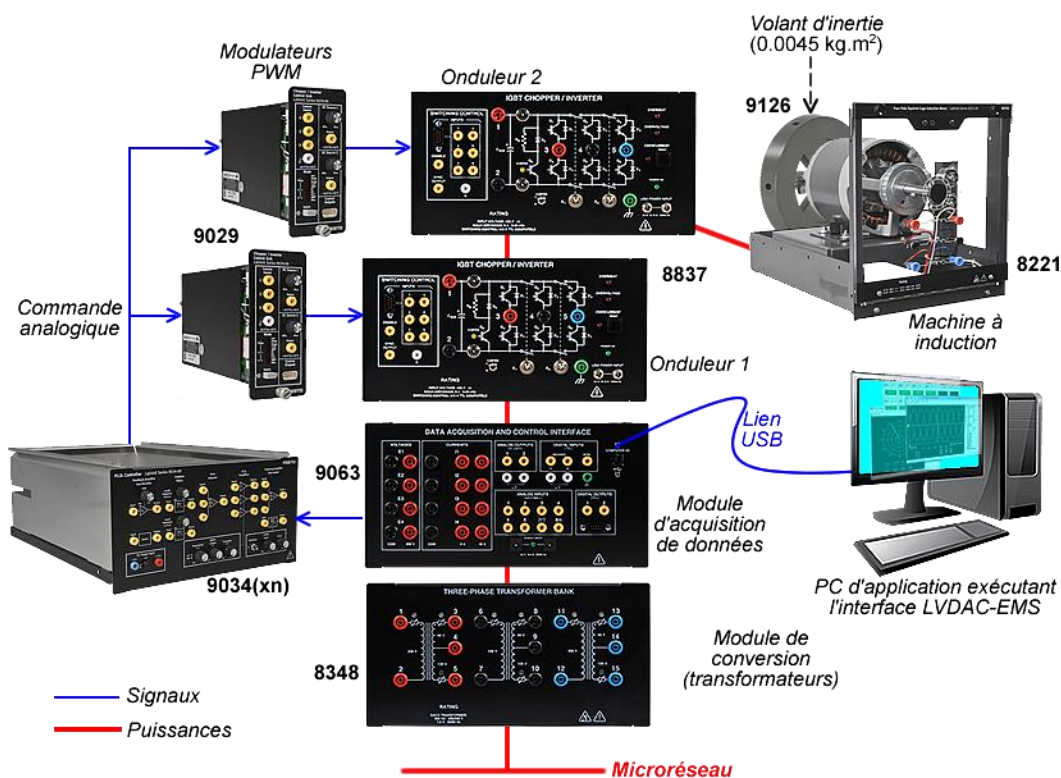


Figure 3-8 Ébauche d'émulation du stockage inertiel à partir des éléments de suite didactique LabVolt®

Dans la Figure 3-8, le système de stockage inertiel est construit quasiment "brique par brique". Ceci peut être avantageux, notamment en situation d'apprentissage, pour connaissance profonde de chaque composante du système. Cette suite dispose d'un logiciel d'interfaçage très pratique nommé LVDAC-EMS regroupant de nombreux outils d'acquisition, d'affichage (tableaux et graphiques), de traitement (séries de Fourier, phaseurs et analyses spectrales) et aussi de commande (génération de commandes suivant un profil). Cependant, les composantes de puissance (transformateurs, onduleurs et machines) possèdent une capacité nominale de 200VA. Par ailleurs, la multitude des boucles de contrôle nécessaires pour faire fonctionner adéquatement un système de stockage inertiel provoque très vite une inflation du nombre de composantes à loger dans l'armoire LabVolt et le tout peut devenir très vite ingérable. Par exemple, la technique classique de contrôle vectoriel des onduleurs fait appel à près de huit

contrôleurs PI, impliquant l'emploi de huit modules 9034 avec la connectique et les réglages adéquats, ces derniers étant par ailleurs analogiques (potentiomètres). Enfin, les modulateurs PWM (modules 9029) sont faits pour générer des signaux PWM de 2 kHz maximum, ce qui limite sérieusement les performances envisageables avec ce système. Bien que le schéma de la Figure 3-8 soit une manière "détournée" d'exploitation de la suite didactique de LabVolt®, il montre néanmoins la difficulté qu'on peut avoir à construire un système de stockage inertielle ouvert et hautement reconfigurable, que ce soit du point de vue matériel ou logique (boucles de contrôles). Travaillant sur ces aspects, Festo Didactic ® (nouveau développeur des suites didactiques LabVolt) propose des solutions plus compactes, cependant de faible puissance et très peu ouvertes (possibilité d'exploration détaillée des composantes).

Inspirés de la méthode HIL employée pour l'émulateur de l'hydrogénérateur (voir section 3.3.3), les premiers travaux concernant ce composant ont consisté à remplacer l'ensemble analogique par un système numérique analogue tel que représenté à la Figure 3-9. Par rapport à l'idée de départ illustrée à la figure 8. On peut observer que fondamentalement, les modulateurs PWM analogiques et les contrôleurs PID ont été embarqués dans la carte de commande. Pour cet élément central, des solutions techniques très élaborées sont proposées par plusieurs fabricants dont les plus célèbres sont Analog Devices, Texas Instruments, STMicroelectronics, ON Semiconductor, Microchip Technology, Renesas Electronics, Freescale et bien d'autres. Notre choix a été guidé par le coût, la flexibilité (interfaces disponibles), la rapidité (nombre d'opérations par seconde), la simplicité de mise en œuvre (outils de développement), l'accessibilité (distributeurs), l'ouverture (disponibilité de l'information) et la popularité (communauté des utilisateurs). Notre choix s'est porté sur les cartes de développements de la firme STMicroelectronics proposant une gamme variée de microcontrôleurs spécialement

aménagés pour le calcul numérique et le contrôle des machines [157, 158]. Il existe une littérature abondante sur ce processeur, l'information est accessible plusieurs applications universitaires sont accessibles via la plateforme IEEE-explore®²⁰, une des libraires digitales les plus fournies au monde. Les DSP TMS320f [159] de la firme Texas instruments sont aussi populaires, mais, les ressources de développements pour ces derniers sont moins abondantes et très généralement propriétaires.

La carte de développement choisie pour embarquer la structure de contrôle est basée sur le microcontrôleur STM32f407. Celle-ci est non-propriétaire (conception accessible et éventuellement modifiable par le grand public) et compatible avec de nombreux outils de

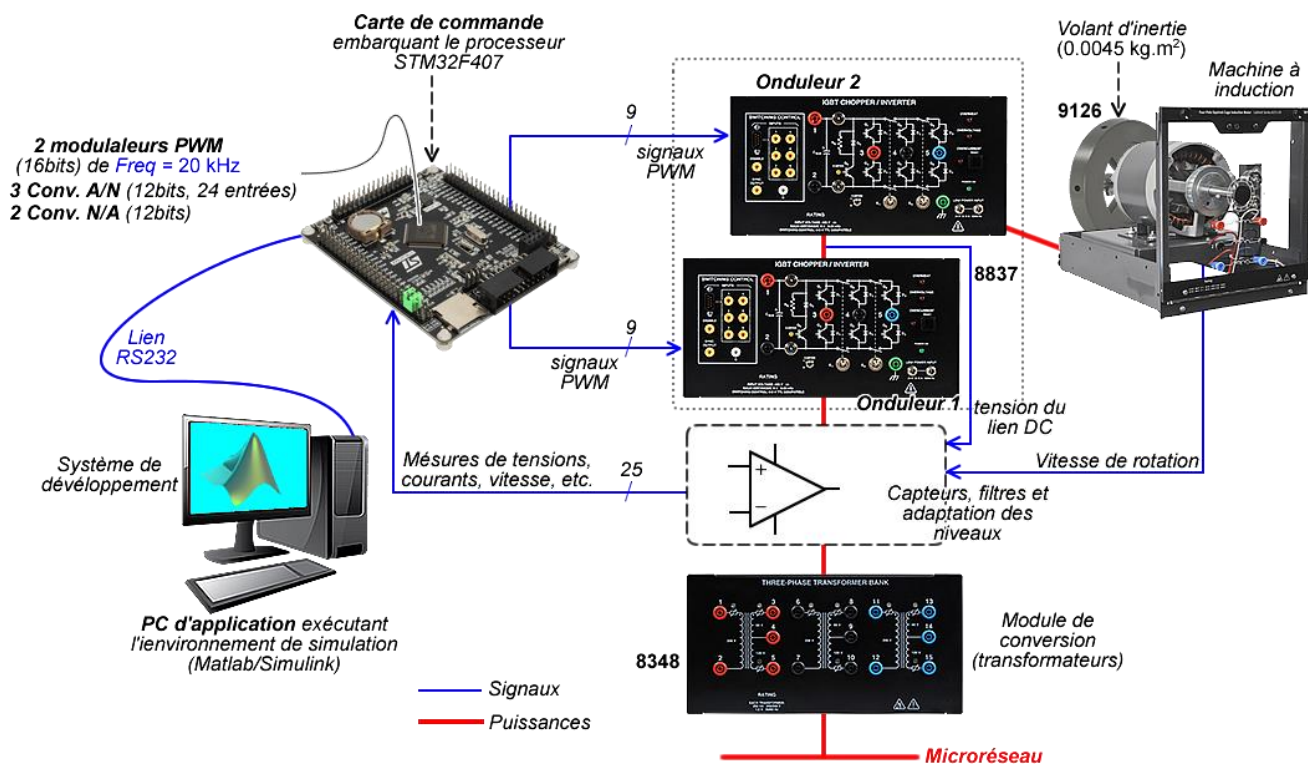


Figure 3-9 Amélioration de l'émulateur de stockage inertiel à l'aide d'un système embarqué

²⁰ Site Web: <https://ieeexplore.ieee.org/Xplore/home.jsp>

développement "Open Source"²¹ ou sous licence GNU²², tel que la suite Eclipse et le module GNU-ARM [158]. Ce microcontrôleur à faible coût est basé sur un cœur RISC²³ ARM Cortex-M4 fonctionnant sur 32 bits et dont la vitesse d'exécution peut atteindre 210 DMIPS²⁴. Le cœur Cortex-M4 comprend une unité de calcul la virgule flottante (FPU) qui prend en charge toutes les opérations DSP via un ensemble très complet d'instructions spéciales telles que les MAC (*Multiply And Accumulate*), très utiles pour l'accélération du filtrage numérique et des transformées discrètes de Fourier (FFT). Il intègre également des mémoires (FLASH et RAM) et une vaste gamme d'entrées/sorties et d'interfaces périphériques, dont certains sont dédiés aux systèmes de l'électronique de puissance et à la commande des machines électriques (CAN, CNA, PWM, décodeurs de vitesse, etc.) [159, 160]. Cadencée à 168MHz (fréquence interne) cette puce est particulièrement fournie en interface de communications telle que l'UART (dédié au RS232 et RS485) et l'Ethernet ISO/IEC 802-3 à haut débit (dédié aux LAN et WAN). La notoriété des processeurs basés sur les cœurs Cortex-M a poussé les développeurs de MathWorks® (producteur des outils Matlab/Simulink) à produire des supports pour la compilation et le déploiement matériel sur des plateformes ouvertes et à faible coût [161].

Très spécifiquement, le processeur STM32f407 possède trois convertisseurs analogique-numérique haute vitesse (jusqu'à 7 Méga-échantillons/seconde) exploitables via 24 entrées analogiques multiplexées. Des échantillonnages et conversions de deux lignes peuvent se faire en parallèle, ce qui est requis par exemple pour l'acquisition d'une tension (ou d'un courant

²¹ La désignation Open Source (code source ouvert) s'applique aux logiciels, et s'étend maintenant aux œuvres de l'esprit, respecte des critères précisément établis par l'Open Source Initiative regroupant un ensemble de possibilités de libre redistribution, d'accès au code source et de création de travaux dérivés.

²² Licence publique générale qui fixe les conditions légales de distribution d'un logiciel libre.

²³ Reduced Instruction Set Computer (RISC): processeur à jeu d'instructions réduit construit suivant un type particulier d'architecture matérielle se caractérisant par un jeu d'instructions restreint, et des instructions aisées à décoder et rapide à l'exécution.

²⁴ Le Dhrystone's Mega Instructions per Second (DMIPS), est une unité de mesure de la valeur moyenne de nombre d'instructions exécutées par seconde

triphasé). Les résultats des conversions sont des nombres (entiers ou fractionnaires) de 12-bits, soit une précision de $3.3/2^{12} = 0.806$ mV. Ce processeur peut matériellement prendre en charge la conversion d'une série d'échantillons et le transfert direct par trames de ces données vers la mémoire RAM, principal espace de travail. L'unité centrale de traitement (CPU) peut ainsi exécuter d'autres routines (les communications par exemple) durant ces conversions. Les différents calculs liés au contrôle de niveau 1 (voir 2.5.1) sont déclenchés par une interruption de fin de transfert. Le CPU met en pause toutes ses opérations en cours et exécute l'algorithme de commande numérique qui se résume à: (i) mettre à l'échelle le résultat des conversions afin de remettre les grandeurs dans leurs unités d'origine (par exemple traduire en rad/s ou rpm pour la vitesse) et éventuellement effectuer des conversions trigonométriques (transformations de Park); (ii) comparer les mesures aux références et calculer les sorties des correcteurs PI, (iii) Construire le signal de commande requis pour la correction et éventuellement, effectuer des transformations trigonométriques inverses (Inverses de Park); (iv) et mettre à jour les registres

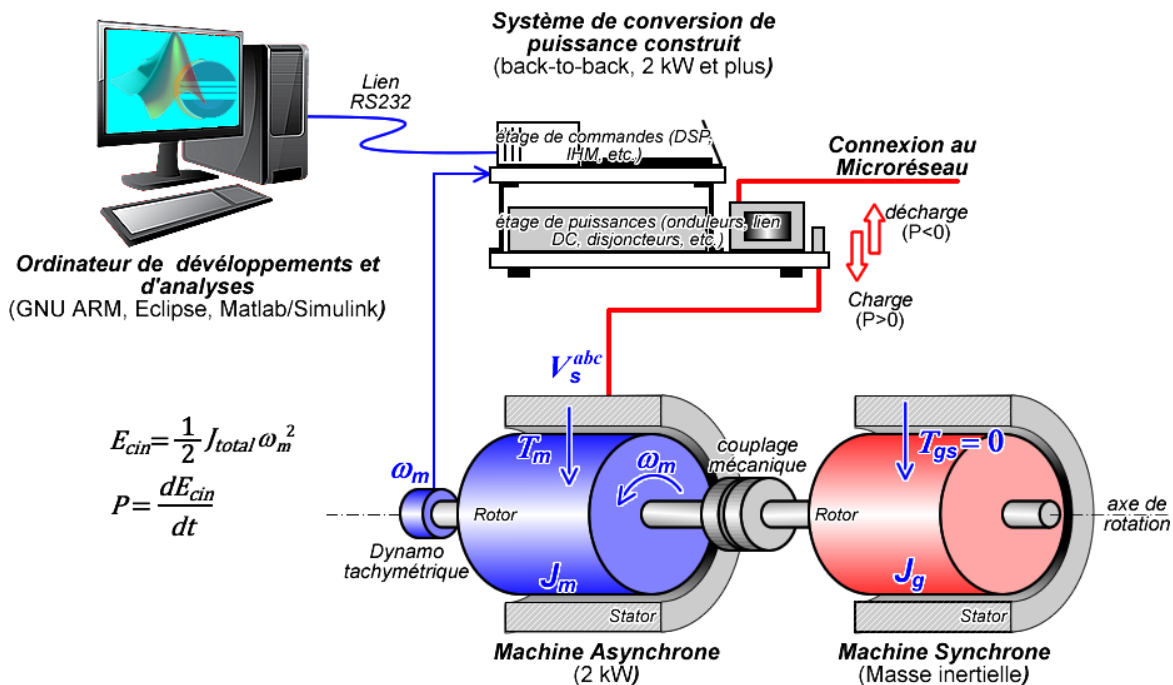


Figure 3-10 Fonctionnement de l'émulateur de stockage inertielle

des modules de modulation PWM. Cette modulation se fait de manière automatique grâce à des interfaces dédiées, les Timers, qui prennent en charge tout ce qui concerne la production proprement dite des signaux de gâchette des IGBTs (6 par modules 8837). Ces timers sont configurés pour produire un signal PWM de fréquence 20 kHz et sont aussi munis d'entrées asynchrones (*Break_In*) permettant de neutraliser les signaux de gâchette en cas de défaut prolongé (court-circuit d'un bras d'onduleur par exemple). Les circuits analogiques et numériques sont donnés en Annexe 1.

La structure de la Figure 3-9 est certes améliorée, mais reste limitée à des échanges modestes de puissances (0.2 kW) entre le MR et la roue inertielle. Pour aller au-delà (2 kW et plus), de nouveaux modules de puissances ont été construits tel qu'illustré par le dessin de la Figure 3-10. La conception est basée sur des IGBT de puissance RJE60F5 de la firme Renesas Electronics. Ces derniers ont un pouvoir de blocage de 600V et peuvent conduire 40A à 100°C (et 80A à 25°C). Chaque bras d'onduleur possède deux IGBT (un côté H et un côté L) et l'onduleur est constitué de trois bras (A, B et C). Des circuits amplificateurs et isolateurs ont été construits pour chaque bras d'onduleur afin d'assurer à la fois l'adaptation des niveaux de tension de la commande (de 3.3V du DSP aux 15V requis par les IGBTs) et pour assurer une isolation galvanique (isolation des neutres) tout en maintenant de bonnes performances de commutation. Le circuit de commande est ainsi protégé contre des pics électriques (ou électromagnétiques) qui sont récurrents et pratiquement inévitables dans les circuits de puissance qui commutent de forts courants à grande vitesse (20 kHz). L'interface de commande est bâtie autour du driver IR2113 et de l'optocoupleur HP2431 (voir schéma en annexe 1.3). La connexion entre le module onduleur et la carte de commande a été construite pour être entièrement compatible avec les modules LabVolt.

Chaque module occupe un volume de 1500 cm^3 ($15\text{cm} \times 20\text{cm} \times 5\text{cm}$) et deux modules ont été construits et montés sur un même support pour servir d'onduleur complet. Les éléments de fabrications sont donnés à l'annexe 1 et les photographies du système construit à la section 3.4.

Le système de conversion de puissance ainsi construit est assez puissant pour contrôler la grande inertie de l'assemblage électromécanique (8507-8503) illustré sur le synoptique global de la Figure 3-1. La Figure 3-10 récapitule le principe de l'émulateur de stockage inertiel. Notons que dans le cas présent, il ne s'agit pas d'un système HIL dans la mesure où toute la logique de contrôle est embarquée dans le microcontrôleur/DSP et le PC hôte est utilisé pour la compilation du code source et programmation de la puce (phase de développement) et pour génération des consignes et l'acquisition des données (phase d'essais et fonctionnement). En effet, le lien RS232 ne possède pas une bande passante (fréquence de communication maximale) assez large pour soutenir le flot constant de données (réelles de 32 bits) nécessaire pour un fonctionnement en temps réel, notamment en ce qui concerne les boucles de courants (voir chapitres 5 et 6).

La machine asynchrone (8503) est employée pour accélérer ou ralentir le rotor de la machine synchrone (8504). Cette dernière n'est connectée à aucune source et n'oppose aucune résistance au mouvement ($T_{gs} = 0$) et seule son inertie est utilisée pour augmenter la capacité de stockage de l'ensemble. D'après [145], la machine asynchrone possède 4 pôles au total et son inertie est $J_m = 0.107 \text{ kg.m}^2$ et celle de la machine synchrone est $J_g = 0.097 \text{ kg.m}^2$, soit un total sensiblement égal à $J_{total} = \sum J = 0.204 \text{ kg.m}^2$. Ce dispositif peut donc stocker jusqu'à 3.624 kJ d'énergie cinétique. En libérant cette énergie avec une puissance constante de 2 kW, le système est complètement déchargé après 1.81 secondes (en théorie), ce qui implique que le système est fait pour du stockage à très court terme.

3.3.5 L'émulation des différentes sources renouvelables

Les sources renouvelables sont caractérisées par leurs caractères fluctuants (cas de l'éolien) ou intermittents (cas du photovoltaïque). Dans la revue de la littérature (voir section 2.4.2), notamment les travaux de revues [92, 124], on observe qu'une éolienne comporte un générateur (asynchrone ou synchrone) fonctionnant généralement à vitesse variable, et un panneau photovoltaïque produit une tension continue et sa puissance est contrôlée via un hacheur dévolteur pour en extraire le maximum d'énergie (système MPPT).

En ce qui concerne la source éolienne, l'émulateur de stockage inertiel peut être réadapté sans grande modification matérielle. En effet si l'on observe le couplage des machines utilisées (voir Figure 3-10), la machine synchrone sert uniquement de masse inertielle et ne produit aucun couple sur le système en rotation. En alimentant cette dernière via un variateur de vitesse, l'Altivar 71 de Schneider Electric par exemple, on peut produire un couple (T_g) contrôlé à partir

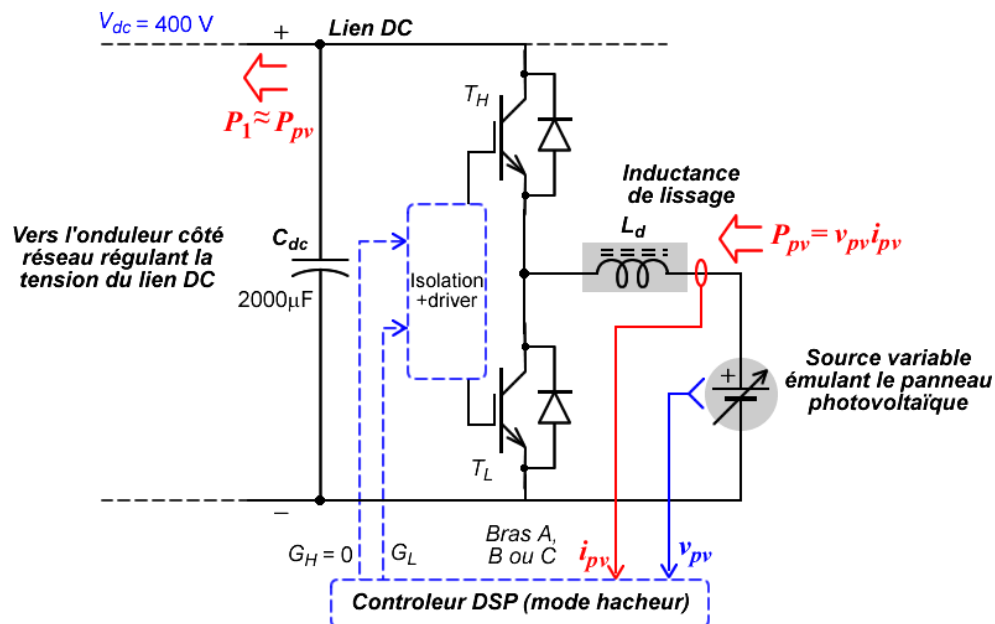


Figure 3-11 Exploitation d'un bras d'onduleur pour émuler un système de production photovoltaïque

de l'alimentation secteur et émuler ainsi la production de couple d'une turbine éolienne. Dans ce cas l'algorithme implémenté pour le contrôleur de l'onduleur (côté machine asynchrone) sert essentiellement à réguler la vitesse de rotation ω_m en fonction de la puissance $P_{DER} \approx T_g \times \omega_m$ que l'on veut extraire vers le lien DC. L'onduleur côté réseau est toujours commandé pour réguler la tension du lien DC (voir chapitre 5 à la section 5.3.3.2).

En ce qui concerne l'émulation d'une source photovoltaïque, les trois bras d'onduleurs côté machine peuvent être reconfigurés (par la logique de commande) pour fonctionner en hacheurs



Figure 3-12 Simulateur de l'hydrogénérateur d'Hydro-Québec (en construction)

survolteurs indépendants. À partir de sources d'alimentations DC variables, on peut efficacement émuler le panneau solaire tel qu'illustré par la Figure 3-11. La source DC peut être contrôlée par un ordinateur exécutant un profil particulier de génération photovoltaïque. La commande du bras d'onduleur utilisé est reconfigurée de manière à bloquer en permanence le transistor T_H tout en commandant le transistor T_L . La mesure du courant et de la tension de la source variable permet de mettre en œuvre un contrôle de type MPPT. Les injections de puissances perturbent la tension du lien DC et l'onduleur côté réseau rétablit la référence ($v_{dc} = 400V$) en modifiant la puissance injectée dans le MR.

3.4 RÉALISATIONS PRATIQUES

Dans la présente section, nous donnons un récapitulatif en images des résultats obtenus pour la construction du prototype en vue de l'étude des microréseaux électrique. La Figure 3-12



Figure 3-13 Assemblage des machines tournantes: Émulateurs de la microcentrale hydroélectrique et de la microsource éolienne

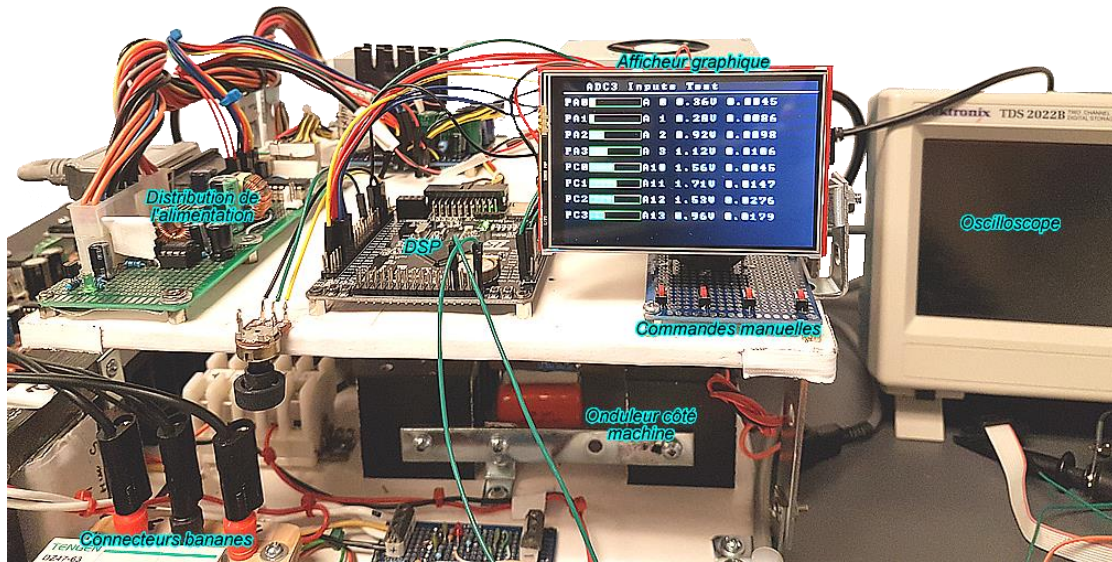


Figure 3-14 Système de convertisseurs à deux onduleurs (en phase de développement)

présente un état des lieux de la construction du simulateur d'Hydro-Québec. Au regard des descriptions données à la section 3.3.2, bien des travaux sont encore en cours, d'où l'idée d'émuler cette partie par l'ensemble électromécanique de la suite LabVolt dont une photographie est donnée à la Figure 3-13. Le principe de l'ensemble hydrogénérateur est exposé à la section 3.3.3. La flexibilité de couplage entre ces machines permet de tester plusieurs effets électromécaniques (grande inertie, technologie de conversion ou autre). Par ailleurs l'ensemble des Machines LabVolt offre des niveaux de sécurité facilitant l'exploitation de l'ensemble dans le cadre de l'enseignement.

Le système convertisseur de puissance à deux onduleurs est celui qui a retenu le d'attention. Il a été fabriqué compact, mais assez ouvert pour rendre ses différentes composantes discernable et accessible par l'apprenant, le chercheur ou le développeur. La Figure 3-14 en donne un aperçu durant la phase de développement. L'interface graphique représente le calibrage des entrées analogiques, opération effectuée durant le développement. L'organisation en modules distincts (alimentation, distribution de l'alimentation, carte DSP, etc.). Un afficheur graphique et un

clavier à quatre touches ont été ajoutés pour des commandes manuelles. En effet, le système a été conçu pour être connecté à un ordinateur hôte (voir Figure 3-10) cependant, le DSP exécute entièrement les algorithmes de contrôles et peut absolument fonctionner de manière autonome une fois programmé.

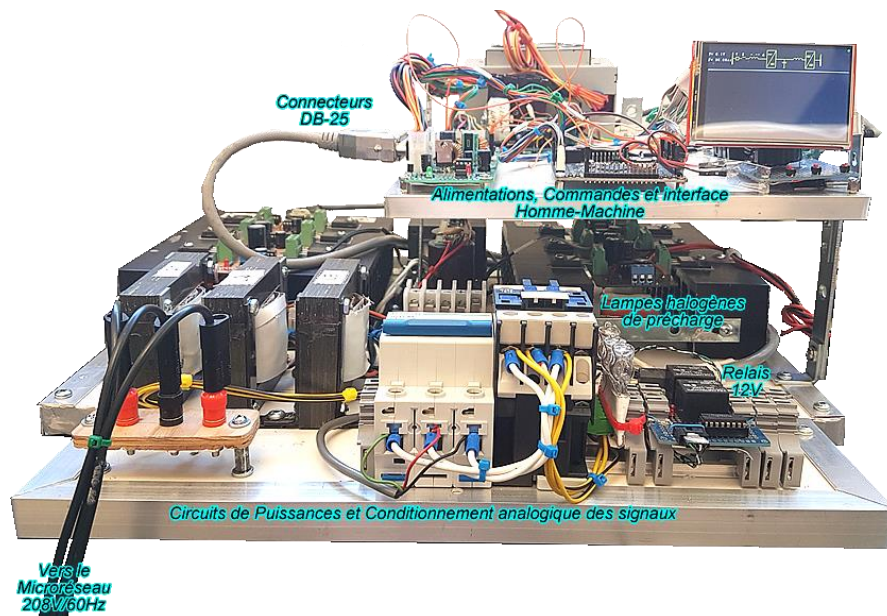


Figure 3-15 Système de convertisseurs à deux onduleurs (Version de Janvier 2019)

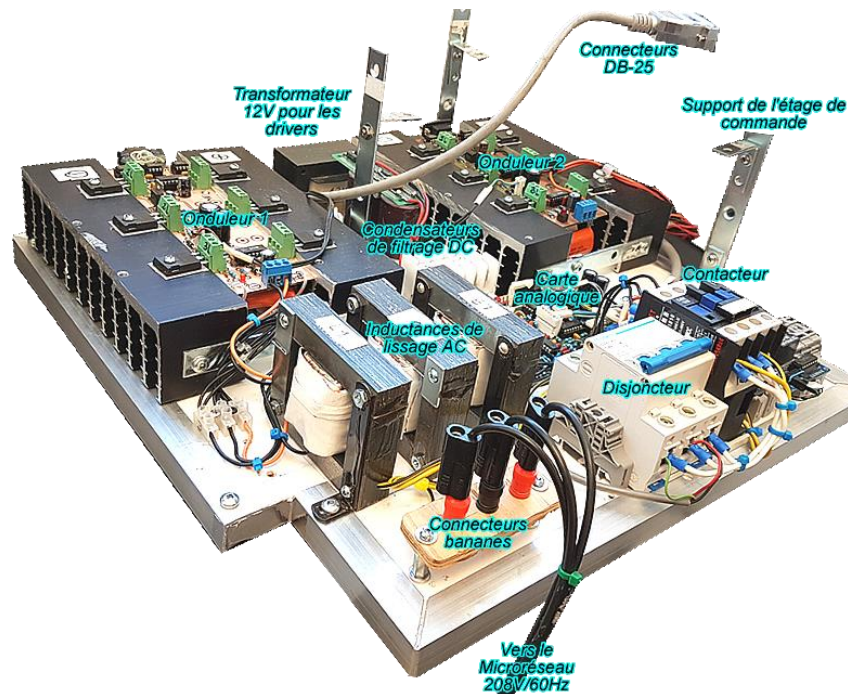


Figure 3-16 Système de convertisseurs à deux onduleurs (détails de l'étage de puissance)

Le système convertisseur entièrement constitué est présenté à la Figure 3-15. Globalement on dispose de deux plateaux: (i) le plateau au-dessus comprend l'alimentation générale (un bloc de type ATX²⁵), un distributeur d'alimentation produisant entre autres des tensions isolées pour les différents capteurs, le contrôleur principal (carte DSP) comprenant les périphériques de communication (USB/RS232) et l'interface Homme-machine (afficheur, boutons, avertisseur sonore); (ii) et le plateau à la base comprend tous les circuits de puissances.

La Figure 3-16. Présente une vue détaillée du plateau de base. À ce niveau, on retrouve aussi la carte analogique traitant tous les signaux issus des différents capteurs (tensions et courants, AC et DC). Chaque signal passe par un filtre passes et le résultat est mis à l'échelle et un décalage constant est éventuelle ajouté (signaux alternatifs) pour les adapter à l'intervalle [0, 3.3V] requis par les entrées analogiques du DSP. Ces signaux sont acheminés au plateau du dessus via un câble terminé par un raccordement normalisé DB-25. Pour rester compatible avec le système LabVolt, le raccordement avec le MR externe se fait via des connecteurs bananes²⁶. Un disjoncteur magnétothermique est utilisé pour protéger le système des surintensités, suivi d'un contacteur servant d'élément de contrôle. Les trois inductances de 5mH@4A sont utilisées pour atténuer les bruits de commutation issus de l'onduleur 1. Le lien DC est filtré par huit condensateurs de 1000µF/450V chacun, connecté en série/parallèle de manière à obtenir une capacité totale de 2000µF/900V. Cette section comprend aussi des circuits de protection contre les surtensions, notamment un hacheur de freinage avec commande à hystérésis et un Crowbar²⁷ à thyristor pour les surtensions extrêmes. L'onduleur 2 est identique à l'onduleur 1 et peut à la

²⁵ C'est le format d'alimentation à découpage utilisé dans les ordinateurs PC de type Pentium II et postérieurs. Ce bloc fournit les tensions de sorties +5 V, -5 V, +12 V, -12 V et +3,3V. Le réseau électrique à l'entrée est connecté en permanence, avec parfois un interrupteur de sécurité pour la maintenance.

²⁶ À l'aide de cet outil électrotechnique, on peut connecter rapidement des fils à des bornes femelles adaptées (alimentation électrique, point de test, entrée d'instrument de mesure).

²⁷ Protection extrême contre les surtensions provoquant un court-circuit de l'alimentation, ce qui provoque le déclenchement immédiat du disjoncteur ou la fusion du fusible immédiatement en amont.

fois servir pour la commande des machines (émulation de stockage inertiel et de production éolienne, voir section 3.3.5) ou pour la commande de panneaux solaires (jusqu'à trois sources, voir Figure 3-11) suivant la stratégie de commande appliquée.

3.5 CONCLUSION

Défini comme le déploiement à petite échelle d'un Réseau Intelligent, le microréseau électrique (MR) s'impose comme le meilleur atout pour l'intégration accrue des sources d'énergies renouvelables. Dans le présent chapitre, un prototype de MR construit à l'échelle d'un laboratoire a été présenté. Ce dernier est basé sur les composantes électromécaniques (machines) de suite didactique LabVolt. Le schéma synoptique du MR a été présenté et ses différentes constantes (émulateurs de sources traditionnelles, renouvelables et de stockage) ont été explicitées. En ce qui concerne les sources traditionnelles, un générateur diesel du commerce a été spécialement aménagé pour l'étude et pour l'émulation de la source hydroélectrique, le couplage d'une Machine à Courant Continu (MCC) avec une Génératrice Synchronique (G.Sync.), le tout contrôlé suivant la méthode Hardware-In-the-Loop (HIL) a été employé. Pour l'émulation du stockage inertiel et des sources renouvelables (éolien et photovoltaïque), un système de conversion de puissance de topologie "back-to-back" axée sur deux onduleurs a été construit. Le prototype de MR ainsi construit est destiné à être raccordé au simulateur de centrale hydroélectrique en cours de construction au centre de formation d'Hydro-Québec à Rouyn-Noranda. Le prototype ainsi construit est fonctionnel et sera exploité en partie ou en totalité pour valider les travaux avenir. Notons aussi que ce dernier est modulaire et évolutif, donc ouvert à diverses améliorations, notamment les communications et la sécurisation des installations.

CHAPITRE 4

TECHNIQUE D'IDENTIFICATION DE LA SOURCE DIESEL

4.1 INTRODUCTION

L'identification, l'analyse de stabilité, et la commande d'un système de cogénération faisant intervenir des générateurs diesel, passe par la modélisation de ses principales composantes. Cependant, plusieurs paramètres nécessaires à la caractérisation d'un groupe diesel ne sont en général pas disponibles. Pour combler ce manque, le présent chapitre propose une nouvelle approche permettant d'estimer les paramètres en boucle fermée d'un groupe diesel usuel. Les modèles dynamiques de la turbine diesel, de la génératrice synchrone ainsi que les différents régulateurs (vitesse et tension) sont présentés. L'efficacité de la procédure d'identification et des modèles proposés est démontrée par des comparaisons entre les simulations et les données expérimentales obtenues pour un groupe diesel de laboratoire dont les caractéristiques nominales sont 6,5 kVA/60-Hz, avec un moteur diesel monocylindre de 7,2 hp.

4.1.1 Généralités sur la cogénération avec le Diesel

Conformément aux nouvelles politiques visant à promouvoir les techniques de production électrique plus respectueuses de l'environnement, les projets de centrales de cogénération intégrant à la fois les sources d'énergie renouvelables et les sources conventionnelles sont parmi les solutions les plus viables [162-164]. Ils sont particulièrement recommandés pour la production en régions isolées. Ces dernières sont généralement alimentées par des sources diesel ou micros hydroélectriques nécessitant un fonctionnement continu avec d'importantes réserves

(de carburant ou d'eau). Compte tenu de leur accessibilité et de leur robustesse, les Générateurs Diesel (GD) sont les sources conventionnelles les plus couramment utilisées.

Afin de réduire la consommation de carburant et les émissions des moteurs diesel, des éoliennes (WT) ou des panneaux solaires sont de plus en plus ajoutés aux centrales électriques isolées existantes. Lorsqu'utilisés comme sources uniques, les GDs sont bien connus pour leur stabilité et leur robustesse. Cependant, des instabilités peuvent apparaître lorsqu'ils sont connectés dans une structure de cogénération avec d'autres sources d'énergie, notamment fluctuantes, telles que le l'éolien ou le photovoltaïque [164]. Par ailleurs, le risque d'instabilité augmente avec le niveau de pénétration de ces sources renouvelables. Un modèle de prévision efficace du GD classique peut contribuer efficacement à améliorer la fiabilité d'un MR, en particulier lorsqu'il fonctionne en mode isolé. Dans [165] et [166], les effets du taux de pénétration de l'énergie éolienne, ainsi que les solutions de régulation pour les centrales éoliennes/diesel sont investigués. Les solutions proposées sont à base de contrôleurs PID classiques, la complexité du GD conduisant à l'utilisation de modèles réduits et linéarisés. Les auteurs ont entre autres démontré le fort impact de la variabilité du vent sur la réponse transitoire du système global. Cependant, il reste un vide à combler en ce qui concerne l'identification du GD avec ses boucles de régulation (fréquence-tension).

Le présent chapitre est principalement motivé par le fait qu'en pratique, un groupe électrogène diesel est généralement une structure très compacte. Dans un tel contexte, le séparer en ses composants pour appliquer les procédures d'identification classiques n'est généralement pas envisageable [167-169]. Le reste de ce chapitre s'organise comme suit: dans la section 4.2, le schéma fonctionnel d'un GD typique est présenté en mettant l'accent sur ses deux sous-ensembles principaux (mécanique et électrique). Une vue d'ensemble du processus

d'identification des paramètres est également abordée. La conception des tests permettant d'appliquer le processus d'identification ainsi que l'estimation des paramètres sont élaborés à la section 4.3. Enfin, la section 4.4 traite des résultats obtenus à l'aide du prototype exposé au chapitre 3.

4.2 MODÉLISATION DU GÉNÉRATEUR DIESEL ET ÉNONCÉ DU PROBLÈME D'IDENTIFICATION

Le schéma fonctionnel du GD est présenté à la Figure 4-1 [85, 166, 170]. Il se compose de deux parties essentielles: (a) le moteur diesel (b) la génératrice synchrone. Ces composantes principales sont reliées par la transmission mécanique solidaire du vilebrequin actionnant les pistons du moteur. La fréquence électrique f_e du GD est liée à la vitesse mécanique ω_m par (4.1), où p est le nombre de paires de pôles du générateur. Ainsi, la fréquence électrique est déterminée par la vitesse de rotation du moteur diesel. Le fonctionnement à fréquence nominale (1pu) est obtenu au moyen d'un régulateur de vitesse lié au moteur. En ce qui concerne l'électrique, la Génératrice Synchrone (G.Sync) convertit l'énergie mécanique fournie par le moteur en énergie électrique. Le fonctionnement à tension constante (1pu) de la G.Sync est assuré par le régulateur de tension (AVR).

$$f_e = p \frac{\omega_m}{2\pi} \quad (4.1)$$

4.2.1 La turbine diesel et son régulateur de vitesse

La Figure 4-2 montre un modèle simplifié à même d'adéquatement représenter l'essentiel du comportement dynamique du couple ou de la puissance d'une turbine diesel. Les principaux phénomènes pris en compte sont: (a) l'actionnement de l'alimentation en carburant, (b) la

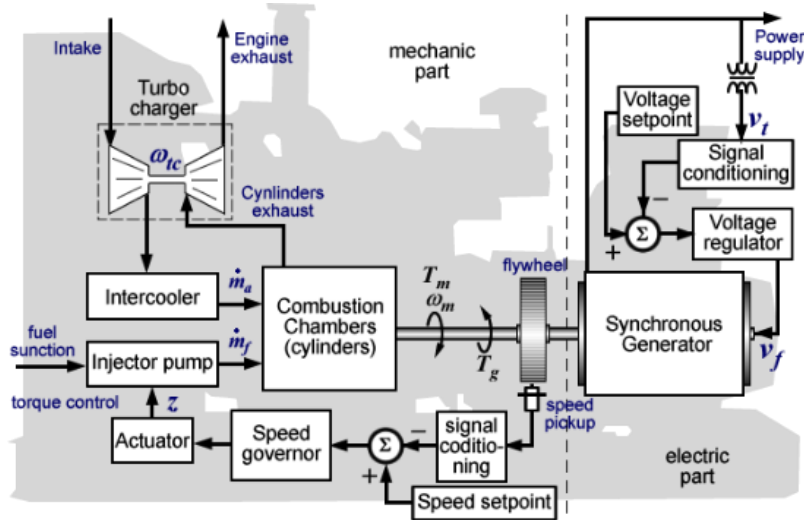


Figure 4-1 Structure d'un générateur Diésel

combustion proprement dite (production de couple mécanique) et (c) l'équilibre des couples moteur et résistants au niveau du vilebrequin.

L'actionneur d'alimentation est modélisé par une fonction de transfert de premier ordre $G_a(s)$ possédant un gain statique unitaire (puisque le système PU est utilisé) et une constante de temps

T_a . La production du couple du moteur est modélisée par un délai temporel e^{-sT_c} représentant le temps moyen entre l'actionnement du débit de carburant $\Delta\dot{m}_b$ et sa répercussion sur la transmission mécanique. Pour pouvoir écrire un modèle d'état de la partie mécanique, ce délai a été linéarisé en utilisant une approximation de Padé d'ordre 1 du bloc combustion tel que donné par (4.2). On écrit alors le modèle d'état de la turbine donné par (4.3), où la variable d'état Δx est liée à l'alimentation en air du moteur et p est l'opérateur de la dérive par rapport au temps.

La forme matricielle compacte correspondante est donnée par (4.4) où la matrice d'état $A_1(\theta_M)$ et la matrice de commande $B_1(\theta_M)$ de la partie mécanique permettent une analyse poussée du

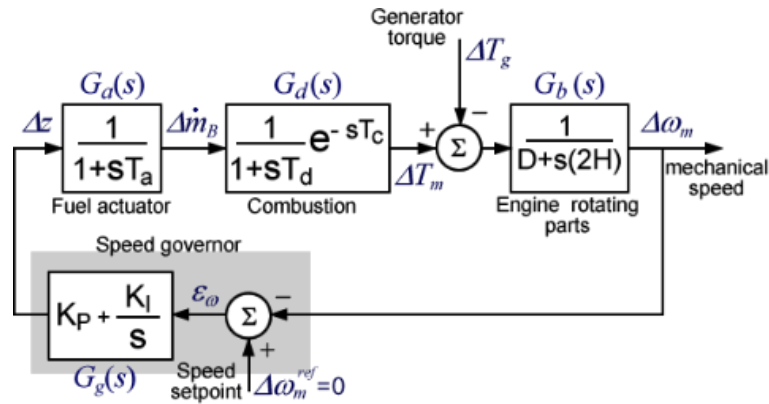


Figure 4-2 Modélisation de la turbine diesel par des fonctions de transfert

fonctionnement en boucle fermée de turbine en utilisant les outils de l'algèbre linéaire. On peut en outre observer que les variables $\Delta\dot{m}_B$ et $\Delta\omega_m$ sont physiquement mesurables à l'aide de capteurs appropriés. Le couple de la G.Sync est la principale entrée de commande de la partie mécanique.

$$e^{-sT_c} \approx \frac{1-sT_c/2}{1+sT_c/2} = \frac{1-sT'_c}{1+sT'_c} \quad (4.2)$$

$$p \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta T_m \\ \Delta\dot{m}_B \\ \Delta z \\ \Delta\omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_d} & 0 & \frac{1}{T_d} & 0 & 0 \\ \frac{T_d+T'_c}{T_d T'_c} & -\frac{1}{T'_c} & -\frac{1}{T_d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_a} & \frac{1}{T_a} & 0 \\ 0 & -\frac{K_P}{2H} & 0 & 0 & \frac{DK_P - K_I}{2H} \\ 0 & \frac{1}{2H} & 0 & 0 & -\frac{D}{2H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta T_m \\ \Delta\dot{m}_B \\ \Delta z \\ \Delta\omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_P}{2H} \\ -\frac{1}{2H} \end{bmatrix} \Delta T_g \quad (4.3)$$

$$\Rightarrow p(X_1) = A_1(\theta_M)X_1 + B_1(\theta_M)\Delta T_g \quad \text{et} \quad Y_1 = \Delta\omega_m \quad (4.4)$$

4.2.2 Le générateur synchrone (G.Sync)

Le générateur synchrone (G.Sync) convertit la puissance mécanique produite par le moteur diesel en puissance électrique. Dans la majorité des GD du commerce, la liaison mécanique est un ensemble compact difficile d'accès. Cela limite le nombre de tests standard possibles (standard IEEE-115[168]) pouvant être effectués pour identifier les paramètres de la génératrice. Il faut donc choisir avec soin les paramètres dont l'action est prédominante dans le comportement transitoire des éléments mesurables tel que la tension terminale. Les équations de tensions terminales et d'excitation rotorique de la G.Sync sont données par (4.5)-(4.7). Ces équations sont écrites dans le référentiel stationnaire de Park développé dans [64, 65]. r_a et r_f sont respectivement les résistances statorique et rotorique, i_d et i_q sont respectivement les composantes direct (axe d) et en quadrature (axe q) du courant statorique I_t débité par la machine, ψ_d et ψ_q sont les flux direct et en quadrature correspondants, ω_m est la vitesse mécanique (rotorique) et ω_n est la vitesse de base en radians par seconde. Comme précédemment, $p()$ est l'opérateur dérivé par rapport au temps. Les équations (4.5)-(4.7) sont écrites en employant le système "par unité" (pu) permettant d'obtenir des valeurs normalisées et adimensionnelles des grandeurs électriques [168, 171], le temps restant exprimé en secondes. La tension terminale V_t et le courant terminal I_t sont déterminés par (4.8). En régime permanent, la tension de l'axe d (resp. Axe q) est créée par le flux de l'axe q (resp. Axe d).

$$v_d = -r_a i_d - \omega_m \psi_q + \frac{1}{\omega_n} p(\psi_d) \quad (4.5)$$

$$v_q = -r_a i_q + \omega_m \psi_d + \frac{1}{\omega_n} p(\psi_q) \quad (4.6)$$

$$v_f = r_f i_f + \frac{1}{\omega_n} p(\psi_f) \quad (4.7)$$

$$\text{avec } V_t = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \text{ et } I_t = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (4.8)$$

Comme on peut le voir dans la norme std.421.5 [169], la fonction de transfert donnant la tension d'axe q est en général la seule prise en compte lorsque le générateur est intégré dans une boucle de régulation de tension. Cela s'explique en partie par le fait que l'excitateur, principal dispositif de contrôle de la tension de champ v_f , commande également le flux d'axe d, qui lui-même lié à la composante d'axe q de la tension terminale. Dans la présente modélisation, seuls les paramètres transitoires liés au flux d'axe d (notamment la tension v_q) sont pris en compte. Cette approximation convient particulièrement aux générateurs de petites et moyennes puissances, pour lesquelles il n'est pas facile de mettre en évidence les dynamiques subtransitoires avec des essais pratiques. De plus, l'environnement extrêmement bruyant (vibrations, émissions acoustiques et électromagnétiques) du GD affecte fortement la précision des mesures.

