



UNIVERSITE SULTAN MOULAY SLIMANE
Faculté des Sciences et Techniques
Béni-Mellal



Centre d'Études Doctorales : Sciences et Techniques
Formation Doctorale : Mathématiques et Physiques Appliquées (MPA)

THÈSE

Présentée par

Chirine BENZAZAH

Pour l'obtention du grade de

DOCTEUR

Spécialité : Génie Electrique

Option : Electrotechnique et Electronique de puissance

«Étude, Conception et Contrôle d'une Chaîne de Conversion d'Énergie Hydraulique Connectée au Réseau »

Soutenue le 19/04/2018 à 10h devant la commission d'examen:

A. TABYAOUI	Professeur, Université Hassan 1er, ENSA Khouribga	Président
A. FARCHI	Professeur, Université Hassan 1er, F.S.T. Settat	Rapporteur
A. MOUHSEN	Professeur, Université Hassan 1er, F.S.T. Settat	Rapporteur
A. NEJMI	Professeur, Université Sultan Moulay Slimane, F.S.T. Beni-Mellal	Rapporteur
A. ECHCHATBI	Professeur, Université Hassan 1er, F.S.T. Settat	Examineur
L. LAZRAK	Professeur, Université Sultan Moulay Slimane, F.S.T. Beni-Mellal	Co-Directeur de thèse
M. AIT LAFKIH	Professeur, Université Sultan Moulay Slimane, F.S.T. Beni-Mellal	Directeur de thèse

Dédicaces

Je dédie ce travail :

A ma chère mère, à mon cher père,

A mon cher mari, à mon adorable petit fils,

A mes chères sœurs, à mon cher frère,

A toute ma famille,

A tous ceux qui m'aiment,...

Chirine

Remerciements

Le travail de recherche présenté dans cette thèse de doctorat a été effectué au sein du Laboratoire d'Automatique, de Conversion d'Energie et de Microélectronique (LACEM) de la Faculté des Sciences et Techniques (FST) de Béni-Mellal, Université Sultan Moulay Slimane, sous la direction du Professeur Mustapha AIT LAFKIH, qui a encadré mes travaux de thèse avec beaucoup de volonté et de compétence. Sa disponibilité, sa rigueur scientifique, ses remarques objectives et constructives, son aide précieux, son intelligence et ses qualités humaines m'ont permis de travailler avec joie et persévérance. Je saisis l'occasion pour lui exprimer toute ma profonde reconnaissance et gratitude.

Je voudrais exprimer aussi ma vive reconnaissance au Professeur Loubna LAZRAK. Ce fut un réel plaisir de l'avoir comme co-directeur de thèse, je la remercie du fond du cœur, aussi bien pour avoir dirigé mes travaux de recherche avec professionnalisme, rigueur, patience, disponibilité et générosité. Ma plus sincère gratitude adressée à elle pour son soutien constant, son aide et ses qualités humaines, ses encouragements et le temps précieux qu'elle m'a accordé pendant ces années de thèse.

J'exprime ma reconnaissance à Monsieur Abdelmoumen TABYAOUI, Professeur à l'Ecole Nationale des Sciences Appliquées, Khouribga, d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse avec professionnalisme, et pour ses précieuses remarques.

J'exprime ma gratitude à Messieurs Abdelmajid FARCHI, Ahmed MOUHSEN, Professeurs à la Faculté des Sciences et Techniques de Settat et Ali NEJMI, Professeur à la Faculté des Sciences et Techniques de Béni-Mellal, qui ont accepté d'être les rapporteurs de cette thèse. Je les remercie du temps qu'ils ont consacré à la lecture du manuscrit, pour leurs précieuses et judicieuses remarques, et pour l'intérêt particulier qu'ils ont accordé à mon travail.

Mes remerciements les plus chaleureux vont également à Monsieur Abdelwahed ECHCHATBI, Professeur à la Faculté des Sciences et Techniques de Settat, d'avoir accepté de faire parti du jury en tant qu'examineur et surtout pour ses observations pertinentes et enrichissantes, ainsi que pour ses encouragements, son soutien et ses conseils.

J'adresse un remerciement spécial et j'exprime ma profonde reconnaissance à ma famille, en particulier mes chers parents, mon mari, mon petit-fils, mon frère et mes sœurs qui m'ont supporté et qui ont partagé les moments d'inquiétude avant ceux de joie, pendant ces années de thèse. Leur soutien a toujours aidé à dépasser les moments difficiles. Que Dieu les récompense.

Un grand merci pour toutes les personnes qui m'ont aidé de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Avant-propos

Prénom et Nom de l’auteur de la thèse : Chirine BENZAZAH

– Intitulé de la thèse : Étude, Conception et Contrôle d’une Chaîne de Conversion d’Énergie Hydraulique Connectée au Réseau

– Prénom et Nom du directeur de la thèse : Pr. Mustapha AIT LAFKIH (Professeur à la Faculté des Sciences et Techniques de Béni-Mellal)

– Prénom et Nom du co-directeur de la thèse : Pr. Loubna LAZRAK (Professeur à la Faculté des Sciences et Techniques de Béni-Mellal)

– Lieu de réalisation du travail : Laboratoire d’Automatique, de Conversion d’Energie et de Microélectronique (LACEM), à la Faculté des Sciences et Techniques, Université Sultan Moulay Slimane, Béni-Mellal.

Publications Internationales :

1. C. Benzazah, M. Ait Lafkih, and L. Lazrak, “Comparative study between two topologies three-phase inverters, conventional 2-level and NPC 3-level with two methods different of control, SPWM and SWM,” International Journal of Innovation and Applied Studies, Vol. 9, No. 2, pp. 841–852, 2014.
2. C. Benzazah, L. Lazrak, and M. Ait Lafkih, “LCL-filter and PLL Design for Control Three-Level Inverter Neutral-Point-Clamped Connected to Grid for a Multi-Megawatt Power Source of Renewable Energy,” European Journal of Scientific Research, Vol. 133, No. 4, pp. 437-450, 2015.
3. C. Benzazah, L. Lazrak, and M. Ait Lafkih, “Performance Study of Three Synchronization Algorithms in Renewable Energy Grid Connected System,” International Journal of Power and Energy Conversion, Vol. 9, No. 2, pp. 144-158, 2018
4. C. Benzazah, L. Lazrak and M. Ait Lafkih, “Modelling and Optimized Control of a 7.5MW Hydraulic Energy Conversion Chain Connected to Distribution System,” European Journal of Scientific Research, Vol. 146, No. 3, pp. 310-322, 2017.

5. C. Benzazah, L. Lazrak and M. Ait Lafkih, "Design and performance analysis of energy conversion chain, from multilevel inverter until the grid," 27th International Conference on Microelectronics (ICM), pp. 311-314, 2015. (DOI: 10.1109/ICM.2015.7438051). IEEE
6. C. Benzazah, L. Lazrak, S. El Daoudi and M. Ait Lafkih, "A Part Hardware Implementation of Hydraulic Energy Conversion System Chain in Low Power Controlled by DSP F2812," International Journal of Applied Engineering Research, Vol. 12, No. 21, pp. 11769-11779, 2017.
7. C. Benzazah, L. Lazrak and M. Ait Lafkih, "A Typical Topology of Boost Converter for Improving Efficiency of Hydraulic Energy Conversion chain," International Journal of Control and Automation, Vol. 11, No. 3, pp.91-104, 2018.
8. C. Benzazah, L. Lazrak, S. El Daoudi and M. Ait Lafkih, "A Robust Control and Design of Generator-Side Converter for a Multi-Megawatt Hydraulic Energy Conversion System," 4th International Conference on Optimization and Applications (ICOA 2018), Avril 26-27, 2018, Mohammédia, Maroc. (DOI: 978-1-5386-4225-2/18/\$31.00 ©2018 IEEE).

Communications Internationales :

1. C. Benzazah, M. Ait Lafkih, and L. Lazrak, "Étude de la variation de THD dans deux topologies d'onduleurs triphasées avec deux stratégies de commande différentes MLI-ST et SWM," Colloque International sur le Monitoring des Systèmes Industriels (CIMSI 2014), Décembre 25-26, 2014, Marrakech, Maroc.
2. C. Benzazah, M. Ait Lafkih, and L. Lazrak, "Analyse harmonique de diverses stratégies de contrôle appliquées aux systèmes d'onduleurs triphasés utilisant Matlab-Simulink," Journées Doctoriales Jdoc'15, Mars 26-28, 2015, Béni-Mellal, Maroc.
3. C. Benzazah, L. Lazrak and M. Ait Lafkih, "Design and performance analysis of energy conversion chain, from multilevel inverter until the grid," 27th International Conference on Microelectronics (ICM-IEEE), December 20-23, 2015, Casablanca, Maroc.

4. C. Benzazah, L. Lazrak and M. Ait Lafkih, “Operation of a New Phase Detecting Method in Polluted and Variable-Frequency Environments,” 3ème Edition des Journées Scientifiques Nationales (3'EJSN), Mars 1-3, 2017, Agadir, Maroc.
5. C. Benzazah, L. Lazrak and M. Ait Lafkih, “Advanced Technique of Phase Locked Loop (PLL) using a Multi-Variable Band-Pass filter (MVBPF),” 3rd Edition of the International Congress on Advanced Technologies (ICAT'2017), April 12-14, 2017, Safi, Maroc.
6. C. Benzazah, L. Lazrak, S. El Daoudi and M. Ait Lafkih, “Operation Regimes Control of a Hydraulic Turbine Direct Driving by a Multi-Pole Permanent Magnet Synchronous Generator”, 1ère Edition de Conférence Internationale Technologie, Innovation et Systèmes d'Information (CITISI'18), Mars 17-18, 2018, Tétouan, Maroc.
7. S. El Daoudi, L. Lazrak, C. Benzazah and M. Ait Lafkih, “Modeling and control of the permanent magnet synchronous motor by the vector and sliding mode approaches”, 1ère Edition de Conférence Internationale Technologie, Innovation et Systèmes d'Information (CITISI'18), Mars 17-18, 2018, Tétouan, Maroc.
8. C. Benzazah, L. Lazrak, S. El Daoudi and M. Ait Lafkih, “A Robust Control and Design of Generator-Side Converter for a Multi-Megawatt Hydraulic Energy Conversion System,” 4th International Conference on Optimization and Applications (ICOA 2018), Avril 26-27, 2018, Mohammédia, Maroc.

Résumé

L'objectif principal de la présente thèse de doctorat est de développer un système de contrôle optimisé utilisé dans les hydroliennes à débit d'eau non-contrôlée et à plusieurs mégawatts (multi-MW), avec des générateurs synchrones à aimants permanents multipolaires MP-GSAP, connectées au réseau de distribution électrique.

Il s'agit en premier lieu du choix, de la modélisation et de la conception d'une nouvelle chaîne de conversion hydrolienne à caractère optimale en se basant sur plusieurs critères à savoir : simplicité, fiabilité, rapidité et rentabilité. En seconde lieu, le développement d'une stratégie de contrôle dédiée à :

- La génération de la pleine puissance de la turbine;
- La réduction des contraintes mécaniques;
- Le perfectionnement de la qualité des formes d'ondes injectées au réseau pour respecter soigneusement les exigences des normes de recommandation d'interconnexion IEEE 519-1992;
- Le découplage entre la sensibilité des perturbations, les performances dynamiques et à la marge de stabilité de contrôle de l'ensemble du système par l'adaptation d'un meilleur algorithme de synchronisation ;
- Et le contrôle des puissances active/réactive délivrées au réseau ainsi que le facteur de puissance de toute l'installation.

La stratégie développée a été divisée en deux parties: le contrôle côté générateur et le contrôle côté réseau. Le contrôle côté générateur est principalement utilisé pour contrôler le courant inducteur dans le convertisseur survolteur afin d'extraire toute la puissance de la turbine. Quant au contrôle côté réseau, il est essentiellement exploité pour maintenir la tension constante des condensateurs du circuit intermédiaire et pour contrôler les puissances active / réactive délivrées au réseau.

Les résultats de simulation prouvent l'efficacité et la performance des modèles de divers composants de la nouvelle chaîne de conversion d'énergie hydraulique avec des stratégies de

commande qui montrent de très bonne performance que ce soit au régime transitoire ou permanent, ce qui démontre implicitement que nos objectifs établis au début ont été atteints.

Et finalement, une mise en œuvre expérimentale d'une partie de la chaîne de conversion hydrolienne a été effectuée avec une puissance réduite. L'objectif visé est d'implémenter les autres parties pour valider les résultats obtenus en simulation.

Mots clés :

Turbine hydraulique ; Générateur synchrone à aimants permanents multipolaires; Redresseur triphasé non-contrôlé; Convertisseur DC/DC survolteur à trois niveaux (3L); Convertisseur DC/DC survolteur à deux niveaux (2L); Onduleur clampé par le neutre (NPC); Équilibrage du potentiel du point neutre (NP); Filtre LCL; Boucle de verrouillage de phase (PLL); Distorsions harmoniques; Déséquilibres ; Réseau de distribution électrique ; Matlab-Simulink/ Simpower System, DSP F2812.

Abstract

The main objective of this Ph.D. thesis is to develop an optimized control system for use in several megawatts (multi-MW) and in uncontrolled water flow hydraulic turbines with multipole permanent magnet synchronous generators (MP-PMSG), connected to the electrical distribution grid.

First of all, it consists in the choice, the modeling and the design of a new hydroelectric conversion chain based on several optimal criteria namely: simplicity, reliability, speed and profitability. Secondly, the development of a control strategy dedicated to:

- The full power generation of the turbine ;
- The reduction of mechanical stresses;
- The improvement of the waveforms quality injected into the grid to respect carefully the requirements of the IEEE 519-1992 interconnection recommendation standards;
- The decoupling between disturbance sensitivity, dynamic performance and control stability margin of the whole system by adapting a better synchronization algorithm;
- And the control active / reactive powers delivered to the grid as well as the power factor of the entire installation.

The developed strategy has been divided into two parts: generator-side control and grid-side control. The generator side control is mainly used to control the inductor current in the boost converter to extract the full power from the turbine. As for the grid-side control is essentially exploited to maintain constant the capacitors voltage of the intermediate circuit and to control the active / reactive powers delivered to the grid.

The simulation results prove the efficiency and performance of the diverse components models of the new hydraulic energy conversion chain with the control strategies that show very good performance whether in the transient or permanent state, which implicitly demonstrates that our goals set at the beginning have been achieved.

And finally, a part experimental implementation of the hydroelectric conversion chain was carried out at a lower power with the future goal is that implements the remained other parts as perspectives of the experimental validation.

Keywords:

Hydraulic turbine; Multipolar synchronous generator permanent magnets; Uncontrolled three-phase rectifier; 3-Level DC / DC boost converter; 2-Level DC / DC boost converter; Neutral point clamped inverter (NPC); Neutral point potential (NP) balancing; LCL filter; Phase locked loop (PLL); Harmonic distortions; Imbalances; Electrical distribution grid; Matlab-Simulink /Simpower System, DSP F2812.

Table des matières

REMERCIEMENTS	III
AVANT-PROPOS	IV
RÉSUMÉ	VII
ABSTRACT	IX
LISTE DES FIGURES.....	XV
LISTE DES TABLEUX	XVIII
NOTATIONS, SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS	XIX
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE I:	
ETAT DE L'ART	4
1. DESCRIPTION ET CLASSIFICATION D'UNE CENTRALE HYDROÉLECTRIQUE	6
1.1 Composants génie civil	8
1.2 Composants électromécaniques	8
1.2.1 Turbine:	9
1.2.2 Critères du choix des turbines	9
1.2.3 Génératrices	11
A. Génératrices synchrones à aimants permanents ou à rotor bobiné	11
B. Génératrices asynchrones à cage.....	11
C. Génératrices asynchrones à double alimentation	12
1.3 Appareillages électriques	12
2. TOPOLOGIES DE LA CHAÎNE DE CONVERSION D'ÉNERGIE HYDRAULIQUE	12
2.1 Cas d'un débit hydraulique réglable.....	13
2.2 Cas d'un débit hydraulique variable.....	14
2.2.1 Structures à base des génératrices utilisées	15
2.2.2 Structures à base des convertisseurs d'électronique de puissance.....	16

CHAPITRE II:

CHOIX DE TOPOLOGIE D'ONDULEUR ET DE FILTRAGE 19

1. CHOIX DE TOPOLOGIE D'ONDULEUR.....	20
1.1 Onduleur classique à deux niveaux de tensions	20
1.2 Onduleur NPC à trois niveaux de tensions.....	21
2. CHOIX DE MÉTHODE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR.....	23
2.1 Commande en modulation Sinus-Triangle MLI-ST.....	23
2.2 Commande en mode rectangulaire SWM	24
2.2.1 Génération des signaux de commande SWM	24
2.2.2 Choix de l'angle de commutation.....	25
3. RÉSULTATS DE SIMULATION POUR LE CHOIX DE TOPOLOGIE D'ONDULEUR ET SA MÉTHODE DE COMMANDE	26
3.1 Génération des signaux de commandes	26
3.1.1 Commande MLI-ST d'un onduleur usuel à deux niveaux.....	26
3.1.2 Commande MLI-ST d'un onduleur NPC à trois niveaux	27
3.1.3 Commande SWM d'un onduleur usuel à deux niveaux	28
3.1.4 Commande SWM d'un onduleur NPC à trois niveaux.....	28
3.2 Analyse comparative des formes d'ondes obtenues en simulation pour les deux modèles d'onduleurs	29
3.2.1 Onduleur usuel à deux-niveaux.....	29
3.2.2 Onduleur NPC à trois-niveaux	30
3.3 Comparaison entre l'onduleur NPC à trois-niveaux et l'onduleur classique à deux-niveaux	31
4. NORMES ET EXIGENCES IMPOSÉES POUR LA QUALITÉ DE PUISSANCE INJECTÉE AU RÉSEAU.....	32
5. CHOIX DU FILTRE CONNECTÉ AU RÉSEAU	33
5.1 Filtre L.....	33
5.2 Filtre LC.....	34
5.3 Filtre LCL	35
6. CONCEPTION DES PARAMÈTRES DU FILTRE LCL	38
7. RÉSULTATS DE SIMULATION POUR LA CONCEPTION DU FILTRE DE SORTIE.....	40
7.1 Formes d'ondes de la tension de sortie de l'onduleur NPC pour les deux cas: avec et sans Filtre LCL (analyses FFT)	40
7.2 Formes d'ondes du courant de la sortie de l'onduleur NPC pour les deux cas: avec et sans Filtre LCL (analyses FFT)	41

CHAPITRE III:

CONTRÔLE CÔTÉ RÉSEAU DE LA CHAÎNE DE CONVERSION ET SYNCHRONISATION 43

1. DESCRIPTION DU SYSTÈME CÔTÉ RÉSEAU	43
2. BOUCLE DE VERROUILLAGE DE PHASE PLL.....	44
2.1 Techniques de Synchronisation PLL	45
2.1.1 Algorithme conventionnel de synchronisation dq-PLL	45
2.1.2 Algorithme de synchronisation PSD + dq-PLL	48
2.1.3 Algorithme de synchronisation MVBPF + dq-PLL	49
3. RÉSULTATS DE SIMULATION POUR LE CHOIX DE L'ALGORITHME DE SYNCHRONISATION AU RÉSEAU	50

3.1 Cas d'une source des tensions équilibrées contenant des harmoniques	51
3.2 Cas d'une source des tensions déséquilibrées sans harmoniques.....	52
3.3 Influence des techniques de PLL's sur la stratégie du contrôle entier.....	54
4. DESIGN DU CONTRÔLE.....	57
4.1 Contrôle de boucle du courant.....	57
4.1.1 Modèle de base d'onduleur-filtre LCL.....	57
A. Modèle de base du filtre LCL.....	57
B. Modèle d'onduleur MLI.....	59
4.1.2 Conception du régulateur	59
4.2 Contrôle de la tension du bus continu DC.....	61
4.3 Contrôle de l'équilibrage de la tension du bus continu DC.....	63
4.3.1 Modèle de la liaison continu DC dans l'onduleur NPC à trois niveaux.....	64
4.3.2 Conception du contrôle de déviation de la tension du point neutre.....	65
5. RÉSULTATS DE SIMULATION DU CONTRÔLE DU SYSTÈME DE CONVERTISSEUR CÔTÉ RÉSEAU	67
5.1 Formes d'onde des sorties de l'onduleur NPC : puissance active /réactive	67
5.2 Formes d'onde des sorties de l'onduleur NPC : tension/courant	68

CHAPITRE IV:

CONTRÔLE CÔTÉ GÉNÉRATEUR DE LA CHAÎNE DE CONVERSION HYDROLIENNE ADOPTÉE..... 69

1. MODÉLISATION DU SYSTÈME	69
1.1 Modélisation de la turbine hydraulique.....	69
1.2 Modèle du générateur synchrone à aimant permanent GSAP	71
1.3 Redresseur triphasé à diode non-contrôlé.....	71
1.4 Description du système de conversion survolteur DC / DC	72
1.4.1 Conception des paramètres du hacheur survolteur	72
1.4.2 Fonction de transfert du hacheur survolteur.....	73
2. STRATÉGIE DU CONTRÔLE PROPOSÉE	75
2.1 Conception des deux boucles de contrôle	76
2.1.1 Boucle interne du contrôle du courant	76
2.1.2 Boucle externe du contrôle de vitesse	78
3. RÉSULTATS DE SIMULATION	80
3.1 Réponse du système en régime transitoire.....	81
3.2 Réponse du système en régime permanent	82
3.3 Réponse du système à une chute de tension au réseau	83

CHAPITRE V:

OPTIMISATION DE PERFORMANCE DE LA CHAÎNE DE CONVERSION HYDROLIENNE ADOPTÉE 85

1. NOUVELLE TOPOLOGIE AVEC LE CONVERTISSEUR HACHEUR SURVOLTEUR À TROIS-NIVEAUX	85
1.1 Modélisation et description du convertisseur hacheur survolteur à trois-niveaux.....	86
1.1.1 Etats d'opération	87
1.1.2 Fonction de transfert.....	88
2. NOUVELLE STRATÉGIE DU CONTRÔLE PROPOSÉE	91

2.1 Commande du premier interrupteur IGBT du hacheur à trois niveaux	92
2.2 Commande du deuxième interrupteur IGBT du hacheur à trois niveaux	94
3. RÉSULTATS DE SIMULATION.....	96
3.1 Réponse des deux chaînes en régime transitoire	96
3.2 Réponse des deux systèmes en régime permanent.....	97

CHAPITRE VI:

MISE EN ŒUVRE EXPÉRIMENTALE D'UNE PARTIE DE LA CHAÎNE DE CONVERSION D'ENERGIE

HYDRAULIQUE ADOPTÉE 100

1. CIRCUIT GLOBALE DE RÉALISATION.....	100
2. CIRCUIT DE PUISSANCE.....	101
2.1 Circuit de Puissance du Redresseur Triphasé.....	101
2.1 Circuit de Puissance du Hacheur Survolteur à Deux Niveaux	102
2.1.1 Design d'inductance et de capacité du convertisseur.....	102
2.1.2 Design du transistor du convertisseur.....	103
A. Etat de fermeture du transistor IGBT.....	103
B. Etat d'ouverture du transistor IGBT	104
3. CIRCUIT D'INTERFACE INTERMÉDIAIRE.....	105
3.1 Pilote de contrôle isolé du transistor IGBT.....	105
3.2 Circuits des capteurs de mesure	106
3.2.1 Capteur de tension	106
3.2.2 Capteur du courant	106
4. CIRCUIT DE COMMANDE	107
4.1 Module de Pulse Width Modulation (PWM).....	107
4.2 Module du Convertisseur Analogique Numérique CAN.....	108
5. STRATÉGIE DU CONTRÔLE	108
5.1 Design de boucle du contrôle interne du courant	109
5.2 Design de boucle du contrôle externe de tension	110
6. RÉSULTATS DE SIMULATION.....	112
6.1 Forme d'onde du signal de sortie du redresseur triphasé non-contrôlé	112
6.2 Forme d'onde des signaux du hacheur survolteur	112
7. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX	113
7.1 Forme d'onde des signaux du redresseur triphasé non-contrôlé	115
7.2 Forme d'onde des signaux du hacheur survolteur	116
7.3 Carte prototype globale finale du test expérimental	118

CONCLUSION GÉNÉRALE..... 120

BIBLIOGRAPHIE 122

Liste des figures

Figure 1. 1: Capacité de production d'électricité actuelle	5
Figure 1. 2: Objectifs de la Capacité de génération d'électricité installée en MW (Source: ONEE).....	5
Figure 1. 3: Capacité de production d'électricité prévue pour 2020 (Source: ONEE)	6
Figure 1. 4: Centrale hydroélectrique type «cours d'eau».....	7
Figure 1. 5: Centrale hydroélectrique type «Réservoir»	7
Figure 1. 6: Centrale hydroélectrique type «stockage par pompage»	8
Figure 1. 7: Choix des turbines hydrauliques pour les centrales hydroélectriques.....	10
Figure 1. 8: Rendements relatifs des turbines hydrauliques pour débits variables.....	11
Figure 1. 9: Système d'énergie électrique.....	12
Figure 1. 10: Topologie en mode réseau isolé/interconnecté avec des débits hydrauliques réglables utilisant une génératrice synchrone	13
Figure 1. 11: Topologie en mode réseau isolé/interconnecté avec des débits hydrauliques réglables utilisant une génératrice asynchrone	14
Figure 1. 12: Topologie en mode réseau isolé/interconnecté avec des débits hydrauliques non réglables utilisant soit une génératrice asynchrone/synchrone	14
Figure 1. 13: Structure à base de la génératrice asynchrone à double alimentation GADA connectée au réseau interconnecté.....	15
Figure 1. 14: Structure à base de la génératrice asynchrone à double alimentation GADA connectée au réseau isolé ou interconnecté.....	15
Figure 1. 15: Structure de génération basée sur des convertisseurs à pleine échelle connectée au réseau isolé ou interconnecté	16
Figure 1. 16: Structure avec un redresseur à diodes.....	16
Figure 1. 17: Structure utilisant deux convertisseurs contrôlés par MLI	17
Figure 1. 18: Structure pont redresseur triphasé à diodes avec un hacheur survolteur.....	17
Figure 2. 1: Schéma d'un onduleur usuel à 2 niveaux.....	20
Figure 2. 2: Séquences de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.....	21
Figure 2. 3: Schéma d'un onduleur NPC à 3 niveaux	21
Figure 2. 4: Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux.....	22
Figure 2. 5: Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux.....	23
Figure 2. 6: Le signal de la MLI sinus-triangle	24
Figure 2. 7: Le signal de sortie de la commande rectangulaire SWM	25
Figure 2. 8: Tension UAO d'une branche d'un onduleur à trois niveaux en mode rectangulaire	25
Figure 2. 9: Génération des Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur usuel à deux Niveaux.....	26
Figure 2. 10: Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur usuel à deux Niveaux	27
Figure 2. 11: Génération des Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur NPC à trois Niveaux	27
Figure 2. 12: Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur NPC à trois Niveaux.....	28
Figure 2. 13: Génération des Signaux de commande SWM d'un onduleur usuel à deux Niveaux	28
Figure 2. 14: Génération des Signaux de commande SWM d'un onduleur NPC à trois Niveaux.....	29
Figure 2. 15: Signaux de commande SWM d'un onduleur NPC à trois Niveaux.....	29
Figure 2. 16: Forme d'onde et spectre harmonique de la tension de sortie Vab de l'onduleur usuel à deux Niveaux.....	30
Figure 2. 17: Forme d'onde et spectre harmonique de la tension de sortie Vab de l'onduleur NPC à trois Niveaux.....	31
Figure 2. 18: Possibles topologies du filtre	33
Figure 2. 19: Diagramme de Bode des fonctions de transferts de différentes configurations du filtre	34

Figure 2. 20: Circuit électrique monophasé d'un filtre LCL	35
Figure 2. 21: Schéma du modèle du filtre LCL.....	35
Figure 2. 22: Schéma de principe du filtre LCL avec une résistance d'amortissement réelle en série avec la capacité en (a) et réarrangement à résistance d'amortissement virtuelle en (b)	36
Figure 2. 23: Circuit électrique monophasé d'un filtre LCL avec le circuit d'amortissement passif.....	37
Figure 2. 24: analyse FFT de forme d'onde de la tension de sortie (V_{ab}) de l'onduleur NPC: (a) sans filtre LCL; (b) avec filtre LCL.....	40
Figure 2. 25: analyse FFT de forme d'onde du courant de sortie (I_a) de l'onduleur NPC: (a) sans filtre LCL; (b) avec filtre LCL	41
Figure 3. 1: Schéma du système global côté réseau.....	44
Figure 3. 2: Schéma de principe de conventionnel dq-PLL.....	45
Figure 3. 3: (a) Réponse indicielle de l'algorithme dq-PLL. (b) Diagramme de Bode de l'algorithme de dq-PLL	47
Figure 3. 4: Structure globale de PSD + dq-PLL.....	49
Figure 3. 5: Schéma fonctionnel de la nouvelle structure PLL avec FMVPB	49
Figure 3. 6: Diagramme de Bode de $H(s)$ du filtre multi-variable passe-bande pour différentes valeurs de variables k	50
Figure 3. 7: Source des tensions équilibrées contenant des harmoniques	51
Figure 3. 8: Résultats de simulation des trois PLL's proposées: (a) dq-PLL (b) PSD + dq-PLL (c) FMVPB + dq-PLL pour une source des tensions équilibrées contenant des harmoniques.....	52
Figure 3. 9: Source des tensions déséquilibrées et sans harmoniques	52
Figure 3. 10: Résultats de simulation des trois PLL 's proposées: (a) dq-PLL (b) PSD + dq-PLL (c) MVBPF + dq-PLL pour une source des tensions déséquilibrées et sans harmoniques	53
Figure 3. 11: (a) Angle de phase réel et détecté de la tension (b) Tensions du réseau d'alimentation (c) Puissances active / réactive sollicitées et mesurées (d) Tension du circuit intermédiaire: lorsqu'un dq-PLL est utilisé.....	54
Figure 3. 12: (a) Angle de phase de la tension réelle et détectée (b) Tensions du réseau de distribution (c) Puissances actives / réactives sollicitées et mesurées (d) Tension du circuit intermédiaire: lorsqu'un PSD + dq-PLL est utilisé	55
Figure 3. 13: (a) Angle de phase réelle et détectée de la tension (b) Tensions du réseau de distribution (c) Puissances actives / réactives demandées et mesurées (d) Tension du circuit intermédiaire: lorsqu'un MVBPF + dq-PLL est utilisé	56
Figure 3. 14: Diagramme de Bode des filtres L et LCL	57
Figure 3. 15: Circuit électrique monophasé d'un filtre LCL sans capacité de filtrage (C_f)	58
Figure 3. 16: Schéma descriptif du système complet	59
Figure 3. 17: Schéma de la boucle du contrôle de courant.....	60
Figure 3. 18: Schéma de boucle de contrôle de la tension continue dc.....	62
Figure 3. 19: Liaison DC d'onduleur Neutral Point Clamped NPC à trois niveaux	65
Figure 3. 20: Boucle fermée de contrôle de la tension du point neutre	65
Figure 3. 21: Puissances actives / réactives demandées et mesurées.....	67
Figure 3. 22: Tension V_{dc} du circuit intermédiaire continue	67
Figure 3. 23: Courant de ligne I_a et tension V_a côté du réseau.....	68
Figure 4. 1: Topologie proposée pour le système de conversion d'énergie hydraulique à entraînement direct.....	70
Figure 4. 2: MP-GSAP connecté au circuit redresseur triphasé à diodes.....	72
Figure 4. 3: Convertisseur survolteur DC / DC	72
Figure 4. 4: Schéma équivalent du mode 1.....	73
Figure 4. 5: Schéma équivalent du mode 2.....	74

Figure 4. 6: Schéma général de la stratégie de contrôle	75
Figure 4. 7: Boucles de régulation externe de la vitesse et interne du courant.....	76
Figure 4. 8: Diagramme de Bode de la fonction de transfert $H(s)$	77
Figure 4. 9: Design de boucle de contrôle interne du courant.....	77
Figure 4. 10: Diagramme de Bode de la fonction de transfert de boucle ouverte de courant	78
Figure 4. 11: Design de boucle de contrôle externe de vitesse.....	79
Figure 4. 12: Diagramme de Bode de la fonction de transfert $H_w(s)$	79
Figure 4. 13: Diagramme de Bode de la fonction de transfert de vitesse à boucle ouverte.....	80
Figure 4. 14: Réponse dynamique du système avant d'atteindre le régime permanent.....	81
Figure 4. 15: Réponse du système dans le régime permanent.....	82
Figure 4. 16: Réponse du système à une chute de tension sur le réseau.....	83
Figure 5. 1: Nouvelle structure de chaine de conversion hydrolienne avec le convertisseur hacheur survolteur DC/DC à trois niveaux.....	86
Figure 5. 2: Schéma du convertisseur hacheur survolteur à trois niveaux	86
Figure 5. 3: Schéma équivalent du convertisseur	87
Figure 5. 4: Schéma équivalent du convertisseur	87
Figure 5. 5: Schéma équivalent du convertisseur	88
Figure 5. 6: Schéma équivalent du convertisseur	88
Figure 5. 7: Boucles externe de régulation de la vitesse et interne du courant.....	92
Figure 5. 8: Diagramme de bode de la fonction de transfert du courant $H(s)$	93
Figure 5. 9: Conception de boucle externe du contrôle de vitesse	94
Figure 5. 10: Schéma de la liaison continu du hacheur à 3-niveaux avec l'onduleur NPC à 3-niveaux.....	94
Figure 5. 11: Boucle fermée pour le contrôle de tension au point neutre	95
Figure 5. 12: Réponse du processus dynamique des deux chaînes avant d'atteindre le régime permanent	97
Figure 5. 13: Réponse en régime permanent des deux topologies avec convertisseur survolteur DC/DC à deux et trois niveaux.....	98
Figure 5. 14: Réponse en régime permanent des deux topologies avec convertisseur survolteur DC/DC à deux et trois niveaux (suite)	99
Figure 6. 1: Schéma complet du système	101
Figure 6. 2: Schéma du circuit de puissance avec son interface intermédiaire de contrôle	102
Figure 6. 3: Schéma de puissance du hacheur à deux niveaux.....	103
Figure 6. 4: Circuit CALC en série avec le transistor IGBT	104
Figure 6. 5: Circuit CALC en parallèle avec le transistor IGBT.....	105
Figure 6. 6: Circuit du pilote de contrôle isolé du transistor IGBT	105
Figure 6. 7: Carte d'implémentation du capteur de tension LV25-P	106
Figure 6. 8: Carte d'implémentation du capteur de courant LAH50-P	107
Figure 6. 9: Stratégie de contrôle du convertisseur hacheur survolteur DC/DC.....	108
Figure 6. 10: Boucles de contrôle externe de tension et interne du courant.....	109
Figure 6. 11: Diagramme de Bode de fonction de transfert du courant $H_c(s)$	110
Figure 6. 12: Diagramme de Bode de fonction de transfert de tension $H_v(s)$	111
Figure 6. 13: Tension de sortie du redresseur triphasé non-contrôlé.....	112
Figure 6. 14: (a) Comparaison des signaux de la porteuse triangulaire et du rapport cyclique (b) Signal impulsionnelle de commutateur IGBT (c) tension continu de sortie du convertisseur survolteur.....	113
Figure 6. 15: (a) Code C généré de modèle Simulink dans logiciel code composer studio (b) broches utilisées sur la carte DSP eZdsp F2812 (c) Implémentation en temps réel du convertisseur survolteur ...	114
Figure 6. 16: (a) Schéma complet d'implémentation matérielle du redresseur triphasé non contrôlé (b) Circuit de puissance du redresseur triphasé non-contrôlé (c) sortie du redresseur triphasé non contrôlé	115

Figure 6. 17: (a) Signal généré par DSP de grille d'IGBT (b) Sortie opto-coupleur 4N25.....	116
Figure 6. 18: (a) Signal de sortie du driver IR2111 (b) Signal de la tension du collecteur-émetteur VCE du transistor IGBT.....	117
Figure 6. 19: (CH1) tension continue de sortie du hacheur survolteur, (CH2) signal de la tension de sortie du Collecteur-Emetteur VCE de l'IGBT du hacheur survolteur.....	118
Figure 6. 20: Carte imprimée du prototype de test de la partie puissance du système étudié avec son interface intermédiaire de commande.....	118
Figure 6. 21: Schéma complet de mise en œuvre expérimentale du redresseur triphasé non-contrôlé plus le convertisseur survolteur avec son interface intermédiaire de contrôle.....	119

Liste des tableaux

Tableau 1. 1: Projets en cours de réalisation pour la production hydroélectrique nationale	6
Tableau 2. 1: États possibles de l'onduleur usuel à 2 niveaux.....	21
Tableau 2. 2: États possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux	23
Tableau 2. 3: Comparaison entre les méthodes de commande proposées pour un onduleur à 2-niveaux.....	30
Tableau 2. 4: Comparaison entre les méthodes de commande proposées pour un onduleur à 3-niveaux.....	31
Tableau 2. 5: Comparaison entre l'onduleur NPC à 3-niveaux avec l'onduleur classique à 2-niveaux.....	32
Tableau 2. 6: Limites des harmoniques de la tension IEEE Std 519-1992	32
Tableau 2. 7: Limites des harmoniques du courant IEEE Std 519-1992.....	32
Tableau 2. 8: Paramètres du système considéré.....	38
Tableau 2. 9: Paramètres obtenus du Filtre LCL.....	39

Notations, symboles et abréviations

MCH : Microcentrales hydrauliques ;

STEP : Stations de transfert d'énergie par pompage ;

GADA: Génératrice asynchrone à double alimentation;

AC : Courant alternatif;

DC : Courant Continu;

GSAP: Génératrice synchrone à aimant permanent;

GAS: Génératrice asynchrone à cage;

IGBT: Transistor bipolaire à grille isolée;

MP-PMSG : Générateur synchrone à aimant permanent multipolaire;

PLL: Boucle de Verrouillage de Phase ;

NPC: Clampé par le neutre (Neutral Point Clamped) ;

MLI-ST : Modulation de largeur d'impulsions Sinus- triangulaire appelée aussi SPWM ;

SWM : Commande rectangulaire (Square-Wave Mode) ;

TDH : Taux distorsion harmonique;

FFT: Analyse spectrale par la transformation de Fourier rapide ;

PCC : Point de couplage commun ;

L : Type simple d'un filtre passe bas avec une inductance L uniquement ;

LC : Type d'un filtre passe bas avec une combinaison d'une inductance L et d'une capacité C;

LCL : Type de filtre passe-bande avec une combinaison de deux inductances L et d'une capacité C;

UPS : Uninterruptible power supplies ;

HF : Haute Fréquence ;

dq-PLL : Boucle à verrouillage de phase dans le cadre référentiel (d, q) ;

FMVPB : Filtre multi-variable passe-bande ;

PSD : Détecteur de séquence positive ;

PI : Régulateur de type Proportionnel intégrateur ;

VCO : Oscillateur commandé en tension;

FTBO : Fonction de transfert en boucle ouverte ;

pu : Abréviation de 'per unit', spécifie la proportion de la grandeur nominal ;

VOC: Contrôle orienté de tension ;
MP : Marge de phase ;
MG : Marge de gain ;
FTBF: Fonction de transfert en boucle fermée ;
3L-SIDO: 3-Levels single input dual output;
DSP: Digital Signal Processor;
CCS : Code composer Studio ;
CALC ou Snubber: Circuits d'aide à la commutation ;
IR2111 : Driver d'adaptation des signaux pour l'interrupteur IGBT ;
4N25 : Opto-coupleur pour l'isolement le circuit de commande de la partie de puissance;
LV25-P : Type d'un capteur de tension ;
CAN : Convertisseur analogique numérique;
LAH50-P : Type capteur de courant;
LM741 : Amplificateur opérationnel non inverseur ;
CPU : Central processing unit ;

Introduction générale

Durant ces dernières années, les sources des énergies renouvelables sont l'une des plus grandes préoccupations, ceci est dû au coût élevé du pétrole et au réchauffement climatique qui rendent les combustibles fossiles de moins en moins attrayants [1-3]. L'énergie hydrolienne est une source d'énergie renouvelable très importante, gratuite et non polluante. Les hydroliennes transforment l'énergie de l'eau cinétique en énergie mécanique à travers une turbine et ensuite en énergie électrique au moyen d'un générateur [3-6].

Bien que les principes des hydroliennes soient simples; l'efficacité, le contrôle et les coûts de production et de maintenance posent toujours de gros problèmes. De ce fait l'optimisation de toute l'installation s'avère ainsi importante.

Il existe différentes configurations d'hydroliennes [6-9]. Elles peuvent avoir ou non une boîte de vitesse, le générateur peut être synchrone ou asynchrone et enfin la connexion avec le réseau peut se faire directement ou via un convertisseur de puissance. Différents modes de fonctionnement peuvent être utilisés en fonction de la configuration de l'hydrolienne. Ils sont classés en débit non-contrôlé (vitesse variable) et à débit contrôlé (vitesse fixe) [11-13]. Pour un fonctionnement à vitesse fixe, le système est très simple et le coût est généralement faible mais son efficacité de conversion est loin d'être optimale. Habituellement dans ce mode, un générateur synchrone est utilisé et il est directement connecté au réseau.

Pour le fonctionnement à vitesse variable, l'efficacité maximale est obtenue et le système est contrôlé pour maximiser la puissance extraite. Généralement, ils sont connectés au réseau au moyen d'une chaîne de conversion de puissance, Ceci augmente le coût de l'ensemble du système mais permet une maîtrise totale de l'installation [14-17].

Parmi toutes ces configurations, l'utilisation des hydrolienne à vitesse variable s'avère le bon choix car elles offrent plus d'efficacité et de flexibilité de contrôle des puissances active et réactive injectées au réseau [18-19]. La commande utilisée doit non seulement contrôler la turbine hydraulique pour fournir la puissance active nécessaire mais doit participer aussi à l'amélioration de l'onde tout en soutenant le réseau en présence de défauts. Pour cela, les degrés de liberté des convertisseurs de puissances doivent être exploités et des stratégies de commande avancées doivent être élaborées pour conditionner l'énergie en compensant les perturbations électriques (creux de tension, déséquilibre, harmoniques...) et en

répondant aux exigences du gestionnaire du réseau (contrôle de la fréquence, amortissement des oscillations et tolérance vis-à-vis des défauts du réseau).

Ce sujet de thèse s'insère dans l'étude, la conception et le contrôle d'une chaîne de conversion d'énergie hydraulique à base d'une génératrice multipolaire de type synchrone à aimant permanent (MP-GSAP), exploitée à l'ordre de 7MW de puissance nominale, tolérante aux défauts et permettant de s'affranchir totalement du multiplicateur de vitesse. Les objectifs concerneront le choix, le dimensionnement, la modélisation et la commande de la chaîne de conversion en présence de défauts du réseau.

Ainsi, ce travail de thèse s'articule en six chapitres :

- Dans le premier chapitre, nous allons présenter en premier lieu l'état énergétique actuel dans le monde d'une manière générale et au Maroc en particulier. Et en seconde lieu, nous allons décrire les typologies actuelles des groupes de conversion électromécanique dans la structure d'une petite centrale hydroélectrique ainsi que les convertisseurs de fréquence habituellement utilisés.
- Le deuxième chapitre est divisé en deux parties. La première traite le choix de la topologie de l'onduleur qui peut être utilisée dans notre chaîne retenue. La deuxième partie est consacrée à l'étude de la topologie du filtre optimale adaptée à l'onduleur choisi afin de minimiser le taux de distorsion harmonique TDH pour satisfaire aux exigences d'interconnexion.
- Le troisième chapitre est consacré au contrôle de l'onduleur choisi. Ce contrôle est utilisé principalement pour réguler la puissance active/réactive injectées au réseau tout en réalisant une bonne et robuste synchronisation avec ce dernier.
- Le quatrième chapitre est dédié au contrôle côté générateur de la chaîne de conversion hydrolienne adoptée afin d'extraire la pleine puissance de la turbine hydraulique à débit d'eau fixe. Un modèle détaillé de chaque composant est décrit et une nouvelle stratégie de contrôle est proposée. La performance dynamique et l'efficacité de la stratégie de contrôle est certifiée par des simulations numériques.
- Le cinquième chapitre portera sur l'amélioration de la topologie de chaîne de conversion AC/DC/AC suggérée pour réduire davantage le coût et la densité des composants. Et pour approuver l'efficacité

et la performance de cette nouvelle chaîne, une comparaison sera faite avec l'ancienne qui a été étudiée dans le chapitre précédent.

- Finalement, le sixième chapitre est réservé à la mise en œuvre expérimentale d'une partie de la chaîne de conversion d'énergie hydraulique adoptée. L'objectif est de réaliser les autres parties de notre chaîne comme perspectives envisagées de cette thèse.
- Le manuscrit se termine par une conclusion générale et des perspectives du travail de recherche de cette thèse.

Chapitre I

Etat de l'Art

Introduction

Le monde dispose de riches ressources énergétiques propres dont l'exploration de 0,05% seulement permettra de répondre à la demande énergétique mondiale. Il existe un potentiel considérable pour la production d'énergie éolienne, solaire et hydraulique. Ces énergies propres sont largement disponibles sur tous les continents et dans tous les pays.

Avec une capacité installée en 2016 de 1064 GW, les énergies renouvelables génèrent 16,6% de l'électricité mondiale produite. L'hydroélectricité, à elle seule, fournit 76% du reste des énergies renouvelables [1], [2]. Les statistiques indiquent la disponibilité d'environ 10000 TWh/an de potentiel hydraulique non exploité à travers le monde. Actuellement, les principaux pays qui bénéficient de leurs potentiels hydrauliques sont la Chine, en premier lieu, ensuite, le Canada, le Brésil, les États-Unis, la Russie et l'Inde.

Le Maroc, étant l'un des principaux importateurs d'énergie dans la région Moyen-Orient et Afrique du Nord, déploie des efforts concertés pour réduire sa dépendance vis-à-vis des combustibles fossiles importés. En 2012, le Maroc a dépensé environ 10 milliards de dollars pour toutes les importations d'énergie (pétrole brut et produits pétroliers, charbon, gaz naturel et électricité). La consommation annuelle d'électricité au Maroc était de 33 500 GWh en 2014 et augmente régulièrement d'environ 7% chaque année. Le Maroc en a produit 28 000 GWh et importe le reste d'Espagne. En 2015, la capacité de production d'électricité au Maroc était de 8154 MW, réparties entre le charbon (35 %), le fuel (19 %), l'hydraulique (21 %), le gaz (8 %), l'éolien (12 %) et le solaire (5 %) (Figure 1.1) [3], [4].

Le Maroc a lancé une stratégie énergétique nationale, qui vise les objectifs suivants:

- L'optimisation des combustibles importés;
- le développement des sources d'énergies renouvelables, surtout l'énergie éolienne, solaire et hydraulique;
- L'orientation des investissements étrangers dans le secteur énergétique;
- Et l'autorisation des fournisseurs privés à être connectés au réseau national.

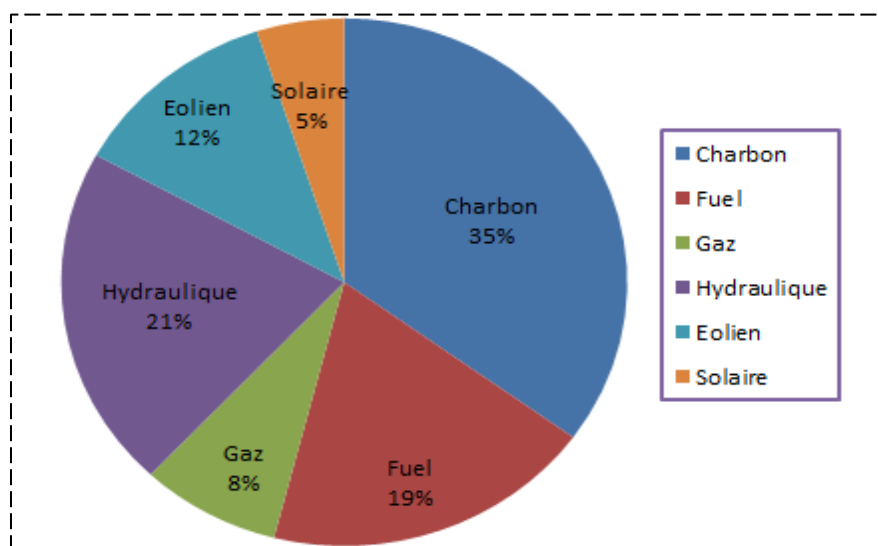


Figure 1. 1: Capacité de production d'électricité actuelle

Plus précisément, Le gouvernement marocain se mobilise pour atteindre une production de 2GW provenant du solaire, éolienne et hydraulique chacune prise séparément. En 2020, l'énergie globale produite représentera alors 42% du potentiel des sources renouvelables disponibles au Maroc. (Figure 1.2 et 1.3)

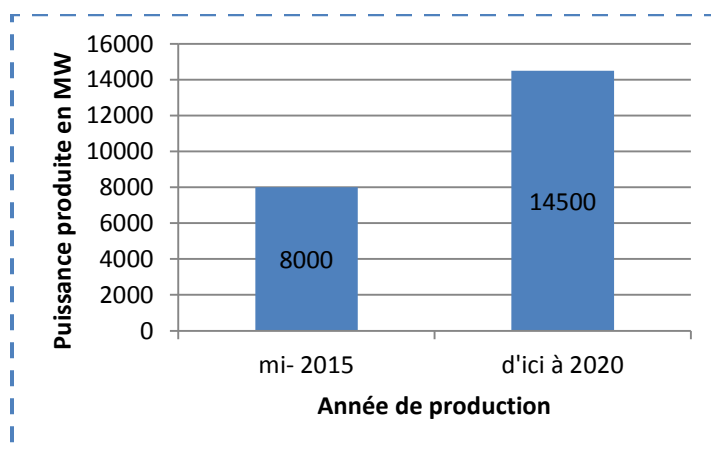


Figure 1. 2: Objectifs de la Capacité de génération d'électricité installée en MW (Source: ONEE)

En termes d'hydroélectricité, le Maroc exploite déjà ses rivières et barrages, avec une dizaine de microcentrales hydrauliques (MCH) appropriées aux régions montagneuses enclavées et éloignées, totalisant une production de près de 1800MW. En se basant sur la construction de nouveaux barrages et de stations de transfert d'énergie par pompage (STEP), plus de 200 sites exploitables ont été identifiés et peuvent être développés à travers le royaume.

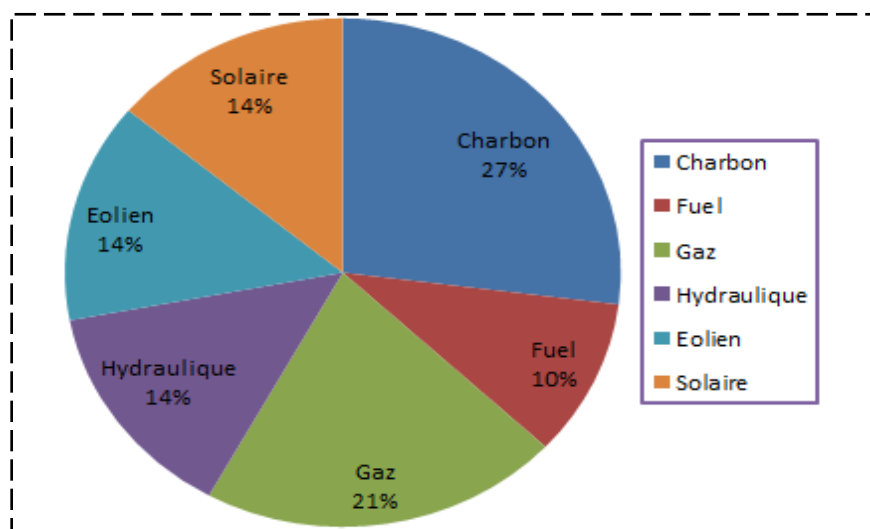


Figure 1. 3: Capacité de production d'électricité prévue pour 2020 (Source: ONEE)

Parmi ces derniers, deux projets sont en cours de réalisation à Abd-El-Moumen et M'dez-El-Menzel portant la capacité de production hydroélectrique nationale à plus de 2300MW à l'horizon de 2017 [4].

Tableau 1. 1: Projets en cours de réalisation pour la production hydroélectrique nationale

<i>Site</i>	<i>Puissance en MW</i>
Centrale hydroélectrique d'Abdelmoumen à stockage par pompage	2x 175
Centrale hydroélectrique d'El Menzel	125
Centrale hydroélectrique de M'dez	45

Les centrales hydroélectriques se distinguent en terme de structure suivant le site géologique dans lequel elles seront installées ce qui impose le choix de la turbine appropriée.

