

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Automatique  
Laboratoire de Commande des Processus



# Thèse de Doctorat en Sciences

**Spécialité : Automatique**

Présenté par :

**AKEL Fethi**

Magister en Electrotechnique, Ecole Militaire Polytechnique (EMP)

**Thème**

***Etude et commande d'un système hybride  
photovoltaïque-éolien en mode connecté au réseau et îloté***

Soutenue publiquement le 04/ 07/ 2017 devant le jury composé de :

Président :	TADJINE Mohamed	Professeur, ENP
Directeur de thèse :	BERKOUK El Madjid	Professeur, ENP
Examineurs :	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur, ENP
	MAHRANE Achour	Directeur de recherche, UDES
	MEKHILEF Saad	Professeur, U. Malaya, Malaisie
	TALHA Abdelaziz	Professeur, USTHB
Invité :	GHENNAM Tarak	Maitre de conférence/A, EMP

**ENP 2017**



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Automatique  
Laboratoire de Commande des Processus



## Thèse de Doctorat en Sciences

**Spécialité : Automatique**

Présenté par :

**AKEL Fethi**

Magister en Electrotechnique, Ecole Militaire Polytechnique (EMP)

**Thème**

***Etude et commande d'un système hybride  
photovoltaïque-éolien en mode connecté au réseau et îloté***

Soutenue publiquement le 04/ 07/ 2017 devant le jury composé de :

Président :	TADJINE Mohamed	Professeur, ENP
Directeur de thèse :	BERKOUK El Madjid	Professeur, ENP
Examineurs :	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Professeur, ENP
	MAHRANE Achour	Directeur de recherche, UDES
	MEKHILEF Saad	Professeur, U. Malaya, Malaisie
	TALHA Abdelaziz	Professeur, USTHB
Invité :	GHENNAM Tarak	Maitre de conférence/A, EMP

**ENP 2017**

# Dédicace

*Je dédie ce travail :*

- *A la mémoire de ma mère, qui est toujours dans mon esprit et dans mon cœur. Que dieu, le miséricordieux, vous accueille dans son éternel paradis.*
- *A mon très cher père, il s'est beaucoup sacrifié pour m'offrir les conditions nécessaires afin que je puisse devenir ce que je suis. Que Dieu le tout puissant vous préserve, vous accorde santé, quiétude de l'esprit et vous protège de tout mal.*
- *A ma très chère femme,*
- *A mes chers frères et sœurs,*
- *A tous mes amis.*

# Remerciements

Livre même écrit d'une seule main n'est jamais le travail d'un seul. En premier lieu, nous remercions *ALLAH*, le tout puissant de nous avoir donné la santé pour achever ce travail dans les meilleures conditions.

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au Laboratoire de Commande des Processus (LCP) du département du génie électrique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, sous la direction du Professeur E.M. BERKOUK à qui j'exprime ma profonde gratitude pour son esprit scientifique, ses aides précieuses et conseils objectifs tout le long de ce travail.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur *S. MEKHILEF* responsable du laboratoire d'Electronique de Puissance et des Energies Renouvelables (PEARL) de l'Université Malaya, Malaisie, pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et pour m'avoir permis d'effectuer les essais pratiques dans de très bonnes conditions. Qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance pour l'aide précieuse qu'il m'a apportée tout au long de ma période de stage.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et mes remerciements les plus vifs à Monsieur TADJINE Mohamed, Professeur à l'ENP de m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Je voudrais également remercier :

- Monsieur MAHMOUDI Mohand Oulhadj, Professeur à l'ENP ;
- Monsieur MAHRANE Achour, Directeur de recherche, UDES/CDER;
- Monsieur MEKHILEF Saad, Professeur à l'Université Malaya, Malaisie;
- Monsieur TALHA Abdelaziz, Professeur à l'USTHB;
- Monsieur GHENNAM Tarak, Maitre de conférence/A à l'EMP.

pour le grand intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant d'en être les examinateurs.

A l'issue de ce travail, je tiens à adresser ma reconnaissance et mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué chacune à sa manière, à l'accomplissement de cette thèse.