Un modèle adéquat permettant d'identifier les paramètres avec des tests dynamiques est obtenu en définissant des paramètres opérationnels [168]. L'idée principale est la mise en relation des principales quantités terminales de la G.Sync. Les transitoires du flux statorique $\Delta\psi_d$ dans l'axe d sont dus à l'action combinée de la tension de champ Δv_f et du courant terminal Δi_d tel que donné par les expressions (4.9)-(4.11), où $x_d(s)$ et $G(s)$ sont les paramètres opérationnels de l'axe d . x'_d est la réactance transitoire et T'_{do} la constante de temps transitoire d'axe d . L'expression (4.12) donnant les transitoires de la tension terminale ΔV_t est obtenue en écrivant (4.6) en termes de variables et des paramètres transitoires. L'influence du courant terminal i_q peut être éliminée en considérant uniquement les tests dans lesquels le courant est nul dans l'axe q (délestage ou enclenchement de charges réactives par exemple). Le modèle de bloc de la

G.Sync est illustré à la Figure 4-3. Le test d'identification est mené pour $\omega_m \approx 1\text{pu}$ (vitesse d'entraînement régulée). Ainsi, le comportement transitoire de la génératrice est décrit par les équations (4.13) et (4.14) ainsi que l'équation de sortie (4.15). Ces équations sont connectées aux équations du régulateur de tension via $\Delta E_f \sim \Delta v_f$ et ΔV_t .

$$\Delta\psi_d = G(s)\Delta v_f - x_d(s)\Delta i_d \quad (4.9)$$

$$x_d(s) = x'_d + \frac{x_d - x'_d}{1 + sT'_{do}} \quad (4.10)$$

$$G(s) = \frac{1}{1 + sT'_{do}} \frac{x_{md}}{r_f} \Delta v_f \quad (4.11)$$

$$\Rightarrow \Delta V_t \approx \Delta v_q = r_a \Delta i_q + \omega_m G(s)\Delta v_f - x_d(s)\Delta i_d \quad (4.12)$$

$$p(\Delta\psi_{t1}) = -\frac{1}{T'_{do}} \Delta\psi_{t1} + \frac{x_d - x'_d}{T'_{do}} \Delta i_d \quad (4.13)$$

$$p(\Delta\psi_{t2}) = -\frac{1}{T'_{do}} \Delta\psi_{t2} + \frac{1}{T'_{do}} \Delta E_f \quad \text{avec} \quad \Delta E_f = \frac{x_{md}}{r_f} \Delta v_f \quad (4.14)$$

$$\Delta V_t = \Delta\psi_{t2} - \Delta\psi_{t1} \omega_m - x'_d \Delta i_d \quad (4.15)$$

4.2.3 Le régulateur de tension

Le régulateur de tension contrôle le courant d'excitation via la tension de champ de la G.Sync pour maintenir les tensions produites à une valeur de référence fixe ($V_t \approx 1\text{ pu}$). Dans la grande majorité des générateurs diesel de moyenne et faible puissance, cet équipement est constitué d'un redresseur à thyristors et est moulé dans un boîtier en céramique. La tension produite par la génératrice est mesurée comparée à la référence, et l'erreur calculée est utilisée par des circuits de correction afin d'ajuster le niveau d'excitation. D'après les recommandations du standard IEEE 421.5 [169], le système d'excitation statique de type ST1A a été choisi comme étant le

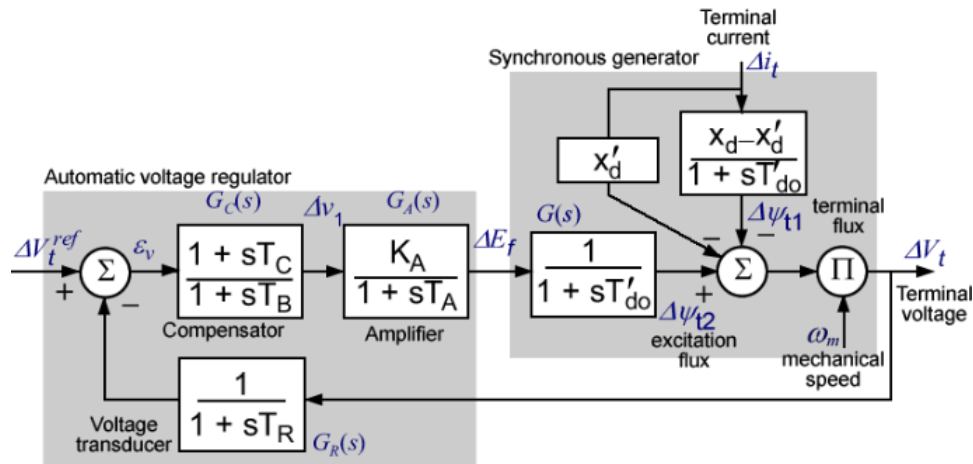


Figure 4-3 Sous ensemble électrique de la génératrice diesel

plus approprié pour notre installation de laboratoire. Un schéma simplifié est présenté à la Figure 4-3. Les fonctions spéciales telles que le stabilisateur de puissance ou les limiteurs de courant (ou de tension de champ) ont été ignorées. Nous considérons donc que le système transitoire n'empiète sur aucune limite pendant l'analyse. La constante de temps du capteur de tension est également négligée en admettant un traitement quasi instantané des signaux. Le bloc de réduction du gain transitoire (TGR: *Transient Gain Reducer*) permet la compensation du délai introduit par la commande des thyristors et renforce les marges de stabilité en boucle fermée. Ceci se fait en réglant le rapport T_C/T_B du compensateur avance-retard $G_c(s)$. Le redresseur à thyristors est modélisé par une fonction de transfert de premier ordre possédant un gain statique K_A et une constante de temps T_A . Si le redresseur utilisé est suffisamment rapide, la présence du TGR $G_c(s)$ n'est pas critique pour la stabilité de l'AVR.

En se basant sur le diagramme de la Figure 4-3, les équations régissant les transitoires AVR sont données par (4.16)-(4.18). En couplant les équations du régulateur aux équations de la génératrice, on obtient le modèle d'état de la partie électrique du générateur diesel donné par

(4.19). Cette équation montre que la variation du courant terminal Δi_d est la principale source d'excitation des transitoires du sous-ensemble électrique, en particulier dans le cas d'une charge réactive où tout se passe dans l'axe d ($i_q \approx 0$). Dans la forme condensée (4.20), X_2 est le vecteur d'état électrique, θ_E le vecteur de paramètres électriques à identifier, A_2 et B_2 sont respectivement la matrice d'état et la matrice d'entrée électrique.

$$p(\Delta v_2) = -\frac{1}{T_B} \Delta v_2 - \frac{T_B - T_C}{T_B^2} \Delta V_t \quad (4.16)$$

$$p(\Delta E_f) = \frac{K_A}{T_A} \Delta v_2 - \frac{1}{T_A} \Delta E_f - \frac{K_A T_C}{T_A T_B} \Delta V_t \quad (4.17)$$

$$\text{avec } \Delta v_1 = -\Delta v_2 - \frac{T_C}{T_B} \Delta V_t \quad \text{et} \quad \Delta E_f = \frac{x_{md}}{r_f} \Delta v_f \quad (4.18)$$

$$p \begin{bmatrix} \Delta v_2 \\ \Delta E_f \\ \Delta \psi_{t1} \\ \Delta \psi_{t2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_B} & 0 & \frac{T_C - T_B}{T_B^2} & \frac{T_B - T_C}{T_B^2} \\ -\frac{K_A}{T_A} & -\frac{1}{T_A} & \frac{K_A T_C}{T_A T_B} & -\frac{K_A T_C}{T_A T_B} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T'_{do}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T'_{do}} & 0 & -\frac{1}{T'_{do}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_2 \\ \Delta E_f \\ \Delta \psi_{t1} \\ \Delta \psi_{t2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{T_B - T_C}{T_B^2} x'_d \\ \frac{K_A T_C}{T_A T_B} x'_d \\ \frac{x_d - x'_d}{T'_{do}} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta i_d \quad (4.19)$$

$$\Leftrightarrow p(X_2) = A_2(\theta_E) X_2 + B_2(\theta_E) \Delta i_d \quad \text{et} \quad Y_2 = \Delta V_t \quad (4.20)$$

Notons ici que la dynamique propre de la G.Sync se limite à la réaction transitoire l'axe d car nous admettons que pour une machine de petite taille, le subtransitoire est trop rapide pour avoir un impact notable. De plus, dans le cas spécifique du diesel, le rapport signal/bruit est trop faible pour que cette identification soit représentative. Nous faisons la même approximation pour ce qui est de la dynamique de l'axe q qui est sensiblement du même ordre que le subtransitoire d'axe d.

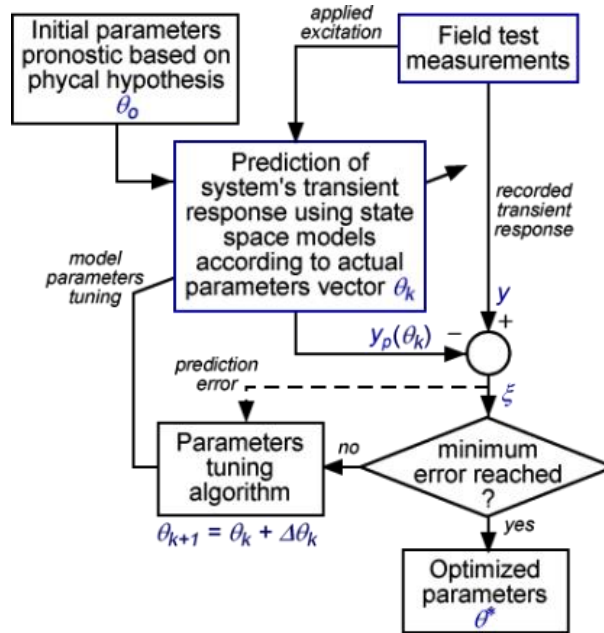


Figure 4-4 Organigramme de la boucle d'identification.

4.2.4 Le problème d'identification

La première partie du processus d'identification consiste à déterminer des modèles mathématiques capables de reproduire le comportement dynamique du générateur diesel. Ceci a été présenté dans les sections précédentes en subdivisant le système en deux parties essentielles: l'électrique et la mécanique (voir Figure 4-1). Dans la procédure découlée proposée dans cette thèse, l'estimation des paramètres définis dans le vecteur $\theta = \theta_M \parallel \theta_E^T$ consiste en une estimation séparée des paramètres mécaniques θ_M (4.21) et électriques θ_E (4.22) de ces modèles.

$$\theta_M = T_a \quad T_c \quad T_d \quad D \quad H \quad K_p \quad K_I^T \quad (4.21)$$

$$\theta_E = [x_d \quad x'_d \quad T'_{do} \quad T_A \quad T_B \quad T_C \quad T_R \quad K_A]^T \quad (4.22)$$

La procédure d'identification est illustrée par l'organigramme de la Figure 4-4. L'algorithme d'estimation proposé dans ce travail s'inspire en grande partie des travaux de Wamkeue et al. exposés dans [172]. Deux tests sont réalisés pour effectuer l'identification complète: le premier, consiste à délester ou enclencher une charge purement résistive, tandis que le second consiste à délester ou enclencher une charge purement réactive (capacitive ou inductive). Conformément aux analyses précédentes, le délestage ou l'enclenchement d'une charge purement résistive permet de provoquer des transitoires de puissance active agissant directement sur la partie mécanique (turbine et régulateur de vitesse). De même le délestage ou l'enclenchement d'une charge purement réactive provoque uniquement des transitoires de puissance réactive agissant sur l'excitation de la génératrice via le régulateur de tension, sans affecter la partie mécanique. Les modèles d'état permettent une implémentation aisée des modèles susmentionnés dans l'environnement Matlab/Simulink.

4.3 LES TESTS D'IDENTIFICATION

La présente section expose en détail les tests sélectionnés pour l'identification des paramètres du générateur diesel en prenant en compte les développements précédents.

4.3.1 Délestage d'une charge purement résistive

Lorsque le générateur est connecté à une charge purement résistive, la puissance par cette dernière ainsi que toutes les pertes électriques sont fournies directement par la turbine diesel. Le couple résistant (en pu) appliqué sur l'arbre du moteur diesel est donné par (4.23), où η_g est l'efficacité de la G.Sync indiqué sur sa plaque signalétique. Puisque la vitesse d'entraînement est régulée, la vitesse mécanique initiale $\omega_{m0} \approx 1\text{pu}$.

$$T_{g0} \approx \frac{P_o}{\eta_g \omega_{m0}} \quad (4.23)$$

Si le disjoncteur principal est ouvert, la turbine subit un échelon négatif (suppression) de couple. Cette excitation peut être appliquée au modèle de moteur diesel précédemment développé. Les transitoires de vitesse sont ainsi calculés et utilisés pour l'identification des paramètres, comme indiqué par la procédure de la Figure 4-4. Le mode de régulation secondaire (voir section 2.5.2) de la turbine est obtenu en mesurant les vitesses avant et après le délestage. S'il n'y a pas d'augmentation de vitesse, le régulateur fonctionne en mode isochrone. Si au contraire il y a une légère augmentation de vitesse (ce qui est généralement le cas, voir Figure 4-5), l'analyse du régime permanent montre que le gain du régulateur de vitesse est donné par (4.24). En valeur numérique, le coefficient de frictions D est très petite comparée au gain proportionnel K_p du correcteur. Par ailleurs, en notant que le délai de combustion T_c' est lié à l'intervalle entre les

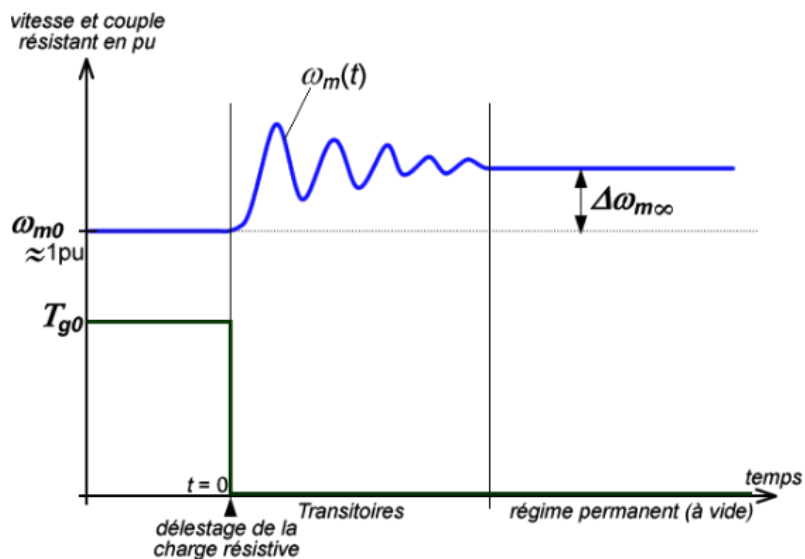


Figure 4-5 Illustration de la réponse de la vitesse au délestage d'une charge résistive.

phases de combustion, sa valeur numérique peut être approximée par (4.25), où N est la vitesse du moteur en tr/min et n le nombre total de cylindres.

$$\Delta\omega_{m\infty} = \frac{T_{go}}{K_p + D} \Rightarrow K_p \approx \frac{T_{go}}{\Delta\omega_{m\infty}} \quad (4.24)$$

$$T_c' \approx 30/nN \quad (4.25)$$

4.3.2 Délestage d'une charge purement réactive

Lorsqu'une charge purement réactive est connectée à la G.Sync, son couple électromagnétique T_{go} est nul et la partie mécanique n'intervient pas dans la dynamique de la tension terminale.

Par ailleurs, la vitesse d'entraînement de la génératrice maintenue à 1pu par la boucle de

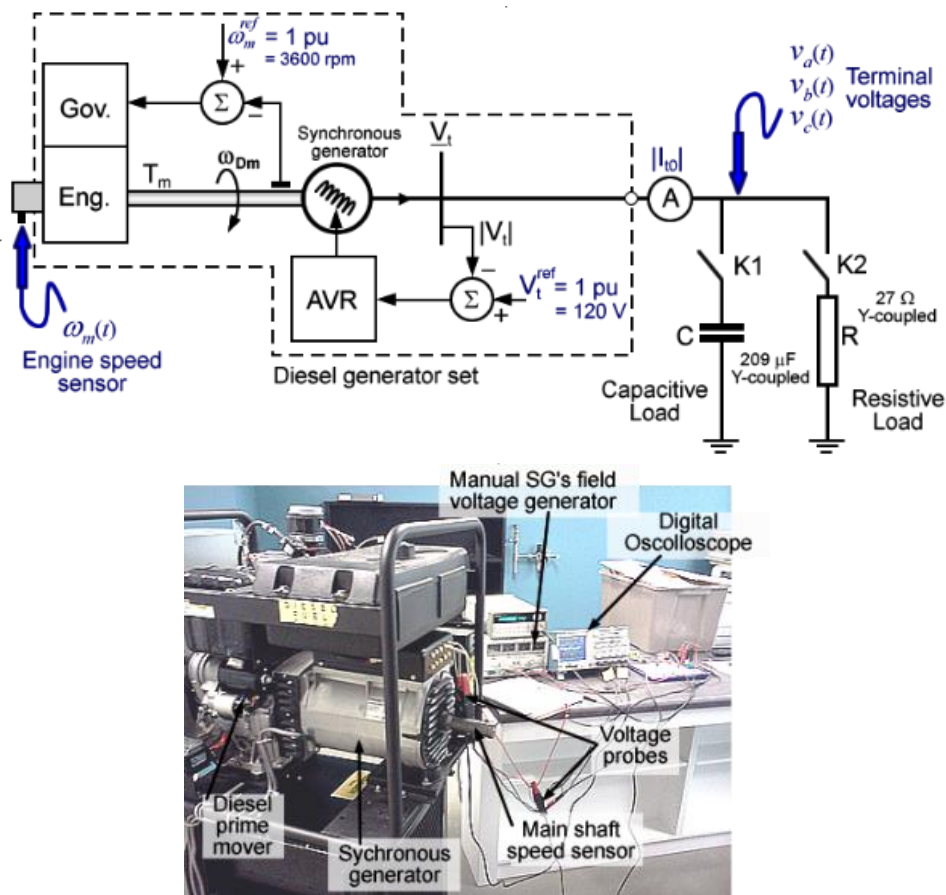


Figure 4-6 Dispositif expérimental utilisé pour l'identification du générateur diesel

régulation de vitesse. La détermination du régime permanent d'une G.Sync est explicitée dans le standard IEEE115 [168]. On en déduit les conditions initiales (avant le délestage) sont données par (4.26) où $\varepsilon = -1$ pour une charge capacitive et $\varepsilon = +1$ pour une charge inductive. Lorsque le disjoncteur principal est ouvert (délestage), il se produit un échelon de courant terminal dans l'axe d. Les réactions à cet échelon de courant sont simulées et utilisées dans la boucle d'identification de la Figure 4-4.

$$\begin{aligned} \omega_{mo} &= 1\text{pu}; \quad V_{to} = V_{qo} = 1\text{pu}; \quad V_{do} \approx 0; \\ I_{qo} &\approx 0; \quad I_{do} \approx \varepsilon I_{to}; \quad I_{fo} \approx \frac{V_{to} + \varepsilon I_{to} x_{do}}{x_{md}} \end{aligned} \quad (4.26)$$

4.4 VALIDATIONS PRATIQUES DE LA PROCÉDURE ET DES TESTS PROPOSÉS

Dans la présente section, nous examinons les résultats de l'identification par les techniques précédemment proposées. Le dispositif expérimental et les principaux points de mesures sont illustrés à la Figure 4-6. Les tests sont effectués sur un générateur diesel du commerce réaménagé pour les besoins de l'expérience (insertion des différents capteurs). Les valeurs nominales du système sont indiquées dans le Tableau 4-1.

Tableau 4-1 Paramètres du générateur diesel et bases utilisées pour la conversion en pu.

Diesel engine		Generator base values	
horsepower	7.2 hp	S_{base}	= 6500 VA
Rated speed	3600 rpm	I_{sbase}	= 25.5 A
construction	1 cylinder, flyweights based	V_{sbase}	= 169.7 V
	speed governor	Z_{sbase}	= 6.65 Ω
Synchronous generator		L_{sbase}	= 17.65 mH
power	6.5 kVA / 5 kW	ω_{base}	= 377 rad/sec.
voltage	3- phase 208 /120 V	ω_{mbase}	= 377 rad/sec.
Frequency	60 Hz	V_{fbase}	= 361.1 V
Efficiency	93.6 %	I_{fbase}	= 18 A
Voltage regulator		Z_{fbase}	= 20.1 Ω
Static, half wave controlled rectifier based.		T_{base}	= 17.24 Nm

La vitesse du moteur diesel est mesurée à l'aide d'une petite génératrice tachymétrique montée directement à une extrémité de l'arbre Turbine-Alternateur. Les tensions et courants triphasés sont mesurés pour faciliter l'extraction des grandeurs électriques instantanées. Le courant terminal efficace permet l'évaluation des conditions initiales (voir section 4.3.2). Tout d'abord, le délestage de la partie résistive (ouverture de K2) a été effectué afin d'obtenir les paramètres mécaniques puis, le délestage de la partie capacitive (ouverture de K1) a été effectué pour l'identification de la partie électrique.

Tableau 4-2 Résultats de l'estimation en pu et en SI

Parameters	Values	
Engine torque update delay	$T_c = 16.7$ ms	-
Speed Governor gain	$K_P = 16.863$ pu	368.73 (SI)
Actuator time constant	$T_a = 0.141$ s	-
Air/fuel efficiency time constant	$T_d = 0.141$ s	-
Damping coefficient	$D = 0.0003$ pu	0.0068 Nms
Engine Rotor inertia	$H = 1.1257$ pu	0.103 Kgm ²

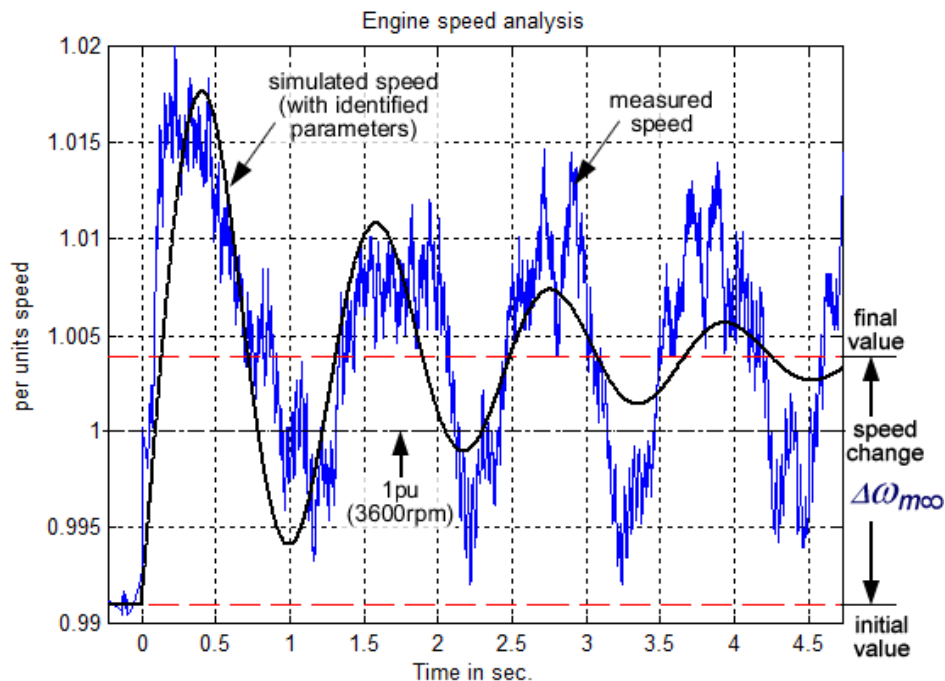


Figure 4-7 Transitoires de vitesse résultant d'un délestage résistif

4.4.1 Estimation des paramètres mécaniques

Durant tout le test, le disjoncteur K1 reste ouvert (voir Figure 4-6). Le générateur est démarré et une charge résistive (triphasée étoile) de 4.1pu lui est appliquée (fermeture de K2). La puissance active est $P_{go} = 0.244\text{pu}$. Ainsi, le couple résistant initial évalué en utilisant (4.23) est $T_{go} = 0.261\text{pu}$. Le disjoncteur K2 est alors ouvert et la vitesse du moteur est enregistrée à

Tableau 4-3 Paramètres estimés pour la partie électrique

Part	Parameter	manufacturer	Proposed procedure
Synchronous generator	x_d [pu]	0.9330	0.857
	x'_d [pu]	0.0917	0.08
	T'_{do} [s]	0.2830	0.207
Voltage regulator	T_A [s]	-	0.0001
	T_B [s]	-	20.0
	T_C [s]	-	0.40
	K_A [pu]	-	200

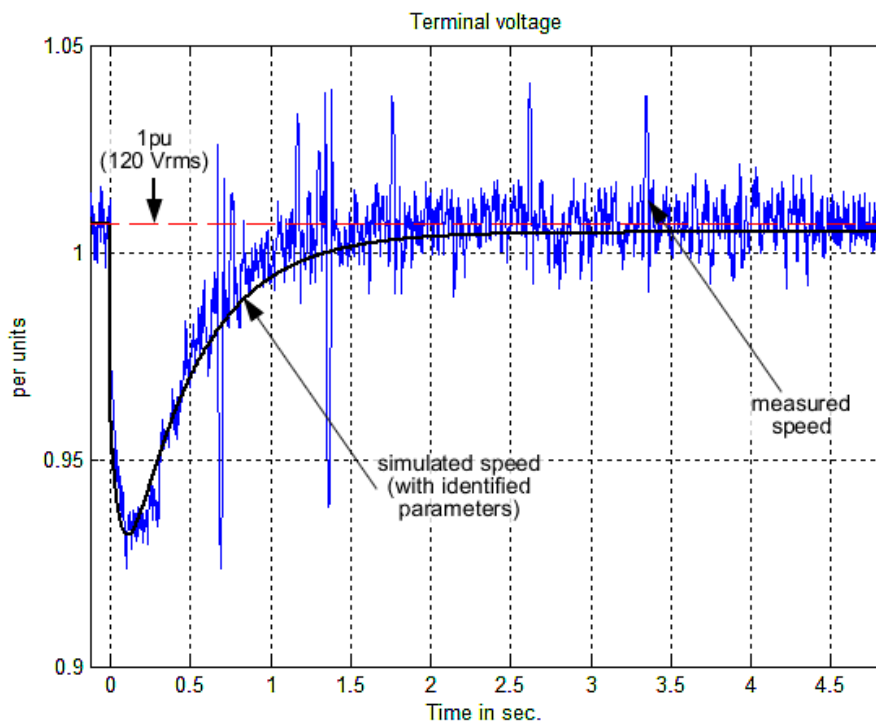


Figure 4-8 Transitoires de tension suite au délestage d'une charge capacitive.

l'aide de l'oscilloscope numérique. La Figure 4-7 montre le résultat obtenu. On peut observer que le générateur analysé possède une fréquence propre d'environ 0,85Hz et que les transitoires de fréquence ont un dépassement de 1,8%. Le processus d'identification est réalisé à l'aide de la fonction de minimisation avec contraintes ("*fmincon* ()") de la boîte à outils optimisation de Matlab®. Le vecteur de paramètres minimisant l'erreur d'estimation est donné dans le Tableau 4-2. Les conversions en unités SI permettent de vérifier la vraisemblance des résultats obtenus.

4.4.2 Estimation des paramètres électriques

Pendant le test de délestage de la charge réactive, le disjoncteur K2 reste ouvert (voir Figure 4-6). Le générateur est démarré avec une charge capacitive en étoile de 2.1pu. La puissance réactive mesurée avant le délestage est $Q_{go} \approx I_{to} = 0.477\text{pu}$. Le disjoncteur K1 est ensuite ouvert et les tensions aux bornes de la G.Sync sont enregistrées. Les résultats obtenus sont présentés à la Figure 4-8 et les paramètres identifiés sont montrés au Tableau 4-3. La comparaison avec quelques paramètres fournis par le manufacturier montre une bonne adéquation. Par ailleurs, les paramètres obtenus pour le régulateur de tension correspondent aux paramètres typiques donnés dans le standard IEEE 421 [169] utilisé pour la modélisation.

4.5 CONCLUSION

Dans le présent chapitre, la modélisation du système générateur diesel a été abordée. Des modèles mathématiques ont été proposés et ensuite, les comportements transitoires ont été analysés. Il a été démontré que des essais de délestage de charge bien choisis peuvent mener une identification des paramètres du système diesel, fonctionnant en boucle fermée (avec tous ses régulateurs). En conséquence, des tests de délestage de charges purement résistives et purement réactives ont été élaborés. Les comparaisons entre les données estimées

expérimentalement et celles obtenues du fabricant (spécifications techniques) du système sous étude ont démontré la bonne précision du processus d'estimation proposé. Une extension des travaux peut porter sur l'étude de l'identification lorsque l'axe q est pris en compte comme dans le cas d'une charge arbitraire (puissance active et réactive initiale).

CHAPITRE 5

MODÉLISATION ET COMMANDE DU SYSTÈME DE STOCKAGE INERTIEL

5.1 INTRODUCTION

Au cours des dernières décennies, les politiques environnementales adoptées par la plupart des pays industrialisés ont conduit à la décentralisation des installations de production et à l'intégration de sources d'énergie renouvelables, telles que le solaire et l'éolien, qui sont intrinsèquement fluctuantes [138, 173, 174]. Le nombre croissant des sources en réseau et l'hétérogénéité des charges électriques sont une source supplémentaire de fragilité dans les réseaux électriques actuels [173]. En conséquence, les exigences de production d'énergies intelligentes et décentralisées ont conduit à de nouveaux paradigmes de réseaux électriques, tels que les microréseaux (MR), suscitant un grand intérêt dans la communauté scientifique.

Les MR intègrent les ressources énergétiques distribuées (générateurs diesel, microturbines, piles à combustible, photovoltaïques, dispositifs de stockage et charges) dans un sous-système unifié pouvant fonctionner de manière autonome ou cogénérer avec un réseau plus grand. Ainsi, le problème de l'équilibre entre l'offre et la demande d'énergie peut être résolu à petite échelle en choisissant les solutions de stockage d'énergie appropriées [138]. Les principales améliorations découlant de l'incorporation de dispositifs de stockage d'énergie sont les suivantes:

- l'exploitation efficace des quantités d'énergie qui seraient autrement gaspillées, et l'exploitation maximale du potentiel de production locale;
- la fiabilité accrue de l'approvisionnement en énergie;
- la réduction des émissions grâce à une gestion optimale de l'énergie;

- et une meilleure utilisation des lignes de transport.

Bien que les MR soient une application à petite échelle du concept de réseau intelligent, ils ne possèdent pas l'inertie (réserve d'énergie cinétique) naturellement élevée d'un réseau continental [173]. Pour pallier à cette faiblesse, le dispositif de stockage employé doit réagir quasi instantanément pour rétablir l'équilibre des puissances dans le MR. Dans une grande majorité d'études portant sur la stabilité dynamique des MR, le système de stockage d'énergie inertiel (FESS, voir section 2.4.3.3) est plébiscité pour améliorer la stabilité [154, 155, 175, 176]. Dans le présent chapitre, la modélisation et la simulation du stockage inertiel sont traitées. Dans la 5.2, le principe du stockage inertiel et son rôle dans la régulation de la fréquence du MR sont présentés. La section 5.3 présente les différents modèles employés ainsi les structures de contrôles qui en découlent. Les sections 5.4 et 5.5 présentent les principaux résultats de simulation et expérimentaux menant aux conclusions dégagées à la section 5.6.

5.2 STOCKAGE D'ÉNERGIE ET CONTRÔLE DE LA FRÉQUENCE

5.2.1 Synoptique du microréseau

L'interconnexion ainsi que les flux d'énergie entre les différents composants d'un MR typique sont illustrés à la Figure 5-1. La production diesel est particulièrement répandue dans les régions éloignées en raison de sa stabilité et de sa simplicité d'installation. Les autres sources (éolienne, hydraulique et solaire) sont renouvelables et certaines d'entre elles, notamment l'éolien et le solaire, se caractérisent par leur intermittence. Pour affiner le profil de puissance, les systèmes de stockage d'énergie à volant d'inertie sont utilisés. Le stockage inertiel à un rendement élevé et est capable de commuter quasi instantanément entre les états charge et générateur (décharge) [155, 174].

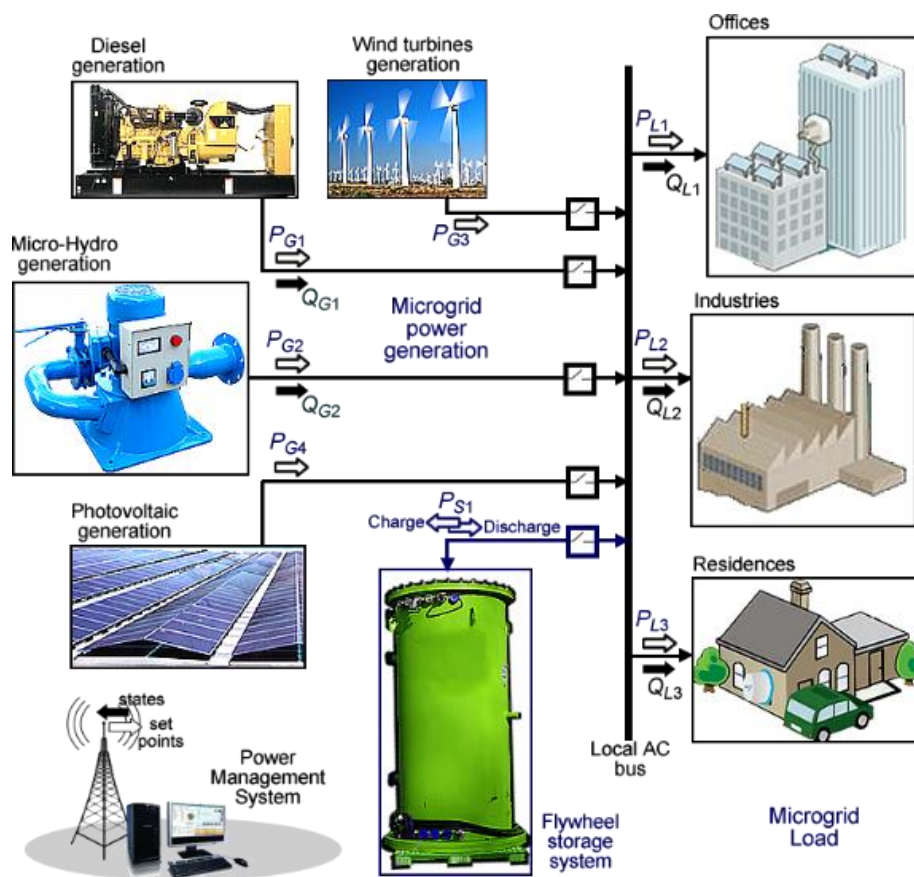


Figure 5-1 Structure simplifiée d'un microréseau AC

Les charges du MR sont les infrastructures résidentielles et industrielles dont la consommation est variable dans le temps. Les paramètres de fonctionnement (tension, fréquence, vitesse, couple, puissance, température, etc.) sont contrôlés par le système de gestion de l'énergie du microréseau (Microgrid Energy Management System (MEMS)). Il évalue en temps réel les besoins en énergie dans le MR et produit des commandes permettant un fonctionnement stable du système (fréquence et tension constante).

5.2.2 Équilibre des puissances et nécessité du stockage d'énergie

Dans un MR, des générateurs synchrones (G.Sync) des groupes diesel et des microcentrales hydroélectriques sont directement connectés au bus alternatif principal (voir Figure 5-1). Ces générateurs fonctionnent au synchronisme et fixent la fréquence du système. Ainsi, la dynamique de la vitesse (ou de la pulsation) du bus AC principal est caractérisée par l'équation dynamique donnée par (5.1) où $P_G = \sum P_{Gi}$, $P_L = \sum P_{Li}$, et $P_S = \sum P_{Si}$ sont respectivement les puissances instantanées totales des sources, des charges et du stockage inertiel. J_T est le moment d'inertie équivalent de toutes les G.Sync synchronisées au bus principal.

$$\frac{J_T}{2} \frac{d\Delta\omega_e^2}{dt} = P_G - P_L - \Delta P_S \Leftrightarrow \frac{J_T}{2} \frac{d\Delta E_e}{dt} = P_G - P_L - \Delta P_S \quad \text{où} \quad \Delta E_e = \Delta\omega_e^2 \quad (5.1)$$

Lorsque la production est contrebalancée par la charge (fonctionnement normal), le système de stockage maintient sa charge et n'absorbe (ou ne produit) aucune puissance, donc $\Delta P_S = 0$. Il s'ensuit que la dérivée $d \Delta\omega_e / dt$ de la pulsation électrique est nulle, donc $\Delta\omega_e$ est constant. En cas de baisse soudaine de la production électrique, causée par exemple par la chute de la production éolienne, la pulsation du système diminue puisque les générateurs restants se trouvent instantanément surchargés. Le régulateur de vitesse embarqué dans chaque groupe

générateur classique (voir section 2.4.1) augmente le débit de fluide actif (carburant diesel ou eau) pour établir un nouvel équilibre production-charge. Ce processus de régulation de la fréquence peut prendre de quelques secondes à quelques minutes, au cours desquelles la fréquence du système fluctue dans de grandes proportions en raison de la faible inertie des machines engagées dans le MR [173]. En surveillant la fréquence du bus AC principal, le MEMS surveille l'évolution de la pulsation (ou de la fréquence) et actionne le dispositif de stockage inertiel pour éviter les déviations extrêmes de fréquence pouvant déclencher les relais de protection [177, 178]. Une analyse similaire peut être réalisée dans le cas d'une surgénération soudaine.

L'objectif du MEMS est de produire la puissance donnée par (5.2), via le dispositif de stockage, de manière à maintenir la pulsation électrique constante en tout temps. Ceci nécessite un système de stockage le plus rapide possible, c'est-à-dire pouvant suivre à la trace la consigne du système de supervision.

$$\Delta P_s = P_G - P_L \quad (5.2)$$

Dans certains cas, de graves perturbations peuvent entraîner un dépassement de capacité du MR: tous les générateurs disponibles dans le système, y compris le stockage, ne suffisent pas pour rétablir l'équilibre de puissance active à terme. Dans une telle situation, le FESS n'étant pas un dispositif de stockage à long terme laisse néanmoins suffisamment de temps au MEMS pour appliquer des actions d'urgence telles que le démarrage d'un générateur (diesel) supplémentaire ou le délestage de charges non essentielles.

5.3 MODÉLISATION ET CONTRÔLE DU VOLANT D'INERTIE

5.3.1 Principe

L'énergie est stockée dans la masse en rotation d'un volant d'inertie. La Figure 5-2 montre la structure générale d'un système de stockage inertiel connecté à un MR. La masse inertielle est entraînée par un moteur/générateur électrique, généralement de type machine à induction, et la densité d'énergie stockée E_{vol} est donnée par (5.3). $\sigma_r = \rho(l\omega_m)^2$ est la contrainte radiale appliquée sur la masse en rotation, ρ étant la densité du matériau la constituant, ω_m la vitesse de rotation et l le rayon de la trajectoire du volume élémentaire considéré [154, 179]. Le coefficient K_F est un facteur de forme lié à la géométrie de la masse. En combinant la masse et la densité volumique, l'énergie maximale stockable est donnée par (5.4) où V est le volume du volant et J son moment d'inertie.

$$E_{vol} = 0.5K_F\sigma_r \quad (5.3)$$

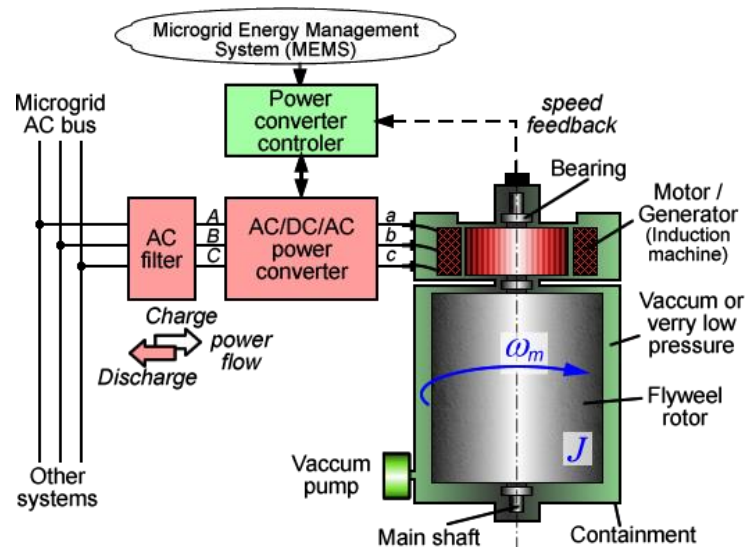


Figure 5-2 Structure type d'un système de stockage inertiel

$$E_{k\max} = \frac{1}{2} J \omega_{R\max}^2 \quad \Rightarrow \quad E_{k\max} = \frac{1}{2} K_F V \sigma_{r\max} \quad (5.4)$$

Les opérations de stockage et de déstockage d'énergie sont liées à l'accélération et à la décélération de la masse en rotation. La dynamique de la partie mécanique du système de la Figure 5-2 est donnée par (5.5). T_m est le couple de la machine à induction, et T_R le couple résultant des pertes (par frottements) qui peuvent être minimisés grâce à l'utilisation de roulements magnétiques [179]. La masse peut donc être maintenue en lévitation sous vide pour minimiser au maximum les pertes, donc $T_R \approx 0$. Il s'en suit que l'on peut contrôler la quantité d'énergie stockée en modifiant la puissance transmise à machine à induction via l'interface électrique raccordé au réseau:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_m - T_R \quad \Rightarrow \quad \frac{J}{2} \frac{d\omega_m^2}{dt} \approx P_m \quad \Leftrightarrow \quad \frac{dE_k}{dt} \approx P_m \quad (5.5)$$

- Si $P_m > 0$, $dE_k/dt > 0$ et la masse emmagasine de l'énergie en accélérant;
- Si au contraire $P_m < 0$, $dE_k/dt < 0$ et la masse restitue de l'énergie emmagasinée en décélérant;
- Si $P_m \approx 0$, on a $dE_k/dt \approx 0$ et l'énergie est conservée en maintenant la vitesse de rotation constante.

La mesure de la vitesse rotation ω_m permet d'estimer l'état de charge du dispositif.

5.3.2 Modèle dynamique de la machine à induction

La machine à induction est généralement à cage d'écureuil en raison de son faible coût et de sa robustesse [154]. Pour un contrôle précis du couple moteur T_m (ou de la puissance mécanique P_m correspondante), ses équations dynamiques sont écrites dans un référentiel de Park (repère dq). Les équations de flux et de tension sont données par (5.6) et (5.7) respectivement. ω_s

représente la vitesse de rotation du référentiel de Park choisi. $\Psi_s = [\psi_{sd} \ \psi_{sq}]^T$ et $\Psi_r = [\psi_{rd} \ \psi_{rq}]^T$ sont respectivement les flux statorique et rotorique. De même $I_s = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$ et $I_r = [i_{rd} \ i_{rq}]^T$ sont respectivement les vecteurs de courants statorique et rotorique. $V_s = [v_{sd} \ v_{sq}]^T$ est le vecteur de tensions statoriques appliquées à la machine. Les paramètres R_a , R_A , L_s , L_r et L_m sont respectivement la résistance par phase des bobinages statoriques, la résistance par phase de la cage rotorique, les inductances propres par phase au stator et au rotor et l'inductance de magnétisation. Les circuits équivalents correspondants aux équations (5.6) et (5.7) sont illustrés à la Figure 5-3.

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_A & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s & 0 & 0 \\ \omega_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_s - \omega_r \\ 0 & 0 & \omega_s - \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

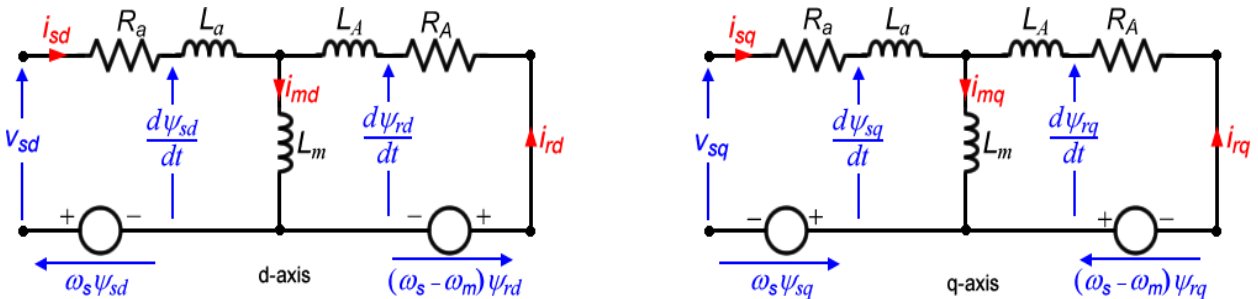


Figure 5-3 Circuit équivalent de la machine à induction dans référentiel de Park

Étant donné que les courants rotoriques $i_r = [i_{rd} \quad i_{rq}]^T$ sont non mesurables en pratique (barres de cuivre encastrées dans le rotor de la machine), ils ne sont pas d'une importance particulière du point de vue du contrôle de la machine. Ces grandeurs sont donc éliminées par substitutions mathématiques: l'équation (5.6) permet dans premier temps d'écrire ces courants en fonction des flux rotoriques et des courants statoriques. Les flux statoriques sont ensuite écrits en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques tel que donné par (5.8). Le paramètre σ est appelé facteur de fuite et le terme σL_s représente l'inductance statorique transitoire. L'utilisation de (5.8) dans de l'équation des tensions (5.7) permet d'écrire l'équation d'état de la machine à induction donnée par l'équation (5.9). Cette dernière est plus instructive du point de vue contrôle. $g\omega_s$ est la vitesse de "glissement" entre les champs statorique et rotorique. Les constantes de temps de la machine sont explicitées par (5.10) où T_a , T_s et T_r sont respectivement les constantes de temps d'armature, statorique et rotorique.

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_r} \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} - \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} = \sigma L_s \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{L_r} \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \quad \text{avec } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (5.8)$$

$$\Rightarrow \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_a} & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r} & \frac{(1-\sigma)\omega_r}{\sigma L_m} \\ -\omega_s & -\frac{1}{T_a} & \frac{(\sigma-1)\omega_r}{\sigma L_m} & \frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & g\omega_s \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -g\omega_s & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$\text{avec } T_a = \frac{\sigma T_s T_r}{T_r + (1-\sigma)T_s}; \quad T_s = \frac{L_s}{R_a}; \quad T_r = \frac{L_r}{R_A} \quad \text{et } g\omega_s = \omega_s - \omega_r \quad (5.10)$$

Le couple électromagnétique T_e produit par la machine est donné par (5.11) où n_{pp} représente le nombre de paires de pôle de la machine. Ce couple actionne la vitesse de la masse inertielle à travers l'équation dynamique (5.5).

$$T_m \approx T_{em} = \frac{3n_{pp}}{2} I_s^T J \Psi_s \quad (5.11)$$

Le modèle de la machine asynchrone dans le référentiel stationnaire $\alpha\beta$ est obtenu en posant $\omega_s = 0$ dans (5.9) et en remplaçant les indices d et q par α et β respectivement. Il en découle le modèle d'état donné par (5.12) où toutes les grandeurs électriques sont sinusoïdales. Ainsi, tous les vecteurs définis par leurs composantes suivant les axes α et β tournent à la vitesse synchrone ω_s du champ statorique. Le couple électromagnétique est donné par (5.13).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r} & \frac{(1-\sigma)\omega_r}{\sigma L_m} \\ T_a & & & \\ 0 & -1 & \frac{(\sigma-1)\omega_r}{\sigma L_m} & \frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r} \\ L_m & & -1 & \\ T_r & 0 & T_r & -\omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega_r & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

$$T_{em} = \frac{3n_{pp}}{2} \psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha} \quad (5.13)$$

5.3.3 Modèles du convertisseur de puissance

La structure du convertisseur de puissance est illustrée à la Figure 5-4. Il est constitué de deux onduleurs bidirectionnels de tension connectés par une liaison continue possédant un condensateur de filtrage C_{dc} de valeur élevée. Chaque onduleur a son propre système de commande. L'onduleur côté machine gère le flux d'énergie entre la roue inertielle et le bus

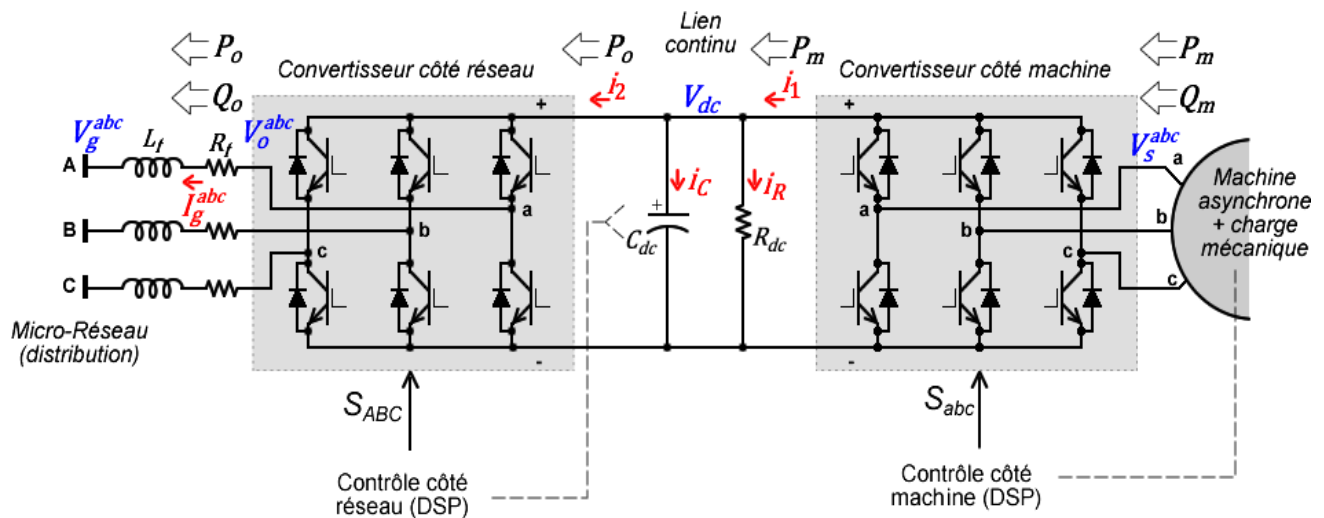


Figure 5-4 Le convertisseur de puissance bidirectionnel.

continu en fonction des consignes de puissance émises par le système de supervision du MR, et le convertisseur côté réseau gère les flux d'énergie entre le bus continu et le MR via la régulation de la tension aux bornes du condensateur C_{dc} .

Lorsqu'une consigne positive de puissance (c'est-à-dire une commande de stockage) est émise par le MEMS, la puissance d'accélération de la machine est extraite du bus continu et la tension du condensateur tend à baisser. Pour contrer cette chute de tension, l'onduleur côté réseau absorbe de la puissance du MR et au final, la puissance d'accélération est extraite du MR. Pour une consigne négative (c'est-à-dire une commande de déstockage), la puissance de freinage de la machine tend à augmenter la tension de la liaison continue et l'onduleur côté réseau réagit en transférant cette puissance de freinage vers le réseau. Ainsi, le l'onduleur côté machine est le convertisseur maître et l'onduleur côté réseau fonctionne en suiveur.

5.3.3.1 Commande du convertisseur côté machine

La roue inertielle étant principalement contrôlée par le couple (ou la puissance) de la machine à induction (voir équation (5.5)), les techniques de contrôle direct du couple (DTC) et de contrôle vectoriel par orientation des flux (FOC) sont les plus employés. Ces derniers sont particulièrement abordés dans [154, 180].