1. Description et classification d'une centrale hydroélectrique

L'énergie hydroélectrique, qui est une forme d'énergie non polluante par excellence, présente des avantages dénombrables.

Il s'agit en effet d'une forme d'énergie très ancienne qui la rend facile à installer, à maintenir et à développer.

Il existe trois types de centrales hydroélectriques: «cours d'eau» où l'électricité est produite en utilisant l'écoulement d'une rivière, «Réservoir» où l'énergie est produite par le dégagement d'eau stockée et

«stockage par pompage» où l'eau stockée est recyclée en la pompant dans un réservoir supérieur afin d'être à nouveau utilisée. Les installations hydroélectriques existantes aujourd'hui vont de moins de 100 kW à plus de 22 GW [5], [6]. Les Figures 1.4, 1.5 et 1.6 illustrent les différentes centrales.

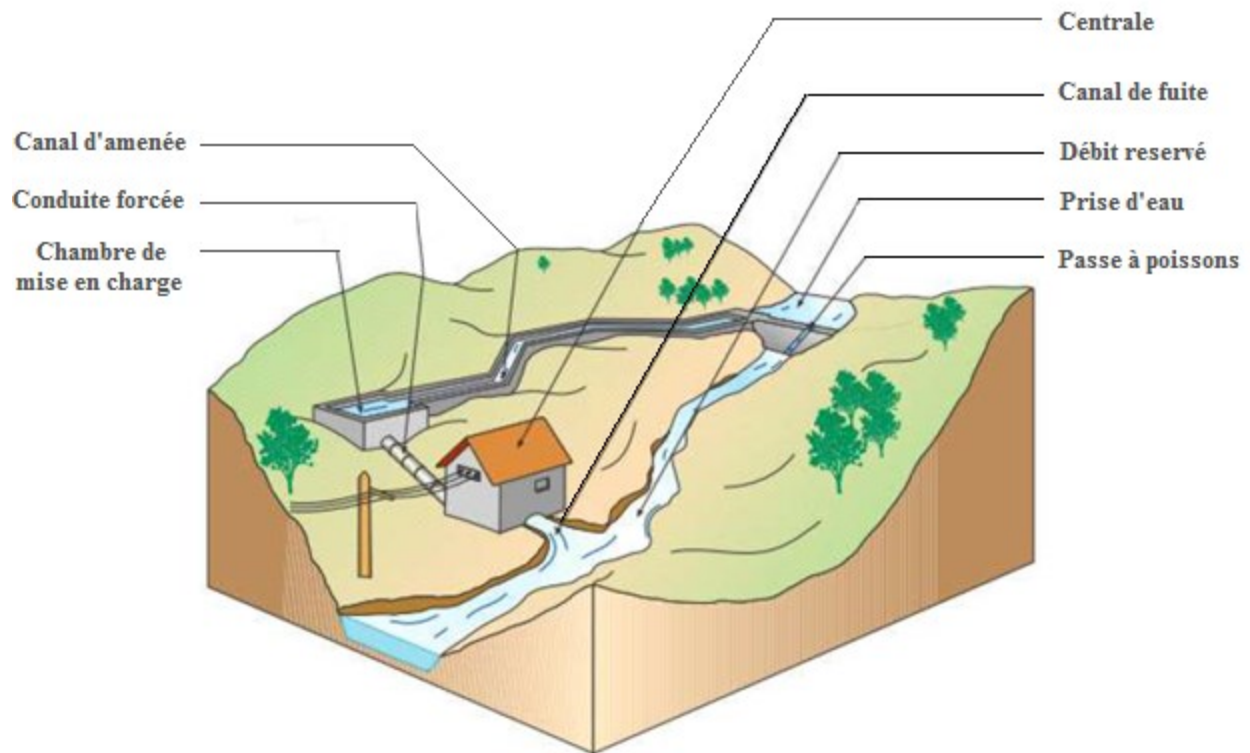


Figure 1. 4: Centrale hydroélectrique type «cours d'eau»

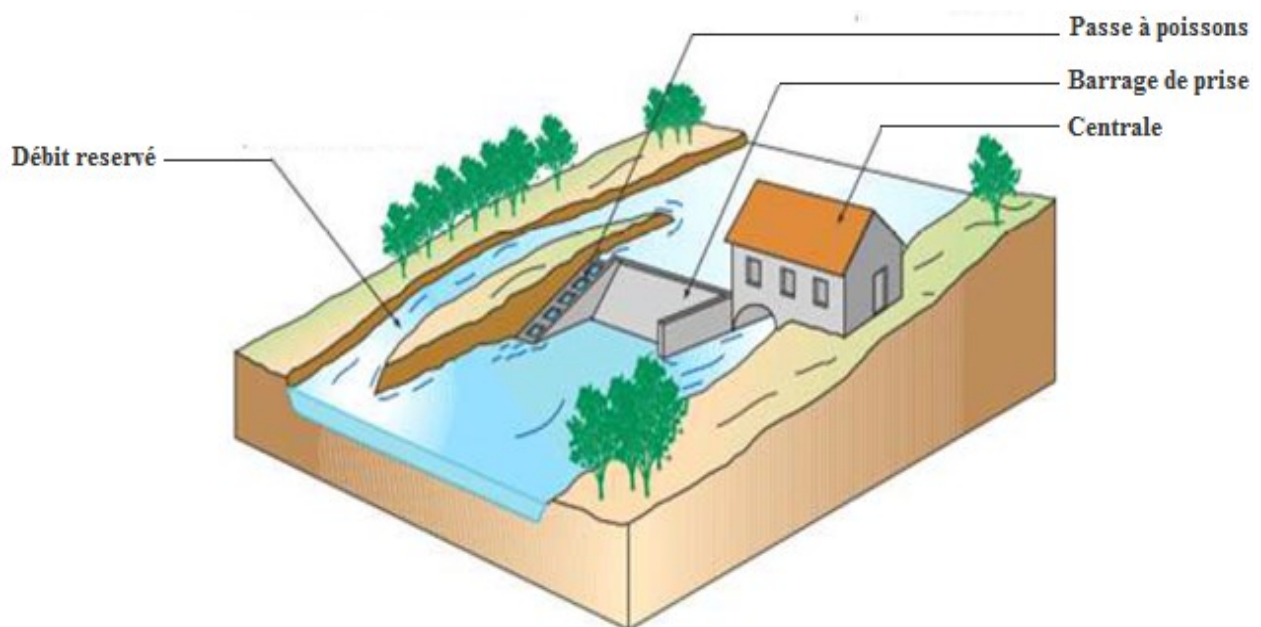


Figure 1. 5: Centrale hydroélectrique type «Réservoir»

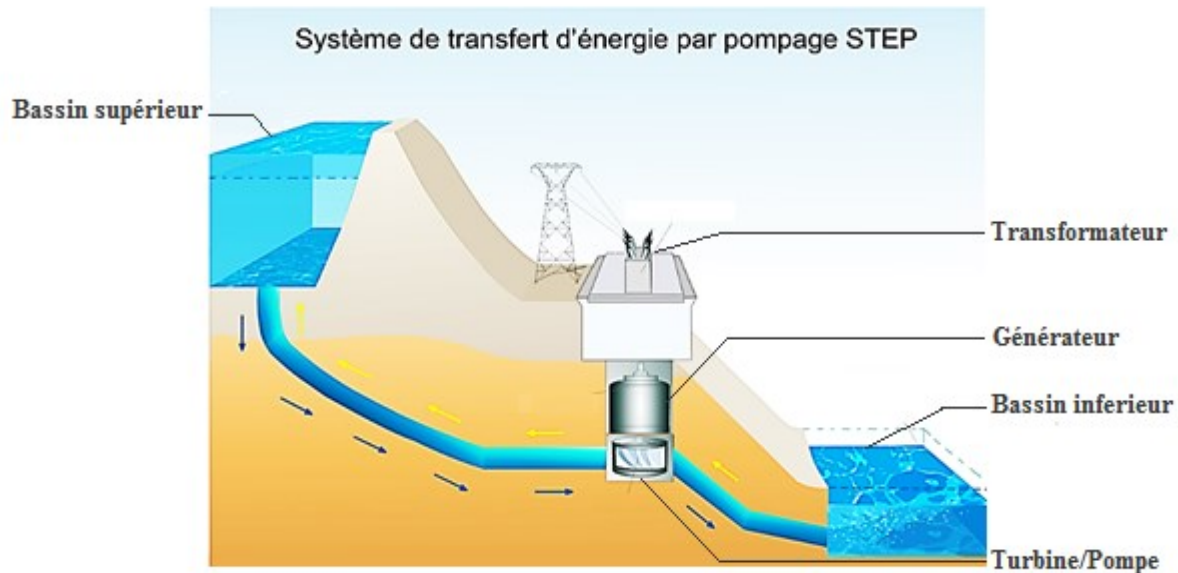


Figure 1. 6: Centrale hydroélectrique type «stockage par pompage»

Les centrales hydroélectriques sont classées en fonction de leur capacité de production d'énergie, exprimée en mégawatts comme suit:

- ✓ les centrales hydroélectriques à grande échelle peuvent produire plus de 100 MW,
- ✓ les centrales hydroélectriques à petite échelle sont divisées en quatre catégories: pico (<5kW), micro (5-100 kW), mini (100 kW-1 MW) et petite (1-10 MW).

La mise en œuvre d'une centrale hydroélectrique a besoin de divers constituants, ces derniers peuvent être présentés en trois catégories: Composants génie civil, électromécaniques et appareillages électriques [6].

1.1 Composants génie civil

Les travaux génie civil dépendent du type de la centrale et de son site d'installation. Pour les centrales à grande échelle, la construction d'un barrage est justifiée en termes du coût d'investissement si les conditions géologiques le permettent. Quant aux centrales à petite échelle, l'emploi des réservoirs amont et aval est adoptée pour les installations type «stockage par pompage» dans le cas où le fil d'eau est insuffisant. La construction des conduites d'eau avant et après turbinage est une phase obligatoire dans tous les cas cités.

1.2 Composants électromécaniques

Les principaux composants électromécaniques d'une centrale sont: une turbine; un générateur produisant l'énergie électrique; un système de régulation et l'appareillage de contrôle et de protection.

1.2.1 Turbine:

Il existe deux sortes de turbines [7], [8]:

Les turbines à action qui sont caractérisées par la même pression à l'entrée et à la sortie, ce sont les turbines les plus simples à utiliser mais également les moins efficaces du fait de leur faible rendement.

Elles sont réparties en deux types:

- La turbine Pelton est utilisée dans les hautes chutes, jusqu'à 1800 mètres, de débit assez faible ($\sim 25 \text{ m}^3/\text{s}$) mais pour les grandes puissances.
- La turbine Crossflow convient pour des débits de 0.02 à $1 \text{ m}^3/\text{s}$, des chutes de 1 à 200 mètres et des puissances moyennes. elle est caractérisée par sa faible vitesse de rotation ce qui impose l'utilisation d'un multiplicateur à engrenage.

Les turbines à réaction : la pression à l'entrée de la turbine, dans ce cas, est supérieure à celle de la sortie, ce sont les turbines Francis et Kaplan. Grâce à une conception complexe, elles disposent de bons rendements. Une turbine à réaction est une turbine immergée qui utilise à la fois l'énergie résultante de l'eau (énergie cinétique) et celle provenant de la différence de pression.

- La turbine Francis est la plus répandue, elle est utilisée pour des chutes de faible ou moyenne hauteur (de 40 à 700 mètres) et peut développer une puissance très importante.
- La turbines Kaplan et à hélices : Les turbines Kaplan et à hélices sont employées en cas de faibles chutes, les puissances correspondantes peuvent varier de quelques kW à plusieurs milliers de kW. Ce sont des turbines que l'on retrouve au fil de l'eau. En général les turbines à hélices se retrouvent en grand nombre dans une centrale. Ces turbines sont classées en fonction du type d'écoulement :

- Débits constants : une turbine hélice à pales et distributeur fixes;
- Débits élevés et peu variables : une turbine hélice à pales fixes et un distributeur mobile;
- Débits variant entre 30 et 100% du débit nominal : une turbine Kaplan à distributeur fixe;
- Débits variant entre 15 et 100% du débit nominal : une turbine Kaplan à distributeur réglable.

C'est la plus compliquées car elle possède deux possibilités de régulation qui doivent être accordées ensemble pour détenir les meilleurs rendements.

1.2.2 Critères du choix des turbines

La puissance à l'entrée de la turbine P est donnée par :

$$P = \rho \cdot g \cdot Q \cdot H \text{ (W)} \quad (1.1)$$

Avec : ρ : masse volumique de l'eau prise égale à 1 kg/litre ;

g : grandeur de pesanteur prise égale à $9,81 \text{ /kg}$;

Q : débit d'eau en L/s ;

H : hauteur nette en m.

Donc d'après la dernière expression, le choix d'un type de turbine va être en fonction de la hauteur de chute et du débit, mais généralement il dépend aussi des données caractéristiques du site sur lequel la machine sera installée.

La Figure 1.7 présente le domaine d'utilisation des différents types de turbines en fonction de la chute nette et du débit d'eau [9], [10].

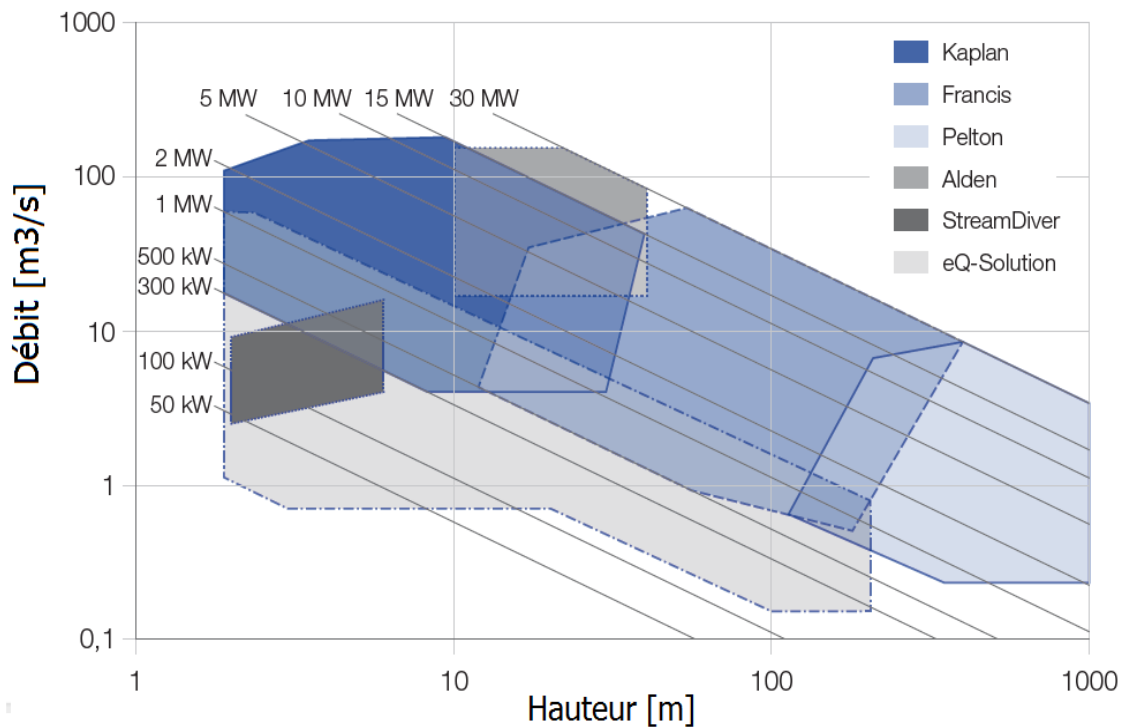


Figure 1. 7: Choix des turbines hydrauliques pour les centrales hydroélectriques

La puissance de la turbine transmise à la génératrice P_t est donnée par :

$$P_t = \eta \cdot \rho \cdot g \cdot Q \cdot H \text{ (W)}$$

Avec η : rendement de la turbine donnée par le fournisseur

Les courbes des rendements relatifs des turbines hydrauliques en fonction des débits sont montrées dans la Figure 1.8.

D'après la Figure 1.8, il est remarqué que les turbines Pelton et Kaplan ont un rendement élevé et presque constant pour une large gamme de débit. En revanche, le rendement des turbines Francis et à hélice est très sensible aux variations du débit.

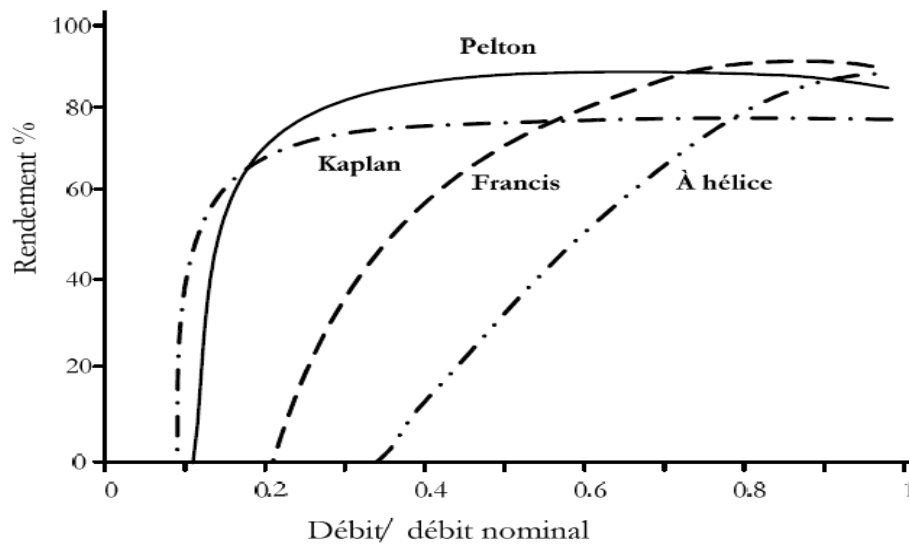


Figure 1. 8: Rendements relatifs des turbines hydrauliques pour débits variables

1.2.3 Génératrices

Dans les centrales hydrauliques, on rencontre principalement [11]:

A. Génératrices synchrones à aimants permanents ou à rotor bobiné

Elles restent les génératrices les plus utilisées pour générer une tension alternative sinusoïdale. Pour fournir une fréquence constante, il faut un système de régulation soit mécanique du débit d'eau ou bien électrique à l'aide des convertisseurs de puissance intermédiaires entre la génératrice et le réseau ou charge, permettant de maintenir une fréquence constante.

Le rendement hydraulique global est diminué du fait des pertes de charge introduites par la vanne de régulation dans le cas de système de régulation mécanique.

B. Génératrices asynchrones à cage

Son utilisation reste encore limitée mais devrait rapidement évoluer du fait du coût relativement faible de la machine asynchrone par rapport à la machine synchrone. En fonctionnement autonome, la génératrice asynchrone pose des problèmes importants de stabilité en tension et en fréquence. Il faut des capacités d'auto-excitation pour magnétiser la machine, et le fonctionnement ne peut se faire qu'avec une plage de vitesse restreinte. Les charges alimentées ne doivent, par conséquent, pas être exigeantes en tension et en fréquence.

C. Génératrices asynchrones à double alimentation

Actuellement, la machine asynchrone à double alimentation est très peu utilisée dans les centrales hydrauliques. Toutefois des exemples d'applications intéressantes existent dans les systèmes éoliens et son utilisation est envisagée dans l'aéronautique. Elle permet de pallier aux problèmes précédents de stabilité de la machine asynchrone à cage et autorise réellement un fonctionnement à vitesse variable. Une excitation auxiliaire fournie aux enroulements du rotor permet de contrôler la tension et la fréquence au stator.

1.3 Appareillages électriques

Les centrales hydroélectriques sont situées loin des zones habitées; il est donc nécessaire de transporter cette énergie vers les consommateurs en utilisant des lignes aériennes ou des câbles souterrains. La tension générée par les centrales est augmentée en une tension plus élevée en utilisant des transformateurs de puissance, avant d'être connectée au réseau de transmission. Les lignes de transport à très haute tension se terminent dans les sous-stations de transformation, où la tension est abaissée et l'énergie est distribuée en moyenne tension (consommateurs industriels) ou en basse tension (consommateurs domestiques) comme le montre la Figure 1. 9.

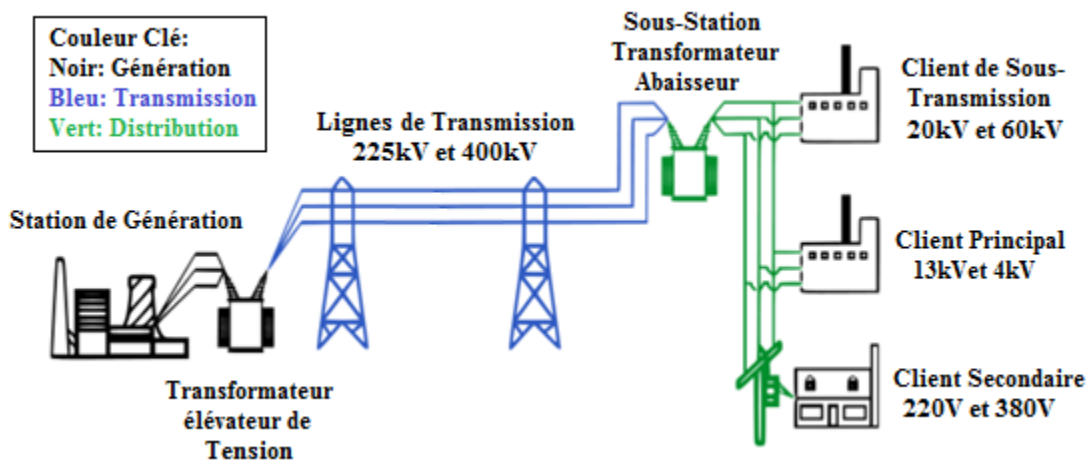


Figure 1. 9: Système d'énergie électrique

2. Topologies de la chaîne de conversion d'énergie hydraulique

Actuellement, la chaîne de conversion hydraulique fonctionne en deux modes:

- Fonctionnement en réseau isolé: dans ce cas la station de production fournit de l'énergie électrique à un ou plusieurs consommateurs, la centrale pouvant comporter deux générateurs fonctionnant en

parallèle. Pour un tel fonctionnement, la partie régulation dans la chaîne doit garder une tension et une fréquence constantes à la sortie même si la charge varie.

- Fonctionnement en réseau interconnecté : On entend par réseau interconnecté, le réseau principal où la tension U et la fréquence f sont imposés, c'est-à-dire que leur valeur ne varie pratiquement pas en fonction de la charge. La partie de régulation doit contrôler la puissance active et réactive injectées au réseau.

La structure de la chaîne de conversion va dépendre surtout du débit de la centrale hydraulique, de ce fait, il est judicieux de distinguer les deux cas possibles.

2.1 Cas d'un débit hydraulique réglable

Cette ancienne stratégie de commande repose sur le réglage de débit mécaniquement pour maintenir la vitesse de rotation de la génératrice constante et ce dans tous les cas : Machine synchrone ou asynchrone, fonctionnement en site isolé ou interconnecté.

- Dans le cas de l'utilisation de la machine synchrone, le réglage du courant d'excitation permet d'imposer la tension de sortie dans le site isolé ou de contrôler la puissance injectée au réseau interconnecté [11]. (Figure 1.10)

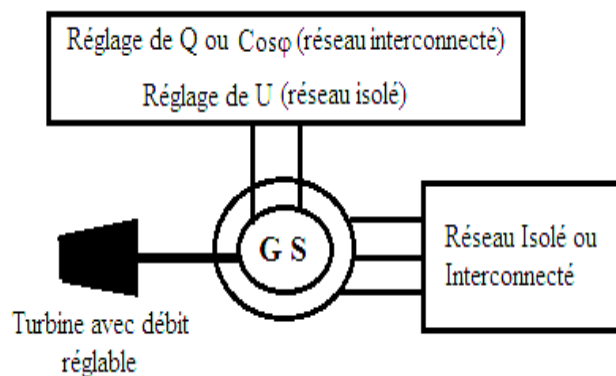


Figure 1. 10: Topologie en mode réseau isolé/interconnecté avec des débits hydrauliques réglables utilisant une génératrice synchrone

- Dans le cas de l'utilisation de la machine asynchrone, le réglage de la tension se fait à l'aide de plusieurs batteries de condensateurs pouvant ou non être couplées en fonction du niveau de tension [11], [12]. Pour le fonctionnement sur réseau interconnecté, le réglage de la puissance réactive se fait grâce à des batteries mais de façons très limité. (Figure 1.11)

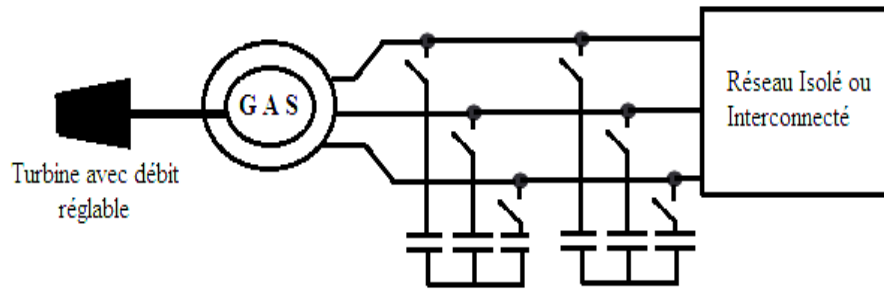


Figure 1. 11: Topologie en mode réseau isolé/interconnecté avec des débits hydrauliques réglables utilisant une génératrice asynchrone

2.2 Cas d'un débit hydraulique variable

L'ancien système consiste à placer des charges résistives adaptatives (charges ballast) correspondant à la puissance électrique nominale. La résistance ballast est connectée en parallèle avec le consommateur afin de maintenir la tension et la fréquence constantes. Pour le fonctionnement connecté au réseau on utilise le même principe de réglage de Q , la charge ballast étant inutile [11], [12]. (Figure 1.12)

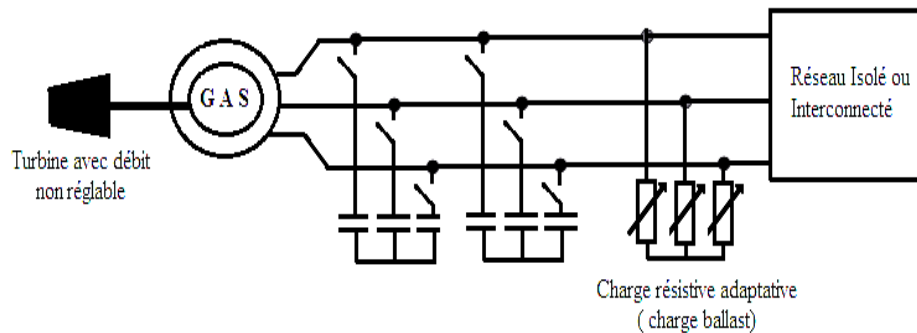


Figure 1. 12: Topologie en mode réseau isolé/interconnecté avec des débits hydrauliques non réglables utilisant soit une génératrice asynchrone/synchrone

Les topologies détaillées ci-dessus sont des solutions traditionnelles utilisant des groupes électromécaniques entrainés à vitesse fixe ou quasi fixe. Cependant, Le développement actuel est orienté de plus en plus vers des systèmes à vitesse variable dont les performances ainsi que les possibilités de contrôle sont significativement développées grâce à des convertisseurs de puissance.

Dans les nouvelles installations, l'utilisation des convertisseurs de puissance dans le système de conversion d'énergie hydraulique permet, non seulement, d'obtenir la forme d'onde souhaitée de l'énergie électrique, mais aussi d'optimiser la puissance prélevée. Plusieurs structures de conversion d'énergie hydraulique à vitesses variables ou à débit non-contrôlé sont décrites dans la littérature et elles peuvent être subdivisées comme suit:

2.2.1 Structures à base des génératrices utilisées

Avec les développements récents, une configuration à base de la génératrice asynchrone à double alimentation GADA tel qu'il est illustré sur la Figure 1.13, est possible aussi pour les centrales hydrauliques. Le stator de la génératrice est directement connecté au réseau, tandis que le rotor est connecté au réseau par l'intermédiaire d'une chaîne cascade de convertisseurs AC/DC/AC. Les convertisseurs statiques dans ce cas sont dimensionnés pour pouvoir assurer le transfert au maximum 30% de la puissance produite totale [13].

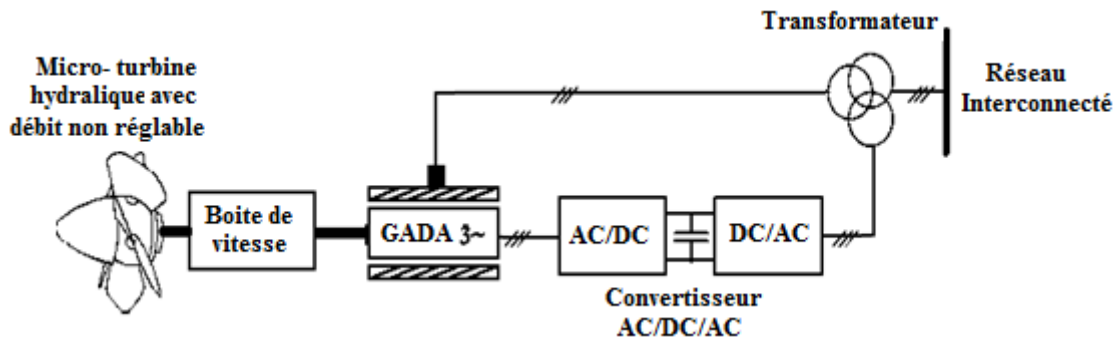


Figure 1. 13: Structure à base de la génératrice asynchrone à double alimentation GADA connectée au réseau interconnecté

Une autre structure basée sur la même génératrice GADA est proposée dans la littérature pour les sites isolés. La puissance réactive de la magnétisation de GADA est obtenue à partir d'une génératrice synchrone à aimant permanent GSAP couplée sur le même arbre de rotation de la turbine. Le schéma de la structure est représenté sur la Figure 1.14. Le stator de la GSAP alimente le rotor de la GADA via une cascade (AC/DC/AC) tandis que le stator de la GADA est connecté soit au réseau isolé ou interconnecté [14-16].

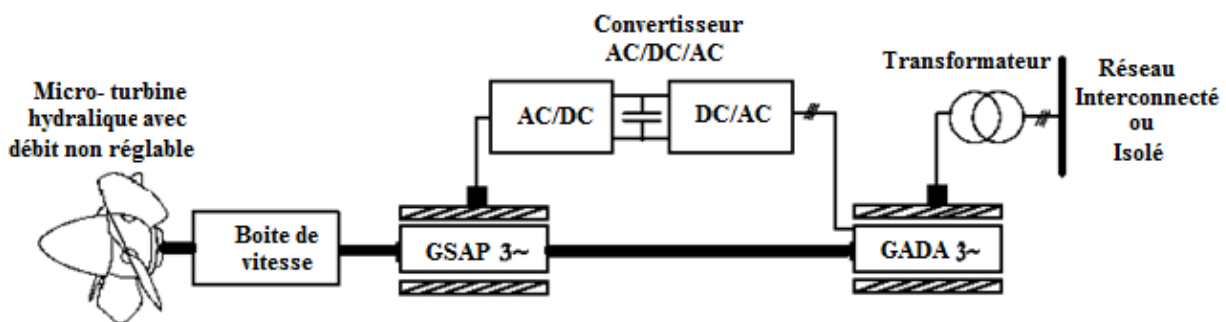


Figure 1. 14: Structure à base de la génératrice asynchrone à double alimentation GADA connectée au réseau isolé ou interconnecté

Une autre configuration illustrée sur la Figure 1.15 peut être utilisée pour les chaînes hydroliennes où la génératrice dans cette topologie peut être de type asynchrone à cage (GAS), synchrone à aimants

permanents (GSAP) ou de type synchrone à excitation. Les convertisseurs statiques sont dimensionnés pour pouvoir assurer le transfert de la totalité de puissance produite (pleine échelle) [12], [16], [17]. La boîte de vitesse peut être supprimée dans certain cas.

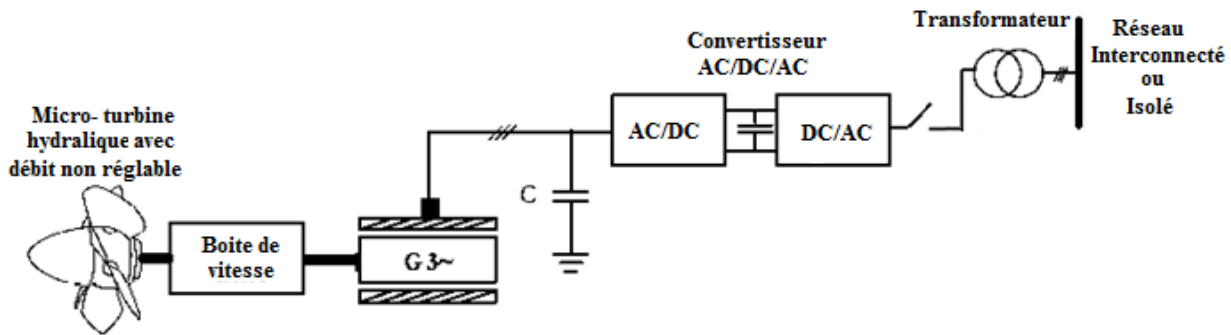


Figure 1. 15: Structure de génération basée sur des convertisseurs à pleine échelle connectée au réseau isolé ou interconnecté

2.2.2 Structures à base des convertisseurs d'électronique de puissance

Une première configuration avec un redresseur à diodes et onduleur contrôlés par MLI peut être utilisée dans les faibles puissances à condition que les performances énergétiques ne soient pas trop dégradées (Figure 1.16). La puissance transitée entre la génératrice et le bus continu est donc unidirectionnelle, et la génératrice ne peut donc être que freinée. Cela limite fortement le réglage de la vitesse de la génératrice et donc la possibilité d'extraire la puissance maximale [18].

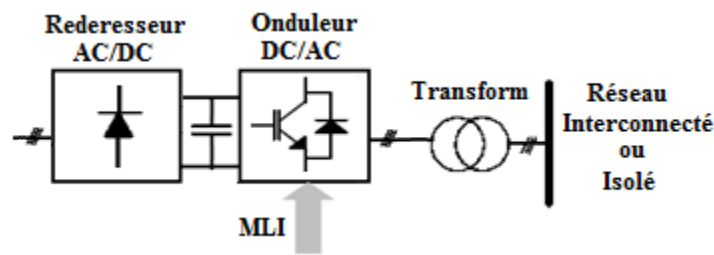


Figure 1. 16: Structure avec un redresseur à diodes

Une deuxième configuration avec deux convertisseurs contrôlés par MLI est utilisée dans les systèmes de conversion d'énergie hydraulique (Figure 1.17). La génératrice est alors parfaitement contrôlée, et il est possible d'extraire un maximum de puissance de la turbine hydraulique par le biais du contrôle du premier convertisseur à MLI côté générateur. Le contrôle du deuxième convertisseur à MLI connecté au réseau ou charge est nécessaire pour générer des signaux à fréquence et amplitude fixe demandé par la charge ou contrôler les transits de puissance injectés au réseau [12], [17].

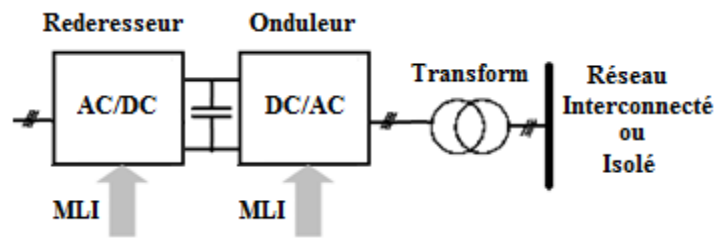


Figure 1. 17: Structure utilisant deux convertisseurs contrôlés par MLI

L'emploi d'un redresseur commandé présente l'avantage d'un transit bidirectionnel de la puissance dans la chaîne, cependant il possède des inconvénients, en effet:

- la commande de six interrupteurs rend le contrôle plus difficile ;
- le courant de sortie de la génératrice risque de dépasser sa valeur nominale ; puisque le redresseur commandé est survolteur donc le courant générateur est plus grand si la vitesse est maximale ;
- le montage du redresseur à trois bras est complexe ;
- la carte de commande, dans le cas d'une éventuelle réalisation, doit posséder autant de sorties PWM.

Une autre configuration plus simple avec un pont redresseur triphasé à diode suivi d'un hacheur soit dévolteur ou bien survolteur peut être utilisée (Figure 1.18).

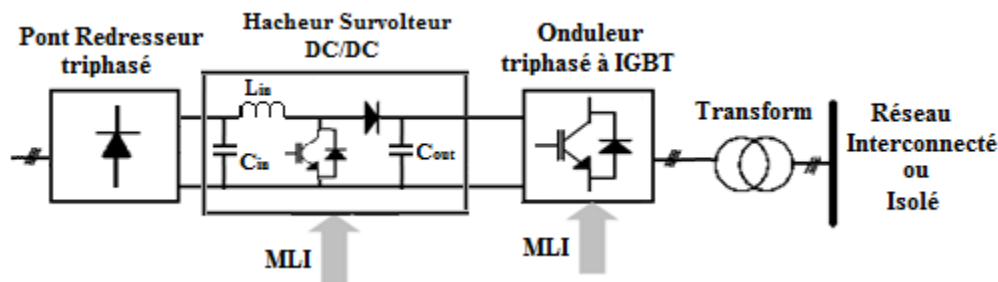


Figure 1. 18: Structure pont redresseur triphasé à diodes avec un hacheur survolteur

Cette configuration consiste à optimiser cette fois-ci la puissance côté continue. La puissance hydraulique peut être indirectement contrôlée par un contrôle du courant de sortie du hacheur lorsqu'il est de type dévolteur, et du courant d'entrée du hacheur lorsqu'il est de type survolteur [19].

Conclusion

Ce premier chapitre, servant d'introduction aux travaux qui seront détaillés par la suite, permet d'avoir une vision élargie mais non exhaustive sur les potentiels hydrauliques de développement au niveau national et international, la technologie des centrales hydroélectriques ainsi que les éléments essentiels

qui constituent un aménagement hydraulique. L'accent a été mis aussi sur les différentes topologies à des débits hydrauliques réglables ou non qui peuvent être utilisées de différentes manières, cela impose le type du générateur choisi et de la structure d'électronique de puissance sélectionnée.

Dans le cadre de cette thèse, nous envisageons de piloter une chaîne de conversion hydrolienne de plusieurs mégawatts connecté au réseau de distribution électrique.

D'après ce bref état d'art, le choix adéquat de type de la turbine hydraulique dédié à notre installation (faible chute, grande puissance, bon rendement), a été porté sur une turbine Kaplan à vitesse variable ou à débit non-réglable. Un circuit intermédiaire du convertisseur d'électronique de puissance sépare le générateur du réseau a été choisi. Par conséquent, le générateur peut fonctionner indépendamment ce qui offre un meilleur comportement dynamique et de hautes performances. Cependant, l'existence d'une boîte de vitesses entre la turbine et le générateur pose beaucoup de problèmes et nécessite une maintenance usuelle, une génératrice synchrone à aimants permanents multipolaires à entraînement direct MP-PMSG fonctionnant à faible vitesse peut résoudre ces problèmes. De plus, ce générateur ne nécessite aucune excitation ce qui donne une conception simple et autonome et par conséquent réduit le coût de toute l'installation.

Etant donné que la structure de la chaîne adoptée est unidirectionnelle en puissance, l'utilisation d'un redresseur non contrôlé AC-DC plus un hacheur survolteur DC/DC est plus intéressant, il contribue à augmenter la fiabilité tout en réduisant la complexité du contrôle et le coût de l'installation.

Une étude et une modélisation descriptive de chaque composant de la chaîne retenue ainsi que le développement d'une stratégie de contrôle globale sont bien détaillés par la suite.

Chapitre II

Choix de Topologie d'Onduleur et de Filtrage

Introduction

Les performances et en particulier la rentabilité des onduleurs et des filtres utilisés pour le raccordement d'une chaîne de conversion hydraulique au réseau électrique de distribution sont des éléments-clés qui influencent fortement la qualité de l'énergie produite et le rendement de l'installation entière. De ce fait, leurs améliorations est, et sera toujours, un objectif recherché.

Les onduleurs sont constitués en grande partie par des interrupteurs. Ces derniers sont soumis, dans la majorité des cas, à de fortes contraintes thermiques puisqu'ils sont appelés à bloquer la pleine tension imposée par la source continu, étant donné que le phénomène est répétitif, le rendement et la durée de vie des composants sont réellement affectés [21], [22].

La structure des onduleurs multi-niveaux, trois-niveaux et plus, permettent de pallier cette problématique. L'utilisation de ce type d'architecture aide à la limitation des contraintes en tension subies par les interrupteurs en fractionnant la tension continue à l'entrée d'onduleur. L'association d'une architecture de type multi-niveau à une commande judicieuse des interrupteurs de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques et par conséquent, d'améliorer le contenu spectral des signaux de sortie (tension et courant). Toutefois, le choix d'un nombre élevé de niveaux et par suite l'utilisation de plus de composants rendra le système plus encombrant donc la structure trois-niveaux semble la mieux adaptée aux exigences spécifiées [23], [24].

L'onduleur choisi nécessite un filtre passe-bas comme une interface avec le réseau visant à éliminer ou réduire les harmoniques d'ordre élevés provoqués par le convertisseur lui-même autour de la fréquence de commutation. Idéalement, le filtre à faible fréquence de coupure et une forte atténuation à la haute fréquence de commutation est préférable pour atténuer efficacement les ondulations. Cependant, la conception du filtre doit être un compromis entre les pertes par commutation, efficacité et chute de tension fondamentale.

Ce chapitre traite, en première partie, la comparaison entre deux structures d'onduleurs triphasés ; l'onduleur NPC à trois niveaux (Neutral Point Clamped) ; et l'onduleur usuel à deux niveaux. La

comparaison est basée sur l'évaluation du taux de distorsion harmonique TDH pour les deux onduleurs commandés par deux stratégies différentes, à savoir la modulation de largeur d'impulsions MLI-ST et la commande en mode rectangulaire SWM (Square Wave Mode). Tous les circuits sont modélisés et simulés à l'aide du logiciel Matlab-Simulink/SimPowerSystems. La seconde partie est réservée au choix et à la conception d'un filtre optimale qui assure un taux de distorsion harmonique TDH le plus faible possible pour bien répondre aux exigences du réseau.

1. Choix de topologie d'onduleur

1.1 Onduleur classique à deux niveaux de tensions

L'onduleur classique à deux niveaux de tension est représenté sur la Figure 2.1. Il est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor qui travaillent en commutation forcée. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras d'onduleur est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [25], [26].

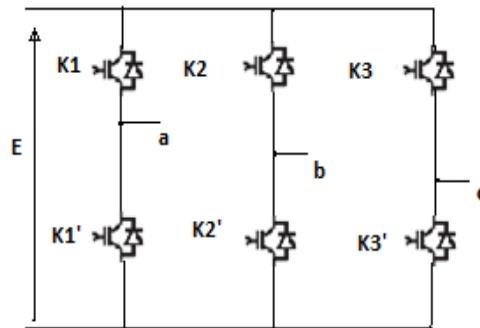


Figure 2. 1: Schéma d'un onduleur usuel à 2 niveaux

Pour un convertisseur à 2-niveaux de tensions. Nous avons deux séquences de fonctionnement possible permettant de générer les deux-niveaux de tensions:

- **Séquences 1 : Génération du niveau maximum**

Dans ce cas, l'interrupteur K1 est passant et K1' est bloqué comme le montre la Figure 2.2-a.

- La tension de sortie V_a est: $V_a = +E$.
- La tension inverse appliquée à l'interrupteur K1' vaut: $V_{K1'} = +E$.

- **Séquences 2 : Génération du niveau minimum**

Dans ce cas, l'interrupteur K1 est bloqué et K1' est passant comme le montre la Figure (2.2-b).

- La tension de sortie V_a est: $V_a = 0$.
- La tension inverse appliquée à l'interrupteur K1 vaut: $V_{K1} = +E$

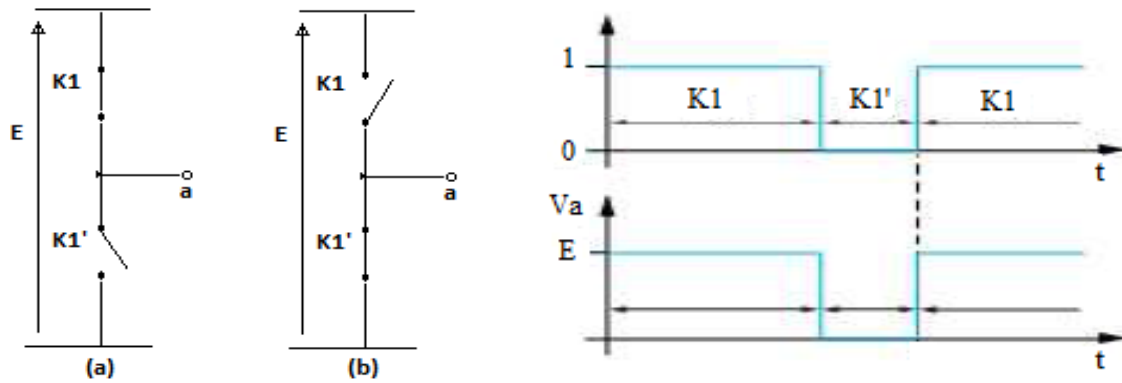


Figure 2. 2: Séquences de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux

Les deux états ou séquences de commutation possibles sont résumés au Tableau 2.1.

Tableau 2. 1: États possibles de l'onduleur usuel à 2 niveaux

K1	K1'	Va
1	0	E
0	1	0

1.2 Onduleur NPC à trois niveaux de tensions

L'onduleur NPC à trois niveaux est représenté sur la Figure 2.3. Le bus continu d'entrée est composé de deux capacités en série (C1 et C2), formant un point milieu noté (O) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux. La tension totale du bus continu vaut E, dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension $E/2$ à leurs bornes. Chacun des trois bras (a, b et c) de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés (K1, K2, K3 et K4 pour le bras a) et deux diodes de maintien connectées au point milieu du bus continu [27], [28], [29].

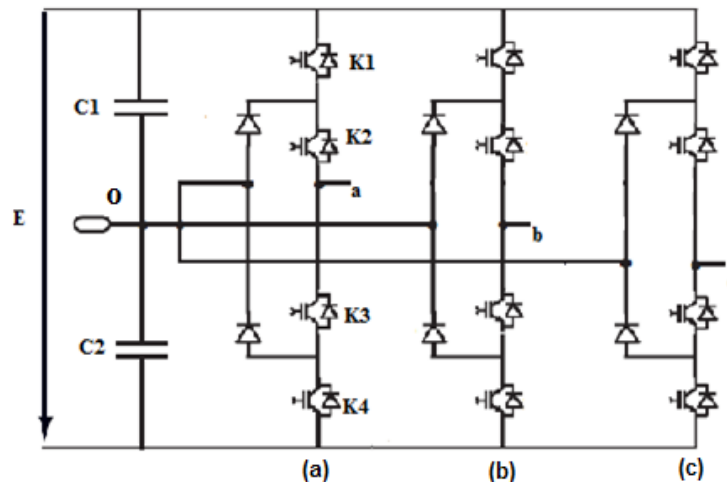


Figure 2. 3: Schéma d'un onduleur NPC à 3 niveaux

Pour des raisons de simplicité, l'étude sera limitée à un bras d'onduleur NPC de trois niveaux, l'objectif visé est de déterminer les valeurs que peut prendre la tension V_{ao} pour les différents états possibles des interrupteurs statiques, et de montrer les séquences de conductions des interrupteurs.

Pour un convertisseur NPC à N-niveaux de tensions, nous avons N séquences de fonctionnement possibles permettant de générer les N niveaux de tensions. Et en particulier pour le NPC à trois niveaux on a trois séquences de fonctionnement:

• **Séquences 1 : Génération du niveau maximum**

Dans ce cas, les interrupteurs $K1$, $K2$ sont passants et $K3$, $K4$ sont bloqués comme le montre la Figure 2.4-a. La tension de sortie V_{ao} est: $V_{ao} = +\frac{E}{2}$

La tension inverse appliquée aux interrupteurs $K3$, $K4$ vaut: $V_{K3} = V_{K4} = +\frac{E}{2}$

• **Séquences 2 : Génération du niveau intermédiaire**

Les interrupteurs $K2$, $K3$ sont passants et $K1$, $K4$ sont bloqués, dans ce cas le point a est relié directement au point O à travers l'une des diodes de maintien, comme le montre la Figure 2.4-b. La tension de sortie V_{ao} est donc nulle, $V_{ao} = 0$.

La tension inverse appliquée aux interrupteurs $K1$, $K4$ vaut: $V_{K1} = V_{K4} = +\frac{E}{2}$

• **Séquences 3 : Génération du niveau minimum**

Dans ce cas, les interrupteurs $K1$, $K2$ sont bloqués et $K3$, $K4$ sont passants comme le montre la Figure 2.4-c. La tension de sortie V_{ao} est: $V_{ao} = -\frac{E}{2}$. Et La tension inverse appliquée aux interrupteurs $K1$, $K2$ vaut: $V_{K1} = V_{K2} = +\frac{E}{2}$

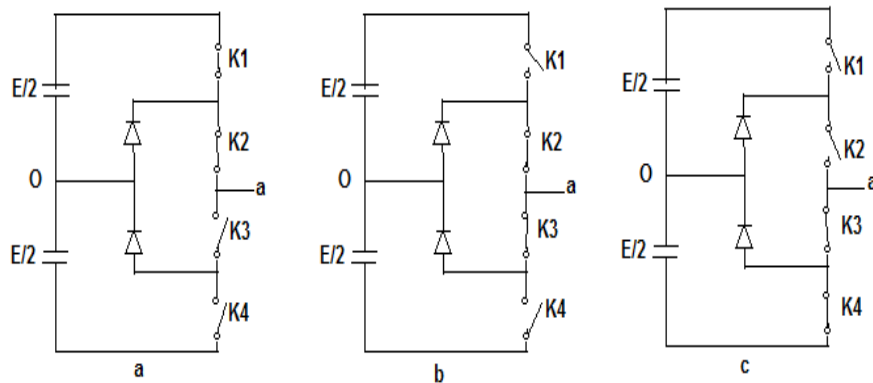


Figure 2. 4: Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux

Les trois états ou séquences de commutation possibles sont résumés au Tableau (2.2).

Tableau 2. 2: États possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux

K1	K2	K3	K4	Vao
1	1	0	0	$E/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-E/2$

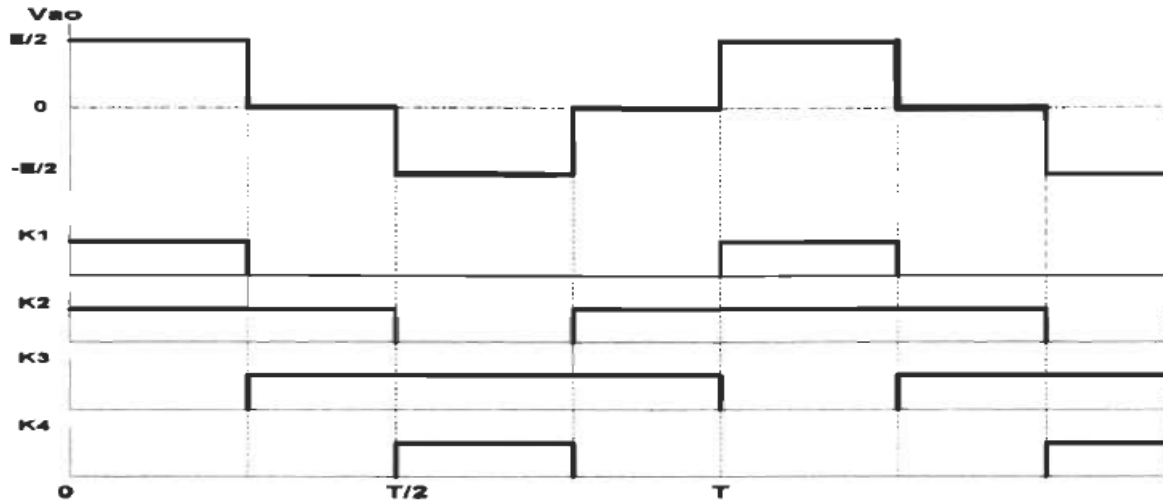


Figure 2. 5: Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux

Par rapport à l'onduleur classique à deux-niveaux, les interrupteurs dans l'onduleur NPC à trois-niveaux ont un temps de conduction minimal et une tension à supporter à l'état bloqué aussi minimale.

2. Choix de méthode de commande de l'onduleur

2.1 Commande en modulation Sinus-Triangle MLI-ST

La M.L.I. sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire (Figure 2.6). Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [30]. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ à la même fréquence f .