(a) La commande DTC

L'algorithme DTC [181] est basé sur l'expression du couple électromagnétique donnée par (5.11). Le courant statorique peut être réécrit en fonction du flux rotorique à partir de (5.8) tel que donné par (5.15) où $|\Psi_r|$ et $|\Psi_s|$ représentent les amplitudes des flux statorique et rotorique, et θ_ψ l'angle entre ces vecteurs. Par ailleurs, suivant les relations de tension de la machine asynchrone écrites dans le référentiel stationnaire $(\alpha\beta)$, on peut écrire (5.16) montrant que le flux statorique peut être contrôlé par la tension d'alimentation.

$$\Psi_s = \sigma L_s I_s + \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \Rightarrow I_s = \frac{1}{\sigma L_s} \Psi_s - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Psi_r = \frac{1}{\sigma L_s} \Psi_s - \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \Psi_r \quad (5.14)$$

$$\Rightarrow T_{em} = \frac{3n_{pp}}{2} \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} \Psi_s^T J \Psi_r = \frac{3n_{pp}}{2} \frac{1-\sigma}{\sigma L_m} |\Psi_r| |\Psi_s| \sin(\theta_\psi) \quad (5.15)$$

$$\frac{d\Psi_{s\alpha\beta}}{dt} = -R_a I_{s\alpha\beta} + V_{s\alpha\beta} \Rightarrow \Psi_{s\alpha\beta} = \int_0^t V_{s\alpha\beta} - R_a I_{s\alpha\beta} dt \approx \int_0^t V_{s\alpha\beta} dt \quad (5.16)$$

Dans (5.15), l'amplitude du flux rotorique $|\Psi_r|$ possède une constante de temps T_r très élevée et paraît constante à l'échelle quasi instantanée de la dynamique du flux statorique. La commande DTC consiste à ajuster en temps réel le vecteur flux statorique Ψ_s de manière à produire le couple T_e^* imposé par la commande externe (régulateur de vitesse). Les états discrets

de commutation de l'onduleur (constitué de 6 transistors) permettent la réalisation de 8 vecteurs de tensions V_s tels qu'illustrés par la Figure 5-5. On a ainsi deux vecteurs nuls (u_0 et u_7) et six vecteurs actifs ($u_1 \cdots u_6$) délimitant le plan six secteurs ($s_1 \cdots s_6$). Les tensions produites par l'onduleur en fonction des états S_a , S_b et S_c des bras de commutation (transistors en série) s'obtiennent par la relation matricielle donnée par (5.17). On peut en déduire l'équivalent dans le référentiel stationnaire donné par (5.18).

$$\begin{bmatrix} V_{saN} \\ V_{sbN} \\ V_{scN} \end{bmatrix} = \frac{2V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} v_{sv} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = V_{dc} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

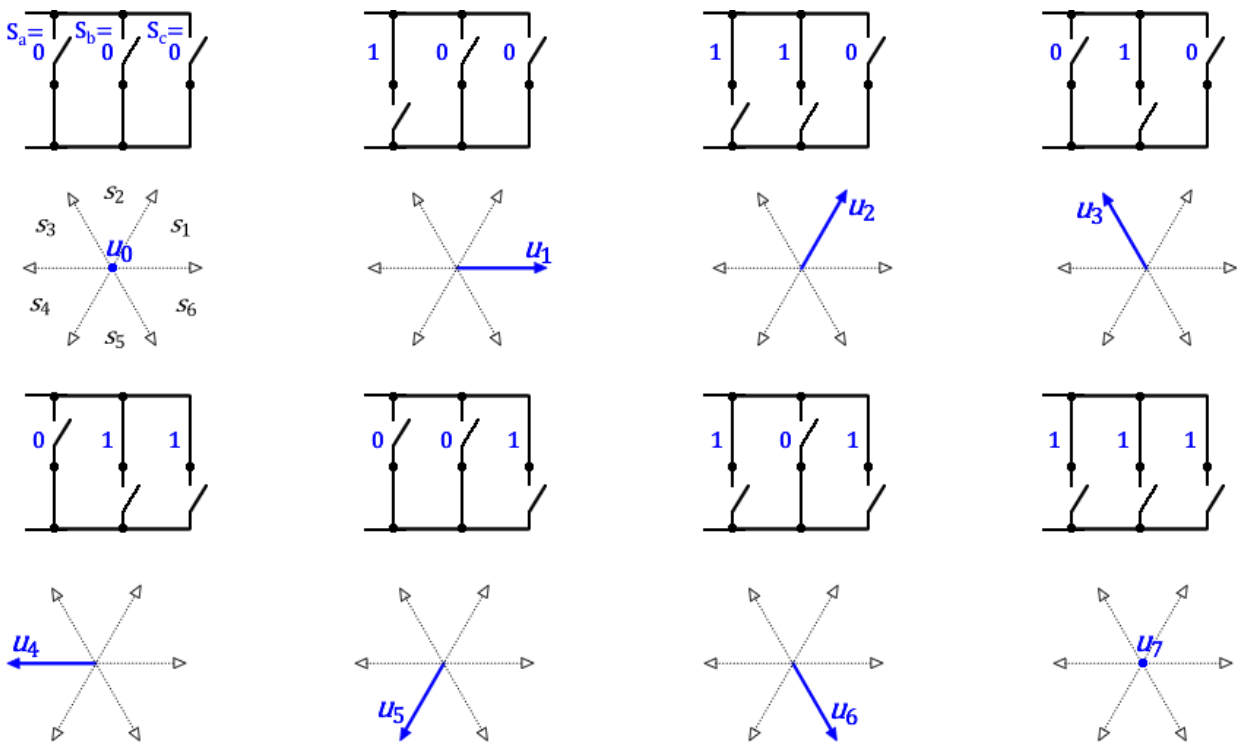


Figure 5-5 Vecteurs de tension produits par le DTC en fonction de l'état de l'onduleur

Les états de commutation ($S_{abc} = S_a \ S_b \ S_c^T$) de l'onduleur sont sélectionnés dépendamment de la position courante du flux statorique et du sens d'évolution que l'on souhaite lui imposer. Ainsi, la sélection se fait de manière à assurer la rotation du flux à la vitesse

Tableau 5-1 Table de commutation optimale pour un flux sinusoïdal [182]

δ_ψ	δ_T	Secteur					
		1	2	3	4	5	6
1	1	u_2 (110)	u_3 (010)	u_4 (011)	u_5 (001)	u_6 (101)	u_1 (100)
	0	u_7 (111)	u_0 (000)	u_7 (111)	u_0 (000)	u_7 (111)	u_0 (000)
	-1	u_6 (101)	u_1 (100)	u_2 (110)	u_3 (010)	u_4 (011)	u_5 (001)
0	1	u_3 (010)	u_4 (011)	u_5 (001)	u_6 (101)	u_1 (100)	u_2 (110)
	0	u_0 (000)	u_7 (111)	u_0 (000)	u_7 (111)	u_0 (000)	u_7 (111)
	-1	u_5 (001)	u_6 (101)	u_1 (100)	u_2 (110)	u_3 (010)	u_4 (011)

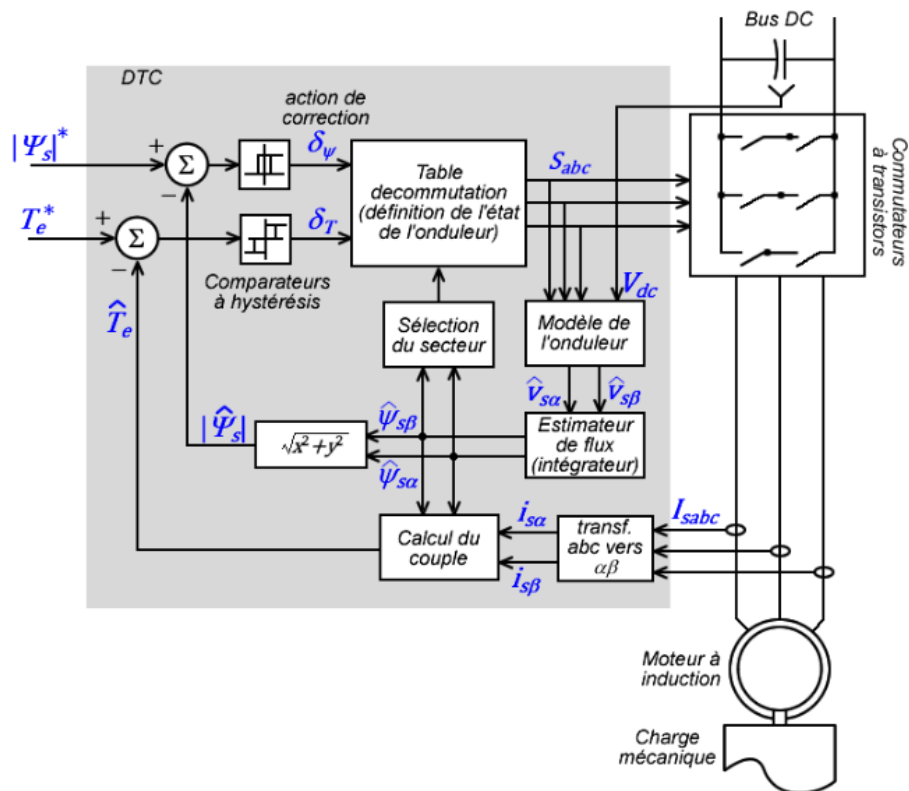


Figure 5-6 Organisation standard d'une commande DTC

synchrone ω_s , tout en réduisant l'écart observé entre les flux et couple ($|\hat{\Psi}_s|$ et \hat{T}_e) calculés et leurs références respectives ($|\Psi_s|^*$ et T_e^*). Pour éviter des commutations excessives, des comparateurs à hystérésis sont utilisés tel que le montre l'implémentation générale de la commande DTC donnée à la Figure 5-6. La sortie δ_ψ du comparateur de flux produit une valeur booléenne permettant d'augmenter ($\delta_\psi = 1$) ou de réduire ($\delta_\psi = 0$) l'amplitude du flux observé. La sortie δ_T du comparateur de couple produit trois états permettant d'augmenter ($\delta_T = 1$), de réduire ($\delta_T = -1$) ou de maintenir ($\delta_T = 0$) le couple observé. La combinaison des informations de contrôle $\delta = [\delta_\psi \quad \delta_T]^T$ et de la position instantanée du vecteur flux observé permet de sélectionner l'état de l'onduleur pour obtenir le résultat désiré. La table commutation donnée par le Tableau 5-1 permet de maintenir le flux sur une trajectoire circulaire en régime permanent, tout en assurant des réactions rapides aux transitoires de couple [182].

Tel que montré par la structure de la Figure 5-6, la commande DTC est une structure simple nécessitant peu d'informations sur les paramètres internes de la machine (résistances et inductance), ce qui la rend très attractive en pratique. Cependant, malgré les bonnes performances et sa simplicité de mise en œuvre, le DTC possède néanmoins deux inconvénients majeurs [180]:

- il est impossible d'annuler les erreurs en régime permanent à cause des comparateurs à hystérésis;
- et la fréquence variable de commutation de l'onduleur produit un spectre complexe du couple généré augmentant les risques de résonances torsionnelles au niveau de l'arbre de la roue d'inertie.

(b) La commande vectorielle

La commande vectorielle consiste à contrôler directement le flux rotorique et du couple électromagnétique [154, 180]. L'idée principale est de transformer l'expression de couple donnée par (5.11) pour que la machine à induction soit commandée comme une machine à courant continu possédant une excitation indépendante. Pour cela, on écrit les équations fondamentales de la machine (5.7) dans un référentiel synchrone dq choisi de manière à aligner le vecteur de flux rotorique $\Psi_r = [\psi_{rd} \ \psi_{rq}]^T$ suivant l'axe d. Ainsi, on a $\psi_{rq} = 0 \Rightarrow |\Psi_r| = \psi_{rd}$. Il en résulte l'expression du couple donné par (5.20), montrant que ce dernier est proportionnel au courant statorique d'axe q.

$$\begin{cases} T_{em} = \frac{3n_{pp}}{2} I_s^T J \Psi_s \\ \Psi_s = \sigma L_s I_s + \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \end{cases} \Rightarrow T_{em} = \frac{3n_{pp}}{2} \frac{L_m}{L_r} |\Psi_r| i_{sq} = K_\psi i_{sq} \quad (5.19)$$

$$\text{avec } K_\psi = \frac{3n_{pp}}{2} \frac{L_m}{L_r} |\Psi_r| \quad (5.20)$$

Cette orientation appliquée aux équations d'état de la machine données par (5.9) conduit aux fonctions de transfert données par (5.21) et (5.22) où s est la variable complexe de Laplace. On observe que le module du flux rotorique $|\Psi_r|$ est proportionnel au courant statorique d'axe d en régime permanent. Les courants statoriques i_{sd} et i_{sq} dans les deux axes sont directement contrôlables à partir des tensions appliquées à la machine.

$$\psi_r = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{sd} \quad (5.21)$$

$$i_{sd} = \frac{K_a}{1 + sT_a} v_{cd} \quad \text{et} \quad i_{sq} = \frac{K_a}{1 + sT_a} v_{cq} \quad (5.22)$$

$$\text{avec} \quad K_a = \frac{T_a}{\sigma L_s}, \quad v_{cd} = v_{sd} + \sigma L_s \omega_m i_{sq} \quad \text{et} \quad v_{cq} = v_{sq} - \sigma L_s \omega_m i_{sd} \quad (5.23)$$

Pour un fonctionnement à flux constant, la dérivée du flux rotorique est nulle. L'angle θ_s utilisé pour la transformation de Park permettant d'orienter le flux rotorique tel que voulu est alors obtenu en réécrivant l'équation du flux rotorique d'axe q. On en déduit la vitesse synchrone ω_s l'angle θ_s correspondant tel que donné par (5.24). Ceci correspond à la méthode indirecte d'orientation du flux rotorique (IFOC) qui a pour inconvénient majeur de dépendre de la constante de temps rotorique T_r qui peut varier au cours du fonctionnement.

$$\omega_s = \frac{L_m}{T_r \psi_r^{ref}} i_{sq} + \omega_m = \frac{1}{T_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} + \omega_m \quad \text{et} \quad \theta_s = \int \omega_s dt \quad (5.24)$$

Le vecteur de couple rotorique peut aussi être estimé en utilisant les équations simples de la machine dans le référentiel $\alpha\beta$ et en utilisant l'angle de ce dernier pour effectuer les transformations de Park. Ceci correspond à la méthode directe d'orientation du flux rotorique (DFOC) basée sur l'estimation du flux dont les équations fondamentales sont données par (5.25)

où $\hat{\Psi}_{r\alpha\beta} = [\hat{\psi}_{r\alpha} \quad \hat{\psi}_{r\beta}]^T$ représente le flux rotorique estimé. L'angle estimé $\hat{\theta}_s$ peut s'obtenir par,

(5.26) mais cependant, l'application directe de cette expression comporte des risques d'instabilité numérique (division par zéro). On préfère utiliser une boucle de détection à verrouillage de phase pour obtenir l'orientation de référentiel de Park tel que développé à la section 5.3.6.

$$\begin{cases} \Psi_{s\alpha\beta} = \int_0^t V_{s\alpha\beta} - R_a I_{s\alpha\beta} dt \\ \Psi_s = \sigma L_s I_s + \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \end{cases} \Rightarrow \hat{\Psi}_{r\alpha\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int_0^t V_{s\alpha\beta} - R_a I_{s\alpha\beta} dt - \sigma L_s I_{s\alpha\beta} \right) \quad (5.25)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} |\hat{\Psi}_r| = \sqrt{\hat{\psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\psi}_{r\beta}^2} \\ \hat{\theta}_s = \tan^{-1} \hat{\psi}_{r\beta} / \hat{\psi}_{r\alpha} \end{cases} \quad (5.26)$$

Le contrôle vectoriel du couple de la machine est schématisé à la Figure 5-7. En régime permanent, toutes les grandeurs sont constantes et l'on emploie des correcteurs PI (proportionnel-intégral) pour contrôler la magnétisation et le couple via les courants dans chaque axe. Le courant de référence i_{sd}^* commandant la magnétisation est produit par le correcteur de flux. Ceci permet une meilleure précision quant à l'exploitation (5.20) permettant d'obtenir la référence i_{sq}^* en fonction du couple T_m^* désiré. Les régulateurs de courants

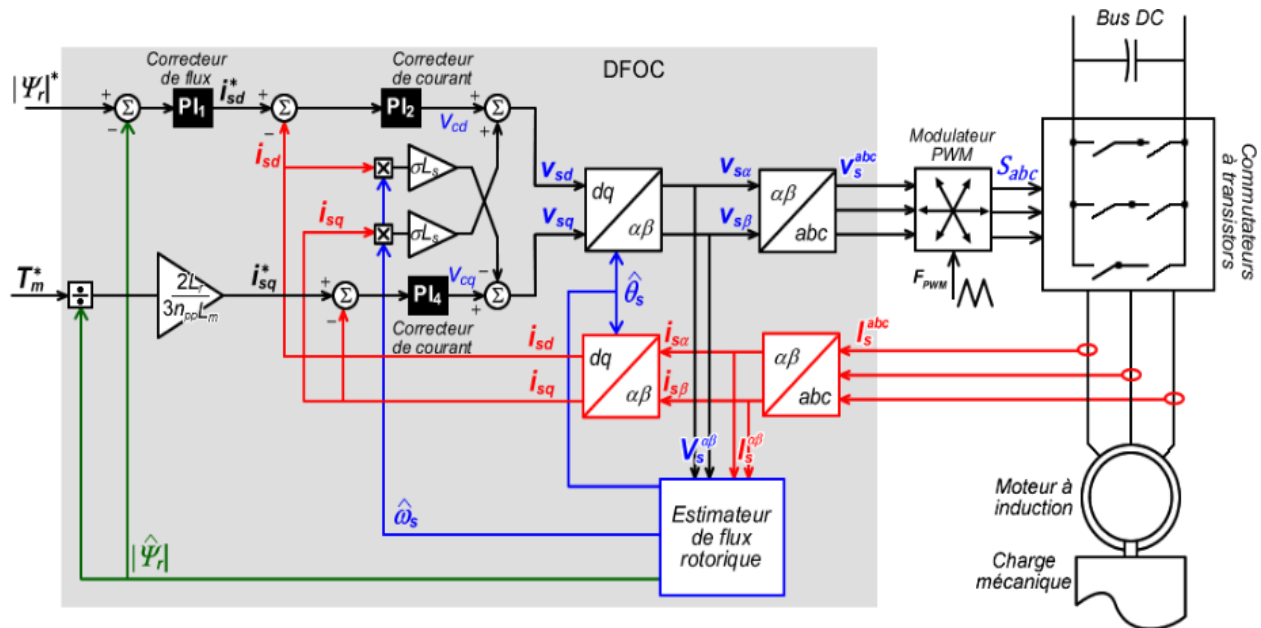


Figure 5-7 Structure de la commande vectorielle de la machine asynchrone

permettent de produire les tensions de contrôle v_{cd} et v_{cq} devant être produits par l'onduleur. On en déduit les tensions statoriques dans chaque axes à partir de (5.23), permettant de compensé le couplage entre les axes d et q introduit par la transformation $\alpha\beta$ -dq. Un modulateur de largeur d'impulsions fonctionnant à fréquence F_{PWM} fixe permet de produire les signaux de commutations nécessaires à la production des tensions désirées. Les courants absorbés par la machine sont traités par l'estimateur de flux pour détecter l'angle nécessaire aux transformations de Park.

(c) Contrôle de l'énergie emmagasinée

Les commandes de stockage et de déstockage proviennent en général d'une boucle externe de gestion globale de l'énergie (niveau 2, voir section 2.5.2). Cette gestion peut être centralisée ou distribuée. Dans les deux cas, la fréquence du bus AC principal est la variable à réguler (voir section 5.2.2). Lorsque la gestion centralisée est utilisée, l'unité de supervision du microréseau analyse l'écoulement des puissances dans le système et actionne les unités de stockage pour produire les actions de stabilisation requises. Chaque unité de stockage reçoit alors une consigne de puissance de supervision P_{sup} . Cette référence de puissance, à produire ou à absorber, est convertie en consigne de couple en utilisant la vitesse de rotation de masse tournante tel que donné par où $(i_1)_{moy}$ représente la valeur moyenne du courant injecté par l'onduleur dans le lien DC (voir Figure 5-4). On observe que ce courant possède le même signe que le couple de référence qui est imposé à la machine par le dispositif de régulation (DTC ou vectoriel).

$$T_e^* = \frac{P_{sup}}{\omega_m} \approx \frac{V_{dc} (i_1)_{moy}}{\omega_m} \quad (5.27)$$

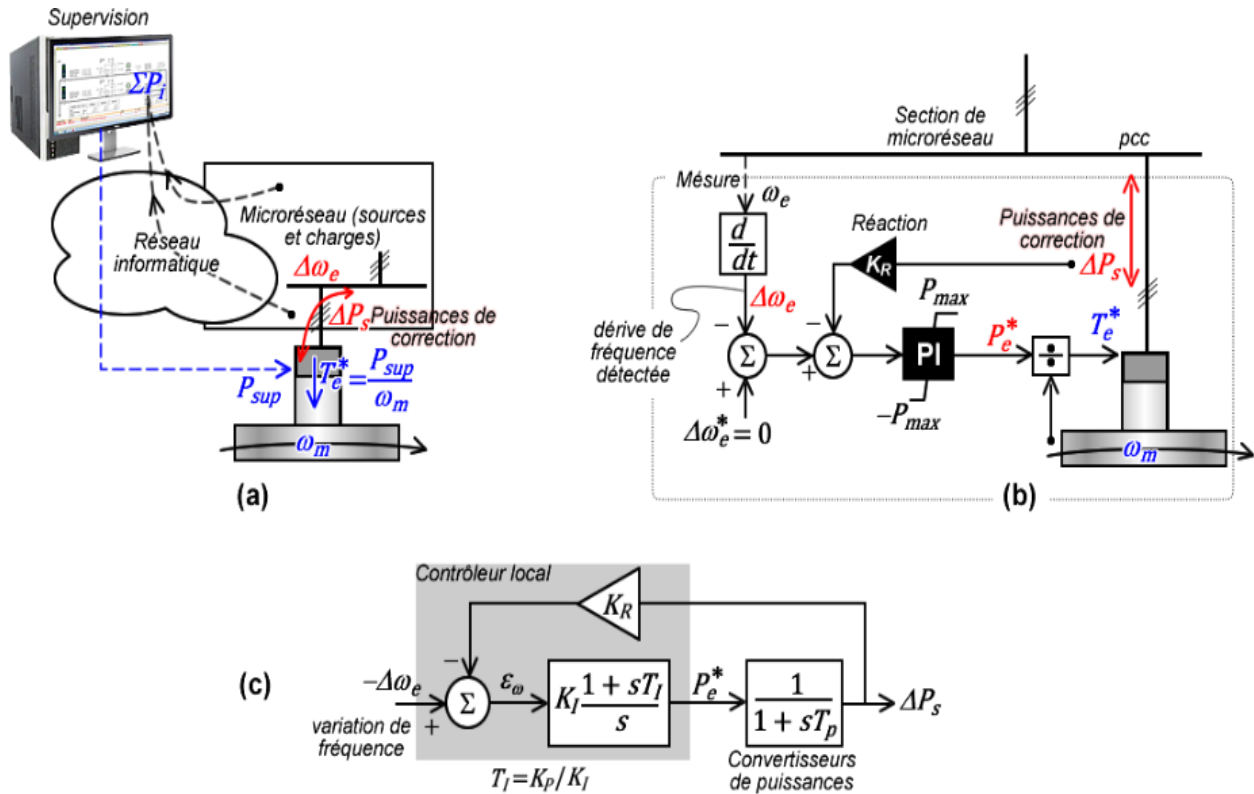


Figure 5-8 Stratégies de gestion du stockage inertiel: (a) gestion centralisée; (b et c) gestion distribuée et schéma d'analyse correspondant

Lorsque contrôle décentralisé du stockage est utilisé, chaque dispositif de stockage inertiel observe (ou mesure) en temps réel la fréquence de son point de raccordement (pcc) et produit une puissance de correction ΔP_s pour contrer toute variation de fréquence. Puisqu'aucune coordination n'est utilisée, chaque dispositif réagit suivant une caractéristique intrinsèque liant la chute de fréquence $\Delta\omega_e$ observée à la puissance de correction à produire. Ainsi, chaque dispositif de stockage observant la chute de fréquence réagit suivant sa capacité maximale et une correction locale produisant le couple de référence T_e^* d'accélération ou de freinage de la roue inertielle est calculée en conséquence. Les principales structures de contrôle des dispositifs de stockage inertiel sont illustrées à la Figure 5-8.

Chaque contrôleur local utilise une rétroaction locale dont le gain K_R permet de régler la contribution du dispositif stockage en question. La structure simplifiée de la Figure 5-8(c) permet d'analyser l'action de ce dispositif. La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par (5.28) où K_p et K_i représentent les gains proportionnel et intégral du correcteur. Un réglage simple consiste à utiliser le zéro du correcteur pour compenser le pôle dominant du convertisseur de puissance. Ce dernier est lié à la fréquence de coupure $\omega_c = 1/T_p$ de la boucle de contrôle de couple. La fonction de transfert en boucle fermée $G_{bf}(s)$ correspondante montre que le paramètre K_R définit le gain tandis que K_i permet de définir la vitesse de réaction. Le gain proportionnel permet de compenser le pôle du système par le rapport $T_i = K_p/K_i$.

$$G_{bo}(s) = K_R K_i \frac{1+sT_i}{s} \frac{1}{1+sT_p} \quad \text{avec} \quad T_i = \frac{K_p}{K_i} \quad (5.28)$$

$$T_i = T_p \Rightarrow G_{bf}(s) = \frac{K_i/s}{1+K_R K_i/s} = \frac{1}{K_R} \frac{1}{1+sT_{bf}} \quad \text{avec} \quad T_{bf} = \frac{1}{K_i K_R} \quad (5.29)$$

5.3.3.2 Contrôle de l'onduleur côté réseau

De la même manière que pour le contrôle côté moteur, cette commande est construite à l'aide d'une transformation DQ synchronisée avec le réseau. Du point de vue de la sortie de l'onduleur côté réseau (voir Figure 5-4), l'ensemble du microréseau est vu comme un générateur synchrone possédant une inductance de fuite L_f en série avec une résistance statorique R_f . On peut

considérer que les tensions de phases du lien alternatif sont dérivées du vecteur flux virtuel

$\Psi_g^{DQ} = [\psi_{gD} \quad \psi_{gQ}]^T$. Le référentiel DQ côté réseau est dirigé suivant le phaseur tournant du flux

virtuel $\Psi_g^{\alpha\beta} = [\psi_{g\alpha} \quad \psi_{g\beta}]^T$. La dynamique des courants $I_g = [i_{gD} \quad i_{gQ}]^T$ injectés par l'onduleur

dans le MR est donnée par (5.30) et (5.31) dans les référentiels stationnaire et synchrone respectivement. Ces équations sont similaires aux équations d'états obtenus pour la machine (voir section 5.3.2). Il s'ensuit des schémas similaires de contrôle.

$$V_g^{\alpha\beta} = \frac{d\Psi_g^{\alpha\beta}}{dt} = -R_f I_g^{\alpha\beta} - L_f \frac{dI_g^{\alpha\beta}}{dt} + V_o^{\alpha\beta} \Rightarrow \frac{dI_g^{\alpha\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_f} I_g^{\alpha\beta} + \frac{1}{L_f} \left(V_o^{\alpha\beta} - \frac{d\Psi_g^{\alpha\beta}}{dt} \right) \quad (5.30)$$

$$\Rightarrow \frac{dI_g^{DQ}}{dt} = -\frac{1}{T_f} I_g^{DQ} - J\omega_g I_g^{DQ} + \frac{1}{L_f} \left(V_o^{DQ} - \frac{d\Psi_g^{DQ}}{dt} - J\omega_g \Psi_g^{DQ} \right) \quad \text{avec} \quad T_f = \frac{L_f}{R_f} \quad (5.31)$$

Le contrôleur côté réseau sert essentiellement à gérer les flux de puissances entre le MR et bus DC interne. L'équivalence de puissance réelle ou active de part et d'autre de cet onduleur permet de lier la puissance active échangée avec le MR avec le l'énergie accumulée dans le bus DC. En effet, l'écriture de l'équation du nœud de courant au niveau du condensateur de filtrage C_{dc} (voir Figure 5-4) permet d'écrire l'équation dynamique (5.33) liant le carré de la tension du bus DC $v_{dc}^2 = e_{dc}$, avec la puissance active P_g débitée par l'onduleur (5.34). P_m est la puissance extraite de l'onduleur relié au moteur asynchrone. L'onduleur échange aussi de la puissance réactive avec le MR donnée par (5.35). De (5.33), on peut écrire la fonction de transfert donnée par (5.36) où

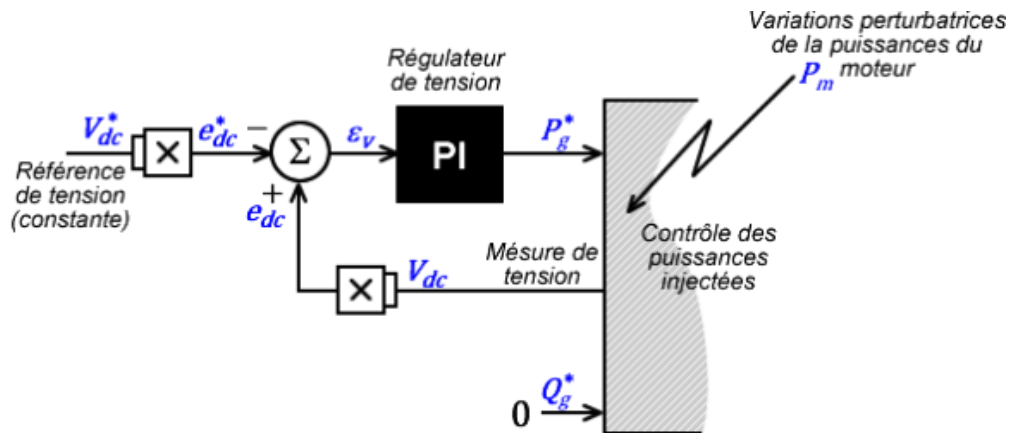


Figure 5-9 Principe de la régulation de tension du bus DC

$\eta(s)$ est influencé par la puissance P_m considérée comme une perturbation extérieure modifiant l'énergie E_{dc} que l'on souhaite contrôler. On en déduit la structure de régulation de la tension v_{dc} donnée par la Figure 5-9.

$$i_C + i_R = i_1 - i_2 \quad \Rightarrow \quad C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}}{R_{dc}} = i_1 - i_2 \quad (5.32)$$

$$\Rightarrow \frac{C_{dc}}{2} \frac{dv_{dc}^2}{dt} + \frac{v_{dc}^2}{R_{dc}} = v_{dc} i_1 - i_2 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{de_{dc}}{dt} + \frac{e_{dc}}{R_{dc} C_{dc}/2} = \frac{1}{C_{dc}/2} P_m - P_g \quad (5.33)$$

$$P_g = v_{dc} i_2 \approx \frac{3}{2} v_{g\alpha} i_{g\alpha} + v_{g\beta} i_{g\beta} = \frac{3\omega_g}{2} \psi_{g\alpha} i_{g\beta} - \psi_{g\beta} i_{g\alpha} \quad (5.34)$$

$$Q_g = \frac{3}{2} v_{g\beta} i_{g\alpha} - v_{g\alpha} i_{g\beta} = \frac{3\omega_g}{2} \psi_{g\alpha} i_{g\alpha} + \psi_{g\beta} i_{g\beta} \quad (5.35)$$

$$E_{dc} = -\frac{K_{dc}}{1+sT_{dc}} P_g + \eta(s) \quad (5.36)$$

La référence ainsi que la mesure de tension du lien continu sont élevées au carré pour obtenir la structure définie par (5.33). Les entrées du comparateur sont inversées conformément à la relation de transfert (5.36). L'erreur de régulation ε_v est traitée par le correcteur PI qui produit la référence de puissance P_g^* à échanger pour réduire cette dernière. Ainsi, la boucle de régulation de puissance opère une estimation en temps réel de la puissance P_m échangée avec la partie mécanique. En effet, en régime permanent on doit avoir $de_{dc}/dt = 0$, donc un v_{dc} constant. Pareillement à la commande de la machine, il existe deux principales techniques de commande de l'onduleur côté réseau: La commande directe de puissance (DPC) et la commande par orientation de la tension (ou du flux virtuel) du MR (VOC ou VFOC).

(a) Commande directe des puissances injectées (DPC)

Un estimateur de flux virtuel basé sur l'expression (5.30) est construit à partir de mesure des courants débités et une estimation de la tension du MR ou de l'onduleur dans le référentiel

stationnaire. L'équation d'estimation est donnée par (5.37), où $\hat{V}_o^{\alpha\beta}$ est calculé à l'aide de (5.38)

. $S_{ABC} = S_A \ S_B \ S_C^T$ sont les états de l'onduleur définis par une table de commutation comme pour le DTC. L'intégrateur inclus dans l'estimateur de flux à l'avantage d'éliminer automatiquement les bruits introduits par les états discrets S_{ABC} de l'onduleur.

$$\frac{d\hat{\Psi}_g^{\alpha\beta}}{dt} = \hat{V}_o^{\alpha\beta} - \frac{L_f}{T_f} I_g^{\alpha\beta} - L_f \frac{dI_g^{\alpha\beta}}{dt} \Rightarrow \hat{\Psi}_g^{\alpha\beta} = \int_0^t \hat{V}_o^{\alpha\beta} - R_f I_g^{\alpha\beta} dt - L_f I_g^{\alpha\beta} \quad (5.37)$$

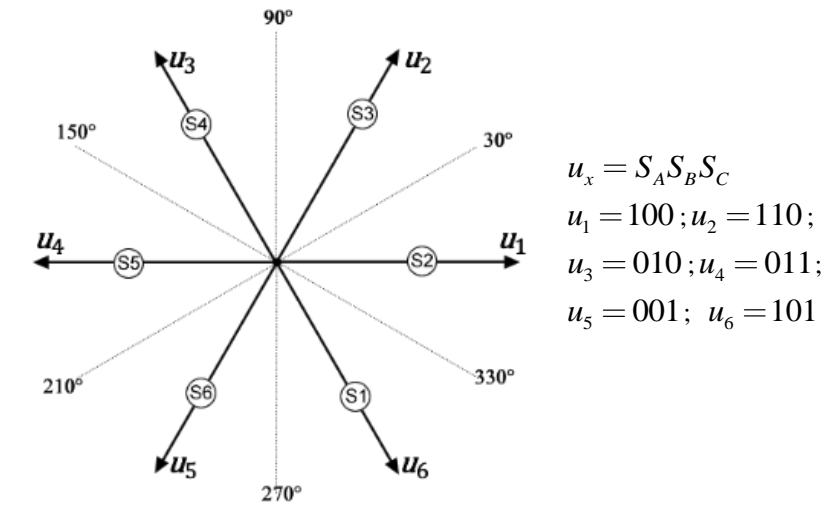
$$\hat{V}_o^{\alpha\beta} = \frac{2V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

La tension générée par l'onduleur dépend de la position du flux virtuel $\hat{\Psi}_g^{\alpha\beta}$ et du sens de correction $\delta_{PQ} = [\delta_P \ \delta_Q]^T$ désiré pour les puissances. Pour limiter la fréquence de commutation, des comparateurs à hystérésis sont utilisés pour traiter les sorties d'erreurs de puissances $\varepsilon_{PQ} = [\varepsilon_P \ \varepsilon_Q]^T$ tel que défini par (5.39) et (5.40) où H_P et H_Q les bandes d'hystérésis (ou erreurs absolues) définies pour les puissances. Les $\delta_{P,Q} = \delta_{P,Q}^-$ sont des opérations de mémorisation de la sortie précédente du comparateur tandis que $\delta_{P,Q} = 0$ et $\delta_{P,Q} = 1$ commandent respectivement une diminution ou une augmentation de puissance produite. Ainsi, l'action de régulation consiste à produire l'un des huit états possibles S_{ABC} de l'onduleur permettant de garder les puissances estimées dans les bandes d'hystérésis (ou les limites d'erreurs).

$$\begin{cases} \varepsilon_P = P_g^* - \hat{P}_g \\ \varepsilon_Q = Q_g^* - \hat{Q}_g \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} \hat{P}_g = 3\hat{\omega}_g/2 \ \hat{\psi}_{g\alpha} i_{g\beta} - \hat{\psi}_{g\beta} i_{g\alpha} \\ \hat{Q}_g = 3\hat{\omega}_g/2 \ \hat{\psi}_{g\alpha} i_{g\alpha} + \hat{\psi}_{g\beta} i_{g\beta} \end{cases} \quad (5.39)$$

Tableau 5-2 Table de commutation pour la commande DPC (adaptée de [183])

Action de correction		Secteurs (position du flux virtuel)					
δ_P	δ_Q	1	2	3	4	5	6
0	0	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6
0	1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1
1	0	u_6	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5
1	1	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1	u_2



$$\delta_P = \begin{cases} 1 & \text{si } \varepsilon_P > H_P/2 \\ 0 & \text{si } \varepsilon_P < -H_P/2 \\ \delta_P^- & \text{si } -H_P/2 < \varepsilon_P < H_P/2 \end{cases} \quad \text{et } \delta_Q = \begin{cases} 1 & \text{si } \varepsilon_Q > H_Q/2 \\ 0 & \text{si } \varepsilon_Q < -H_Q/2 \\ \delta_Q^- & \text{si } -H_Q/2 < \varepsilon_Q < H_Q/2 \end{cases} \quad (5.40)$$

Dans le cas de l'injection de puissance dans un réseau, le flux n'est pas créé par les courants injectés et une observation plus précise l'angle du flux virtuel doit être effectuée pour éviter des transitoires excessifs (débordement des limites des comparateurs). Pour cela, les tables de commutations employées sont basées sur une division de l'espace $\alpha\beta$ en 12 sections de 30° chacune (au lieu de 60° comme pour le DTC). Plusieurs tables de commutation sont proposées dans la littérature [182, 183], dont celle de Azzidin et al. [183] reprise dans le Tableau 5-2 .

Comme pour le DTC, la commande DPC à l'avantage de nécessiter peu de réglages et d'opérer une commutation implicite de l'onduleur grâce à sa table de commutation. Cependant, elle possède aussi les mêmes désavantages que le DTC notamment, la fréquence de commutation variable (dépendant des puissances échangées) et des niveaux de bruits en général plus élevés que les techniques basées sur une commutation explicite par modulateur de largeurs d'impulsions. Par ailleurs, le DPC nécessite des périodes d'échantillonnage très courtes (de l'ordre de microseconde) ce qui augmente la contrainte sur leur implémentation en temps réel. Des FPGA capables d'exécuter des opérations en parallèle et possédant des CAN (convertisseurs analogiques-numériques) particulièrement rapides sont les plateformes les mieux adaptées [184], mais cependant manquent de flexibilité.

(b) Commande vectorielle des puissances injectées

Les puissances sont réécrites dans le référentiel synchrone DQ côté réseau et on a les expressions données par (5.41). En orientant le flux virtuel Ψ_g dans la direction de l'axe D, on a $\psi_{gD} = |\Psi_g|$ et $\psi_{gQ} \approx 0$, les puissances active et réactive instantanées injectées par l'onduleur côté réseau se simplifient tel qu'exprimé par (5.42) et (5.43). L'angle de transformation $\alpha\beta$ -DQ est obtenu à l'aide du calculateur de flux virtuel basé sur l'équation (5.37), on a (5.44). Cependant cette expression peut poser des problèmes de stabilité numérique (risque de division par zéro, et forte influence des erreurs d'estimation). On préfère employer une boucle de détection de phase (PLL) telle que exposée à la section 5.3.6.

$$\begin{cases} P_g = \frac{3}{2} v_{gD} i_{gD} + v_{gQ} i_{gQ} = \frac{3\omega_g}{2} \psi_{gD} i_{gD} - \psi_{gQ} i_{gD} \\ Q_g = \frac{3}{2} v_{gQ} i_{gD} - v_{gD} i_{gQ} = \frac{3\omega_g}{2} \psi_{gD} i_{gD} + \psi_{gQ} i_{gD} \end{cases} \quad (5.41)$$

$$\begin{cases} \psi_{gD} = |\Psi_g| \\ \psi_{gQ} \approx 0 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} v_{gD} \approx 0 \\ v_{gQ} = |V_g| \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} P_g = \frac{3|V_g|}{2} i_{gQ} = \frac{3\omega_g |\Psi_g|}{2} i_{gQ} \\ Q_g = \frac{3|V_g|}{2} i_{gD} = \frac{3\omega_g |\Psi_g| \psi_{gD}}{2} i_{gD} \end{cases} \quad (5.42)$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} P_g \\ Q_g \end{bmatrix} = K_{PQ} \begin{bmatrix} i_{gQ} \\ i_{gD} \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad K_{PQ} = \frac{3}{2} |V_g| = \frac{3}{2} \omega_g |\Psi_g| \quad (5.43)$$

$$\hat{\theta}_{\psi_g} = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\psi}_{g\beta}}{\hat{\psi}_{g\alpha}} \right) \quad (5.44)$$

En écrivant les dynamiques des courants (5.31) dans le référentiel synchrone côté réseau, on a les fonctions de transfert données par (5.45). $V_{cD}(s)$ et $V_{cQ}(s)$ sont les équivalents fréquentiels des tensions de commande découplée du filtrage coté réseau tel qu'explicité par (5.46) et (5.47). Par ailleurs, on peut aussi obtenir les équations dynamiques liant les puissances aux tensions en utilisant (5.31) et (5.43). On a alors les expressions données par (5.49) et on en déduit les fonctions de transfert et les expressions de commandes données par (5.50) où $\kappa_{PQ} = [\kappa_P \quad \kappa_Q]^T$ représente le vecteur de commande de puissances découplées. On observe qu'à flux virtuel $|\Psi_g|$ constant, les puissances ont des dynamiques identiques aux courants. Les réglages des correcteurs de courant et de puissance obéissent aux mêmes critères. Par ailleurs, les puissances peuvent être directement calculées dans le référentiel $\alpha\beta$ sans avoir recours à la transformée de Park des courants mesurés.

$$\begin{cases} I_{gD}(s) = G_f(s) V_{cD}(s) \\ I_{gQ}(s) = G_f(s) V_{cQ}(s) \end{cases} \quad \text{avec} \quad G_f(s) = \frac{K_f}{1 + sT_f} \quad \text{où} \quad T_f = \frac{L_f}{R_f} \quad \text{et} \quad K_f = \frac{1}{R_f} \quad (5.45)$$

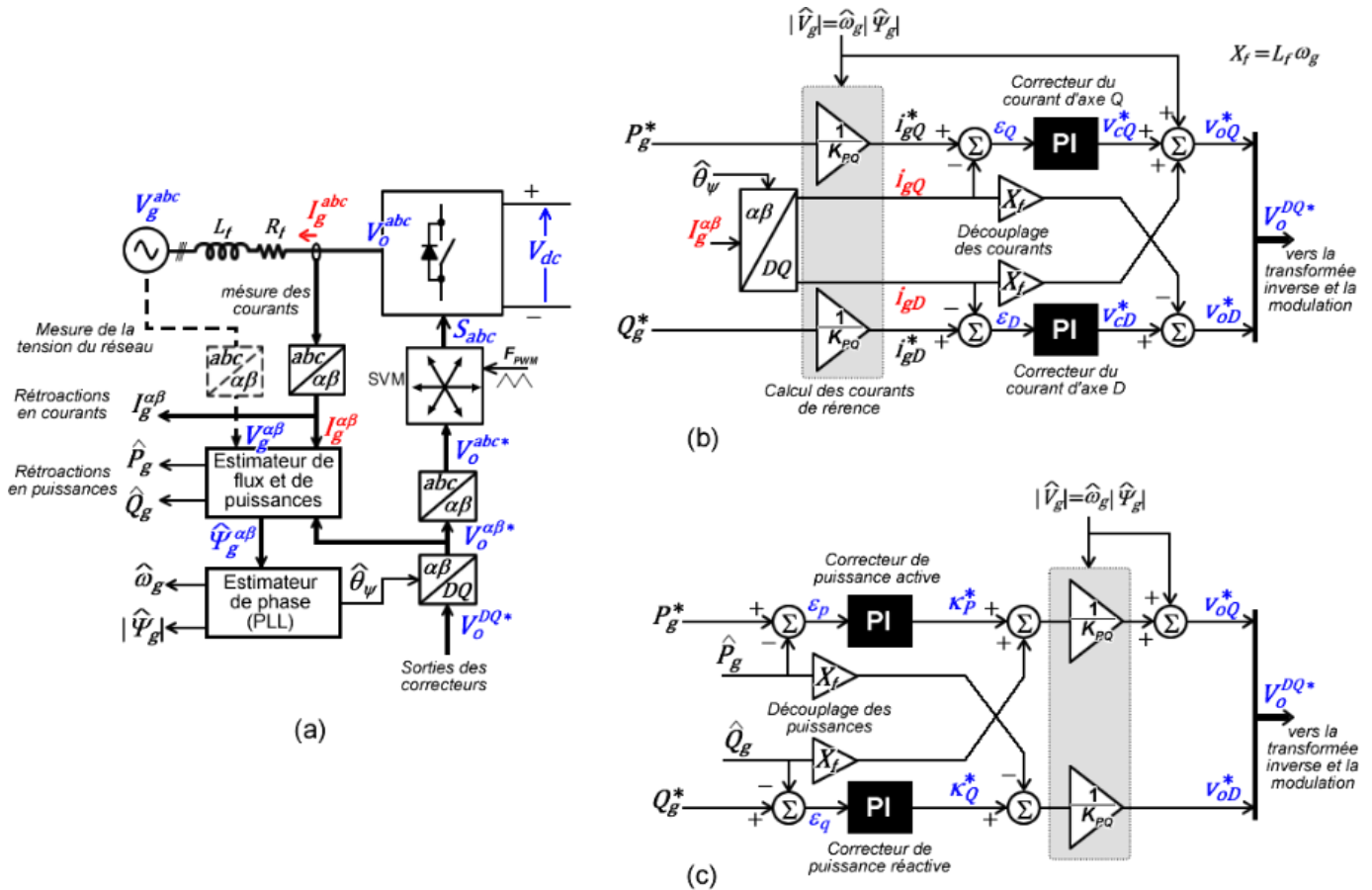
$$V_{cD}(s) \xrightarrow{L^{-1}} v_{cD} = v_{oD} - \frac{d\psi_{gD}}{dt} + \omega_g \psi_{gQ} + L_f \omega_g i_{gQ} \approx v_{oD} + L_f \omega_g i_{gQ} \quad (5.46)$$

$$V_{cQ}(s) \xrightarrow{L^{-1}} v_{cQ} = v_{oQ} - \frac{d\psi_{gQ}}{dt} - \omega_g \psi_{gD} - L_f \omega_g i_{gD} \approx v_{oQ} - \omega_g |\psi_g| - L_f \omega_g i_{gD} \quad (5.47)$$

$$K_{PQ} \frac{dI_g^{DQ}}{dt} = K_{PQ} \left[-\frac{1}{T_f} I_g^{DQ} - J\omega_g I_g^{DQ} + \frac{1}{L_f} V_o^{DQ} - J\omega_g \Psi_g^{DQ} \right] \quad (5.48)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \frac{dQ_g}{dt} = -\frac{1}{T_f} Q_g + \frac{1}{L_f} K_{PQ} v_{oD} + L_f \omega_g P_g \\ \frac{dP_g}{dt} = -\frac{1}{T_f} P_g + \frac{1}{L_f} [K_{PQ} v_{oQ} - \omega_g |\Psi_g| - L_f \omega_g Q_g] \end{cases} \quad (5.49)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} P_g(s) = G_f(s) \kappa_P(s) \\ Q_g(s) = G_f(s) \kappa_Q(s) \end{cases} \text{ avec } \begin{bmatrix} \kappa_P(s) \\ \kappa_Q(s) \end{bmatrix} \xrightarrow{L^{-1}} \begin{cases} \kappa_P = K_{PQ} v_{oQ} - \omega_g |\Psi_g| - L_f \omega_g Q_g \\ \kappa_Q = K_{PQ} v_{oD} + L_f \omega_g P_g \end{cases} \quad (5.50)$$



(a) mesures, estimations, transformations et modulation; (b) stratégie de contrôle à travers les courants; (c) contrôle direct par régulateurs de puissances

Figure 5-10 Commande vectorielle de l'onduleur côté réseau

La Figure 5-10 présente les principales options de commande vectorielle de l'onduleur côté réseau. La partie commune (Figure 5-10(a)) est constituée de l'interface de puissance et des blocs d'estimation et de détection de l'angle du flux virtuel obtenu par calcul direct à partir de la mesure de tension du réseau, ou estimée à partir des courants débités par l'onduleur. Le calcul des puissances est effectué dans le référentiel stationnaire et la rétroaction peut être en courant ou en puissance. Dans le premier cas, on a la structure de contrôle représentée à la (Figure 5-10(b)) où les courants mesurés sont dans un premier temps convertis dans le référentiel synchrone et ensuite comparés aux courants de références issus des puissances de références provenant des boucles externes (voir Figure 5-9). Un correcteur PI est utilisé sur chaque axe pour réduire et annuler l'écart entre la référence et la mesure.

Dans l'option de rétroaction (directe) en puissances (voir Figure 5-10(c)), les puissances calculées sont directement comparées aux références puissances et des correcteurs PI sont employés pour corriger les écarts observés. Dans chaque cas, la tension $v_o^{DQ*} = [v_{oD}^* \quad v_{oQ}^*]^T$ que doit produire l'onduleur est convertie dans le référentiel stationnaire, puis dans le référentiel naturel (abc), et modulé pour séquencer la commutation des transistors de l'onduleur. Une porteuse triangulaire de fréquence fixe est utilisée à cet effet, ce qui permet d'obtenir une composition spectrale prévisible. Le réglage des différents correcteurs PI et d'autres aspects liés à l'implémentation digitale des structures exposées ci-dessus sont abordés dans les sections suivantes.

5.3.4 Réglage des contrôleurs de courants (contrôleurs internes)

Comme exposé précédemment, les contrôleurs utilisés dans les référentiels synchrones (dq côté machine et DQ côté réseau) sont de type Proportionnel-intégral (PI). Ces derniers sont utilisés pour asservir les courants (produits ou absorbés) par les différents onduleurs. Puisqu'écrites dans

le référentiel synchrone, les grandeurs manipulées sont constantes en régime permanent, ce qui permet une annulation de l'erreur de poursuite et un contrôle précis. Tous les contrôleurs de courants peuvent être analysés suivant le schéma de contrôle unifié donné à la Figure 5-11.

La mesure du courant de l'onduleur traité est obtenue par échantillonnage et traitements numériques pour obtenir l'équivalent dans les repères synchrones (dq ou DQ). Le courant de référence i^* est issu d'une structure de contrôle externe (tension, flux ou puissances) et est comparé à mesure. L'erreur obtenue est traitée par ce correcteur, de fonction de transfert $G_{PI}(s)$, qui produit la tension de contrôle v_c^* . Cette dernière est l'équivalent dans le référentiel synchrone de la tension que l'onduleur doit produire pour réduire l'erreur $\varepsilon_i = i^* - i$. $G_{sys}(s)$ représente la fonction de transfert liant la tension de l'onduleur au courant produit par ce dernier. Suivant les analyses précédentes, cette dernière est du premier ordre pour un lissage inductif.