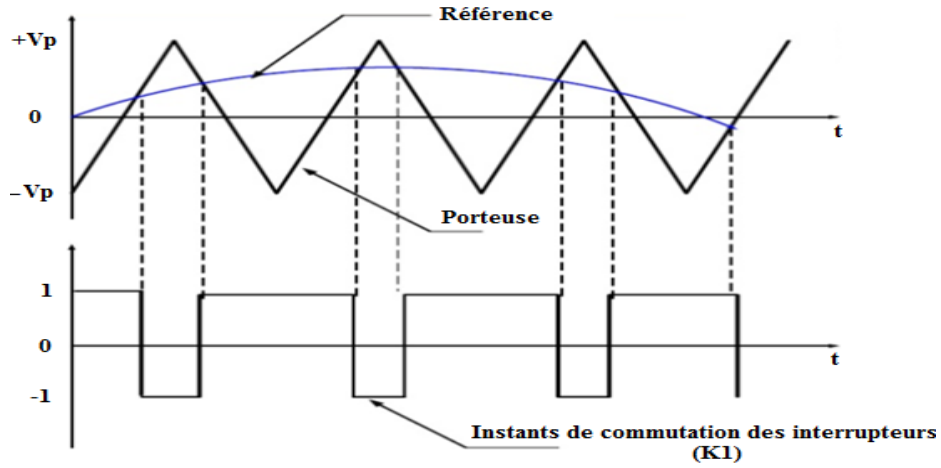


Figure 2. 6: Le signal de la MLI sinus-triangle

L'indice de modulation m , égal au rapport de la fréquence de la modulation (porteuse) sur la fréquence de la référence (modulante) :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad \text{avec } m > 1 \quad (2.1)$$

Le coefficient de réglage en tension r , égal au rapport de l'amplitude de la tension de la référence sur celle de la porteuse :

$$r = \frac{u_r}{u_p} \quad \text{avec } 0 < r < 1 \quad (2.2)$$

2.2 Commande en mode rectangulaire SWM

2.2.1 Génération des signaux de commande SWM

La commande rectangulaire SWM consiste à prédéterminer l'angle de commutation en fonction des performances souhaitées telles que l'élimination de certains harmoniques indésirables ou la réduction du taux de distorsion harmonique total. Elle est réalisée à partir de la différence et de la sommation d'un signal sinusoïdal de référence $\sin(\omega t + \varphi)$ à une constante $\sin \delta_n$. Cette dernière correspond à un certain angle de commutation δ_n désiré (Figure 2.7-a).

Le résultat de sortie de la sommation est comparé à la valeur 0, la comparaison donne 1 si la sortie est supérieure à 0, et 0 dans le cas contraire comme le montrent les Figures 2.7-b et 2.7-c. Le résultat de sortie de la différence est comparé aussi à la valeur 0, la comparaison donne 0 si la sortie est supérieure à 0, et 1 dans le cas contraire comme le montrent les Figures 2.7-d et 2.7-e. La différence des signaux de sorties des deux Figures 2.7-c et 2.7-e donne le signal de la commande SWM comme le montre la Figure 2.7-f. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ à la même fréquence f .

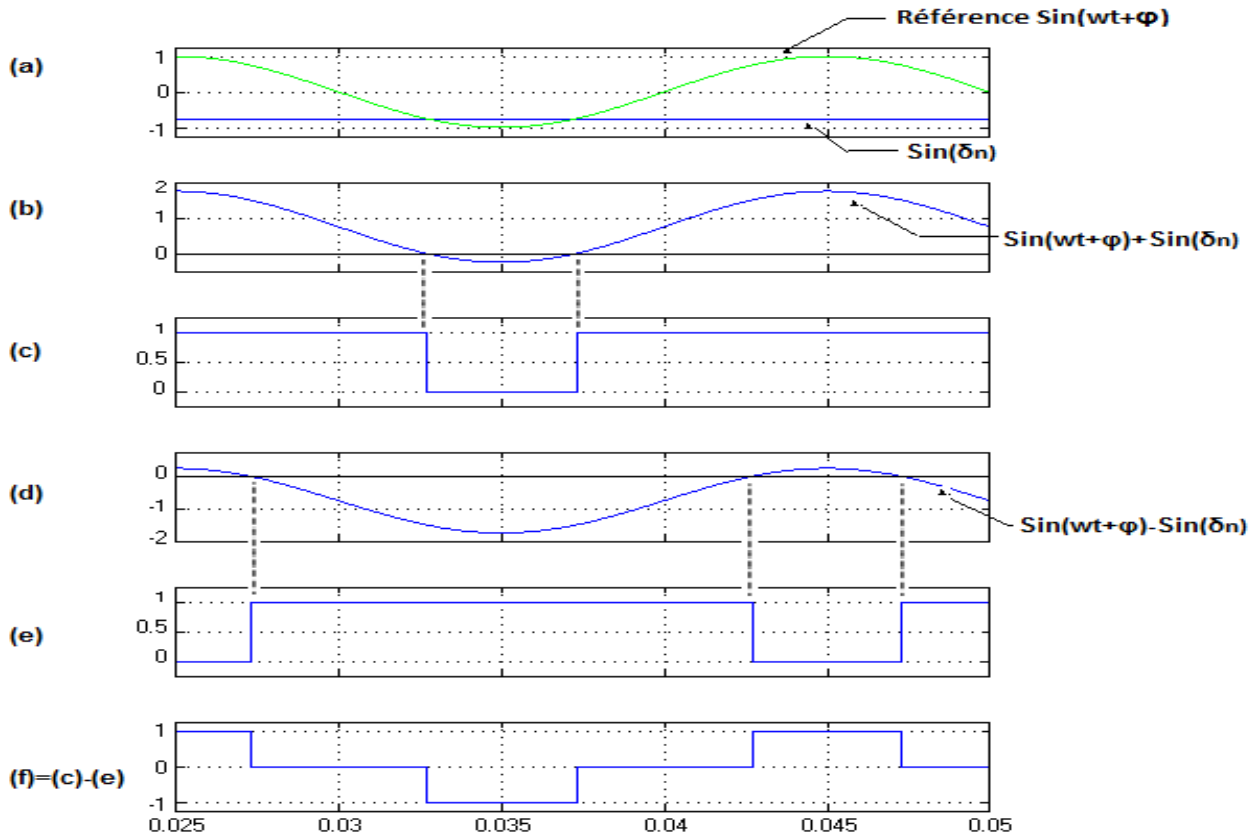


Figure 2. 7: Le signal de sortie de la commande rectangulaire SWM

2.2.2 Choix de l'angle de commutation

La Figure 2.8 représente la tension dans une branche de l'onduleur NPC à trois-niveaux en mode rectangulaire. Dans cette figure, δ_n représente l'angle de commutation de l'onduleur à trois niveaux.

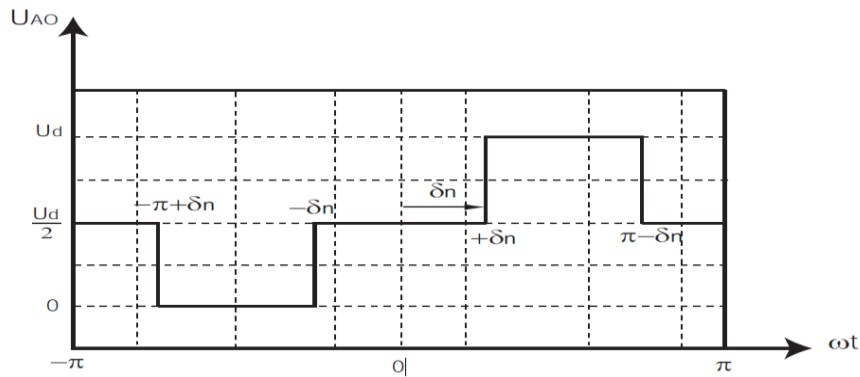


Figure 2. 8: Tension U_{AO} d'une branche d'un onduleur à trois niveaux en mode rectangulaire

L'amplitude de l'harmonique d'ordre v de la tension de branche U_{AO} dépend de cet angle de commutation δ_n selon la relation (2.4) obtenue à partir de l'équation (2.3) [31].

$$^v\hat{u} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_{AO} \sin v\omega t d\omega t \quad (2.3)$$

$$v\hat{u} = \frac{2}{v\pi} u_d \cos v\delta_n \quad (2.4)$$

La tension fondamentale de sortie est proportionnelle à $\cos \delta_n$. Les harmoniques disparaissent pour $v\delta = k \cdot \frac{\pi}{2}$, pour k un entier impair. La cinquième harmonique disparaît pour $\delta = 18^\circ$.

La septième harmonique s'annule pour $\delta = 12.85^\circ$.

Le minimum du taux de distorsion harmonique total est obtenu autour de ces valeurs d'angles.

3. Résultats de simulation pour le choix de topologie d'onduleur et sa méthode de commande

Les études de simulation sont effectuées à l'aide du logiciel Matlab Simulink/SimPowerSystems. Les méthodes de commandes MLI-ST et SWM sont faites en boucle ouverte. Concernant la stratégie MLI-ST, un coefficient de réglage de 0.85 et une porteuse de fréquence 3000Hz sont choisis. Les sources continues utilisées valent pour les deux onduleurs 400V. Les valeurs de TDH% sont mesurées à l'aide du bloc FFT de Powergui.

3.1 Génération des signaux de commandes

3.1.1 Commande MLI-ST d'un onduleur usuel à deux niveaux

Pour générer les impulsions de commande MLI-ST du convertisseur à 2-niveaux de tensions, une porteuse triangulaire d'amplitude U_p et de fréquence F_p est nécessaire (Figure 2.9). Elle est ensuite comparée au signal de référence (sinus) d'amplitude U_r et de fréquence F_r . La comparaison donne 1 si la porteuse est supérieure ou égale à la référence, et 0 dans le cas contraire. Les signaux de commande des interrupteurs K1 et K2 sont complémentaires.

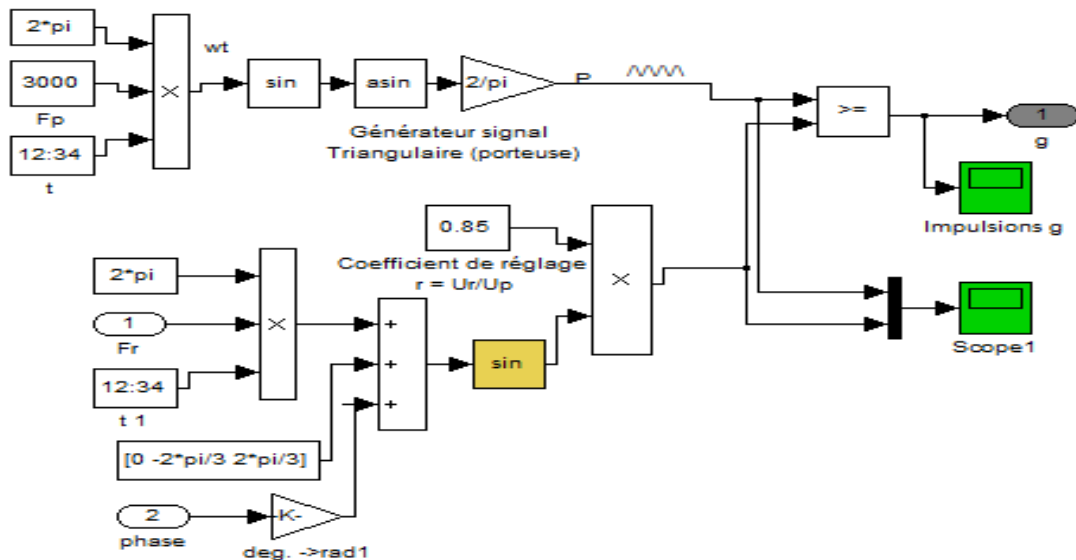


Figure 2. 9: Génération des Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur usuel à deux Niveaux

La Figure 2.10 montre les signaux et les impulsions des interrupteurs de la commande MLI-ST pour un onduleur usuel à 2-niveaux.

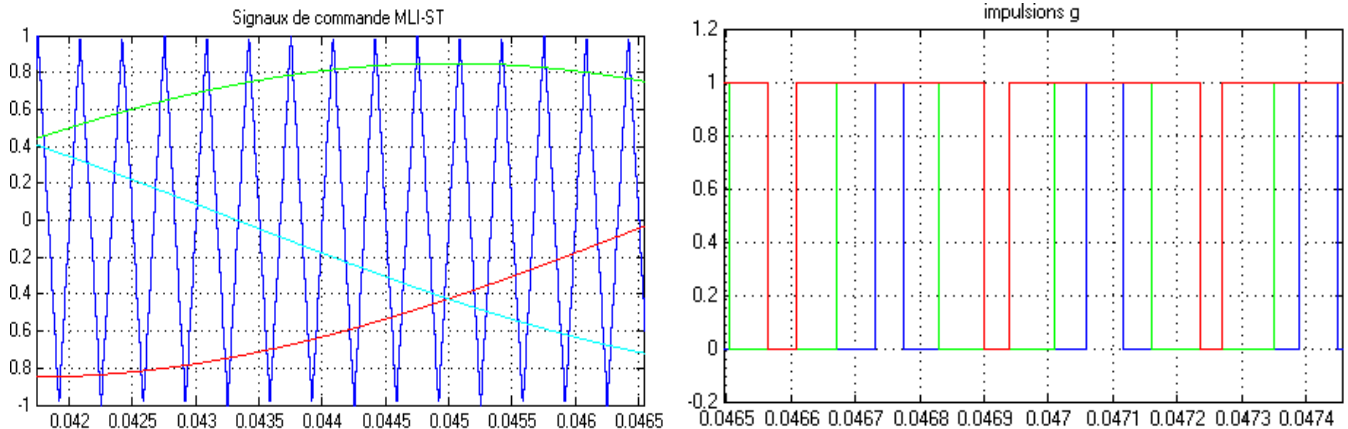


Figure 2. 10: Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur usuel à deux Niveaux

3.1.2 Commande MLI-ST d'un onduleur NPC à trois niveaux

Pour générer les impulsions de commande MLI-ST du convertisseur à 3-niveaux de tensions, deux porteuses triangulaires sont nécessaires. Ces porteuses ont la même fréquence F_p et la même amplitude U_p (Figure 2.11). Ils sont ensuite comparés au signal de référence (sinus) d'amplitude U_r et de fréquence F_r . Chaque comparaison donne 1 si une porteuse est supérieure ou égale à la référence, et 0 dans le cas contraire. Ainsi pour le cas NPC, Les signaux de commande des interrupteurs K1 et K3 sont complémentaires et les interrupteurs K2 et K4 sont aussi complémentaires.

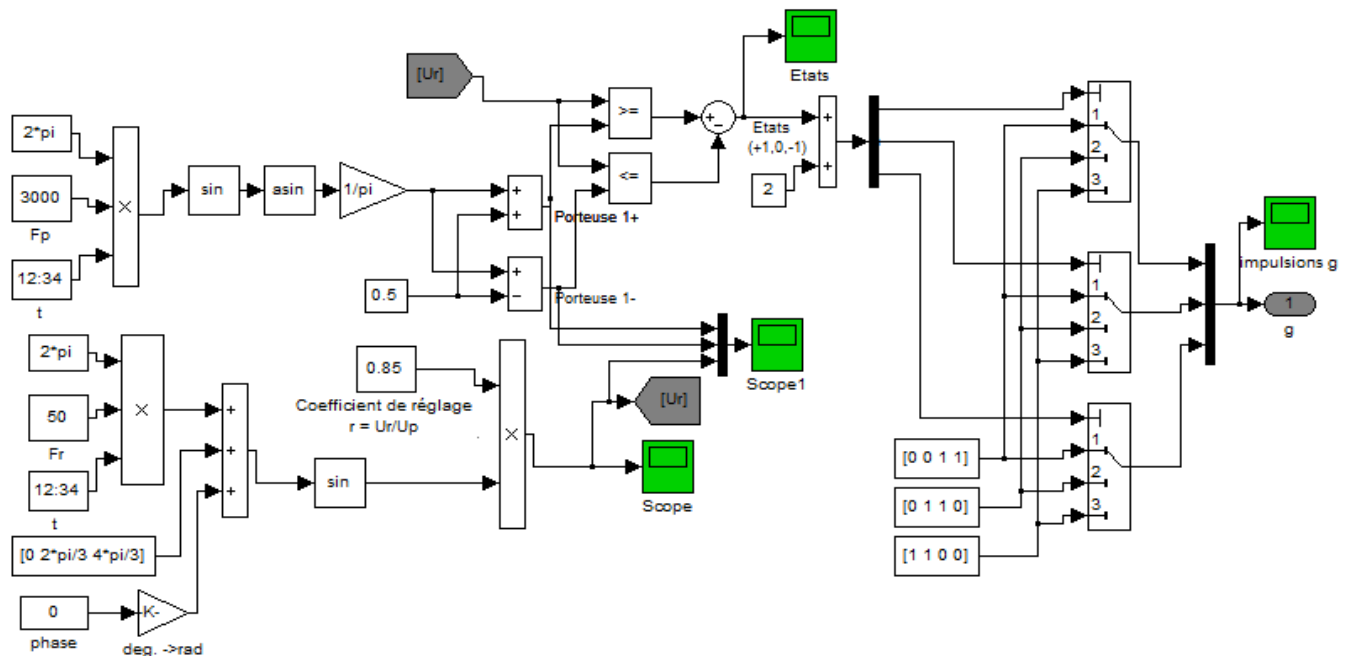


Figure 2. 11: Génération des Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur NPC à trois Niveaux

La Figure 2.12 montre les signaux et les états possibles de la commande MLI-ST pour un onduleur NPC à trois Niveaux.

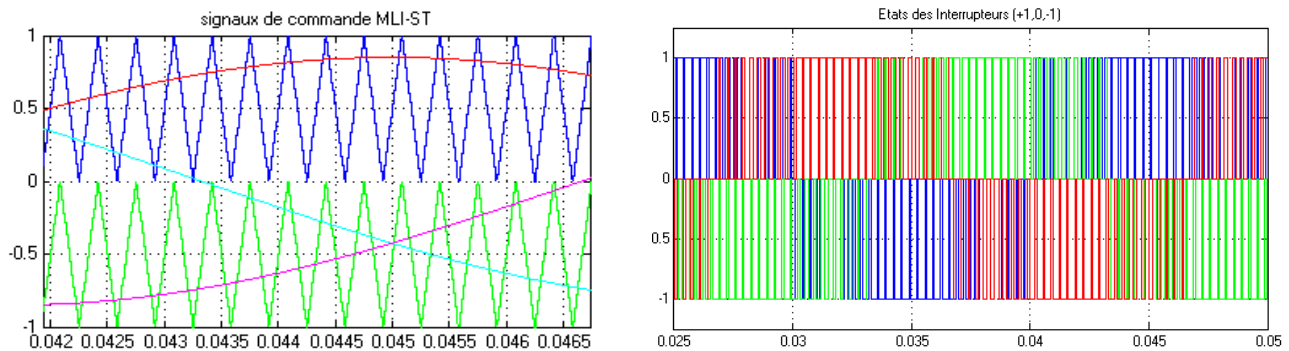


Figure 2. 12: Signaux de commande MLI-ST d'un onduleur NPC à trois Niveaux

3.1.3 Commande SWM d'un onduleur usuel à deux niveaux

La commande SWM d'un onduleur à deux-niveaux est réalisée à partir de la comparaison d'un signal sinusoïdal de référence $\sin(wt + \phi)$ à une constante $\sin \delta_n$. Cette dernière correspond à un certain angle de commutation δ_n désiré (Figure 2.13).

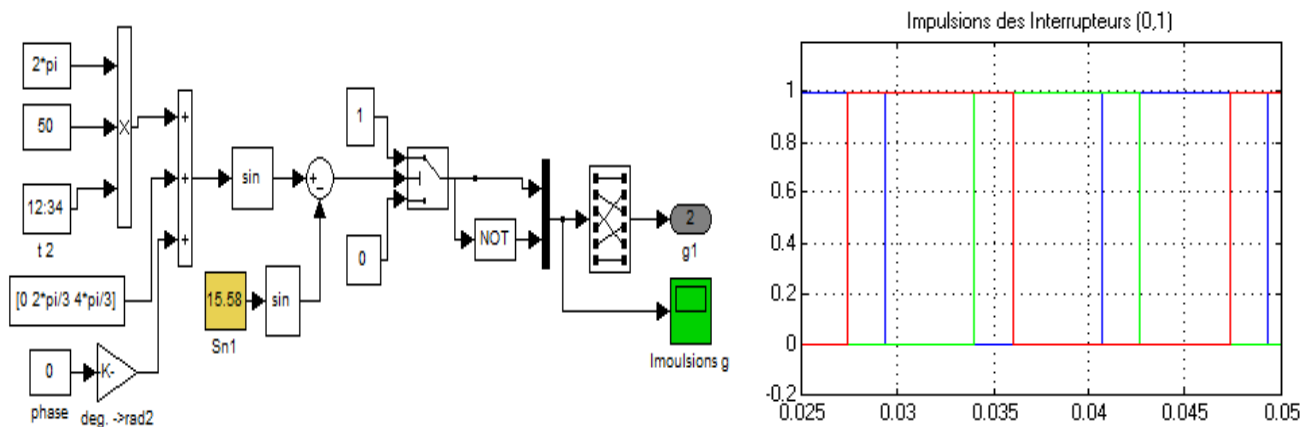


Figure 2. 13: Génération des Signaux de commande SWM d'un onduleur usuel à deux Niveaux

3.1.4 Commande SWM d'un onduleur NPC à trois niveaux

La Figure 2.14 représente le schéma bloc du modulateur d'un onduleur NPC à trois niveaux. L'angle de commutation $\delta_n = 15.58^\circ$ est choisi pour avoir un taux minimum d'harmoniques.

La Figure 2.15 montre les signaux et les états possibles de la commande SWM pour un onduleur NPC à trois Niveaux.

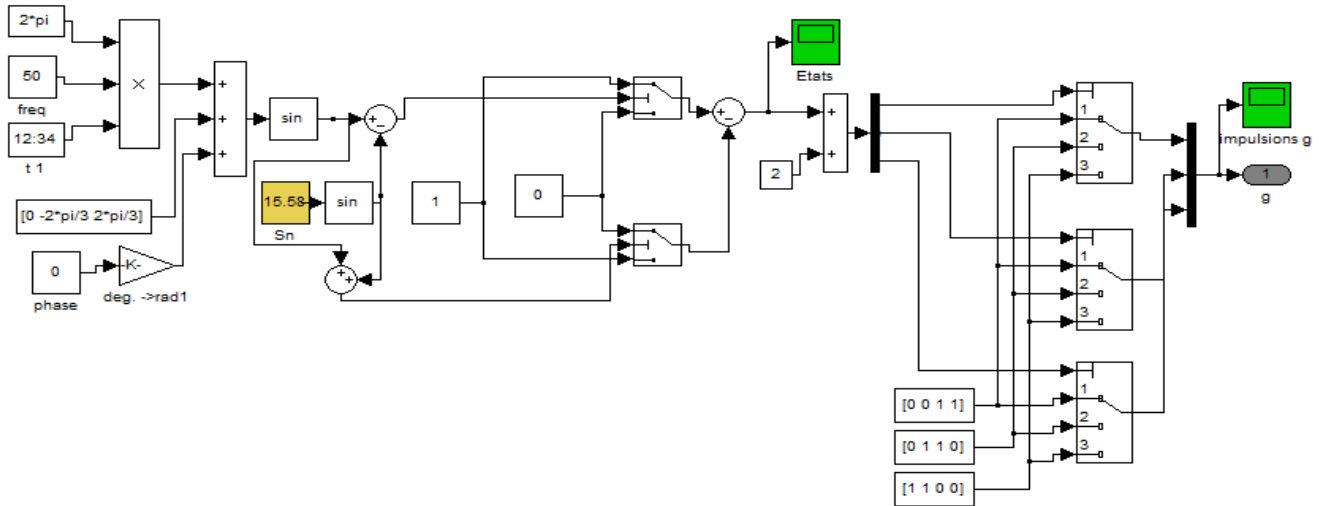


Figure 2. 14: Génération des Signaux de commande SWM d'un onduleur NPC à trois Niveaux

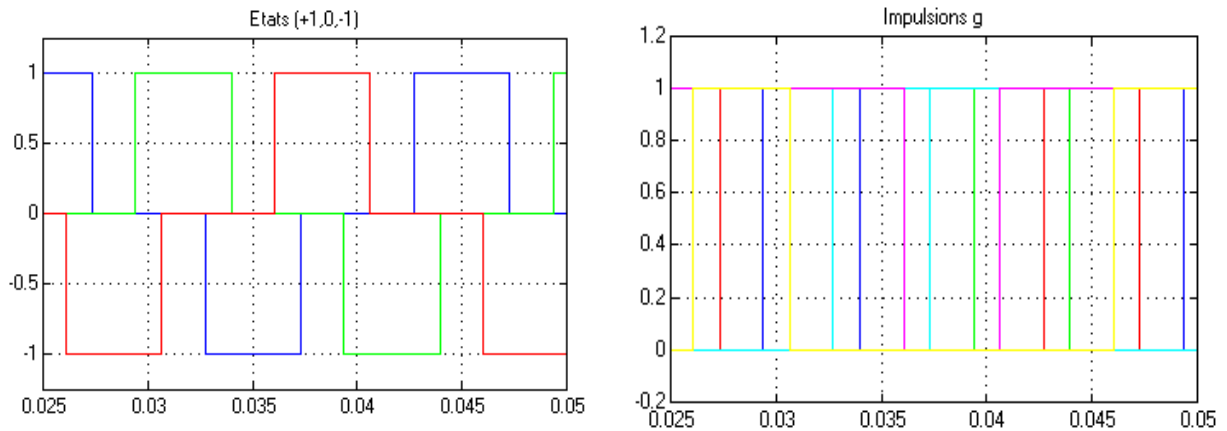
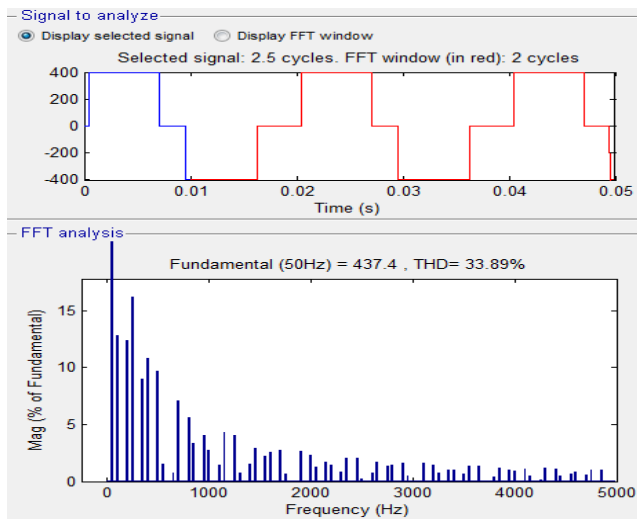


Figure 2. 15: Signaux de commande SWM d'un onduleur NPC à trois Niveaux

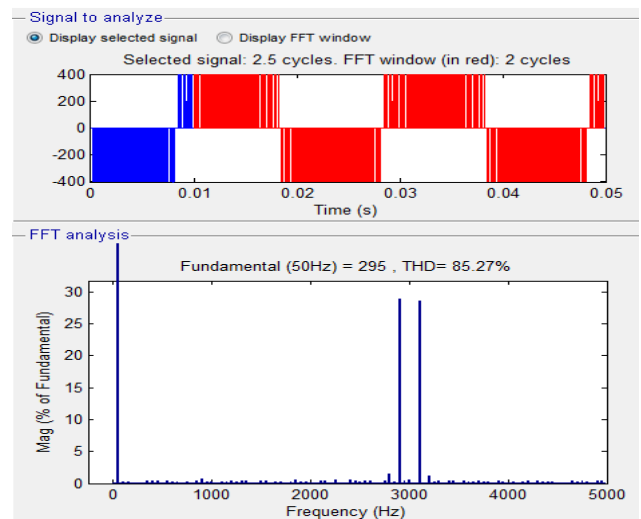
3.2 Analyse comparative des formes d'ondes obtenues en simulation pour les deux modèles d'onduleurs

3.2.1 Onduleur usuel à deux-niveaux

La Figure 2.16 montre les formes d'ondes et les spectres harmoniques de la tension entre la phase a et la phase b (V_{ab}) obtenus à la sortie de l'onduleur usuel triphasé à deux niveaux pour les deux commandes MLI-ST et SWM.



(a) Commande SWM



(b) Commande MLI-ST

Figure 2. 16: Forme d'onde et spectre harmonique de la tension de sortie V_{ab} de l'onduleur usuel à deux Niveaux

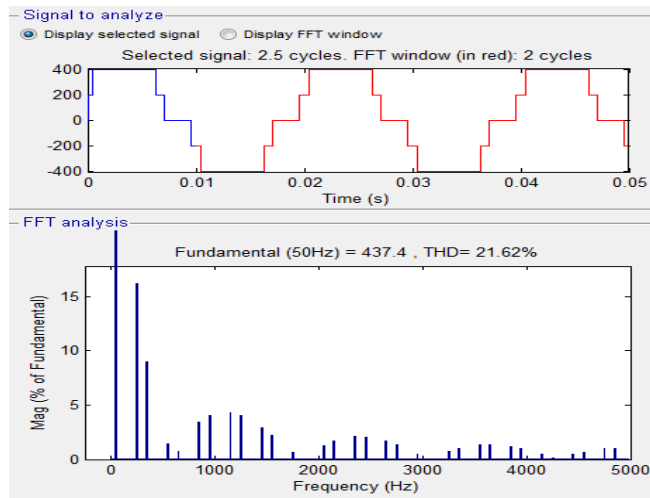
Le spectre harmonique de la tension de sortie V_{ab} pour la commande MLI-ST obtenu (Figure 2.16-b) montre que les harmoniques sont repoussées aux hautes fréquences Ce qui facilitera le filtrage, Par contre, dans le cas de la commande SWM (Figure 2.16-a) la tension de sortie est très riche en harmoniques d'ordres inférieurs ce qui rend le filtrage difficile. Le Tableau 2.3 montre la comparaison entre les deux stratégies de commande proposées pour un onduleur usuel à deux niveaux.

Tableau 2. 3: Comparaison entre les méthodes de commande proposées pour un onduleur à 2-niveaux

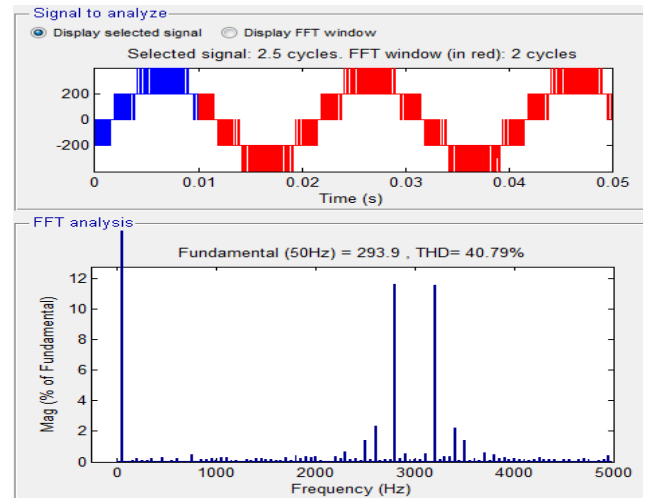
Type de commande	MLI-ST (2-niveaux)	Rectangulaire (SWM) (2-niveaux)
Valeur crête de la composante fondamentale de la tension (V_{ab})	295	437.4
Taux de Distorsion Harmonique total TDH (%)	85.27	33.89

3.2.2 Onduleur NPC à trois-niveaux

La Figure 2.17 montre les formes d'ondes et les spectres harmoniques de la tension entre la phase a et la phase b (V_{ab}) obtenus à la sortie de l'onduleur NPC triphasé à trois niveaux pour les deux commandes MLI-ST et SWM.



(a) Commande SWM



(b) Commande MLI-ST

Figure 2. 17: Forme d'onde et spectre harmonique de la tension de sortie V_{ab} de l'onduleur NPC à trois Niveaux

De même, la commande SWM permet la génération d'une tension de sortie V_{ab} très riche en harmoniques d'ordres inférieurs (Figure 2.17-a) en comparaison avec la commande MLI-ST. Le Tableau 2.4 montre la comparaison entre les deux stratégies de commande proposées pour un onduleur à trois niveaux.

Tableau 2. 4: Comparaison entre les méthodes de commande proposées pour un onduleur à 3-niveaux

Type de commande	MLI-ST (3 niveaux)	Rectangulaire (SWM) (3 niveaux)
Valeur crête de la composante fondamentale de la tension (V_{ab})	293.9	437.4
Taux de Distorsion Harmonique total TDH (%)	40.79	21.62

Nous remarquons d'après les résultats précédents, que la technique de commande SWM donne une meilleure performance du point de vue TDH. Par contre, elle présente une tension de sortie très riche en harmoniques et ne permet pas le contrôle de la valeur crête de la composante fondamentale de la tension de sortie.

3.3 Comparaison entre l'onduleur NPC à trois-niveaux et l'onduleur classique à deux-niveaux

Le Tableau (2.5) montre la comparaison entre l'onduleur NPC à trois niveaux et l'onduleur classique à deux niveaux.

Tableau 2. 5: Comparaison entre l'onduleur NPC à 3-niveaux avec l'onduleur classique à 2-niveaux

Type d'onduleurs	Onduleur classique (2 niveaux)		Onduleur NPC (3 niveaux)	
Type de commande	MLI-ST	SWM	MLI-ST	SWM
Valeur crête de la composante fondamentale de la tension (Vab)	295	437.4	293.9	437.4
Taux de Distorsion Harmonique total TDH (%)	85.27	33.89	40.79	21.62

Nous remarquons à partir du tableau précédent, que les deux types d'onduleurs commandés de la même façon donnent des valeurs de tension de sortie presque identiques, et que l'onduleur NPC à trois-niveaux donne une meilleure performance du point de vue TDH de la tension de sortie.

4. Normes et exigences imposées pour la qualité de puissance injectée au réseau

Les harmoniques sont un sujet de préoccupation parce qu'ils peuvent mener à une vie réduite des équipements si un système est conçu sans prendre en compte les harmoniques et si l'équipement n'est pas correctement évalué. Il est ainsi utile de mesurer et limiter les harmoniques dans les installations électriques. Les normes standards IEEE Std 519-1992, sont des pratiques et des exigences recommandées pour le contrôle des harmoniques dans les systèmes d'énergie électrique [32], fournissent une base pour limiter les harmoniques. Le Tableau 2.6 montre les limites des harmoniques de la tension tandis que le Tableau 2.7 montre les limites des harmoniques du courant.

Tableau 2. 6: Limites des harmoniques de la tension IEEE Std 519-1992

Tension au point de raccordement PCC	Distorsion Harmonique individuelle (%)	Distorsion Totale de Tension TDH (%)
69KV et inférieure	3.0	5.0
69.001KV à 161KV	1.5	2.5
161.000KV et supérieure	1.0	1.5

Tableau 2. 7: Limites des harmoniques du courant IEEE Std 519-1992

Distorsion Harmonique Maximale du Courant en %						
Ordre d'Harmonique Individuelle (Harmoniques Impairs)						
I_{sc}/I_L	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 < h \leq 35$	$35 \leq h$	TDD
< 20 *	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 < 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 < 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0

100 < 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
Les harmoniques paires sont limitées à 25 % des limites d'harmoniques impaires ci-dessus						
* Tous les équipements de production d'énergie sont limités à ces valeurs de distorsion de courant, indépendamment de rapport réel de I_{SC} / I_L						

Où I_{SC} est le courant de court-circuit, I_L est le courant de charge nominale et TDD est la distorsion totale de la demande en % (distorsion du courant par rapport à la demande maximale).

5. Choix du filtre connecté au réseau

Afin de choisir une topologie de filtre optimale adaptée à l'onduleur NPC pour notre chaîne de conversion hydraulique, des paramètres tels que l'efficacité, le poids et le volume doivent être pris en compte. Des topologies de filtre avec des pertes réduites sont nécessaires, bien que celles-ci soient relativement petites par rapport aux pertes dans l'onduleur. Il existe de nombreux types de filtres, la plus simple alternative consiste en un filtre d'inductance L reliée à la sortie de l'onduleur, aussi des combinaisons avec des capacités LC ou LCL peuvent être utilisées [33], [34]. La Figure 2.18 montre les différentes configurations possibles du filtre connecté à la sortie de l'onduleur.

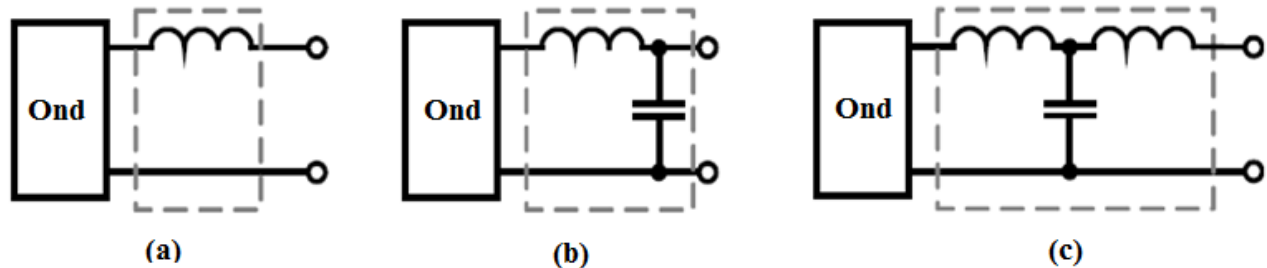


Figure 2. 18: Possibles topologies du filtre

5.1 Filtre L

Cette topologie consiste simplement en un filtre inductif connecté en série avec le convertisseur (Figure 2.18-a). Elle a une faible atténuation (20 dB/décade) et une valeur d'inductance élevée ce qui provoque une chute de tension, diminuant considérablement la dynamique de l'ensemble du système convertisseur-filtre. La fonction de transfert du filtre L est représentée sur la Figure 2.19 par une ligne noire pointillée. En utilisant ce filtre, la fréquence de commutation de l'onduleur doit avoir une valeur élevée afin d'atténuer suffisamment les harmoniques.

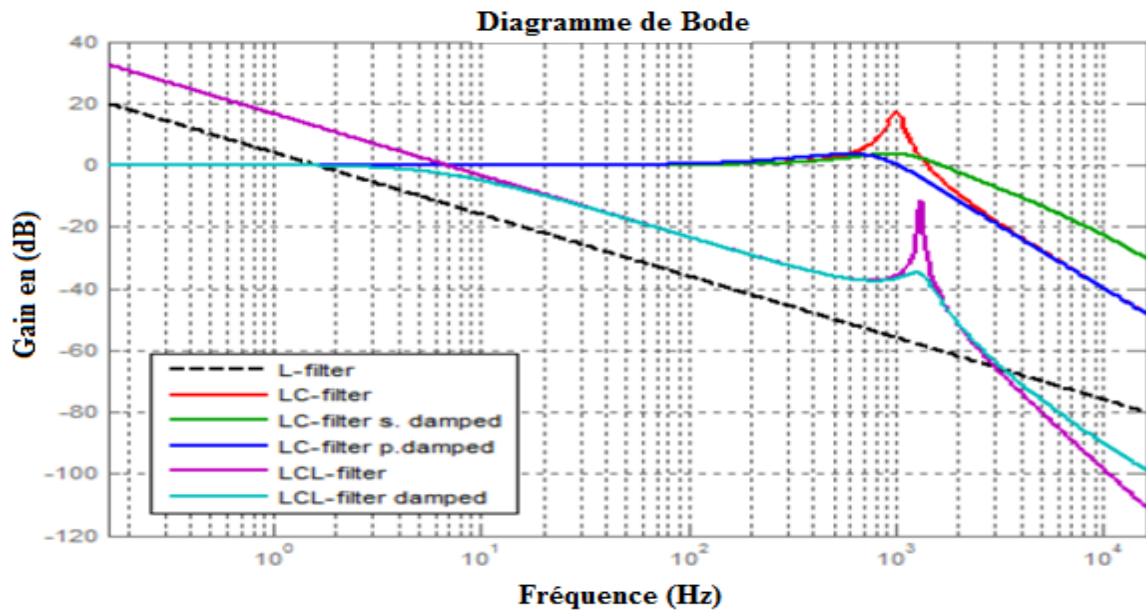


Figure 2. 19: Diagramme de Bode des fonctions de transferts de différentes configurations du filtre

5.2 Filtre LC

Cette topologie est le résultat de l'association d'une capacité et d'une inductance (Figure 2.18-b). Avec des valeurs de capacité plus élevées, l'inductance peut être réduite, ce qui permet de réduire les pertes et les coûts. Néanmoins, le fait d'utiliser une grande valeur de capacité, d'autres problèmes peuvent apparaître, comme des forts courants d'appel à la fréquence fondamentale et le filtre devient dépendant de l'impédance du réseau pour l'atténuation harmonique global. La fonction de transfert de ce filtre qui est représentée sur la Figure 2.19 par une couleur rouge est comme suit:

$$H_{LC}(s) = \frac{1}{1 + s * L_F + s^2 * L_F * C_F} \quad (2.5)$$

Ce filtre a une fonction de transfert de deuxième d'ordre, il a de meilleurs comportements d'amortissement que le filtre L parce qu'il fournit une atténuation de 40 dB/ décade au-delà de sa fréquence de coupure f_0 , il n'a pas de gain avant f_0 , mais il présente un pic à la fréquence de résonance.

Dans le but de supprimer ces comportements néfastes à proximité de la fréquence de coupure, une résistance d'amortissement R_d est ajoutée au filtre. L'amortissement peut être en série ou en parallèle. La sélection du circuit d'amortissement influence la fonction de transfert du filtre comme il est montré dans la Figure 2.19 en couleur vert et bleu.

Cette topologie de filtre est utilisée en particulier dans les systèmes UPS (uninterruptible power supplies) où les charges sont des résistances dans la plupart des cas. Cependant, lors de la connexion de

ce filtre à un réseau public, la fréquence de résonance varie avec le temps comme la valeur d'inductance du réseau. Pour cette raison, le filtre LC ne présente pas une solution adaptée.

5.3 Filtre LCL

Comparé aux topologies précédentes, Le filtre LCL reste le bon choix pour la connexion du réseau en raison de sa haute atténuation 60dB/décade au-dessus de sa fréquence de résonance; sa performance ne dépend pas de la variation de l'impédance du réseau (Figure 2.19).

Le filtre peut être modélisé en considérant son schéma électrique monophasé de la Figure 2.20. Les composants du filtre sur chaque phase sont considérés comme étant identiques, de sorte que le circuit ci-dessous est similaire pour les deux autres phases.

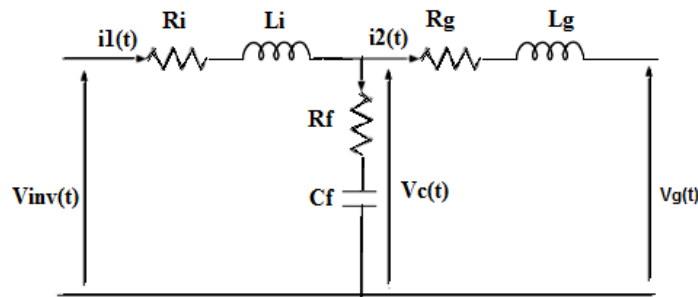


Figure 2. 20: Circuit électrique monophasé d'un filtre LCL

En utilisant les lois de Kirchhoff, le modèle du filtre peut être écrit avec les équations suivantes:

$$\begin{cases} i_1 - i_c - i_2 = 0 \\ v_{inv} - v_c = i_1(sL_i + R_i) \\ v_c - v_g = i_2(sL_g + R_g) \\ v_c = i_c \left(\frac{1}{sC_f} \right) \end{cases} \quad (2.6)$$

En tenant compte ces dernières équations, le schéma du modèle de ce filtre est représenté dans la Figure 2.21.

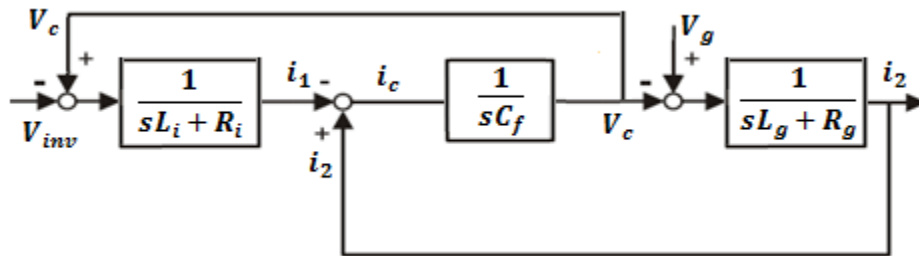


Figure 2. 21: Schéma du modèle du filtre LCL

Le filtre LCL produit un pic de résonance à sa propre fréquence de coupure qui peut introduire des états instables dans le système entier. Par conséquent, un amortissement passif ou actif peut résoudre ce problème comme le montre la Figure 2.22- a et 2.22- b respectivement.

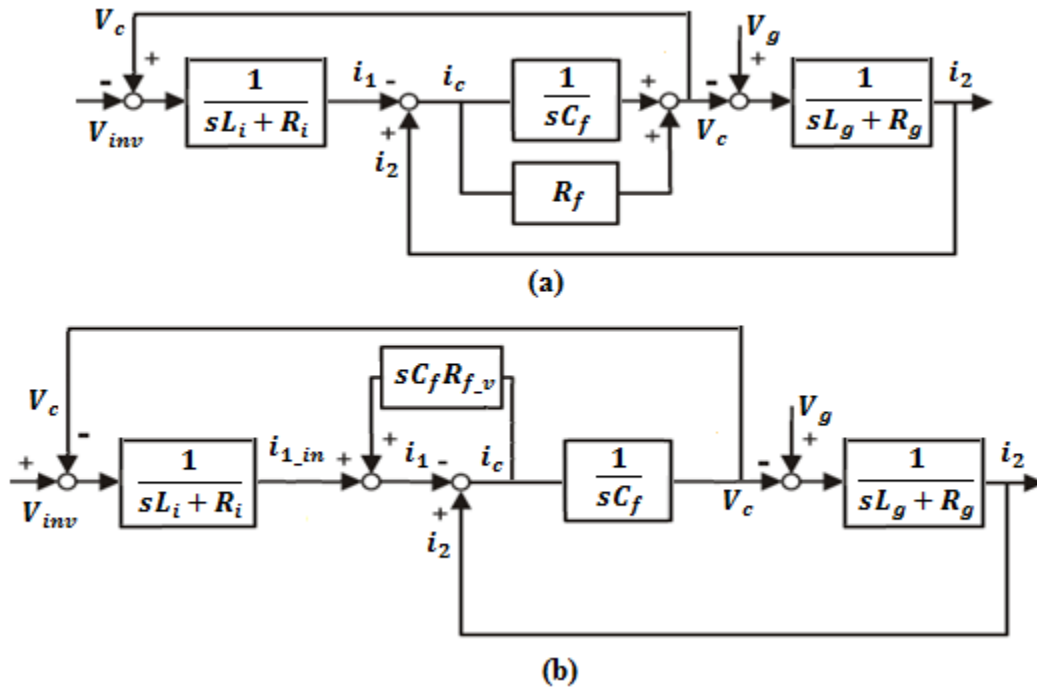


Figure 2. 22: Schéma de principe du filtre LCL avec une résistance d'amortissement réelle en série avec la capacité en (a) et réarrangement à résistance d'amortissement virtuelle en (b)

Une résistance virtuelle R_{f_v} est utilisée pour permettre de réduire la tension aux bornes du condensateur par une tension proportionnelle au courant qui la traverse. Ceci peut être fait dans la boucle de commande (Figure 2.22.b). Le courant qui traverse C_f est mesuré et différencié par le terme $s.C_f.R_{f_v}$ et la valeur calculée est soustraite de l'intensité demandée. De cette manière, le filtre est activement amorti par un circuit d'amortissement actif sans pertes. L'inconvénient de cette méthode est qu'un capteur de courant supplémentaire est requis et la différenciation peut entraîner des problèmes de bruit car il amplifie les signaux à hautes fréquences. Ce problème peut être résolu simplement par un amortissement passif (Figure 2.22.a), peut être ajouté avec le filtre [35-39] afin d'améliorer considérablement la simplicité, la fiabilité, l'efficacité du filtre. En général, il y'a quatre endroits possibles où la résistance peut être placée série/parallèle avec l'inductance du côté de l'onduleur ou série/parallèle avec la capacité du filtre. La variante avec une résistance connectée en série avec le condensateur de filtrage a été choisie, comme illustré sur la Figure 2.23.

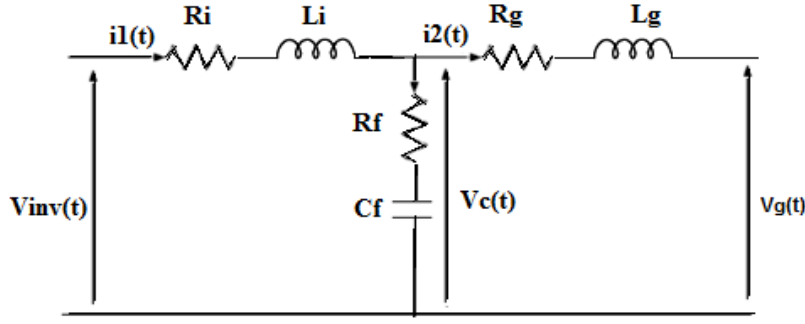


Figure 2. 23: Circuit électrique monophasé d'un filtre LCL avec le circuit d'amortissement passif

Donc, l'équation du modèle du filtre (2.6) devient comme suit:

$$\begin{cases} i_1 - i_c - i_2 = 0 \\ v_{inv} - v_c = i_1(sL_i + R_i) \\ v_c - v_g = i_2(sL_g + R_g) \\ v_c = i_c \left(\frac{1}{sC_f} + R_f \right) \end{cases} \quad (2.7)$$

La tension du réseau est supposée être une source de tension idéale et représente un court-circuit pour les fréquences harmoniques, et pour l'analyse de ce filtre, cette tension est mis à zéro: $V_G = e = 0$.

A partir des équations précédentes, la relation suivante peut être écrite:

$$i_2(sL_g + R_g) = i_c \left(\frac{1}{sC_f} + R_f \right) \Rightarrow i_c = i_2 \frac{s^2 C_f L_g + s C_f R_g}{s C_f R_f + 1} \quad (2.8)$$

$$\text{Et} \quad v_{inv}(s) = v_c + i_1(sL_i + R_i) \quad (2.9)$$

Donc :

$$v_{inv} = i_2(sL_g + R_g) + (i_2 + i_c)(sL_i + R_i) = i_g(sL_g + R_g) + \left(i_2 + i_2 \frac{s^2 C_f L_g + s C_f R_g}{s C_f R_f + 1} \right) (sL_i + R_i) \quad (2.10)$$

Ainsi, la fonction de transfert du filtre peut être calculée comme suit:

$$H_{LCL}(s) = \frac{s R_f C_f + 1}{s^3 L_g L_i C_f + s^2 C_f (L_g (R_f + R_i) + L_i (R_f + R_g)) + s (L_g + L_i + C_f (R_f R_g + R_f R_i + R_g R_i)) + R_g + R_i} \quad (2.11)$$

Alors, la fonction de transfert du filtre LCL sans amortissement est la suivante:

$$H_{LCL}(s) = \frac{1}{s^3 L_g L_i C_f + s (L_g + L_i)} \quad (2.12)$$

La fonction de transfert du filtre avec et sans la résistance d'amortissement est représentée sur la Figure 2.19 en couleurs cyan et violet respectivement. Le pic près de la fréquence de résonance a presque disparu avec le circuit passif d'amortissement.

6. Conception des paramètres du filtre LCL

Les paramètres du système prises en compte pour le calcul des éléments du filtre, avec un niveau de puissance de 7MVA, sont présentés dans le Tableau ci-dessous.

Tableau 2. 8: Paramètres du système considéré

Tension composée du réseau	$E_n=1380V$
Tension de phase du réseau	$E_{ph}=796.73V$
Tension de liaison DC	$V_{dc}=2200V$
Puissance de sortie de l'onduleur	$S_n=7MVA$
Fréquence du réseau	$f=50Hz$
Fréquence de commutation NPC	$f_{sw}=2000Hz$

L'impédance et la capacité de base sont définies par les équations (2.13) et (2.14). Ainsi, les valeurs de filtre seront prises dans un pourcentage de ces valeurs:

$$Z_b = \frac{(E_n)^2}{S_n} = 0.27[\Omega] \quad (2.13)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega Z_b} = 11789[\mu F] \quad (2.14)$$

La variation maximale du facteur de puissance de point de vue du réseau est prise égale à 5% [37], la valeur de la capacitance de filtre C_f est:

$$C_f = 0.05 * C_b = 589.45[\mu F] \quad (2.15)$$

L'ondulation du courant maximal à la sortie de l'onduleur DC/AC est [19]:

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{2 V_{dc}}{3 L_i} (1 - m) m T_{sw} \quad (2.16)$$

Où m est le facteur de modulation de l'onduleur.

On peut observer que le maximum d'ondulation crête à crête du courant se produit à $m=0.5$, et par conséquent :

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{V_{dc}}{6 f_{sw} L_i} \quad (2.17)$$

Avec L_i est l'inductance du côté de l'onduleur.

Une ondulation de 10% du courant nominal est choisie pour les paramètres de conception:

$$\Delta I_{L_{\max}} = 0.1 I_{\max} \quad (2.18)$$

$$\text{Où :} \quad I_{\max} = \frac{P_n \sqrt{2}}{3 E_{ph}} \quad (2.19)$$

Donc :

$$L_i = \frac{V_{dc}}{6 f_{sw} \Delta I_{L_{\max}}} \quad (2.20)$$

Les équations (2.21) et (2.22) relient le courant généré par le convertisseur avec celui injecté dans le réseau [37]:

$$\frac{i_2(h)}{i_1(h)} = \frac{1}{|1 + r[1 - L_i C_b \omega_{sw}^2 x]|} = k_a \quad (2.21)$$

$$\text{Où} \quad L_g = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C_f \omega_{sw}^2} \quad (2.22)$$

Où, k_a est l'atténuation souhaitée.

La constante r est le rapport entre l'inductance du côté de l'onduleur et l'autre du côté du réseau:

$$L_g = r L_i \quad (2.23)$$

La valeur de l'inductance L_g est obtenu en imposant un facteur d'atténuation $k_a = 20\%$.

Une résistance en série (R_f) avec la capacité atténue une partie de l'ondulation à la fréquence de commutation afin d'éviter le pic de résonance [35], [37], [39]. La résistance en série avec la capacité de filtrage est donnée par l'équation (2.24).

$$R_f = \frac{1}{3 \omega_{res} C_f} \quad (2.24)$$

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_i + L_g}{L_i L_g C_f}} \quad (2.25)$$

La plage de fréquence de résonance doit être satisfaite à l'équation (2.26).

$$10 f_g < f_{res} < 0.5 f_{sw} \quad (2.26)$$

Les valeurs des paramètres du filtre LCL obtenus sont illustrées dans le Tableau 2.9

Tableau 2. 9: Paramètres obtenus du Filtre LCL

L_i	Inductance côté onduleur	0.443 mH
L_g	Inductance côté réseau	0.0645 mH
C_f	Capacité de filtrage	589.45 μ F
R_f	Résistance d'amortissement	0.103 Ω
f_{res}	fréquence de résonance	873.9Hz

7. Résultats de Simulation pour la conception du filtre de sortie

Sur la base de la conception ci-dessus, une simulation est effectuée à l'aide du logiciel Matlab-Simulink /SimPower-Systems pour valider la robustesse de la topologie choisie de l'onduleur NPC à trois niveaux connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre LCL. Il a été simulé pendant 0,2 secondes avec une période d'échantillonnage de 5 μ s. La puissance nominale du système est 7 MW, la tension de phase est 1380V, la fréquence de commutation est 2KHz et la fréquence fondamentale est 50Hz. Tous ces paramètres donnés contribuent à calculer les valeurs de LCL-filtre qui sont énumérés dans le Tableau2.9.

7.1 Formes d'ondes de la tension de sortie de l'onduleur NPC pour les deux cas: avec et sans Filtre LCL (analyses FFT)

La Figures 2.24 montre la tension de sortie (V_{ab}) de l'onduleur NPC avant et après l'utilisation du circuit de filtre LCL.

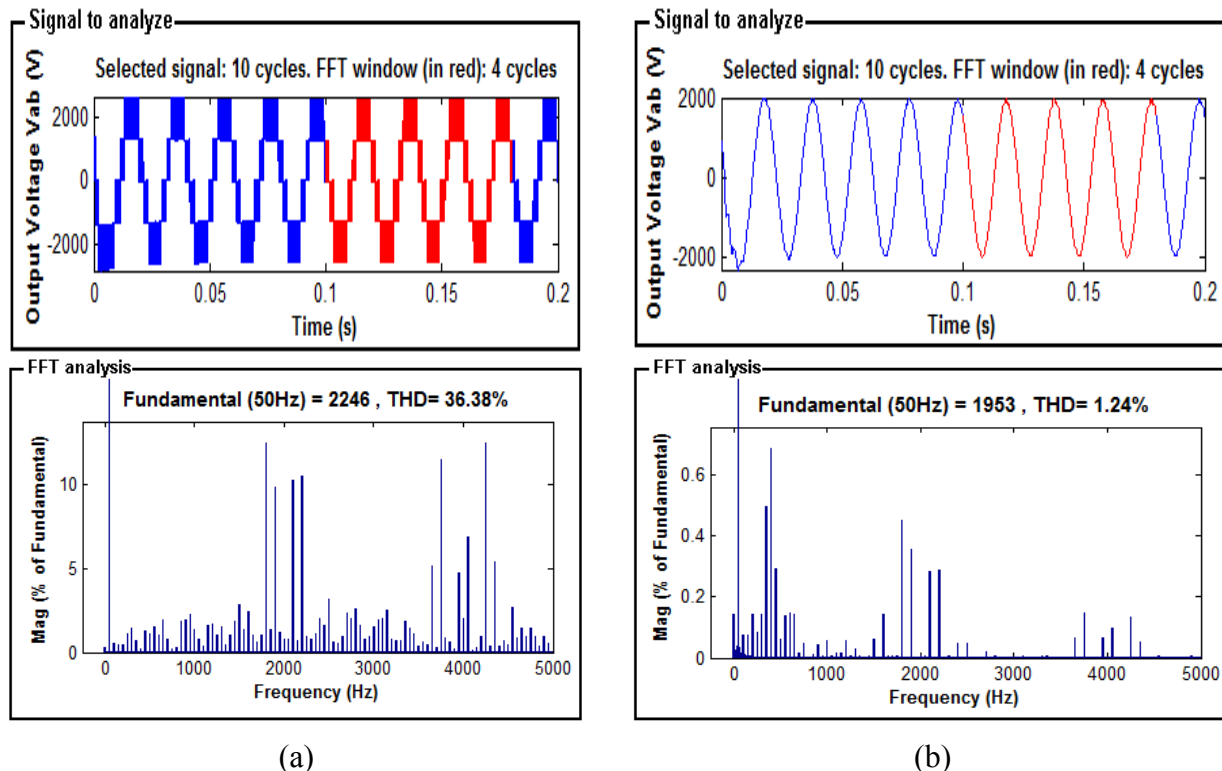


Figure 2. 24: analyse FFT de forme d'onde de la tension de sortie (V_{ab}) de l'onduleur NPC: (a) sans filtre LCL; (b) avec filtre LCL

7.2 Formes d'ondes du courant de la sortie de l'onduleur NPC pour les deux cas: avec et sans Filtre LCL (analyses FFT)

La Figure 2.25 montre le courant de sortie (I_a) de l'onduleur NPC avant et après l'utilisation du circuit de filtre LCL.

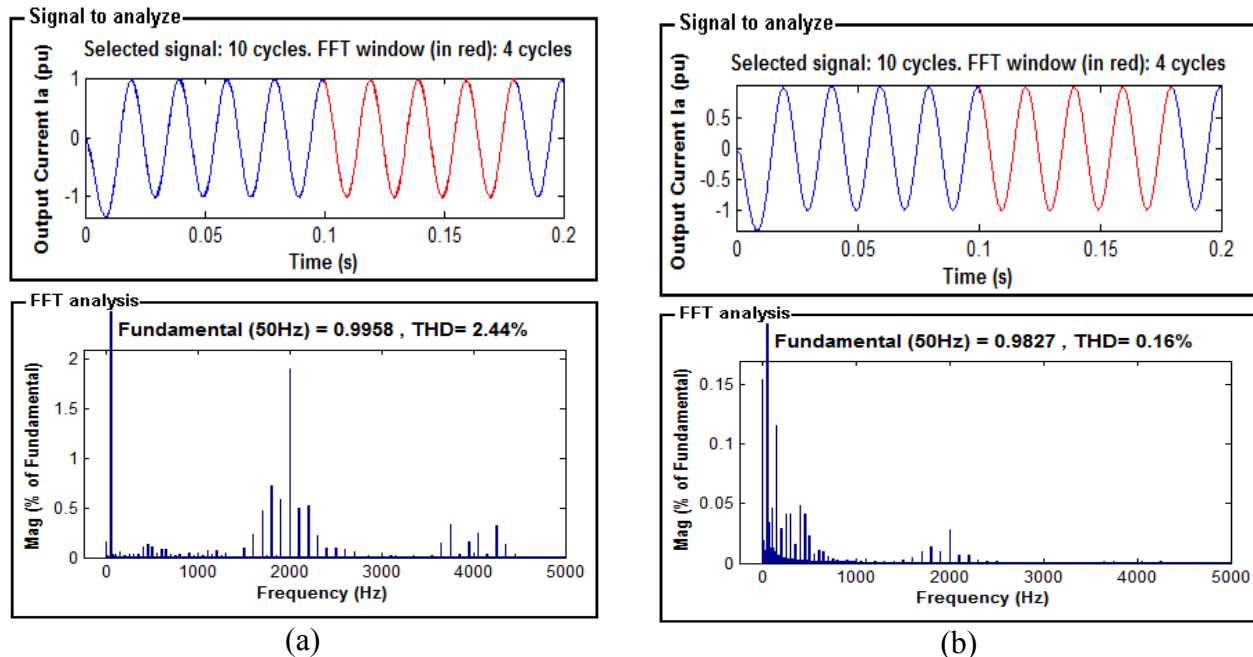


Figure 2. 25: analyse FFT de forme d'onde du courant de sortie (I_a) de l'onduleur NPC: (a) sans filtre LCL; (b) avec filtre LCL

La Figure (2.24-a) montre que la tension de sortie (V_{ab}) de l'onduleur NPC est sous forme d'onde carrée avec un TDH égale à 36.38 %, ceci est dû à la présence des harmoniques. Quand le filtre LCL était présent (Figures 2.24-b et 2.25-b), les formes d'ondes de la tension (V_{ab}) et du courant (I_a) de l'onduleur semblent presque sinusoïdales avec un TDH moins de 2 %. Ces résultats affirment que les paramètres du filtre LCL sont bien calculés.

Par conséquent, Il est bien vérifier que les signaux de sortie de l'onduleur plus son filtre LCL, qui seront par la suite injectées au réseau, respectent les limites du TDH imposées par les normes (IEEE Std 519-1992).

Conclusion

Ce chapitre a été consacré en première partie à une étude comparative de point de vue TDH entre deux onduleurs différents et deux stratégies de commande différentes aussi. L'étude a montré que la commande SWM donne une meilleure performance au niveau du TDH par contre elle présente l'inconvénient d'un spectre de tension très riche en harmoniques d'ordre inférieur et d'une absence du

contrôle de la valeur crête de la composante fondamentale de la tension de sortie. D'un autre côté, l'onduleur NPC à trois-niveaux présente l'avantage d'une diminution appréciable du TDH et des contraintes que subissent les interrupteurs. Donc, notre choix pour la chaîne de conversion hydraulique portera sur l'onduleur NPC à trois niveaux avec la stratégie de commande MLI. Quant à la deuxième partie, elle a été orientée vers le choix, le calcul des paramètres du filtre LCL. Suivant les exigences basées par les normes de recommandation IEEE 519-1992, les résultats de la simulation ont prouvé que le filtre choisi assure une très bonne qualité des signaux injectés au réseau.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser plus particulièrement à la partie du contrôle du système choisi, à savoir l'onduleur NPC et le filtre LCL intermédiaire au réseau, pour une source multi-mégawatts d'énergie hydraulique. Par conséquent, une étude complète sera faite.

Chapitre III

Contrôle Côté Réseau de la Chaîne de Conversion et Synchronisation

Introduction

Le premier défi rencontré dans une installation destinée à être connectée au réseau est celui de la synchronisation avec ce dernier en amplitude et en fréquence. En plus, il faut que les performances de l'algorithme de synchronisation soient insensibles aux défauts de déséquilibre et de distorsion des tensions qui peuvent survenir au réseau. D'autre part, l'onduleur étant reliée au réseau doit avoir une bonne stratégie de commande pour bien contrôler le flux de puissance injecté dans le réseau et résoudre le problème de déséquilibre des tensions à l'entrée de l'onduleur NPC.

Dans ce qui suit, le choix de l'algorithme de synchronisation au réseau est décrit, ses performances sont évaluées en vertu des perturbations probables du réseau, ensuite la méthode de contrôle utilisée et les résultats de simulations sont présentés et analysés.

1. Description du système côté réseau

L'ensemble du système côté réseau étudié est représenté sur la Figure 3.1. Il se compose d'un onduleur à trois niveaux NPC reliée au réseau par l'intermédiaire d'un filtre LCL. La commande de ce système est réalisée par une boucle interne de contrôle du courant et une autre externe de contrôle de la tension continu DC, cette dernière maintient la tension de la liaison continue à une valeur constante et fournit le courant de référence à la boucle interne du courant. Une autre boucle est nécessaire pour le contrôle de la déviation de tension au point neutre afin d'éviter tout problème de déséquilibre. Enfin, un procédé de synchronisation (PLL) est indispensable pour l'interconnexion au réseau et un bloc de modulation MLI-ST calcule les états adéquats des commutateurs.

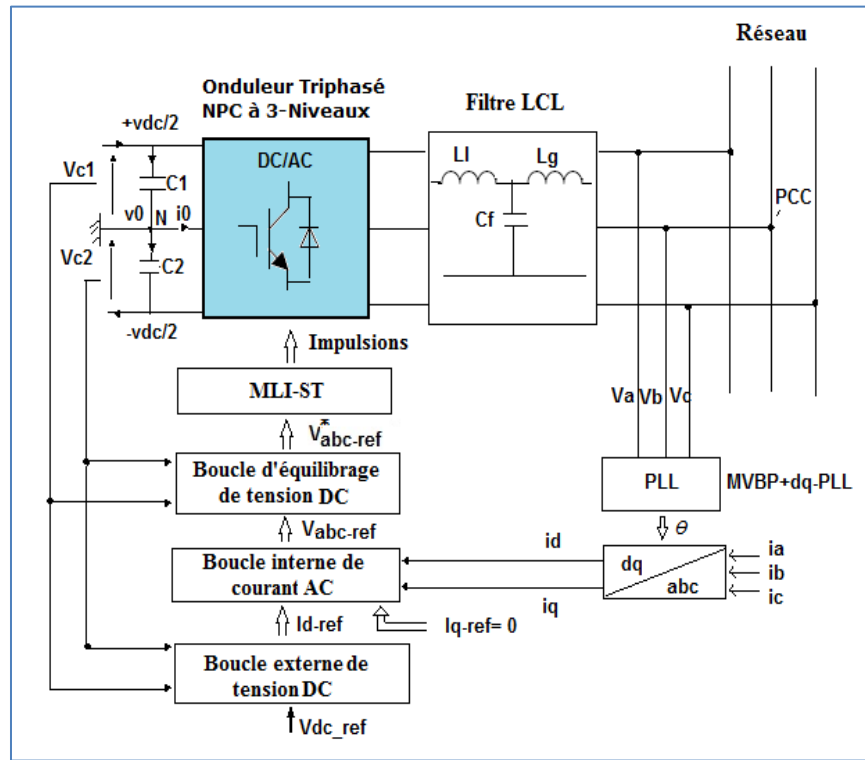


Figure 3. 1: Schéma du système global côté réseau

2. Boucle de Verrouillage de Phase PLL

Tout système destiné à être connecté au réseau nécessite une très bonne synchronisation. L'angle de phase correct mesuré au point de couplage commun (PCC) est une information indispensable pour obtenir des références de courant ou de tension permettant une correction du facteur de puissance, un contrôle de la puissance active/réactive, une compensation des harmoniques de courant, etc. Cependant, lorsque la charge est non linéaire, elle absorbe des courants non sinusoïdaux qui génèrent des harmoniques, dégradant ainsi la forme de tension au PCC. De plus, si les courants absorbés par la charge sont déséquilibrés, un système de tension inverse apparaît au PCC et des composants harmoniques peuvent être subsistés dans le courant de source même après la disparition de ce défaut.

Pour surmonter ces problèmes et parmi les méthodes possibles, le plus couramment utilisé est de filtrer la tension mesurée. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle génère un déphasage important (retard) et que ses performances ne sont pas satisfaisantes [40]. La deuxième méthode est basée sur la détection du passage par zéro de la tension et la reconstruction d'un signal sinusoïdal unitaire à utiliser pour obtenir la référence [41-42]. Ce processus est plus efficace que le précédent. Cependant, son inconvénient est que le point de passage par zéro n'est détecté qu'à chaque demi-cycle de fréquence de la tension utilitaire. De plus, si le signal contient des perturbations haute fréquence (HF), l'emplacement du passage par zéro devient très difficile [43]. La troisième méthode est la technique utilisée dans ce travail,

appelée Phase Locked Loop (PLL). Son but est d'extraire le système direct de tension sans distorsion, à partir des tensions mesurées au point de couplage, et de contrôler un angle de phase arbitraire par rapport à celui de référence [44-45]. Cette dernière technique offre une détection fiable de la fréquence et de la phase, par rapport aux méthodes déjà citées.

Dans cette section de ce chapitre, nous illustrons le développement de la structure dq-PLL classique qui sera analysée en détail. Pour améliorer ses performances, nous présentons deux nouvelles structures basées sur l'ajout d'un filtre multi-variable passe-bande (FMVPB) et d'un détecteur de séquence positive (PSD) à la dq-PLL classique. Pour comparer entre les trois PLL; toutes les structures seront testées en simulation sur des signaux contenant des harmoniques et déséquilibres afin de valider leur robustesse.

2.1 Techniques de Synchronisation PLL

2.1.1 Algorithme conventionnel de synchronisation dq-PLL

L'algorithme conventionnel de synchronisation dq-PLL est la méthode la plus couramment utilisée pour récupérer des informations de phase et de fréquence aujourd'hui, son schéma de principe est montré dans la Figure 3.2.

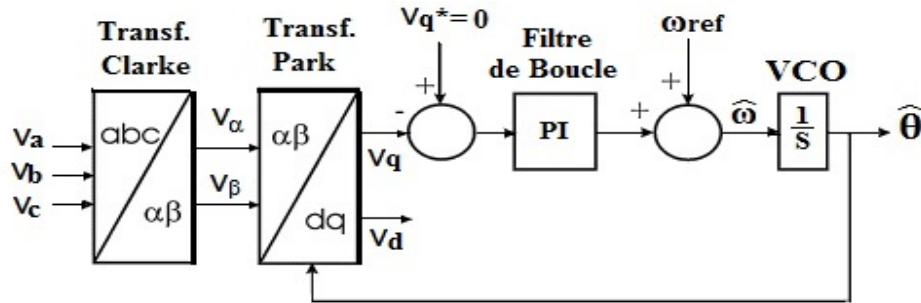


Figure 3. 2: Schéma de principe de conventionnel dq-PLL

La forme de base du dq-PLL est faite par des transformations de Clarke et Park [46-47], un régulateur PI comme un filtre de boucle et un intégrateur comme un oscillateur commandé en tension (VCO). Les variables d'entrée sont les tensions triphasés du réseau de distribution (V_a , V_b , V_c) et les variables de sortie est l'angle de phase.

En supposant que les tensions d'entrée sont équilibrées et non déformées:

$$\begin{cases} V_a = V_g \cos \theta \\ V_b = V_g \cos(\theta - 2\pi/3) \\ V_c = V_g \cos(\theta - 4\pi/3) \end{cases} \quad (3.1)$$

Les composantes fondamentales des tensions du réseau sont transformées dans le référentiel stationnaire (α - β) en utilisant la transformation de Clarke:

$$\begin{cases} V_\alpha = \frac{2}{3} \left[V_a - \left(\frac{V_b + V_c}{2} \right) \right] \\ V_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} (V_b - V_c) \end{cases} \quad (3.2)$$

Les composantes des tensions (α - β) sont transformées dans le référentiel synchrone de Park (d-q) en utilisant l'angle de phase estimé provient de la sortie de l'algorithme dq-PLL. Par conséquent, les composantes des tensions du réseau V_d et V_q sont obtenues comme suit:

$$\begin{cases} V_d = V_\alpha \cos \hat{\theta} + V_\beta \sin \hat{\theta} \\ V_q = -V_\alpha \sin \hat{\theta} + V_\beta \cos \hat{\theta} \end{cases} \quad (3.3)$$

En utilisant l'équation (3.2), les composants d-q sont équivalents à:

$$\begin{cases} V_d = V_g \cos \theta \cos \hat{\theta} + V_g \sin \theta \sin \hat{\theta} \\ V_q = -V_g \cos \theta \sin \hat{\theta} + V_g \sin \theta \cos \hat{\theta} \end{cases} \quad (3.4)$$

Par conséquent:

$$\begin{cases} V_d = V_g \cos(\theta - \hat{\theta}) \\ V_q = V_g \sin(\theta - \hat{\theta}) \end{cases} \quad (3.5)$$

Où:

- (V_d, V_q) sont les composantes de l'axe (d-q) de la tension du réseau;
- V_g est l'amplitude des tensions d'entrée;
- (V_α, V_β) sont les composantes (α - β) de la tension du réseau;
- θ est l'angle de phase réel de la tension du réseau de la phase (a);
- $\hat{\theta}$ est l'angle de phase estimé.

Quand $\hat{\theta}$ se rapproche de θ , V_q dans Eq. (3.5) se rapprochera de zéro et la PLL sera verrouillée. Dans cette situation, selon l'équation. (3.5), V_d sera égal à l'amplitude de la tension d'entrée.

Pour la conception des paramètres dq-PLL, nous devons déterminer sa fonction de transfert en boucle fermée qui est défini par l'équation suivante (Figure 3.2) [48]:

$$H(s) = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \quad (3.6)$$

Où K_p et K_i sont les gains proportionnel et intégrale respectivement.

L'équation (3.6) est une fonction de transfert du second ordre, similaire à Eq. (3.7).

$$G(s) = \frac{2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.7)$$

Où ω_0 est la fréquence angulaire naturelle; ξ est le facteur d'amortissement. Par identification de l'équation (3.6) à l'équation (3.7):

$$K_i = \omega_0^2; \quad K_p = 2\xi\sqrt{K_i} \quad (3.8)$$

$$\text{Avec: } \xi = \sqrt{\frac{(\ln P / \pi)^2}{1 + (\ln P / \pi)^2}} \quad \text{et} \quad \omega_0 = \frac{4.6}{\xi T_{set}} \quad (3.9)$$

T_{set} : le temps de stabilisation;

P: le dépassement.

La réponse indicielle et le digramme de Bode de l'algorithme dq-PLL sont représentés respectivement sur la Figure 3.3 (a) et (b).

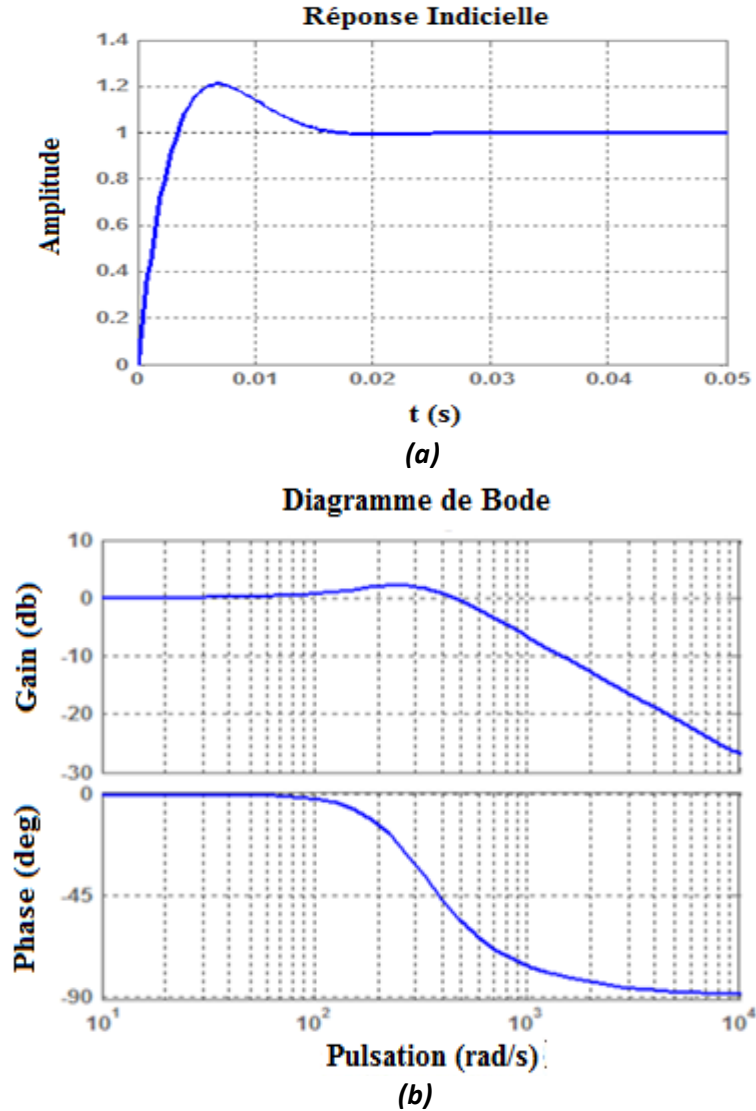


Figure 3. 3: (a) Réponse indicielle de l'algorithme dq-PLL. (b) Diagramme de Bode de l'algorithme de dq-PLL

D'après les figures ci-dessus, on peut observer que le dépassement P et le temps de stabilisation Ts sont respectivement égaux à 20% et 20ms, ce qui permet une réponse rapide de l'algorithme lorsqu'une variation de la fréquence nominale se produit. De plus, la valeur stabilisée de la bande passante ω_0 est en moyenne égale à 300 rad/s comme le montre la Figure 3.3 (b) qui garantit un compromis entre la capacité dynamique de rejet d'harmonique et la stabilité de l'algorithme dq-PLL. Le système dq-PLL offre une bonne synchronisation pour les signaux variant dans le temps mais il est très sensible au déséquilibre et à la distorsion des tensions du réseau [45].

2.1.2 Algorithme de synchronisation PSD + dq-PLL

La seconde stratégie de PLL à comparer est faite d'un bloc de détecteur de séquence positive PSD avec l'algorithme classique dq-PLL (Figure 3.4). Le bloc PSD est basé sur les composantes symétriques du système de tension triphasée ce qui rend le système capable d'éliminer les effets de déséquilibre de la tension d'entrée et d'aboutir à des meilleures performances [49]. Par conséquent, nous considérons uniquement la composante directe du système de tension triphasée (V_a , V_b , V_c) définie par l'équation (3.10) [50]:

$$\begin{bmatrix} V_{ap} \\ V_{bp} \\ V_{cp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

En utilisant: $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ ou $a = (1 \angle 120)$

En développant l'équation ci-dessus:

$$\begin{bmatrix} V_{ap} \\ V_{bp} \\ V_{cp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}V_a - \frac{1}{2\sqrt{3}j}(V_b - V_c) \\ -(V_a - V_c) \\ \frac{1}{2}V_c - \frac{1}{2\sqrt{3}j}(V_a - V_b) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

La Figure 3.4 présente la structure globale de la PSD + dq-PLL:

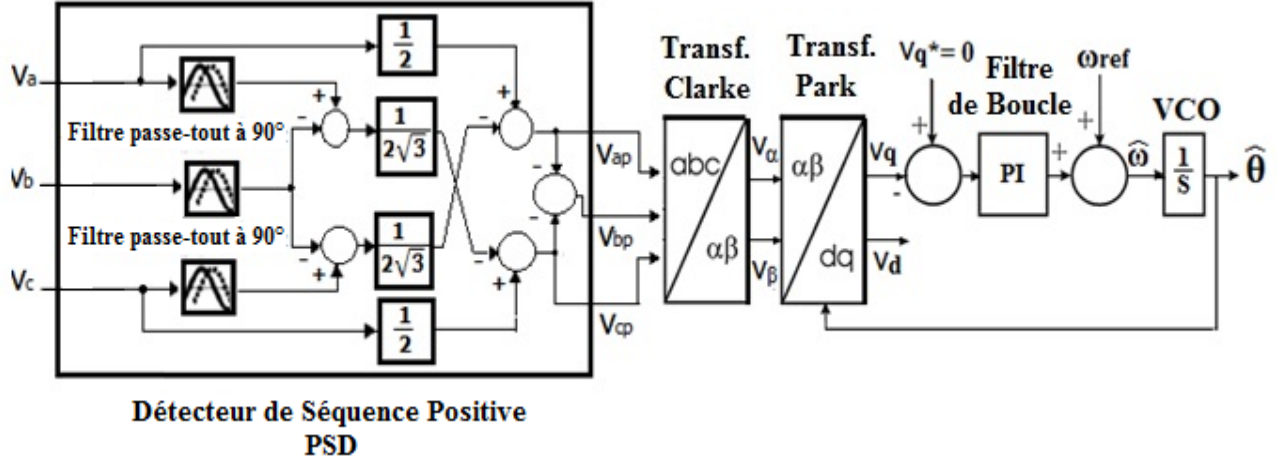


Figure 3. 4: Structure globale de PSD + dq-PLL

2.1.3 Algorithme de synchronisation MVBPF + dq-PLL

La troisième stratégie PLL à évaluer est construite avec un bloc de filtre multi-variable passe-bande (FMVPB) plus l'usuel dq-PLL. En appliquant cette structure, une détection fiable de la fréquence et de la phase sera obtenue lorsque des déséquilibres de tension et des distorsions se produisent. La structure globale du MVBPF + dq-PLL est illustrée à la Figure 3.5.

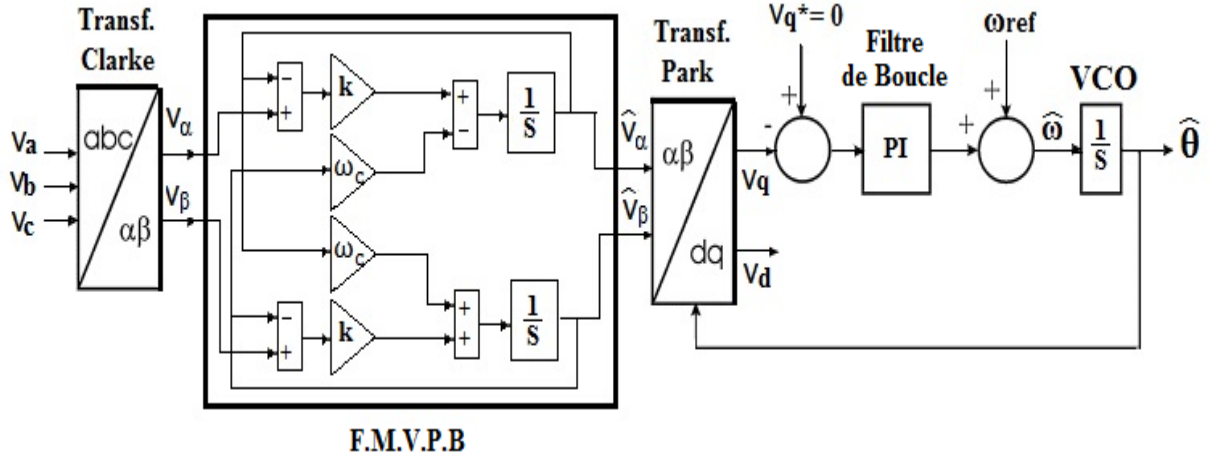


Figure 3. 5: Schéma fonctionnel de la nouvelle structure PLL avec FMVPB

La fonction de transfert du filtre multi-variable passe-bande FMVPB est donnée par Eq. (3.12) [51]:

$$H(s) = \frac{\hat{V}_{s\alpha\beta}(s)}{V_{s\alpha\beta}(s)} = \frac{\hat{V}_{s\alpha}(s) + j\hat{V}_{s\beta}(s)}{V_{s\alpha}(s) + jV_{s\beta}(s)} = k \frac{(s+k) + j\omega_c}{(s+k)^2 + \omega_c^2} \quad (3.12)$$

Ensuite, l'expression finale de la forme structurale de FMVPB qui est introduite dans le dq-PLL:

$$\begin{cases} \hat{V}_{s\alpha}(s) = \frac{k}{s} [V_{s\alpha}(s) - \hat{V}_{s\alpha}(s)] - \frac{\omega_c}{s} \hat{V}_{s\beta}(s) \\ \hat{V}_{s\beta}(s) = \frac{k}{s} [V_{s\beta}(s) - \hat{V}_{s\beta}(s)] - \frac{\omega_c}{s} \hat{V}_{s\alpha}(s) \end{cases} \quad (3.13)$$

Par conséquent, le schéma fonctionnel complet de MVBPF + dq-PLL est représenté sur la Figure 3.5.

En prenant ω_c est égal à la pulsation fondamentale, nous devons seulement chercher la valeur du gain k et cela est possible en dessinant le diagramme de Bode de la fonction de transfert $H(s)$ pour des différentes valeurs de k . Ce diagramme est illustré sur la Figure 3.6.

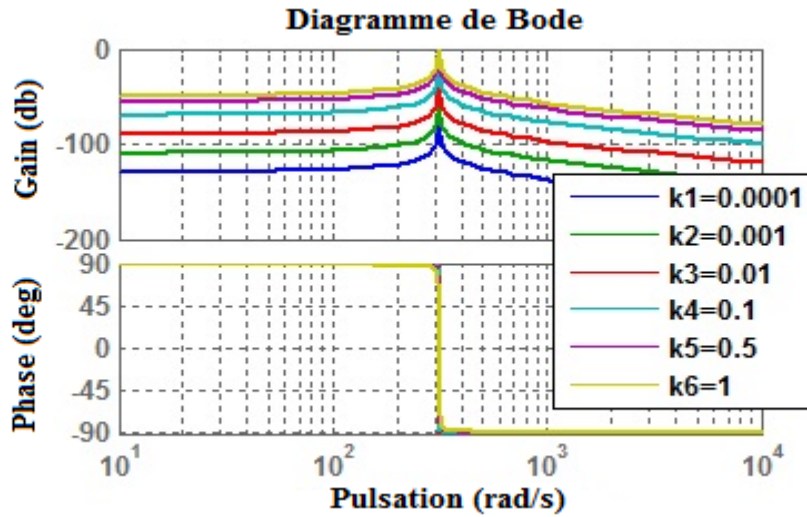


Figure 3. 6: Diagramme de Bode de $H(s)$ du filtre multi-variable passe-bande pour différentes valeurs de variables k

On observe qu'à la fréquence fondamentale:

- Les valeurs du diagramme d'amplitude sont nulles. Cela signifie que les amplitudes des signaux d'entrée et de sortie sont conservées par le filtre passe-bande.
- Les valeurs du diagramme de phase sont nulles. Ceci implique que les signaux d'entrée et de sortie sont en phase quelle que soit la valeur de k .
- Le filtre devient plus sélectif lorsque k diminue.

Donc, la valeur de k devrait être faible. Dans ce travail, nous avons pris $k = 0.001$.

3. Résultats de simulation pour le choix de l'algorithme de synchronisation au réseau

Dans cette partie, plusieurs simulations sont présentées afin d'étudier les performances des trois algorithmes de synchronisation proposés sous deux contraintes : distorsion harmonique et déséquilibre. Aussi, des simulations des différents algorithmes insérés dans la chaîne entière sont montrés pour étudier l'influence de la structure de synchronisation sur le comportement de la commande.

3.1 Cas d'une source des tensions équilibrées contenant des harmoniques

Tout d'abord, nous verrons le comportement des PLL's vis-à-vis de la source de tension triphasée déformée par la présence des harmoniques basses fréquences, de 5ème et 7ème ordre, comme le montre la Figure 3.7.

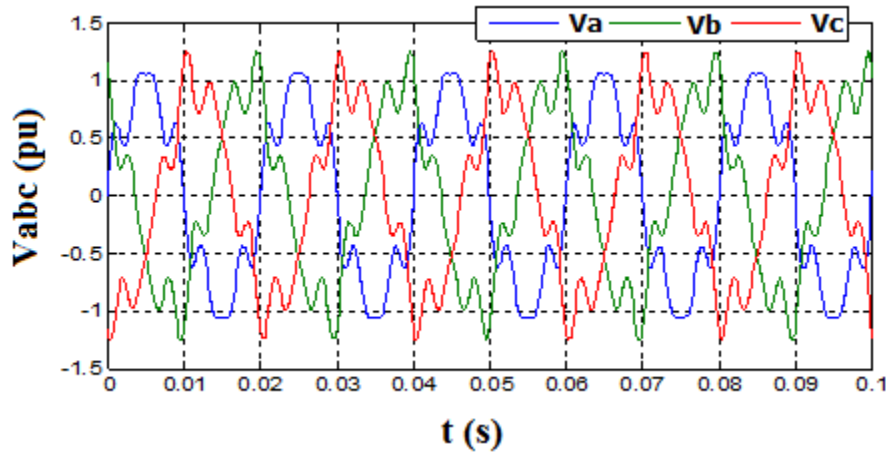


Figure 3. 7: Source des tensions équilibrées contenant des harmoniques

La Figure 3.8 montre les résultats de la simulation de trois PLL's: (a) dq-PLL (b) PSD + dq-PLL (c) FMVPB + dq-PLL dans le cas d'une source des tensions équilibrées contenant des harmoniques.

Les résultats de la Figure 3.8 (c) démontrent que l'algorithme de FMVPB + dq-PLL génère une position angulaire exacte caractérisée par des pentes linéaires sur des périodes de $T = 0,02\text{sec}$ et avec une amplitude variant de 0 à 2π . Par conséquent, les deux fonctions trigonométriques, sinus et cosinus, générées grâce à cet angle θ sont aussi pertinentes. Et la construction de trois sinusoïdes unitaires est parfaite avec de très bonne qualité ($\text{TDH} = 0,01\%$).

Au contraire, d'après la Figure 3.8 (a) et (b), il apparaît que les algorithmes de dq-PLL et PSD + dq-PLL produisent des positions angulaires oscillantes dans les proximités de la référence ce qui a pour effet de reconstruire des sinusoïdes unitaires déformées avec des taux de distorsions harmoniques respectivement ($\text{TDH} = 8,23\%$) et ($\text{TDH} = 4,77\%$).

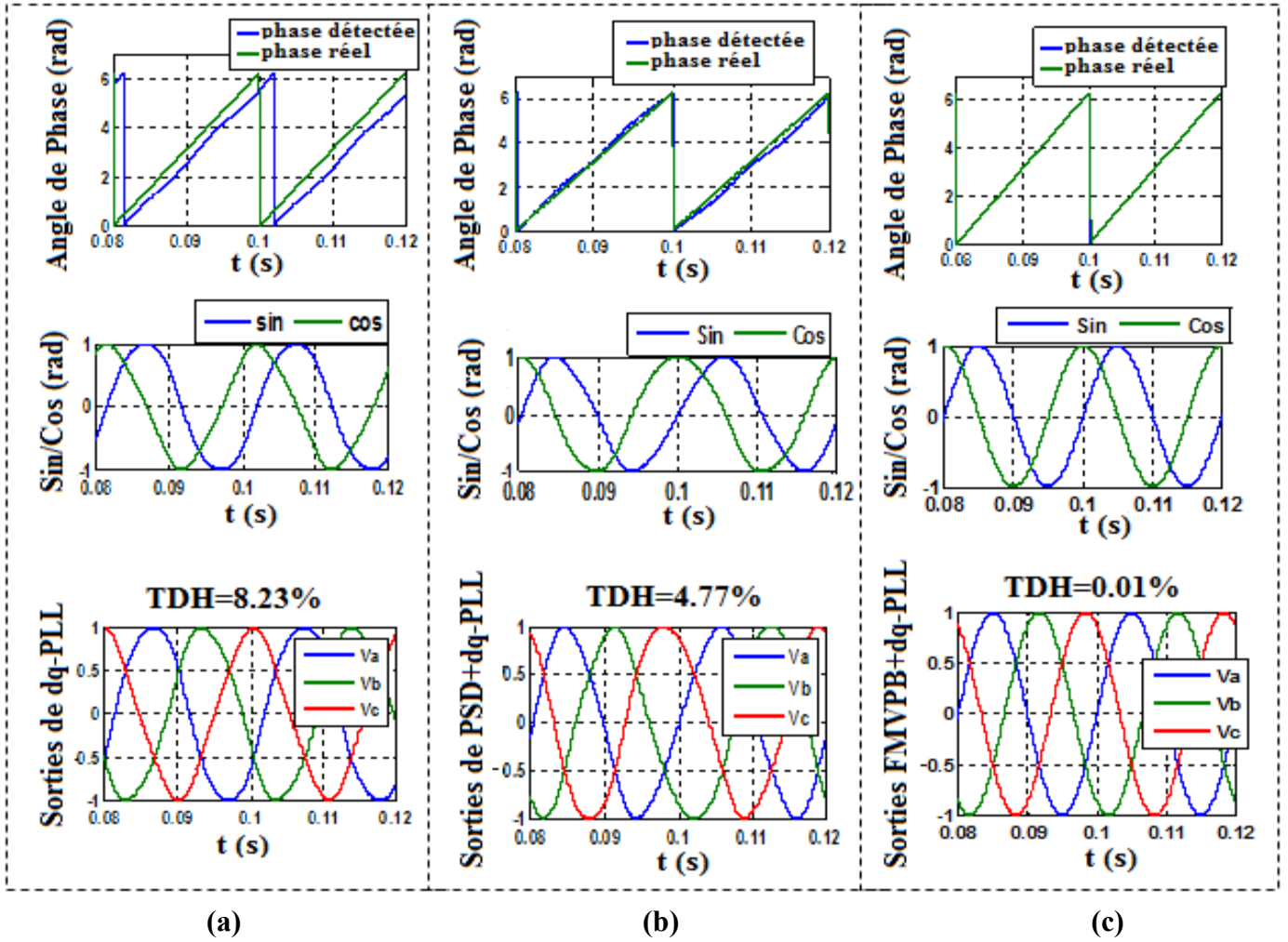


Figure 3. 8: Resultats de simulation des trois PLL proposees: (a) dq-PLL (b) PSD + dq-PLL (c) FMVPB + dq-PLL pour une source des tensions équilibrées contenant des harmoniques

3.2 Cas d'une source des tensions déséquilibrées sans harmoniques

Dans ce test, la deuxième phase a disparu, c'est-à-dire que la source ne contient que deux phases fonctionnelles avec des amplitudes: $V_a = 1\text{pu}$ et $V_c = 0.4\text{pu}$, ce qui représente un des cas les plus défavorables pour la PLL (Figure 3.9).

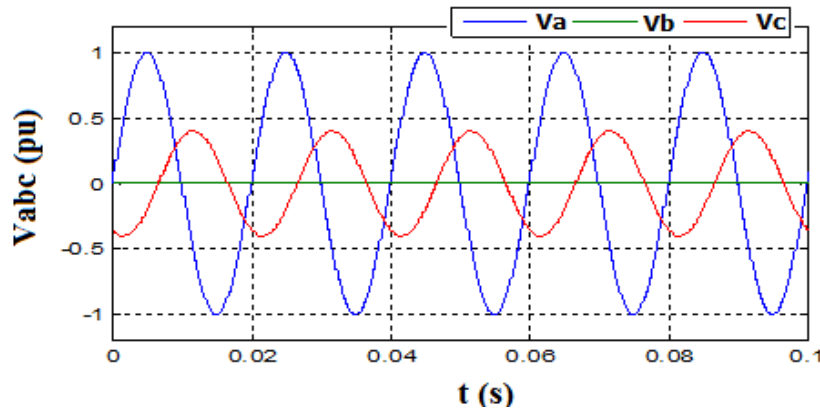


Figure 3. 9: Source des tensions déséquilibrées et sans harmoniques

Les Figures 3.10 (b) et (c) montrent la variation de l'angle θ (rad) (période $T = 20\text{ms}$) parfaitement linéaire avec une amplitude variant de 0 à 2π . Par conséquent, les deux fonctions trigonométriques, sinus et cosinus, générées par cet angle θ sont identifiées. De même que les deux structures produisent une tension de phase sinusoïdale unitaire équilibrée avec une qualité élevée comme le montrent les figures ci-dessous. Contrairement aux résultats trouvés avec le dq-PLL montrent que l'angle de phase oscille autour de sa référence, ce qui génère des déformations des signaux sinusoïdes unitaires (TDH=11.36%) et donc le processus de synchronisation et de contrôle utilisant cet angle sera inacceptable.

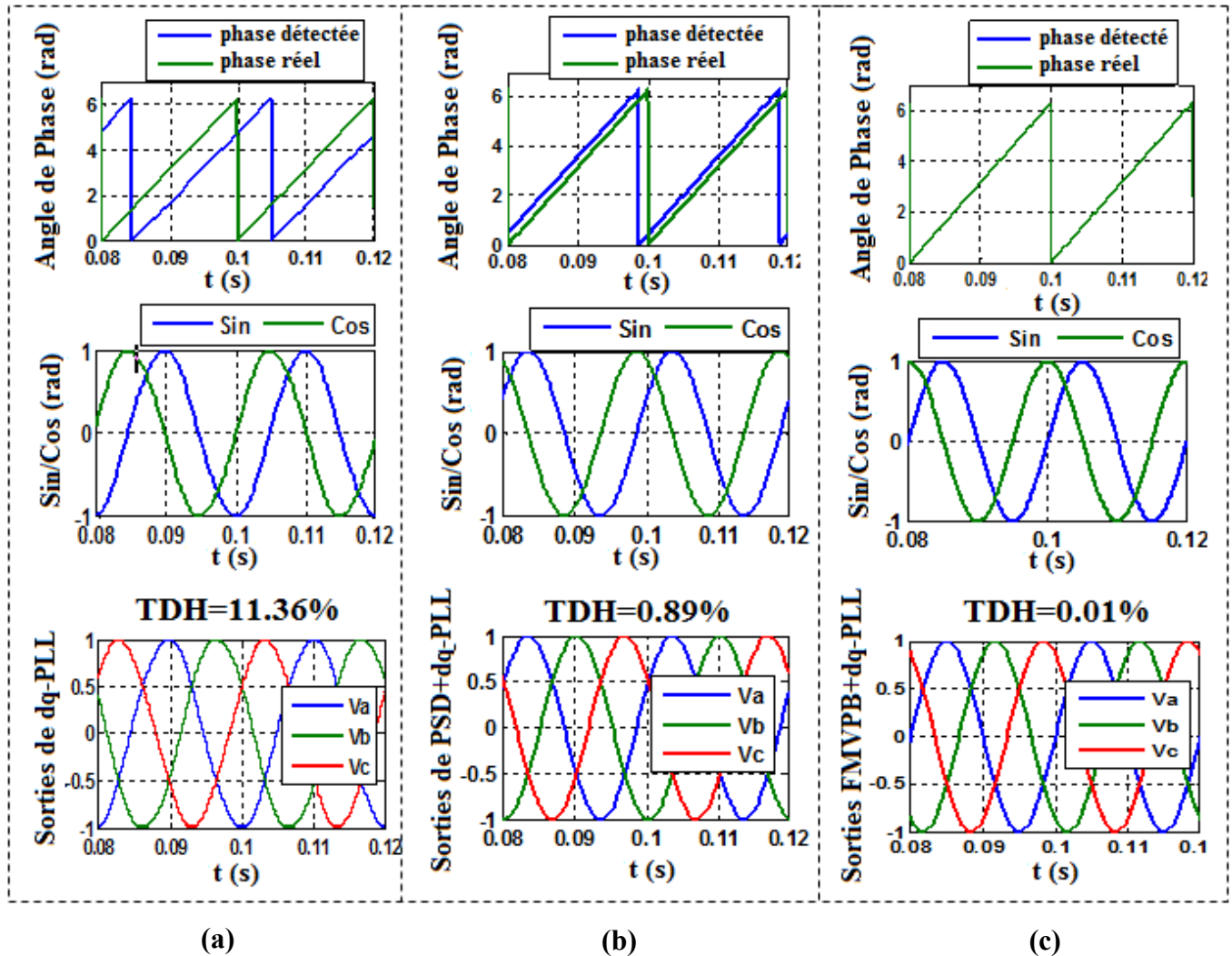


Figure 3. 10: Résultats de simulation des trois PLL 's proposées: (a) dq-PLL (b) PSD + dq-PLL (c) MVBPF + dq-PLL pour une source des tensions déséquilibrées et sans harmoniques

Il a été observé que malgré le déséquilibre et les distorsions des signaux de la source des tensions d'entrée; la structure MVBPF + dq-PLL renvoie une tension de phase sinusoïdale unitaire équilibrée avec une qualité très élevée. Même si le système triphasé a atteint son pire cas de déséquilibre, le système MVBPF + dq-PLL arrive à compenser la disparition de la deuxième phase en créant un système

triphasé sinusoïdal malgré la légère déformation sur l'évolution de l'angle θ . Bien que la construction des fonctions cosinus et sinus est presque parfaite contrairement aux résultats trouvés avec les deux autres structures de PLL.

3.3 Influence des techniques de PLL's sur la stratégie du contrôle entier

Dans cette partie, nous allons tester l'influence des différentes techniques PLL's sur le contrôle globale du système. La Figure 3.11 montre les résultats de la simulation divisés comme suit: (a) Angle de phase réel et détecté de la tension (b) Tensions du réseau d'alimentation (c) Puissances actives / réactives demandées et mesurées (d) Tension de la liaison continu DC lorsqu'un dq-PLL est utilisé.

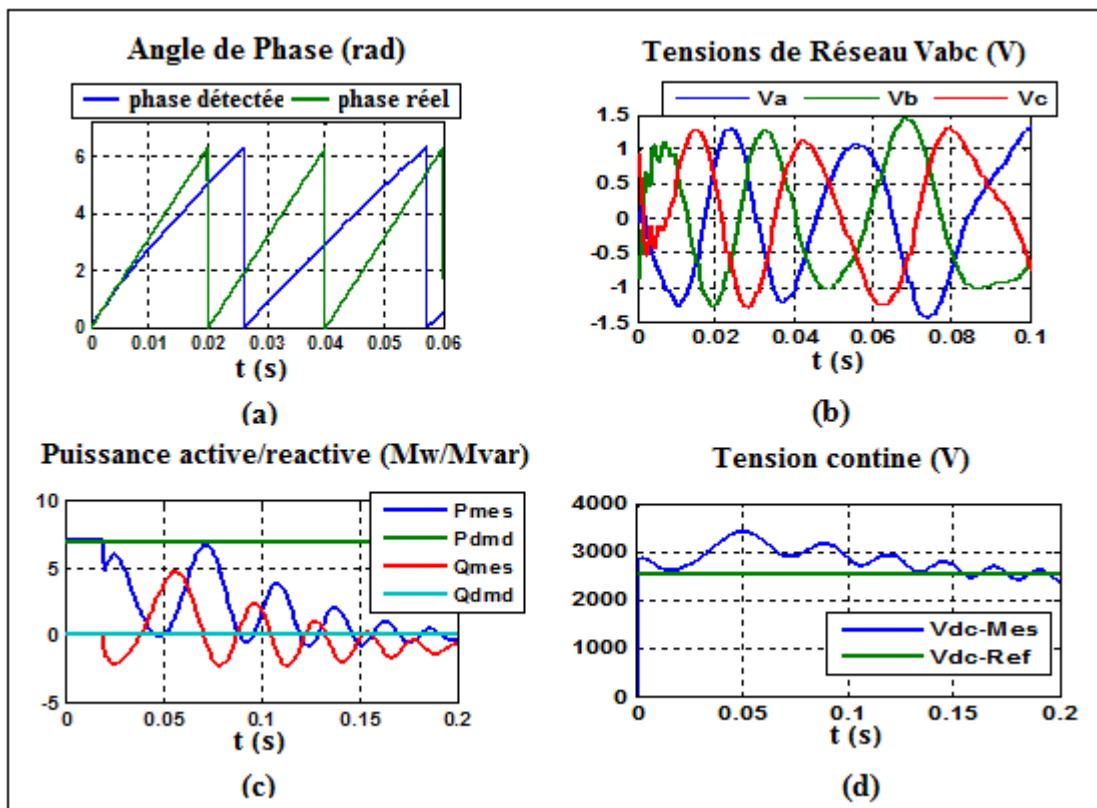


Figure 3. 11: (a) Angle de phase réel et détecté de la tension (b) Tensions du réseau d'alimentation (c) Puissances active / réactive sollicitées et mesurées (d) Tension du circuit intermédiaire: lorsqu'un dq-PLL est utilisé

Comme observé sur la Figure 3.11, l'utilisation de l'algorithme dq-PLL conduit à une réponse oscillatoire avec un amortissement relativement faible.