La fonction de transfert $G_M(s)$ réunit tout ce qui est lié à l'échantillonnage et aux différents calculs numériques. Ces traitements entraînent des délais et du filtrage par décimation (les données inter-échantillons sont ignorées) modélisés par une dynamique du premier ordre à gain unitaire et possédant une constante de temps T_M . Cette dernière représente le pôle dominant des

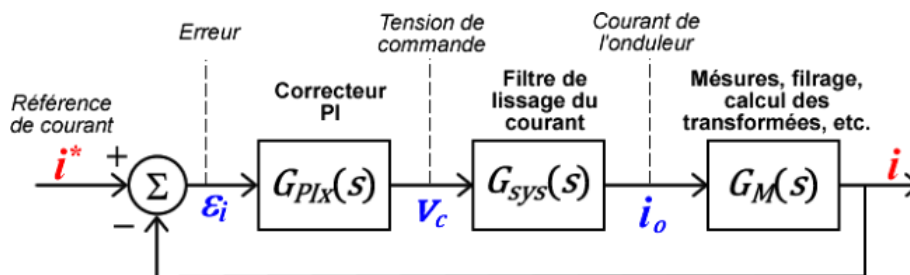


Figure 5-11 Structure unifiée des boucles d'asservissement des courants

chaines de mesure et de modulation PWM. Les fonctions de transfert sont explicitées par (5.51)-(5.53).

$$G_{Plx}(s) = \frac{V_c(s)}{\varepsilon_I(s)} = K_P + \frac{K_I}{s} = K_P \frac{1+sT_I}{sT_I} \quad \text{avec } T_I = \frac{K_P}{K_I} \quad (5.51)$$

$$G_{sys}(s) = \frac{K_{sys}}{1+sT_{sys}} \quad \text{avec } K_{sys} = \frac{1}{R_f} \quad \text{et } T_{sys} = \frac{L_f}{R_f} \quad (5.52)$$

$$G_M(s) = \frac{1}{1+sT_M} \quad (5.53)$$

Pour régler le régulateur de manière à assurer réponse rapide avec une marge de stabilité conséquente, l'analyse de la fonction de transfert en boucle ouverte $G_{bo}(s)$ donnée par (5.54) est utilisée. L'équivalent harmonique obtenu en posant $s = j\omega$ est donné par (5.55). Cette expression rend compte de l'amplification et du retard angulaire induit par la chaîne directe pour toute composante harmonique du courant de pulsation ω . Le module et la phase de la fonction de transfert $G_{bo}(j\omega)$ sont données par (5.56) et (5.57) respectivement.

$$G_{bo}(s) = G_{Plx}(s)G_{sys}(s)G_M(s) = K_P K_{sys} \frac{1+sT_I}{sT_I (1+sT_{sys})(1+sT_M)} \quad (5.54)$$

$$\Rightarrow G_{bo}(j\omega) = \frac{K_P K_{sys}}{\omega T_I} \frac{1+j\omega T_I}{j (1+j\omega T_{sys})(1+j\omega T_M)} = |G_{bo}(j\omega)| \angle \varphi_{bo}(\omega) \quad (5.55)$$

$$\text{avec } |G_{bo}(j\omega)| = \frac{K_P K_{sys}}{\omega T_I} \sqrt{\frac{1+\omega^2 T_I^2}{(1+\omega^2 T_{sys}^2)(1+\omega^2 T_M^2)}}, \quad (5.56)$$

$$\text{et } \varphi_{bo}(\omega) = \tan^{-1}(\omega T_I) - \tan^{-1}(\omega T_{sys}) - \tan^{-1}(\omega T_M) - 90^\circ \quad (5.57)$$

Suivant les critères de stabilité de Bode, la marge de phase M_φ est définie comme l'écart entre la phase en boucle ouverte $\varphi_{bo}(\omega)$ et la phase critique (-180°) pour une pulsation de coupure $\omega = \omega_c$, elle-même correspondant à un gain en boucle ouverte unitaire ($|G_{bo}(j\omega_c)| = 1$). La

pulsation de coupure ω_c détermine la rapidité de la boucle d'asservissement. On a ainsi l'expression (5.58) où $M_\varphi > 0$ est un indicateur du degré de stabilité: plus cet angle est élevé, plus la boucle de courant est stable. On en déduit l'expression du produit $\omega_c T_I$ donné par (5.59). L'égalité $|G_{bo}(j\omega_c)|=1$ permet d'obtenir l'expression du gain proportionnel (5.60).

$$M_\varphi = 180^\circ + \varphi(\omega_c) = \tan^{-1}(\omega_c T_I) + 90^\circ - \tan^{-1}(\omega_c T_{sys}) + \tan^{-1}(\omega_c T_M) \quad (5.58)$$

$$\Rightarrow \omega_c T_I = \tan M_\varphi + \tan^{-1}(\omega_c T_M) + \tan^{-1}(\omega_c T_{sys}) - 90^\circ \quad (5.59)$$

et
$$K_P = \frac{\omega_c T_I}{K_{sys}} \sqrt{\frac{1 + \omega_c T_{sys}^2}{1 + \omega_c T_I^2} \frac{1 + \omega_c T_M^2}{1 + \omega_c T_I^2}} \quad (5.60)$$

On peut obtenir des expressions simplifiées en observant que le produit $\omega_c T_{sys}$ est en général très grand. En effet, la boucle de contrôle est conçue pour être rapide (ω_c élevé) et le système possède en général une forte constante de temps ($T_{sys} = L_f/R_f$ avec $R_f \rightarrow 0$). Donc, $\tan^{-1}(\omega_c T_{sys}) \approx 90^\circ$ et on en déduit (5.61). Il en ressort le critère de choix de la pulsation de coupure ω_c donnée par (5.62) pour garantir la stabilité. Par ailleurs, on peut noter que le terme $\omega_c T_{sys}^2 \gg 1$ et le reporter dans (5.60) pour obtenir (5.63).

$$\omega_c T_I \approx \tan M_\varphi + \tan^{-1}(\omega_c T_M) \quad \Rightarrow \quad \omega_c T_I \approx \frac{\tan(M_\varphi) + \omega_c T_M}{1 - \omega_c T_M \tan(M_\varphi)} \quad (5.61)$$

$$\omega_c T_I > 0 \quad \Rightarrow \quad \omega_c < \frac{1}{T_M \tan(M_\varphi)} \quad (5.62)$$

et
$$K_P \approx \omega_c \left(\frac{T_{sys}}{K_{sys}} \right) \sqrt{\frac{\omega_c T_I^2}{1 + \omega_c T_I^2} \frac{1 + \omega_c T_M^2}{1 + \omega_c T_I^2}} \quad (5.63)$$

$$\Rightarrow K_I = \frac{K_P}{T_I} = \frac{\omega_c K_P}{\omega_c T_I} \quad (5.64)$$

La procédure unifiée de réglage des correcteurs PI des boucles de courants est donc la suivante :

1. À partir des paramètres du système (filtrage AC ou armature de la machine asynchrone), déterminer le gain et la constante de temps K_{sys} et T_{sys} ;
2. Évaluer la constante de temps dominante des processus d'acquisition et de calculs: on peut par exemple prendre $T_M = 2T_s$ où T_s est la période d'échantillonnage du contrôleur;
3. Fixer la marge de phase voulue ($M_\varphi \approx 60^\circ$ par exemple), et choisir la pulsation ω_c respectant la condition de stabilité (5.62). Au besoin, réduire M_φ pour obtenir plus de rapidité (ω_c plus élevé) ;
4. Calculer le produit $\omega_c T_l$ et le gain proportionnel K_P à l'aide de (5.61) et (5.63);
5. En déduire le gain intégral à l'aide de (5.64).

5.3.5 Design des boucles de contrôle externes

Les régulateurs PI externes peuvent être conçus en utilisant la même procédure que pour les courants. Cependant, il faut s'assurer d'avoir $\omega_{c\ cour} \gg \omega_{c\ ext}$: les boucles de courant doivent avoir un temps de réponse très court par rapport aux boucles externes. Ainsi l'hypothèse de la réponse quasi instantanée des boucles de courant peut être faite. Ces boucles sont alors remplacées par des fonctions de transfert du premier ordre, à gains unitaires et constantes de temps $T_c = 1/\omega_c$. On emploie la structure d'analyse de la Figure 5-12.

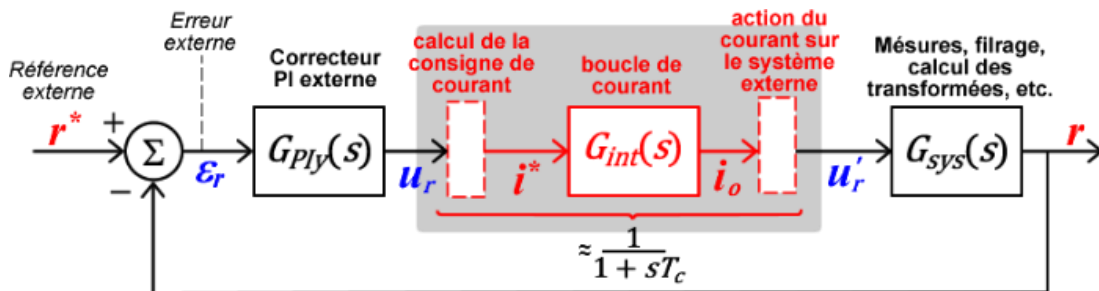


Figure 5-12 Analyse des boucles externes.

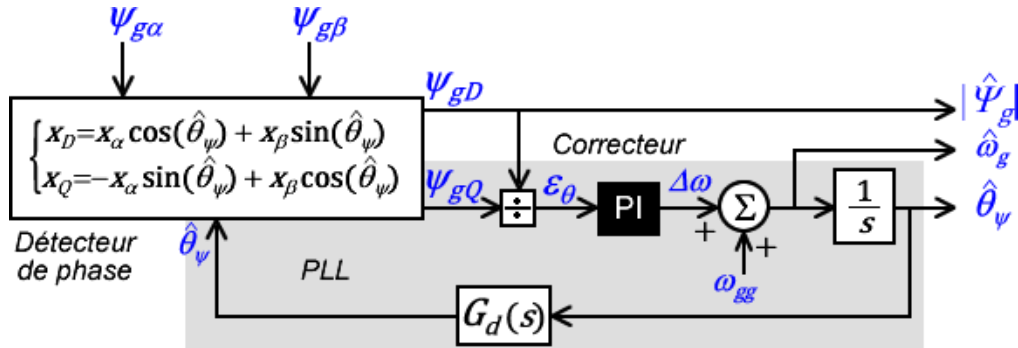


Figure 5-13 Schéma d'analyse de la détection d'angle à l'aide d'une PLL.

On peut appliquer la procédure précédente en remplaçant T_M par T_c et les éléments calculés sont ceux du contrôleur externe. En général, on obtient de bons résultats pour $\omega_{c_{ext}} < \omega_{c_{cour}}/20$ et on doit choisir une période d'échantillonnage plus faible pour la boucle externe $T_{s_{ext}} \approx 2T_c$.

5.3.6 Obtention de l'angle du flux virtuel

(a) Détection de l'angle par une boucle de verrouillage de phase (PLL)

La structure de la boucle de verrouillage de phase est donnée à la Figure 5-13. Cette structure comporte un correcteur PI qui doit être réglé pour obtenir une détection stable et rapide de l'angle du flux virtuel obtenu par intégration de la tension du MR, ou de son estimée, dans le référentiel $\alpha\beta$. Pour analyser la détection de l'orientation du vecteur tournant de flux Ψ_g , on admettra que ce dernier possède les composantes explicitées par (5.65). Si $\hat{\theta}_\psi$ est l'angle estimé par la PLL, la transformée de Park du flux virtuel est donné par (5.66). En écrivant le rapport des composantes dans le référentiel de Park, on obtient une approximation de l'erreur d'asservissement de l'angle ε_θ tel que donné par (5.67), et le correcteur PI a pour rôle essentiel

d'annuler cette erreur. En régime permanent, l'angle $\hat{\theta}_\psi \approx \theta_\psi$ est nécessairement tel que $\psi_{gQ} = 0$

$$, \hat{\omega}_g \approx \omega_g \text{ et } \psi_{gD} = \pm |\Psi_g|.$$

$$\Psi_g = \begin{bmatrix} \psi_{g\alpha} \\ \psi_{g\beta} \end{bmatrix} = |\Psi_g| \begin{bmatrix} \cos(\theta_\psi) \\ \sin(\theta_\psi) \end{bmatrix} \quad (5.65)$$

$$\begin{cases} \psi_{gD} = |\Psi_g| \cos(\theta_\psi) \cos(\hat{\theta}_\psi) + \sin(\theta_\psi) \sin(\hat{\theta}_\psi) \\ \psi_{gQ} = |\Psi_g| -\cos(\theta_\psi) \sin(\hat{\theta}_\psi) + \sin(\theta_\psi) \cos(\hat{\theta}_\psi) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \psi_{gD} = |\Psi_g| \cos(\theta_\psi - \hat{\theta}_\psi) \\ \psi_{gQ} = |\Psi_g| \sin(\theta_\psi - \hat{\theta}_\psi) \end{cases} \quad (5.66)$$

$$\Rightarrow \frac{\psi_{gQ}}{\psi_{gD}} = \tan(\theta - \hat{\theta}) \xrightarrow{\theta \sim \hat{\theta}} \tan(\theta - \hat{\theta}) \approx \theta - \hat{\theta} = \varepsilon_\theta \quad (5.67)$$

Le correcteur PI dont l'expression générale est donnée précédemment (voir éq. (5.51)) produit la déviation de pulsation $\Delta\omega$ qui, additionnée à une pulsation nominale ω_{gg} (377 rad/s) donne une estimation de la vitesse de rotation du vecteur Ψ_g . L'intégration de cette estimation permet d'obtenir l'orientation $\hat{\theta}_\psi$ du flux. L'ajout de ω_{gg} permet de garantir un verrouillage (annulation de l'erreur) sur l'harmonique fondamental et non sur un harmonique. Les fonctions de transfert apparaissant dans la Figure 5-13 sont détaillées par (5.68), la fonction de transfert en boucle ouverte qui en découle par (5.69) et son équivalent harmonique par (5.70).

$$G_{PI}(s) = K_P \frac{1+sT_I}{sT_I} \text{ et } G_d(s) = \frac{1}{1+sT_d} \quad (5.68)$$

$$\Rightarrow G_{bo}(s) = G_{PI}(s)G_d(s) \frac{1}{s} = \frac{K_P}{s^2 T_I} \frac{1+sT_I}{1+sT_d} \quad (5.69)$$

$$\Rightarrow G_{bo}(j\omega) = \frac{K_P}{\omega^2 T_I} \frac{1+j\omega T_I}{1+j\omega T_d} = |G_{bo}(j\omega)| \angle \varphi(\omega) \quad (5.70)$$

$$\Rightarrow |G_{bo}(j\omega)| = \frac{K_P}{\omega^2 T_I} \sqrt{\frac{1+\omega^2 T_I^2}{1+\omega^2 T_d^2}} \text{ et } \varphi(\omega) = \tan^{-1}(\omega T_I) - \tan^{-1}(\omega T_d) - 180^\circ \quad (5.71)$$

Comme pour les régulateurs de courants, on commence par exprimer la marge de phase M_φ tel que donné par (5.72) et on en déduit l'expression du produit $\omega_c T_I$ donnée par (5.73), ainsi que le critère de choix (5.74) de la pulsation de coupure ω_c . Cette dernière est fonction de M_φ et de la constante de temps dominante des calculs et mesures T_d inclus dans la boucle. Les gains proportionnel et intégral sont obtenus par (5.75). Ainsi, régler le correcteur de la PLL se résume à: (i) évaluer la constante de temps T_d ; (ii) Fixer la marge de phase M_φ voulue et en conséquence, choisir la pulsation de coupure ω_c ; (iii) évaluer le produit $\omega_c T_I$ et (iv) déterminer les gains proportionnel et intégral (K_P et K_I) du correcteur.

$$M_\varphi = \varphi(\omega_c) + 180^\circ = \tan^{-1}(\omega_c T_I) - \tan^{-1}(\omega_c T_d) \quad (5.72)$$

$$\Rightarrow \omega_c T_I = \tan(M_\varphi + \tan^{-1}(\omega_c T_d)) = \frac{\tan(M_\varphi) + \omega_c T_d}{1 - \omega_c T_d \tan(M_\varphi)} \quad (5.73)$$

$$\Rightarrow \omega_c < \frac{1}{T_d \tan(M_\varphi)} \quad (5.74)$$

$$K_P = \omega_c \sqrt{\frac{\omega_c T_I^2}{1 + \omega_c T_I^2} \frac{1}{1 + \omega_c T_d^2}} \quad \text{et} \quad K_I = \frac{K_P}{T_I} = \omega_c \left(\frac{K_P}{\omega_c T_I} \right) \quad (5.75)$$

Notons cependant que l'expression utilisée pour le calcul de l'erreur ε_θ est rigoureusement la tangente de l'écart de phase (voir équation(5.67)). Dépendamment des conditions initiales (ou des transitoires), il est possible que la PLL se verrouille en opposition de phase ($\theta_\psi \pm \pi$ au lieu de θ_ψ) tel qu'illustré par la Figure 5-14. Dans ce cas on obtient $\psi_{gD} < 0$ et il faut corriger l'angle estimé pour accélérer la convergence. Donc après avoir effectué la transformation de Park:

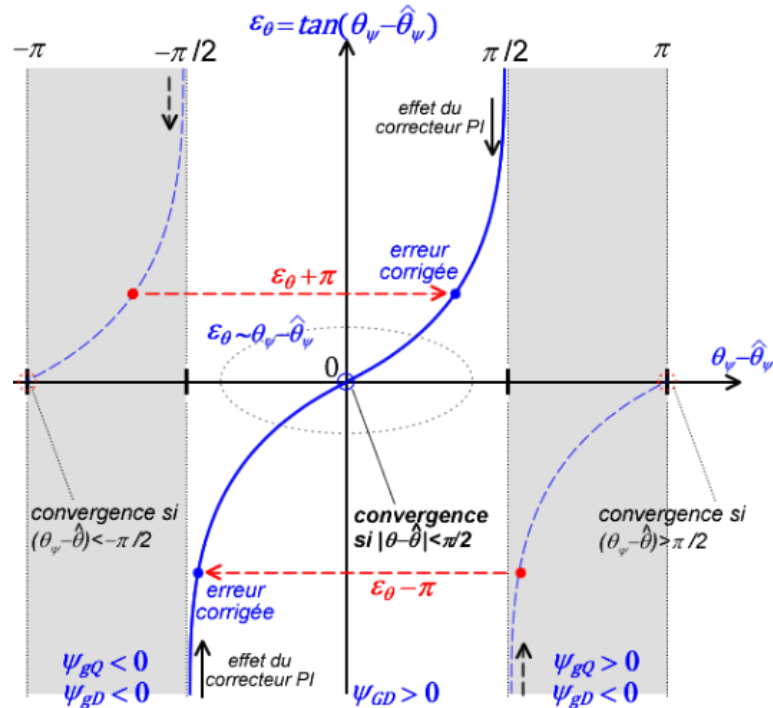


Figure 5-14 Correction l'erreur garantissant la bonne orientation du vecteur de flux.

- Si $\psi_{gD} > 0$, on a $|\theta_\psi - \hat{\theta}_\psi| < \pi/2$ et la convergence est naturellement accélérée vers le point d'équilibre $\hat{\theta}_\psi = \theta_\psi$;
- Si au contraire $\psi_{gD} < 0$, on a $|\theta_\psi - \hat{\theta}_\psi| > \pi/2$, la convergence s'accélère vers les points d'équilibres secondaires $\hat{\theta}_\psi = \theta_\psi \pm \pi$ et pour remédier à cela il faut: (i) effectuer une translation d'angle $\hat{\theta} \rightarrow \hat{\theta} - \text{sgn}(\psi_{gQ}) \times \pi$ où $\text{sgn}(\cdot)$ représente la fonction "signe de", (ii) effectuer $\psi_{gD} = |\psi_{gD}|$ (voir Figure 5-14).

Le calcul de l'erreur par la formule (5.67) à l'avantage d'accélérer naturellement la convergence lorsque l'erreur ε_θ est élevée, car le gain en boucle ouverte devient élevé. Pour éviter toute instabilité due au dépassement de la marge de gain, on peut ajouter une petite constante au dénominateur du rapport ψ_{gQ}/ψ_{gD} tel que montré par (5.76).

$$\varepsilon_\theta = \frac{\psi_{GQ}}{|\psi_{GD}| + v} \Rightarrow G_{\varepsilon \max} = \left. \frac{\partial \varepsilon_\theta}{\partial \theta - \hat{\theta}} \right|_{\theta - \hat{\theta} \rightarrow \pm \frac{\pi}{2}} = \frac{1}{v} \quad (5.76)$$

(b) Obtention implicite de l'angle pour la commande vectorielle

Les transformées directe et inverse de Park peuvent s'exprimer sous forme matricielle tel que donné par (5.77) où $X^{\alpha\beta} = x_\alpha \ x_\beta^T$ est une grandeur électrique quelconque devant être exprimé dans le référentiel du flux dont l'angle est θ_ψ . On observe que la connaissance de cet angle proprement dit n'est pas requise, mais juste son cosinus et son sinus (C_ψ et S_ψ). On peut obtenir directement ces grandeurs à partir du vecteur flux estimé dans le référentiel $\alpha\beta$ tel que donné par (5.78). On obtient ainsi un moyen robuste de synchronisation instantanée avec le réseau, peu importe ses variations de phases. Notons que l'estimateur de flux est constitué de filtres passe-bas améliorant drastiquement le rapport signal/bruit.

$$\begin{bmatrix} x_D \\ x_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_\psi & S_\psi \\ -S_\psi & C_\psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_\psi & -S_\psi \\ S_\psi & C_\psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_D \\ x_Q \end{bmatrix} \text{ avec } \begin{cases} C_\psi = \cos(\theta_\psi) \\ S_\psi = \sin(\theta_\psi) \end{cases} \quad (5.77)$$

$$\Psi_g = \begin{bmatrix} \psi_{g\alpha} \\ \psi_{g\beta} \end{bmatrix} = |\Psi_g| \begin{bmatrix} \cos(\theta_\psi) \\ \sin(\theta_\psi) \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} C_\psi = \psi_{g\alpha} / |\Psi_g| \\ S_\psi = \psi_{g\beta} / |\Psi_g| \end{cases} \text{ avec } |\Psi_g| = \sqrt{\psi_{g\alpha}^2 + \psi_{g\beta}^2} \quad (5.78)$$

5.3.7 Implémentations numériques des systèmes de contrôles

Les structures de contrôles données précédemment doivent être transposées en programmes exécutables par des processeurs de signaux (DSP). Pour ce faire, les équations dynamiques de contrôle, notamment les intégrateurs d'estimation du flux et les différents correcteurs PI doivent être discrétisés, c'est-à-dire réécrites en termes de variables échantillonnées. Les techniques de conversion sont exposées dans [185]. Pour la présente étude, nous utilisons la transformation

bilinéaire consistant à obtenir les fonctions de transfert discrètes $H(z)$ par substitutions dans la fonction de transfert analogique $H(s)$ tel qu'exposé par (5.79). z est la variable fréquentielle discrète et T_s la période d'échantillonnage du processeur. Cette transformation convertit tout système analogique stable en une série numérique convergente, tout en permettant une grande flexibilité quant au choix de la période d'échantillonnage.

$$\begin{array}{ccc}
 H(s) & \xrightarrow{s=\frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}} & H(z) \\
 \text{espace analogique} & & \text{espace numérique}
 \end{array} \quad (5.79)$$

5.3.7.1 L'estimateur de flux par intégration numérique

Lorsque l'on intègre la tension du MR ou son estimée dans le référentiel $\alpha\beta$ (voir (5.37)), on obtient une grandeur sinusoïdale comportant un décalage constant dû à condition initiale tel que montré par (5.80). En effet, l'intégration numérique est obtenue par accumulation (somme discrète) et l'angle initial θ_o n'étant pas connu d'avance, on a systématiquement une constante qui s'ajoute à l'intégration ce contrevient à une loi fondamentale: une tension sinusoïdale est induite par un flux lui-même sinusoïdal. Ainsi, le flux virtuel obtenu par intégration pure de la tension est physiquement inconsistant.

$$\begin{aligned}
 v_{g\alpha}(t) = |V_g| \cos(\omega_g t + \theta_o) & \Rightarrow \psi_{g\alpha}(t) = \int_0^t v_{g\alpha}(\tau) d\tau = \frac{|V_g|}{\omega_g} \sin(\omega_g t + \theta_o) + \psi_{g\alpha}(0) \\
 \psi_{G\alpha}(0) = 0 & \Rightarrow \psi_{G\alpha}(t) = \underbrace{\frac{|V_g|}{\omega_g} \sin(\omega_g t + \theta_o)}_{\text{partie sinusoïdale}} - \underbrace{\frac{|V_g|}{\omega_g} \sin(\theta_o)}_{\text{décalage constant}}
 \end{aligned} \quad (5.80)$$

Pour obtenir une estimation sans erreur du flux virtuel, une opération simple consiste à extraire, à l'aide d'un filtre passe-bas, la moyenne de l'intégrale pour la retranchée de manière à obtenir uniquement la partie sinusoïdale tel qu'exprimé par (5.81). On peut faire le même

développement pour l'axe β . Les estimations ainsi obtenues par filtrage sont purement sinusoïdales cependant, on observe des erreurs d'amplitudes et de phases. Le rapport entre l'intégration exacte et celle obtenue par filtrage pour la pulsation ω_g du réseau est donné par (5.83). On en déduit l'expression (5.84) donnant la correction à apporter à l'intégrale filtrée Ψ'_g

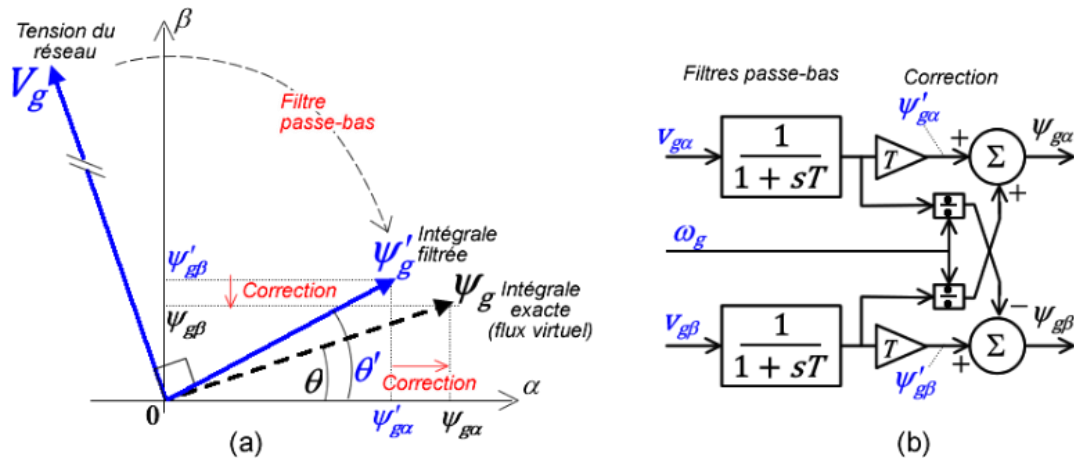


Figure 5-15 Intégration d'une grandeur sinusoïdale: (a) Illustration vectorielle; (b) schéma d'implémentation

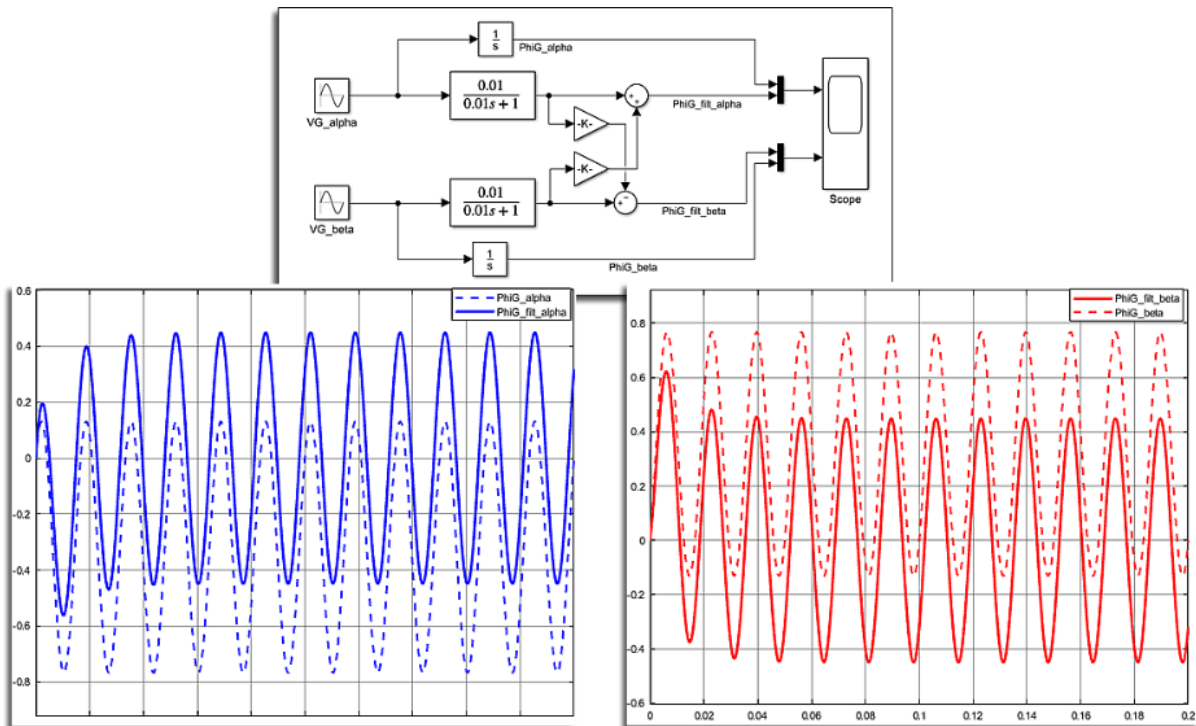


Figure 5-16 Simulation comparée de l'intégration ordinaire et de l'intégration par filtrage puis correction

à fin d'obtenir l'intégrale exacte (en phase et en amplitude) Ψ_g . Le complexe j est écrit sous sa forme matricielle pour obtenir une implémentation simple dans le référentiel cartésien $\alpha\beta$ tel qu'explicité par (5.85). La Figure 5-15 illustre l'implémentation cette technique d'intégration par filtrage avec post-correction. La Figure 5-16 montre une implémentation Simulink à l'aide de fonctions de transfert permettant de valider l'expression (5.85). On observe notamment la concordance des amplitudes et de phases, puis l'élimination de la partie constante.

$$\psi'_{g\alpha} = \underbrace{\frac{1}{s} v_{g\alpha}}_{\text{Intégrale}} - \underbrace{\frac{1}{1+sT} \left(\frac{1}{s} v_{g\alpha} \right)}_{\text{Moyenne de l'intégrale}} \Rightarrow \psi'_{g\alpha} = \frac{T}{1+sT} v_{g\alpha} = \frac{1}{1+sT} T v_{g\alpha} \quad (5.81)$$

$$\Rightarrow \psi'_{g\beta} = \frac{T}{1+sT} v_{g\beta} = \frac{1}{1+sT} T v_{g\beta} \quad (5.82)$$

$$\frac{\Psi_g}{\Psi'_g} = \frac{1/s}{T/1+sT} = \frac{1+sT}{sT} = \left(1 + \frac{1}{sT} \right) \xrightarrow{s=j\omega_g} \frac{\Psi_g}{\Psi'_g} = 1 - j \frac{1}{\omega_g T} \quad (5.83)$$

$$\Rightarrow \Psi_g = \Psi'_g - \frac{1}{\omega_g T} J \Psi'_g \quad \text{avec} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.84)$$

$$\Rightarrow \Psi_g = \begin{bmatrix} \psi_{g\alpha} \\ \psi_{g\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi'_{g\alpha} \\ \psi'_{g\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{\omega_g T} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi'_{g\alpha} \\ \psi'_{g\beta} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{cases} \psi_{g\alpha} = \psi'_{g\alpha} + 1/\omega_g T \psi'_{g\beta} \\ \psi_{g\beta} = \psi'_{g\beta} - 1/\omega_g T \psi'_{g\alpha} \end{cases} \quad (5.85)$$

En appliquant la transformation bilinéaire à la fonction de transfert du filtre passe-bas (5.86), on obtient l'équation de récurrence (5.88) exploitable dans un programme DSP. Cette opération est effectuée dans les deux axes: $\psi' = \psi'_{G\alpha}$ ou $\psi' = \psi'_{G\beta}$ et $v = v_{G\alpha}$ ou $v = v_{G\beta}$. Le terme k représente la temporalité discrète. La constante de temps T doit être choisie assez faible pour obtenir une élimination rapide de la constante d'intégration, tout en respectant la condition $T > 10T_s$ pour une convergence rapide de l'équation (5.88). On complète le filtrage numérique avec la correction donnée par (5.85).

$$H(s) = \frac{T}{1+sT} \xrightarrow{s=\frac{2z-1}{T_s z+1}} H(z) = \frac{TT_s (1+z^{-1})}{2T+T_s + T_s - 2T z^{-1}} = \frac{\psi'(z)}{v(z)} \quad (5.86)$$

$$\Rightarrow \psi'(z) = \frac{2T-T_s}{2T+T_s} z^{-1} \psi'(z) + \frac{TT_s}{2T+T_s} v(z) + z^{-1} v(z) \quad (5.87)$$

$$\Rightarrow \psi'(k) = a\psi'(k-1) + b v(k) + v(k-1) \quad \text{avec } a = \frac{2T-T_s}{2T+T_s} \text{ et } b = \frac{TT_s}{2T+T_s} \quad (5.88)$$

5.3.7.2 Les correcteurs PI

Pour la discrétisation des correcteurs PI nous employons la formule générique (5.89) où $U(Z)$ et $Y(Z)$ représentent respectivement les signaux numériques d'entrée et de sortie du correcteur.

Cette expression fait intervenir les gains K_P et K_I dont le réglage a été précédemment exposé.

Par transformation bilinéaire, on détermine l'équation de récurrence du correcteur PI donné par (5.91). Dans les cas où l'action de commande doit être bornée, on complète l'équation de récurrence par l'expression (5.93) limitant la sortie en cas de débordement du maximum permis.

$$G_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \xrightarrow{s=\frac{2z-1}{T_s z+1}} G_{PI}(z) = \frac{2K_P + K_I T_s + K_I T_s - 2K_P z^{-1}}{2(1-z^{-1})} = \frac{Y(z)}{U(z)} \quad (5.89)$$

Tableau 5-3 Paramètres du système pour les simulations et la validation pratique

Paramètres	Valeurs	Paramètres	Valeurs		
autres paramètres		Moteur à induction (Labvolt ®) Y-208V/60Hz, 2 kW, 1770 rpm, $\eta = 80\%$			
Tension entre lignes	V_{ll}	208/60 Hz	Rés. statorique	R_a	0.6 Ω
Ind. de filtrage AC	L_f	5 mH	Rés. rotorique	R_A	0.7 Ω
Rés. totale série.	R_f	0.17 Ω	Ind. de fuite statorique	L_a	66.2 mH
Cap. totale du LCC	C_{dc}	2000 μ F	Ind. de fuite rotorique	L_A	66.2 mH
Rés. de fuite du LCC	R_{dc}	56 k Ω	Ind. de magnétisation	L_m	945 mH
Tension de réf. LCC	V_{dc}^*	420 V	Inertie totale du rotor	J_r	0.3 kgm ²
Freq. de modulation	f_{PWM}	10 kHz	Paires de pôles	n_{pp}	2

abréviations: Résistance (Rés.); Inductance(Ind.); Lien Courant Continu (LCC);

$$\Rightarrow Y(z) = z^{-1}Y(z) + \left(K_p + \frac{K_I T_s}{2}\right)U(z) + \left(\frac{K_I T_s}{2} - K_p\right)z^{-1}U(z) \quad (5.90)$$

$$\Rightarrow y(k) = y(k-1) + K_o u(k) + K_1 u(k-1) \quad (5.91)$$

$$\text{Avec } K_o = K_p + \frac{K_I T_s}{2} \text{ et } K_1 = \frac{K_I T_s}{2} - K_p \quad (5.92)$$

$$y'(k) = \begin{cases} \frac{Y_{\max}}{|y(k)|} y(k) & \text{si } |y(k)| > Y_{\max} \\ y(k) & \text{si } |y(k)| \leq Y_{\max} \end{cases} \quad (5.93)$$

5.4 MISE EN ŒUVRE ET SIMULATIONS MATLAB/SIMULINK

5.4.1 Implémentations Matlab/Simulink

Le système de stockage précédemment analysé a été simulé à l'aide des outils Matlab/Simulink.

La grande inertie de la roue a été implémentée via les paramètres mécaniques de la machine.

Les principaux paramètres utilisés sont indiqués dans le Tableau 5-3. Chaque sous-système est dans un premier temps simulé séparément pour s'assurer de sa stabilité, puis des simulations d'ensemble sont effectuées pour mettre en évidence les interactions entre les différents sous-systèmes. L'implémentation finale dans un DSP fonctionnant de manière autonome étant visé, les algorithmes de contrôle sont implémentés entièrement à l'aide de scripts Matlab facilement convertibles en C/C++ ou tout autre dédié aux processeurs employés. Dans simulations pour les sous-systèmes de contrôle côté machine, de contrôle côté réseau et leur mise ensemble sont séquentiellement abordées dans les sections suivantes.

5.4.1.1 Sous-système de contrôle de la machine/roue inertielle

Le modèle Simulink de validation de la commande DTC est donné à la Figure 5-17. Le modèle est constitué de trois blocs essentiels implémentant les algorithmes de commandes développés aux sections précédentes. Les seuls paramètres requis par la commande DTC sont le nombre de paires de pôles, le flux et la vitesse nominale obtenus à partir du Tableau 5-3. Le code

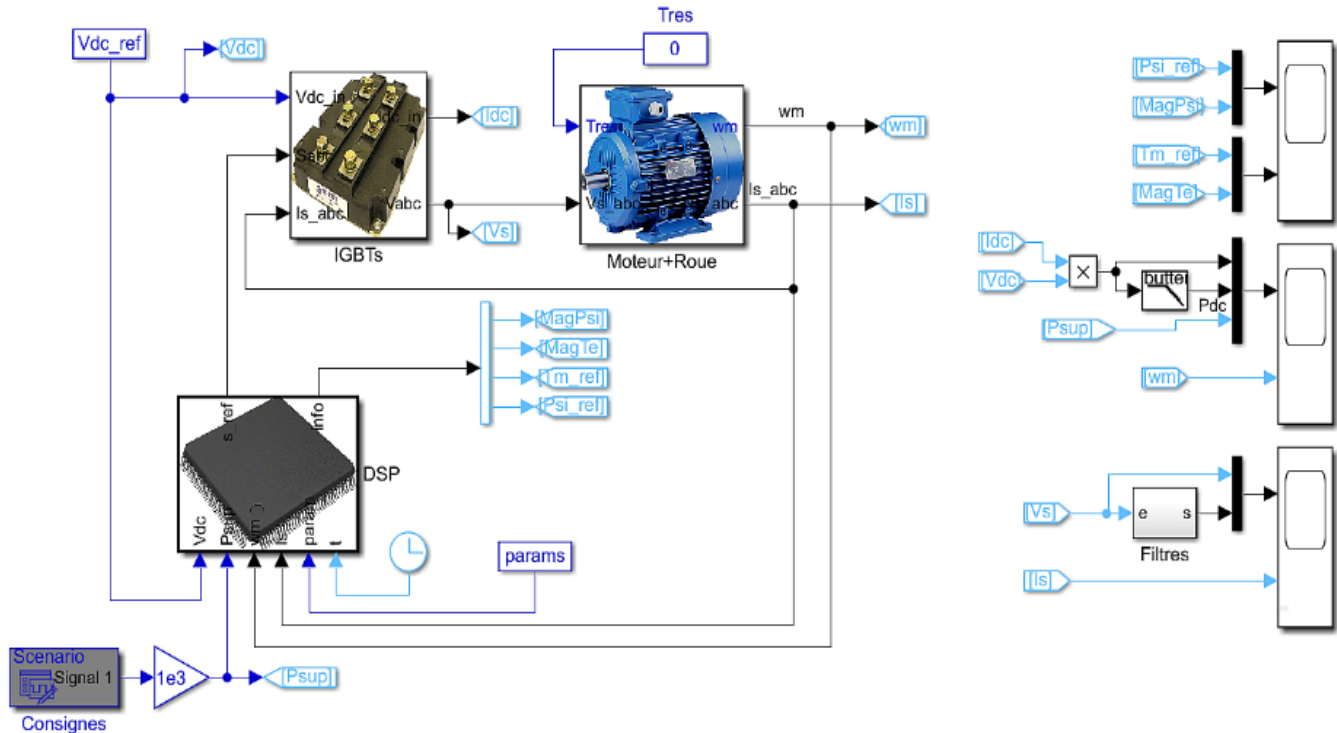


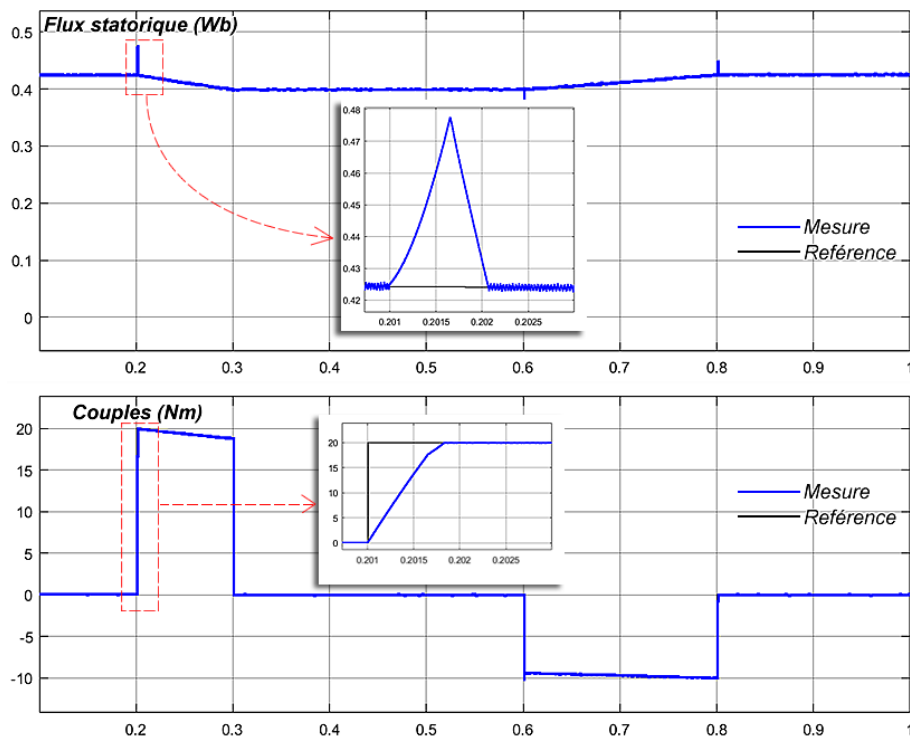
Figure 5-17 Modèle Simulink pour la vérification de la commande DTC côté machine

d'initialisation de la simulation est donné à l'annexe 3. Le bloc DSP est un bloc de script Matlab écrit de manière à faciliter le transfert vers tout autre outil de compilation et de programmation de DSP. Ce code est donné en annexe 4. Conformément aux exigences de la commande DTC, le script s'exécute à la fréquence la plus élevée possible. Un pas de simulation constant de $1 \mu\text{s}$ a été choisi pour l'exécution du modèle soumis à la consigne de commande décrite par le Tableau 5-4. Le scénario se résume à envoyer une commande de stockage de 2kW durant un dixième de seconde, suivi d'une commande de déstockage de 1 kW durant deux dixièmes de secondes. Entre ces commandes, le dispositif reçoit la consigne de maintenir son énergie (aucun échange de puissance). La vitesse initiale du dispositif de stockage est fixée à 100 rad/s , soit 955 rpm. Les principales grandeurs électriques et mécaniques sont enregistrées et affichées aux Figures 5.18, 5.19 et 5.20.

Tableau 5-4 Scénario de commande pour la simulation de la conversion côté moteur.

Temps t [s]	0	0.2	0.20	0.3	0.30	0.6	0.60	0.8	0.80	1.0
Consignes P_{sup} [kW]	0.01	0.01	2.0	2.0	0.0	0.0	-1.0	-1.0	0.0	0.0

Dans la Figure 5-18, on peut observer que la commande DTC maintient le flux à un niveau quasi-constant de 0.425 Wb qui est la valeur nominale. Des pics sortants de la bande d'hystérésis ($h_{\psi} = 10^{-3}$ [Wb]) peuvent être observés aux moments des transitions de la consigne tel que pointé aux environs de l'instant $t = 0.2$ s, cependant, la consigne est rétablie en moins d'une milliseconde. La trace du couple montre un suivi quasi parfait de la consigne, obtenu à l'intérieur du script DSP en utilisant la relation (5.27). On peut observer entre autres que la commande

**Figure 5-18 Dynamique interne de la commande DTC: mesures et références du flux et couple**

DTC permet d'obtenir un établissement rapide du couple (moins de 1 ms), sans aucun débordement. Cependant, ce dernier est essentiellement fluctuant et reste dans la bande d'hystérésis définie à $h_T = 10^{-3}$ [Nm] pour la simulation.

Les échanges de puissances ainsi que l'évolution de la vitesse de rotation sont présentés par la Figure 5-19. La vitesse montre que la machine (couplée à la roue inertielle) subit une accélération à couple quasi constant, suivi d'un maintien et d'une décélération. L'état de charge du dispositif est directement lié à la vitesse de rotation par la relation fondamentale $E_K(\omega_m) = 0.5J\omega_m^2$ exprimée en Joules. La vitesse initiale de 100 rad/s n'est pas recouverte à la fin de la simulation à cause des différentes pertes liées par exemple à la non-exploitation du

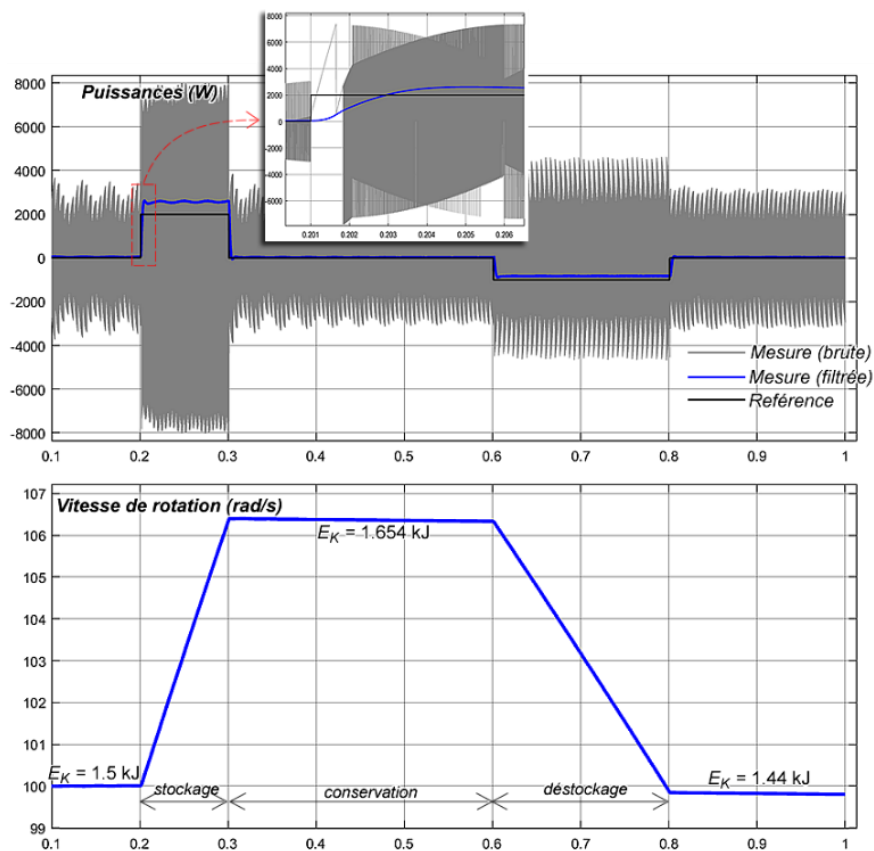


Figure 5-19 Dynamiques des variables externes: Puissances (consigne et lien DC) et vitesse de rotation de la roue

courant de la résistance statorique dans l'estimateur de flux. Ces pertes peuvent s'observer dans le graphique des puissances où la puissance obtenue sur le lien DC est comparée à la consigne. L'écart de puissance observé est proportionnel au courant absorbé par l'onduleur. Ce dernier est extrêmement fluctuant à cause de la commutation ($i_{dc} = S_{abc}^T I_s^{abc}$).

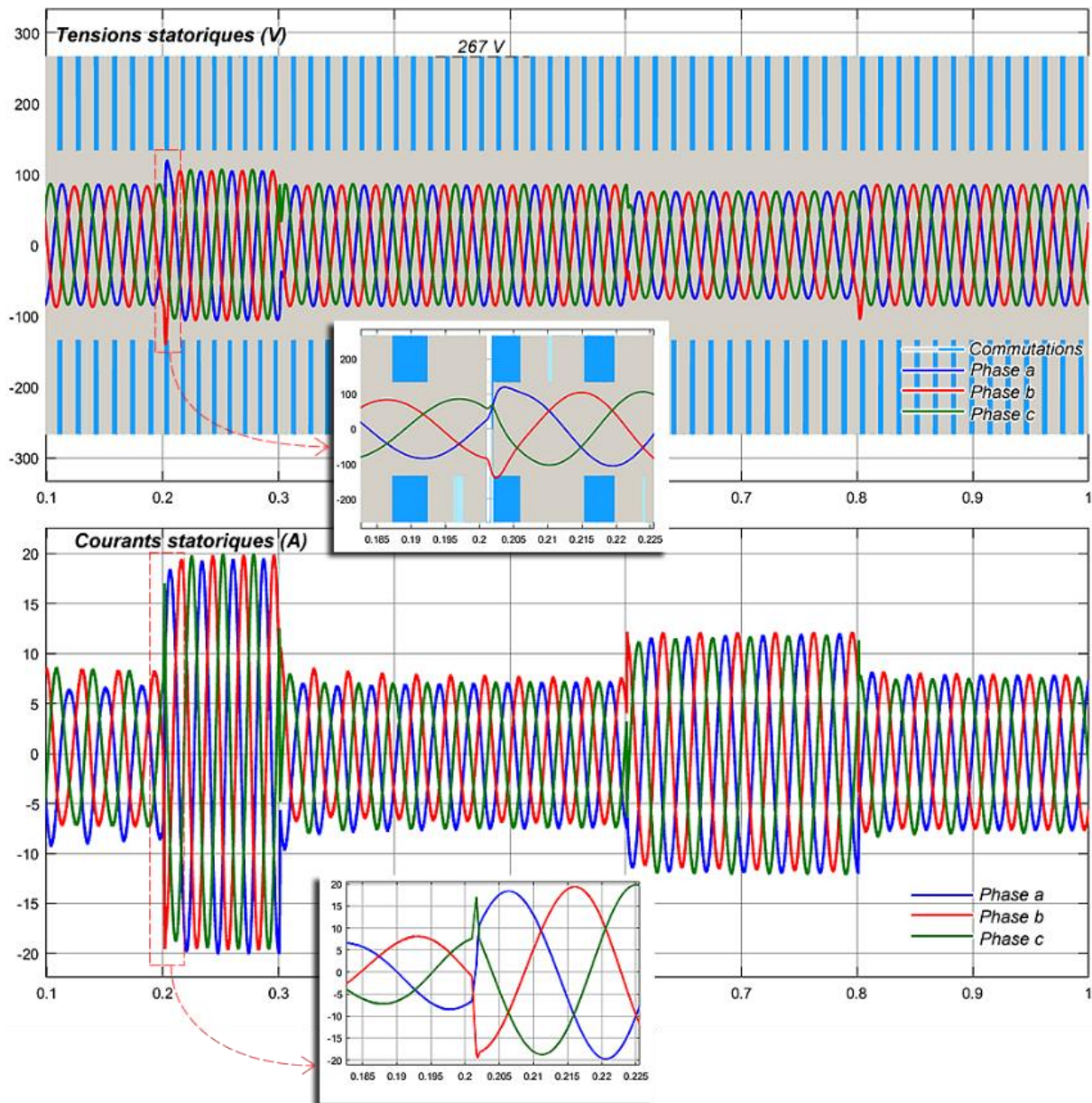


Figure 5-20 Dynamiques des tensions et des courants statoriques.