Il est vérifié qu'une mauvaise détection de l'angle de phase rend le système instable. L'interaction entre le PLL et la stratégie de contrôle joue un rôle significatif dans la provocation de tels mécanismes d'instabilité comme indiqué dans les Figures 3.11 (c) et (d). C'est pourquoi, dans la stratégie de contrôle

entière du système, les régulateurs devraient être synchronisés avec l'angle de phase produite par l'algorithme PLL, ainsi que ce dernier devrait être conçu pour détecter l'angle correct du vecteur de tension et verrouiller l'axe (d-q) à cet angle de sorte que le courant et la tension de sortie soient synchronisés au réseau. Compte tenu de ce qui précède, il a été conclu que la méthode de synchronisation a une influence si significative dans le contrôle du flux de puissance injecté au réseau. La Figure 3.12 illustre les résultats de la simulation divisés comme suit: (a) Angle de phase réel et détecté de la tension (b) Tensions du réseau d'alimentation (c) Puissances actives / réactives demandées et mesurées (d) Tension de la liaison DC lorsqu'un PSD + dq-PLL est utilisé.

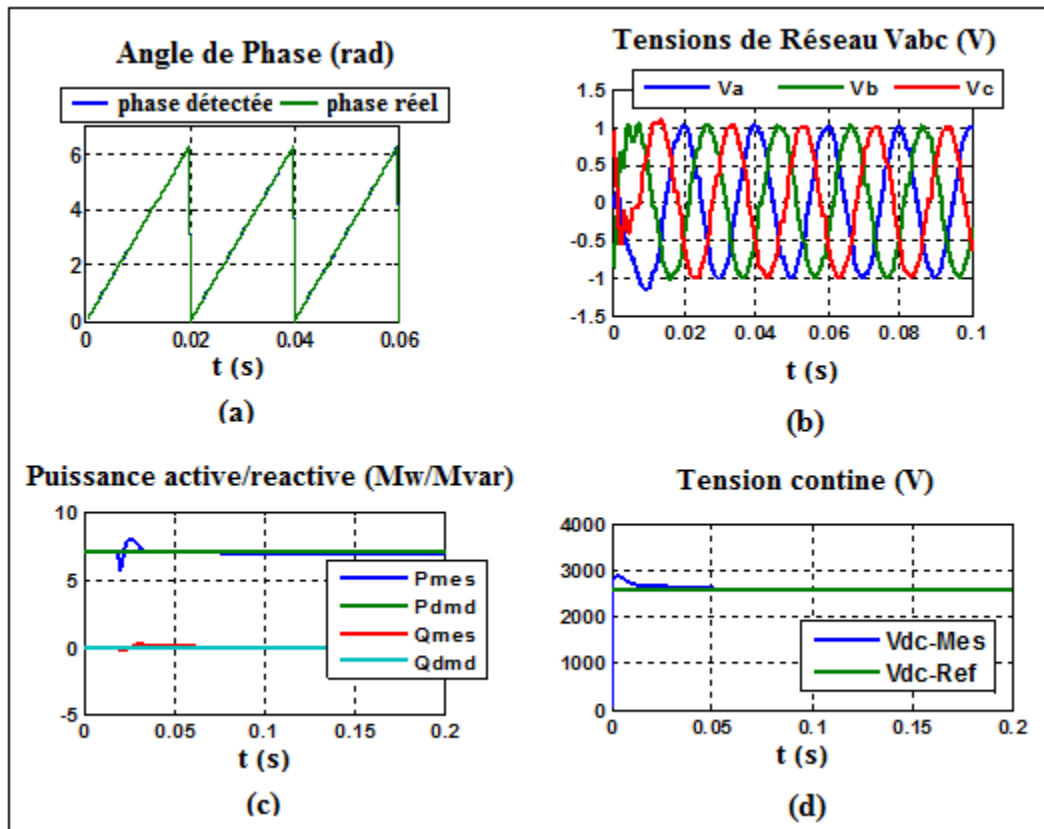


Figure 3. 12: (a) Angle de phase de la tension réelle et détectée (b) Tensions du réseau de distribution (c) Puissances actives / réactives sollicitées et mesurées (d) Tension du circuit intermédiaire: lorsqu'un PSD + dq-PLL est utilisé

La Figure 3.13 montre les résultats de la simulation se répartissant comme suit: (a) Angle de phase réel et détecté de tension (b) Tension du réseau (c) Puissances actives / réactives sollicitées et mesurées (d) Tension de la liaison DC lorsqu'un MVBPF + dq-PLL est utilisé.

Comme il est observé sur les Figures 3.12 et 3.13, la réponse de l'algorithme PSD + dq-PLL donne des performances proches de celles de l'algorithme MVBPF + dq-PLL. Il y a une faible variation de la tension continue au début ce qui produit une petite perturbation sur les Figures 3.12 (c) et 3.13 (c), mais

cet état transitoire a un temps très limité et un dépassement minimal. Ainsi, les deux algorithmes donnent une réponse rapide avec une faible oscillation et un léger dépassement. Cependant, en régime permanent, les deux puissances actives/réactives mesurées suivent de près celles demandées par le réseau.

Une autre observation des Figures 3.12 et 3.13 est que les limites de stabilité du régulateur ont une croissance élevée lorsque les algorithmes de synchronisation de MVBPF + dq-PLL et PSD + dq-PLL sont utilisées par rapport à l'algorithme classique de dq-PLL.

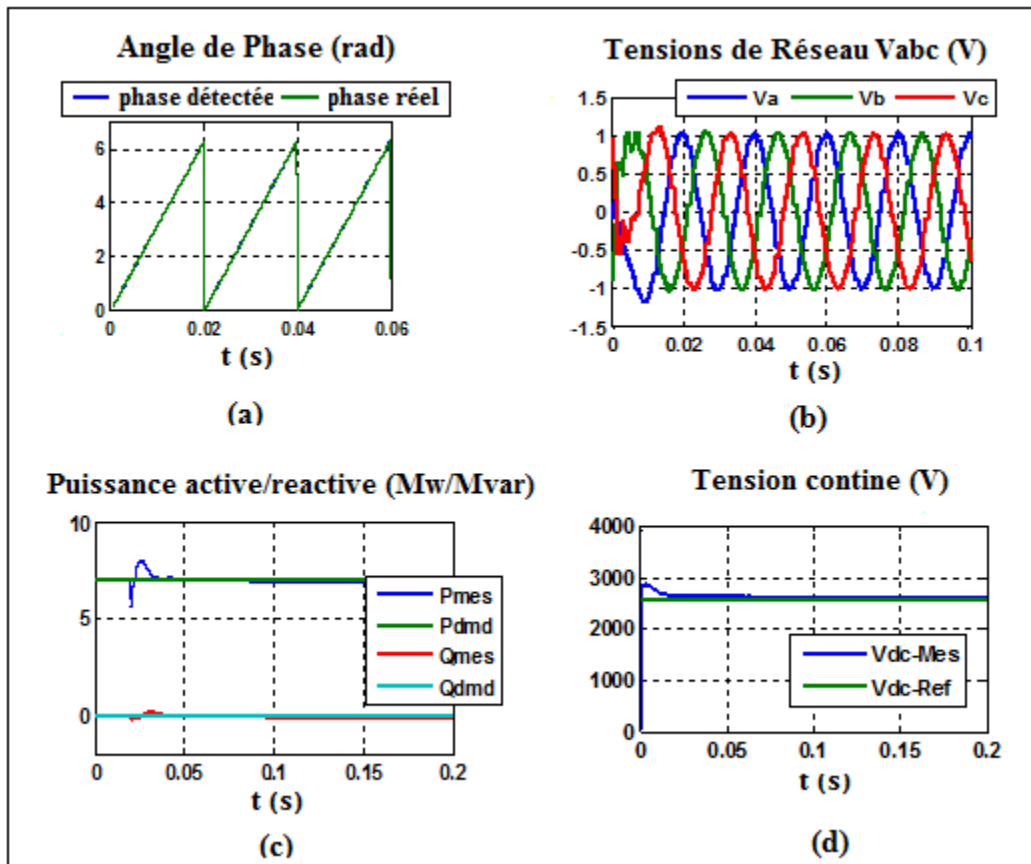


Figure 3. 13: (a) Angle de phase réelle et détectée de la tension (b) Tensions du réseau de distribution (c) Puissances actives / réactives demandées et mesurées (d) Tension du circuit intermédiaire: lorsqu'un MVBPF + dq-PLL est utilisé

Enfin, comme illustré clairement dans les résultats de simulation, le convertisseur côté réseau est bien contrôlé en utilisant le PSD + dq-PLL et le MVBPF + dq-PLL, répondant aux exigences nécessaires, pour envoyer uniquement l'énergie électrique active au réseau.

En conclusion, les algorithmes de synchronisation du réseau jouent un rôle très important pour tous les systèmes d'énergies renouvelables connectés au réseau. De plus, en ce qui concerne la stratégie de

contrôle PQ, un système de synchronisation rapide et précis contribuera fortement à la performance dynamique et à la marge de stabilité du contrôle du système entier.

4. Design du contrôle

4.1 Contrôle de boucle du courant

4.1.1 Modèle de base d'onduleur-filtre LCL

A. Modèle de base du filtre LCL

Le filtre LCL représenté sur la Figure 3.1, peut être modélisé par les équations suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{1abc}(t)}{dt} = \frac{1}{L_i} [-R_i I_{1abc}(t) + V_{inv abc}(t) - V_{Cabc}(t)] \\ \frac{di_{2abc}(t)}{dt} = \frac{1}{L_g} [-R_g I_{2abc}(t) + V_{gabc}(t) + V_{Cabc}(t)] \\ \frac{dV_{Cabc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} [I_{1abc}(t) - I_{2abc}(t)] \end{array} \right. \quad (3.14)$$

Avec :

$R_i ; L_i$: Résistance et inductance côté onduleur respectivement;

$R_g ; L_g$: Résistance et inductance côté réseau respectivement;

C_f : Capacité de filtrage;

$i_{1 abc} ; i_{2 abc}$: Courant triphasé côté onduleur et côté réseau respectivement;

$V_{C abc}$: Tension triphasée de capacité du filtre ;

$V_{inv abc}$: Tension triphasée de sortie de l'onduleur ;

$V_{g abc}$; Tension triphasée du réseau.

La Figure.3.14 montre le diagramme de Bode des fonctions de transfert des filtres L et LCL.

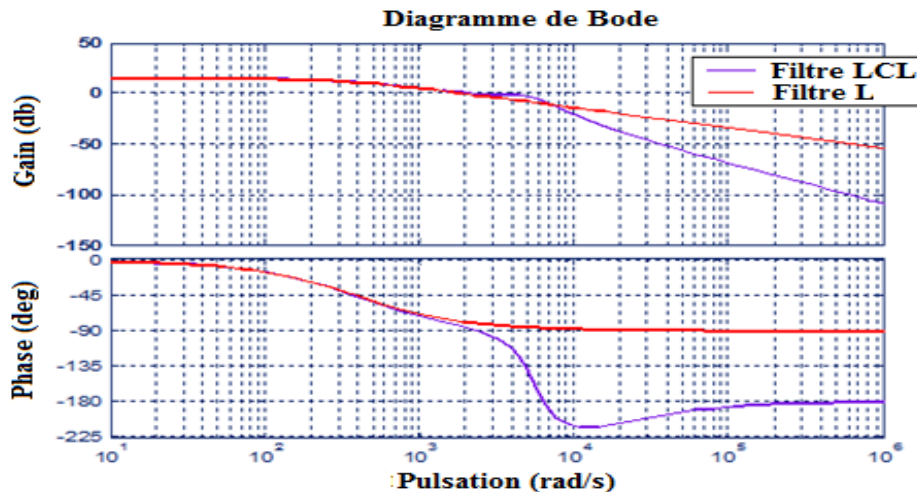


Figure 3. 14: Diagramme de Bode des filtres L et LCL

Dans la Figure 3.14, il est démontré que dans la plage de bases fréquences, le filtre LCL se comporte comme un filtre L. De ce fait, le modèle de base du filtre LCL utilisée pour définir les régulateurs (PI) peut être pris en négligeant la capacité de filtrage (C_f), comme il est représenté sur la Figure 3.15.

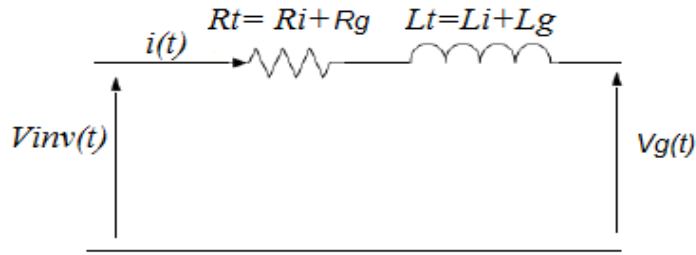


Figure 3. 15: Circuit électrique monophasé d'un filtre LCL sans capacité de filtrage (C_f)

Donc, l'équation (3.14) devient (3.15):

$$\frac{di_{abc}(t)}{dt} = \frac{1}{L_t} [-R_t I_{abc}(t) + V_{inv\ abc}(t) - V_{g\ abc}(t)] \quad (3.15)$$

Avec: $L_t = L_i + L_g$ et $R_t = R_i + R_g$.

Après la transformation de Park l'équation (3.15) devient (3.16):

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} - \omega i_q = \frac{1}{L_t} [-R_t I_d + V_{d\ inv} - V_{g_d}] \\ \frac{di_q}{dt} + \omega i_d = \frac{1}{L_t} [-R_t I_q + V_{q\ inv} - V_{g_q}] \end{cases} \quad (3.16)$$

L'équation (3.17) est obtenue par la transformation de Laplace:

$$\begin{cases} I_d(s) = \frac{V_{d\ inv} - V_{g_d}}{R_T + L_T s} + \frac{\omega L_T i_q(s)}{R_T + L_T s} \\ I_q(s) = \frac{V_{q\ inv} - V_{g_q}}{R_T + L_T s} - \frac{\omega L_T i_d(s)}{R_T + L_T s} \end{cases} \quad (3.17)$$

Comme nous le voyons à partir de l'équation (3.16) et (3.17), le modèle du filtre LCL dans le l'axe synchrone (d-q) est un multiple d'entrées/sorties, fortement couplé qui donne un système non linéaire. Il est difficile de réaliser le contrôle exact par des stratégies générales de contrôle linéaires. Une solution de ce problème, le terme de couplage croisé pour chaque axe peut être considéré comme une perturbation du point de vue de commande. Ainsi, dans les deux boucles fermées de contrôle du courant, la compensation de couplage croisé du courant et de la tension d'anticipation sont obligatoires. Cette stratégie de contrôle est appelé contrôle orienté de tension (VOC), est représentée sur la Figure 3.16 [52].

B. Modèle d'onduleur MLI

De point de vue de commande, le convertisseur est considéré comme un transformateur idéal de puissance avec un temps de retard. La tension de sortie du convertisseur est supposée qu'elle suit un signal de référence de tension $v_{d\text{ inv}}^*$ avec un retard de temps moyen est égale à $\frac{T_{sw}}{2}$, en raison de temps consommé par les commutateurs de convertisseur :

$$H_{\text{inv}}(s) = \frac{v_{d\text{ inv}}^*}{v_{d\text{ inv}}} = \frac{1}{1 + T_a s} \quad (3.18)$$

$$\text{Avec : } T_a = \frac{T_{sw}}{2}$$

D'où, le schéma de principe de commande qui est représenté sur la Figure 3.16 (avec : $V_{g_d} = e_d$ et $V_{g_q} = e_q$).

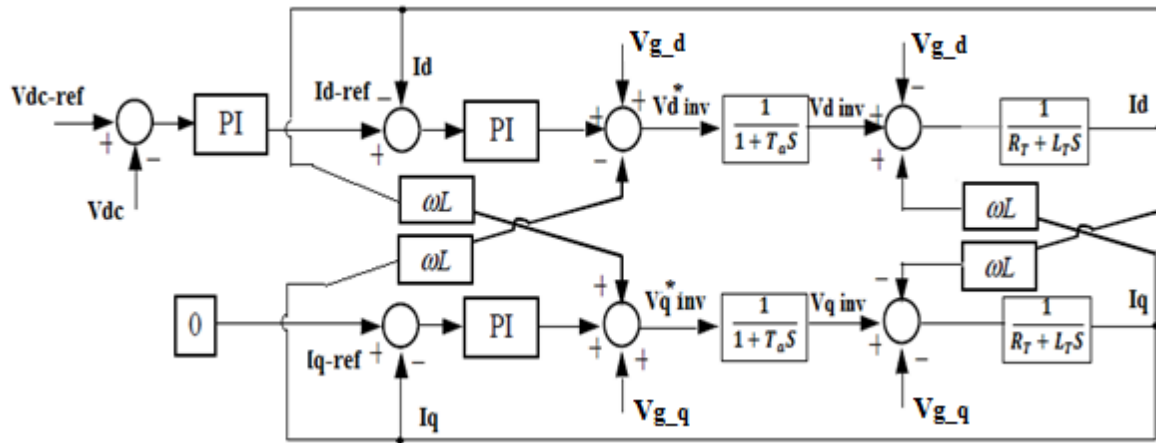


Figure 3. 16: Schéma descriptif du système de contrôle complet

4.1.2 Conception du régulateur

Les boucles de contrôle de courant suivant l'axe d et q ont la même dynamique, de sorte que le réglage des paramètres du régulateur pour la boucle de contrôle de courant est fait seulement pour l'axe d. Les paramètres sont supposés être identiques pour l'axe q.

La boucle de courant finale après la compensation est représentée dans la Figure 3.17.

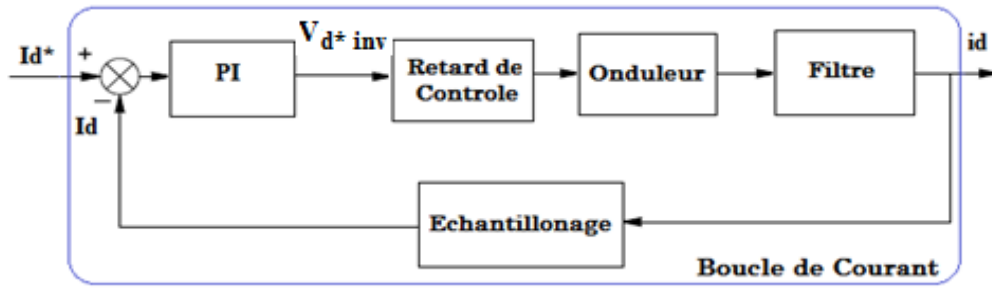


Figure 3. 17: Schéma de la boucle du contrôle de courant

Dans ce diagramme au-dessus, les blocs suivants sont inclus:

Bloc de régulateur PI:

$$H_{PI}(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (3.19)$$

Bloc de contrôle d'algorithme:

$$H_{Contrôle}(s) = \frac{1}{1 + sT_s} \quad (3.20)$$

Avec : $T_s = \frac{1}{f_s}$ et f_s : est la fréquence d'échantillonnage.

Bloc d'onduleur MLI:

$$H_{inv}(s) = \frac{V_{d inv}^*}{V_{d inv}} = \frac{1}{1 + T_a s} \quad (3.21)$$

Où: $T_a = T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}}$ et f_{sw} : est la fréquence de commutation.

Bloc du filtre est une fonction de transfert du filtre simplifié, qui maintient en compte seule les valeurs d'inductances et résistances:

$$H_{filter}(s) = \frac{1}{L_T s + R_T} \quad (3.22)$$

Où : $L_t = L_i + L_g$ et $R_t = R_i + R_g$

Bloc d'échantillonnage:

$$H_{Sampling}(s) = \frac{1}{1 + s * 0.5T_s} \quad (3.23)$$

En utilisant les équations (3.19), (3.20), (3.21), (3.22) et (3.23), la fonction de transfert de la boucle du courant peut être écrite d'une manière simplifiée comme suit:

$$H_{crt BO}(s) = H_{PI}(s) * H_{Contrôle}(s) * H_{inv}(s) * H_{filter}(s) * H_{Sampling}(s) \quad (3.24)$$

$$H_{crt BO}(s) = \frac{K_p + K_I}{s} * \frac{1}{1 + sT_\Sigma} * \frac{K_e}{1 + sT_e} \quad (3.25)$$

Où: $K_e = \frac{1}{R_T}$; $T_e = \frac{L_T}{R_T}$ et $T_\Sigma = T_s + 0.5 * T_s + 0.5 * T_s$

En utilisant le critère du module optimal [52], [53], la relation (3.25) peut être écrite comme suivant:

$$\frac{K_p + K_I}{s} * \frac{1}{1 + sT_\Sigma} * \frac{K_e}{1 + sT_e} = \frac{1}{2sT_\Sigma(1 + sT_\Sigma)} \quad (3.26)$$

Par l'identification, les valeurs des paramètres peuvent être calculées comme suit:

$$K_p = \frac{T_e}{2 K_e T_\Sigma} \quad ; \quad K_I = \frac{K_p}{T_e} \quad (3.27)$$

4.2 Contrôle de la tension du bus continu DC

Le circuit intermédiaire continu de l'onduleur NPC (Figure 3.1) est modélisé comme suit:

$$C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = i_{dc} - i_{inv} \quad (3.28)$$

La puissance échangée entre l'onduleur et le réseau dans le référentiel synchrone (d-q) est:

$$\begin{aligned} P_{dq} &= \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \\ Q_{dq} &= \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) \end{aligned} \quad (3.29)$$

Si les pertes du filtre et du convertisseur sont négligées, la relation de l'équilibre des puissances entre l'entrée continu DC et la sortie alternatif AC [52], est donnée par:

$$P_{dq} = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) = V_{DC} i_{DC} \quad (3.30)$$

Où V_{DC} et i_{DC} sont la tension et le courant de sortie continue DC respectivement.

En supposant que l'axe d est parfaitement aligné avec la tension du réseau $v_q = 0$, la puissance active et réactive seront donc proportionnelle à i_d et i_q respectivement [52]:

$$\begin{cases} P_{dq} = \frac{3}{2} V_d i_d \\ Q_{dq} = -\frac{3}{2} V_d i_q \end{cases} \quad (3.31)$$

A partir des équations (3.29), (3.30) et (3.31), la dynamique de la tension de la liaison à courant continu peut être exprimée par:

$$C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{3}{2} \frac{v_d}{V_{DC}} i_d - i_{inv} \quad (3.32)$$

Le schéma fonctionnel de contrôle de la tension continu DC est représenté sur la Figure 3.18.

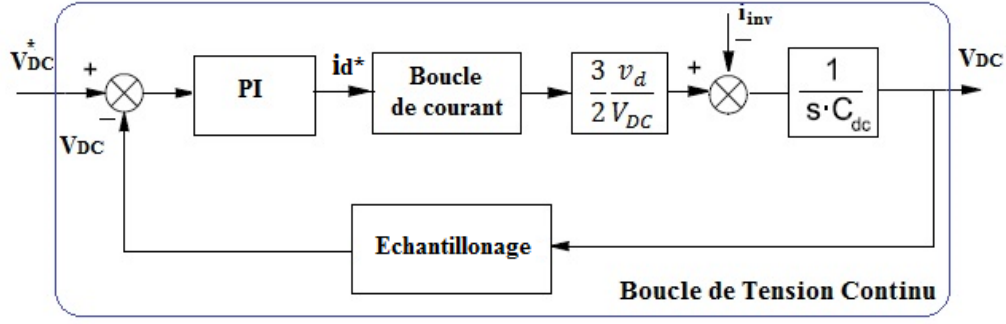


Figure 3. 18: Schéma de boucle de contrôle de la tension continue DC

La fonction de transfert de la boucle fermée de courant peut être écrite comme suit:

$$H_{\text{crt BF}} = \frac{1}{2sT_{\Sigma}(1+sT_{\Sigma})+1} \approx \frac{0.5sT_{\Sigma}+1}{2sT_{\Sigma}+1} \quad (3.33)$$

Alors: $H_{\text{crt BF}} = \frac{0.5sT_{\Sigma}+1}{T_{\text{eq}}s+1}$ où: $T_{\text{eq}} = 2T_{\Sigma}$ (3.34)

L'expression de la fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la tension continu d'une manière simplifiée est la suivante:

$$H_{\text{dc BO}}(s) = K_{P_dc} \left(\frac{1 + T_{i_dc}s}{T_{i_dc}s} \right) * \frac{1}{T_{\text{eq}}s + 1} * \frac{K}{C_{\text{DC}}s} \quad (3.35)$$

Où: $K = \frac{3}{2} \frac{v_d}{V_{\text{DC}}}$

Les valeurs de régulateur PI sont calculées en utilisant la méthode de l'optimum symétrique [53], [54] :

On règle le correcteur de la manière suivante:

On choisit T_{i_dc} dans un rapport $a > 1$ donné par rapport à T_{eq} :

$$T_{i_dc} = a^2 T_{\text{eq}} \quad (3.36)$$

La FTBO s'écrit alors:

$$H_{\text{dc BO}}(s) = \frac{K_{P_dc}K}{a^2 T_{\text{eq}} C_{\text{DC}} s^2} * \frac{1 + a^2 T_{\text{eq}} s}{1 + T_{\text{eq}} s} \quad (3.37)$$

Son gain complexe à la pulsation ω s'écrit :

$$H_{\text{dc BO}}(j\omega^*) = \frac{K_{P_dc}K}{a^2 T_{\text{eq}} C_{\text{DC}} (j\omega)^2} * \frac{1 + ja^2 T_{\text{eq}} \omega}{1 + jT_{\text{eq}} \omega} \quad (3.38)$$

$$H_{\text{dc BO}}(j\omega^*) = \frac{K_P K}{a^2 T_{\text{eq}} C_{\text{DC}} (j\omega)^2} * \frac{1 + a^2 T_{\text{eq}}^2 \omega^2 + jT_{\text{eq}} \omega (a^2 - 1)}{1 + T_{\text{eq}}^2 \omega^2} \quad (3.39)$$

Et son argument est:

$$\arg(H_{dc\ BO}(j\omega^*)) = -\pi + \arctan\left(\frac{T_{eq}\omega(a^2 - 1)}{1 + a^2 T_{eq}^2 \omega^2}\right) \quad (3.40)$$

Sa phase présente un maximum φ_{max} en $\omega^* = \frac{1}{aT_{eq}}$ et on a :

$$H_{dc\ BO}(j\omega^*) = -\frac{K_{P_dc} K T_{eq}}{C_{DC}} * \frac{1 + ja}{1 + j/a} = \frac{ja K_{P_dc} K T_{eq}}{C_{DC}} * \frac{1 + ja}{1 - ja} \quad (3.41)$$

Le gain est :

$$|H_{dc\ BO}(j\omega^*)| = \frac{a K_{P_dc} K T_{eq}}{C_{DC}} \quad (3.42)$$

Et la phase est:

$$\varphi_{max} = \arg(H_{dc\ BO}(j\omega^*)) = -\frac{3\pi}{2} + 2 \arctan(a) \quad (3.43)$$

On règle alors le gain de manière à ce que la marge de phase soit correspondre au maximum de la phase, c'est-à-dire que l'on doit avoir $|H_{dc\ BO}(j\omega^*)| = 1$, d'où :

$$K_{P_dc} = \frac{C_{DC}}{a K T_{eq}} = \frac{2 V_{DC} C_{DC}}{3 a T_{eq} V_d} \quad (3.44)$$

$$T_{i_dc} = a^2 T_{eq} \quad (3.45)$$

La constante a est choisie de manière à assurer une marge de phase égale à: $\Delta\varphi = \varphi_{max} + \pi$.

On a:
$$\Delta\varphi = -\frac{\pi}{2} + 2 \arctan(a) \quad (3.46)$$

D'où:
$$a = \tan\left(\frac{\Delta\varphi}{2} + \frac{\pi}{4}\right) \quad (3.47)$$

4.3 Contrôle de l'équilibrage de la tension du bus continu DC

L'onduleur NPC a un problème inhérent des tensions asymétriques à travers les capacités de sa liaison continue DC, ce problème est dû à la charge/décharge irrégulière des capacités du bus continu DC, et les propriétés non-identiques des capacités de bus DC fourni par le fabricant [55], [56]. Afin de résoudre ce problème, une stratégie de contrôle en boucle fermée est nécessaire, ce qui réduit le contenu harmonique et maintient la stabilité de la tension dans le point neutre. Le régulateur en boucle fermée est basé sur

l'injection du décalage des tensions du bus continu, pour générer la tension de référence à la boucle MLI-ST.

4.3.1 Modèle de la liaison continu DC dans l'onduleur NPC à trois niveaux

Le rapport cyclique est un rapport de la tension de sortie maximale du circuit intermédiaire, il peut être remarqué que la valeur moyenne du courant du point neutre est une fonction de la tension de sortie. Par conséquent:

$$\begin{cases} I_0 = \frac{\hat{V}_a}{V_{dc}} I_a + \frac{\hat{V}_b}{V_{dc}} I_b + \frac{\hat{V}_c}{V_{dc}} I_c \\ I_0 = \frac{\sqrt{2}}{V_{dc}} (V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c) \end{cases} \quad (3.48)$$

Le signal de la tension de référence a été décomposé en composantes positives et négatives et chaque composant peut être représentée en termes de facteur "K", le courant moyen de sortie peut alors être liée au facteur "K" et la puissance de sortie moyenne (P_{avg}) comme suit:

$$I_0 = \frac{(1 - 2K)}{V_{dc}} P_{avg} \quad (3.49)$$

Où: K = variable du contrôle;

V_{dc} = tension du circuit intermédiaire (V);

P_{avg} = puissance moyenne de la sortie d'onduleur (W).

Comme le montre la Figure 3.19, la tension développée aux bornes C_1 et C_2 en raison du courant qui les traverse est v_{c1} et v_{c2} respectivement:

Par conséquent:

$$i_0 = i_{c1} - i_{c2} = C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} - C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} \quad (3.50)$$

En supposant que $C_1 = C_2 = C_{dc}$, I_0 peut être donné comme:

$$i_0 = C_{dc} \frac{d}{dt} (v_{c1} - v_{c2}) \quad (3.51)$$

$$I_0 = \langle i_0 \rangle_T = C_{dc} \frac{d}{dt} \langle \Delta v_{dc} \rangle_T \quad (3.52)$$

Par conséquent:

$$C_{dc} \frac{d}{dt} \langle \Delta v_{dc} \rangle_T = \frac{(1-2K)}{V_{dc}} P_{avg} \quad (3.53)$$

À l'état d'équilibre, la différence de tension entre les deux condensateurs est égal à zéro et donc:

$$\Delta v_{dc} = 0 \Rightarrow K = \frac{1}{2} \quad (3.54)$$

Le modèle linéarisé du petit signal ainsi obtenue est donnée par:

$$C_{dc} \frac{d}{dt} (\Delta \tilde{v}_{dc}) = \frac{-2P_{avg}}{V_{dc}} \tilde{K} \quad (3.55)$$

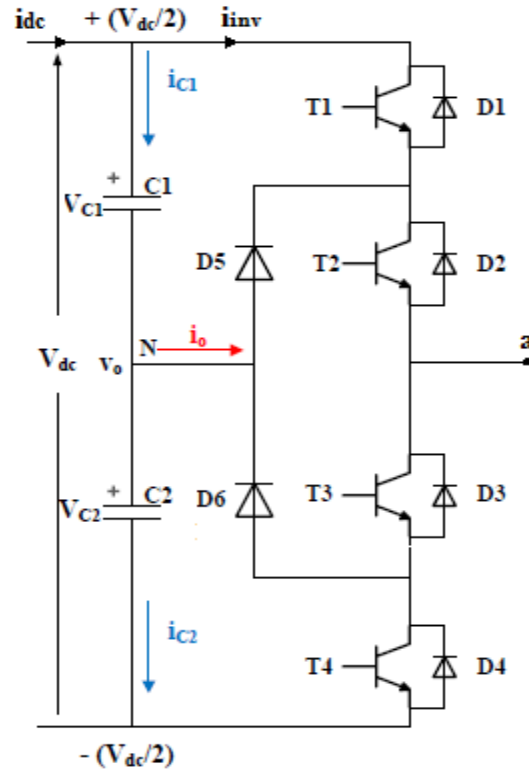


Figure 3. 19: Liaison DC d'onduleur Neutral Point Clamped NPC à trois niveaux

En utilisant la transformée de Laplace de l'équation (3.55), la réponse dynamique $\Delta \tilde{v}_{dc}$ liée au variable du contrôle $\tilde{K}$ est devenue donc:

$$\frac{\Delta \tilde{v}_{dc}(s)}{\tilde{K}(s)} = -\frac{2P_{avg}}{V_{dc}C_{dc}s} \quad (3.56)$$

4.3.2 Conception du contrôle de déviation de la tension du point neutre

Le contrôle en boucle fermée de la tension du point neutre est représenté sur la Figure 3.20.

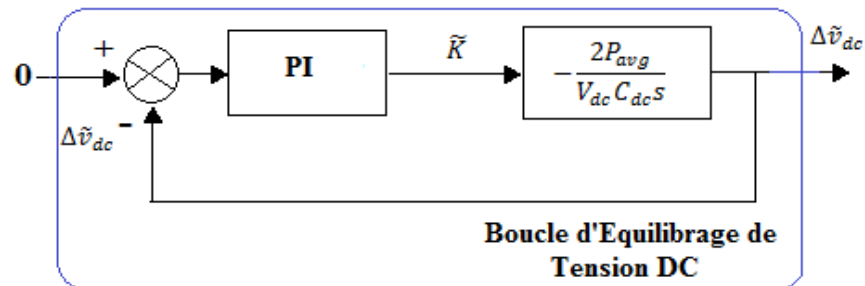


Figure 3. 20: Boucle fermée de contrôle de la tension du point neutre

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par:

$$H_{PI}(s) = K_p \frac{T_i s + 1}{T_i s} \quad (3.57)$$

La fonction de transfert de modèle NPC peut être donnée comme:

$$H_{NPC}(s) = -\frac{2P_{avg}}{V_{dc}C_{dc}s} \quad (3.58)$$

La FTBO s'écrit alors :

$$H_{BO}(s) = K_p \left(\frac{T_i s + 1}{T_i s} \right) * \frac{K}{C_{dc}s} \quad (3.59)$$

Avec : $K = -\frac{2P_{avg}}{V_{dc}}$

La fonction de transfert en boucle fermée pour la liaison DC dans un onduleur à trois niveaux peut être donnée comme:

$$H_{BF}(s) = \frac{K_p K}{T_i C_{dc}} \left(\frac{T_i s + 1}{s^2 + \frac{K_p K}{C_{dc}}s + \frac{K_p K}{T_i C_{dc}}} \right) \quad \text{Où: } K = -\frac{2P_{avg}}{V_{dc}} \quad (3.60)$$

Par identification de l'équation (3.60) avec la fonction de transfert de second ordre donne:

$$H_{BF}(s) = \frac{K_p K}{T_i C_{dc}} \left(\frac{T_i s + 1}{s^2 + \frac{K_p K}{C_{dc}}s + \frac{K_p K}{T_i C_{dc}}} \right) = \frac{2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (3.61)$$

Les paramètres de réglage du dispositif de contrôle de l'équilibrage de la tension de bus continu sont les suivantes:

$$\begin{cases} K_p = \frac{2\xi\omega_0 C_{dc}}{K} \\ T_i = \frac{K_p K}{C_{dc}\omega_0^2} \end{cases} \quad (3.62)$$

Avec: $\omega_0 = \frac{4.6}{\xi * T_{Set}}$

5. Résultats de Simulation du contrôle du système de convertisseur côté réseau

Sur la base de la conception ci-dessus, la simulation du système de convertisseur côté réseau est effectuée pour valider la robustesse de la commande développée pour l'onduleur NPC à trois niveaux connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre LCL. Il a été simulé pendant 0,2 secondes avec une période d'échantillonnage de $5\mu s$. Où la puissance nominale du système est 7MW, la tension de phase est 1380V, la fréquence de commutation est 2KHz et la fréquence fondamentale est 50Hz.

5.1 Formes d'onde des sorties de l'onduleur NPC : puissance active /réactive

La Figure 3.21 présente les variations des puissances active / réactive mesurées avec celles de références tandis que la Figure 3.22 montre la tension du bus continu DC.

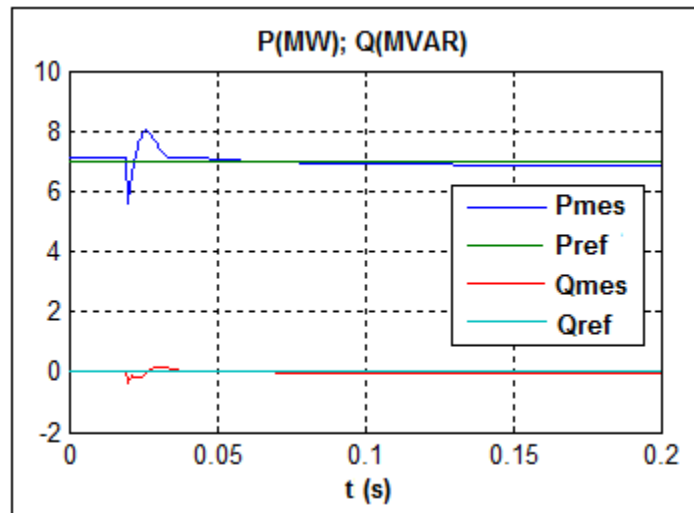


Figure 3. 21: Puissances actives / réactives demandées et mesurées

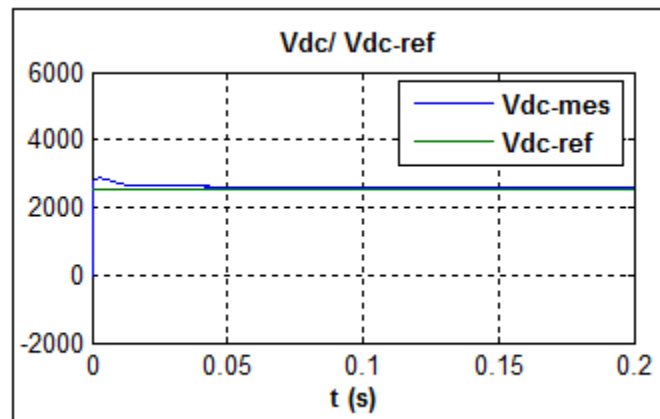


Figure 3. 22: Tension V_{dc} du circuit intermédiaire continue

A l'instant initial, il y a une faible variation de la tension continue. En conséquence, il existe de petites perturbations dans la Figure 3.21, mais cet état transitoire a un temps très limité et un dépassement minimum. Toutefois, dans le regime permanent les puissances active/réactive mesurées suivent de près ce que demandées par le réseau.

Ces résultats de simulation montre clairement que le convertisseur côté réseau est bien contrôlé, tout en remplissant toutes les conditions nécessaires à savoir; injecter uniquement la puissance active au réseau.

5.2 Formes d'onde des sorties de l'onduleur NPC : tension/courant

La Figure 3.23 représente le courant de ligne et la tension de phase (a) côté du réseau.

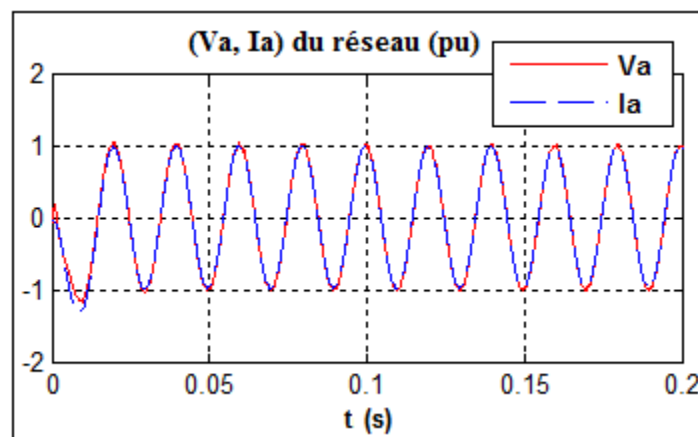


Figure 3. 23: Courant de ligne I_a et tension V_a côté du réseau

Comme le montre la Figure (3.23), le courant de ligne est en phase avec la tension du réseau quand la puissance réactive est nulle.

Conclusion

Dans ce chapitre, une étude complète et exhaustive a été explorée dans la conception et l'analyse des performances du contrôle côté réseau pour une puissance de plusieurs mégawatts d'une source d'énergie hydraulique.

Le chapitre suivant sera consacré à l'autre partie du contrôle côté générateur, des modèles mathématiques détaillés et des simulations seront évaluées afin de prélever la pleine puissance de la chaîne de conversion hydraulique à débit d'eau fixe.

Chapitre IV

Contrôle Côté Générateur de la Chaine de Conversion Hydrolienne Adoptée

Introduction

Ce chapitre se concentre sur le fonctionnement et le contrôle côté générateur afin d'extraire la pleine puissance de la turbine hydraulique à débit d'eau fixe.

Un modèle descriptif de chaque composant sera présenté et le nouvel algorithme de contrôle conçu est bien détaillé. La performance dynamique et l'efficacité de la stratégie de contrôle proposées sont certifiées par des simulations numériques.

1. Modélisation du système

L'architecture proposée du système entier est composée d'une petite turbine hydraulique de type Kaplan, d'un générateur synchrone à aimants permanents multipolaire MP-GSAP, d'un redresseur à diodes AC/DC suivi d'un hacheur survolteur DC/DC et d'un onduleur NPC à trois niveaux avec son filtre (Figure 4.1). Le système peut alimenter une charge isolée, un réseau électrique ou les deux en parallèle.

1.1 Modélisation de la turbine hydraulique

L'hydroélectricité proposée est une turbomachine à réaction de base bien adaptée pour des débits d'eau faibles et élevés. Cette turbine hydraulique est du type Kaplan. Pour le modèle de turbine, l'expression de la puissance hydraulique P_H en fonction du débit d'eau Q et des paramètres de la turbine est [17], [19], [57-59]:

$$P_H = \rho * g * H * Q \quad (4.1)$$

Avec : ρ est la densité spécifique de l'eau (1000 kg/m^3);

g est l'accélération due à la gravité ($9,8 \text{ m/s}^2$);

H est la hauteur de chute d'eau (m);

Q est le débit d'eau (m^3/s).

$$\text{Avec: } \lambda_i = \left[\frac{1}{\lambda + 0.089} - 0.0035 \right]^{-1}$$

1.2 Modèle du générateur synchrone à aimant permanent GSAP

Le modèle du générateur synchrone est exprimé dans le référentiel synchrone de Park (d, q), où l'axe d tourne dans le sens du champ magnétique. Les équations des tensions du GSAP sont données par [60], [61]:

$$\begin{cases} V_d = -R_s i_d - L_d \frac{di_d}{dt} + \omega L_q i_q \\ V_q = -R_s i_q - L_q \frac{di_q}{dt} - \omega L_d i_d + \omega \varphi \end{cases} \quad (4.5)$$

Où: V_d et V_q sont les tensions de la machine à deux axes d et q;

i_d et i_q sont les courants de la machine à deux axes d et q;

R_s est la résistance du stator;

ω est la fréquence angulaire électrique;

L_d , L_q sont l'inductance de l'axe directe d et en quadrature q;

φ est l'amplitude de flux établie par l'aimant permanent.

L'expression du couple électromagnétique dans le rotor s'écrit:

$$T_e = \frac{3}{2} * p * [(L_d - L_q) * i_d * i_q - \varphi * i_q] \quad (4.6)$$

Avec: p est le nombre des paires de pôles.

1.3 Redresseur triphasé à diode non-contrôlé

Le redresseur non-contrôlé est la topologie la plus simple, moins cher et robuste, utilisée dans les applications électroniques de puissance. L'inconvénient de ce redresseur de diodes est d'être unidirectionnel mais convenable dans notre cas. Le générateur est connecté au convertisseur hacheur survolteur avec le circuit redresseur. L'alimentation en courant alternatif délivrée par le générateur est convertie en courant continu par l'intermédiaire de circuits redresseurs à pont de diodes [62-64]. La valeur moyenne de la tension continue et du courant du redresseur à diodes triphasées (voir Figure 4.2) sont les suivants:

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} * V_{LL}; \quad i_{dc} = \frac{\pi}{\sqrt{6}} * i_g \quad (4.7)$$

$$\text{Où: } i_g = i_{nom} = \frac{S_{nom}}{\sqrt{3} * V_{nom}}$$

Avec: (V_{dc}, i_{dc}) sont la tension et le courant de sortie DC respectivement du redresseur;

V_{LL} est la valeur efficace de la tension composée du générateur;

i_g est le courant du générateur;

S_{nom} est la puissance apparente;

(V_{nom}, i_{nom}) sont la tension et le courant nominale.

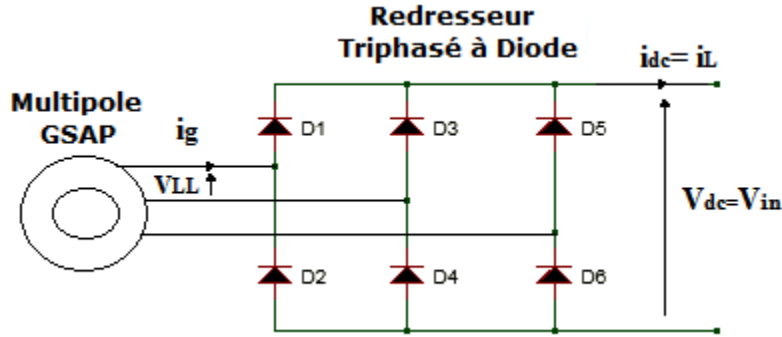


Figure 4. 2: MP-GSAP connecté au circuit redresseur triphasé à diodes

1.4 Description du système de conversion DC / DC

La tension et le courant de sortie du redresseur triphasé à diodes ont des formes d'ondes non régulées et fluctuent avec la puissance désirée et injectée dans le réseau. Afin de les contrôler, la tension continue sera régulée en faisant varier les commutateurs de l'onduleur NPC [65] et le courant continu sera régulé en contrôlant le commutateur du hacheur survolteur DC / DC.

1.4.1 Conception des paramètres du hacheur survolteur

Le côté primaire de convertisseur survolteur est connecté au redresseur avec une inductance L_{in} et son côté secondaire est connecté à l'onduleur NPC via un condensateur C_{out} (Figure 4.3).

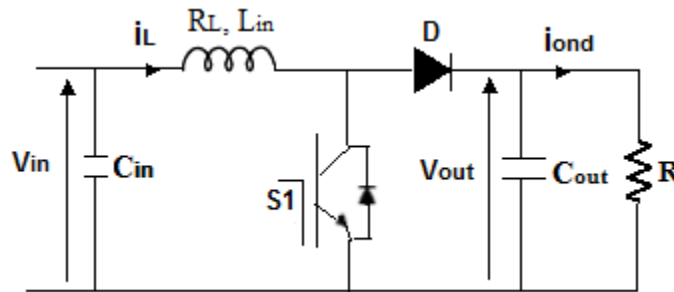


Figure 4. 3: Convertisseur survolteur DC / DC

Les deux paramètres L_{in} et C_{out} devraient être bien conçus pour que les ondulations de la tension de sortie soient faibles même si le courant d'entrée varie fortement. Par conséquent, les valeurs de

paramètres de L_{in} et C_{out} pour des ondulations de tension et courant de sortie désirées sont les suivantes [66]:

$$L_{in} \geq \frac{V_{in}(1-d)}{f_{sw}\Delta I_{in}} ; C_{out} \geq \frac{I_{out}(1-d)}{f_{sw}\Delta V_{out}} \quad (4.8)$$

Où: ΔI_{in} , ΔV_{out} sont des ondulations de tension et de courant respectivement

$$\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} \leq 5\% \quad \text{et} \quad \frac{\Delta I_{in}}{I_{in}} \leq 10\% ;$$

V_{out} , I_{in} sont la tension de sortie et le courant d'entrée respectivement;

d = rapport cyclique;

f_{sw} = fréquence de commutation du convertisseur.

1.4.2 Fonction de transfert du hacheur survolteur

Le convertisseur hacheur survolteur représenté sur la Figure 4.3 peut fonctionner dans deux modes de commutation:

Mode 1: L'interrupteur S_1 est sur ON, implique que le courant d'inductance augmente et que la charge stockée dans les condensateurs C_{out} fournit du courant à la sortie comme indiqué sur la Figure 4.4.

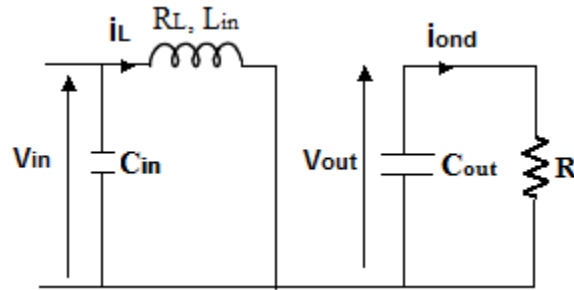


Figure 4. 4: Schéma équivalent du mode 1

Les équations correspondant à ce mode sont:

$$\begin{cases} L_{in} \frac{di_L}{dt} = V_{in} - R_L i_L \\ C_{out} \frac{dV_{out}}{dt} = -i_{ond} \end{cases} \quad (4.9)$$

Mode 2: l'interrupteur S_1 est sur OFF, implique que l'entrée délivre de l'énergie au condensateur C_{out} .

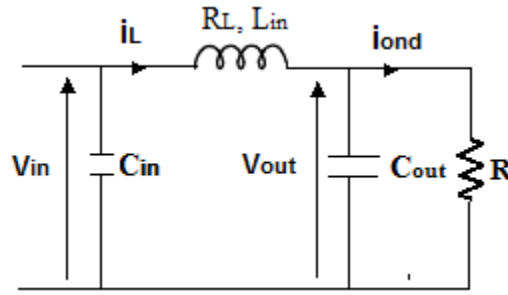


Figure 4. 5: Schéma équivalent du mode 2

Les équations correspondant à ce mode sont :

$$\begin{cases} L_{in} \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_{out} - R_L i_L \\ C_{out} \frac{dV_{out}}{dt} = i_L - i_{ond} \end{cases} \quad (4.10)$$

A partir de ces équations, on peut déduire les équations d'état sur un cycle de commutation:

$$\begin{cases} L_{in} \frac{di_L}{dt} = V_{in} - (1-d)V_{out} - R_L i_L \\ C_{out} \frac{dV_{out}}{dt} = (1-d)i_L - i_{ond} \end{cases} \quad (4.11)$$

Avec: $d = 1$ lorsque S_1 est sur ON et $d = 0$ lorsque S_1 est sur OFF.

Pour illustrer et séparer les deux régimes permanent DC et transitoire AC du fonctionnement du hacheur survolteur, une perturbation dans les variables d'entrée et sortie du convertisseur est introduite telle que:

$$i_L = I_L + \hat{i}_L; v_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in}; d = D + \hat{d}; i_{ond} = I_{ond} + \hat{i}_{ond}; v_{out} = V_{out} + \hat{v}_{out}$$

Par conséquent, l'équation (4.11) devient comme suit:

$$\begin{cases} L_{in} \frac{d(I_L + \hat{i}_L)}{dt} = (V_{in} + \hat{v}_{in}) - (1 - D - \hat{d})(V_{out} + \hat{v}_{out}) - R_L (I_L + \hat{i}_L) \\ C_{out} \frac{d(V_{out} + \hat{v}_{out})}{dt} = (1 - D - \hat{d})(I_L + \hat{i}_L) - (I_{ond} + \hat{i}_{ond}) \end{cases} \quad (4.12)$$

Égalisons les quantités du courant alternatif et du courant continu en négligeant les quantités de second ordre AC, les équations deviennent:

$$\begin{cases} L_{in} \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \hat{v}_{in} - (1 - D)\hat{v}_{out} + V_{out}\hat{d} - R_L \hat{i}_L \\ C_{out} \frac{d\hat{v}_{out}}{dt} = (1 - D)\hat{i}_L + I_L \hat{d} - \hat{i}_{ond} \end{cases} \quad (4.13)$$

Application de la transformation de Laplace, le modèle matriciel de petite variation avec arrangement en séquence symétrique est donné par:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L(s) \\ \hat{v}_{out}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sL_{in} + R_L & 1-D \\ 1-D & -sC_{out} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{out} \\ I_L \end{bmatrix} \hat{d}(s) + \begin{bmatrix} sL_{in} + R_L & 1-D \\ 1-D & -sC_{out} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{in}(s) + \begin{bmatrix} sL_{in} + R_L & 1-D \\ 1-D & -sC_{out} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} * \hat{i}_{ond}(s) \quad (4.14)$$

Par conséquent, la fonction de transfert qui exprime le courant d'entrée $\hat{i}_L(s)$ en fonction du contrôle $\hat{d}(s)$, est comme suit :

$$H(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{C_{out}V_{out}s + (1-D)I_L}{L_{in}C_{out}s^2 + R_LC_{out}s + (1-D)^2} \quad (4.15)$$

2. Stratégie du contrôle proposée

Dans notre stratégie, la puissance demandée par le réseau est supposée maximale, donc la tension continue de référence doit avoir une valeur fixe. Le modèle de commande électrique reçoit la tension continue, le courant actif / réactif et les valeurs de vitesse mesurées en tant que références et génère les impulsions pour le hacheur survolteur et l'onduleur NPC (Figure 4.6).

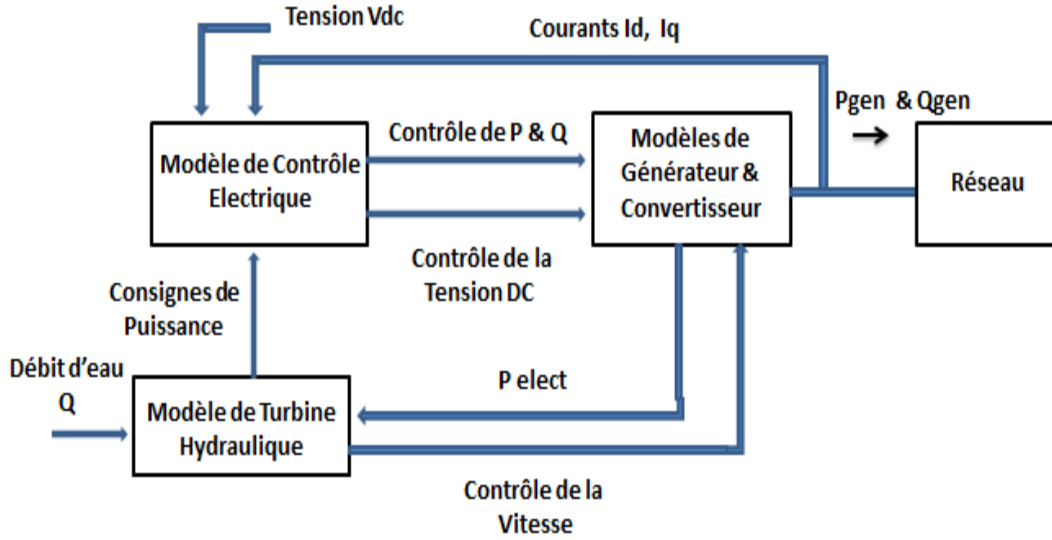


Figure 4. 6: Schéma général de la stratégie du contrôle

La stratégie du contrôle du générateur, qui est l'objet de ce chapitre, est faite avec les deux boucles suivantes (Figure 4.7):

- Mesurer la vitesse du générateur Ω_{mes} et la comparer avec la vitesse de référence Ω_{ref} qui correspond à la pleine puissance de référence. C'est la boucle de régulation externe de la vitesse qui fournit le courant continu de référence à la boucle de contrôle du courant interne.

- Mesurer le courant d'entrée continu du convertisseur hacheur survolteur et le comparer avec sa référence, l'erreur est utilisée pour faire varier le rapport cyclique du hacheur survolteur pour réguler le courant de sortie du redresseur et indirectement le couple du générateur.

2.1 Conception des deux boucles de contrôle

La puissance de référence de toute l'installation impose une vitesse de référence Ω_{ref} d'entraînement du groupe de turbine plus machine. La référence est comparée à la vitesse mesurée Ω_{mes} au rotor. Le rapport cyclique d ajuste le courant sortant du redresseur et donc le couple machine, ce dernier est lié avec la vitesse mesurée par l'équation suivante (Figure 4.7) :

$$T_e - T_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f * \Omega \quad (4.16)$$

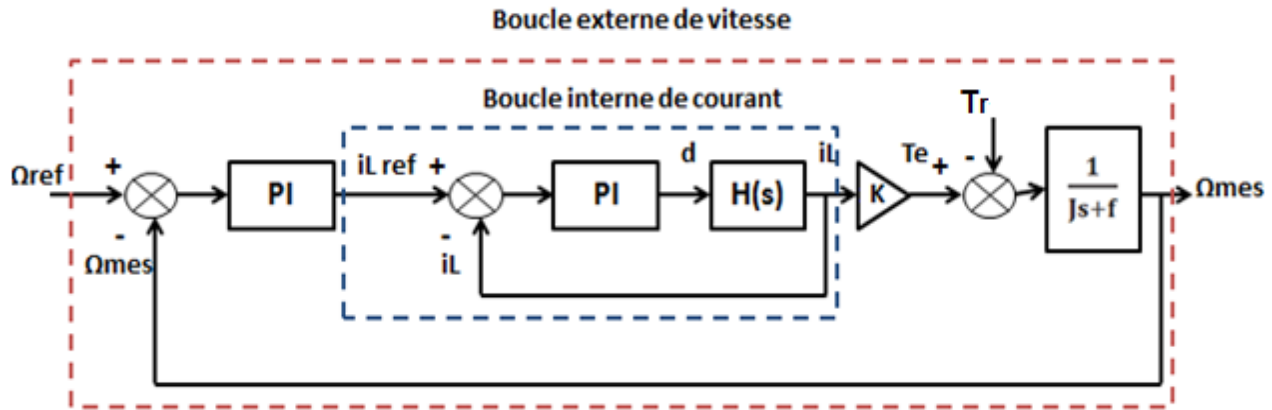


Figure 4. 7: Boucles de régulation externe de la vitesse et interne du courant

Pour le bon fonctionnement du convertisseur, la boucle interne du courant doit être quasiment contrôlée pour rester constante, ce qui nécessite que les bandes passantes des boucles de vitesse et du courant soient éloignées l'une à l'autre de telle façon que la boucle de vitesse soit très lente et la boucle de courant soit plus rapide. Cela peut faciliter également la conception des régulateurs.

2.1.1 Boucle interne du contrôle du courant

La fonction de transfert du courant $H(s)$ obtenue ci-dessus avec des valeurs des paramètres est donnée comme suit:

$$H(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{57.5s + 5.08 \cdot 10^3}{(1.2 \cdot 10^{-5})s^2 + (5 \cdot 10^{-5})s + 0.455} \quad (4.17)$$

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert $H(s)$ est représenté sur la Figure 4.8.

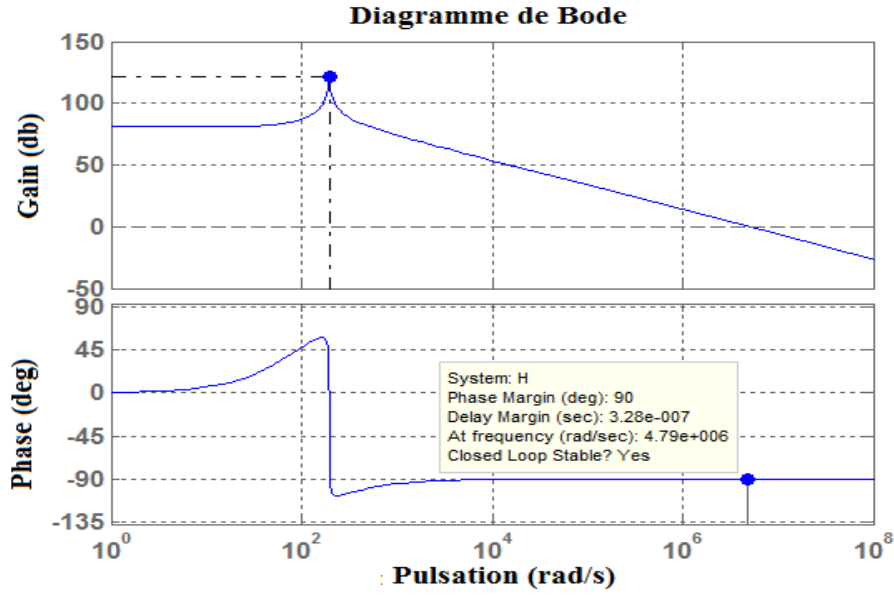


Figure 4. 8: Diagramme de Bode de la fonction de transfert $H(s)$

Le diagramme de Bode de $H(s)$ (Figure 4.8) montre que la marge de phase (PM) égale à 90° est obtenue à la fréquence de commutation $\omega_c = 5 \text{ Mrad/s}$. Le régulateur PI est conçu pour augmenter le gain en basse fréquence et réduire l'erreur en régime permanent entre les courants d'inductance désirés et réels tout en maintenant une marge de phase (PM) positive à la fréquence de coupure sélectionnée.

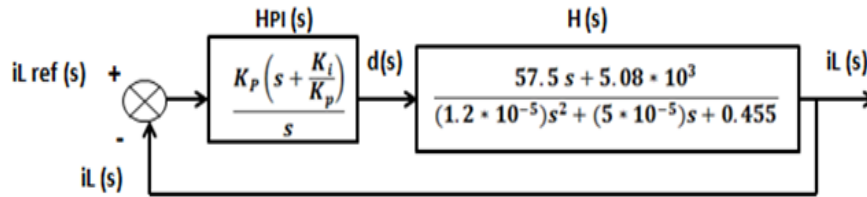


Figure 4. 9: Design de boucle de contrôle interne du courant

La fonction de transfert en boucle ouverte du courant est donnée par: $H_{OL1}(s) = H_{PI}(s) * H(s)$

$$H_{OL1}(s) = \frac{4.8 * 10^6 * K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) * (s + 88.35)}{s(s^2 + 4.17s + 37.9 * 10^3)} \quad (4.18)$$

La marge de phase doit être égale 60° à la fréquence de coupure $\omega_c = 50 \text{ Krad}$.

Condition de gain: à la fréquence de coupure, le module du gain du FTBO du système est égale à l'unité ($|H_{OL2}(j\omega_c)| = 1$):

$$K_p^2 \left(2.52 * 10^9 + \left| \frac{K_i}{K_p} \right|^2 \right) = 0.275 * 10^6 \quad (4.19)$$

Condition de phase: à la fréquence de coupure, l'angle de phase de la boucle:
 $\arg(H_{OL1}(j\omega_c)) = PM - 180^\circ = -120^\circ$

Par conséquent:
$$\frac{K_i}{K_p} = 0.289 * 10^5 \quad (4.20)$$

A partir des équations (4.19) et (4.20), on peut obtenir les valeurs des paramètres K_p et K_i ;

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert ci-dessous est représenté sur la Figure 4.10:

$$H_{OL1}(s) = \frac{49.92 * 10^3 (s + 0.289 * 10^5) * (s + 88.35)}{s(s^2 + 4.17s + 37.9 * 10^3)} \quad (4.21)$$

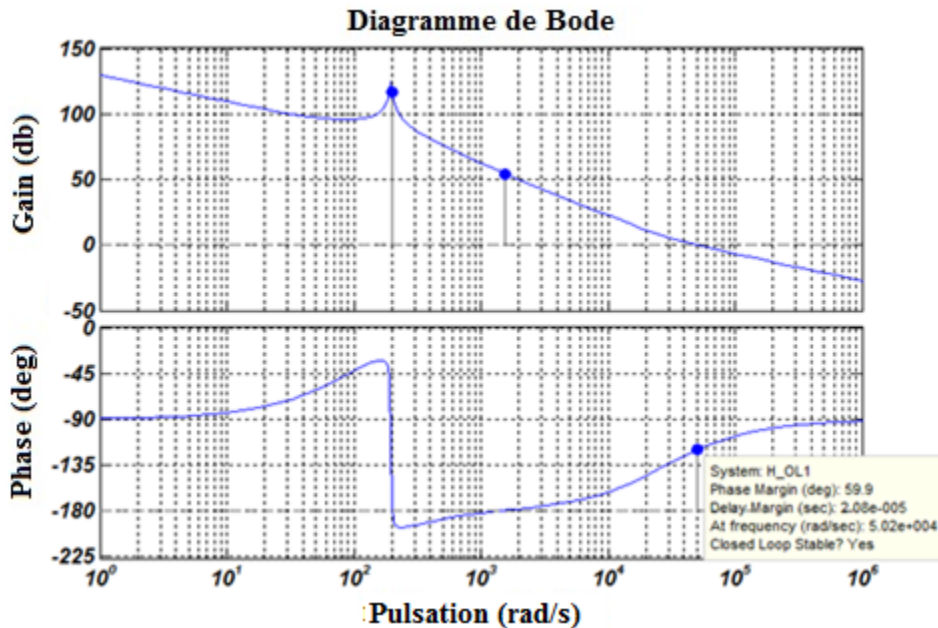


Figure 4. 10: Diagramme de Bode de la fonction de transfert de boucle ouverte du courant

La Figure 4.10 montre que le gain de basse fréquence a été augmenté avec succès et qu'une MP positive a également été maintenue à la fréquence de coupure sélectionnée ($PM = 60^\circ$). Ainsi, la dynamique du système est devenue plus stable.

2.1.2 Boucle externe du contrôle de vitesse

La boucle de régulation de vitesse externe génère le courant de référence de l'inductance i_{Lref} pour la boucle interne de contrôle du courant comme le montre la Figure 4.11. La rapidité de boucle de courant

peut corriger vite les erreurs. Pour cette raison, dans la conception de boucle de vitesse, la dynamique de boucle interne de courant peut être négligée. Sa fonction de transfert n'est pas incluse dans la conception de la boucle de vitesse.

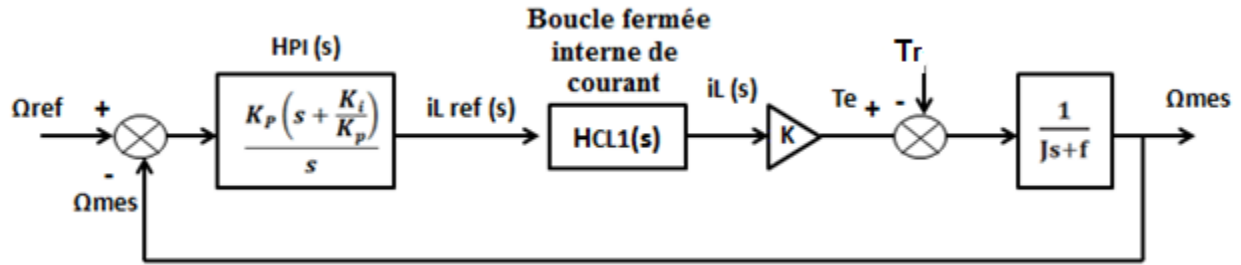


Figure 4. 11: Design de boucle de contrôle externe de vitesse

La fonction de transfert de la boucle de vitesse $H_\omega(s)$ avec les valeurs des paramètres est donnée comme suit:

$$H_\omega(s) = K * \frac{1}{js + f} \quad (4.22)$$

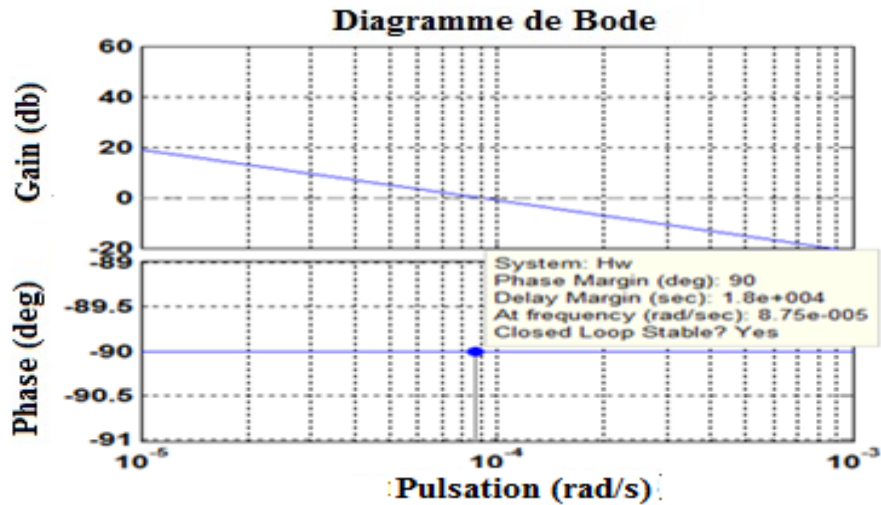


Figure 4. 12: Diagramme de Bode de la fonction de transfert $H_w(s)$

Le diagramme de Bode de $H_\omega(s)$ montre que la marge de phase PM est égale à 90° obtenue à la fréquence de coupure $\omega_c = 8,75 \cdot 10^{-5} \text{ rad/s}$ (voir figure ci-dessus). Le régulateur PI est conçu pour augmenter le gain en basse fréquence tout en maintenant un PM minimum de 60° à la fréquence de coupure $\omega_c = 8,75 \cdot 10^{-6} \text{ rad/s}$. La fonction de transfert en boucle ouverte de la vitesse est donnée par:

$$H_{OL2}(s) = H_{PI}(s) * H_\omega(s) \quad (4.23)$$

$$H_{OL2}(s) = \frac{8.75 \cdot 10^{-5} * K_p * \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{s^2} \quad (4.24)$$

Condition de gain: à la fréquence de coupure, le module du gain du FTBO du système est égale à l'unité ($|H_{OL2}(j\omega_c)| = 1$):

$$K_p^2 * \left(7.744 * 10^{-11} + \left| \frac{K_i}{K_p} \right|^2 \right) = 7.837 * 10^{-13} \quad (4.25)$$

Condition de phase: à la fréquence de coupure, l'angle de phase de la boucle:

$$\arg(H_{OL2}(j\omega_c)) = \arg \left(\frac{8.75 * 10^{-5} * K_p * \left(j\omega_c + \frac{K_i}{K_p} \right)}{(j\omega_c)^2} \right) \quad (4.26)$$

A partir des équations (4.25) et (4.26), on peut obtenir les valeurs des paramètres K_p et K_i :

$$K_p = 0.087; K_i = 4.425 * 10^{-7} \quad (4.27)$$

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert ci-dessus est représenté sur la Figure 4.13:

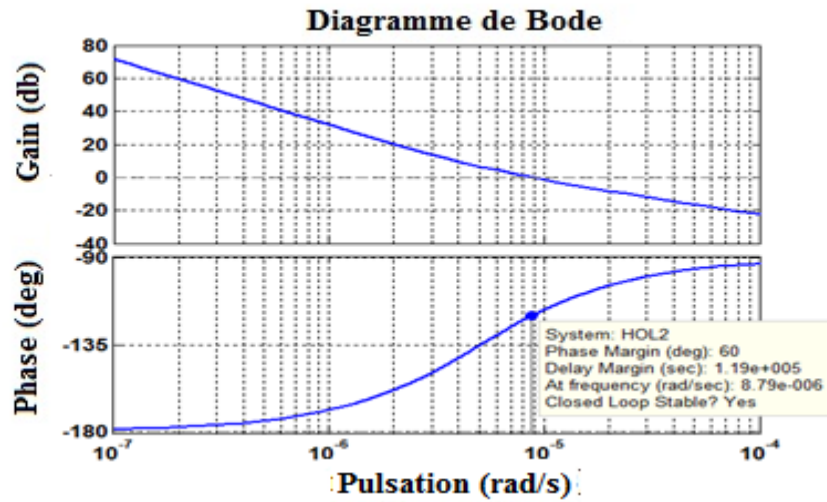


Figure 4. 13: Diagramme de Bode de la fonction de transfert de vitesse à boucle ouverte

La Figure 4.13 démontre que le gain en basse fréquence a été effectivement augmenté et que la valeur positive de marge de phase a été parfaitement maintenue à la fréquence de coupure choisie ($PM = 60^\circ$). De ce fait, la dynamique du système est devenue plus stable.

3. Résultats de Simulation

Afin d'étudier la performance dynamique, l'efficacité des modèles proposés et l'algorithme de contrôle de la chaîne de conversion hydraulique de puissance 7.5 MW connectée au réseau, des simulations numériques ont été réalisées. Le temps d'échantillonnage utilisé pour la simulation est de 2 μ s. La

stratégie de contrôle du convertisseur DC/DC est utilisée pour maintenir la vitesse à 1.48 pu correspondant à la pleine puissance extraite de la turbine hydraulique. La puissance réactive produite par le système est régulée à 0Mvar. (N.B : ‘pu’ est l’abréviation de ‘per unit’, spécifie la proportion de la grandeur nominal)

3.1 Réponse du système en régime transitoire

La Figure 4.14 illustre la réponse du système pour un débit d'eau constant Q égal à $71 \text{ m}^3/\text{s}$ correspondant à 7.5 MW de puissance produite. Le temps d'arrêt de simulation est ajusté à 10s et le mode de simulation est en accélérateur afin d'atteindre le régime permanent du système.

Après un temps de traitement rapide de régime transitoire, la chaine hydraulique produit une puissance de 7.5 MW qui suit convenablement la puissance demandée comme le montre la Figure 4.14 (a). La tension de la liaison continu DC est contrôlée à 1150V et la puissance réactive est maintenue à 0MVAR comme le montrent les Figures 4.14 (b) et (c).

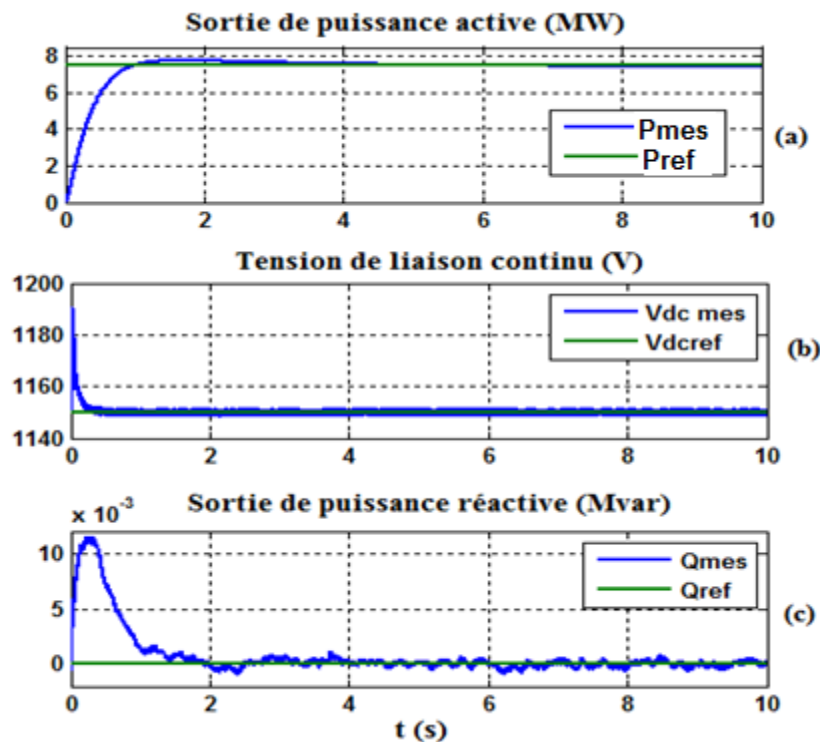


Figure 4. 14: Réponse dynamique du système avant d'atteindre le régime permanent

A partir de ces résultats, il est remarqué que la stratégie de contrôle du système arrive bien à réguler la tension de liaison DC et la puissance active/réactive à leurs points de consignes (1150 V, 7.5 MW,

0MVAR). Ainsi que, le système retrouve son régime permanent après un court temps et avec un dépassement trop faible.

3.2 Réponse du système en régime permanent

Dans cette partie, nous allons examiner le processus du système de conversion d'énergie hydraulique après avoir atteint l'état d'équilibre ou le régime permanent (Figure 4.15).

Le modèle de simulation est configuré de sorte qu'il démarre en régime permanent pour éviter le temps de retard de la partie électromécanique du modèle de turbine hydraulique et le temps d'action des régulateurs qu'ils nécessite d'attendre environ 2s comme vu dans la Figure 4.14. Dans ce cas, le temps d'arrêt de la simulation a été modifié à 0.2s et le mode de simulation est passé de l'accélérateur à la normale comme le montre la Figure 4.15.

Selon la Figure 4.15, il est clair que la puissance active est maintenue à sa valeur constante maximale, la puissance réactive échangée entre le système et le réseau reste nulle et la tension dans le circuit intermédiaire DC maintient sa valeur constante.

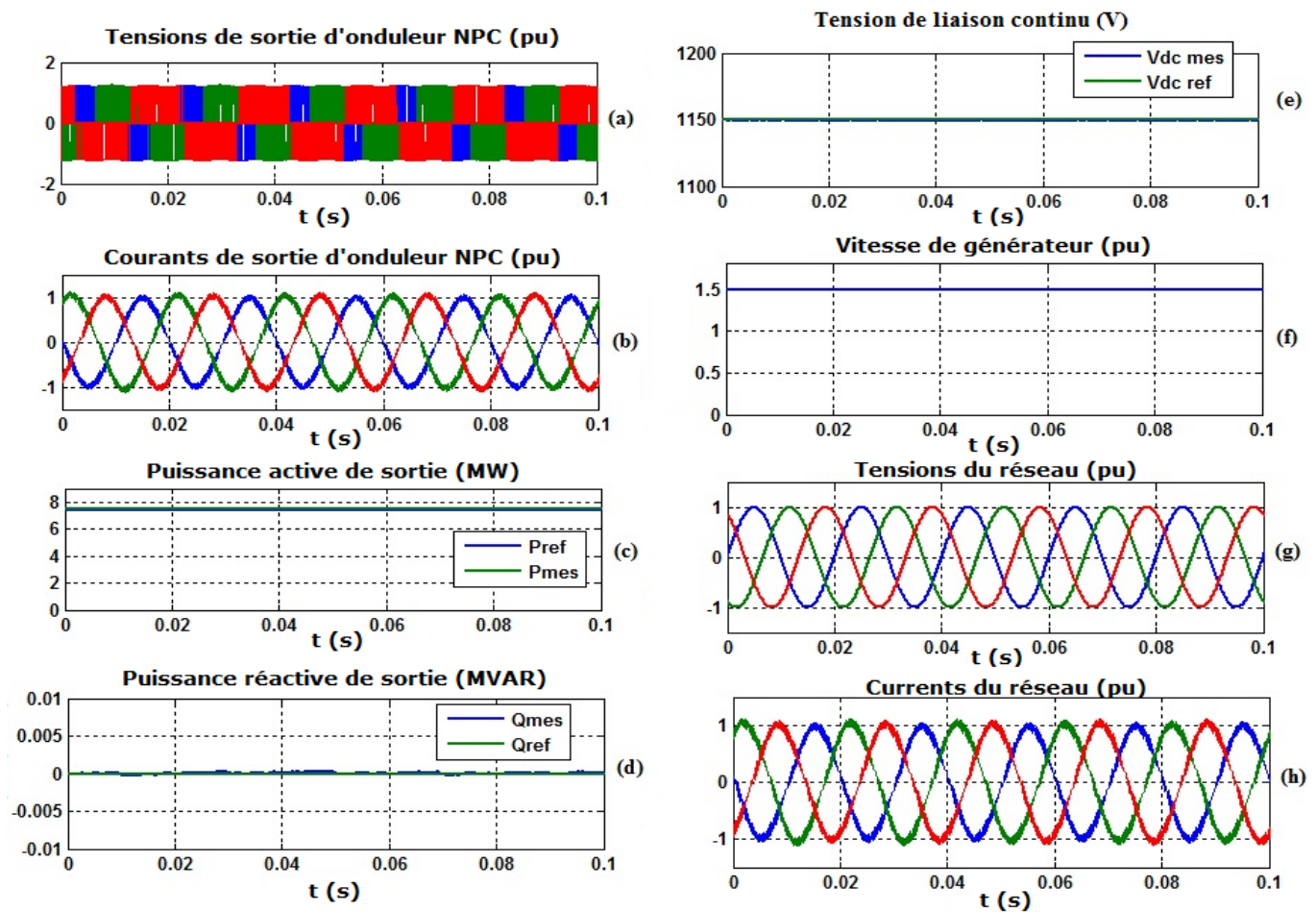


Figure 4. 15: Réponse du système dans le régime permanent

Les formes d'onde des tensions et courants au point de couplage sont parfaitement symétriques et bien filtrées. Donc, la stratégie de contrôle s'avère être précise dans la production de la pleine puissance extraite de la chaîne hydraulique, conçu avec un convenable rapport cyclique lié à la perturbation du courant d'inducteur dans le hacheur survolteur. De plus, les régulateurs fonctionnent très bien et montrent de très bonnes performances dans les deux régimes transitoire et permanent.

3.3 Réponse du système à une chute de tension au réseau

Dans cette partie, nous examinerons le processus en régime permanent du système et sa réponse dynamique à une chute de tension suite à un défaut au réseau. Une chute de tension de 1pu à 0.75pu est programmée pour se produire à l'instant $t = 0.01s$, puis la tension revient à la pleine amplitude à $t=0.075s$. La Figure 4.16 montre que le modèle de simulation de la chaîne hydraulique démarre en régime permanent et produit une puissance active de 7.5 MW. La vitesse de la turbine hydraulique est de 1.48pu correspondant à la vitesse de référence de générateur synchrone. La tension continue est régulée à 1150 V et la puissance réactive est maintenue à 0MVAR.

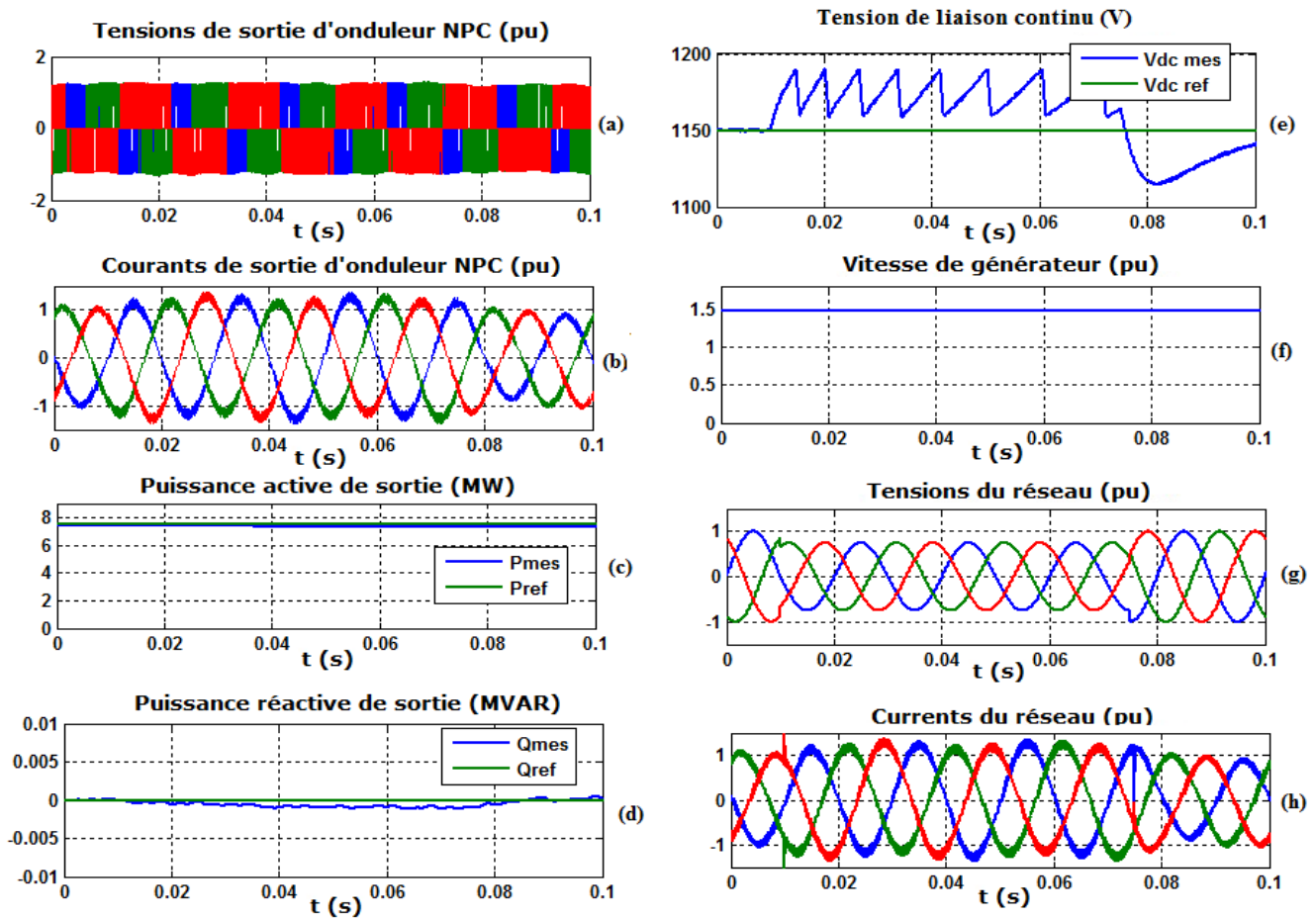


Figure 4. 16: Réponse du système à une chute de tension sur le réseau

A $t = 0,01s$, l'amplitude de la tension du réseau chute de manière inattendue à une valeur de $0,75pu$, ce qui provoque des fluctuations des formes d'ondes des signaux de la tension continu et de la puissance de sortie de la chaîne hydraulique. Ces variations sont dues à la stratégie de contrôle qui tente de réguler ces grandeurs à leurs points de consigne (1150 V , 7.5 MW , 0MVAR). Après l'élimination de défaut, le système se récupère rapidement ce qui prouve l'efficacité de l'algorithme de contrôle face à une instabilité temporaire.

Conclusion

La stratégie de contrôle côté générateur est appliquée pour extraire la pleine puissance de la sortie de l'alternateur. La modélisation et le contrôle du redresseur triphasé à diode AC/DC plus le hacheur survolteur DC/DC connecté au générateur synchrone à aimants permanents multipolaires MP-GSAP ont été étudiés dans ce chapitre. La stratégie de contrôle côté générateur consiste en deux boucles en cascade, une boucle interne rapide du courant continu d'inducteur de hacheur. Une deuxième boucle externe de vitesse qui contrôle la vitesse du générateur pour bien équilibrer le flux de puissance injectée au réseau. La puissance réactive générée par toute l'installation est ajustée à zéro pour que le facteur de puissance unitaire soit maintenu. Les résultats de la simulation montrent que la stratégie de contrôle suggérée et la modélisation de la chaîne fonctionnent de manière satisfaisante.

Chapitre V

Optimisation de Performance de la Chaine de Conversion Hydrolienne Adoptée

Introduction

Les onduleurs trois niveaux ont prouvé leur efficacité dans la chaîne de conversion hydraulique de grande puissance [72-76]. Leur utilisation permet, d'améliorer les performances de la chaîne, de réduire les contraintes sur les composants et d'augmenter ainsi leur durée de vie [75]. Dans la même optique et en visant l'amélioration de la chaîne entière, l'emploi d'un hacheur trois niveaux est proposé dans ce chapitre. Le changement de la topologie du hacheur impose, évidemment, une nouvelle stratégie de commande côté générateur qui sera développée aussi dans cette partie.

1. Nouvelle topologie avec le convertisseur hacheur survolteur à trois-niveaux

Lorsque le niveau de puissance augmente, l'inductance du convertisseur survolteur DC-DC à deux niveaux devient volumineuse et coûteuse [67-71]. De plus, si la tension de sortie demandée augmente, les pertes par conduction et commutation augmentent aussi [77], [78]. Pour surmonter ces problèmes, une nouvelle topologie utilisant le convertisseur hacheur survolteur à trois niveaux 3L-SIDO peut être utilisée pour notre système en grande puissance et en moyenne tension.

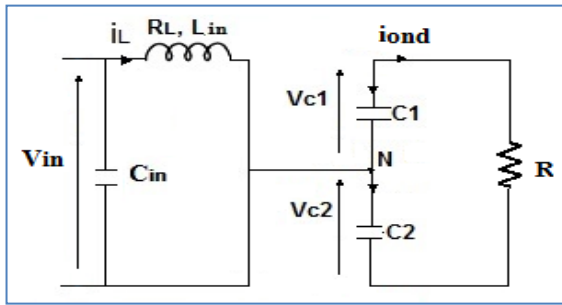
La Figure 5.1 présente la nouvelle architecture. Cependant, le type du hacheur survolteur à deux niveaux a été remplacé par un autre à trois niveaux et le premier étage capacitif a été éliminé puisque les deux condensateurs qui représentent la source d'entrée de l'onduleur à 3 niveaux sont également la sortie du convertisseur survolteur à 3 niveaux. Le mode de contrôle de cette nouvelle topologie a été modifié pour améliorer significativement l'efficacité, réduire le nombre des composants de puissance et le coût de l'installation.

1.1.1 Etats d'opération

Le convertisseur hacheur survolteur à trois niveaux dispose de quatre modes de fonctionnement qui dépendent de l'état des deux interrupteurs (Figure 5.2). Les états d'opération du convertisseur sont représentés sur les Figures 5.3, 5.4, 5.5, 5.6. Ainsi, les équations des états relatives au mode 1, mode 2, mode 3 et mode 4 sont respectivement décrites en (5.1), (5.2), (5.3) et (5.4).

Où V_{in} est la tension d'entrée, V_{C1} , V_{C2} représentent les tensions respectivement dans C_1 et C_2 , i_L est le courant d'inducteur et R est la résistance de charge.

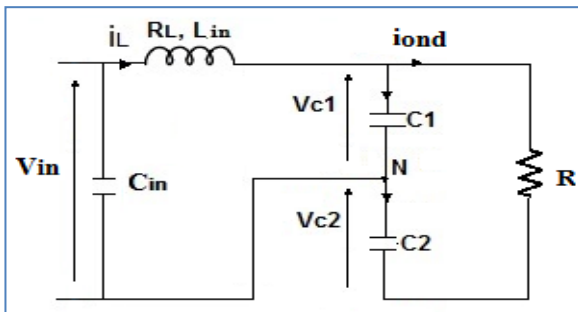
Mode 1: est le mode de charge inducteur L_{in} ($S_1=S_2=1$), se rapporte au moment où les commutateurs S_1 et S_2 sont à l'état ON (Figure 5.3). A travers ces états, l'inducteur est chargé depuis la source et la charge est alimentée par l'énergie stockée dans les condensateurs (C_1 , C_2) au cours du cycle précédent.



$$\begin{cases} L_{in} \frac{di_L}{dt} = V_{in} \\ C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = -\frac{V_{C1} + V_{C2}}{R} \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = -\frac{V_{C1} + V_{C2}}{R} \end{cases} \quad (5.1)$$

Figure 5. 3: Schéma équivalent du convertisseur hacheur survolteur à trois niveaux en mode 1

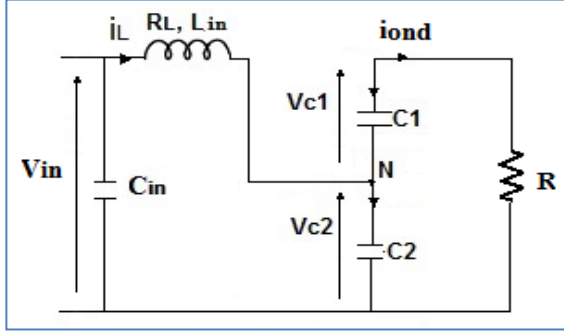
Mode 2: est le mode de charge du condensateur C_1 ($S_1 = 0$; $S_2 = 1$), se rapporte à l'instant où les commutateurs S_1 est à l'état OFF et S_2 est à l'état ON (Figure 5.4). A travers ces états, l'énergie est transportée de l'inducteur L_{in} au condensateur C_1 et la charge est alimentée par la source et l'inducteur L_{in} .



$$\begin{cases} L_{in} \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_{C1} \\ C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = i_L - \frac{V_{C1} + V_{C2}}{R} \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = -\frac{V_{C1} + V_{C2}}{R} \end{cases} \quad (5.2)$$

Figure 5. 4: Schéma équivalent du convertisseur hacheur survolteur à trois niveaux en mode 2

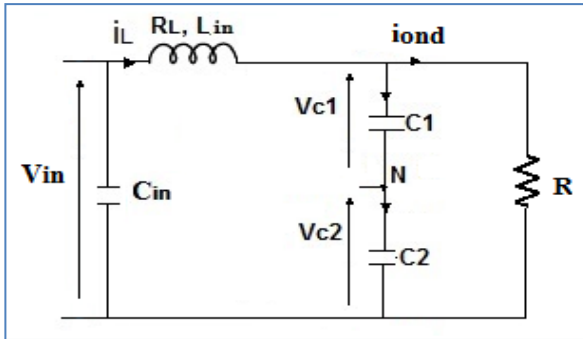
Mode 3: est le mode de charge du condensateur C_2 ($S_1 = 1$; $S_2 = 0$), se rapporte au moment où les commutateurs S_1 est à l'état ON et S_2 est à l'état OFF (Figure 5.5). A travers ces états, l'énergie est transportée de l'inducteur au condensateur C_2 et la charge est alimentée par la source et l'inducteur L_{in} .



$$\begin{cases} L_{in} \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_{C2} \\ C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = -\frac{V_{C1} + V_{C2}}{R} \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = i_L - \frac{V_{C1} + V_{C2}}{R} \end{cases} \quad (5.3)$$

Figure 5. 5: Schéma équivalent du convertisseur hacheur survolteur à trois niveaux en mode 3

Mode 4: est le mode de charge des condensateurs C_1 et C_2 ($S_1 = S_2 = 0$), se rapporte au moment où les commutateurs S_1 et S_2 sont à l'état OFF (Figure 5.6). A travers ces états, l'énergie est transportée de l'inducteur L_{in} aux condensateurs (C_1, C_2).



$$\begin{cases} L_{in} \frac{di_L}{dt} = V_{in} - V_{C1} - V_{C2} \\ C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = i_L - \frac{V_{C1} + V_{C2}}{R} \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = i_L - \frac{V_{C1} + V_{C2}}{R} \end{cases} \quad (5.4)$$

Figure 5. 6: Schéma équivalent du convertisseur hacheur survolteur à trois niveaux en mode 4

1.1.2 Fonction de transfert

De l'équation (5.1) jusqu'à (5.4), on peut déduire les équations d'état sur un cycle de fonctionnement:

$$\begin{cases} L_{in} \frac{di_L}{dt} = V_{in} - (1-d_1)V_{C1} - (1-d_2)V_{C2} \\ C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} = (1-d_1)i_L - \frac{V_{C1} + V_{C2}}{R} \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} = (1-d_2)i_L - \frac{V_{C1} + V_{C2}}{R} \end{cases} \quad (5.5)$$

Où d_1 et d_2 représentent respectivement les rapports cycliques des deux interrupteurs (S_1, S_2) du hacheur.

Avec: $d_1 = d_2 = 1$ lorsque $(S_1; S_2)$ sont respectivement à l'état ON et $d_1 = d_2 = 0$ lorsque $(S_1; S_2)$ sont respectivement à l'état OFF.

Introduire une perturbation dans les variables d'états telle que:

$$i_L = I_L + \hat{i}_L ; \quad v_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in} ; \quad d_1 = D_1 + \hat{d}_1 ; \quad d_2 = D_2 + \hat{d}_2 ; \quad v_{c1} = V_{c1} + \hat{v}_{c1} ; \quad v_{c2} = V_{c2} + \hat{v}_{c2}$$

Faire égaliser les quantités en courant alternatif AC et en courant continu DC, puis procédant par équations AC en négligeant les grandeurs du second ordre:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{in} \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \hat{v}_{in} - (1-D_1)\hat{v}_{c1} - (1-D_2)\hat{v}_{c2} + V_{c1}\hat{d}_1 + V_{c2}\hat{d}_2 \\ C_1 \frac{d\hat{v}_{c1}}{dt} = (1-D_1)\hat{i}_L - I_L\hat{d}_1 - \frac{\hat{v}_{c1}}{R} - \frac{\hat{v}_{c2}}{R} \\ C_2 \frac{d\hat{v}_{c2}}{dt} = (1-D_2)\hat{i}_L - I_L\hat{d}_2 - \frac{\hat{v}_{c1}}{R} - \frac{\hat{v}_{c2}}{R} \end{array} \right. \quad (5.6)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \frac{1}{L_{in}}\hat{v}_{in} - \frac{(1-D_1)}{L_{in}}\hat{v}_{c1} - \frac{(1-D_2)}{L_{in}}\hat{v}_{c2} + \frac{V_{c1}}{L_{in}}\hat{d}_1 + \frac{V_{c2}}{L_{in}}\hat{d}_2 \\ \frac{d\hat{v}_{c1}}{dt} = \frac{(1-D_1)}{C_1}\hat{i}_L - \frac{I_L}{C_1}\hat{d}_1 - \frac{1}{RC_1}\hat{v}_{c1} - \frac{1}{RC_1}\hat{v}_{c2} \\ \frac{d\hat{v}_{c2}}{dt} = \frac{(1-D_2)}{C_2}\hat{i}_L - \frac{I_L}{C_2}\hat{d}_2 - \frac{1}{RC_2}\hat{v}_{c1} - \frac{1}{RC_2}\hat{v}_{c2} \end{array} \right. \quad (5.7)$$

Application de la transformation de Laplace, on peut déduire le modèle matriciel de petit signal avec arrangement en séquence symétrique:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L(s) \\ \hat{v}_{c1}(s) \\ \hat{v}_{c2}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & \frac{1-D_1}{L_{in}} & \frac{1-D_2}{L_{in}} \\ \frac{1-D_1}{C_1} & -(s + \frac{1}{RC_1}) & -\frac{1}{RC_1} \\ \frac{1-D_2}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} & -(s + \frac{1}{RC_2}) \end{bmatrix}^{-1} \left[\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{in}(s) + \begin{bmatrix} \frac{V_{c1}}{L_{in}} \\ \frac{I_L}{C_1} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}_1(s) + \begin{bmatrix} \frac{V_{c2}}{L_{in}} \\ 0 \\ \frac{I_L}{C_2} \end{bmatrix} \hat{d}_2(s) \right] \quad (5.8)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L(s) \\ \hat{v}_{c1}(s) \\ \hat{v}_{c2}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & \frac{1-D_1}{L_{in}} & \frac{1-D_2}{L_{in}} \\ \frac{1-D_1}{C_1} & -(s + \frac{1}{RC_1}) & -\frac{1}{RC_1} \\ \frac{1-D_2}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} & -(s + \frac{1}{RC_2}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} & \frac{V_{c1}}{L_{in}} & \frac{V_{c2}}{L_{in}} \\ 0 & \frac{I_L}{C_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{I_L}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{in}(s) \\ \hat{d}_1(s) \\ \hat{d}_2(s) \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Où D_1 est la valeur en régime permanent du rapport cyclique $\hat{d}_1$ et D_2 est la valeur en régime permanent du rapport de cyclique $\hat{d}_2$.

La moyenne des deux rapports cycliques peut être exprimée par l'équation suivante:

$$\hat{d} = \frac{\hat{d}_1 + \hat{d}_2}{2} \quad (5.10)$$

L'erreur ou la différence entre les deux rapports cycliques $\Delta\hat{d}$ est donnée par:

$$\Delta\hat{d} = \hat{d}_2 - \hat{d}_1 \quad (5.11)$$

En introduisant les deux variables d'états $\hat{d}$ et $\Delta\hat{d}$, le modèle de matrice de petit signal devient:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L(s) \\ \hat{v}_{C1}(s) \\ \hat{v}_{C2}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & \frac{1-D_1}{L_{in}} & \frac{1-D_2}{L_{in}} \\ \frac{1-D_1}{C_1} & -(s + \frac{1}{RC_1}) & -\frac{1}{RC_1} \\ \frac{1-D_2}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} & -(s + \frac{1}{RC_2}) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} & \frac{V_{C1}}{L_{in}} & \frac{V_{C2}}{L_{in}} \\ 0 & \frac{I_L}{C_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{I_L}{C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -\frac{1}{2} \\ 0 & 1 & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{in}(s) \\ \hat{d}(s) \\ \Delta\hat{d}(s) \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Après la transformation, nous obtenons enfin le modèle matriciel de petit signal:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L(s) \\ \hat{v}_{C1}(s) \\ \hat{v}_{C2}(s) \end{bmatrix} = [A]^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} & \frac{V_{C1}+V_{C2}}{L_{in}} & \frac{V_{C2}-V_{C1}}{2L_{in}} \\ 0 & \frac{I_L}{C_1} & -\frac{I_L}{2C_1} \\ 0 & \frac{I_L}{C_2} & \frac{I_L}{2C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{in}(s) \\ \hat{d}(s) \\ \Delta\hat{d}(s) \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

$$\text{Où:} \quad [A] = \begin{bmatrix} s & \frac{1-D_1}{L_{in}} & \frac{1-D_2}{L_{in}} \\ \frac{1-D_1}{C_1} & -(s + \frac{1}{RC_1}) & -\frac{1}{RC_1} \\ \frac{1-D_2}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} & -(s + \frac{1}{RC_2}) \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Pour simplifier les expressions, nous avons adopté $D_1 = D_2 = D$:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L(s) \\ \hat{v}_{C1}(s) \\ \hat{v}_{C2}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\det(A)} \begin{bmatrix} s^2 + \frac{1}{R} \frac{C_1+C_2}{C_1C_2} s & \frac{1-D}{L_{in}} s & \frac{1-D}{L_{in}} s \\ \frac{1-D}{C_1} s & -s(s + \frac{1}{RC_2}) - \frac{(1-D)^2}{L_{in}C_2} & \frac{1}{RC_1} s + \frac{(1-D)^2}{L_{in}C_1} \\ \frac{1-D}{C_2} s & \frac{1}{RC_2} s + \frac{(1-D)^2}{L_{in}C_2} & -s(s + \frac{1}{RC_1}) - \frac{(1-D)^2}{L_{in}C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{in}} & \frac{V_{C1}+V_{C2}}{L_{in}} & \frac{V_{C2}-V_{C1}}{2L_{in}} \\ 0 & \frac{I_L}{C_1} & -\frac{I_L}{2C_1} \\ 0 & \frac{I_L}{C_2} & \frac{I_L}{2C_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{in}(s) \\ \hat{d}(s) \\ \Delta\hat{d}(s) \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Par conséquent, la fonction de transfert qui lie le contrôle $\hat{d}(s)$ au courant d'entrée de l'inductance $\hat{i}_L(s)$:

$$H(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{I_L (C_1 + C_2)}{(1-D)(C_1 - C_2)} \frac{\left(\frac{\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}{I_L (1-D)} s + \frac{1}{R I_L (1-D)} \right) (V_{C1} + V_{C2}) + 1}{\frac{L_{in} \frac{C_1 C_2}{C_1 - C_2}}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L_{in} \frac{C_1 + C_2}{C_1 - C_2}}{R(1-D)^2} s + 1} \quad (5.16)$$

Ainsi que, la fonction de transfert qui lie l'erreur des rapports cycliques $\Delta \hat{d}(s)$ à la différence de la tension des condensateurs $\hat{v}_{C2}(s) - \hat{v}_{C1}(s)$:

$$G(s) = \frac{\hat{v}_{C2}(s) - \hat{v}_{C1}(s)}{\Delta \hat{d}(s)} = \frac{1}{2(C_1 - C_2)s} \frac{\frac{(C_1 - C_2)(V_{C2} - V_{C1})}{(1-D)} s - 4I_L \left[\frac{L_{in}(C_1 + C_2)}{4(1-D)^2} s^2 + \frac{L_{in}}{R(1-D)^2} s + 1 \right]}{\frac{L_{in} \frac{C_1 C_2}{C_1 - C_2}}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L_{in} \frac{C_1 + C_2}{C_1 - C_2}}{R(1-D)^2} s + 1} \quad (5.17)$$

2. Nouvelle stratégie du contrôle proposée

La stratégie du contrôle de la chaîne entière avec la nouvelle topologie du hacheur introduite peut également être divisée en deux parties: le contrôle côté générateur et le contrôle côté réseau. Le plan du contrôle du convertisseur survolteur à trois niveaux côté générateur nécessite la commande des deux interrupteurs (IGBT). La commande de l'un de ces deux commutateurs permet de réguler le courant inducteur dans le convertisseur survolteur (boucle interne) tout en agissant sur une boucle de contrôle externe de vitesse de générateur qui fournit le courant de référence I_{ref} à la première boucle interne. L'autre interrupteur de commutation est commandé pour maintenir l'équilibrage des tensions entre les deux condensateurs d'entrée de l'onduleur (3L-NPC).

Concernant le contrôle du convertisseur 3L-NPC côté réseau, l'approche de commande consiste en deux boucles en cascade, une boucle de courant interne rapide, qui ajuste le courant actif et réactif du réseau. La deuxième boucle de tension externe contrôle la tension du circuit intermédiaire pour imposer le flux de puissance vers le réseau (voir Figure 5.7).