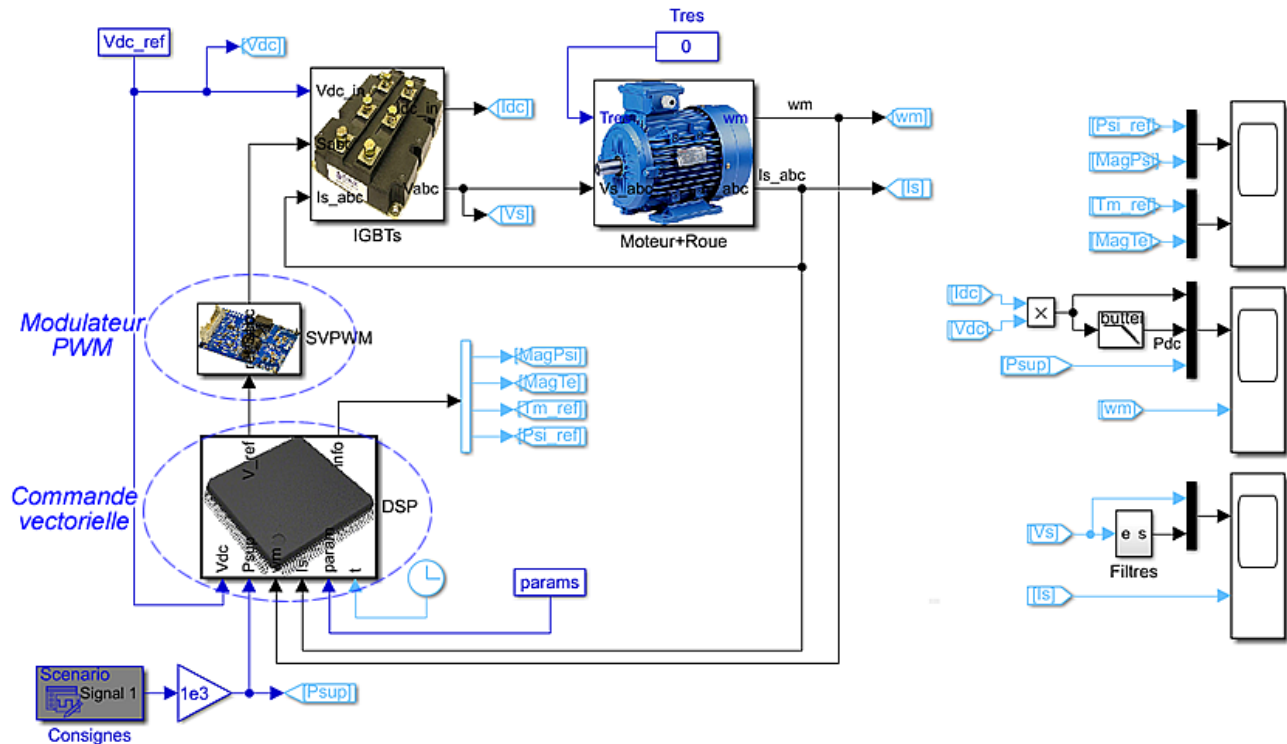


Figure 5-21 Modèle Simulink pour la vérification de la commande vectorielle côté machine

Enfin, la Figure 5-20 montre l'évolution des tensions et des courants. Les grandeurs fondamentales des tensions de phases sont extraites par filtrage pour être affichées. L'onduleur produit des niveaux de tension discrets ($\pm 1/3, \pm 2/3 V_{dc}$) générés suivant la table de commutation (voir Tableau 5-2) implémentée dans le code DSP. Les ondulations de tensions sont filtrées par le bobinage inductif de la machine, ce qui permet d'obtenir des courants triphasés sinusoïdaux. Les amplitudes de ces courants sont indirectement contrôlées à travers le maintien du couple. Il en résulte des réactions quasi instantanées. Notons cependant que ces performances s'obtiennent au prix d'une commutation excessive difficile à concrétiser avec des IGBTs réels (fréquences pouvant aller jusqu'à quelques dizaines de kHz).

Les simulations précédentes ont été reprises avec une commande vectorielle précédemment analysée. Pour cela, un bloc supplémentaire effectuant la modulation SV-PWM est ajouté et le

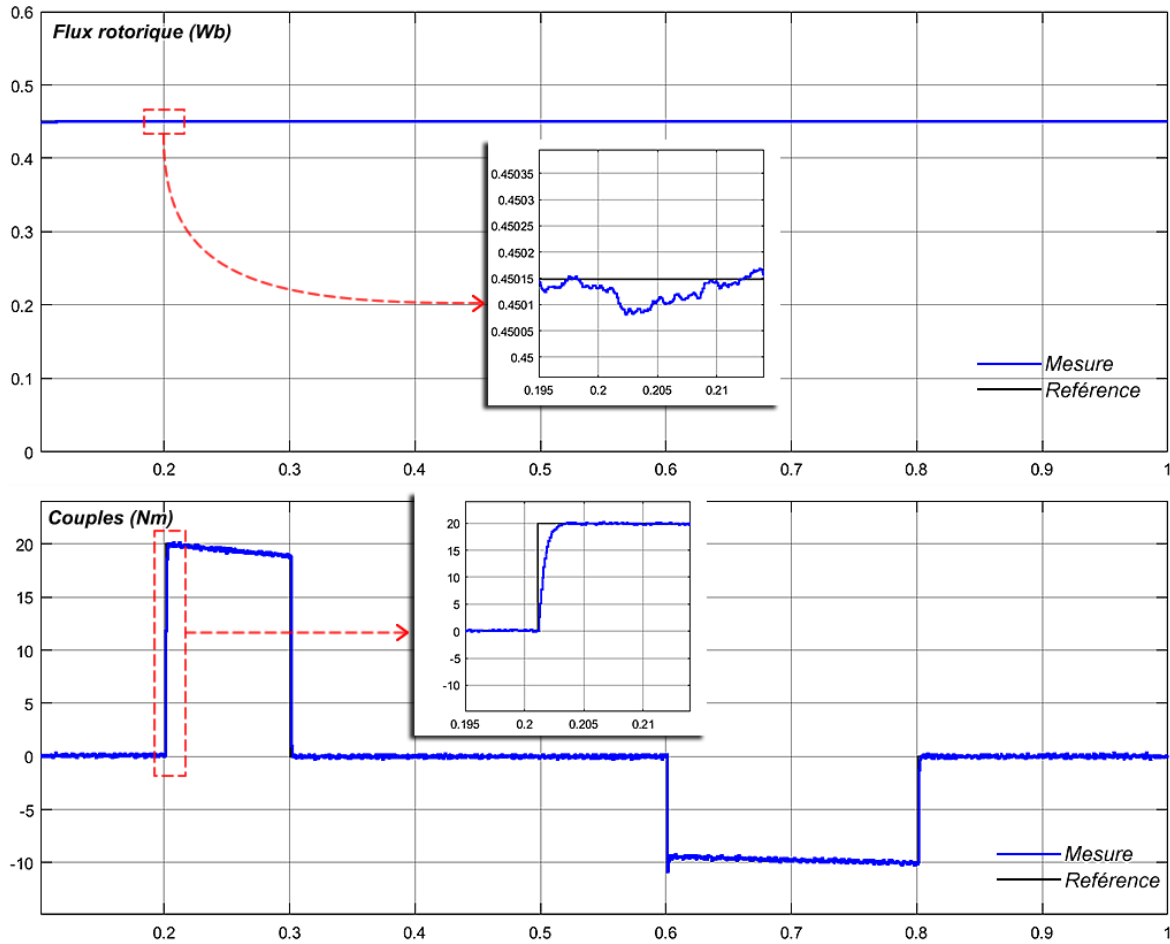


Figure 5-22 Dynamiques des Flux et des couples obtenus avec l'algorithme de commande vectorielle

modèle Simulink résultant est présenté à la Figure 5-21. Les différents régulateurs ont été réglés et discrétisés suivant les procédures exposées à la section 5.3.7 et le code exploité dans le bloc DSP est présenté à l'annexe 5.

Le code DSP est écrit de manière à simuler la routine d'interruption permettant les calculs et la mise à jour périodique des variables de contrôle. Une période d'échantillonnage de 200 μ s a été utilisée pour la régulation des courants. Les résultats obtenus pour les flux et les couples sont présentés à la Figure 5-22. Avec les paramètres des contrôleurs PI calculés, on observe un suivi quasi parfait des variables de références.

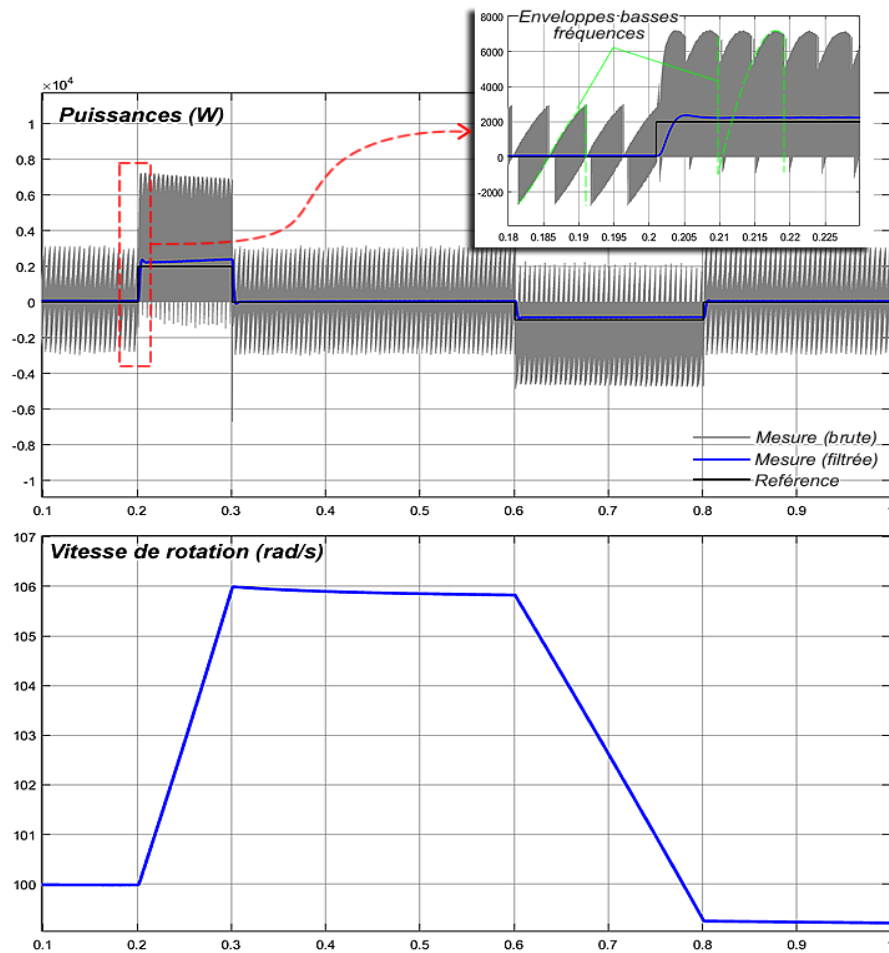


Figure 5-23 Dynamiques des puissances et de la vitesse de rotation

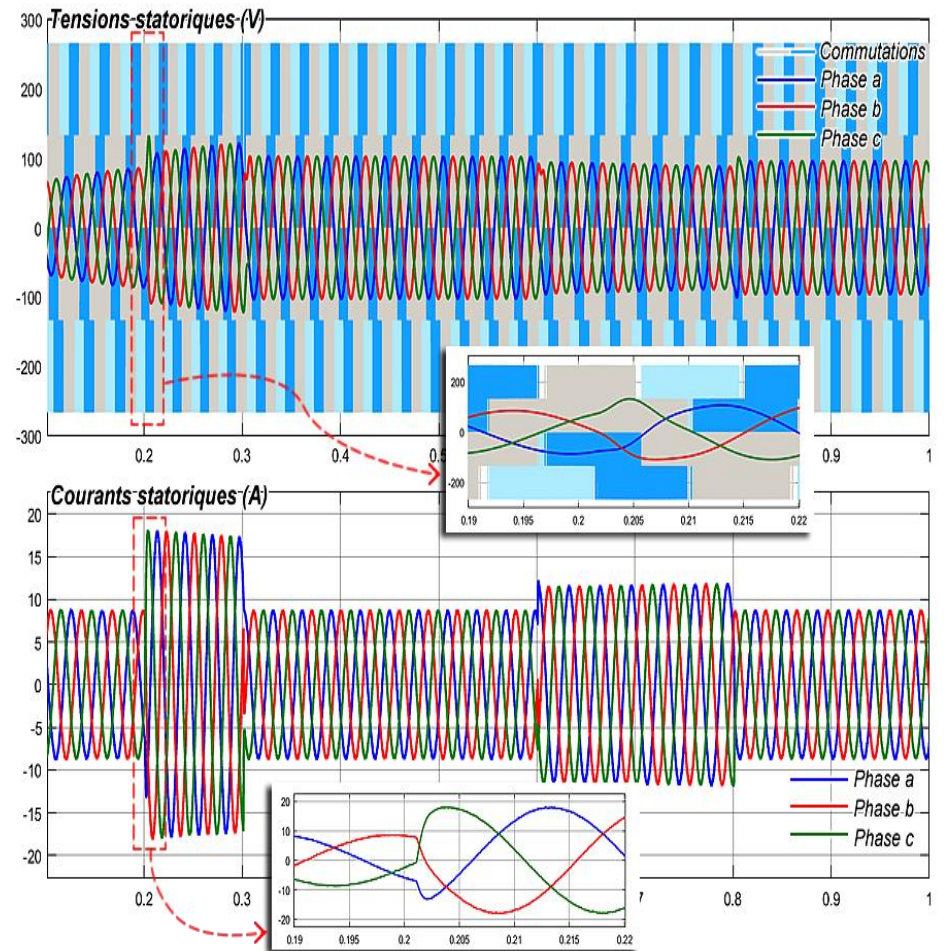


Figure 5-24 Dynamique des tensions et des courants

Compte tenu des fréquences de commutations plus faibles, le couple mesuré est plus fluctuant que dans le cas de la commande DTC où ces fluctuations sont directement bornées. Des résultats semblables sont obtenus pour la dynamique de la vitesse de rotation (voir Figure 5-23), avec cependant une tendance plus poussée à l'autodécharge (décroissance de la vitesse) lorsque la consigne de puissance s'annule. Ceci est le résultat d'un suivi moins strict du couple de référence associé aux pertes de commutation de l'onduleur.

Les courbes de puissances de la Figure 5-23 montrent un caractère moins chaotique de la puissance brute observée sur le lien DC. Ceci montre que la commande vectorielle permet de réduire le courant efficace absorbé par les capacités de filtrage du lien DC, ce qui permet de réduire les pertes dynamiques responsables de l'échauffement parfois destructeur de ces composants. Les dynamiques des tensions et des courants présentées à la Figure 5-24 montrent des capacités de filtrage similaires avec un profil de commutation plus harmonieux grâce à la commutation à fréquence fixe du modulateur PWM employé. La commande vectorielle offre donc d'excellentes performances avec des exigences matérielles réduites, notamment en ce qui concerne les capacités de filtrage et la vitesse de commutation.

5.4.1.2 Sous-système de contrôle côté réseau

Les analyses effectuées à la section 5.3.3.2 et les constats de la section précédente montrent que côté réseau, la commande directe de puissance peut être implémentée au travers de la commande vectorielle, en considérant les fonctions de transfert des puissances (voir Figure 5-10(b)). Cette technique a été employée pour évaluer l'algorithme de contrôle côté réseau. Le modèle Simulink est présenté à la Figure 5-25. Le scénario utilisé côté machine est reporté ici pour d'injection de puissance dans le lien DC, simulant ainsi la dynamique de l'onduleur côté machine. Le bloc "microréseau" est constitué d'une source de tension triphasée de 208V / 60Hz. Les filtres côté

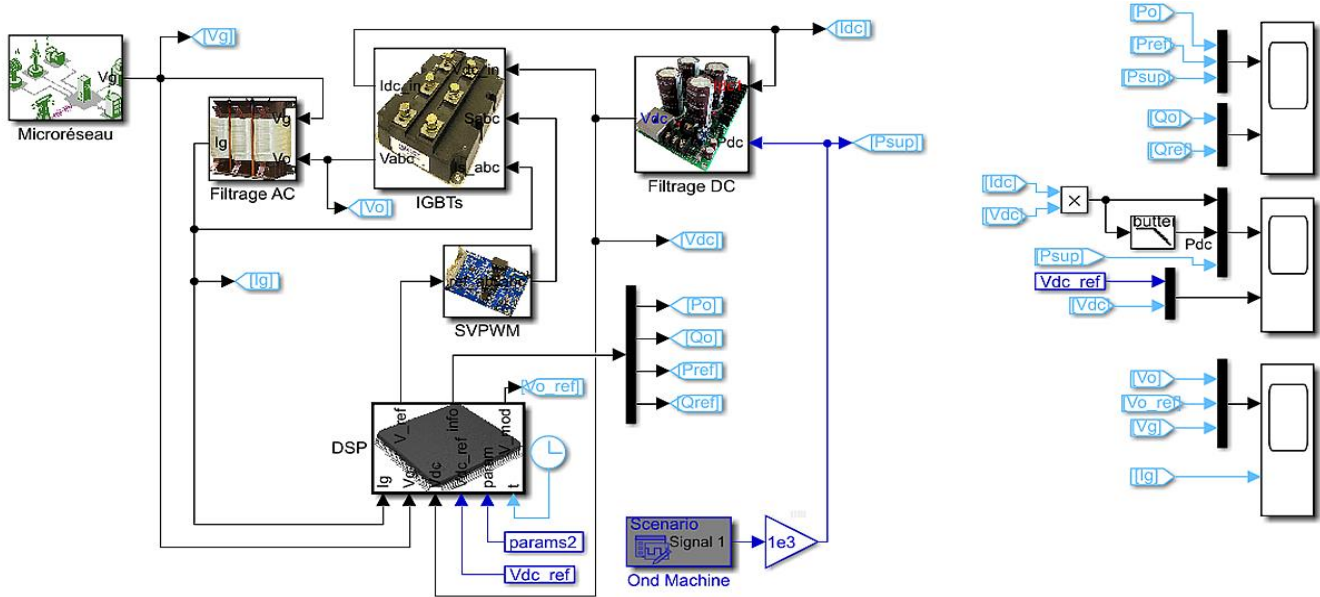


Figure 5-25 Modèle Simulink pour l'évaluation de l'algorithme de contrôle côté réseau

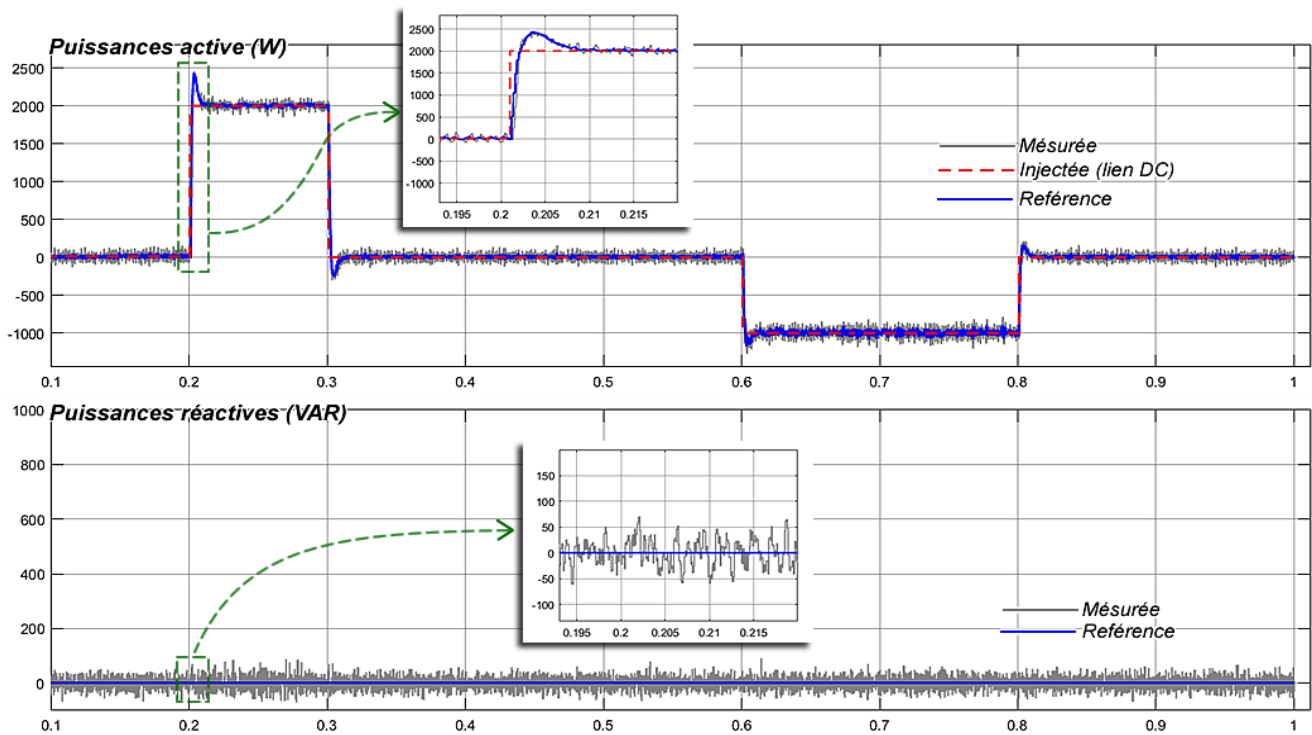


Figure 5-26 Dynamiques des échanges de puissances côté réseau

DC et AC sont remplacés par leurs modèles respectifs. La référence de tension du lien DC est fixée à 400V appliquée au bloc DSP qui contient le code de régulation de tension. Par ailleurs, les courants triphasés côté sont utilisés par le bloc DSP pour estimer les puissances échangées.

La puissance réactive de référence est maintenue nulle pour obtenir un facteur de puissance unitaire. Le code DSP est donné en annexe 5.

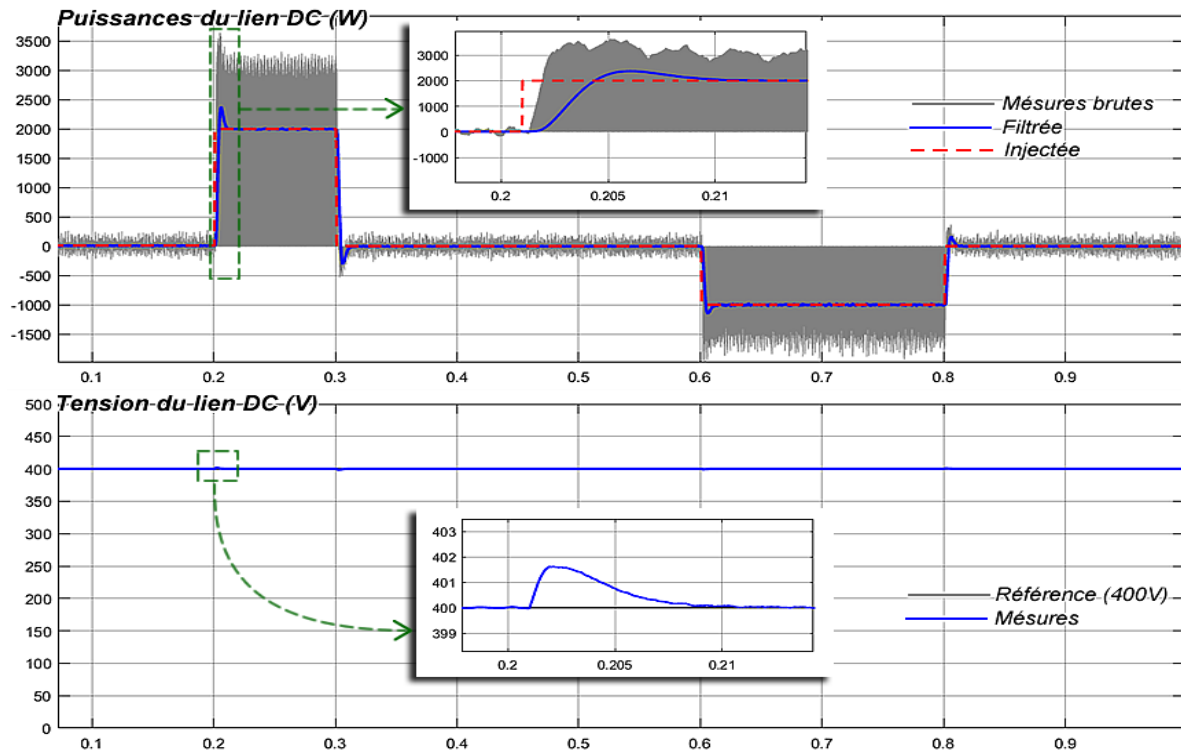


Figure 5-27 Dynamique des puissances et de la tension côté continu

Les résultats de simulations sont semblables avec ou sans mesure directe de la tension du réseau. Dans chaque cas le flux virtuel est évalué et utilisé pour générer les tensions de contrôle. La Figure 5-26 présente la dynamique des puissances échangées avec le MR lorsque l'on injecte de la puissance dans le lien DC. On observe des réactions rapides et précises du système onduleur-DSP permettant le transfert quasi instantané de la puissance vers le réseau. Par ailleurs, le découplage des puissances est quasi parfait dans la mesure où la puissance active injectée peut varier dans grandes proportions sans impact sur la puissance réactive dont la moyenne reste verrouillée sur la référence nulle imposée.

Les principales grandeurs côté DC (entrée de l'onduleur) sont présentées par la Figure 5-27. De plus, on peut observer un bon suivi de la référence, la commutation permettant l'établissement

de la puissance moyenne en moins de 10 ms. Durant le scénario, la tension mesurée sur le bus DC possède un pic maximum de moyen de 0.5% pour une variation de puissance de 2kW. La référence est rétablie en moyen de 10 ms, le temps que l'onduleur met pour réguler l'échange de puissance avec le MR.

La montre la dynamique des tensions et des courants côté MR. L'action de l'onduleur se résume à changer de manière quasi instantanée l'amplitude et la phase de la tension générée de manière à produire les courants triphasés permettant les transferts de puissances voulus. L'injection de courant est donc implicitement contrôlée par les boucles de puissance active et réactive.

5.4.1.3 Mise ensemble des deux sous-systèmes

Le modèle Simulink utilisé pour évaluer le système global est présenté à la Figure 5-29. Les algorithmes de contrôle sont implémentés de manière séparée dans les blocs DSP1 et DSP2,

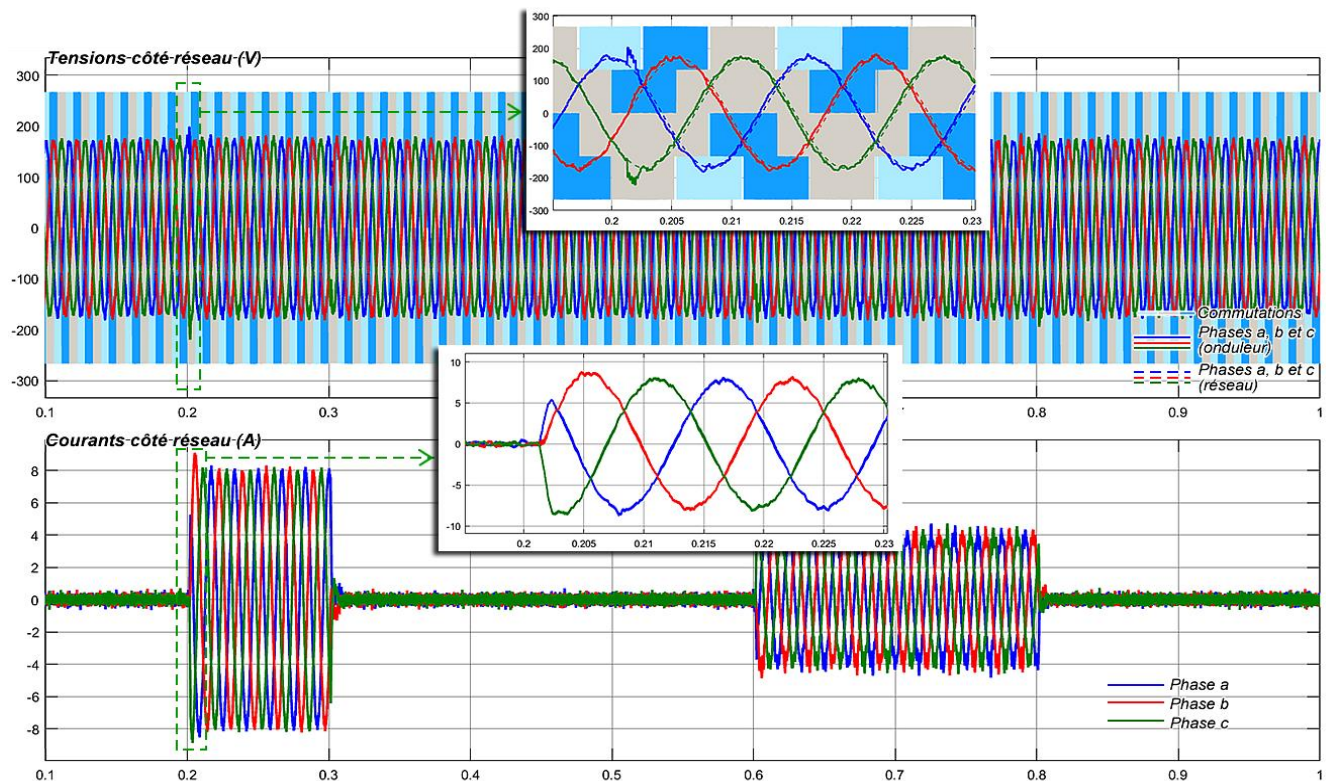


Figure 5-28 Dynamique des tensions et des courants côté réseau

mais peuvent être exécutés par le même composant physique effectuant du multitâche séquentiel ou parallèle. Le scénario utilisé pour les sous-systèmes séparés est une fois de plus appliqué au système global et principales courbes sont affichées à la Figure 5-30.

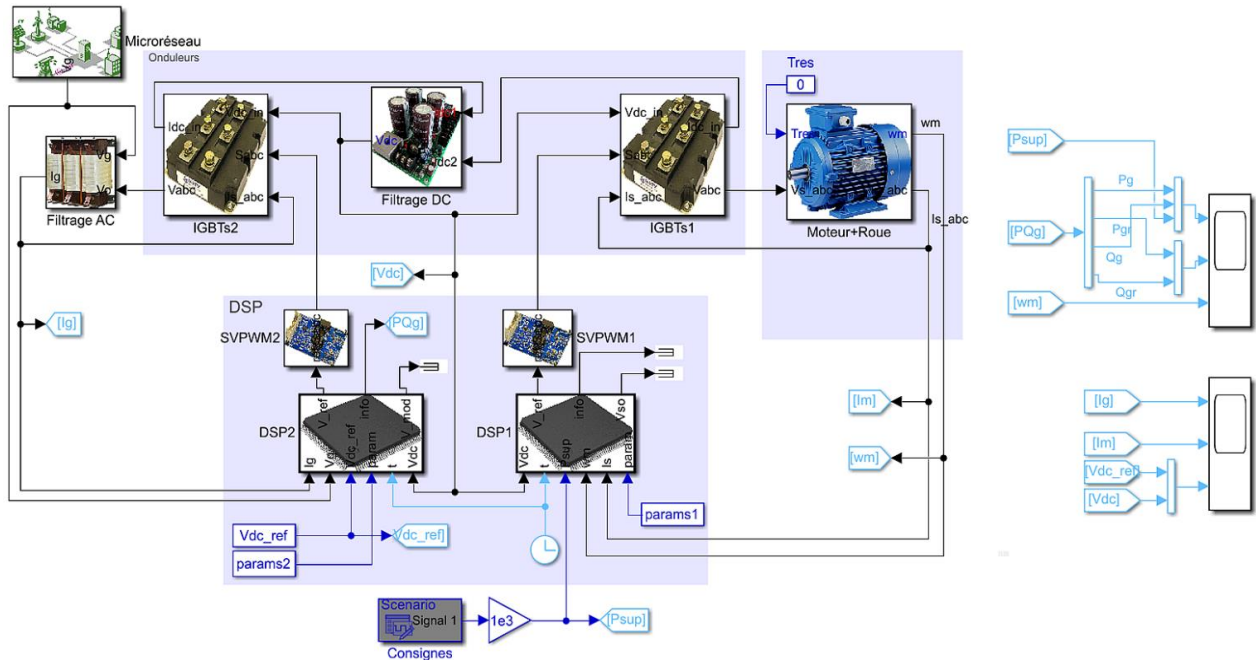


Figure 5-29 Modèle Simulink du système de stockage complet

Les courbes montrent que le système répond avec précision aux demandes de charge/décharge P_{sup} de puissance issues du contrôleur de niveau supérieur. Le modèle montre entre autres que la tension du bus DC est maintenue stable, avec des pics de variations ne dépassant pas 1% de la valeur de référence. Les puissances actives et réactives produites au niveau du réseau restent découplées, ce qui permet une grande flexibilité dans quant aux stratégies de supervision du microréseau.

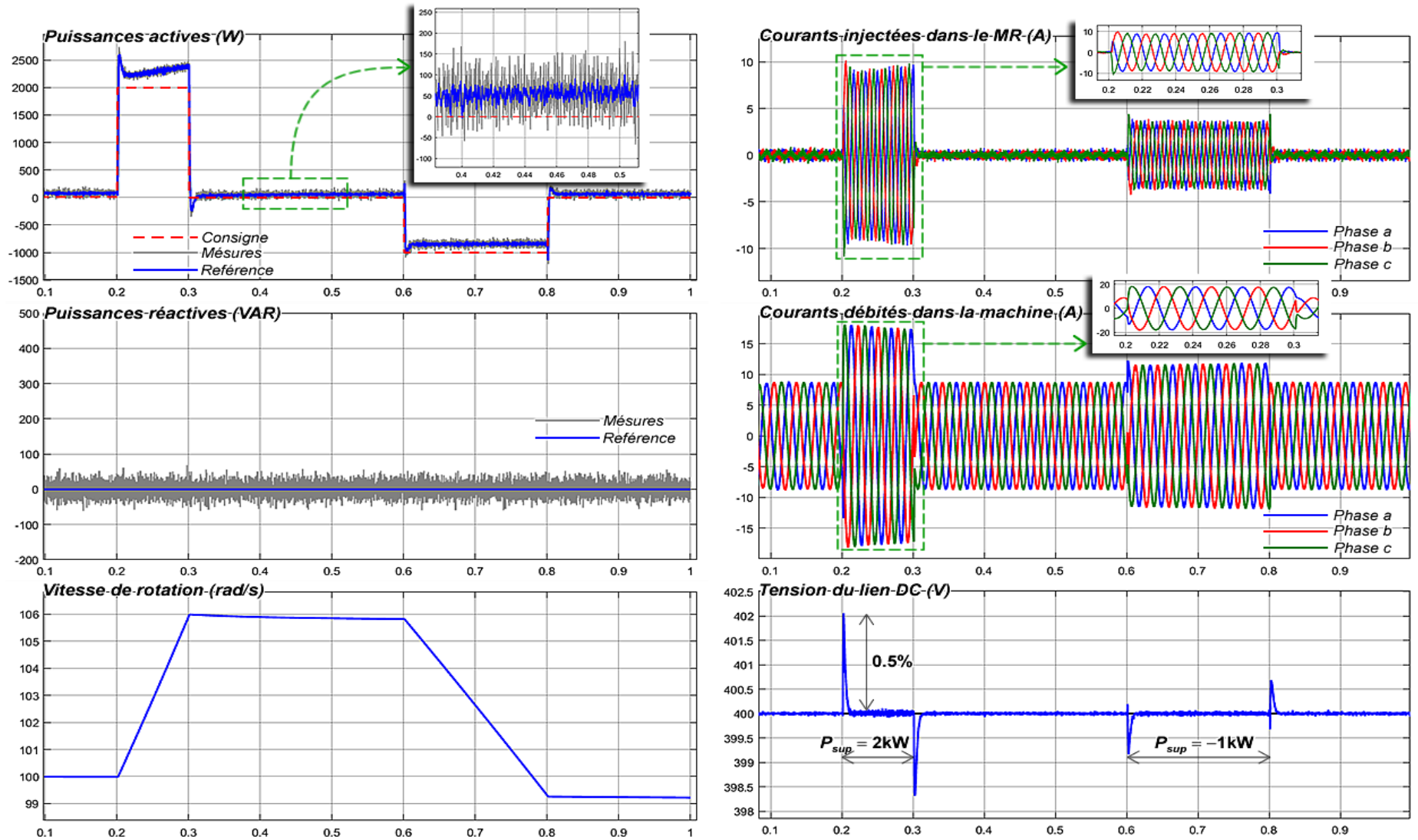


Figure 5-30 Dynamique des grandeurs électriques et de la vitesse de rotation pour le modèle assemblé du système de stockage

Notons cependant que l'algorithme DSP2 agissant en réaction aux injections de puissances issues de l'action du DSP1, leurs temps de réponse s'additionnent. Une amélioration consiste à insérer une proaction dans le DSP2 en lui appliquant la référence de puissance P_{sup} en addition à la puissance de référence issue du régulateur de tension DC inter-onduleurs. Les résultats obtenus sont représentés à la Figure 5-31. On peut observer augmentation globale de la rapidité du dispositif et une réduction des perturbations de la tension du lien DC. Ainsi, des puissances élevées peuvent transférées durant des temps très courts, de façon absolument transparente.

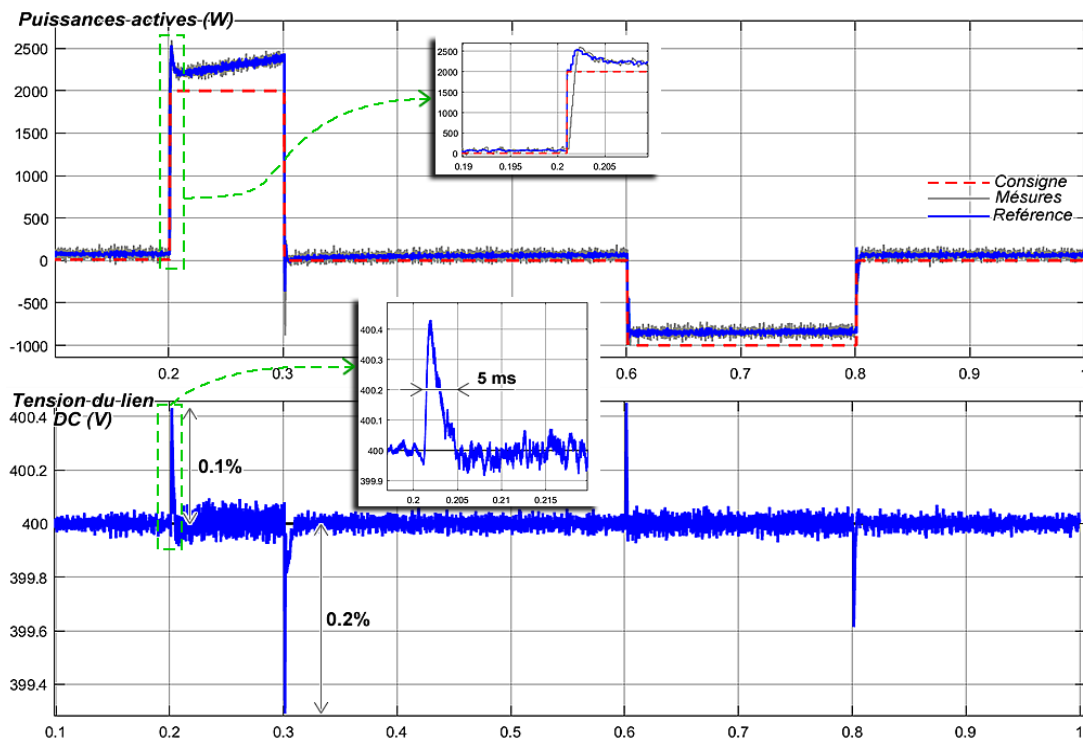


Figure 5-31 Améliorations apportées par l'ajout d'une ligne de proaction de puissance sur l'onduleur coté réseau

5.5 VALIDATIONS EXPÉRIMENTALES DES ALGORITHMES DE CONTRÔLE

Pour la mise en œuvre expérimentale du système de stockage inertiel, les algorithmes de contrôle contenus dans les blocs DSP1 et DSP2 de la Figure 5-29 ont été traduits en utilisant le

module Matlab-Coder® et adaptés pour être compilés à l'aide des outils de développements pour systèmes embarqués (GNU ARM et Eclipse). Le processeur est une STM32F407 de la firme STMicroelectronics, possédant une unité de calcul à virgule flottante avec une capacité de 210 méga-instructions par seconde, lorsque cadencée à 168Mhz. Ce processeur possède entre autres tous les périphériques nécessaires à l'acquisition simultanée des signaux analogiques (tensions, courants et vitesse) et à la génération des 12 lignes de commandes PWM (6 par onduleur) et la circuiterie de sécurité associée (insertion des temps morts et protection contre les surintensités). Il possède aussi plusieurs interfaces RS232 à haut débit servant aux échanges avec le PC hôte. Notons que la firme Texas-Instruments offre aussi plusieurs produits du même calibre, notamment les processeurs TMS320f283xx pouvant servir pour le présent travail. Un aperçu du dispositif expérimental est donné à la Figure 5-32.

Pour mettre en situation la structure de stockage construite, la maquette expérimentale illustrée par la Figure 5-33 a été utilisée. La microgénération (hydroélectrique ou Diesel) est émulée par un assemblage électromécanique de machines synchrones de LabVolt ((1)-(2), voir chapitre 3). L'énergie de cet ensemble est issue du secteur 208/60Hz (d'Hydro-Québec) et contrôlée par un variateur de vitesse de 4 kW (l'Altivar 71 de Schneider Electric) permettant de réguler la pulsation électrique $\omega_e \approx 377$ rad/s. Les paramètres du variateur de vitesse sont ajustés pour simuler le comportement dynamique d'une microsource à forte inertie. La tension produite est utilisée pour alimenter un banc de résistances de 1kW/208V via un interrupteur statique

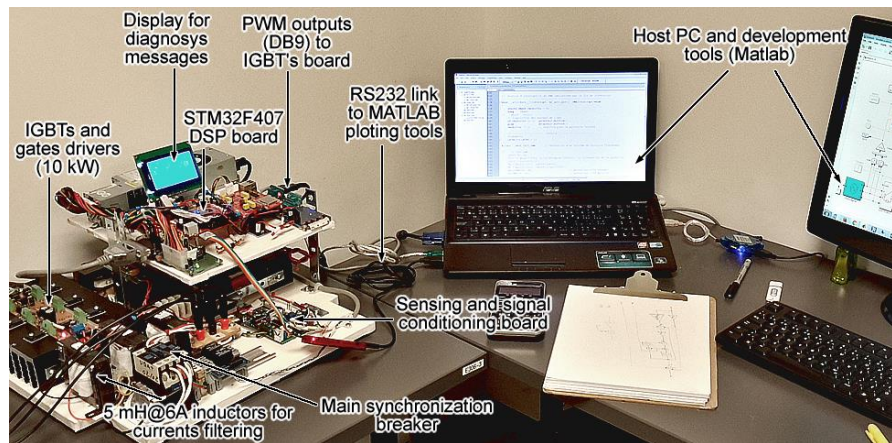


Figure 5-32 Aperçue du dispositif expérimental.

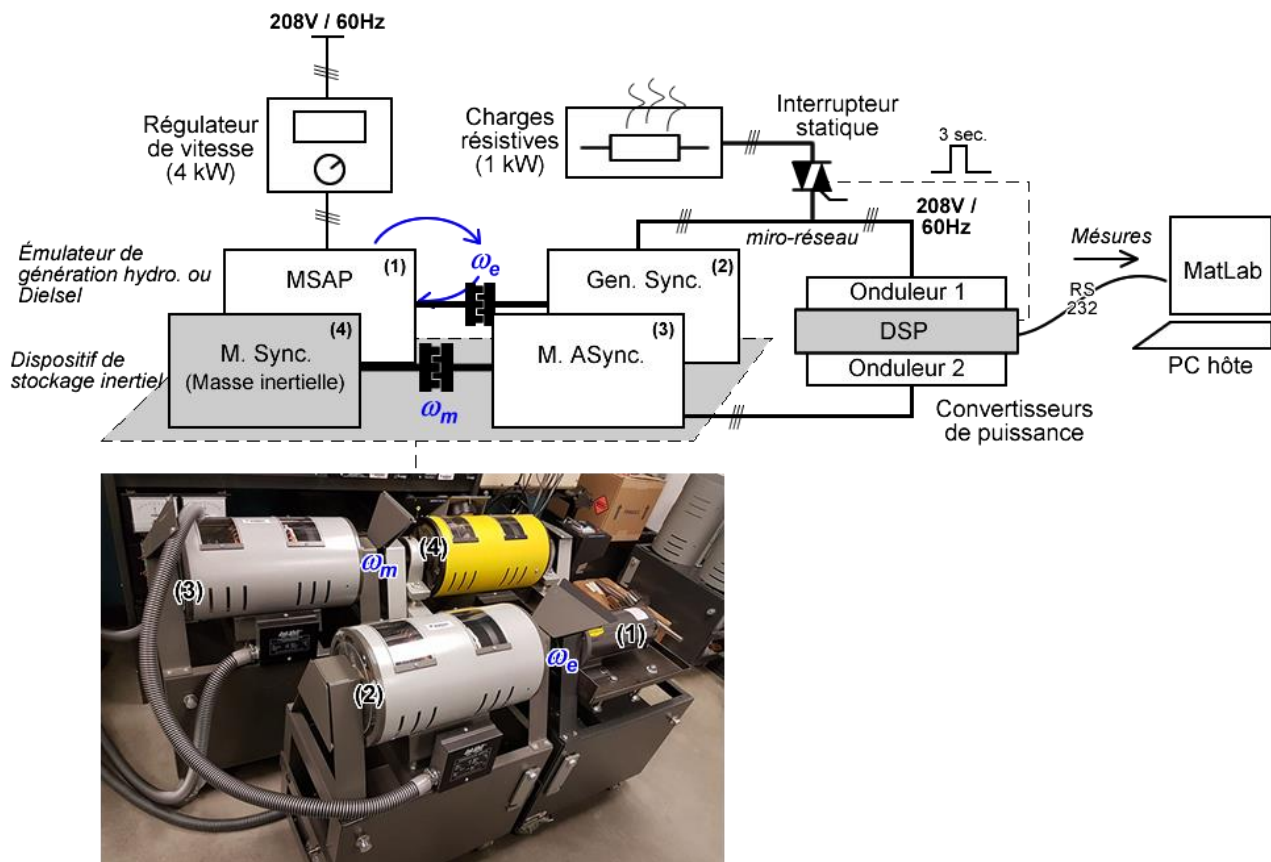


Figure 5-33 Dispositif expérimental pour l'analyse de l'impact du stockage inertiel.

permettant des commutations rapides et précises. Le dispositif de stockage inertiel construit est connecté à cette micro-alimentation (en parallèle avec la charge) pour appuyer la stabilisation de fréquence. L'assemblage de machines ((3)-(4)) constitue la partie électromécanique du

stockage inertiel. Observons que la machine (4) est simplement utilisée comme masse inertielle. Les consignes sont émises à partir de la plateforme Matlab à l'aide du lien RS232 et les données échantillonnées par le processeur de contrôle sont récupérées par le même lien et affichés à l'aide des outils graphiques de Matlab.

Le test consiste à commuter rapidement la charge résistive avec et sans action du stockage inertiel afin d'évaluer d'analyser la stabilisation de fréquence. Les principales courbes enregistrées sont présentées à la Figure 5-34. Les évolutions de la fréquence avec et sans Stockage inertiel (SI) montrent que cette dernière sujette à de grandes perturbations si le SI est

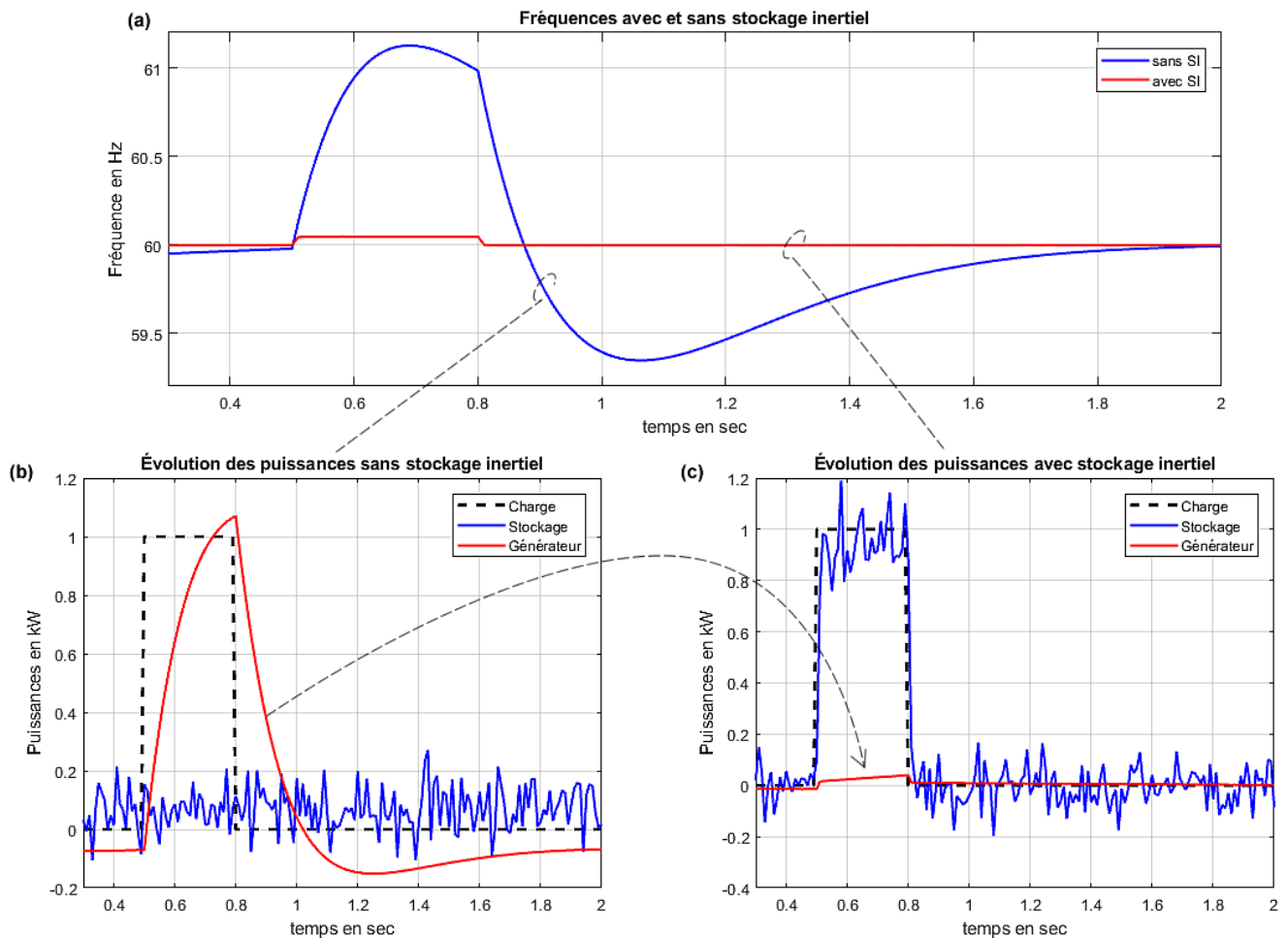


Figure 5-34 Évolution (a) de la fréquence avec et sans Stockage inertiel (SI), (b) puissances avec SI désactivé et (c) stockage avec SI activé.

désactivé. Les perturbations de la fréquence peuvent durer plusieurs secondes. Les courbes de puissances sans SI (Figure 5-34(b)) que le générateur est seul à répondre à la demande de puissance de la charge. Ce dernier agissant lentement, ne peut pas compenser de déficit de puissance.

Lorsque le SI est activé, les courbes de puissances de la Figure 5-34(b) montrent que le dispositif de stockage répond quasi instantanément pour appuyer le générateur et la fréquence du générateur reste quasi-constante. En effet, l'appel de puissance est amorti par le stockage et l'impact sur le générateur est pratiquement inexistant. Dans ce cas, on peut observer que le contrôleur actionnant le dispositif de stockage estime en temps réel le déficit de puissance dans le microréseau (écarts avec la référence) et agit en suiveur pour en minimiser l'impact sur la fréquence.

5.6 CONCLUSIONS

Ce chapitre avait pour points saillants les principaux défis d'ingénierie rencontrés lors de l'implémentation d'une solution stockage inertiel. Les relations existantes entre l'équilibre des puissances et la pulsation d'un microréseau AC ont été analysées. Il en ressort qu'un microréseau possède des réserves de rotation moindres, compte tenu de la faible inertie des génératrices synchrones connectées. Ainsi, il a été constaté qu'en fonctionnement autonome les variations de fréquences peuvent être très élevées et provoquer des déclenchements intempestifs des relais de sécurité.