Pour la conception de la stratégie du contrôle, il convient de simplifier les deux équations de fonctions de transferts obtenues (5.16) et (5.17) relatives au convertisseur survolteur à trois niveaux afin de faciliter le design des régulations:

L'approximation à haute fréquence se produit une fois que w est suffisamment grand ($s = j\omega$), peut simplifier l'équation (5.16) comme suit:

$$H(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{(V_{C1} + V_{C2})}{L_{in}s} \quad (5.18)$$

La même approximation peut simplifier aussi l'équation (5.17) comme suit:

$$G(s) = \frac{\hat{v}_{C2}(s) - \hat{v}_{C1}(s)}{\Delta \hat{d}(s)} = \frac{-I_L(C_1 + C_2)}{2(C_1 C_2)} \frac{1}{s} \quad (5.19)$$

2.1 Commande du premier interrupteur IGBT du hacheur à trois niveaux

Le premier dispositif de commutation active IGBT du convertisseur hacheur à trois niveaux a besoin de deux boucles: une boucle interne de contrôle du courant et une autre boucle externe de contrôle de vitesse. La valeur de la puissance de l'installation fournit la vitesse de référence du rotor Ω_{ref} , cette référence est comparée à la vitesse mesurée du rotor Ω_{mes} , il s'agit de la boucle de régulation de la vitesse qui offre le courant de référence continu d'entrée I_{ref} qui est nécessaire à la boucle interne de régulation du courant. Le rapport cyclique d ajuste le couple de sortie et donc la vitesse du rotor Ω_{mes} .

$$T_e - T_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f * \Omega \quad (5.20)$$

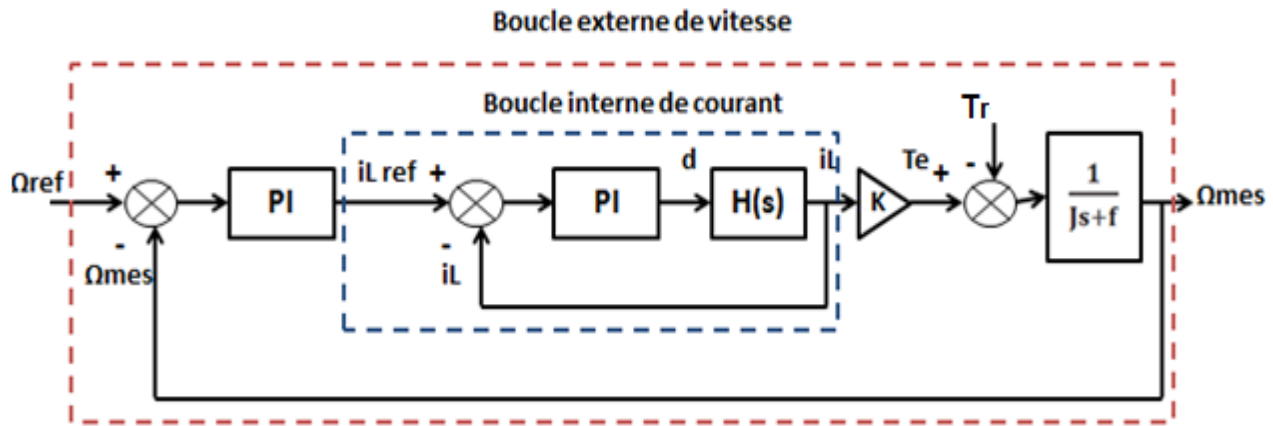


Figure 5. 7: Boucles externe de régulation de la vitesse et interne du courant

Les constantes de temps des grandeurs électriques sont suffisamment faibles par rapport à celle des grandeurs mécaniques; ceci permet d'affirmer que la boucle de courant est tellement rapide devant la variation de la boucle de vitesse. Une telle constatation facilite énormément le design, puisque le courant de sortie i_L sera considéré comme constant pour la boucle de vitesse.

- **Boucle interne du contrôle du courant**

La fonction de transfert du courant $H(s)$ obtenue au-dessus de l'équation (5.18) avec les valeurs des paramètres est donnée comme suit:

$$H(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{4.23 * 10^6}{s} \quad (5.21)$$

Le diagramme de Bode de $H(s)$ (Figure 5.8) donne une marge de phase (PM) égale à 90° à la fréquence de coupure $\omega_c = 4,23\text{Mrad/s}$.

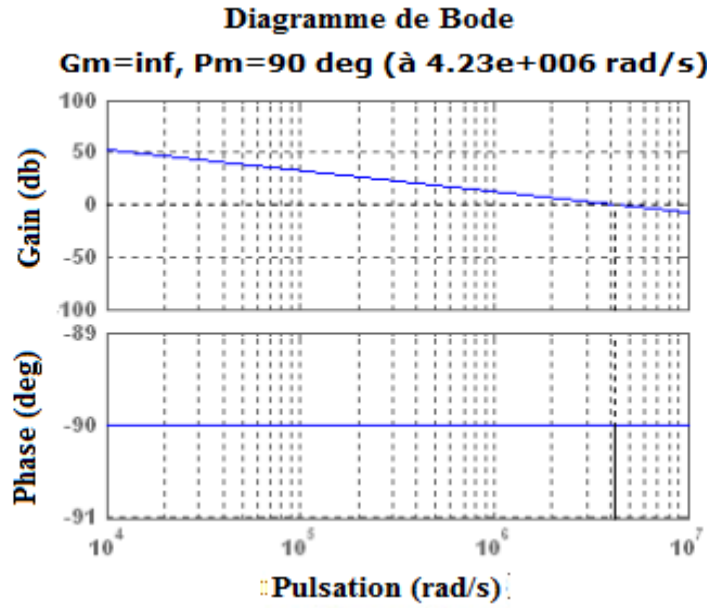


Figure 5. 8: Diagramme de bode de la fonction de transfert du courant $H(s)$

Le régulateur PI est conçu pour augmenter le gain en basse fréquence et réduire l'erreur en régime permanent entre le courant d'inductance désiré avec celui réel tout en maintenant une PM positif à la fréquence de coupure choisie.

La fonction de transfert en boucle ouverte du courant d'inductance du hacheur est donnée par:

$$H_{OL1}(s) = H_{PI}(s) * H(s) \quad (5.22)$$

$$H_{OL1}(s) = \frac{4.23 * 10^6 * K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{s^2} \quad (5.23)$$

La marge de phase doit être égale de 60° à la fréquence de coupure $\omega_c = 423\text{Krad/s}$.

A partir des deux conditions du gain et de phase à la fréquence de coupure désirée : le module et l'angle de phase de la fonction de transfert du system en boucle ouverte sont égales respectivement à 1 et 120° , on peut obtenir les valeurs de paramètres K_p et K_i :

$$K_p = 4.21 * 10^{-4}; \quad K_i = 102.82 \quad (5.24)$$

- Boucle externe du contrôle de vitesse

La boucle externe de régulation de vitesse génère le courant de référence de l'inductance i_{Lref} à la boucle interne du contrôle du courant comme le montre la Figure 5.9. Dans le design de la boucle de vitesse, la dynamique de boucle du courant interne peut être négligée (boucle du courant est rapide).

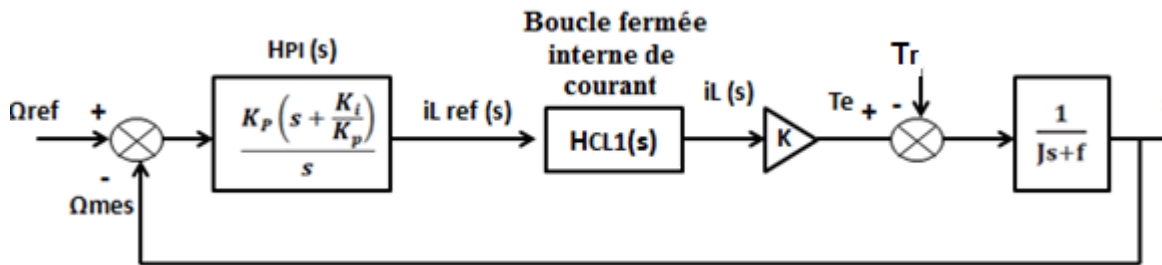


Figure 5. 9: Conception de boucle externe du contrôle de vitesse

La conception des gains de la boucle de vitesse sont bien détaillés dans le chapitre précédent afin de rendre le système plus stable.

2.2 Commande du deuxième interrupteur IGBT du hacheur à trois niveaux

La commande du deuxième interrupteur IGBT résout le problème d'inégalité des tensions aux bornes des condensateurs (C_1 , C_2) de la liaison continu de l'onduleur NPC à trois-niveaux (Figure 5.10).

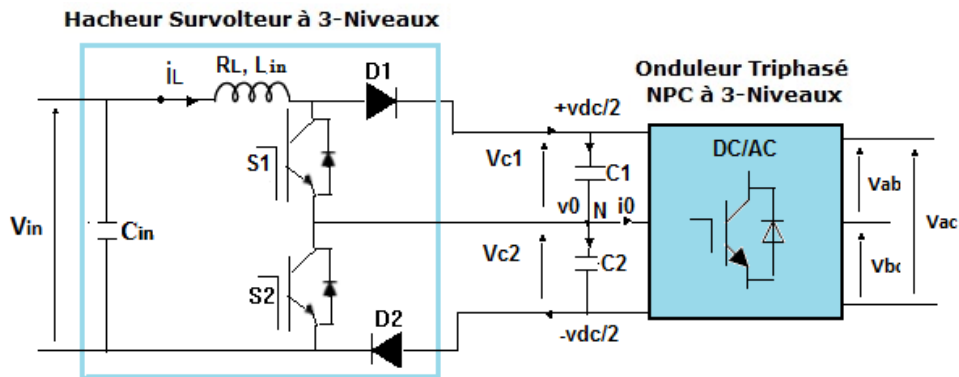


Figure 5. 10: Schéma de la liaison continu du hacheur à 3-niveaux avec l'onduleur NPC à 3-niveaux

Ce problème du déséquilibre est dû à la charge-décharge asymétrique et aux propriétés non-similaires des deux condensateurs de la liaison [55], [56]. Pour cela, une stratégie de contrôle en boucle fermée est nécessaire, ce qui réduira aussi le contenu harmonique et permettra la stabilité de la tension au point neutre.

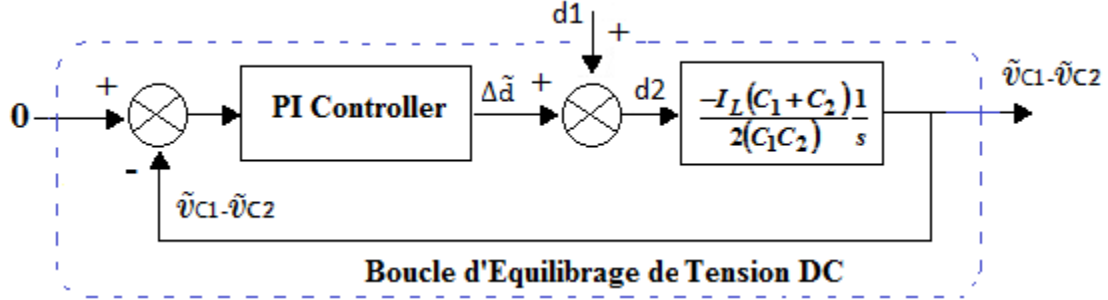


Figure 5. 11: Boucle fermée pour le contrôle de tension au point neutre

Le régulateur de la boucle fermée génère l'erreur des rapports cycliques $\Delta\hat{d}(s)$ comme suit:

$$H_{PI}(s) = \frac{\Delta\hat{d}(s)}{\hat{v}_{C2}(s) - \hat{v}_{C1}(s)} = \frac{K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{s} \quad (5.26)$$

Le rapport cyclique $\hat{d}_2(s)$ contrôle l'équilibrage du point neutre de l'onduleur NPC à travers le deuxième commutateur IGBT comme suit:

$$\hat{d}_2(s) = \hat{d}_1(s) + \Delta\hat{d}(s) \quad (5.27)$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) pour le circuit intermédiaire de l'onduleur NPC à trois niveaux est la suivante:

$$G_{CL}(s) = \frac{G(s) * H_{PI}(s)}{1 + G(s) * H_{PI}(s)} \quad (5.28)$$

$$G_{CL}(s) = \frac{-I_L(C_1 + C_2)}{2C_1C_2} \frac{K_p s + K_i}{s^2 - \frac{I_L(C_1 + C_2)K_p}{2C_1C_2}s - \frac{I_L(C_1 + C_2)K_i}{2C_1C_2}}$$

Le design des paramètres (K_p ; K_i) du dispositif d'équilibrage pour commander la tension continue sont obtenus en identifiant l'équation (5.28) avec l'équation de la fonction de transfert du second ordre suivante:

$$G_{SO}(s) = \frac{2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.29)$$

Où ω_0 est la fréquence angulaire naturelle, ξ est le facteur d'amortissement.

A partir des équations (5.28) et (5.29), on peut obtenir les valeurs des paramètres:

$$K_p = \frac{-4\xi\omega_0(C_1C_2)}{I_L(C_1+C_2)} ; \quad K_i = \frac{-2(C_1C_2)\omega_0^2}{I_L(C_1+C_2)} \quad (5.30)$$

$$\text{Où: } \xi = \sqrt{\frac{(\ln P / \pi)^2}{1 + (\ln P / \pi)^2}} \quad \text{et} \quad \omega_0 = \frac{4.6}{\xi T_{set}} \quad (5.31)$$

3. Résultats de simulation

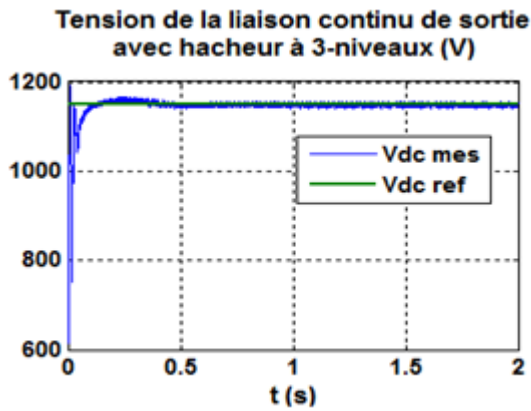
Dans le but d'analyser la performance et l'efficacité de la nouvelle chaîne suggérée, des simulations comparatives de cette dernière avec l'ancienne du chapitre précédent ont été effectuées. Les deux modèles de chaînes et leurs algorithmes de contrôle présentés sont pour un système de conversion d'énergie hydraulique de puissance 7.5MW. Le temps d'échantillonnage utilisé pour cette simulation est de 2 μ s. Les stratégies de contrôle des deux convertisseurs hacheurs à deux et à trois niveaux sont utilisées pour maintenir la vitesse à 1.48pu qui correspond à la pleine puissance produite. La puissance réactive injectée pour les deux systèmes est réglée à 0Mvar.

3.1 Réponse des deux chaînes en régime transitoire

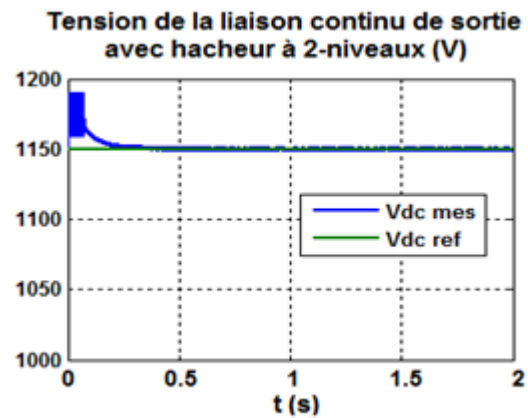
La Figure 5.12 montre les différentes formes d'ondes des deux topologies de chaînes présentées ci-dessus pour un débit d'eau constant Q égal à 71m³/s correspondant à une puissance produite de 7.5 MW. Le temps d'arrêt de simulation est réglé à 2s et le mode accélérateur est utilisé pour atteindre le régime permanent.

On observe à partir de la Figure 5.12 qu'après un temps différent de traitement de régime dynamique d'environ 1s et 0.3s, les topologies du système hydraulique 1 et 2 produisent respectivement une puissance de 7.5 MW qui suit bien la puissance hydraulique requise comme le montre respectivement les Figure 5.12 (c') et (c), la tension de liaison DC est réglée à 1150V pour les deux chaînes comme on le voit respectivement sur les Figures 5.12 (b') et (b) et la puissance réactive est conservée à 0MVAR comme le montre respectivement les Figure 5.12 (a') et (a).

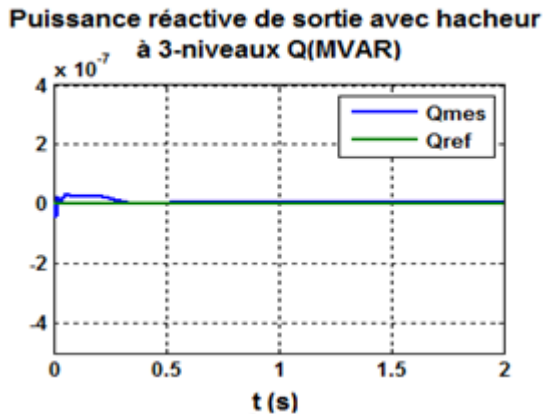
A partir de ces résultats obtenus dans la Figure 5.12, il est perçu que le système de commande parvient bien à réguler la tension de la liaison DC et la puissance active / réactive à leurs points de consignes (1150V, 7.5MW, 0MVAR).



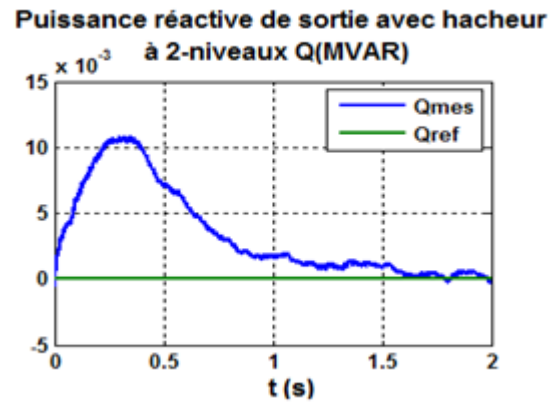
(a)



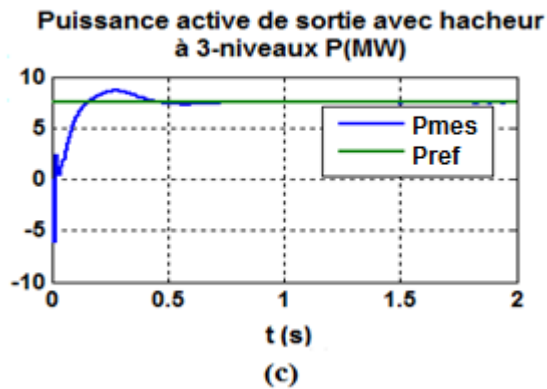
(a')



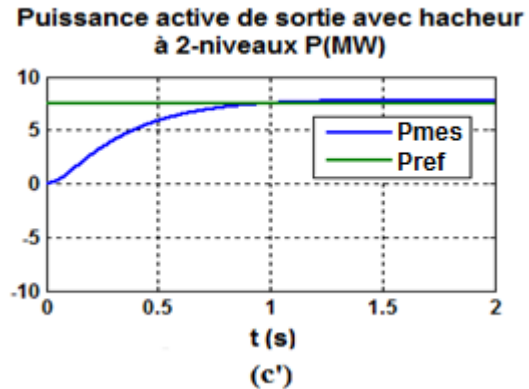
(b)



(b')



(c)



(c')

Figure 5. 12: Réponse du processus dynamique des deux chaînes avant d'atteindre le régime permanent

On peut également remarquer que le deuxième système utilisant le hacheur survolteur DC/DC à trois niveaux retrouve son état stationnaire après une courte période d'environ 0.3s et avec un dépassement très faible par rapport au premier système utilisant le hacheur survolteur DC / DC à deux niveaux.

3.2 Réponse des deux systèmes en régime permanent

Dans cette partie, nous allons examiner le processus des deux chaînes de conversion d'énergie hydraulique après avoir atteint le régime permanent, comme le montrent les Figures 5.13 et 5.14.

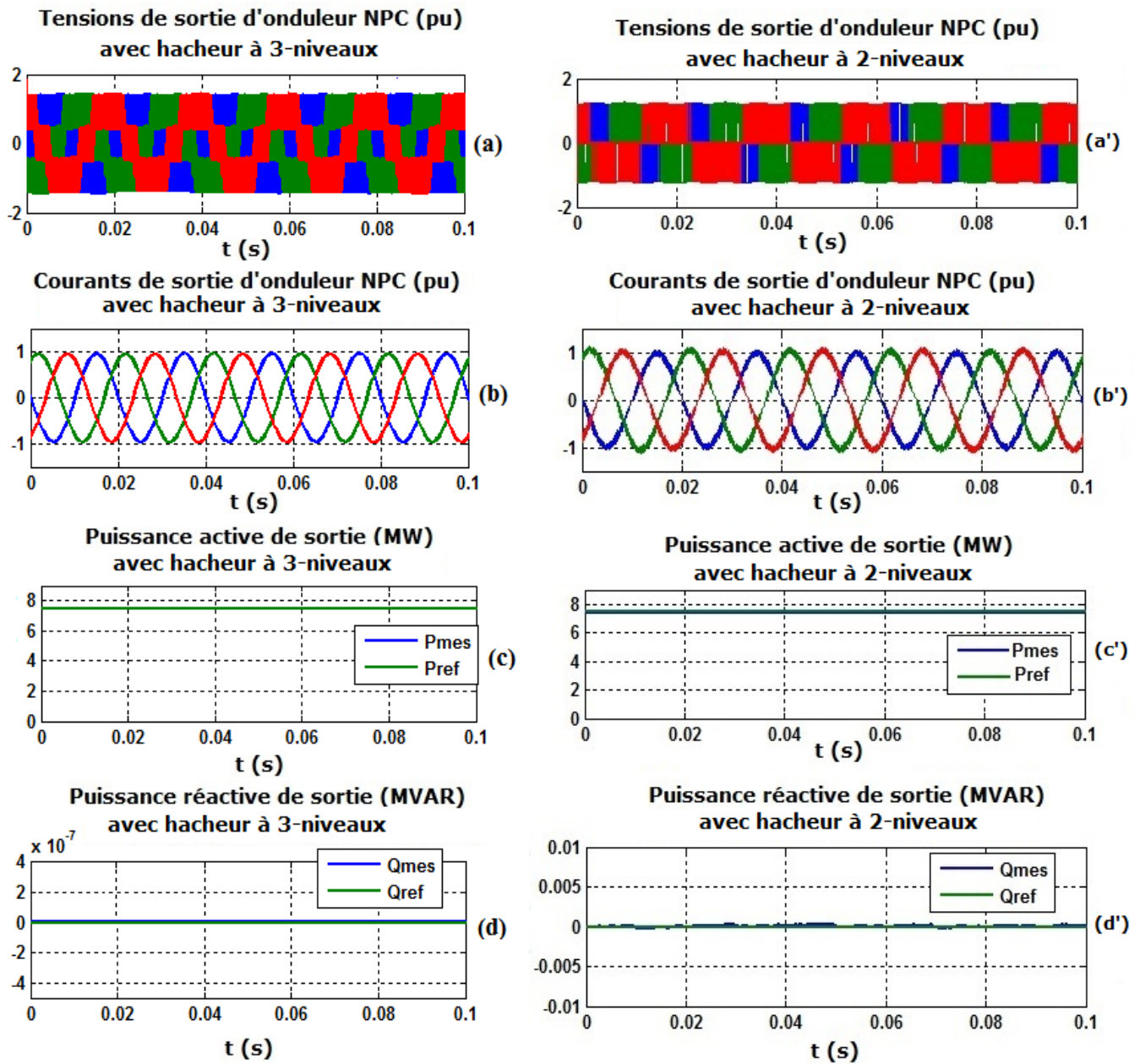


Figure 5. 13: Réponse en régime permanent des deux topologies avec convertisseur survolteur DC/DC à deux et trois niveaux

La figure 5.14 montre que la puissance active est toujours constante, la puissance réactive échangée entre le système et le réseau reste nulle et la tension dans la liaison continue garde sa valeur constante pour les deux chaînes. Cependant, les formes d'ondes des tensions et courants de l'onduleur 3L-NPC pour la deuxième topologie s'approchent des sinusoïdes ce qui facilite davantage le filtrage par rapport à la première topologie comme on le voit sur les Figures 5.13 et 5.14.

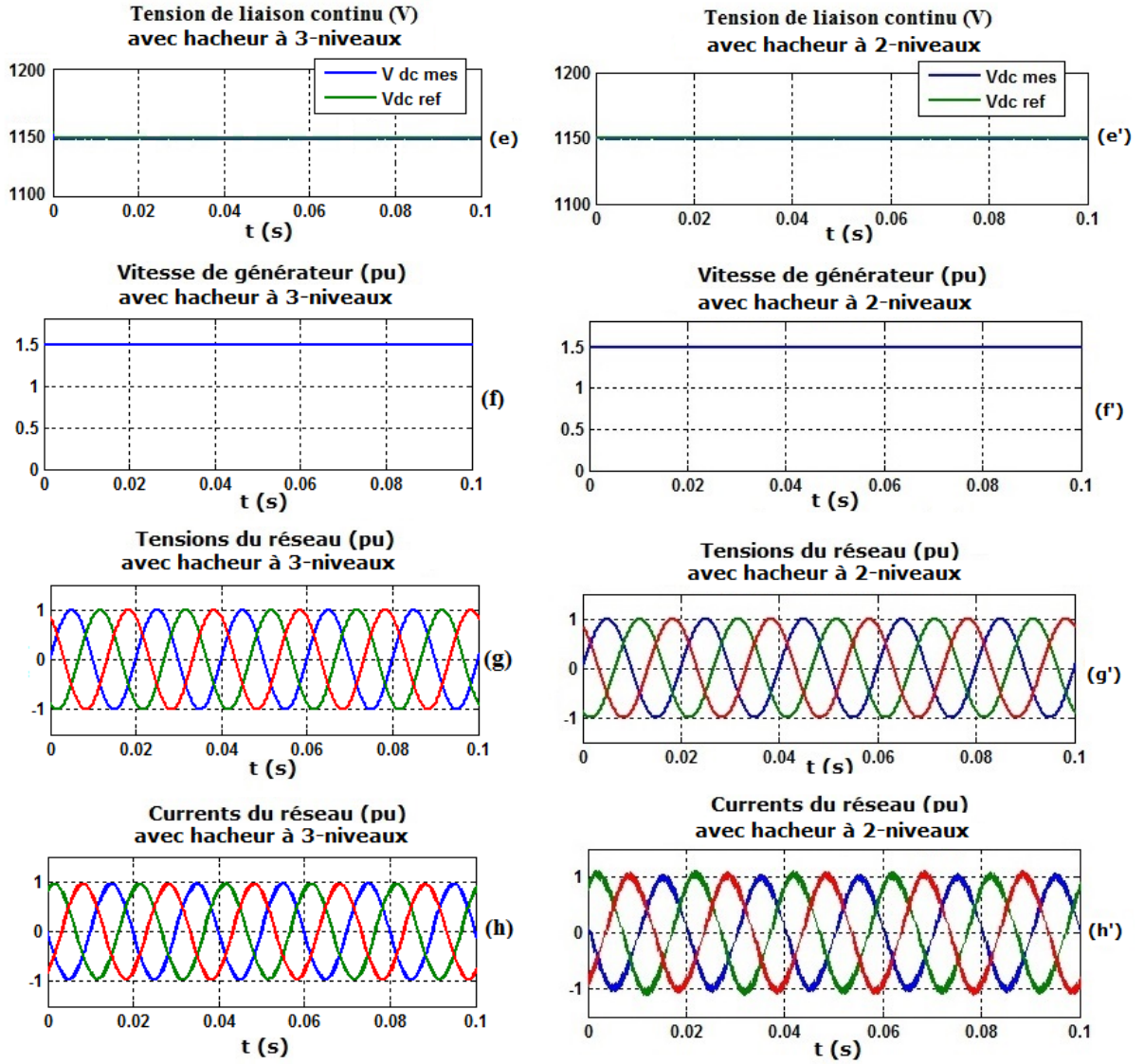


Figure 5. 14: Réponse en régime permanent des deux topologies avec convertisseur survolteur DC/DC à deux et trois niveaux (suite)

Conclusion

Ce chapitre examine en détail les performances d'opération de la nouvelle topologie de la chaîne de conversion d'énergie hydraulique à plusieurs mégawatts. Les résultats de simulation approuvent une efficacité élevée de cette deuxième topologie proposée en utilisant le convertisseur survolteur DC/DC à trois niveaux et sa stratégie de contrôle par rapport à l'autre utilisant le convertisseur survolteur à deux niveaux déjà exposée dans le chapitre précédent. Cette amélioration du système augmente considérablement le temps de réponse pour atteindre le régime permanent et permet en plus d'aboutir des formes d'ondes des sorties plus appréciables. En outre, le convertisseur survolteur DC/DC à trois niveaux a l'avantage de réduire la tension que supportent les interrupteurs, ce qui entraîne un faible coût de l'installation et une durée de vie plus longue.

Chapitre VI

Mise en Œuvre Expérimentale d'une Partie de la Chaîne de Conversion d'Energie Hydraulique Adoptée

Introduction

Dans le but de développer un prototype de test entier au laboratoire à puissance réduite de la chaîne adoptée qui valide et prouve l'efficacité des résultats de simulations déjà présentés dans les différentes parties de cette thèse. Nous allons commencer dans ce chapitre par la mise en œuvre expérimentale d'une partie de la chaîne de conversion d'énergie hydraulique adoptée dont l'objectif toujours de réaliser les autres parties de la chaîne comme des perspectives envisagés de cette thèse. La première partie comprend le redresseur triphasé AC-DC non-contrôlé suivi du convertisseur hacheur survolteur DC-DC à deux niveaux connecté à une charge résistive. L'algorithme de stratégie de commande de ce système se résume en deux boucles de régulation, l'une pour la tension continue aux bornes la capacité de sortie et l'autre pour le courant inducteur d'entrée. Cette stratégie sera développée par Matlab-Simulink et exécutée par la carte DSP eZdsp TMS320F2812 de Spectrum Digital.

1. Circuit globale de réalisation

Le système complet de prototype de test est illustré par la Figure 6.1. Il se compose de deux parties: une partie de puissance et une partie de commande. La première partie comprend une source d'entrée triphasée qui alimente un redresseur non-contrôlé suivi d'un hacheur survolteur à deux niveaux connecté à une charge résistive. La seconde partie contient une carte de contrôle DSP F2812 qui communique avec un ordinateur via le logiciel (Matlab-Simulink et Code Composer Studio CCS).

Les deux parties citées ci-dessus ont besoin d'une interface intermédiaire constituée d'un circuit driver pour l'IGBT, d'un opto-coupleur pour l'isolement et des capteurs de mesure des signaux.

Le contrôle du changement de puissance dans la charge est réglé en faisant varier le rapport cyclique de l'interrupteur IGBT du hacheur suivant un programme élaboré sous Matlab-Simulink.

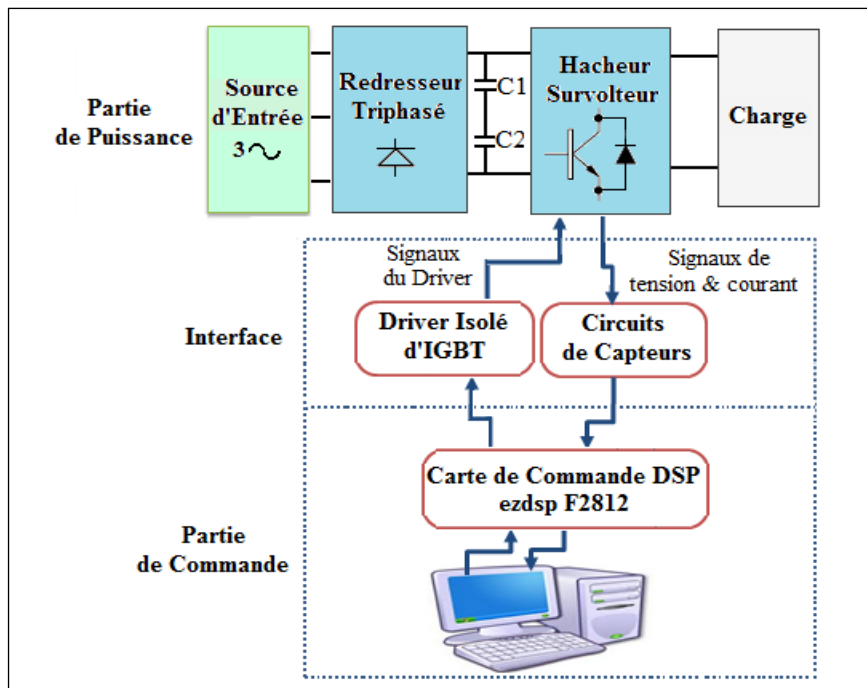


Figure 6. 1: Schéma complet du système

Le programme est ensuite envoyé à la carte DSP à travers le logiciel CCS qui le compile et l'exécute.

Le circuit de pilotage IGBT (driver) est utilisé pour amplifier les signaux de sortie DSP de 3.5V autour de la valeur de niveau de déclenchement 15V de l'IGBT. La partie de puissance et la partie de commande sont isolées à l'aide d'un opto-coupleur. Le diagramme schématique des circuits de la partie de puissance et de la partie de commande avec leur interface intermédiaire est représenté sur la Figure 6.2.

2. Circuit de Puissance

2.1 Circuit de Puissance du Redresseur Triphasé

La diode sélectionnée pour le circuit de puissance du redresseur triphasé non-contrôlé est de référence DSEI 30-10A supportant 1000V à ses bornes et un courant de 30A [79].

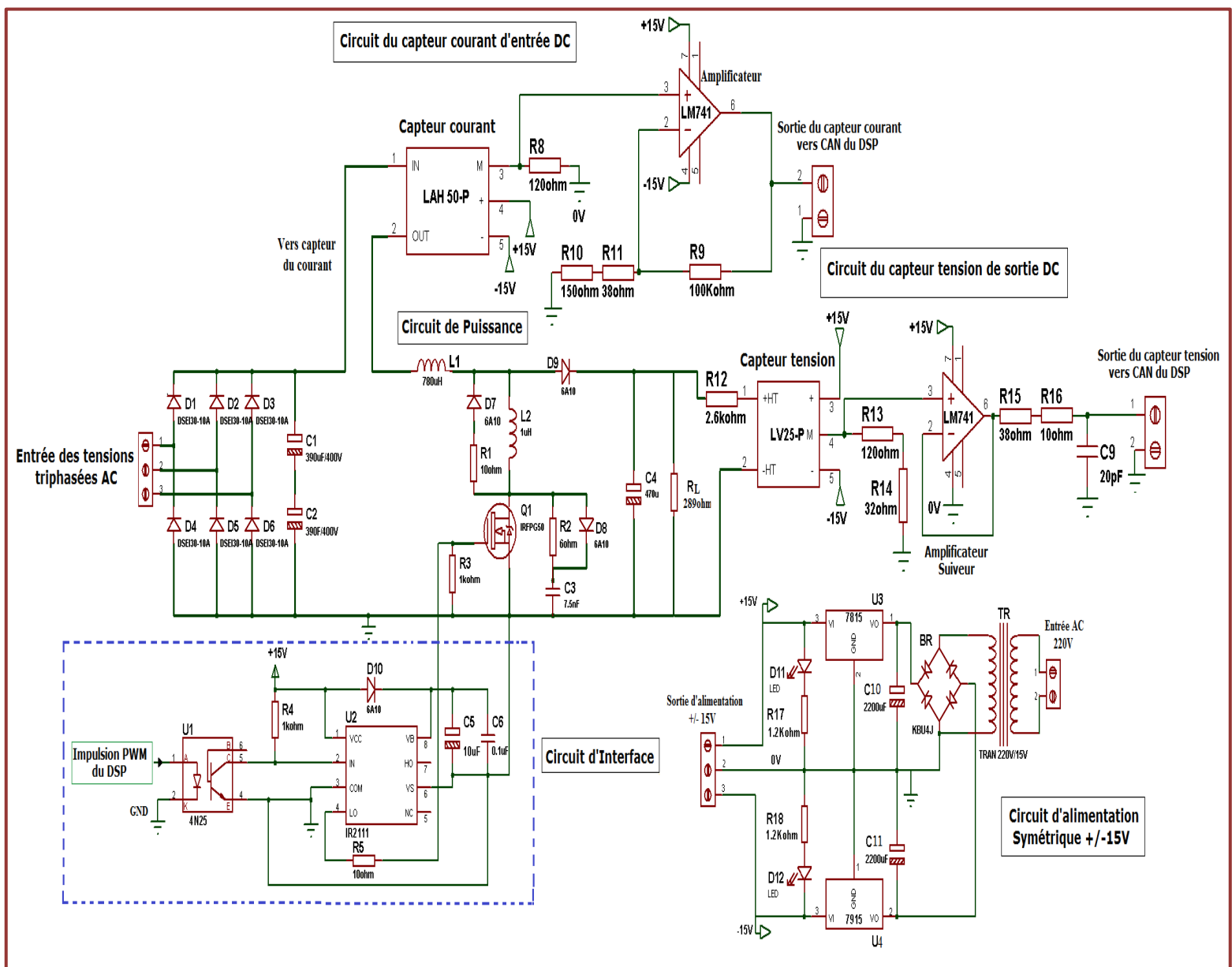


Figure 6. 2: Schéma du circuit de puissance avec son interface intermédiaire de contrôle

2.1 Circuit de Puissance du Hacheur Survolteur à Deux Niveaux

2.1.1 Design d'inductance et de capacité du convertisseur

Le côté primaire du convertisseur survolteur est connecté au redresseur avec une inductance L_1 et son côté secondaire est connecté à la charge via un condensateur C_4 comme indiqué sur la Figure 6.3.

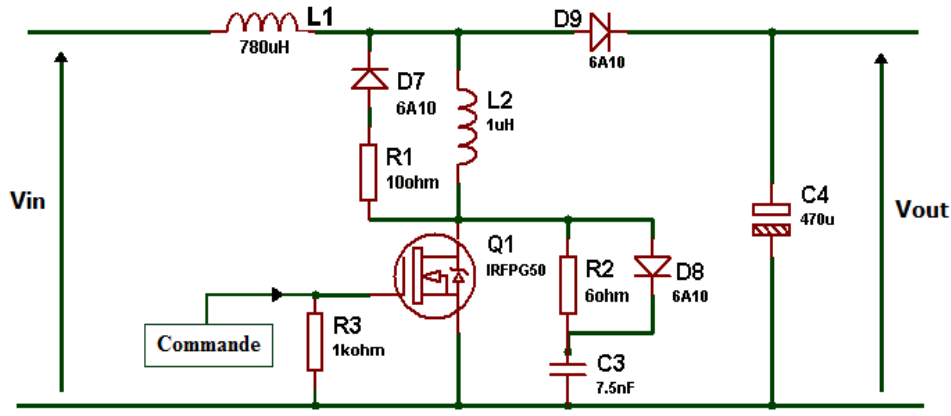


Figure 6. 3: Schéma de puissance du hacheur à deux niveaux

D'après les chapitres précédents, les valeurs de paramètres de L_1 et C_4 choisis tel que [62], [66], [77]:

$$L_1 \geq \frac{V_{in}(1-d)}{f_{sw}\Delta I_{in}}; \quad C_4 \geq \frac{I_{out}(1-d)}{f_{sw}\Delta V_{out}} \quad (6.1)$$

Où: $(\Delta V_{out}, \Delta I_{in})$ sont les ondulations de tension et de courant respectivement avec $\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} \leq 5\%$ et

$\frac{\Delta I_{in}}{I_{in}} \leq 10\%$; (V_{out}, I_{in}) sont la tension de sortie et le courant d'entrée respectivement; d = rapport cyclique;

f_{sw} = fréquence de commutation du convertisseur.

2.1.2 Design du transistor du convertisseur

Le transistor doit pouvoir supporter une tension et un courant (V_K ; I_K) respectivement égaux à [80]:

$$V_K = V_{in} + V_{out}; \quad I_K = I_{out} * \sqrt{\frac{(V_{out} + V_{in_min} + V_D) * (V_{out} + V_D)}{V_{in_min}^2}} \quad (6.2)$$

Le choix du transistor est un IRGPS60B120KD supportant 1200V à ses bornes et un courant de 45A [81]. Ce transistor IGBT est très sensible aux changements brusques de tension et de courant qui se produisent pendant la commutation. De ce fait, deux circuits d'aide à la commutation (CALC ou Snubber) doivent être ajoutés à l'état de fermeture et d'ouverture du commutateur.

A. Etat de fermeture du transistor IGBT

A la fermeture du transistor IGBT, un circuit CALC doit être placé en série avec le commutateur IGBT pour empêcher l'accroissement du courant avant l'annulation complet de la tension aux bornes du transistor IGBT. L'inductance L_2 en série avec l'interrupteur rend cela possible car elle ralentit la

croissance du courant pendant la diminution de la tension. Cette inductance ne peut pas être introduite seule. De ce fait, l'énergie stockée par l'inducteur doit être évacuée pendant l'état d'ouverture en utilisant une résistance R_1 et une diode Flyback (6A10) [82] (Figure 6.4). La conception du circuit série de CALC à la fermeture du commutateur obéit à deux contraintes [83]:

- Surtension sur le commutateur est imposée égale à $\frac{R_1}{I_K}$
- Temps de décharge de l'inductance de CALC doit être inférieur au temps de commutation du transistor:

$$t_1 = 3 \frac{L_2}{R_1} \quad \text{avec} \quad L_2 = \frac{V_K * t_r}{I_K} \quad (6.3)$$

Où:

- t_1 est le temps d'initialisation ou de décharge de l'inductance L_2 ;
- t_r est le temps de réponse du commutateur IGBT;
- (V_K ; I_K) sont la tension et le courant que peut supporter le commutateur IGBT;
- (R_1 ; L_2) sont respectivement la résistance et l'inductance de CALC à l'état de fermeture.

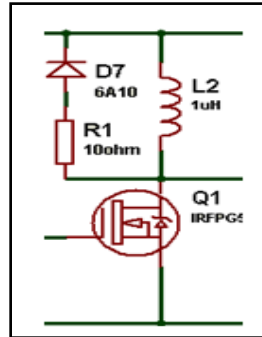


Figure 6. 4: Circuit CALC en série avec le transistor IGBT

B. Etat d'ouverture du transistor IGBT

A l'ouverture du transistor IGBT, un circuit CALC doit être mis en parallèle cette fois-ci avec le commutateur IGBT pour ralentir l'évolution de la tension aux bornes du commutateur jusqu'à ce que le courant soit complètement nul. Un condensateur est placé en parallèle avec l'interrupteur, chargé à travers la diode limitant ainsi la croissance de la tension et dérivant une partie du courant. La résistance limite la décharge du condensateur dans le commutateur à l'état fermé, comme indiqué sur la Figure 6.5. Le circuit CALC parallèle, comme le précédent, obéit à deux contraintes [83]:

- Surintensité sur le commutateur est imposée égal à $\frac{V_K}{R_2}$;

- Temps de décharge de condensateur du CALC doit être inférieur au temps de commutation du transistor:

$$t_2 = 3R_2 * C_3 \quad \text{avec} \quad C_3 = \frac{4}{9} * \frac{I_K * t_f}{2 * V_K} \quad (6.4)$$

Où:

- t_2 est le temps de décharge du condensateur C_3 ;
- t_f est le temps de décroissance du commutateur IGBT;
- (R_2 ; C_3) sont respectivement la résistance et le condensateur de CALC.

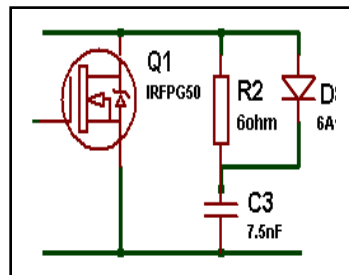


Figure 6. 5: Circuit CALC en parallèle avec le transistor IGBT

3. Circuit d'Interface Intermédiaire

3.1 Pilote de contrôle isolé du transistor IGBT

L'IGBT est un dispositif commandé par sa tension de grille; nécessite un seuil du déclenchement minimum d'environ 15V. Les valeurs des signaux de sortie du DSP ne sont pas suffisantes pour le fonctionnement de l'IGBT. Ainsi, le pilote de contrôle IR2111 est utilisé pour amplifier les signaux de sortie du DSP de 3.5 V aux alentours du niveau de déclenchement 15V [84]. En plus, afin d'isoler le circuit de commande de la partie de puissance, un opto-coupleur de type 4N25 est utilisé [85]. Le schéma de principe du circuit de pilote du contrôle driver IGBT et d'opto-coupleur est représenté sur la Figure 6.6.

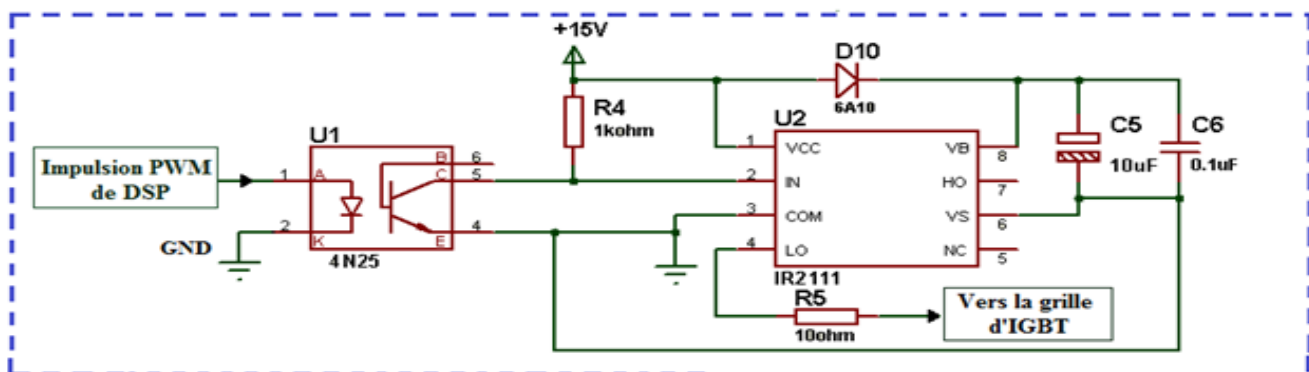


Figure 6. 6: Circuit du pilote de contrôle isolé du transistor IGBT

3.2 Circuits des capteurs de mesure

Les cartes de mesure comportent des capteurs à effet Hall nécessaires pour relever la tension aux bornes de la charge et du courant à l'entrée du hacheur.

3.2.1 Capteur de tension

La tension de sortie du convertisseur survolteur est mesurée à l'aide du capteur de tension LEM LV25-P [86]. Une résistance R12 est utilisée pour réduire le courant à l'entrée du capteur (Figure 6.7).

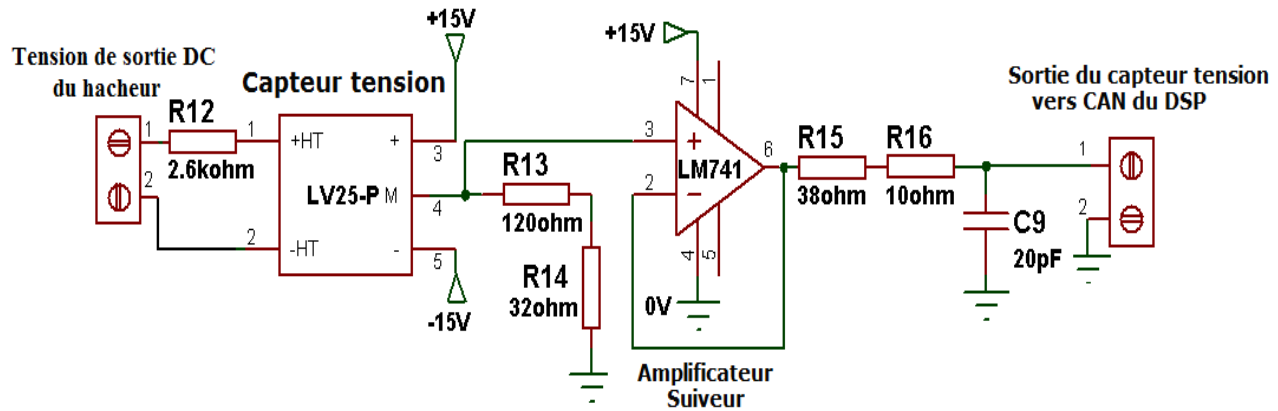


Figure 6. 7: Carte d'implémentation du capteur de tension LV25-P

Afin d'obtenir une sortie de tension 3V qui est la valeur de la résolution acceptée par DSP en fonctionnement normal, une résistance (R13+R14) doit être utilisée. La tension de sortie du transducteur à 24VDC est donc:

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{R_{12}} * conversion_ratio * (R_{13} + R_{14}) = 3V \quad (6.5)$$

Il est judicieux d'utiliser un amplificateur opérationnel suiveur comme un circuit de conditionnement des signaux analogiques à l'entrée DSP comme montré sur la Figure 6.7. L'amplificateur plus les deux résistances externes (R15, R16) isolent bien le CAN du DSP de la sortie du capteur. Pendant l'échantillonnage, la capacité C9 agit comme un réservoir et contribue à la stabilité du signal. La valeur optimale de cette capacité est entre 20-30pF et les valeurs des résistances doivent être sélectionnées pour répondre aux exigences de la vitesse ou de la bande passante sans dépasser 50Ω.

3.2.2 Capteur du courant

Un capteur du courant est un transducteur qui produit une tension image du courant mesuré. La valeur de résistance de mesure R_8 a été choisie afin que la tension de sortie du capteur soit inférieure ou égale à la limite acceptée 3V de DSP. Cela a été vérifié en utilisant la formule suivante:

$$V_{out} = I_{pri} * no.of.primary.turn.conversion.ratio * R_8 \quad (6.6)$$

La limite supérieure de la résistance de mesure R_8 est indiquée sur la fiche technique de LAH50-P qui est égale à $120\ \Omega$ max [87]. Dans notre cas, même si la sortie du LAH50-P est chargée par la valeur maximale de résistance de mesure $120\ \Omega$, la tension de sortie du capteur est inférieure à la valeur admise à l'entrée du DSP (3V), de ce fait, un amplificateur opérationnel non inverseur LM741 a été implémenté (Figure 6.8).

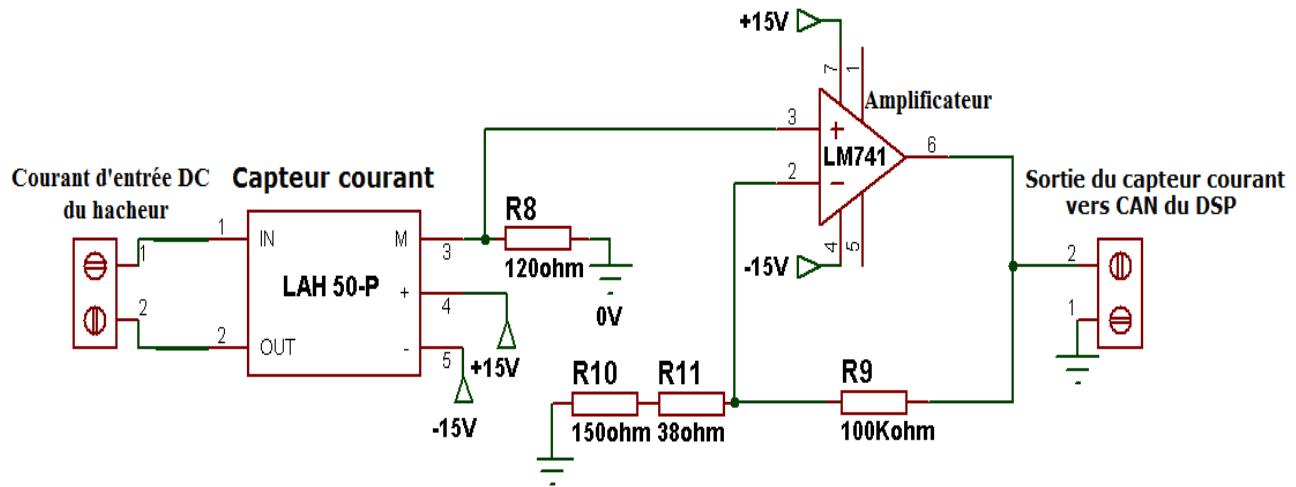


Figure 6. 8: Carte d'implémentation du capteur de courant LAH50-P

4. Circuit de commande

Dans la partie expérimentale, la carte DSP eZdsp TMS320F2812 a été utilisée. Elle est de 32 bits avec une mémoire flash intégrée et un CPU qui fonctionne à 150 MHz [88]. La carte DSP C28x permet de développer des algorithmes de contrôle dans des langages de haut niveau C et C++ basé sur des outils de son logiciel de traitement Code Composer Studio (CCS). Ci-dessous, une brève description de ses modules utilisés sera présentée.

4.1 Module de Pulse Width Modulation (PWM)

Pour générer les impulsions PWM, le module de gestionnaire d'événements (EVB) et le temporisateur à usage général du DSP ont été utilisés [89]. La fréquence de commutation désirée (10 kHz) impose la période de temporisation, à l'aide de l'expression suivante:

$$Time_period = \text{int} 32 \left(\frac{sysclkout}{2 * TPS * PWM_freq} \right) \quad (6.7)$$

Où: SYSCLKOUT: est la fréquence d'horloge du processeur (150MHz pour le DSP F2812);

TPS: est le temps de Prescaler;

Time_period : est la période de temporisation.

4.2 Module du Convertisseur Analogique Numérique CAN

Le module du convertisseur analogique numérique (CAN) est à 12 bits et 16 canaux [90]. Les 16 canaux fournissent des entrées multiplexées au convertisseur, car il n'y a qu'un seul convertisseur dans le module CAN. Chaque conversion peut être programmée pour sélectionner l'un des 16 canaux d'entrée. Le temps de conversion est de 200 ns pour une conversion unique et de 60 ns pour les conversions simultanées. L'entrée analogique est limitée dans un intervalle de 0 à 3 V. Sa valeur numérique équivalente peut être calculée par l'équation suivante, où ADCLO est la valeur de référence pour ce module de conversion.

$$Digital_value = 4095 * \left(\frac{Input_Analog.voltage_ADCLO}{3} \right) \quad (6.8)$$

5. Stratégie du contrôle

La stratégie de commande du hacheur survolteur DC/DC se compose de deux boucles en cascade. La boucle externe s'occupe de la régulation de la valeur mesurée de la tension continue de sortie du hacheur à sa valeur de référence. La sortie de cette boucle fournit le courant de référence à la boucle interne. Cette dernière est basée sur le contrôle de la valeur du courant mesurée à l'entrée du hacheur. Ceci est fait tout en agissant sur la valeur du rapport cyclique de l'interrupteur IGBT du hacheur survolteur. La Figure 6.9 montre le schéma de la stratégie de commande développée.

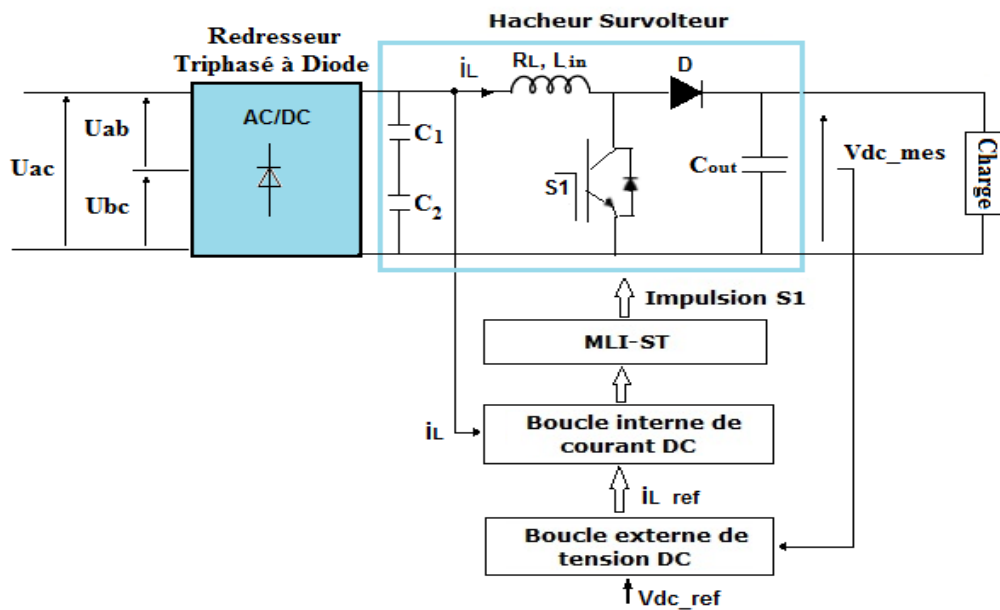


Figure 6. 9: Stratégie de contrôle du convertisseur hacheur survolteur DC/DC

Le modèle du hacheur survolteur à deux niveaux a été obtenu et détaillé dans le quatrième chapitre. Par conséquent, les fonctions de transfert nécessaires pour le contrôle du courant d'entrée $\hat{i}_L(s)$ et de la tension de sortie $\hat{v}_{out}(s)$, sont donnés respectivement comme suit.

$$H_C(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{C_{out}V_{out}s + (1-D)I_L}{L_{in}C_{out}s^2 + RC_{out}s + (1-D)^2} \quad (6.9)$$

$$H_V(s) = \frac{\hat{V}_{out}(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{(1-D)}{C_{out}s + \frac{1}{R}} \quad (6.10)$$

La figure ci-dessous montre les boucles de contrôle externe de tension et interne du courant.

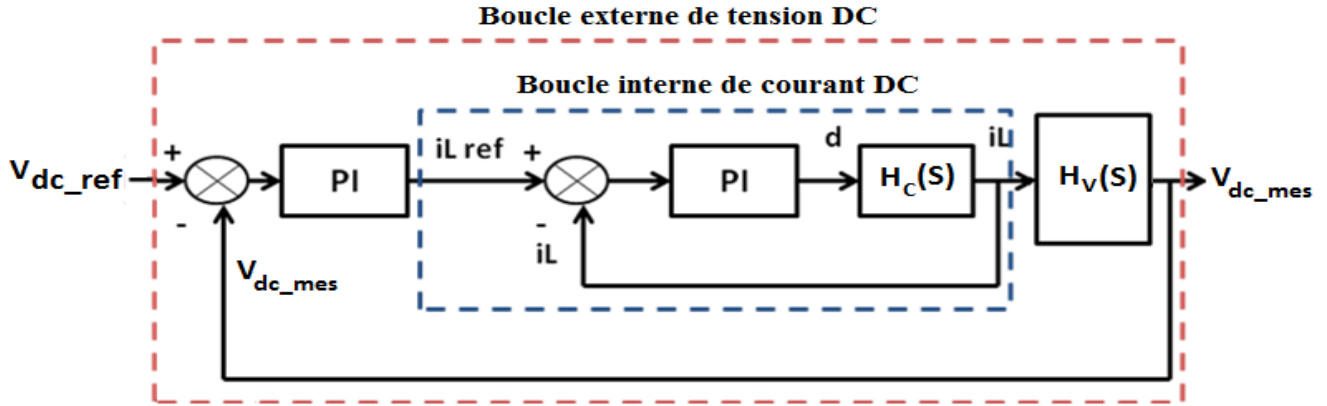


Figure 6. 10: Boucles de contrôle externe de tension et interne du courant

La méthode de réponse fréquentielle a été utilisée dans la conception des deux boucles de régulations [77].

5.1 Design de boucle du contrôle interne du courant

La fonction de transfert du courant $H_C(s)$ ci-dessus est équivalente en haute fréquence avec les valeurs de paramètres comme suit:

$$H_C(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{out}}{L_{in}s} = \frac{27.6 * 10^3}{s} \quad (6.11)$$

Le diagramme de Bode de $H_C(s)$ (Figure 6.11) désigne la marge de phase PM qui est égale à 90° obtenue à la fréquence de coupure $\omega_c = 2.76 * 10^4$ rad/s.

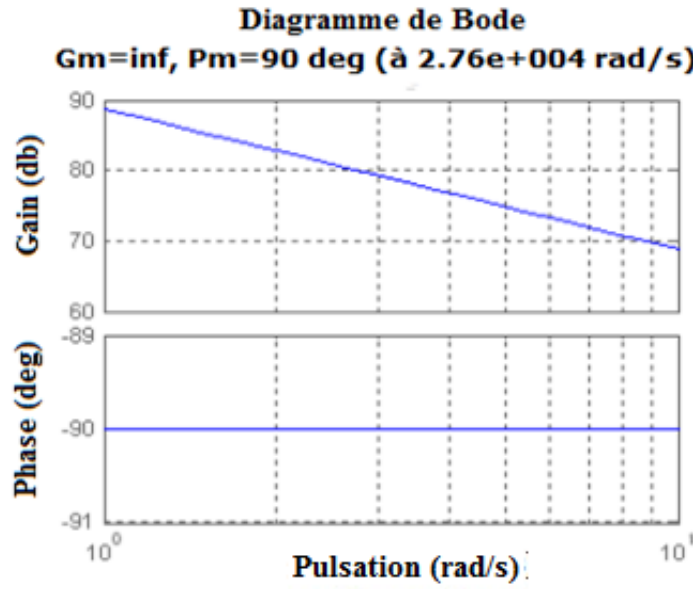


Figure 6. 11: Diagramme de Bode de la fonction de transfert du courant $H_c(s)$

La fonction de transfert du courant en boucle ouverte est donnée par:

$$H_{OL}(s) = \frac{27.6 * 10^3 * K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{s^2} \quad (6.12)$$

La marge de phase doit être égale à 60 ° à la fréquence de coupure $\omega_c = 2.76 \text{Krad}$.

Condition de gain: à la fréquence de coupure, le gain du système est à l'unité.

$$K_p^2 \left(7.617 * 10^6 + \left| \frac{K_i}{K_p} \right|^2 \right) = 76.176 * 10^3 \quad (6.13)$$

Condition de phase: à la fréquence de coupure, l'angle de phase de la boucle est égale à:

$$\arg(H_{OL}(j\omega_c)) = PM - 180^\circ = -120^\circ \quad (6.14)$$

Donc:

$$\frac{K_i}{K_p} = 1.593 * 10^3 \quad (6.15)$$

A partir des équations (6.13) et (6.15), on peut obtenir les valeurs des paramètres K_p et K_i :

$$K_p = 0.0866; \quad K_i = 138 \quad (6.16)$$

5.2 Design de boucle du contrôle externe de tension

La boucle de commande de tension externe génère le courant de référence de l'inductance i_{Lref} pour la

boucle du contrôle interne du courant comme le montre la Figure 6.8. Sa fonction de transfert $H_v(s)$ avec les valeurs des paramètres est donnée comme suit:

$$H_V(s) = \frac{\hat{V}_{out}(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{(1-D)}{C_{out}s + \frac{1}{R}} = \frac{36.125}{0,068s + 1} \quad (6.17)$$

Le diagramme de Bode de $H_v(s)$ (Figure 6.12) indique que la marge de phase PM égale à $91,6^\circ$ obtenue à la fréquence de coupure $\omega_c = 531 \text{ rad/s}$.

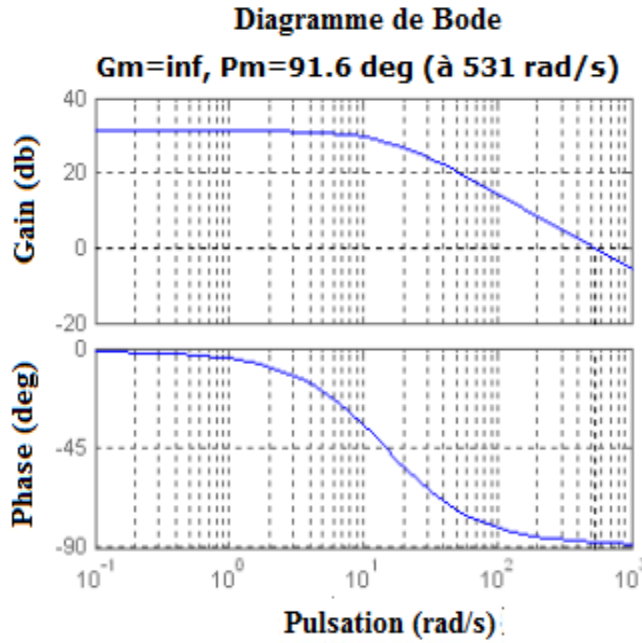


Figure 6. 12: Diagramme de Bode de fonction de transfert de tension $H_v(s)$

Le régulateur PI est conçu pour augmenter le gain de basse fréquence tout en maintenant un PM minimum à 60° à la fréquence de commutation $\omega_c = 53.1 \text{ rad/s}$. La fonction de transfert en boucle ouverte de la tension continue est donnée par:

$$H_{OL2}(s) = \frac{36.125 * K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{s(1 + 0.068s)} \quad (6.18)$$

A partir des deux conditions de gain et phase, on peut obtenir les valeurs des paramètres K_p et K_i :

$$K_p = 0.073 ; \quad K_i = 3.9267 \quad (6.19)$$

6. Résultats de simulation

Avant de procéder à la mise en œuvre expérimentale de la partie décrite ci-dessus de la chaîne de conversion d'énergie hydraulique, une simulation numérique a été faite afin de prouver les performances et l'efficacité dynamique du système. Le temps d'échantillonnage utilisé pour la simulation est de $0,2 \mu\text{s}$.

6.1 Forme d'onde du signal de sortie du redresseur triphasé non-contrôlé

La Figure 6.13 illustre la forme d'onde du signal de sortie du redresseur triphasé non-contrôlé.

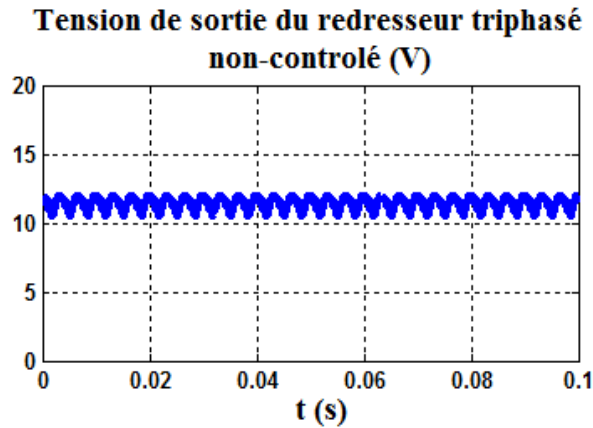


Figure 6. 13: Tension de sortie du redresseur triphasé non-contrôlé

Le résultat de la simulation de la Figure 6.13 montre que la tension de sortie du redresseur triphasé non-contrôlé est en moyenne égale 12 V et quasiment filtrée par les deux condensateurs en série à la sortie de redresseur de valeurs $390 \mu\text{F}$.

6.2 Forme d'onde des signaux du hacheur survolteur

La génération de l'impulsion du transistor IGBT du hacheur survolteur est faite en comparant la forme d'onde de la porteuse triangulaire au signal du rapport cyclique donné par la stratégie de commande. Lorsque le signal de rapport cyclique est supérieur à celui de la porteuse triangulaire, l'impulsion prend 1 et à l'état haut, sinon l'impulsion prend 0 et à l'état bas.

Les figures suivantes affichent le signal de comparaison de la porteuse triangulaire avec le rapport cyclique, le signal impulsionnel du transistor IGBT et la tension de sortie du hacheur survolteur.

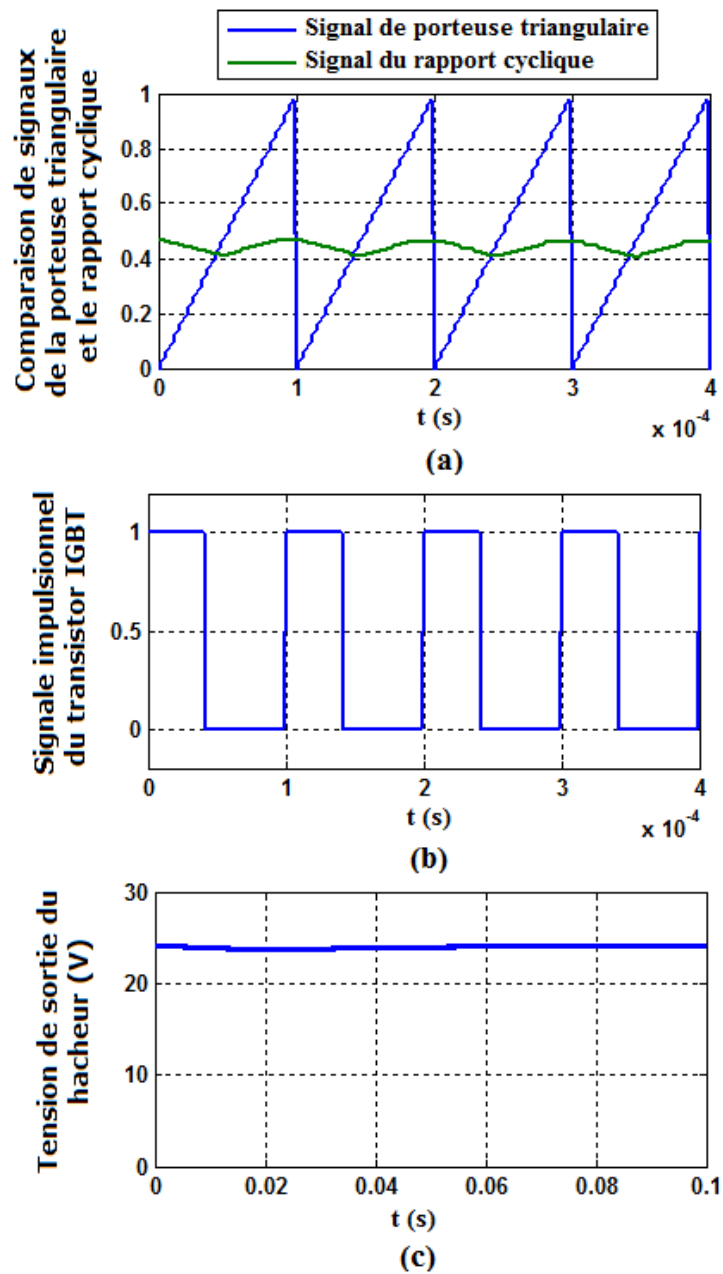


Figure 6. 14: (a) Comparaison des signaux de la porteuse triangulaire et du rapport cyclique (b) Signal impulsionnelle de commutateur IGBT (c) tension continu de sortie du convertisseur survolteur

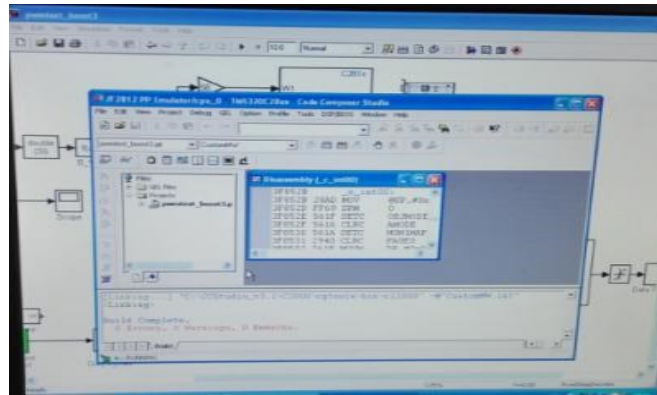
Nous remarquons à partir de la Figure 6.14 que la stratégie de commande arrive bien à réguler la tension continue de sortie du hacheur survolteur à son point de consigne 24V même si le courant de charge varie.

7. Résultats expérimentaux

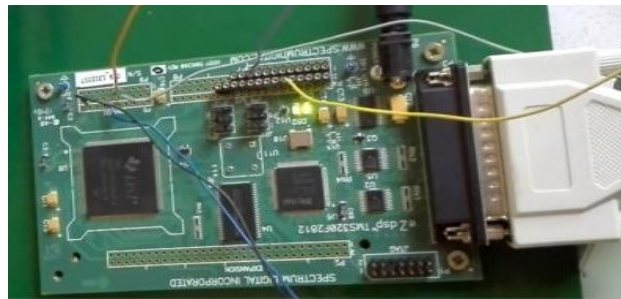
Le prototype de test du système a été réalisé dans notre laboratoire (Figure 6.15 c). Le développement de l'algorithme de commande qui génère le signal impulsionnel du transistor IGBT du hacheur survolteur est effectué avec Matlab/Simulink en premier lieu. Ensuite la plate-forme 'Embedded Target DSP TI

TMS320C2000' entre en interaction avec le module 'Real-Time Workshop' pour l'implémentation en temps réel de l'algorithme développé sous forme de code C dans le logiciel Code Composer Studio (CCS) de la carte DSP. Et finalement ce code est compilé et exécuté dans la carte DSP.

La Figure 6.15 illustre l'implémentation en temps réel du modèle Simulink en code C dans le logiciel code composer studio en (a), les broches utilisées sur la carte eZdsp DSP F2812 en (b) et l'implémentation matérielle sur Labdec du convertisseur survolteur en (c).



(a)



(b)

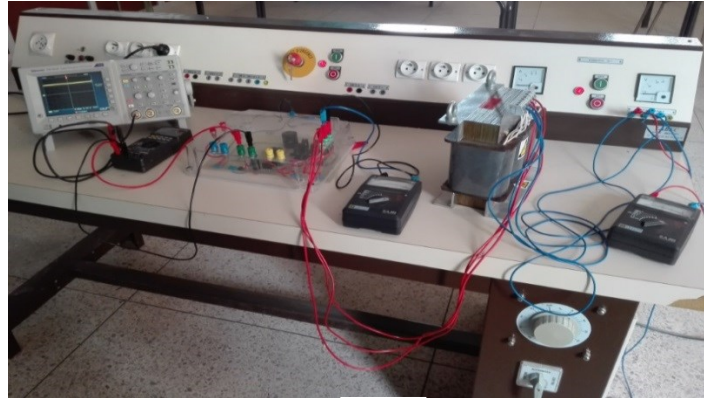


(c)

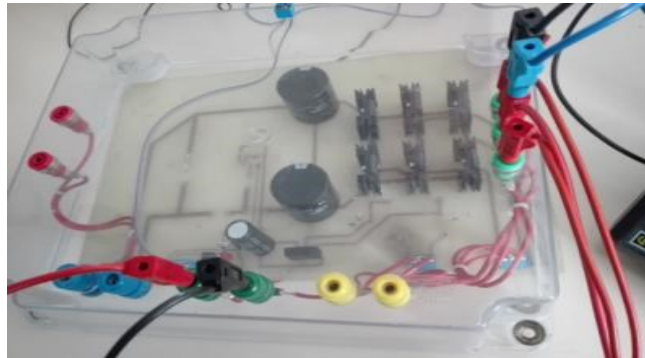
Figure 6. 15: (a) Code C généré de modèle Simulink dans logiciel code composer studio (b) broches utilisées sur la carte DSP eZdsp F2812 (c) Implémentation en temps réel du convertisseur survolteur

7.1 Forme d'onde des signaux du redresseur triphasé non-contrôlé

Une alimentation triphasée avec une tension composée allant de 0 à 400V, est utilisée comme une source pour un transformateur triphasé abaisseur de tension 380V/220V qui alimente notre redresseur triphasé non-contrôlé comme représenté sur la Figure 6.16 (a), (b), (c). Dans notre cas, nous devons tester et examiner notre prototype juste à basse tension, nous avons donc réglé l'entrée d'alimentation triphasée pour avoir une sortie de tension continue désirée de 12V qui sera par la suite utilisée comme une entrée du hacheur survolteur.



(a)



(b)



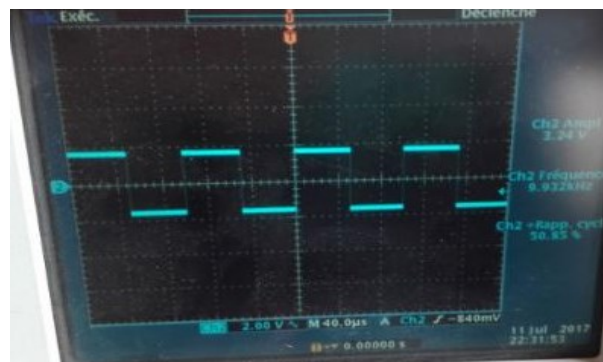
(c)

Figure 6. 16: (a) Schéma complet d'implémentation matérielle du redresseur triphasé non contrôlé (b) Circuit de puissance du redresseur triphasé non-contrôlé (c) sortie du redresseur triphasé non contrôlé

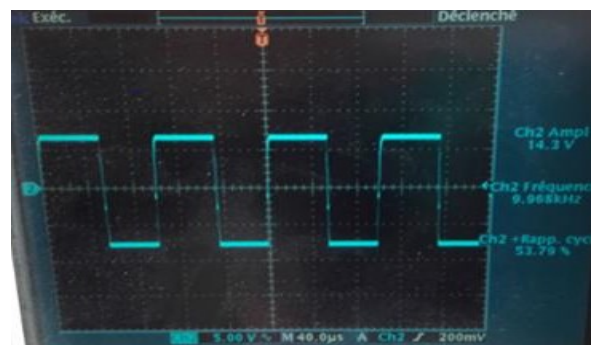
Les résultats expérimentaux de la Figure 6.16 montrent que la tension de sortie du redresseur triphasé AC/DC non-contrôlé est en moyenne égale 12V et bien filtrée par les deux condensateurs en série à la sortie du redresseur. Cette sortie de tension continue sera utilisée après comme une entrée du hacheur survolteur.

7.2 Forme d'onde des signaux du hacheur survolteur

A partir d'une tension continue à l'entrée du convertisseur hacheur survolteur de 12V qui provient du redresseur triphasé non-contrôlé, nous souhaitons obtenir une valeur de tension continue de sortie de 24V. Le convertisseur doit fournir un courant $I_{OUT} = 0.083A$ avec une résistance de charge $R_L = 289\Omega$, la tension de sortie acceptera $\pm 5\%$ d'ondulation soit environ $\pm 1.2V$. La fréquence de commutation est de 10 kHz. La Figure 6.17 affiche en (a) le signal de sortie PWM qui est généré par la carte DSP et en (b) le signal de sortie de l'opto-coupleur 4N25 pour l'isolement de la carte DSP du circuit de puissance du hacheur survolteur.



(a)



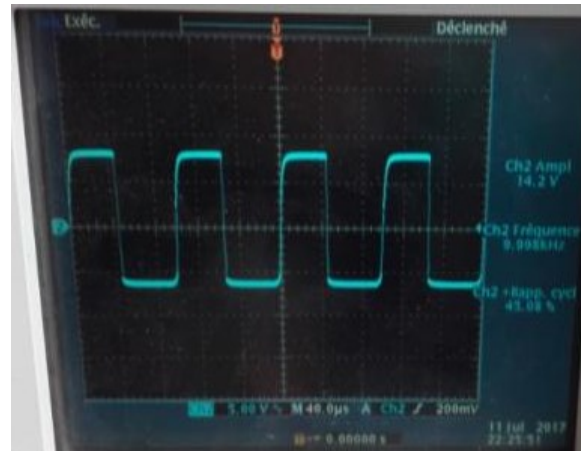
(b)

Figure 6. 17: (a) Signal généré par DSP de grille d'IGBT (b) Sortie opto-coupleur 4N25

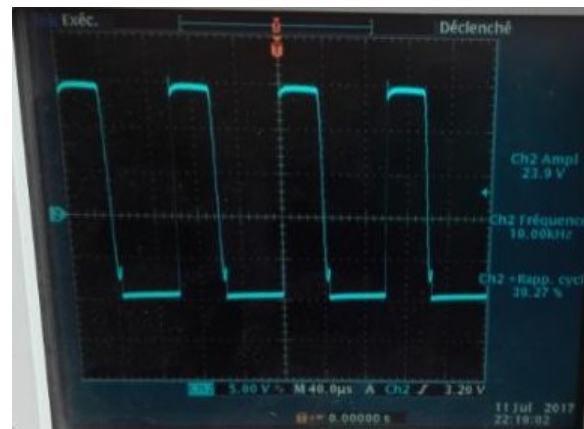
La Figure 6.17 (a) montre la forme d'onde du signal, généré par la carte DSP F2812, offre une variation de 0-3.24V, la fréquence de commutation est de 9.968 kHz égale à la fréquence imposée 10kHz et le

rapport cyclique est d'environ 53,79%. Le signal de sortie de l'opto-coupleur est amplifié de 3,24V à 14,3V comme il est illustré sur la Figure 6.17 (b).

La Figure 6.18 présente en (a) le signal de sortie du pilote de contrôle driver IR2111 du transistor IGBT et en (b) le signal de la tension du collecteur-émetteur V_{CE} du transistor IGBT.



(a)



(b)

Figure 6. 18: (a) Signal de sortie du driver IR2111 (b) Signal de la tension du collecteur-émetteur V_{CE} du transistor IGBT

A partir des résultats illustrés sur la Figure 6.18 (a), le pilote de contrôle IR2111 applique une valeur de tension V_{GE} égale à +14.2V aux bornes de l'Emetteur-Grille de l'IGBT du hacheur survolteur lorsque il est à l'état haut et 0V dans le cas contraire. Une résistance de valeur 10 Ω est ajoutée à l'entrée de grille de l'IGBT pour limiter le courant. Pour les résultats de la Figure 6.18(b), le signal de la tension de sortie aux bornes du collecteur-émetteur V_{CE} est amplifié à une valeur d'amplitude de 23.9V avec une valeur de fréquence de commutation de 10 kHz. La Figure 6.19 montre en (CH1) la tension continue de sortie du hacheur survolteur et en (CH2) le signal de la tension de sortie aux bornes du collecteur-émetteur V_{CE} de l'IGBT du hacheur survolteur.

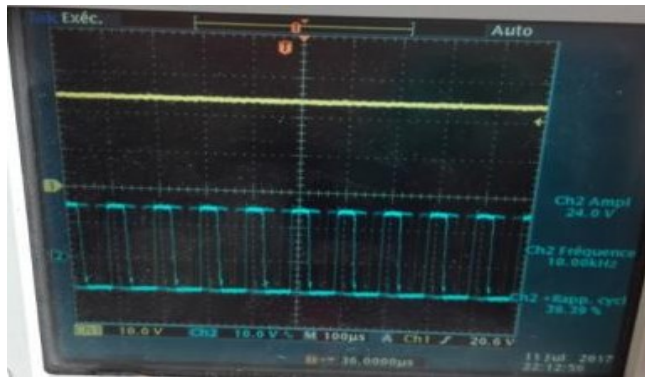


Figure 6. 19: (CH1) tension continue de sortie du hacheur survolteur, (CH2) signal de la tension de sortie du Collecteur-Emetteur V_{CE} de l'IGBT du hacheur survolteur

La tension continue de sortie du hacheur survolteur est amplifiée en moyen à une valeur de 24V comme le montre la Figure 6.19 (CH1). De plus, il est remarqué que malgré la variation de la valeur de la charge, les deux boucles cascade de contrôle permettent de conserver une valeur de tension de 24V au niveau de la sortie.

7.3 Carte prototype globale finale du test expérimental

La carte prototype globale finale du test expérimental inclut les circuits de puissances du hacheur survolteur à deux niveaux; du redresseur triphasé non-contrôlé et de l'interface intermédiaire de commande (Figure 6.20).

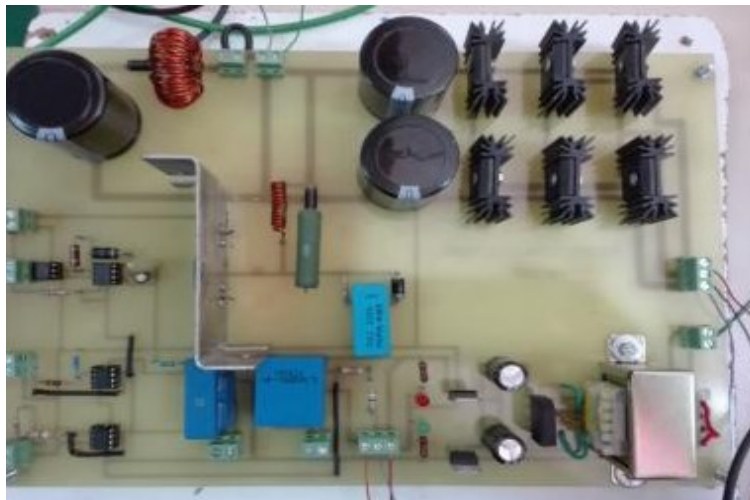


Figure 6. 20: Carte imprimée du prototype de test de la partie puissance du système étudié avec son interface intermédiaire de commande

La Figure 6.21 montre le schéma de câblage électrique complet de la partie expérimentale avec la carte imprimé.



Figure 6. 21: Schéma complet de mise en œuvre expérimentale du redresseur triphasé non-contrôlé plus le convertisseur survolteur avec son interface intermédiaire de contrôle

Conclusion

Ce chapitre décrit la mise en œuvre expérimentale de la commande numérique par DSP du hacheur survolteur à deux niveaux relié à un redresseur triphasé non-contrôlé en tant qu'une première partie expérimentale de la chaîne de conversion hydraulique.

Les résultats obtenus de la simulation et de l'expérimental de ce système concordent parfaitement, ils montrent que la tension continue de sortie reste presque constante même si la charge varie; la stratégie de contrôle basée sur les deux boucles en cascade est rapide et efficace.

Les perspectives expérimentales sont spécifiées comme suit:

- Coupler le système étudié avec un générateur synchrone à aimant permanent GSAP;
- Augmenter la puissance de l'installation jusqu'à 1.5Kw;
- Vérifier l'efficacité de la méthode de commande proposée avec une variation importante du courant de charge.

Conclusion générale

Le travail de cette thèse a été porté sur le choix, l'étude et l'optimisation du contrôle d'une chaîne de conversion hydrolienne à débit non-contrôlé et de haute puissance raccordée au réseau de distribution électrique. La mise en évaluation de cette chaîne approuve que les diverses fonctionnalités espérées sont obtenues à savoir :

- une meilleure performance du point de vue distorsion harmonique et un contrôle optimisée de la valeur crête de la composante fondamentale de la tension de sortie en utilisant la topologie retenue de l'onduleur NPC à trois-niveaux avec sa stratégie de commande MLI-ST.
- une synchronisation rapide et précise de notre chaîne hydrolienne au réseau même dans des conditions de défaillance (distorsion harmonique, déséquilibre, absence de phase) grâce à la nouvelle stratégie suggérée MVBPF + dq-PLL, ce qui a contribué fortement à la performance dynamique et à la marge de stabilité de la stratégie de contrôle de l'ensemble du système.
- une robustesse et une efficacité de la stratégie de commande développée pour le convertisseur connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre LCL a été obtenu pour envoyer uniquement la puissance active au réseau tout en remplissant les conditions nécessaires d'interconnexion (TDH obtenue est moins de 2 %).
- une meilleure précision de la stratégie de contrôle côté générateur de notre chaîne pour la production de la pleine puissance de la centrale hydroélectrique, a été atteinte avec un convenable rapport cyclique lié à la perturbation de courant d'inducteur du hacheur survolteur. Ainsi, les régulateurs fonctionnent très bien et montrent de très bonnes performances dans les deux régimes transitoire et permanent.
- une fiabilité du système de conversion d'énergie hydraulique a été considérablement améliorée en utilisant un convertisseur hacheur survolteur DC/DC à trois niveaux avec sa stratégie de contrôle. Cette amélioration a permis une dynamique plus satisfaisante du système et une optimisation des formes d'ondes de la sortie de l'onduleur 3L-NPC. En outre, cette nouvelle topologie de convertisseur survolteur DC/DC à trois niveaux a l'avantage de réduire la tension que supportent les commutateurs, ce qui implique un faible coût de maintenance et une durée de vie plus longue pour ces derniers.

- Et finalement, la mise en œuvre expérimentale du contrôle numérique par DSP du convertisseur survolteur DC/DC à deux niveaux relié à un redresseur triphasé non-contrôlé en tant qu'une première partie expérimentale de la chaîne de conversion hydraulique a été réalisée. Les résultats obtenus de la simulation et de l'expérimentation de ce système concordent parfaitement, ils ont montré que la tension continue de sortie maintenue presque constante même si la charge varie et que la stratégie de contrôle basé sur les deux boucles en cascade est rapide et efficace.

Les perspectives du travail de recherche de cette thèse sont nombreuses. Elles peuvent viser à :

- L'élaboration de différentes lois de commande plus sophistiquées et de modèles beaucoup plus complexes de la colline des rendements de la turbine hydraulique pour améliorer intensivement les performances du système.
- L'association hybride de cette petite centrale hydroélectrique avec d'autres centrales éoliennes et solaire pour construire un système compact et robuste multi sources d'énergies renouvelables.
- La réalisation également de la partie expérimentale côté réseau du système afin de compléter un prototype de test au laboratoire de toute la chaîne de conversion hydrolienne fonctionnant à une puissance réduite de 1.5KW.
- La vérification de l'efficacité en temps réel de la stratégie de contrôle proposée dans cette thèse sur la chaîne de prototype de test lorsqu'elle est connectée à des charges ou bien au réseau de distribution électrique.

Bibliographie

- [1] H. Wilhelm Schiffer, “World Energy Resources Summary Report_2016, WORLD ENERGY COUNCIL,”pp. 1-46, 2016.
- [2] B. Dudley, “BP statistical review of world-energy 2017,”full-report, pp. 1-52, 2017.
- [3] Z. Ettaik, “ Les énergies renouvelables au Maroc : Bilan et Perspectives,” Direction des Energies Renouvelables et de l'Efficacité Energétique, pp. 1-24, 2014.
- [4] Stratégie Energétique Nationale Horizon 2030, Ministère de l'Energie, des Mines, de l'Eau et de l'Environnement, Royaume du Maroc : http://www.orientalinvest.ma/telechargementfichiers/energies/strategie_energetique_nationale.pdf
- [5] Hydroelectric power and water. Basic information about hydroelectricity, the USGS Water Science School: <https://water.usgs.gov/edu/wuhy.html>
- [6] Types of Hydropower Plants, <https://energy.gov/eere/water/types-hydropower-plants>
- [7] Les turbines dans les centrales hydrauliques : types, <http://turbines.free.fr/types.htm>
- [8] Jean-Marc PAGÈS, Eric SUPPARO, Bruno LAFAGE, “Guide pour le montage de projets de petite hydroélectricité,” Agence de l'environnement et de la maitrise de l'énergie ADEME, Mars 2003.
- [9] Petites centrales hydrauliques: Turbines hydrauliques, Journées de formation pour ingénieurs, Programme d'action Energies renouvelables (PACER) en Suisse.
- [10] Small Hydro, Voith Engineered Reliability: https://voith.com/corp-en/Voith_Small_Hydro2.pdf
- [11] Petites centrales hydrauliques – Générateurs et installations électriques –Rapport du programme d'action énergies renouvelable en Suisse (PACER).
- [12] L. BELHADJI, Optimisation du contrôle commande d'un système hydraulique réversible à vitesse variable, thèse de doctorat Université De Grenoble, 2013
- [13] I. Munteanu, A. I. Bratcu, S. Bacha, D. Roze, and J. Guiraud “Hardware-in-the-loop- based simulator for a class of variable-speed wind energy conversion systems: design and performance assessment » IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 25, no.2, June 2010, pp.564-576.
- [14] S. BREBAN ‘étude du système de conversion électromécanique d'une microcentrale, hydroélectrique à vitesse variable ’ thèse de doctorat L2EP Lille, France 2008.
- [15] S. Müller, M. Deicke, R.W. De Doncker, “Doubly fed induction generator systems for wind turbines”. IEEE. Industry Applications magazine, May-June 2002, pp. 26-33.
- [16] M. NASSER, Supervision de sources de production d'électricité hybrides éolien/hydraulique dans les réseaux d'énergie interconnectés ou isolés, thèse de doctorat L2EP Lille, France 2011.
- [17] M.G. Molina, and Mario Pacas, “Improved Power Conditioning System of Micro- Hydro Power Plant for Distributed Generation Applications”, Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference, pp: 1733-1738, Chile, 2010.
- [18] A. Mirecki – « Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiées à une éolienne de petite puissance », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France, 2005.

- [19] J.L. Marquez, M.G. Molina, and J.M. Pacas, "Dynamic modeling, simulation and control design of an advanced micro-hydro power plant for distributed generation applications", *International Journal of Hydrogen Energy* 35, 2010, page 5772 – 5777.
- [20] Claude Chevassu, *Composants de l'électronique de puissance*, 2005.
- [21] Subhransu Sekhar Dash, P.Palanivel and S.Premalatha, "Performance Analysis of Multilevel Inverters Using Variable Switching Frequency Carrier Based PWM Techniques," *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'12)* Santiago de Compostela (Spain), 28th to 30th March, 2012
- [22] A. Caldeira, S. Jacques, A. Schellmanns, J.-C. Lebunetel, N. Batut and L. Gonthier, "Development of a new mixed 5-level inverter for 3 kW household photovoltaic applications," *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'13)*, Bilbao (Spain), 20th to 22th March, 2013
- [23] S. Sivasankari and C. R. Balamurugan, "Embedded Controller Based Multilevel Inverter Topologies," *Electrical and Electronics Engineering: An International Journal (ELELIJ)*, Vol. 3, no. 2, pp. 81–89, 2014.
- [24] I.E. Rodriguez, J. Bernet, S. Steimer, P.K. Lizama, "A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no.7, pp. 2219 - 2230, 2010.
- [25] S.Fernandez, "Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau," *Thèse de doctorat*, Université Lille 1, Nord de France, 2013.
- [26] Ch.Krishna kantha, P.Deepthi Sree, "Analysis, Simulation & Comparison of Various Multilevel Inverters Using Different PWM Strategies," *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering*, Vol. 9, no. 2, PP 54-65, 2014.
- [27] M.Baldés, "Etude d'un compensateur statique pour éoliennes à vitesse fixe à base de génératrice asynchrone à cage," *Mémoire de Maitrise*, Université du Québec à Trois-Rivières, Canada, 2010.
- [28] D. P. Duggapu and S. Nulakajodu, "Comparison between Diode Clamped and H-Bridge Multilevel Inverter (5 to 15 odd levels)," *VSRD International Journal of Electrical, Electronics & Communication Engineering*, Vol. 2, no. 5, pp. 228-256, 2012.
- [29] Darshan Prajapati, Vineetha Ravindran, Jil Sutaria, Pratik Patel, "A Comparative Study of Three Phase 2-Level VSI with 3-Level and 5-Level Diode Clamped Multilevel Inverter," *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, Vol. 4, no. 4, pp. 708-713, 2014.
- [30] P.Mohanty and S.Sahoo, "Analysis of two level and three level inverters," *Electrical Engineering*, Department of Electrical Engineering, National Institute of Technology, Rourkela, 2010.
- [31] A. Benaboud and A. Rufer, "New control strategy for three level NPC converter connected to the grid," *Proceeding of the sixth IASTED International Conference*, pp. 400-405, 26-28 June 2006 Rhodes, Greece.
- [32] TM. Blooming and DJ. Carnovale, "Application of IEEE Std 519-1992 harmonic limits," In *Pulp and Paper Industry Technical Conference*, 2006. *Conference Record of Annual*, pp. 1-9. IEEE, 2006.
- [33] H. Cha and Tk. Vu, "Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected Photovoltaic inverter," In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, pp. 1659-1665. IEEE, 2010.

- [34] J. Lettl, J. Bauer and L. Linhart, "Comparison of different filter types for grid connected inverter," PIERS Proceedings, Marrakesh, Morocco (2011).
- [35] T.C.Y. Wang, Y. Zhihong, S. Gautam, and Y. Xiaoming, "Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter," In Power Electronics Specialist Conference, vol. 2, pp. 779-784, IEEE 34th Annual, 2003.
- [36] W. Zhao, and C. Guozhu, "Comparison of active and passive damping methods for application in high power active power filter with LCL-filter," In Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN'09. International Conference on, pp. 1-6. IEEE, 2009.
- [37] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL filter-based three-phase active rectifier," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005.
- [38] C. Zhang, D. Tomislav, CV. Juan, and MG. Josep, "Resonance damping techniques for grid-connected voltage source converters with LCL filters—A review," In Energy Conference (ENERGYCON), 2014 IEEE International, pp. 169-176. IEEE, 2014.
- [39] DK. Choi and KB. Lee, "Stability improvement of distributed power generation systems with an LCL-filter using gain scheduling based on grid impedance estimations," Journal of Power Electronics, vol. 11, no. 4, pp. 599-605, 2011.
- [40] A. Chaoui, J.P. Gaubert, F. Krim, L. Rambault, "IP controlled three-phase shunt active filter for power improvement quality," Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Paris, France, November 2006.
- [41] S.K. Chung, "Phase-locked loop for grid connected three-phase power conversion systems," IEEE Proc. Electr. Power Appl., Vol. 147, no. 3, pp. 213-219, May 2000.
- [42] H. Tepeer, J.W. Dixon, L.Moran, "A simple frequency independent method for calculating the reactive and harmonic current in non-linear load," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 43, no. 6, pp. 647-654, Dec. 1996
- [43] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems," IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 53, no. 5, pp. 1398-1409, October 2006.
- [44] G.C. Hsieh, J. C. Hung. "Phase-Locked Loop Techniques – A Survey," IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 43, no. 6, pp. 609-615, Dec.1996.
- [45] EM. Adžić, MS. Adžić and VA. Katić, "Improved PLL for Power Generation Systems Operating under Real Grid Conditions," ELECTRONICS, Vol. 15, no. 2, DECEMBER 2011.
- [46] LGB. Rolim, D.R. Costa, M. Aredes, "Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, no. 6, pp. 1919-1926, 2006.
- [47] V. Kaura, V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," In Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC'96. Conference Proceedings 1996, Eleventh Annual, Vol. 2, pp. 703-708. IEEE, 1996.
- [48] S.J.Lee, JK.Kang, and SK.Sul, "A New Phase Detecting Method for Power Conversion Systems Considering Distorted Conditions in Power System," Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE, Vol. 4, pp. 2167-2172. IEEE, 1999.

- [49] M.K. Ghartemani and M. Reza Iravani, "A Method for Synchronization of Power Electronic Converters in Polluted and Variable-Frequency Environments," IEEE TRANSACTIONS ON POWER SYSTEMS, Vol. 19, no. 3, August 2004.
- [50] G.X. Qiang, W.Y. Wu, and H.R. Gu, "Phase locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters: a review," Przegląd Elektrotechniczny, Vol. 87, no. 4, pp. 182-187, 2011.
- [51] A. Timbus, R. Teodorescu, F. Blaabjerg and M. Liserre, "Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems. An Overview and Evaluation," In Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC'05. IEEE 36th, pp. 2474-2481. IEEE, 2005.
- [52] J. Dannehl, C. Wessels and F.W. Fuchs, "Limitations of voltage-oriented PI current control of grid-connected PWM rectifiers with filters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 2, pp. 380-388, 2009.
- [53] K.J. Aström and T. Hägglund, "PID controllers: theory, design and tuning," 2nd ed. p. cm. Rev. ed. of: Automatic tuning of PID controllers, c1988.
- [54] P. Mattavelli, S. Buro, "Digital Control in Power Electronics," Morgan & Claypool Publishers, 151 pages, 2006.
- [55] W. Song, X. Feng, K.M. Smedley, "A Carrier-Based PWM Strategy with the Offset Voltage Injection for Single-Phase Three-Level Neutral-Point-Clamped Converters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 3, pp. 1083-1095, 2013.
- [56] R.M. Tallam, R. Naik, T. Nondahl, "A Carrier-Based PWM Scheme for Neutral-Point Voltage Balancing in Three-Level Inverters," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 6, pp. 1734-1743, 2005.
- [57] L. Belhadji, S. Bacha, I. Munteanu, A. Rumeau, and D. Roye, "Adaptive MPPT Applied to Variable-Speed Micro hydropower Plant," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 28, no. 1, pp. 34 – 43, 2013.
- [58] M. Nasser, S. Breban, V. Courtecuisse, A. Vergnol, B. Robins, and M. M. Radulescu, "Experimental results of a hybrid wind/ hydropower system connected to isolated loads," In 13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC), Poland, 2008.
- [59] L. Wang, and Chao-Nan Li, "Dynamic stability analysis of a tidal Power generation system connected onshore distribution system", IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 26, no. 4, pp. 1191–1197, 2011.
- [60] N. Vilsbøll, A. Pinegin, D. Goussarov, J. Bugge, Denmark, "The Experience of Designing and Testing a 20 kW Multi Pole Permanent Magnet Generator for Wind Turbines," DEWI Magazin, no. 9, pp. 74 – 83, 1996.
- [61] Zaijun Wu, Xiaobo Dou, Jiawei Chu and Minqiang Hu, "Operation and Control of a Direct-Driven PMSG-Based Wind Turbine System with an Auxiliary Parallel Grid-Side Converter," Energies, vol. 6, no. 7, pp. 3405 -3421, 2013.
- [62] S. Belakehal, H. Benalla and A. Bentounsi, "Power maximization control of small wind system using permanent magnet synchronous generator," Revue des Energies Renouvelables, vol. 12, no. 2, pp. 307 – 319, 2009.
- [63] Tiara R. S. de Freitas, Paulo J. M. Menegáz, Domingos S. L. Simonetti, "Converter Topologies for Permanent Magnetic Synchronous Generator on Wind Energy Conversion System," In the 11th Brazilian Power Electronics Conference, (COBEP), Brazil, 2011.

- [64] P. Badoni and P.S.J. Kumar, "Study of Power Converter Topology used for Renewable Energy Resources using Wind," *International Journal of Emerging Research in Management & Technology*, vol. 2, no. 12, pp. 26 - 33, 2013.
- [65] C. Benzazah, L. Lazrak and M. Ait Lafkih, "LCL-filter and PLL Design for Control Three-Level Inverter Neutral-Point-Clamped Connected to Grid for a Multi Megawatt Power Source of Renewable Energy," *European Journal of Scientific Research*, vol. 133, no 4, pp.437-450, 2015.
- [66] S. Jiao, D. Patterson and S. Camillen, "Boost Converter Design for 20kW Wind Generator," *International Journal of Renewable Energy*, vol. 2, no. 1, pp. 118-122, 2000.
- [67] F. Blaabjerg, and Z. Chen, "Power Electronics for Modern Wind Turbines", 1st ed., Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [68] J. Birk, and B. Andresen, "Parallel-connected converters for optimizing efficiency, reliability and grid harmonics in a wind turbine," *Euro. Conf. on Pow. and App., (EPE)*, September 2-5, pp.1-7, 2007.
- [69] J. Dai, "Current source converters for megawatt wind energy conversion systems", Ryerson University, PhD Dissertation, 2010.
- [70] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Pérez, and J. I. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters", *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, vol. 57, no. 8, pp. 2553 – 2580, Aug. 2010.
- [71] High Energy Production plus Built-in Reliability –the New VENSYS 70/77 Gearless Wind Turbines in the 1.5 MW Class, *Proceedings of 2006 European Wind Energy Conference& Exhibition (EWEC 2006)*, <http://www.ewec2006proceedings.info/index2.php>.
- [72] Mohammed Kamil, "Switch Mode power Supply (SMPS) topologies", Part I AN1114A Microchip Technology Inc, 2007, pp. 1-48.
- [73] Jose Rodrigues, Patroicio Cortes, "Predictive Control of Power Converter and Electrical Drives", John Wiley & Sons, 2012.
- [74] Y. Q. Lang, B. Wu, and N. Zargari, "Wind power technology – state of the art", *IEEE Canadian Review*, no.56, pp.10-17, 2007.
- [75] Zheng Chen, Xiangning Xiao, Haitao Wang, Mengwei Liu, "Analysis of converter topological structure for direct-drive wind power system with PMSG", *International Conference on Power System Technology POWERCON*, October 24-28, pp. 1-5, 2010.
- [76] SONG Seungho, KANG Shinil, HAHM Nyeonkun, "Implementation and control of grid connected AC- DC- AC power converter for variable speed wind energy conversion system", *The 18th Annual IEEE Applied Power Electronics*, February 9-13, pp.154-158, 2003.
- [77] C. Benzazah, L. Lazrak and M. Ait Lafkih, "Modelling and Optimized Control of a 7.5MW Hydraulic Energy Conversion Chain Connected to Distribution System", *European Journal of Scientific Research*, vol.146, no. 3, pp. 310-322, 2017.
- [78] M.T. Zhang, Yimin Jiang, F.C.Y. Lee, Milan M Jovanovic , "Single-phase three-level boost power factor correction circuit", *Conference: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995, APEC '95. Conference Proceedings 1995, Tenth Annual*.
- [79] <http://ixapps.ixys.com/DataSheet/93021.pdf>
- [80] Wei GU, 2007, "AN.1484 Designing A SEPIC Converter", *National Semiconductor Application Note 1484*.
- [81] <https://www.semak.com.ar/Item/File/2997?filename=irgps60b120kd.pdf>.

- [82] <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/ds28009.pdf>.
- [83] J.C., CHEVALIER, G., CHEVALIER, B., 1999, “Mémotech électronique : Composants”, Casteilla. 4ième ED.
- [84] <http://www.infineon.com/dgdl/ir21111.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c810e51682>.
- [85] <http://www.vishay.com/docs/81864/4n25x000.pdf>.
- [86] www.lem.com/docs/products/lv_25-p_sp5.pdf.
- [87] www.lem.com/docs/products/lah_50-p.pdf
- [88] TMS320C28x DSP CPU and Instruction Set Reference Guide, Texas Instruments, 2004.
- [89] TMS320C642x DSP Pulse-Width Modulator (PWM) Peripheral User's Guide, Texas Instruments, 2010.
- [90] TMS320x281x Analog-to-Digital Converter (ADC) Reference Guide, Texas Instruments, 2004.