Les charges et décharges du dispositif inertiel sont basées sur l'accélération ou décélération d'une masse tournante couplée à une machine électrique. Les principales composantes d'un dispositif de stockage ont été présentées et modélisées. Partant des modèles développés des structures de

contrôle ont été dégagées. L'interface d'électronique de puissance, constituée de deux onduleurs séparés par un lien courant continu, a été présentée et les structures de contrôle associées ont été analysées. En ce qui concerne le contrôle de la masse tournante, la commande directe du couple (DTC) et la commande vectorielle ont été envisagées, et simulées à l'aide des outils Matlab/Simulink. Il a été constaté que ces deux commandes ont des performances semblables, la commande vectorielle présentant l'avantage d'être facilement implémentable au moyen des processeurs de signaux usuels, et d'être moins perturbatrice pour le lien DC.

Concernant l'interface côté réseau, le contrôle direct de puissance a été analysé et une nouvelle stratégie de régulation des puissances injectées dans le microréseau a été proposée. Cette dernière permet un meilleur découplage entre les puissances actives et réactives injectées. Des stratégies unifiées de réglage des multiples contrôleurs PI intervenant dans les structures de contrôles ont été développées et validées par les simulations.

Enfin, Une validation globale de la conception a été effectuée en laboratoire en utilisant un microréseau minimal constitué d'un émulateur de microturbine, d'une charge résistive et du dispositif de stockage inertiel construit. L'analyse de la réponse à une forte perturbation impulsionnelle de la consommation nous a permis de confirmer l'action régulatrice du dispositif de stockage inertiel mis en œuvre.

CHAPITRE 6

ÉTUDE DE L'INTERFAÇAGE DES MICROSOURCES DANS LE MICRORÉSEAU

6.1 INTRODUCTION

L'intégration des sources d'énergie renouvelables (RES), le stockage de l'énergie (ES) et la compensation sont les points clés du développement des MR. La Figure 6-1 illustre l'organisation générale d'un dispositif d'intégration d'une source renouvelable dans un MR. Premièrement, l'énergie primaire (panneaux solaires, génératrices synchrones ou asynchrones d'éolienne ou de microcentrale hydroélectrique) est convertie en énergie électrique à l'aide d'un onduleur ou d'un hacheur. La puissance ainsi extraite est disponible sous forme continue. Cette dernière est ensuite traitée par une structure d'onduleur qui régule l'injection de puissance par le biais de nombreuses boucles de contrôles. À la fin de cette chaîne de conversion, un filtrage alternatif (AC) permet de bloquer les harmoniques hautes fréquences générées par la commutation des transistors constituant l'onduleur. La structure du stockage inertiel analysé dans le chapitre précédent en est un exemple.

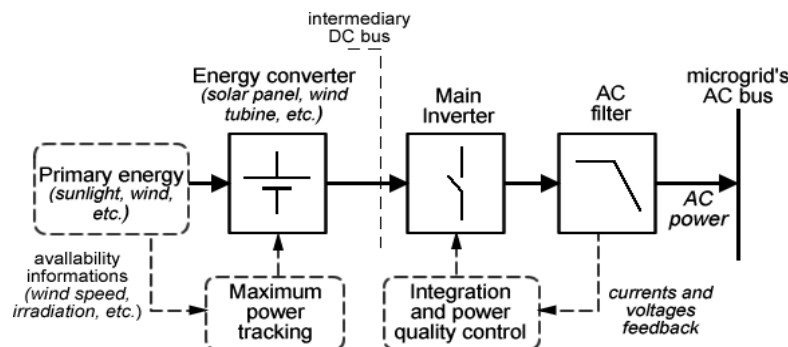


Figure 6-1 Structure généralisée d'injection de puissance dans un microréseau AC

Suivant la structure de commande utilisée, l'onduleur connecté dans un MR peut assumer trois rôles principaux [53]: maître ou principal, support générateur de tension et support générateur de puissances. Les onduleurs maîtres fonctionnent de manière autonome, fixant ainsi la fréquence d'alimentation et le niveau de tension au point de connexion tel que le ferait un générateur synchrone d'une source traditionnelle (voir chapitre 4). L'onduleur de support est une source contrôlée par une boucle de niveau 2 (voir section 2.5.2) pouvant ajuster les transferts de puissances (PQ) en fonction des niveaux de tension-fréquence (Vf^*) souhaités, ou pouvant ajuster les niveaux de tensions-fréquence (Vf) en fonction des transferts de puissances (PQ^*) souhaités. Dans le premier cas (PQ contrôlé par Vf^*) l'onduleur de support est assimilable à une source de courant (générateur-PQ), tandis que dans le deuxième cas (Vf contrôlé par PQ^*) il peut être assimilé à une source de tension (générateur-Vf). Ainsi, le dispositif de stockage inertielle étudié au chapitre précédent est une source-PQ. Le synchronisateur (détecteur d'angle) un élément clé de l'onduleur de support qui doit rester synchronisé avec le bus AC du MR qu'il alimente [53, 186, 187].

Dans le présent chapitre seuls les onduleurs de support sont considérés dans la mesure où un générateur conventionnel équipé d'une génératrice synchrone est utilisé en tant que générateur maître (diésel ou microhydroélectrique). Des pages qui suivent, nous traitons dans un premier temps de la conception de contrôle d'un onduleur de support, avec pour objectif principal de proposer des modifications permettant d'améliorer son comportement dynamique. Dans un deuxième temps nous proposons une procédure d'identification en temps réel des paramètres d'un filtre du premier ordre, pouvant être appliqué aussi bien du côté continu qu'alternatif de l'onduleur.

6.2 DESCRIPTION DU SYSTÈME ET MODÉLISATIONS

6.2.1 Description

La Figure 6-2 illustre la structure typique d'un onduleur triphasé de support d'un MR. Le bus CC situé à l'entrée de l'onduleur principal est alimenté par le courant de sortie i_{DER} de source d'énergie. Fondamentalement, la structure de commutation de l'onduleur peut être vue comme une source de tensions alternatives contrôlées, en série avec plusieurs composantes hautes fréquences constituantes des bruits de commutation. Les états de commutation S_{abc} sont régis par la stratégie de modulation du vecteur tournant de tension V_{inv} généré. La technique SVM [188, 189] permet de minimiser la production d'harmoniques et garantit une restitution fidèle du fondamental produit par les boucles de contrôles. De plus, en choisissant une fréquence de commutation assez élevée (quelques dizaines de kHz), les bruits de commutation sont aisément éliminés par des filtres passifs du premier ordre.

En mode générateur-PQ, le vecteur I_{inv} des courants injectés est contrôlé pour obtenir le transfert des puissances souhaitées. Pour le support V_f , c'est le vecteur de tensions de sortie V_o qui est contrôlé en fonction des puissances et l'onduleur en série avec l'ensemble du filtre AC est considéré comme une source de tension contrôlée.

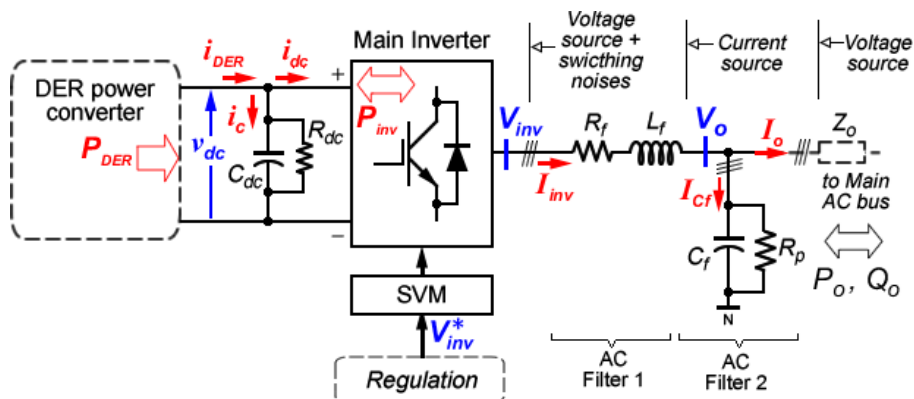


Figure 6-2 Système générateur-PQ pour le support d'un microréseau

6.2.2 Modélisation

Les modèles dynamiques des onduleurs utilisés pour l'intégration au réseau sont exposés dans la littérature [153, 190]. Lorsque l'onduleur est destiné à être contrôlé par des régulateurs linéaires (PID), la dynamique du système peut être réduite à celle du condensateur de la liaison DC et du filtre AC la sortie de l'onduleur. Ces dynamiques sont résumées par les équations différentielles données par (6.1)-(6.3). Les équations liées à la dynamique des filtres AC ((6.2) et (6.3)) sont écrites dans le référentiel stationnaire ($\alpha\beta$), et on a un total de cinq équations dynamiques. Du côté du réseau, l'onduleur échange des puissances actives et réactives (P_o et Q_o) respectivement exprimées par (6.4) et (6.5). Ainsi, la dynamique de la tension du condensateur de filtrage continue v_{dc} est liée aux variables d'état du filtre de sortie $V_o^{\alpha\beta}$ et $I_{inv}^{\alpha\beta}$ à travers la puissance active transférée P_{inv} donnée par (6.4).

$$C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{v_{dc}}{R_{dc}} = i_{DER} - i_{dc} \quad (6.1)$$

$$L_f \frac{dI_{inv}^{\alpha\beta}}{dt} + R_f I_{inv}^{\alpha\beta} = V_{inv}^{\alpha\beta} - V_o^{\alpha\beta} \quad (6.2)$$

$$C_f \frac{dV_o^{\alpha\beta}}{dt} + \frac{V_o^{\alpha\beta}}{R_p} = I_{inv}^{\alpha\beta} - I_o^{\alpha\beta} \quad (6.3)$$

$$P_o = P_{inv} = \frac{3}{2} v_{inv\alpha} i_{inv\alpha} + v_{inv\beta} i_{inv\beta} \quad (6.4)$$

$$Q_o = Q_{inv} = \frac{3}{2} v_{inv\alpha} i_{inv\beta} - v_{inv\beta} i_{inv\alpha} \quad (6.5)$$

En réorganisant et en utilisant les transformées de Laplace, les équations (6.1)-(6.3) sont réécrites sous forme de fonctions de transfert du premier ordre données par (6.6)-(6.8), où s représente la variable de Laplace. K_{dc} , K_{f1} et K_{f2} sont explicités dans (6.9) et représentent les gains statiques des différentes fonctions de transferts, tandis que T_{dc} , T_{f1} et T_{f2} explicités

dans (6.10) sont leurs constantes de temps. Notons que dans (6.6), la dynamique de la tension du filtrage DC a été linéarisée en utilisant le carré de la tension $e_{dc} = v_{dc}^2$, ce qui formalise la relation entre la puissance convertie et la dynamique de la tension à l'entrée de l'onduleur. Le modèle simplifié représentant le système est représenté à la Figure 6-3.

$$E_{dc} = \frac{K_{dc}}{1 + sT_{dc}} P_{DER} - P_{dc} \quad \text{avec} \quad E_{dc} = \mathcal{L} \ v_{dc}^2 \tag{6.6}$$

$$I_{inv\alpha,\beta} = \frac{K_{f1}}{1 + sT_{f1}} V_{inv\alpha,\beta} - V_{o\alpha,\beta} \tag{6.7}$$

$$V_{o\alpha,\beta} = \frac{K_{f2}}{1 + sT_{f2}} I_{inv\alpha,\beta} - I_{o\alpha,\beta} \tag{6.8}$$

avec $K_{dc} = R_{dc}$, $K_{f1} = \frac{1}{R_f}$, $K_{f2} = R_p$ (6.9)

et $T_{dc} = \frac{R_{dc}C_{dc}}{2}$, $T_{f1} = \frac{L_f}{R_f}$, $T_{f2} = R_p C_f$ (6.10)

6.3 CONTRÔLE DES ÉCHANGES DE PUISSANCES

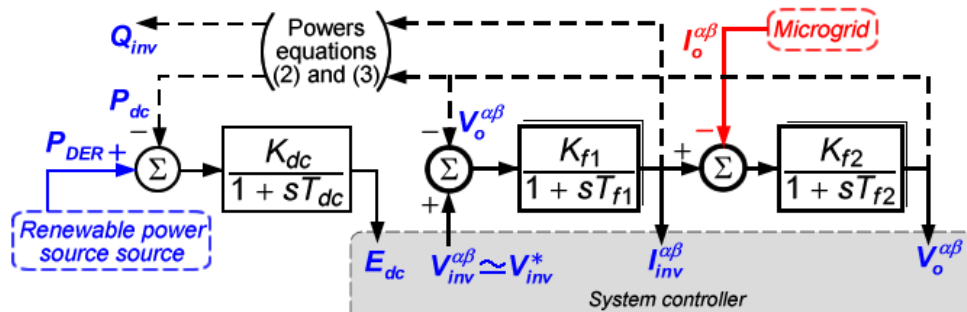


Figure 6-3 Modèle dynamique de l'onduleur connecté au microréseau

Comme indiqué dans l'introduction, les onduleurs de support sont conçus pour fonctionner en parallèle et en synchronisme avec diverses ressources distribuées. Ainsi, le dispositif de synchronisation est une partie essentielle du système de contrôle. Les structures couramment

utilisées sont basées sur le célèbre et largement exploité principe de la boucle à verrouillage de phase (PLL). Cette dernière permet la détection en temps réel de l'angle θ_{grid} de tension du MR au point de couplage commun (pcc) et le contrôle de l'onduleur est effectué dans le référentiel synchrone dq. Les différentes grandeurs intervenant dans le contrôle sont obtenues des mesures à l'aide des transformées de Park. Malgré leur précision, les structures à base de PLL posent des problèmes de stabilité lorsqu'elles sont utilisées dans des MR autonomes où les distorsions harmoniques et à des déséquilibres de phases peuvent être critiques.

La synchronisation des systèmes d'onduleurs récents repose sur le principe de l'intégrateur généralisé de second ordre (SOGI) associé à une boucle à verrouillage de fréquence (FLL). Leur fonction de filtrage du second ordre permet l'extraction des tensions fondamentales du MR à travers les distorsions, l'angle θ_{grid} est moins influencé par les imperfections du MR. Le contrôle basé sur les synchroniseurs SOGI-FLL [191, 192] est entièrement effectué dans le référentiel stationnaire $\alpha\beta$ et les transformées de Park ne sont pas nécessaires. Par conséquent, nous supposons que le système de synchronisation produit une estimation précise ω_{grille} de la pulsation du réseau.

Les premières boucles de commande (une pour chaque axe α et β) permettent de lier le courant $I_{inv}^{\alpha\beta}$ au profil de référence $I_{inv}^{\alpha\beta*}$ émis par un contrôleur externe (PQ ou Vf). Le contrôleur classique de courant est donné à la Figure 6-4. Comme pour le chapitre précédent, on observe que le filtre AC possède la constante de temps dominante de la boucle. Par conséquent, d'autres processus impliqués (mesures et modulation SVM) agissent quasi instantanément par rapport au filtre. Le vecteur d'erreur de poursuite ε_i est traité par le contrôleur PR principal et

éventuellement par plusieurs autres compensateurs d'harmoniques ($G_{RH}(s)$). Les fonctions de transfert des contrôleurs PR et des compensateurs d'harmoniques (HC) sont respectivement donnés par (6.12) et (6.13). Le gain proportionnel K_{Pc} est utilisé pour ajuster la réactivité de la boucle. La partie résonante $G_{R1}(s)$ est l'équivalent de l'intégrateur dans le référentiel dq de Park [193]. En effet, $G_{R1}(s)$ possède un gain très élevé, réglé par le gain K_{Rc} , pour la composante fréquentielle de pulsation ω_{grid} . Plus ce gain est élevé, plus l'erreur de poursuite de la boucle est faible, mais une certaine limite doit être respectée pour maintenir une certaine marge de phase. Le paramètre $\xi_1 < 1$ permettant d'ajuster la sélectivité (ou largeur de bande $\Delta\omega_1$) de la partie résonante définit le temps de réponse de la boucle.

$$G_{R1}(s) = K_{Rc} \frac{2\xi_1 \omega_{grid} s}{s^2 + 2\xi_1 \omega_{grid} s + \omega_{grid}^2} \quad (6.11)$$

$$\Rightarrow G_{PR1}(s) = K_{Pc} + G_{R1}(s) = K_{Pc} \frac{s^2 + 2\eta^{-1}\xi_1 \omega_{grid} s + \omega_{grid}^2}{s^2 + 2\xi_1 \omega_{grid} s + \omega_{grid}^2} \quad \text{avec } \eta = \frac{K_{Pc}}{K_{Pc} + K_{Rc}} \quad (6.12)$$

$$G_{RH}(s) = \sum_{h=3,5,7} K_{Rh} \frac{2\xi_h h \omega_{grid} s}{s^2 + 2\xi_h h \omega_{grid} s + h \omega_{grid}^2} \quad (6.13)$$

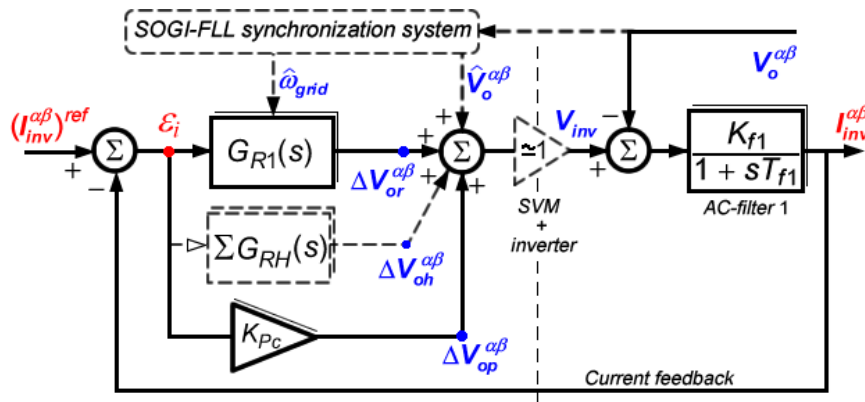


Figure 6-4 Boucle conventionnelle de contrôle de courant par régulateur PR.

$$\text{Avec } \xi_h = \frac{\Delta\omega_h}{2h\omega_{grid}} \quad (6.14)$$

Puisque les courants de référence ne contiennent que les signaux fondamentaux désirés, les références harmoniques sont toutes nulles, et le bloc de compensation amplifie sélectivement les harmoniques contenues dans ε_i pour produire une tension de compensation $\Delta V_{oh}^{\alpha\beta}$, contribuant au rejet des perturbations.

Dans (6.12), on peut observer que les zéros de $G_{PR1}(s)$ sont plus proches de l'origine que ses pôles, ce qui signifie qu'ils ont des effets notoires sur la réponse du contrôleur. En effet, ils induisent des comportements dérivés parasites, provoquant de forts pics de dépassements dans les courants injectés. De plus, puisque les zéros de la fonction de transfert en boucle fermée sont presque identiques à ceux de la fonction en boucle ouverte, le contrôle du courant peut être excessivement réactif aux variations brusques des références de courants, ou aux éventuels bruits de hautes fréquences de la chaîne de mesure. Ceci rends ardu le réglage du contrôleur PR. Une méthode systématique de réglage est proposée dans [194].

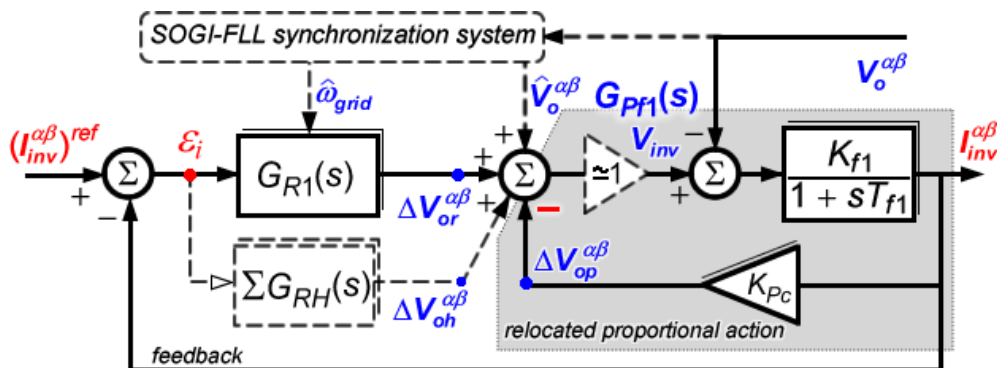


Figure 6-5 Régulation du courant avec relocalisation de l'action proportionnelle (RPA)

6.4 AMÉLIORATION PROPOSÉE POUR LE CONTRÔLEUR

Les analyses de la section précédente ont montré que le contrôle PR classique pour la régulation des courants injectés peut présenter une réactivité excessive. Dans la présente section, nous proposons une amélioration obtenue en relocalisant l'action proportionnelle (RPA) sur la ligne de rétroaction. La structure de contrôle RPA proposée est donnée à la Figure 6-5.

La relocalisation de l'action proportionnelle modifie la réponse du filtre et l'action "intégrale" de la partie résonante du contrôleur minimise l'erreur de poursuite à la fréquence de résonance.

La fonction de transfert en boucle fermée du filtre AC contrôlé par le RPA est donnée par (6.15)

. Observant que le gain du filtre K_{f1} est généralement élevé (inverse de la résistance, voir expressions (6.9)), la dynamique du filtre contrôlé par la partie proportionnelle est en grande partie dictée par le gain K_{pc} , comme indiqué dans (6.16). On peut ainsi amoindrir l'influence parasite de R_f qui peut varier avec la température.

$$G_{pf1}(s) = \frac{K_{pf1}}{1 + sT_{pf1}} \text{ avec } K_{pf1} = \frac{K_{f1}}{1 + K_{pc}K_{f1}} \text{ et } T_{pf1} = \frac{T_{f1}}{1 + K_{pc}K_{f1}} \quad (6.15)$$

$$\Rightarrow K_{pc}K_{f1} \gg 1 \Rightarrow K_{pf1} \simeq \frac{1}{K_{pc}} \text{ et } T_{pf1} \simeq \frac{L_{f1}}{K_{pc}} \quad (6.16)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du contrôleur de courant est donnée par (6.17). La

partie résonante ne présentant pas de déphasage à la pulsation de résonance ω_{grid} , on peut

observer que les zéros dans la fonction de transfert en boucle fermée seront supprimés, ce qui

permet d'obtenir des réactions de contrôle plus douces et de bonnes capacités de rejet des bruits

dans la boucle. La fonction de transfert complexe à la résonance en boucle fermée est donnée

par (6.18) où K_R est le gain et ω_R la pulsation à la résonance.

$$G_{COL}(s) = \frac{K_{Rc} K_{Pf1}}{1 + sT_{Pf1}} \frac{2\xi\omega_{grid}s}{s^2 + 2\xi\omega_{grid}s + \omega_{grid}^2} \quad (6.17)$$

$$\bar{G}_{CL}(j\omega_R) \simeq \frac{K_{CL}}{1 + j\omega_R T_{CL}} \quad \text{avec} \quad K_{CL} = \frac{K_R K_{Pf1}}{1 + K_R K_{Pf1}} \approx 1 \quad \text{et} \quad T_{CL} = \frac{T_{Pf1}}{1 + K_R K_{Pf1}} \quad (6.18)$$

En générale, des valeurs de gain résonantes élevées sont nécessaires pour accélérer la réponse du système, cependant il convient de rappeler que les valeurs accessibles sont limitées par les périodes de modulation SVM ainsi que les constantes de temps des circuits de mesures. Pour les applications de support en tension (voir section 6.1), deux contrôleurs imbriqués RPA peuvent être utilisés, les boucles de tensions externes possédant des temps de réponse supérieurs aux réponses des boucles internes des courants (condition de découplage). Des résultats de simulation obtenus avec le RPA proposé sont présentés dans la section suivante.

6.5 RÉSULTATS DE SIMULATIONS POUR LE CONTRÔLE PR-RPA

La présente section présente les résultats de la simulation pour système représenté à la Figure 6-2. Dans l'environnement Matlab/Simulink®. Pour reproduire autant que possible les réactions du système réel, les composants de la bibliothèque SimPowerSystems ont été utilisés. Comme pour les travaux du chapitre précédent, les structures de contrôles ont été entièrement discrétisées et codées à l'aide d'un bloc fonction unique représentant le DSP. Ainsi, le comportement d'un DSP permet d'évaluer l'impact des différentes hypothèses de conception (impact de la modulation par exemple). Une modulation SVM de 20 kHz est utilisée pour commander le bloc onduleur et les calculs DSP sont déclenchés toutes les deux périodes SVM (10kHz). Le modèle Simulink est illustré à la Figure 6-6 et les paramètres utilisés sont regroupés

dans le Tableau 6-1. Les performances d'injection de puissances PQ, à la fois en boucle ouverte et en boucle fermée, sont présentées.

6.5.1 Scénario de simulation

Tout d'abord, les deux algorithmes (classique et RPA proposé) exposés précédemment ont été réglés pour obtenir un temps de stabilisation de 10 ms, sans saturation (débordement d'indice de modulation [188]) du module SVM. Le premier test consiste à connecter directement le point de test "PQ_ref" et l'entrée du signal d'alimentation "Sref" du bloc "DSP", pour une commande

Tableau 6-1 Paramètres utilisés pour la simulation de l'injection de puissance

Symbols	Parameters definition	Values	Units
C_{dc}	DC-link total capacitor and shunt	2000	μF
R_{dc}	resistance	56	$\text{k}\Omega$
L_f	AC-filter 1 inductance and total series	5	mH
R_f	resistance	0.016	Ω
C_β	AC-filter 2 shunt capacitor and self	220	μF
R_p	discharging resistance	100	$\text{M}\Omega$
V_{dc}	DC-link constant voltage	400	V
V_{gridN}	Nominal grid voltage (three-phase)	208	V
F_{gridN}	Nominal grid frequency	60	Hz
V_{base}	Base Voltage for fixed point Q15 (16-bits) DSP scaling	600	V
I_{base}	Base current for fixed point (16-bits) DSP implementation	20	A
S_{base}	$V_{base} \times I_{base}$	12	kVA
F_{base}	Base frequency for fixed point (16-bits) DSP implementation	5x60	Hz

directe en boucle ouverte des références de puissances. Ainsi, des comparaisons entre les différents algorithmes sont effectuées.

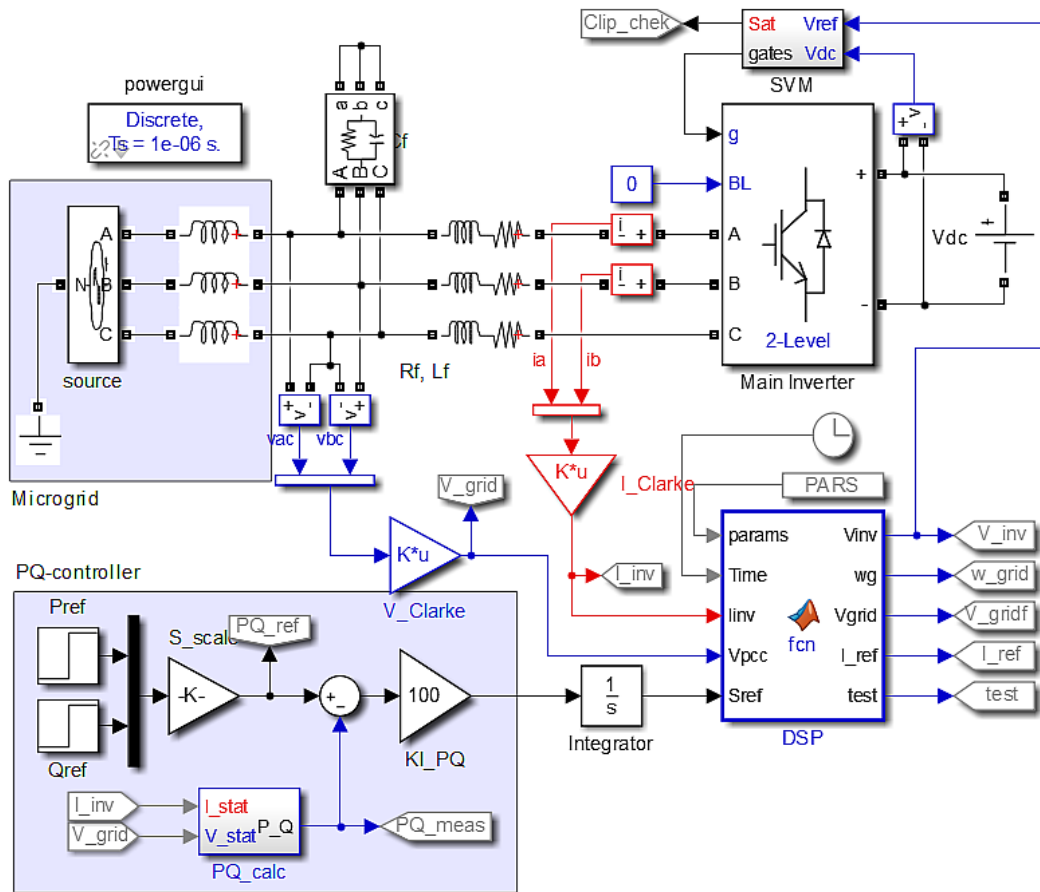


Figure 6-6 Modèle Simulink pour la simulation de l'injection de puissances

Le second test consiste à ajouter une boucle de contrôle externe PQ afin d'annuler l'erreur de puissance observées en boucle ouverte. Par conséquent, l'entrée "Sref" du bloc "DSP" a été connectée à la sortie de l'intégrateur, tel qu'indiqué sur le modèle de la Figure 6-6. Pour chaque test, l'excitation comprend un échelon de puissance active de 3 kW à $t = 1$ s, suivi d'un échelon de puissance réactive de 2 kVAR à $t = 2$ s.

6.5.2 Comparaison entre le contrôle classique et le RPA

La Figure 6-7 montre les courbes de puissances comparées. Comme envisagé dans la section 6.4, les résultats obtenus avec le schéma RPA sont meilleurs à ceux de l'algorithme classique. En effet, des dépassements prononcés d'environ 8% sont obtenus avec le PR classique, alors que des transitions plus douces des puissances actives et réactives sont obtenues avec le PR avec RPA proposé. L'algorithme classique a particulièrement tendance à provoquer des saturations du bloc SVM produisant les tensions de correction. Les deux régulateurs assurent un contrôle découplé des puissances actives et réactives, avec des temps de stabilisation presque identiques. Les écarts observés entre les références et les mesures sont induits par les différentes pertes du

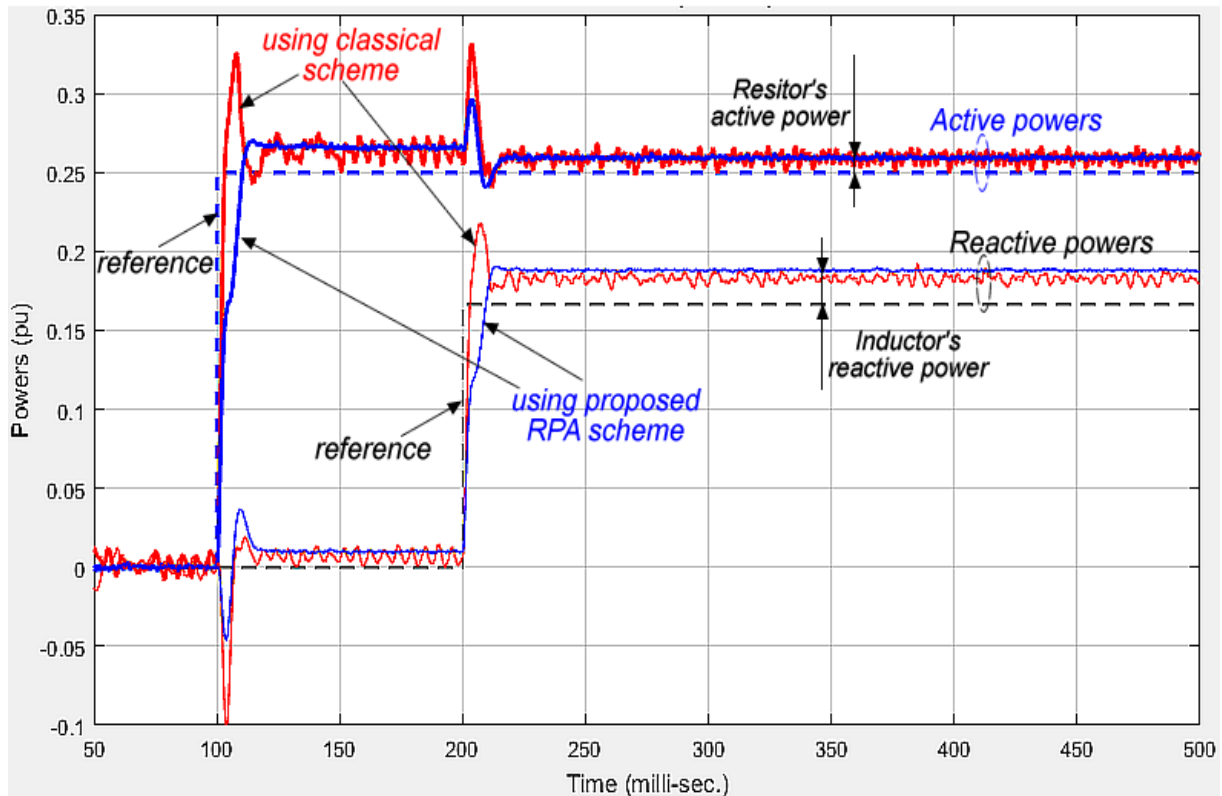


Figure 6-7 Comparaison du contrôle de puissances entre le PR classique et PR-RPA

filtre AC1 et peuvent être annulés par une simple boucle de contrôle de puissance de niveau supérieur, à base d'intégrateurs.

Les courants injectés obtenus pour les deux structures de commandes sont représentés à la Figure 6-8. On peut voir que les deux algorithmes permettent un suivi efficace des courants de référence calculés à l'intérieur du "bloc DSP", à la différence que pour la technique proposée, les écarts sont moins prononcés aux instants d'application des échelons de puissances.

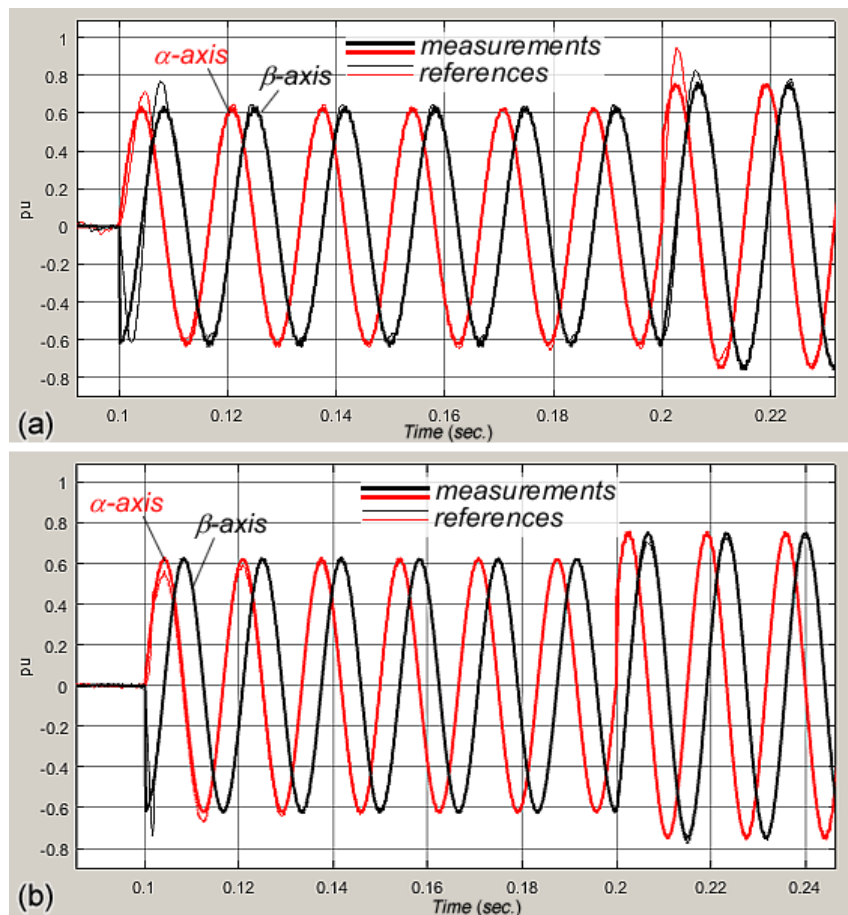


Figure 6-8 Comparaison des courants débités par les deux algorithmes dans les deux cas

6.5.3 Contrôle de la puissance en boucle fermée algorithme (RPA proposé)

De légers écarts ayant été observés avec les tests en boucles ouvertes, des intégrateurs correcteurs ont été utilisés pour leur annulation. Les résultats sont représentés à la Figure 6-9.

Du fait de l'action des intégrateurs, les transitions de puissances sont plus fluides avec des temps de stabilisation d'environ 30 ms. Une telle vitesse de réponse rend ce système apte à être valablement utilisé en tant qu'interface réseau pour un système de stockage inertiel (voir chapitre 5), qui doit échanger des puissances importantes dans des temps très courts.

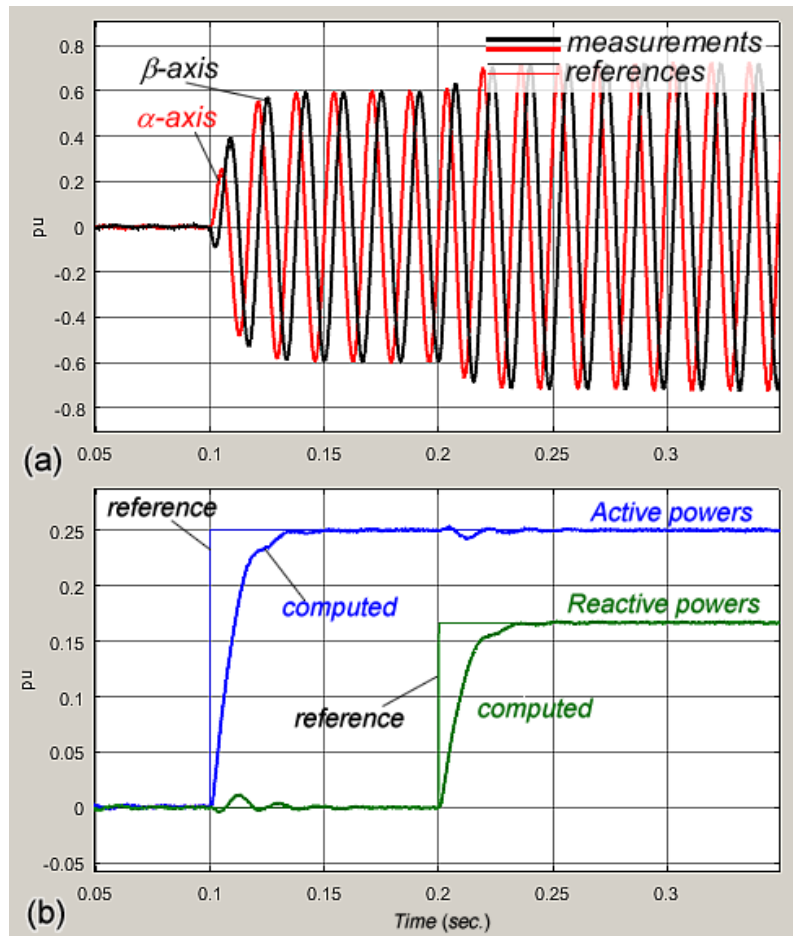


Figure 6-9 Contrôle en boucle fermée en employant le PR-RPA

6.6 IDENTIFICATION EN TEMPS RÉEL DE L'INDUCTANCE D'INTERFAÇAGE

Comme le rapporte la littérature (voir chapitre 2), presque toutes les ressources renouvelables sont connectées au bus CA principal via des onduleurs dont le rôle principal est de contrôler les transferts d'énergie électrique. Tous les onduleurs connectés agissent comme des injecteurs de courant alternatif, synchronisés avec le bus AC principal et fournissant de la puissance

supplémentaire nécessaire pour alléger la production des sources traditionnelles. Ainsi, chaque onduleur est équipé d'un ensemble de boucles de contrôle permettant d'assurer la stabilité globale (tension et fréquence) du système MR [58].

La Figure 6-10 donne un aperçu de l'importance de l'étude du comportement des onduleurs impliqués dans une MG et justifie la littérature intensive traitant de son contrôle et de son fonctionnement [53, 96, 195, 196]. Les travaux de présente thèse, notamment le chapitre 5 et le présent chapitre, donnent des détails sur les différents types d'onduleurs utilisés dans les MR, de leurs boucles de régulations et de leurs modes de fonctionnements. Une structure simplifiée d'un inverseur supportant un réseau est illustrée à la Figure 6-2. Conformément à de nombreuses études axées sur les onduleurs [96], le MR est assimilé à une source de tension alternative. Un synchroniseur (PLL ou SOGI-FLL) est utilisé pour produire de manière permanente des

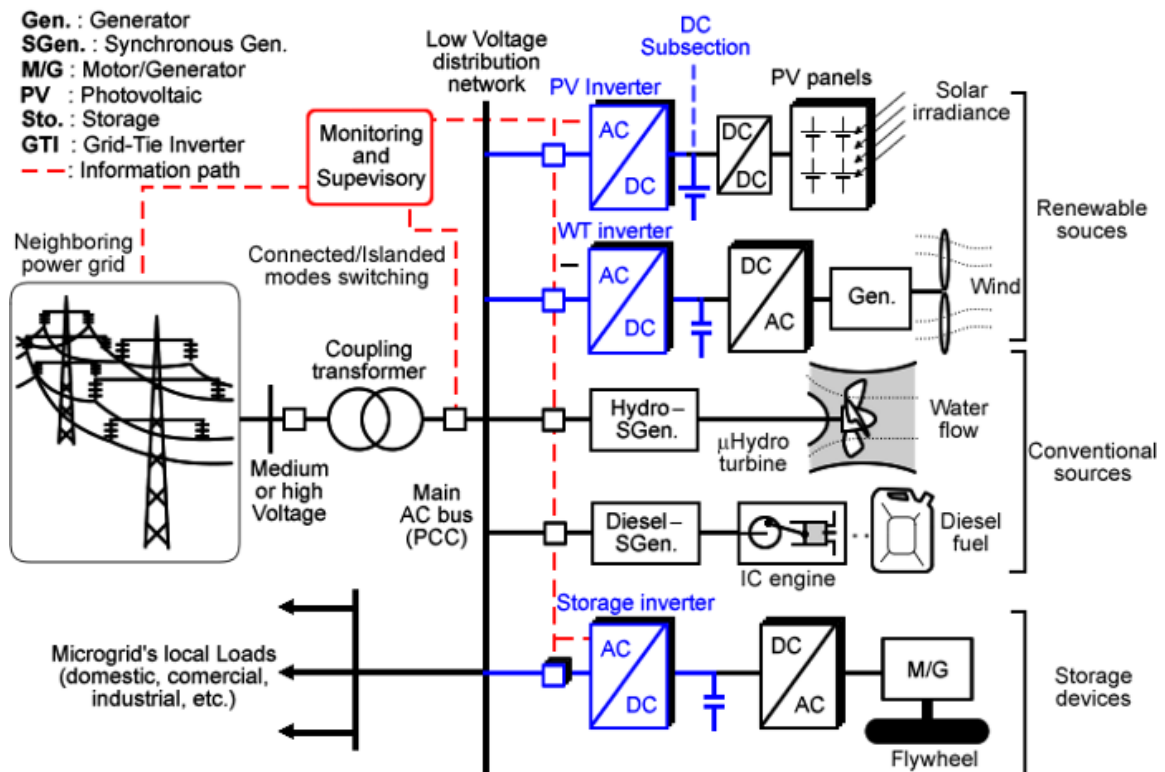


Figure 6-10 Illustration de l'importance de l'interfaçage par onduleurs dans les microréseaux AC

informations clés (par exemple, la pulsation, l'amplitude et l'angle de la tension) pour le fonctionnement un harmonieux.

Le filtrage de la tension du lien continu et ainsi que celui des courants injectés est un aspect qui nécessite une attention particulière. Dans la structure généralisée présentée à la Figure 6-2, l'action primaire de filtrage des courants alternatifs est assurée par de simples inductances de lissage en série sur chaque ligne de raccordement au MR. Cette structure est de loin la plus simple à concevoir et permet d'excellentes performances lorsque des modulateurs PWM de 10kHz et plus sont utilisés. Pour des puissances plus élevées, les fréquences de commutation de l'onduleur doivent être réduites et des structures LCL sont mieux adaptées, cependant de nombreuses difficultés liées à la résonance harmonique doivent être traitées. Dans les deux cas, la conception des injections de courant est étroitement liée aux caractéristiques électriques des inductances (et leurs résistances internes). Cependant, il existe peu de références traitant de la variabilité des paramètres de ces filtres et de leur estimation en temps réel, parallèlement à l'algorithme de contrôle proprement dit. En effet, les caractéristiques des inductances de lissage sont variables pendant le fonctionnement de l'onduleur et dépendent fortement de la valeur efficace du courant qui les traverse [197].

Les estimations des inductances séries sont particulièrement abordées dans [197] (cas filtre LCL monophasé) et [198] (filtre L), ainsi certaines références y figurants, dans le cas de raccordements monophasés. Les techniques proposées reposent toutes deux sur des mesures rapides des courants et des tensions d'ondulation de l'inductance aux instants de commutations de l'onduleur. Bien que ces travaux aient donné des résultats probants en pratique [197], les auteurs relèvent néanmoins que l'estimation obtenue est très sensible aux bruits et erreurs de mesures. Dans la présente section, le filtre de Kalman étendu (EKF) est utilisé comme estimateur

d'état et des paramètres permettant d'obtenir en temps réel les paramètres du filtrage en série. La conception proposée tire parti de la prise en compte des bruits du système et des incertitudes de modélisation.

6.7 THÉORIE ET ÉNONCÉ DU PROBLÈME D'IDENTIFICATION

6.7.1 Modèle unifié des systèmes

Le système étudié est repris à la Figure 6-11 et les paramètres ciblés sont les paramètres des filtres de bus continu (R_{dc}, C_{dc}) et (R_f, L_f) de la liaison AC. Ce système régit par les filtres

Tableau 6-2 Définition des paramètres selon le filtre considéré

Subsystem	x	u	T_{sys}	K_{sys}
DC-bus filter	v_{dc}^2	$v_{dc}(i_{res} - i_{dc})$	$\frac{R_{dc}C_{dc}}{2}$	$\frac{2}{C_{dc}}$
AC-link filter in $\alpha\beta$ -frame	$i_g^{\alpha\beta}$	$v_i^{\alpha\beta} - v_g^{\alpha\beta}$	$\frac{L_f}{R_f}$	$\frac{1}{L_f}$
AC-link filter in dq -frame	i_g^{dq}	$v_i^{dq} - v_g^{dq} - \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} L_f \omega_g i_g^{dq}$		

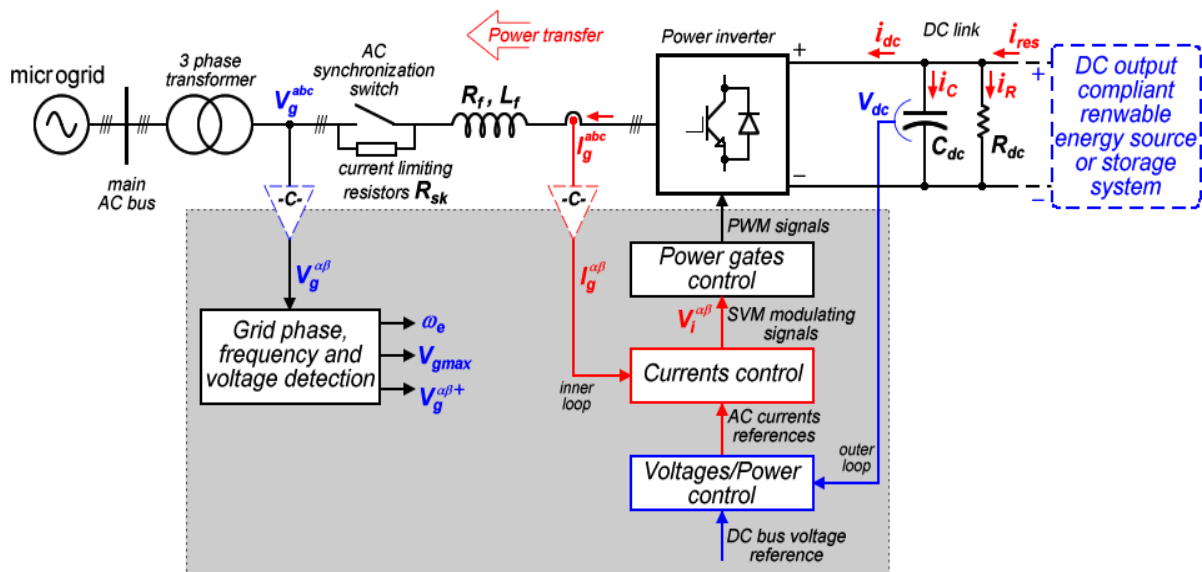


Figure 6-11 Représentation du système sous étude

passé-bas côté courant continu et côté courant alternatif. Les deux peuvent être modélisés par l'équation dynamique générique du premier ordre donnée par (6.19). Les paramètres et les variables utilisés sont fonctions du filtre considéré et sont résumés dans le Tableau 6-2. L'intégration discrète de l'équation (6.19) permet d'écrire l'équation récursive pour l'implémentation digitale donnée par (6.20). Les paramètres a et b sont explicités par (6.21), où T_s est la période d'échantillonnage utilisée pour intégrer le modèle dynamique.

$$\frac{dx(t)}{dt} = -\frac{1}{T_{sys}} x(t) + \frac{K_{sys}}{T_{sys}} u(t) \quad (6.19)$$

$$\Rightarrow x_{k+1} = ax_k + bu_k \quad (6.20)$$

$$\text{avec } a = e^{-T_s/T_{sys}} \approx 1 - \frac{T_s}{T_{sys}} \quad \text{et} \quad b = (1-a)K_{sys} \quad (6.21)$$

Dans (6.20), les paramètres a et b sont liés aux valeurs des composants constitutifs des filtres et peuvent varier pendant le fonctionnement du système. Les inductances sont particulièrement sensibles à la saturation de leur noyau magnétique et la capacité des condensateurs peut diminuer avec le temps, entraînant des dysfonctionnements difficiles à identifier moyennant les outils de diagnostic standards. En identifiant en temps réel les valeurs des paramètres définis en (6.21), les valeurs des composants peuvent être récupérées afin d'adapter le contrôle ou de prédire les défaillances en cours d'établissement dans le système. Le filtre étendu de Kalman (EKF) [199] une piste d'accomplissement de cette tâche.

6.7.2 Le filtre étendu de Kalman

Fondamentalement, un filtre de Kalman (KF) estime les variables d'état cachées d'un système dynamique en utilisant une structure de retour d'état discret [200, 201]. L'un des atouts du KF réside dans le fait qu'il est issu d'une représentation discrète d'un système dynamique

généralement représenté sous forme d'équation de récurrence. Pour généraliser la procédure, considérons le modèle d'état discret générique donné par (6.22).

$$\begin{cases} x_{k+1} = A(\theta)x_k + B(\theta)u_k + w_k \\ y_k = C(\theta)x_k + v_k \end{cases} \quad (6.22)$$

$$\text{avec } Q_k = E[w_k w_k^T] \text{ et } R_k = E[v_k v_k^T] \quad (6.23)$$

x_k , u_k et y_k sont respectivement le vecteur d'états (de dimensions n), le vecteur d'entrée (de dimensions m) et le vecteur de mesures (de dimension l). $A(\theta)$, $B(\theta)$ et $C(\theta)$ sont respectivement la matrice de transition d'état, la matrice d'entrée et la matrice de mesure dépendant du vecteur θ (de dimensionnel z) des paramètres du système. w_k et v_k sont respectivement le vecteur des bruits de modélisation et le vecteur des bruits de mesure. La théorie du KF est basée sur la nature gaussienne à moyenne nulle avec des matrices de covariance données par (6.23) pour ces variables stochastiques.

Lorsque les paramètres contenus dans θ doivent être identifiés à l'aide du KF, ils sont ajoutés au vecteur d'état du système. Ceci permet d'écrire un nouveau système de temps discret, forcément non-linéaire, donné par (6.24). Par conséquent, l'identification des paramètres du système de départ défini par (6.22) correspond à une estimation de l'état d'état du système augmenté donné par (6.24). ε_k est un bruit aléatoire uniforme ajouté pour explorer l'espace des paramètres θ_k .

$$\begin{cases} \xi_{k+1} = \begin{bmatrix} x_{k+1} \\ \theta_{k+1} \end{bmatrix} = f(\xi_k, u_k) + \begin{bmatrix} w_k \\ \varepsilon_k \end{bmatrix} \\ y_k = h(\xi_k) + v_k \end{cases} \quad (6.24)$$

L'estimation d'état du système discret (6.24) est effectuée de manière récursive en utilisant une procédure en deux étapes:

1- la correction moyennant la nouvelle mesure y_k via les équations (6.25) - (6.27):

$$S_k = H_{k|k-1} P_{k|k-1} H_{k|k-1}^T + R_k \quad (6.25)$$

$$K_k = P_{k|k-1} H_{k|k-1}^T S_k^{-1} \quad (6.26)$$

$$\begin{cases} \hat{\xi}_k = \hat{\xi}_{k|k-1} + K_k [y_k - h(\hat{\xi}_{k|k-1})] \\ P_k = P_{k|k-1} - K_k H_{k|k-1} P_{k|k-1} \end{cases} \quad (6.27)$$

2- et la projection dans le temps via l'équation (6.28):

$$\begin{cases} \hat{\xi}_{k+1|k} = f(\hat{\xi}_k, u_k) \\ P_{k+1|k} = F_k P_k F_k^T + \begin{bmatrix} Q_{wk} & O \\ O & Q_{\varepsilon k} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (6.28)$$

$$\text{avec } H_{k|k-1} = \left. \frac{\partial h(\xi)}{\partial \xi} \right|_{\xi = \hat{\xi}_{k|k-1}} \quad \text{et } F_k = \left. \frac{\partial f(\xi, u_k)}{\partial \xi} \right|_{\xi = \hat{\xi}_k} \quad (6.29)$$

Dans ces équations, $\hat{\xi}_{k/k-1}$ l'estimée du vecteur d'état augmenté obtenue à partir de la dernière itération et $\hat{\xi}_k$ sa valeur corrigée compte tenu de la nouvelle mesure y_k . De la même manière, est la covariance de l'erreur d'estimation $P_{k/k-1}$ est obtenue à partir de l'itération précédente et sa valeur corrigée P_k est calculée compte tenu de la nouvelle mesure. Les matrices $H_{k/k-1}$ et F_k résultent de la linéarisation du système non-linéaire (6.24) dans le voisinage du point de fonctionnement $\hat{\xi}_k$. Elles sont obtenues à partir de (6.29) avec $h(\xi)$ et $f(\xi, u_k)$ définies dans (6.24). Le gain K_k , aussi appelé gain de Kalman, est calculé à partir de (6.26) et permet de minimiser les éléments diagonaux de la matrice de covariance des erreurs d'estimation P_k .

En pratique, les matrices de covariances Q_{w_k} , Q_{ε_k} et R_k sont maintenues constantes et permettent d'ajuster le filtre en fonction des incertitudes du modèle et de l'exactitude des capteurs. Comme nous pouvons le constater, lorsque le système à identifier est d'ordre élevé, pour un nombre élevé de paramètres ou d'états inconnus par exemple, la technique d'identification par EKF implique de nombreuses opérations matricielles complexes qui peuvent être difficiles à implémenter dans un algorithme de contrôle DSP. Cependant, pour les systèmes du premier ordre à l'instar de (6.19), les expressions peuvent être précalculées et implémentées à l'aide d'opérations DSP usuelles.

6.8 ESTIMATION DES PARAMÈTRES DE FILTRES À L'AIDE DU FILTRE DE KALMAN ÉTENDU (EKF)

Dans la présente section, l'application l'estimateur EKF à l'équation discrète du filtre (6.20) est élaborée. Les paramètres a et b sont ajoutés au la variable d'état x_k , et le système augmenté est donné par (6.30). Les matrices $H_{k/k-1}$ et F_k utilisées pour évaluer le gain de Kalman sont donnés par (6.31). Les expressions de de projection temporelle et de correction données par (6.25)-(6.28) sont ensuite exécutées en boucle afin d'extraire en temps réel les estimées \hat{a}_k et \hat{b}_k .

$$\begin{cases} \xi_{k+1} = \begin{bmatrix} x_{k+1} \\ a_{k+1} \\ b_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_k x_k + b_k \\ a_k \\ b_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_k \\ \varepsilon_{ak} \\ \varepsilon_{bk} \end{bmatrix} \\ y_k = x_k + v_k \end{cases} \quad (6.30)$$

$$\Rightarrow H_{k/k-1} = H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad F_k = \begin{bmatrix} \hat{a}_k & \hat{x}_k & u_k \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.31)$$

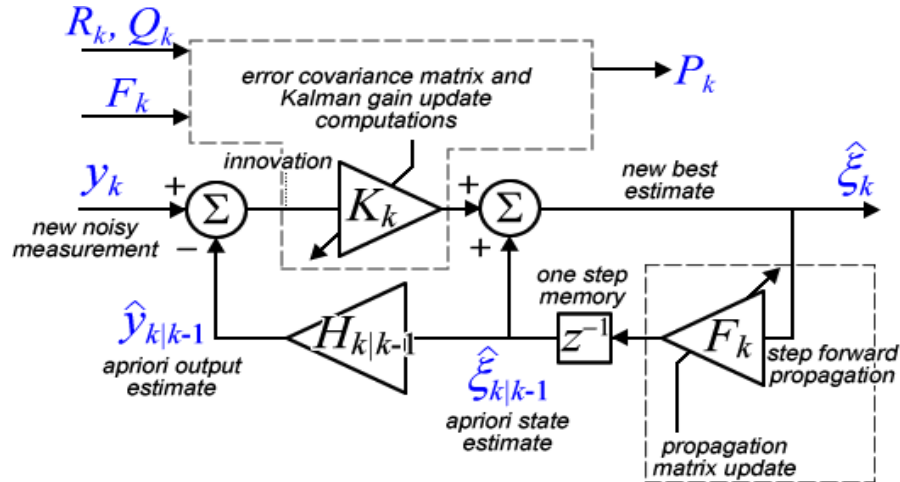


Figure 6-12 Flot d'exécution de l'identificateur à base de filtre de Kalman Étendu (EKF)

L'algorithme débute par une première estimation à priori $\hat{\xi}_{0|0} = [\hat{x}_{0|0} \quad \hat{a}_{0|0} \quad \hat{b}_{0|0}]^T$. Les paramètres initiaux sont en général obtenus à partir des données du fabricant. La matrice de covariance d'erreur initiale $P_{0|0}$ est une matrice diagonale où chaque élément (sur la diagonale) représente le carré estimé de l'erreur à priori. Cette matrice se développe (mise à jour des éléments) d'itération en itération, cependant elle demeure symétrique et définie positive. Le flot de fonctionnements de la partie identification utilisant l'EKF est illustré par le diagramme de la Figure 6-12. Cette procédure peut être facilement mise en œuvre à l'aide des processeurs de signaux les plus élémentaires. Toutefois, les goulots d'étranglement restent les calculs matriciels impliqués dans la procédure de correction. L'ordre réduit du présent système permet une mise en œuvre allégée par le développement préalable des expressions matricielles. À partir de la définition (6.21) des paramètres du système discret, une estimation instantanée de T_{sys} et K_{sys} est obtenue comme indiqué par (6.32).

$$\hat{T}_{sys\ k} \simeq \frac{T_s}{1 - \hat{a}_k} \quad \text{et} \quad \hat{K}_{sys\ k} = \frac{\hat{b}_k}{1 - \hat{a}_k} \quad (6.32)$$

Dans la présente application, nous faisons l'hypothèse que les bruits de commutation se superposant aux mesures est de type gaussien. Ceci n'est évidemment pas garanti en pratique vu la non-linéarité du système étudié cependant, nous faisons une approximation simplificatrice de la procédure pour l'implémentation digitale qui se justifieront par la stabilité et la vraisemblance des résultats obtenus.

6.9 RÉSULTATS DE LA SIMULATION

Dans la présente section, un exemple de simulation de l'identification en temps réel du filtre AC d'un onduleur connecté à un MR ex exposé. L'accent est mis sur l'implémentation concrète de l'algorithme présenté dans la section précédente. Ainsi, le système est construit à l'aide des modules de l'environnement Matlab/Simulink qui possède comme exposé dans les chapitres précédents de puissants outils d'intégration de scripts DSP.

1.1.1 Configuration du modèle et scénario de simulation

Le modèle Simulink utilisé est présenté à la Figure 6-13. Le bloc "Microgrid" permet de générer un système de tension triphasé, comme le ferait un MR usuel. Le bloc nommé "PDER" est utilisé pour simuler une injection de puissance dans le MR. Les équations dynamiques des réactances

Tableau 6-3 Paramètres de simulation pour l'évaluation de l'estimateur de paramètres

Subsystem	Symbols	Parameters	Units
Microgrid	V_{grid} f	120/208 60	V Hz
AC-lines reactors	L R	5 159	mH m Ω
Inverter	2-Level VSI with sinusoidal PWM		
DC-bus filter	C_{dc} R_{dc}	2000 56	μ F k Ω
Control	<ul style="list-style-type: none"> - PLL-based phase detection - Current injection control in dq-frame using standard PI - DC-voltage regulation using standard PI 		

de lignes côté alternatif et des condensateurs de filtrage côté DC sont mises en œuvre dans les blocs "L_filter" et "DC_bus" respectivement.

Le script DSP de contrôle numérique du système est mis en œuvre à l'aide d'un bloc de fonction Matlab ("contrôle") qui agit comme une véritable puce DSP en échantillonnant les signaux du système (tensions et courants), en effectuant des calculs de correction, et en émettant les signaux de contrôle nécessaires (Tensions de référence de l'onduleur). L'identification des paramètres inductances de lignes est implémentée à l'aide du deuxième bloc fonction nommé "EKF". Pour joindre les deux, des ports supplémentaires produisant des variables internes de l'algorithme de contrôle ont été ajoutés. Cette structure nous permet montrer graphiquement la juxtaposition des deux processus, mais en pratique, les deux processus sont intégrés dans le même flot d'exécution. Les principaux paramètres de simulation sont répertoriés dans le Tableau 6-3.

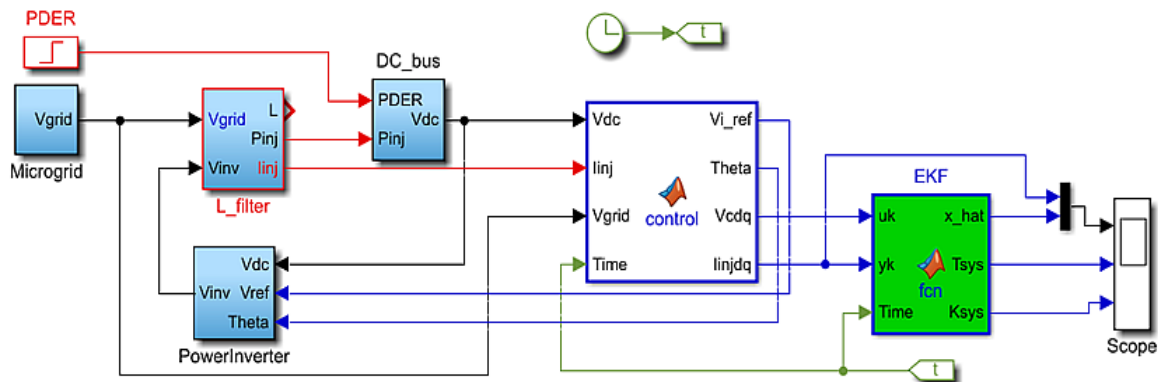


Figure 6-13 Modèle Simulink pour l'évaluation de l'algorithme d'identification.

1.1.2 Test effectué et résultat obtenu

Pour l'exécution du script d'identification, un pas d'échantillonnage de 1 ms a été choisi. Afin de vérifier la robustesse de l'algorithme, une injection soudaine de puissance passant de 1 kW à 5 kW (à $t = 0,25$ s) a été appliquée durant le processus d'identification. La référence de puissance réactive est maintenue nulle et l'axe q n'est pas impacté par les tests. Les graphiques obtenus pour l'axe d sont illustrés à la Figure 6-14.

La Figure 6-14(a) représente l'estimée du courant injecté superposé aux mesures. On observe que l'estimateur extrait efficacement la moyenne à l'intérieur des bruits de mesure, principalement générés par les commutations de l'onduleur. Les Figure 6-14(b et c) montrent le gain statique et la constante de temps identifiés par rapport aux valeurs prédéfinies, calculées à partir du Tableau 6-3. Bien que des pics de déviation soient observés lorsque le système est

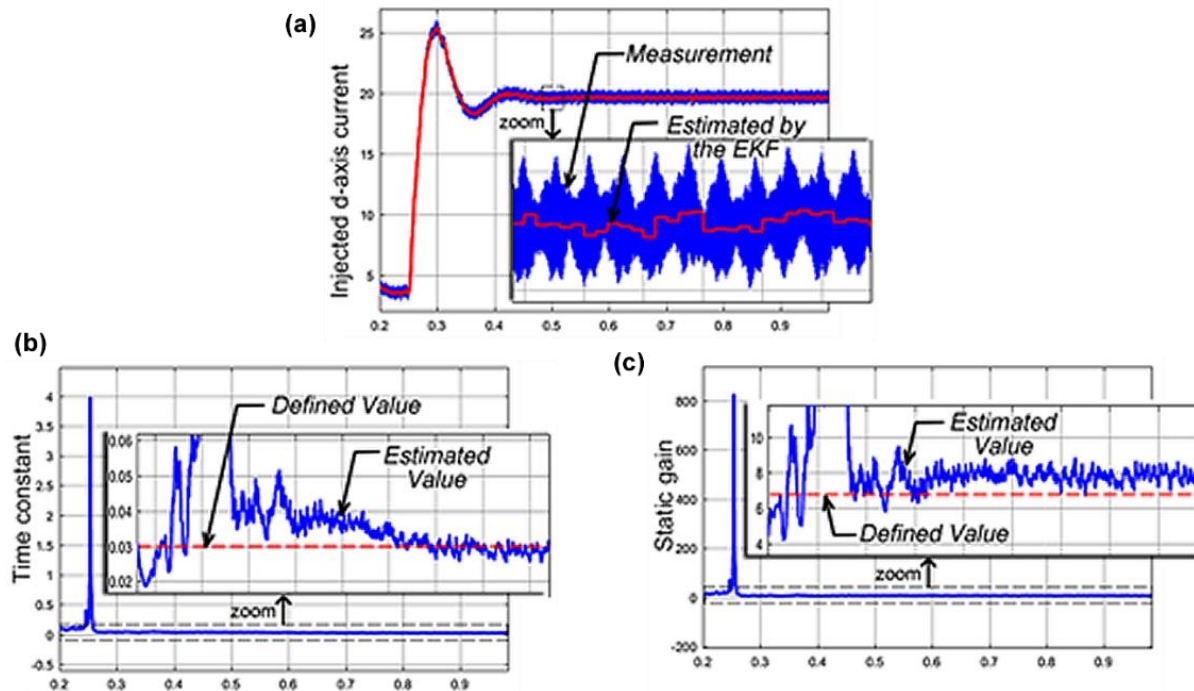


Figure 6-14 Résultats d'identification mesures Vs estimées: (a) courbes de puissances; (b) Constante de temps; (c) gain statique.

soumis au changement brusque de puissance, les valeurs prédéfinies sont convenablement extraites par l'estimateur EKF. On observe cependant que la précision est moins bonne pour l'estimation du gain statique. Ceci peut être dû aux erreurs introduites par la linéarisation du système ou à l'assimilation des bruits du système à une distribution gaussienne. Comme indiqué dans la littérature [202-204], un filtre de Kalman Uncented (UKF) peut être utilisé pour une meilleure intégration de la statistique du bruit, cependant au coût de calculs supplémentaires (calcul de la racine carrée d'une matrice). Notons néanmoins que les résultats obtenus dans la présente simulation sont tout à fait satisfaisants lorsqu'il s'agit d'utiliser les valeurs identifiées comme indicateurs de défaut dans une procédure de diagnostic en temps réel.

6.10 CONCLUSION

Dans le présent chapitre, une structure améliorée du système d'injection de puissances dans un MR a été exposée. En analysant la structure classique du contrôleur PR, il a été démontré que leurs fonctions de transfert possèdent dans le plan complexe des zéros plus proches de l'origine que les pôles, ce qui les rend très réactifs perturbations et bruits hautes fréquences. L'amélioration proposée consiste à déplacer l'action proportionnelle (RPA) vers une réaction interne. Le RPA proposé a été évalué à l'aide de simulations DSP et des comparaisons avec la structure PR classique ont été exposées. Les observations révèlent que le RPA proposé répond aussi rapidement que le PR classique, cependant avec un dépassement amoindri, ce qui le rend particulièrement robuste aux bruits de mesures. Ce résultat est obtenu au prix d'un gain résonant plus élevé ce qui dédie cette méthode aux DSP double précision.

Une implémentation simple du filtre de Kalman étendu (EKF) a aussi été présentée dans l'optique d'identifier en temps réel les paramètres de tout filtre du premier ordre, à l'instar de du

filtrage capacitif côté DC, ou du filtrage inductif côté AC d'un onduleur connecté au réseau. En effet, il a été démontré que les systèmes d'injection de puissance habituels sont principalement constitués de deux filtres de premier ordre. L'élaboration de l'EKF pour l'estimation en temps réel des paramètres a été exposée et évaluée à l'aide de simulation sur un onduleur injectant de la puissance active dans un MR. Les courbes obtenues démontrent une bonne estimation des paramètres à travers les bruits de commutation de l'onduleur. Ces résultats montrent également que la technique présentée convient peut efficacement être exploitée dans une procédure de diagnostic en temps réel et l'onduleur raccordé à un MR.

CHAPITRE 7

CONCLUSIONS GÉNÉRALES

Le développement des réseaux actuels vers des réseaux plus intelligents ("*Smartgrid*") constitue une piste de solution âprement explorée par la communauté scientifique à travers la planète. Dans la même veine, la présente thèse se propose de contribuer au déploiement de microréseaux (MR) présentés dans la littérature comme une modalité pratique du *smartgrid*, en proposant un prototype pour l'étude en laboratoire des microréseaux intelligents, répondant aux exigences des nouveaux paradigmes d'économie d'énergie. Sur cette base, les objectifs spécifiques ont été définis et exposés au chapitre 1 de ce rapport. L'étude bibliographique a été rapportée au chapitre 2 et les fonctions essentielles à mettre en œuvre ont été dégagées:

- La production traditionnelle assurée par un module diesel et un module hydroélectrique;
- Le stockage de stabilisation à court terme assuré par une roue inertielle contrôlé à l'aide d'une interface d'électronique de puissance;
- La production renouvelable éolienne et photovoltaïque;
- Et plusieurs structures de contrôles.

7.1 PRINCIPALES CONTRIBUTIONS

La présentation du prototype construit exposée au chapitre 3 à montrer qu'au moyen d'équipements standard un dispositif d'étude viable pour les MR peut être produit. La conception proposée est basée sur la suite didactique LabVolt® déjà disponible dans les laboratoires de génie de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (Qc, Canada).

Les travaux menés conjointement avec la construction de ce prototype ont permis entre autres d'aménager un générateur diesel du commerce pour l'analyse et l'estimation de ses paramètres dynamiques, éléments clés de l'exploitation de tout modèle dynamique (chapitre 4).

Les développements présentés au chapitre 5 ont montré qu'un dispositif de stockage inertiel peut être construit moyennant les outils de développements standards. Ces travaux ont conduit à des implémentations et des essais concluants de plusieurs algorithmes décrits dans la littérature. Ainsi, des contrôleurs de puissances aussi performants que ceux rapportés par la littérature ont été construits et testés à l'échelle du laboratoire.

Dans cette lancée, des améliorations portant sur le comportement dynamique des onduleurs injectant de la puissance dans le MR ont été proposées au chapitre 6. Ces travaux ont été principalement motivés le constat de la convergence matérielle observée en ce qui concerne l'interface (les onduleurs) des sources nouvelles. En effet, dans leur quasi-totalité, elles sont raccordées au MR-AC à travers la même logique de fonctionnement: La régulation de la tension du lien DC interne actionnant les échanges de puissances actives. Les réactances connectant les onduleurs au MR sont essentielles pour la qualité de l'injection de puissance. Ainsi, une technique d'identification en temps réel basés sur l'estimateur non linéaire de Kalman (*Extended Kalman Filter*) a été proposée.

7.2 RETOMBÉS SCIENTIFIQUES

La présente thèse a donné lieu aux articles scientifiques suivants:

- [1] T. Tameghe, R. Wamkeue, I. Kamwa, M. Ouhrouche and Nahi Kandil, "*Online Grid Support Inverter Parameters Identification Using Extended Kalman Filters*", **IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Washington, D.C., USA, Oct 21-23.**

- [2] T. Tameghe, R. Wamkeue, I. Kamwa, G. Joos and M. Ouhrouche, "*An enhanced current control scheme for microgrids supporting inverters applications*," **IECON 2017- 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing, 2017, pp. 6375-6379.**

- [3] T. A. Theubou Tameghe, R. Wamkeue and I. Kamwa, "*Diesel Generator Modelling for Microgrid Power Plant Parameters Assessment*", **CCTC 2015 -EIC Climate Change Technology Conference, Montreal, Canada.**

- [4] T. A. Theubou Tameghe, R. Wamkeue² and I. Kamwa³, "*Modelling and Simulation of a Flywheel Energy Storage System for Microgrids Power Plant Applications*", **CCTC 2015 - EIC Climate Change Technology Conference, Montreal, Canada.**

7.3 PERSPECTIVES ET TRAVAUX FUTURS

Les travaux présentés dans le présent document s'inscrivent dans une dynamique permanente de développement et d'innovation. Le développement d'un outil logiciel de contrôle centralisé de niveau 3 tel que décrit dans la revue de la littérature est une suite logique au présent travail. En outre, le raccordement effectif du prototype construit au simulateur de centrale hydroélectrique, en cours de construction dans les laboratoires d'Hydro-Québec (Rouyn-Noranda, Qc, Canada), constitue une autre perspective pouvant déboucher sur le déploiement de plateformes de recherche et d'enseignement permettant le développement de compétences spéciales dans le développement et le déploiement de solutions énergétiques d'avenir.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] EIA, “International energy outlook 2016,” The U. S. Energy Information Administration, Tech. Rep., 2016. [Online]. Available: [www.eia.gov/outlooks/ieo/pdf/0484\(2016\).pdf](http://www.eia.gov/outlooks/ieo/pdf/0484(2016).pdf)
- [2] RNCAN, “Cahier d’information sur l’énergie 2016-2017,” Ressources naturelles Canada, Tech. Rep., 2017. [Online]. Available: www.nrcan.gc.ca/files/-energy/-pdf/-EnergyFactBook_2016_17_Fr.pdf
- [3] E. Park and J. Y. Ohm, “Factors influencing the public intention to use renewable energy technologies in south korea: Effects of the fukushima nuclear accident,” *Energy Policy*, vol. 65, pp. 198 – 211, 2014.
- [4] H. Jennifer and D. Beauvais, “Les réseaux électriques intelligents au Canada 2014,” Ressources naturelles Canada, techreport 2015-018 RP-ANU 411-SGPLAN, Mar. 2015. [Online]. Available: www.nrcan.gc.ca/files/canmetenergy/files/pubs/SmartGrid_f_acc.pdf
- [5] A. Colmenar-Santos, C. Reino-Rio, D. Borge-Diez, and E. Collado-Fernández, “Distributed generation: A review of factors that can contribute most to achieve a scenario of dg units embedded in the new distribution networks,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 59, pp. 1130 – 1148, 2016.
- [6] J. D. D. Hamilton, “Historical oil shocks,” *National Bureau of Economic Research (NBER) Working*, no. w16790, Feb. 2011. [Online]. Available: <https://ssrn.com/abstract=1768548>
- [7] G. Bersalli and J.-C. Simon, “Vers une transition énergétique des pays émergents : quelles politiques d’incitation aux énergies renouvelables dans le secteur électrique en Argentine et au Brésil?” *Développement durable et territoires*, vol. 8, no. 2, p. 21, Sep. 2017. [Online]. Available: <http://developpementdurable.revues.org/11726>
- [8] K. Rommel and J. Sagebiel, “Preferences for micro-cogeneration in Germany: policy implications for grid expansion from a discrete choice experiment,” *Applied Energy*, vol. 206, pp. 612 – 622, 2017.
- [9] M. M. Rahman, M. M.-U.-H. Khan, M. A. Ullah, X. Zhang, and A. Kumar, “A hybrid renewable energy system for a north american off-grid community,” *Energy*, vol. 97, pp. 151 – 160, 2016.
- [10] C. A. Hernandez-Aramburo, T. C. Green, and N. Mugniot, “Fuel consumption minimization of a microgrid,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 3, pp. 673–681, May 2005.
- [11] M. Oprisan and S. Pneumaticos, “Potential for Electricity Generation from Emerging Renewable Sources in Canada,” in *2006 IEEE EIC Climate Change Conference*, May 2006, pp. 1–10.
- [12] Y.-K. Wu, S. M. Chang, and Y.-L. Hu, “Literature review of power system blackouts,” *Energy Procedia*, vol. 141, pp. 428 – 431, 2017, power and Energy Systems Engineering.
- [13] J.-C. Høj, C. Lewis, and A. Wörgötter, “études économiques de l’OCDE Afrique du sud (synthèse),” OCDE/OECD, Tech. Rep., Jul. 2015. [Online]. Available: <http://www.oecd.org/fr/eco/etudes/Afrique-du-sud-synthese-2015.pdf>

- [14] G. Venkataramanan and C. Marnay, "A larger role for microgrids," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, no. 3, pp. 78–82, May 2008.
- [15] T. F. Garrity, "Innovation and trends for future electric power systems," in *2009 Power Systems Conference*, March 2009, pp. 1–8.
- [16] A. M. Adil and Y. Ko, "Socio-technical evolution of decentralized energy systems: A critical review and implications for urban planning and policy," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 57, pp. 1025 – 1037, 2016.
- [17] M. S. S. J. Duncan and T. J. Overbye, *Power Systems Analysis And Design*, 5th ed., C. M. Shortt, Ed. CENGAGE Learning, 2012.
- [18] C. Clastres, "Les réseaux intelligents : régulation, investissement et gestion de la demande électrique," LEPII-EREN-UPMF-CNRS, techreport 23, Nov. 2010.
- [19] A. B. Coralie Petermann, Soufian Ben Amor and M. Bui, "Optimisation de smart grid: d'un modèle intégratif vers une simulation multi-agents autonome," *Modélisation Agents pour les Systèmes Complexes*, p. 8, Jul. 2013. [Online]. Available: <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00840727>
- [20] N.-K. C. Nair and L. Zhang, "Smartgrid: Future networks for new zealand power systems incorporating distributed generation," *Energy Policy*, vol. 37, no. 9, pp. 3418 – 3427, 2009, new Zealand Energy Strategy.
- [21] H. Farhangi, "The path of the smart grid," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 18–28, January 2010.
- [22] K. Sharma and L. M. Saini, "Performance analysis of smart metering for smart grid: An overview," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 49, pp. 720 – 735, 2015.
- [23] M. Donohoe, B. Jennings, and S. Balasubramaniam, "Context-awareness and the smart grid: Requirements and challenges," *Computer Networks*, vol. 79, pp. 263 – 282, 2015.
- [24] R. Bertoldo, M. Poumadère, and L. C. R. Jr., "When meters start to talk: The public's encounter with smart meters in France," *Energy Research & Social Science*, vol. 9, pp. 146 – 156, 2015, special Issue on Smart Grids and the Social Sciences.
- [25] S. Barsali, M. Ceraolo, R. Giglioli, and D. Poli, "Storage applications for smartgrids," *Electric Power Systems Research*, vol. 120, pp. 109 – 117, 2015, smart Grids: World's Actual Implementations.
- [26] R. D. Rappaport and J. Miles, "Cloud energy storage for grid scale applications in the uk," *Energy Policy*, vol. 109, pp. 609 – 622, 2017.
- [27] Kenneth K. Zame, Christopher A. Brehm, Alex T. Nitica, Christopher L. Richard, and Gordon D. Schweitzer III, "Smart grid and energy storage: Policy recommendations," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 82, pp. 1646 – 1654, 2018.
- [28] D. Coll-Mayor, M. Paget, and E. Lightner, "Future intelligent power grids: Analysis of the vision in the european union and the united states," *Energy Policy*, vol. 35, no. 4, pp. 2453 – 2465, 2007.

- [29] Y. Yolda, A. Önen, S. Muyeen, A. V. Vasilakos, and I. Alan, “Enhancing smart grid with microgrids: Challenges and opportunities,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 72, pp. 205 – 214, 2017.
- [30] P. Kalkal and V. K. Garg, “Transition from conventional to modern grids: Modern grid include microgrid and smartgrid,” in *2017 4th International Conference on Signal Processing, Computing and Control (ISPCC)*, Sept 2017, pp. 223–228.
- [31] L. Mariam, M. Basu, and M. F. Conlon, “Microgrid: Architecture, policy and future trends,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 64, pp. 477 – 489, 2016.
- [32] H. Haddadian and R. Noroozian, “Optimal operation of active distribution systems based on microgrid structure,” *Renewable Energy*, vol. 104, pp. 197 – 210, 2017.
- [33] A. T. Elsayed, A. A. Mohamed, and O. A. Mohammed, “DC microgrids and distribution systems: An overview,” *Electric Power Systems Research*, vol. 119, pp. 407 – 417, 2015.
- [34] E. Bullich-Massagué, F. Díaz-González, M. Aragüés-Peñalba, F. Girbau-Llistuella, P. Olivella-Rosell, and A. Sumper, “Microgrid clustering architectures,” *Applied Energy*, vol. 212, pp. 340 – 361, 2018.
- [35] F. Zhang, H. Zhao, and M. Hong, “Operation of networked microgrids in a distribution system,” *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 1, no. 4, pp. 12–21, Dec. 2015.
- [36] T. Mohn, “It takes a village: Rural electrification in east Africa,” vol. 11, no. 4, pp. 46–51, Jul. 2013.
- [37] Y. Mohammed, M. Mustafa, N. Bashir, and I. Ibrahim, “Existing and recommended renewable and sustainable energy development in Nigeria based on autonomous energy and microgrid technologies,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 75, pp. 820 – 838, 2017.
- [38] F. Martin-Martínez, A. Sánchez-Miralles, and M. Rivier, “A literature review of Microgrids: A functional layer based classification,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 62, pp. 1133 – 1153, 2016.
- [39] A. López-González, B. Domenech, D. Gómez-Hernández, and L. Ferrer-Martí, “Renewable microgrid projects for autonomous small-scale electrification in Andean countries,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 79, pp. 1255 – 1265, 2017.
- [40] F. Ahmad, M. S. Alam, and M. Asaad, “Developments in xEVs charging infrastructure and energy management system for smart microgrids including xEVs,” *Sustainable Cities and Society*, vol. 35, pp. 552 – 564, 2017.
- [41] IEEE, “IEEE Guide for Smart Grid Interoperability of Energy Technology and Information Technology Operation with the Electric Power System (EPS), End-Use Applications, and Loads,” *IEEE Std 2030-2011*, pp. 1–126, Sept 2011.
- [42] D. V. Dollen, “Report to NIST on the Smart Grid Interoperability Standards Roadmap,” Electric Power Research Institute (EPRI), Tech. Rep., 2009.
- [43] S. M. Amin and B. F. Wollenberg, “Toward a smart grid: power delivery for the 21st century,” *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 3, no. 5, pp. 34–41, Sept 2005.

- [44] M. Amin, "Challenges in reliability, security, efficiency, and resilience of energy infrastructure: Toward smart self-healing electric power grid," in *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, July 2008, pp. 1–5.
- [45] J. Corbett, K. Wardle, and C. Chen, "Toward a sustainable modern electricity grid: The effects of smart metering and program investments on demand-side management performance in the US electricity sector 2009-2012," *IEEE Transactions on Engineering Management*, vol. 65, no. 2, pp. 252–263, May 2018.
- [46] D. Eltigani and S. Masri, "Challenges of integrating renewable energy sources to smart grids: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 52, pp. 770 – 780, 2015.
- [47] R. H. Lasseter, "MicroGrids," in *2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37309)*, vol. 1, Jan 2002, pp. 305–308 vol.1.
- [48] I. Patrao, E. Figueres, G. Garcerá, and R. González-Medina, "Microgrid architectures for low voltage distributed generation," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 43, pp. 415 – 424, 2015.
- [49] H. Lotfi and A. Khodaei, "AC Versus DC Microgrid Planning," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, no. 1, pp. 296–304, Jan 2017.
- [50] M. Sahoo and S. Keerthipati, "Fault tolerant three-level boost inverter with reduced source and lc count," *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 399–405, 2018.
- [51] A. Alfergani, A. Khalil, and Z. Rajab, "Networked control of AC microgrid," *Sustainable Cities and Society*, vol. 37, pp. 371 – 387, 2018.
- [52] K. Rajesh, S. Dash, R. Rajagopal, and R. Sridhar, "A review on control of ac microgrid," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 71, pp. 814 – 819, 2017.
- [53] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, "Control of Power Converters in AC Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, Nov 2012.
- [54] S. Bacha, D. Picault, B. Burger, I. Etxeberria-Otadui, and J. Martins, "Photovoltaics in Microgrids: An Overview of Grid Integration and Energy Management Aspects," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 1, pp. 33–46, March 2015.
- [55] R. Engleitner, A. Nied, M. S. M. Cavalca, and J. P. da Costa, "Dynamic Analysis of Small Wind Turbines Frequency Support Capability in a Low-Power Wind-Diesel Microgrid," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 1, pp. 102–111, Jan 2018.
- [56] S. Khatua, S. Mishra, S. Pati, A. Choudhury, and K. B. Mohanty, "Voltage amp; frequency stabilisation of a SEIG based micro-hydro system through a DFIG based WECS equipped with BESS," in *2018 Technologies for Smart-City Energy Security and Power (ICSESP)*, March 2018, pp. 1–6.
- [57] T. Dragicevic, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "DC Microgrids-Part I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4876–4891, July 2016.

- [58] T. Dragicevic, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "DC Microgrids-Part II: A Review of Power Architectures, Applications, and Standardization Issues," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp. 3528–3549, May 2016.
- [59] P. Lindman and L. Thorsell, "Applying distributed power modules in telecom systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 365–373, March 1996.
- [60] D. J. Hammerstrom, "AC Versus DC Distribution Systems: Did We Get it Right?" in *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, June 2007, pp. 1–5.
- [61] X. Zhou, L. Zhou, Y. Chen, J. M. Guerrero, A. Luo, W. Wu, and L. Yang, "A microgrid cluster structure and its autonomous coordination control strategy," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 100, pp. 69 – 80, 2018.
- [62] P. M. Anderson and A.-A. A. Fouad, *Power System Control and Stability*, ser. IEEE Press power engineering series. IEEE Press, 2003.
- [63] J. Machowski, J. Bialek, and D. J. Bumby, *Power System Dynamics: Stability and Control*. Wiley, 2008.
- [64] K. R. Padiyar, *Power system dynamics: stability and control*, 2nd ed. BS Publications, 2008.
- [65] P. Kundur, *Power system stability and control*, ser. EPRI power system engineering series, N. J. Balu and M. G. Lauby, Eds. McGraw-Hill, 1994.
- [66] B. V. Nair, M. Mathew, A. Joseph, L. K. Shaji, A. Krishnan, J. Balakrishnan, and T. Mathew, "Design of Micro-Hydro power plant using an induction motor as a generator," in *2014 International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE)*, March 2014, pp. 1–5.
- [67] S. Sangal, A. Garg, and D. Kumar, "Review of Optimal Selection of Turbines for Hydroelectric Projects," *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, 2013.
- [68] U. Zope and P.S.Pingle, "Micro hydropower turbines designs: A Review," *International Journal of Scientific and Engineering Research*, vol. 5, pp. 1076–1084, Dec. 2014.
- [69] C. Jawahar and P. A. Michael, "A review on turbines for micro hydro power plant," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 72, pp. 882 – 887, 2017.
- [70] S. Joshi, A. Gordon, L. Holloway, and L. Chang, "Selecting a high specific speed pump for low head hydro-electric power generation," in *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2005.*, May 2005, pp. 603–606.
- [71] E. Frosina, D. Buono, and A. Senatore, "A performance prediction method for pumps as turbines using a computational fluid dynamics modeling approach," *Energies*, 2017.
- [72] J. Zou, M. Pipattanasomporn, S. Rahman, and X. Lai, "A Frequency Regulation Framework for Hydro Plants to Mitigate Wind Penetration Challenges," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 7, no. 4, pp. 1583–1591, Oct 2016.
- [73] G. Ardizzon, G. Cavazzini, and G. Pavesi, "A new generation of small hydro and pumped-hydro power plants: Advances and future challenges," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 31, pp. 746 – 761, 2014.

- [74] M. Valavi and A. Nysveen, "Variable-speed operation of hydropower plants: Past, present, and future," in *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Sept 2016, pp. 640–646.
- [75] R. J. Kerkman, T. A. Lipo, W. G. Newman, and J. E. Thirkell, "An Inquiry into Adjustable Speed Operation of a Pumped Hydro Plan Part II - System Analysis," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-99, no. 5, pp. 1838–1844, Sept 1980.
- [76] —, "An Inquiry into Adjustable Speed Operation of a Pumped Hydro Plant Part I - Machine Design and Performance," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-99, no. 5, pp. 1828–1837, Sept 1980.
- [77] D. Borkowski and T. WÄ™giel, "Small Hydropower Plant With Integrated Turbine-Generators Working at Variable Speed," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 2, pp. 452–459, June 2013.
- [78] R. C. Adhikari, J. Vaz, and D. Wood, "Cavitation Inception in Crossflow Hydro Turbines," *Energies*, vol. 9, no. 237, 2016.
- [79] D. Borkowski, "Maximum Efficiency Point Tracking (MEPT) for Variable Speed Small Hydropower Plant With Neural Network Based Estimation of Turbine Discharge," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 3, pp. 1090–1098, Sept 2017.
- [80] L. Belhadji, S. Bacha, I. Munteanu, A. Rumeau, and D. Roye, "Adaptive mppt applied to variable-speed microhydropower plant," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 1, pp. 34–43, March 2013.
- [81] K. T. Atta, A. Johansson, M. J. Cervantes, and T. Gustafsson, "Maximum power point tracking for micro hydro power plants using extremum seeking control," in *2015 IEEE Conference on Control Applications (CCA)*, Sept 2015, pp. 1874–1879.
- [82] A. Joseph and T. R. Chelliah, "A Review of power electronic Converters for Variable Speed Pumped Storage Plants: Configurations, Operational Challenges, and Future Scopes," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 103–119, March 2018.
- [83] K. Mollenhauer and H. Tschöke, Eds., *Handbook of Diesel Engines*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010.
- [84] Van, T.P., *Diesel Engine: Combustion, Emissions and Condition Monitoring*. Scitus Academics LLC, 2017.
- [85] C. D. Rakopoulos and E. G. Giakoumis, *Diesel Engine Transient Operation: Principles of Operation and Simulation Analysis*. Springer London, 2009.
- [86] V. M. Thomas, R. Bram, D. Johan, and C. Jan, "Variable speed genset with full rated power converter using readily available industrial products," in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*, Aug 2014, pp. 1–7.
- [87] S. Choe, Y. Son, and S. Sul, "Control and Analysis of Engine Governor for Improved Stability of DC Microgrid Against Load Disturbance," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 4, pp. 1247–1258, Dec 2016.

- [88] Z. Chlodnicki, W. Koczara, and N. Al-Khayat, "Control Strategies of the Variable Speed Generating Systems," in *EUROCON 2007 - The International Conference on "Computer as a Tool"*, Sept 2007, pp. 1301–1309.
- [89] M. Islam, D. S.-K. Ting, and A. Fartaj, "Aerodynamic models for darrieus-type straight-bladed vertical axis wind turbines," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 12, pp. 1087–1109, 2008.
- [90] G. Boyle, *Renewable Electricity and the Grid: The Challenge of Variability*, G. Boyle, Ed. Earthscan, 2007.
- [91] A. Khaligh and O. G. Onar, *ENERGY HARVESTING - Solar, Wind, and Ocean Energy Conversion Systems*. CRC Press, 2010.
- [92] Y. Amirat, M. E. H. Benbouzid, B. Bensaker, and R. Wamkeue, "Generators for Wind Energy Conversion Systems: State of the Art and Coming Attractions," *J. Electrical Systems*, vol. 3, no. 1, pp. 26–38, 2007.
- [93] Z. Hameed, Y. Hong, Y. Cho, S. Ahn, and C. Song, "Condition monitoring and fault detection of wind turbines and related algorithms: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 13, pp. 1–39, 2009.
- [94] I. BOLDEA, *VARIABLE SPEED GENERATORS*, L. Taylor & Francis Group, Ed. CRC Press, 2006.
- [95] R. Gasch and J. Twele, *Wind Power Plants (Fundamentals, Design, Construction and Operation)*. Springer, 2012.
- [96] S. Chakraborty, B. Kroposki, and W. Kramer, "Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems Part 2: Modeling, Development, and Experimental Evaluation of Advanced Control Functions for Single-Phase Utility-Connected Inverter," National Renewable Energy Laboratory (NREL), 1617 Cole Boulevard, Golden, Colorado 80401-3393, Technical Report, November 2008.
- [97] E. J. Bueno, S. Cóbreces, F. J. Rodríguez, Álvaro Hernández, and F. Espinosa, "Design of a back-to-back npc converter interface for wind turbines with squirrel-cage induction generator," *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, vol. 23, pp. 932–945, 2008.
- [98] C. S. A. Nandar, "Robust pi control of smart controllable load for frequency stabilization of microgrid power system," *Renewable Energy*, pp. 1–8, 2012.
- [99] H.-L. Tsai, C.-S. Tu, and Y.-J. Su, "Development of Generalized Photovoltaic Model Using MATLAB/SIMULINK," in *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science*, 2008.
- [100] F. Rasool, M. Driberg, N. Badruddin, and B. S. M. Singh, "PV panel modeling with improved parameter extraction technique," *Solar Energy*, vol. 153, pp. 519 – 530, 2017.
- [101] A. I. Aldaoudeyeh, "Development of a generalised PV model in MATLAB/Simulink using datasheet values," *The Journal of Engineering*, vol. 2018, no. 5, pp. 257–263, 2018.
- [102] P. Pinson and G. Kariniotakis, "Conditional Prediction Intervals of Wind Power Generation," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 25, no. 4, pp. 1845–1856, Nov 2010.

- [103] D. Corbus, D. Lew, G. Jordan, W. Winters, F. V. Hull, J. Manobianco, and B. Zavadil, "Up with wind," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 7, no. 6, pp. 36–46, November 2009.
- [104] P. Siemes, H. . Haubrich, H. Vennegeerts, and S. Ohrem, "Concepts for the improved integration of wind power into the german interconnected system," *IET Renewable Power Generation*, vol. 2, no. 1, pp. 26–33, March 2008.
- [105] W. Y. Cheng, Y. Liu, A. J. Bourgeois, Y. Wu, and S. E. Haupt, "Short-term wind forecast of a data assimilation/weather forecasting system with wind turbine anemometer measurement assimilation," *Renewable Energy*, vol. 107, pp. 340 – 351, 2017.
- [106] L. M. Bardal and L. R. SÃ|tran, "Influence of turbulence intensity on wind turbine power curves," *Energy Procedia*, vol. 137, pp. 553 – 558, 2017, 14th Deep Sea Offshore Wind R&D Conference, EERA DeepWind'2017.
- [107] M. Lydia, S. S. Kumar, A. I. Selvakumar, and G. E. P. Kumar, "A comprehensive review on wind turbine power curve modeling techniques," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 30, pp. 452 – 460, 2014.
- [108] L. Li, Y. Liu, Z. Yuan, and Y. Gao, "Wind field effect on the power generation and aerodynamic performance of offshore floating wind turbines," *Energy*, vol. 157, pp. 379 – 390, 2018.
- [109] Y. Mokhtari and D. Rekioua, "High performance of Maximum Power Point Tracking Using Ant Colony algorithm in wind turbine," *Renewable Energy*, vol. 126, pp. 1055 – 1063, 2018.
- [110] S. ho Hur, "Modelling and control of a wind turbine and farm," *Energy*, vol. 156, pp. 360 – 370, 2018.
- [111] S. Zhang, K. Luo, R. Yuan, Q. Wang, J. Wang, L. Zhang, and J. Fan, "Influences of operating parameters on the aerodynamics and aeroacoustics of a horizontal-axis wind turbine," *Energy*, vol. 160, pp. 597 – 611, 2018.
- [112] M. E. Abdallah, O. M. Arafa, A. Shaltot, and G. A. A. Aziz, "Wind turbine emulation using permanent magnet synchronous motor," *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, vol. 5, no. 2, pp. 121 – 134, 2018.
- [113] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, and S. Kouro, *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*, I. Press, Ed. Wiley, 2011.
- [114] W. Tjiu, T. Marnoto, S. Mat, M. H. Ruslan, and K. Sopian, "Darrieus vertical axis wind turbine for power generation I: Assessment of Darrieus VAWT configurations," *Renewable Energy*, vol. 75, pp. 50 – 67, 2015.
- [115] —, "Darrieus vertical axis wind turbine for power generation II: Challenges in HAWT and the opportunity of multi-megawatt Darrieus VAWT development," *Renewable Energy*, vol. 75, pp. 560 – 571, 2015.
- [116] C.-J. Bai and W.-C. Wang, "Review of computational and experimental approaches to analysis of aerodynamic performance in horizontal-axis wind turbines (HAWTs)," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 63, pp. 506 – 519, 2016.
- [117] J. Fadil, Soediby, and M. Ashari, "Performance comparison of vertical axis and horizontal axis wind turbines to get optimum power output," in *2017 15th International Conference on Quality*

- in Research (QiR) : International Symposium on Electrical and Computer Engineering*, July 2017, pp. 429–433.
- [118] T. F. Chan and L. L. Lai, “An Axial-Flux Permanent-Magnet Synchronous Generator for a Direct-Coupled Wind-Turbine System,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 1, pp. 86–94, March 2007.
- [119] R. Kumar, K. Raahemifar, and A. S. Fung, “A critical review of vertical axis wind turbines for urban applications,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 89, pp. 281 – 291, 2018.
- [120] T. Stathopoulos, H. Alrawashdeh, A. Al-Quraan, B. Blocken, A. Dilimulati, M. Paraschivoiu, and P. Pilay, “Urban wind energy: Some views on potential and challenges,” *Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics*, vol. 179, pp. 146 – 157, 2018.
- [121] A. Das, K. B. Chimonyo, T. R. Kumar, S. Gourishankar, and C. Rani, “Vertical axis and horizontal axis wind turbine- A comprehensive review,” in *2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS)*, Aug 2017, pp. 2660–2669.
- [122] A. Abir, D. Mehdi, and S. Lassaad, “Pitch angle control of the variable speed wind turbine,” in *2016 17th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, Dec 2016, pp. 582–587.
- [123] Y. Ren, L. Li, J. Brindley, and L. Jiang, “Nonlinear PI control for variable pitch wind turbine,” *Control Engineering Practice*, vol. 50, pp. 84 – 94, 2016.
- [124] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. Kjaer, “Power electronics as efficient interface of renewable energy sources,” in *Proc. IPEMC 2004. The 4th Int. Power Electronics and Motion Control Conf*, vol. 3, Aug. 2004, pp. 1731–1739 Vol.3.
- [125] J. A. Baroudi, V. Dinavahi, and A. M. Knight, “A review of power converter topologies for wind generators,” *Renewable Energy*, vol. 32, no. 14, pp. 2369 – 2385, 2007.
- [126] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. PortilloGuisado, M. A. M. Prats, J. I. Leon, and 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, June 2006.
- [127] H. Chen, T. N. Cong, W. Yang, C. Tan, Y. Li, and Y. Ding, “Progress in electrical energy storage system: A critical review,” *Progress in Natural Science*, vol. 19, no. 3, pp. 291 – 312, 2009.
- [128] G. Wang, G. Konstantinou, C. D. Townsend, J. Pou, S. Vazquez, G. D. Demetriades, and V. G. Agelidis, “A Review of Power Electronics for Grid Connection of Utility-Scale Battery Energy Storage Systems,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 7, no. 4, pp. 1778–1790, Oct 2016.
- [129] A. S. Subburaj, P. Kondur, S. B. Bayne, M. G. Giesselmann, and M. A. Herral, “Analysis and Review of Grid Connected Battery in Wind Applications,” in *2014 Sixth Annual IEEE Green Technologies Conference*, April 2014, pp. 1–6.
- [130] Y. Iijima, Y. Sakanaka, N. Kawakami, M. Fukuhara, K. Ogawa, M. Bando, and T. Matsuda, “Development and field experiences of NAS battery inverter for power stabilization of a 51 MW wind farm,” in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, June 2010, pp. 1837–1841.

- [131] X. Luo, J. Wang, M. Dooner, and J. Clarke, "Overview of current development in electrical energy storage technologies and the application potential in power system operation," *Applied Energy*, vol. 137, pp. 511 – 536, 2015.
- [132] A. Bidram and A. Davoudi, "Hierarchical Structure of Microgrids Control System," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 4, pp. 1963–1976, Dec 2012.
- [133] J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, J. Miret, M. Castilla, and L. G. de Vicuna, "Hierarchical Control of Intelligent Microgrids," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, no. 4, pp. 23–29, Dec 2010.
- [134] L. Meng, M. Savaghebi, F. Andrade, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, and M. Graells, "Microgrid central controller development and hierarchical control implementation in the intelligent microgrid lab of Aalborg University," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March 2015, pp. 2585–2592.
- [135] D. E. Olivares, A. Mehrizi-Sani, A. H. Etemadi, C. A. Cañizares, R. Iravani, M. Kazerani, A. H. Hajimiragha, O. Gomis-Bellmunt, M. Saeedifard, R. Palma-Behnke, G. A. Jimenez-Estévez, and N. D. Hatziargyriou, "Trends in Microgrid Control," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 4, pp. 1905–1919, July 2014.
- [136] A. M. Bouzid, J. M. Guerrero, A. Cheriti, M. Bouhamida, P. Sicard, and M. Benghanem, "A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 44, pp. 751 – 766, 2015.
- [137] K. S. EI-Bidairi, H. D. Nguyen, S. D. G. Jayasinghe, and T. S. Mahmoud, "Multiobjective Intelligent Energy Management Optimization for Grid-Connected Microgrids," in *2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I CPS Europe)*, June 2018, pp. 1–6.
- [138] M. G. Molina, "Distributed energy storage systems for applications in future smart grids," in *2012 Sixth IEEE/PES Transmission and Distribution: Latin America Conference and Exposition (TD-LA)*, Sep. 2012, pp. 1–7.
- [139] Q. Fu, A. Nasiri, V. Bhavaraju, A. Solanki, T. Abdallah, and D. C. Yu, "Transition management of microgrids with high penetration of renewable energy," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 2, pp. 539–549, March 2014.
- [140] B. Kroposki, R. Lasseter, T. Ise, S. Morozumi, S. Papathanassiou, and N. Hatziargyriou, "Making microgrids work," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, no. 3, pp. 40–53, May 2008.
- [141] N. Lidula and A. Rajapakse, "Microgrids research: A review of experimental microgrids and test systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, no. 1, pp. 186 – 202, 2011.
- [142] F. Katiraei, C. Abbey, S. Tang, and M. Gauthier, "Planned islanding on rural feeders – utility perspective," in *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, July 2008, pp. 1–6.
- [143] S. Santoso, M. Lwin, J. Ramos, M. Singh, E. Muljadi, and J. Jonkman, "Designing and Integrating Wind Power Laboratory Experiments in Power and Energy Systems Courses," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 29, no. 4, pp. 1944–1951, July 2014.

- [144] J. T. Wamba, "Development of an Analog and Didactical Simulator for Hydroelectric Power Plants," in *Canadian Engineering Education Association Conference*. CEEA13, Jun. 2013.
- [145] F. Didactic, *2 kW Electromechanical Training Systems 8013-00*, FESTO, Labvolt-Series, 2017.
- [146] *KD 225, 315, 350, 400 and 440 Workshop Manual*, KOHLER CO. [Online]. Available: http://resources.kohler.com/power/kohler/enginesUS/pdf/kd225_440_service.pdf
- [147] R. Wamkeue, "Conception optimale d'un alternateur de faible puissance pour un simulateur de groupe turbine-alternateur (Rapport préliminaire)," UQAT-Hydro-Québec, techreport, May 2011.
- [148] *Gemini Controls PWM DC Drives: Gemini Pulse-Pack 4-QUAD*, Gemini Controls LLC. [Online]. Available: <http://www.geminicontrols.com/>
- [149] X. Guillaud, M. O. Faruque, A. Teninge, A. H. Hariri, L. Vanfretti, M. Paolone, V. Dinavahi, P. Mitra, G. Lauss, C. Dufour, P. Forsyth, A. K. Srivastava, K. Strunz, T. Strasser, and A. Davoudi, "Applications of Real-Time Simulation Technologies in Power and Energy Systems," *IEEE Power and Energy Technology Systems Journal*, vol. 2, no. 3, pp. 103–115, Sep. 2015.
- [150] N. P. Mahalik and K. Kim, "A Prototype for Hardware-in-the-Loop Simulation of a Distributed Control Architecture," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C (Applications and Reviews)*, vol. 38, no. 2, pp. 189–200, March 2008.
- [151] S. Nuratch, "Firmware design and development of MCU and Matlab-Simulink interfacing for real-time measurement, analysis and control applications," in *2016 13th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, June 2016, pp. 1–6.
- [152] J. Krlev, "Design of UART controller for FPGA with Simulink®," in *2014 3rd Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO)*, June 2014, pp. 44–47.
- [153] S. Vazquez, S. M. Lukic, E. Galvan, L. G. Franquelo, and J. M. Carrasco, "Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp. 3881–3895, Dec 2010.
- [154] G. Cimuca, S. Breban, M. M. Radulescu, C. Saudemont, and B. Robyns, "Design and Control Strategies of an Induction-Machine-Based Flywheel Energy Storage System Associated to a Variable-Speed Wind Generator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 526–534, June 2010.
- [155] F. Díaz-González, F. D. Bianchi, A. Sumper, and O. Gomis-Bellmunt, "Control of a Flywheel Energy Storage System for Power Smoothing in Wind Power Plants," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 1, pp. 204–214, March 2014.
- [156] LabVolt, *Power Electronics Training System (8010)*, Festo Didactic, 2017. [Online]. Available: https://www.labvolt.com/solutions/6_power_energy/59-8010-A0_power_electronics_training_system
- [157] J. Yiu, Ed., *The Definitive Guide to ARM® CORTEX®-M3 and CORTEX®-M4 Processors*, third edition ed. Newnes, 2014.
- [158] M. Fisher, *ARM Cortex M4 Cookbook*, 978-1782176503, Ed. Packt Publishing, Mar. 2016.

- [159] *STM32F405xx / STM32F407xx: Datasheet - production data*, Rev. 8 ed., STmicroelectronics, Sep. 2016. [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/dm00037051.pdf>
- [160] *Reference manual (RM0090): Advanced Arm-based 32-bit MCUs*, STmicroelectronics, Feb. 2017. [Online]. Available: www.st.com
- [161] D. Abbasinezhad-Mood and M. Nikooghadam, "An ultra-lightweight and secure scheme for communications of smart meters and neighborhood gateways by utilization of an arm cortex-m microcontroller," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 6, pp. 6194–6205, Nov 2018.
- [162] R. Menges, "Supporting renewable energy on liberalised markets: green electricity between additionality and consumer sovereignty," *Energy Policy*, vol. 31, no. 7, pp. 583 – 596, 2003, trade Based Greening in European Electricity Markets.
- [163] T. M. Weis, A. Ilinca, and J.-P. Pinard, "Stakeholders'™ perspectives on barriers to remote wind' diesel power plants in Canada," *Energy Policy*, vol. 36, no. 5, pp. 1611 – 1621, 2008.
- [164] T. Senjyu, T. Nakaji, K. Uezato, and T. Funabashi, "A hybrid power system using alternative energy facilities in isolated island," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 2, pp. 406–414, June 2005.
- [165] I. Kamwa, "Dynamic modelling and robust regulation of a no-storage wind-diesel hybrid power system," *Electric Power Systems Research*, vol. 18, no. 3, pp. 219 – 233, 1990.
- [166] P. B. Malatestas, M. P. Papadopoulos, and G. S. Stavrakakis, "Modeling and identification of diesel-wind turbines systems for wind penetration assessment," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 8, no. 3, pp. 1091–1097, Aug 1993.
- [167] R. Wamkeue, F. Baetscher, and I. Kamwa, "Hybrid-State-Model-Based Time-Domain Identification of Synchronous Machine Parameters From Saturated Load Rejection Test Records," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 1, pp. 68–77, March 2008.
- [168] "Ieee guide: Test procedures for synchronous machines part i–acceptance and performance testing part ii-test procedures and parameter determination for dynamic analysis," *IEEE Std 115-1995*, pp. 1–198, April 1996.
- [169] "IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies," *IEEE Std 421.5-2005 (Revision of IEEE Std 421.5-1992)*, pp. 1–93, April 2006.
- [170] T. Theubou, R. Wamkeue, and I. Kamwa, "Dynamic model of diesel generator set for hybrid wind-diesel small grids applications," in *2012 25th IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, April 2012, pp. 1–4.
- [171] "Ieee recommended practice: Definitions of basic per-unit quantities for ac rotating machines," *IEEE Std 86-1987*, pp. 1–14, Feb 1987.
- [172] R. Wamkeue, D. Aguglia, M. Lakehal, and P. Viarouge, "Two-Step Method for Identification of Nonlinear Model of Induction Machine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 4, pp. 801–809, Dec 2007.
- [173] X. Tang, W. Deng, and Z. Qi, "Investigation of the Dynamic Stability of Microgrid," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 29, no. 2, pp. 698–706, March 2014.

- [174] T. A. Papadopoulos, P. N. Papadopoulos, G. K. Papagiannis, P. Crolla, A. J. Roscoe, and G. M. Burt, "Dynamic performance of a low voltage microgrid with droop controlled distributed generation," in *2013 IEEE Power Energy Society General Meeting*, July 2013, pp. 1–5.
- [175] S. Samineni, B. K. Johnson, H. L. Hess, and J. D. Law, "Modeling and analysis of a flywheel energy storage system for Voltage sag correction," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 1, pp. 42–52, Jan 2006.
- [176] R. Arghandeh, M. Pipattanasomporn, and S. Rahman, "Flywheel Energy Storage Systems for Ride-through Applications in a Facility Microgrid," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 4, pp. 1955–1962, Dec 2012.
- [177] W. Edwards and S. Manson, "Using protective relays for microgrid controls," in *2018 71st Annual Conference for Protective Relay Engineers (CPRE)*, March 2018, pp. 1–7.
- [178] A. Dimeas, A. Tsikalakis, G. Kariniotakis, and G. Korres, *Operation of Multi-Microgrids*. IEEE, 2014, ch. 2, pp. 25–79.
- [179] C. Zhang, P. Wu, and K. J. Tseng, "Fem analyses for the design and modeling of a novel flywheel energy storage system assisted by integrated magnetic bearing," in *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005.*, May 2005, pp. 1157–1164.
- [180] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, and A. Tani, "Foc and dtc: two viable schemes for induction motors torque control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 779–787, Sep. 2002.
- [181] P. Tiitinen and M. Surandra, "The next generation motor control method, DTC direct torque control," in *Proceedings of International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth*, vol. 1, Jan 1996, pp. 37–43 vol.1.
- [182] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, Sep. 1986.
- [183] A. M. Razali, M. A. Rahman, G. George, and N. A. Rahim, "Analysis and Design of New Switching Lookup Table for Virtual Flux Direct Power Control of Grid-Connected Three-Phase PWM AC–DC Converter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 2, pp. 1189–1200, March 2015.
- [184] M. A. Zare, R. G. Kavasseri, and C. Ababei, "FPGA-based design and implementation of direct torque control for induction machines," in *2014 International Conference on ReConFigurable Computing and FPGAs (ReConFig14)*, Dec 2014, pp. 1–6.
- [185] R. Golden, "Digital filter synthesis by sampled-data transformation," *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, vol. 16, no. 3, pp. 321–329, Sep. 1968.
- [186] S. Shah, H. Sun, D. Nikovski, and J. Zhang, "Vsc-based active synchronizer for generators," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 1, pp. 116–125, March 2018.
- [187] R. H. Lasseter, J. H. Eto, B. Schenkman, J. Stevens, H. Vollkommer, D. Klapp, E. Linton, H. Hurtado, and J. Roy, "CERTS Microgrid Laboratory Test Bed," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 1, pp. 325–332, Jan 2011.

- [188] J. Holtz, "Pulsewidth modulation-a survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 39, no. 5, pp. 410–420, Oct 1992.
- [189] A. R. Beig, G. Narayanan, and V. T. Ranganathan, "Modified svpwm algorithm for three level vsi with synchronized and symmetrical waveforms," vol. 54, no. 1, pp. 486–494, Feb. 2007.
- [190] I. Colak, E. Kabalci, G. Fulli, and S. Lazarou, "A survey on the contributions of power electronics to smart grid systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 47, pp. 562 – 579, 2015.
- [191] P. Rodríguez, A. Luna, R. S. Muñoz-Aguilar, I. Etxeberria-Otadui, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A Stationary Reference Frame Grid Synchronization System for Three-Phase Grid-Connected Power Converters Under Adverse Grid Conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 99–112, Jan 2012.
- [192] A. Manoloiu, H. A. Pereira, R. Teodorescu, M. Bongiorno, M. Eremia, and S. R. Silva, "Comparison of pi and pr current controllers applied on two-level vsc-hvdc transmission system," in *2015 IEEE Eindhoven PowerTech*, June 2015, pp. 1–5.
- [193] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, pp. 750–762, Sep. 2006.
- [194] N. Zhang, H. Tang, and C. Yao, "A Systematic Method for Designing a PR Controller and Active Damping of the LCL Filter for Single-Phase Grid-Connected PV Inverters," *Energies*, vol. 7, pp. 3934–3954, 2014.
- [195] S. Bayhan, H. Abu-Rub, J. I. Leon, S. Vazquez, and L. G. Franquelo, "Power electronic converters and control techniques in AC microgrids," in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct 2017, pp. 6179–6186.
- [196] C. Chakraborty, H. H. Iu, and D. Dah-Chuan Lu, "Power converters, control, and energy management for distributed generation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4466–4470, July 2015.
- [197] T. Wu, M. Misra, Y. Jhang, Y. Huang, and L. Lin, "Direct digital control of single-phase grid-connected inverters with lcl filter based on inductance estimation model," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1851–1862, Feb 2019.
- [198] S. Liu, K. Wu, and Y. Tzou, "Control of a single-phase grid inverter with on-line inductance identification," in *2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, June 2016, pp. 454–459.
- [199] Xiaoliang Jiang, Pindong Sun, and Z. Q. Zhu, "Modeling and simulation of parameter identification for PMSM based on EKF," in *2010 International Conference on Computer, Mechatronics, Control and Electronic Engineering*, vol. 3, Aug 2010, pp. 345–348.
- [200] S. Reece and S. Roberts, "An introduction to Gaussian processes for the Kalman filter expert," in *2010 13th International Conference on Information Fusion*, July 2010, pp. 1–9.
- [201] D. Salmond, "Target tracking: introduction and kalman tracking filters," in *IEE Target Tracking: Algorithms and Applications (Ref. No. 2001/174)*, vol. Workshop, Oct 2001, pp. 1/1–1/16 vol.2.

- [202] M. S. Arulampalam, S. Maskell, N. Gordon, and T. Clapp, “A tutorial on particle filters for online nonlinear/non-Gaussian Bayesian tracking,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 50, no. 2, pp. 174–188, Feb 2002.
- [203] Qi Cheng and P. Bondon, “A new unscented particle filter,” in *2008 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, March 2008, pp. 3417–3420.
- [204] H. Khazraj, F. Faria da Silva, and C. L. Bak, “A performance comparison between extended Kalman Filter and unscented Kalman Filter in power system dynamic state estimation,” in *2016 51st International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, Sep. 2016, pp. 1–6.

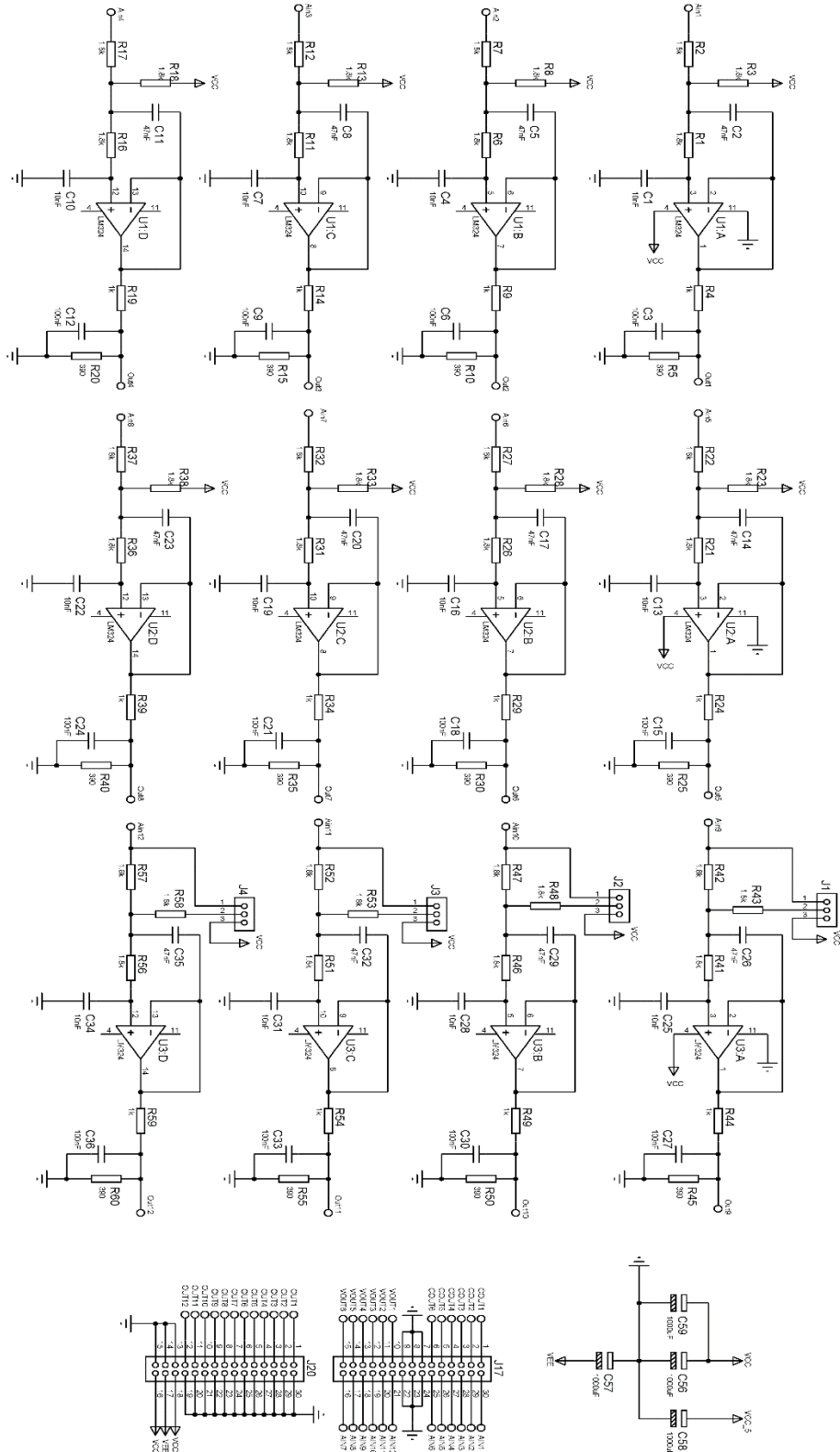
INTERNET

- [205] <http://www.businessinsider.com>
- [206] <https://unites.uqam.ca/hypera/Quebec/hydro.htm>
- [207] <https://www.slideshare.net/shahabuddinkhan/lecture-1-micro-hydro-basics-and-status-in-nepal>
- [208] <https://www.pv-tech.org/news/trina-delivers-modules-to-petrosolars-20mw-pv-project-in-the-philippines>
- [209] <https://www.encyclopedie-energie.org/energie-eolienne-de-son-gisement-a-ses-aerogenerateurs/>

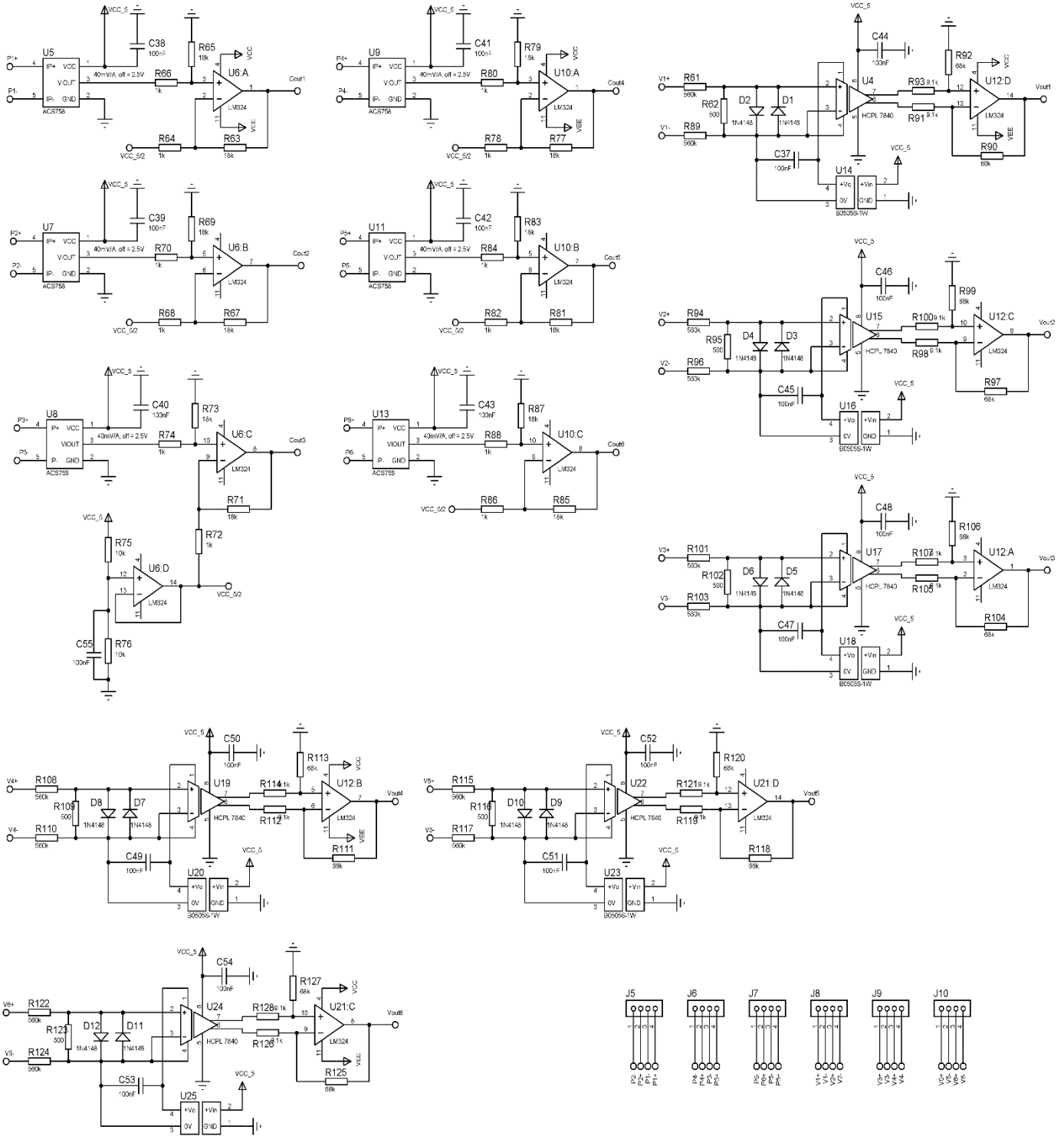
ANNEXES

Annexe 1: Circuits électroniques

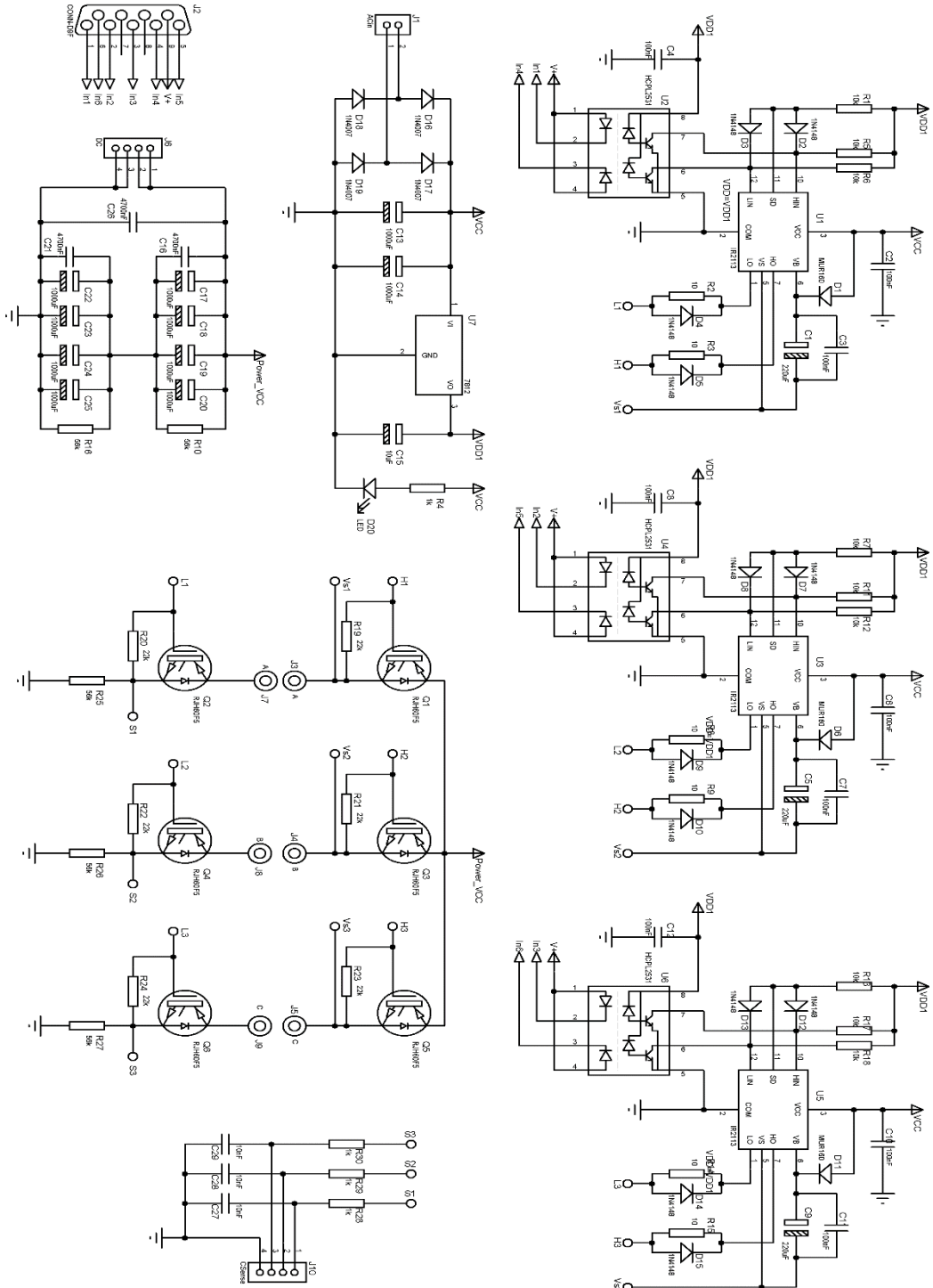
A 1.1 Circuits des capteurs de tensions et de courants



A 1.2 Circuits des conditionneurs analogiques

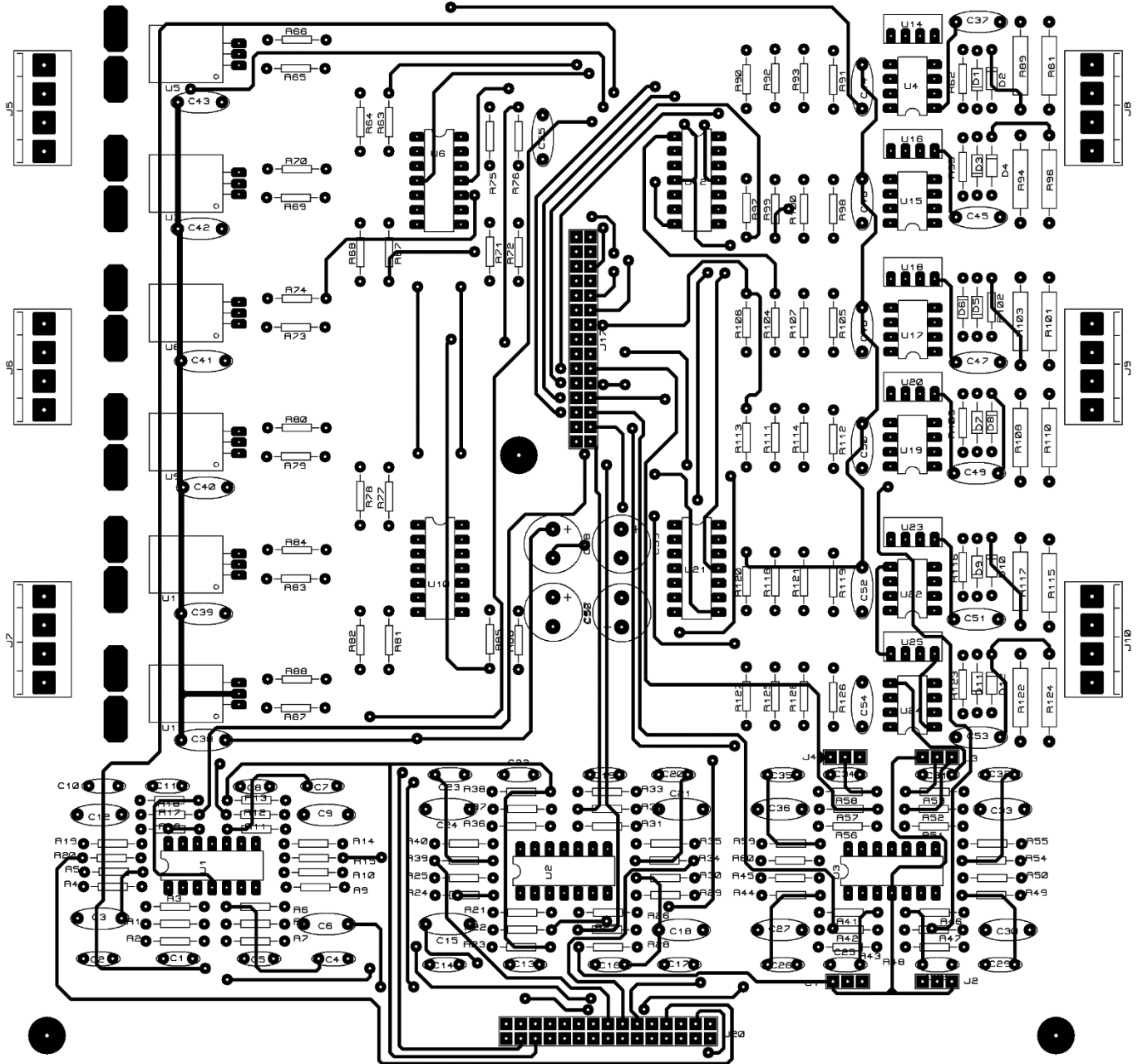


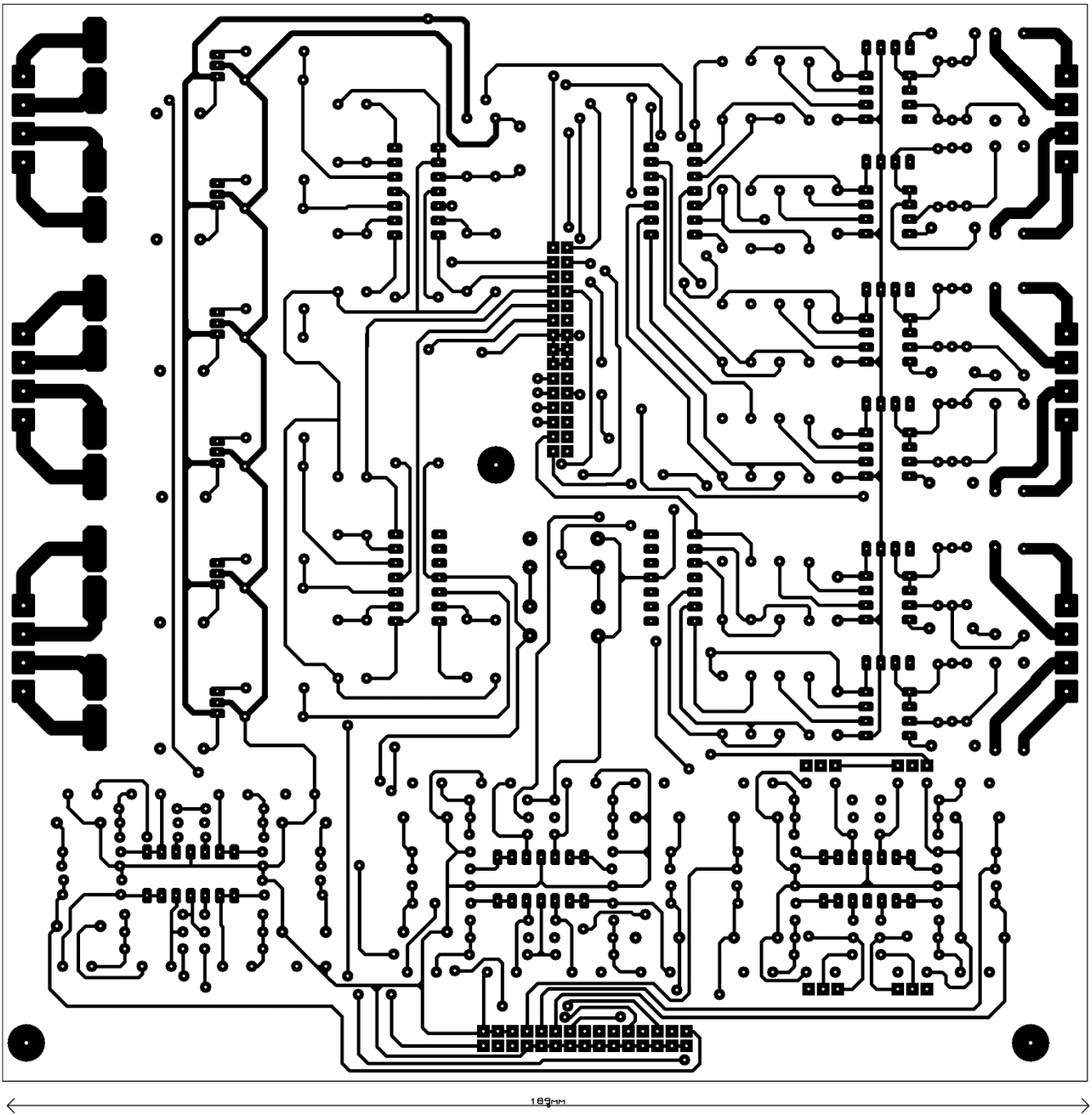
A1.3 Circuits de puissance (Drivers + Thyristors)



Annexe 2: Acétates de réalisation des circuits imprimés

A 2.1 Carte analogique (capteurs et conditionnement)

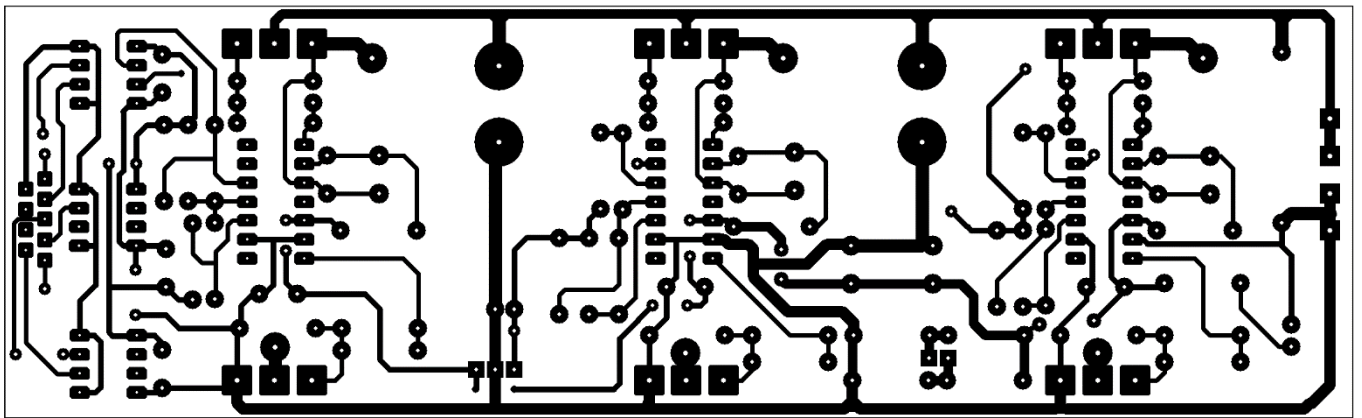
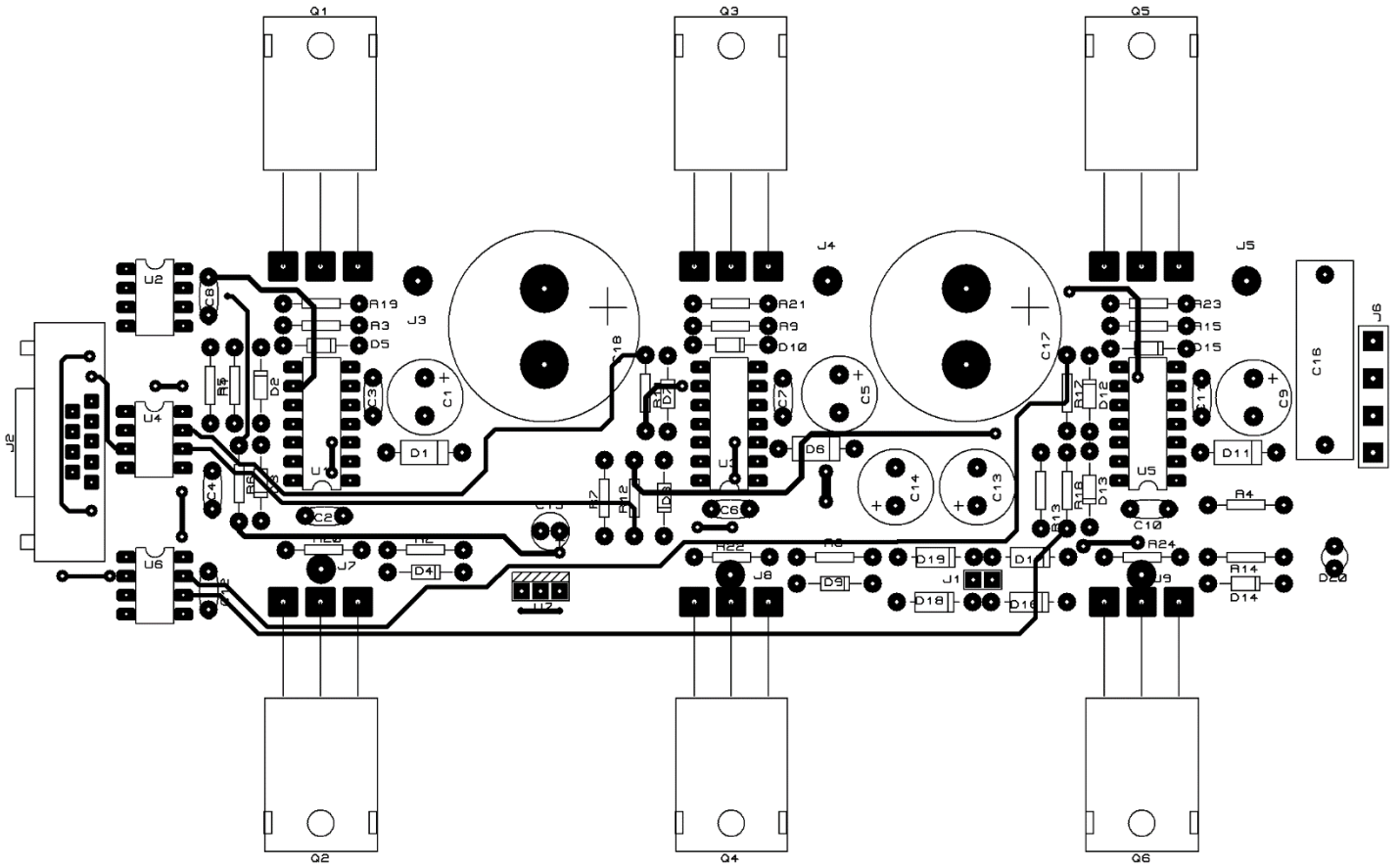




189mm

189mm

A 2.2 Carte de puissances (drivers et onduleur)



Annexe 3: Code d'initialisation des simulations Matlab/Simulink

```

% Configs
clc;
clear all;
close all;

% Moteur asynchrone -----
Ra = 0.55;   RA = 0.6;           % Ohm
La = 3.54e-3; LA = 3.54e-3;    % Henry
Lm = 52.36e-3;                 % Henry
Jtot = 0.3;                    % Kg*m^2
Dtot = 0.0005;                 % Nms
npp = 2;                       % paires de pôle
VsN = 120;
wsN = 377;
Psi_sN = VsN*sqrt(2)/377;

% Autres paramètres
Ls = La + Lm; Lr = LA + Lm;
sig = 1 - (Lm^2)/(Ls*Lr);      % Sigma
Ts = Ls/Ra;
Tr = Lr/RA;
Ta = sig*Ts*Tr/(Tr+(1-sig)*Ts);
sigLs = sig*Ls;

% Modulateur + Oduteur -----
Vdc_ref = 400;                 % Volts
Fpwm = 20e3;                   % Hz
Tpwm = 1/Fpwm;

% Boucles de courants
Ts = 4*Tpwm;

% Système
Tsys = sigLs/Ra;
Ksys = 1/Ra;

Mphi = 30*(pi/180);
wc = 0.5/(Ts*tan(Mphi));
wcTI = tan(Mphi + atan(wc*Ts));
a = sqrt((1+(wc*Ts)^2)*(wcTI^2)/(1+wcTI^2));
Kpc = wc*(Tsys/Ksys)*a;
Klc = wc*Kpc/wcTI;

% Boucles de courants/Puissances (côté réseau)
Rf = 0.17;
Lf = 5e-3;

% Système
Tsys = Lf/Rf;
Ksys = 1/Rf;

Mphi = 30*(pi/180);
wcpq = 0.5/(Ts*tan(Mphi));
wcTI = tan(Mphi + atan(wcpq*Ts));

```

```

a = sqrt((1+(wcpq*Ts)^2)*(wcTI^2)/(1+wcTI^2));
KPPq = wcpq*(Tsys/Ksys)*a;
KIPq = wcpq*KPc/wcTI;

% Boucles de Tension (côté réseau)
Cdc = 2000e-6;
Rdc = 56e3;
Tp = 1/wcpq;

% Système
Tsys = Rdc*Cdc/2;
Ksys = Rdc;

Mphi = 60*(pi/180);
wcvdc = 0.5/(Tp*tan(Mphi));
wcTI = tan(Mphi + atan(wcvdc*Tp));
a = sqrt((1+(wcvdc*Tp)^2)*(wcTI^2)/(1+wcTI^2));
KPVdc = wcvdc*(Tsys/Ksys)*a;
KIVdc = wcvdc*KPVdc/wcTI;

% Paramètres -----
params1 = [Ts sig Ls npp Psi_sN wsN Ra Kpc Kic Lm Lr RA];
params2 = [Ts Rf Lf KPPq KIPq Rdc Cdc KPVdc KIVdc];

```

Annexe 4: Code DSP pour le convertisseur côté machine

```

function [V_ref, info, Vso] = fcn(Vdc, Psup, wm, Is, param, t)

%#codegen

persistent nTs nTsf...
            Vsdq Vcdq errIx ...
            MagPsir MagTe Te_ref Psir_ref ...
            Theta ...
            Psisx wx Idx Isd_ref

% Initialisations -----
if isempty(nTs)
    nTs = 0; nTsf = 0;
    Vsdq = [0; 0]; Vcdq = [0; 0];
    errIx = [0; 0]; Theta = 0;
    MagPsir = 0.45; MagTe = 0; Te_ref = 0; Psir_ref = 0.45;
    Psisx = [0.45; 0]; wx = 100; Idx = 0; Isd_ref = 0;
end

% Extraction paramètres -----
npp = param(4);
PsiN = param(5);
wmN = param(6)/npp;
sig = param(2);
Ls = param(3);
Ra = param(7);
Kpc = param(8);
Kic = param(9);

```



```

Lm = param(10);
Lr = param(11);
RA = param(12);
Tr = Lr/RA;

% Regul flux
wc = 100;
Ts = 1e-3;
if t >= nTsf
    nTsf = nTsf + Ts;

    Kpf = wc*(Tr/Lm)/sqrt(2); KIf = wc*Kpf;
%   Kpf = 50; KIf = 800;
    a = (KIf*Ts/2)+Kpf; b = (KIf*Ts/2)-Kpf;
    errF = Psir_ref - MagPsir;
    Isd_ref = Isd_ref + a*errF + b*Idx;
    Idx = errF;
end

% Boucles internes -----
Ts = 1/10000;
if t >= nTs
    nTs = nTs + Ts;

    % Couple et flux de référence
    Te_ref = Psup/wm;
    Psir_ref = PsiN;
    if wm > wmN
        Psir_ref = (wmN/wm)*PsiN;
    end

% xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx
% Courants
Clrk = (2/3)*[1 -1/2 -1/2; 0 sqrt(3)/2 -sqrt(3)/2];
Prk = [cos(Theta) sin(Theta); -sin(Theta) cos(Theta)];
Is_dq = Prk*Clrk*Is;

% Vitesse et angle
gWs = (Lm/Tr)*(Is_dq(2)/max([MagPsir 1e-3]));
Ws = npp*wm + gWs;
Theta = Theta + Ts*Ws;
while abs(Theta)>2*pi
    Theta = Theta - sign(Theta)*(2*pi);
end

% Flux
MagPsir = (1-Ts/Tr)*MagPsir + (Ts/Tr)*(Lm*Is_dq(1));

Kpsi = (3*npp/2)*(Lm/Lr)*MagPsir;
MagTe = Kpsi*Is_dq(2);
% xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx

% ----- Autre methode -----
%   Clrk = (2/3)*[1 -1/2 -1/2; 0 sqrt(3)/2 -sqrt(3)/2];
%   Prk = [cos(Theta) -sin(Theta); sin(Theta) cos(Theta)];
%   Vs_ab = Prk*Vsdq;
%   Is_ab = Clrk*Is;
%   Es = Vs_ab - Ra*Is_ab;
%
%   Te = 0.01;

```

```

%      Psisx = (1-Ts/Te)*Psisx + Ts*Es;
%      Psis = Psisx - (1/((npp*wm)*Te))*[0 -1; 1 0]*Psisx;
%      Psir = (Lr/Lm)*(Psis - sig*Ts*Is_ab);
%
%      % pll
%      wc = 2000; KPpll = wc; KIpll = wc^2;
%      Prk = [cos(Theta) sin(Theta); -sin(Theta) cos(Theta)];
%      Psir_dq = Prk*Psir;
%      if Psir_dq(1) < 0
%          Psir_dq(1) = - Psir_dq(1);
%          Theta = Theta - sign(Psir_dq(2))*pi;
%      end
%      err = Psir_dq(2)/(Psir_dq(1)+1e-6);
%      wx = wx + Ts*(KIpll*err);
%      Ws = wx;
%      Theta = Theta + Ts*(KPpll*err + wx);
%      while abs(Theta)>2*pi
%          Theta = Theta - sign(Theta)*(2*pi);
%      end
%
%      % Courants
%      Prk = [cos(Theta) sin(Theta); -sin(Theta) cos(Theta)];
%      Is_dq = Prk*Is_ab;
%      MagPsir = sqrt(Psir'*Psir); %Psir_dq(1);
%      Kpsi = (3*npp/2)*(Lm/Lr)*MagPsir;
%      MagTe = Kpsi*Is_dq(2);

% -----
% Régulateurs de courants
%      Isd_ref = Psir_ref/Lm;
%      Isdq_ref = [Isd_ref; Te_ref/max([1e-3 Kpsi])];
%      a = KIC*(Ts/2)+KPC; b = KIC*(Ts/2)-KPC;
%      errI = Isdq_ref - Is_dq;
%      Vcdq = Vcdq + a*errI + b*errIx;
%      errIx = errI;
%      Vsdq = Vcdq + (sig*Ts*Ws)*[0 -1; 1 0]*Is_dq;

% Limitation
%      MagVs = sqrt(Vsdq(1)^2 + Vsdq(2)^2);
%      VsMax = Vdc/sqrt(3);

%      if MagVs > VsMax
%          Vsdq = (VsMax/MagVs)*Vsdq;
%          Vcdq = Vsdq - (sig*Ts*Ws)*[0 -1; 1 0]*Is_dq;
%      end
end

% Sorties -----
%      Clrk = [1 0; -1/2 sqrt(3)/2; -1/2 -sqrt(3)/2];
%      Prk = [cos(Theta) -sin(Theta); sin(Theta) cos(Theta)];
%      Kv = 2/Vdc;
%      Vso = Clrk*Prk*Vsdq;
%      V_ref = Kv*Vso;
%      info = [MagPsir MagTe Te_ref Psir_ref];

```

```

function [V_ref, info, V_mod] = fcn(Ig, Vg, Vdc, Vdc_ref, param, t)

%#codegen

persistent nTspq nTsv...
    errVdc Pref Qref ...
    Vo_ab Psigx Vggx pq kPQ errpq ...
    Cos Sin Psig Vgg ...
    MagVg

% Initialisations -----
if isempty(nTspq)
    nTspq = 0; nTsv = 0;
    errVdc = 0; Pref = 0; Qref = 0;
    Vo_ab = [0; 0]; Psigx = [0; 0]; Vggx = [0; 0]; pq = [0; 0];
    kPQ = [0; 0]; errpq = [0; 0];
    MagVg = 0; Cos = 0; Sin = 0; Psig = [0; 0]; Vgg = [0; 0];
end

% Extraction paramètres -----
Rf = param(2);
Lf = param(3);
KPpq = param(4);
KIpq = param(5);
KPvdc = param(8);
KIvdc = param(9);

% Autres paramètres
wgg = 377;
J = [0 -1; 1 0];

% Commutateurs d'options
SansCapt = 0;

% Regulation de Tension
Ts = 1/5000;
PMax = 20e3;
if t >= nTsv
    nTsv = nTsv + Ts;

    a = (KIvdc*Ts/2)+KPvdc;
    b = (KIvdc*Ts/2)-KPvdc;
    err = (Vdc)^2 - (Vdc_ref)^2;
    Pref = Pref + a*err + b*errVdc;           % Correcteur PI
    errVdc = err;
    if abs(Pref) > PMax                       % Contrainte physique
        Pref = sign(Pref)*PMax;
    end
end

% Boucles internes -----
Ts = 1/10000;
pq_ref = [Pref; Qref];
if t >= nTspq
    nTspq = nTspq + Ts;

    % (1) Traitement des mesures
    Clrk = (2/3)*[1 -1/2 -1/2; 0 sqrt(3)/2 -sqrt(3)/2];
    Ig_ab = Clrk*Ig;                          % courants mesurés
    Vg_ab = Clrk*Vg;                          % tensions mesurées

```

```

% (2) Estimateur de flux
if SansCapt == 1
    Vgg = Vo_ab - Rf*Ig_ab;           % estimation de la tension
else
    Vgg = Vg_ab;                     % acquisition directe
end

wc = 1000;
a = (2-wc*Ts)/(2+wc*Ts); b = Ts/(2+wc*Ts);
Psigx = a*Psigx + b*(Vggx + Vgg);   % filtre integrateur
Vggx = Vgg;
Psig = Psigx - J*(wc/wgg)*Psigx;    % correction
if SansCapt == 1
    Psig = Psig - Lf*Ig_ab;         % compensation
end

MagPsi = sqrt(Psig'*Psig) + 1e-6;    % |Psi_g|
Cos = Psig(1)/MagPsi; Sin = Psig(2)/MagPsi; % orientation
MagVg = MagPsi*wgg;                 % |Vg|
KPQ = max([1 (3/2)*MagVg]);         % KPQ = (3/2)Psi*wg

% (3) Calcul des puissances
Pg = (3/2)*wgg*(Psig(1)*Ig_ab(2) - Psig(2)*Ig_ab(1));
Qg = (3/2)*wgg*(Psig(1)*Ig_ab(1) + Psig(2)*Ig_ab(2));
pq = [Pg Qg]';

% (4) Correcteurs PI discrets
a = (KIpq*Ts/2)+Kppq;
b = (KIpq*Ts/2)-Kppq;
err = pq_ref - pq;
kPQ = kPQ + a*err + b*errpq;       % correction des puissances
errpq = err;

VoDQ = kPQ - J*(Lf*wgg)*pq;        % decouplage
VoDQ = [0 1; 1 0]*VoDQ/KPQ + [0; MagVg]; % calcul des tensions

% (5) Limitation de la modulation
VoMax = Vdc/sqrt(3);
Vo = sqrt(VoDQ(1)^2 + VoDQ(2)^2);
if Vo > VoMax
    VoDQ = (VoMax/Vo)*VoDQ;
    kPQ = KPQ*([0 1; 1 0]*(VoDQ - [0; MagVg])) + J*(Lf*wgg)*pq;
end

% (6) Transformée inverse -----
Vo_ab = [Cos -Sin; Sin Cos]*VoDQ;
end

% Sorties -----
Clrk = [1 0; -1/2 sqrt(3)/2; -1/2 -sqrt(3)/2];
V_mod = Clrk*Vo_ab;
V_ref = (2/Vdc)*V_mod;
info = [pq; pq_ref];

```