**ملخص:** يركز العمل المقدم في هذه الأطروحة على مراقبة وإدارة الطاقة التي ينتجها نظام هجين يتكون من توربينات الرياح تحوي ماكينة لا تزامنية مزدوجة التغذية، لوحات شمسية كهروضوئية و بطاريات تخزين. و لقد تم تحسين أداء النظام الهجين باستخدام محولات متعددة المستويات. ويضمن الرقابة على النظام بواسطة خوارزمية الإدارة التي تدير تدفق الاستطاعة بين مختلف مكونات النظام الهجين، وذلك في حالة اشتغال النظام مربوطا بالشبكة الكهربائية أو معزولا عنها (تجزر). تتم مراقبة الانتقال بين حالات التشغيل السابقة بواسطة خوارزمية الكشف عن حالة التجزر. و بعدها يأتي دور السيطرة المحلية لكل مولد على الكميات الكهربائية الداخلية (التيار والجهد) لإنتاج استطاعة المرجوة. في هذا النهج، قمنا بتطوير طرق جديدة للتحكم في التيار و تكييفها مع موج ذو ثلاث مستويات NPC (النقطة الحياضية المترابطة)، وكذلك الموج ذو خمس مستويات ANPC (النقطة الحياضية المترابطة النشطة). و لقد بينا على وجه الخصوص كيفية الاستفادة من درجات الحرية التي تمنحها طبولوجية ANPC و استغلالها في اقتراح جديد للتحكم المباشر في التيار الكهربائي يعتمد على الهيستريزيس الشعاعي ذو المناطق الدائرية، من أجل مراقبة التيار، التحكم في تردد خلايا التبديل للموج و كذلك ضمان اتزان لتوتر المكثفات الداخلية. لعلاج مشكل اضطراب كمون النقطة الوسط لمدخل المومج، مساهمة أصلية في هذه الأطروحة تعتمد على ادراج مومج بأربع مستويات (MBC) لضبط التوتر قد عرضت. و تطرقنا أيضا بالدراسة إلى نموذج وطريقة التحكم المستقلة في الإستطاعة الكهربائية الفعالة و الردية لماكينة لاتزامنية ثنائية التغذية، و قد اعتمدنا في تحكمنا هذا على مبدأ PLL في حساب سرعة الماكينة.

**كلمات توافقية:** نظام هجين، طاقة الرياح، الطاقة كهروضوئية، بطاريات التخزين، ربط بالشبكة الكهربائية، تجزر (عزل)، محولات متعددة المستويات، مراقبة و تحكم.

**Abstract:** The work presented in this thesis focuses on control and management of the power produced by a hybrid system consisting of a wind turbine based on a doubly fed induction machine (DFIM), photovoltaic panels and storage batteries. The structure of the proposed hybrid system is optimized using multilevel converters. The hybrid system supervision is ensured by a management algorithm that manages the power flow between the different components of the system in grid connected mode as well as in islanded mode. The transition between the two operating modes is controlled by an islanding detection algorithm. Indeed, a local control for each generator controls the internal electrical quantities (currents and voltages) in order to reproduce the desired reference powers. In this approach, new methods for currents control adapted to the three-level NPC and five-level active NPC (5L-ANPC) converters are proposed. We have exposed in particular how the different degrees of freedom offered by the ANPC topology are exploited by the circular zone based space vector hysteresis current control (SVHCC) to regulate the output currents, to control the frequency of commutation cells and ensuring the balancing of the floating capacitors voltages. To remedy the problem of the DC-bus voltages unbalance, an original contribution in this thesis consists in interfacing the latter with a multi-level boost chopper (MBC). Moreover, sensorless control strategy is applied to the DFIM. A method based on a phase locked loop of the slip frequency is proposed for estimating the position and the rotational speed of the DFIM.

**Key-words:** Hybrid system, wind energy, photovoltaic energy, storage batteries, grid connection, islanding, multilevel converters, supervision.

**Résumé:** Le travail présenté dans cette thèse se focalise sur le contrôle et la gestion de puissance produite par un système hybride constitué par une éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA), des panneaux photovoltaïques et des batteries de stockage. La structure du système hybride proposée est optimisée en utilisant des convertisseurs multiniveaux. La supervision du système est assurée par un algorithme de gestion qui gère le flux de puissances entre les différents composants du système hybride tant en mode connecté au réseau qu'en mode îloté. La transition entre les deux modes de fonctionnement est gérée par un algorithme de détection d'îlotage. Un contrôle local pour chaque générateur vient commander les grandeurs électriques internes (courants et tensions) afin de reproduire les puissances de références souhaitées. Dans cette approche, des nouvelles méthodes de contrôle local des courants adaptées aux convertisseurs NPC à trois niveaux et NPC-actif (ANPC) à cinq niveaux sont proposées. Nous avons montré en particulier comment les différents degrés de liberté offerts par la topologie ANPC sont exploités par la commande à base de l'hystérésis vectoriel (SVHCC) à zone circulaire pour réguler les courants de sorties, maîtriser la fréquence de découpage des cellules, tout en garantissant l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants. Pour remédier au problème de déséquilibre des tensions du bus continu, une contribution originale dans cette thèse consiste à interfacer ce dernier avec un hacheur boost multiniveaux (MBC). Par ailleurs, une stratégie de contrôle sans capteur de vitesse est appliquée à la MADA en se basant sur une boucle à verrouillage de phase de la fréquence du glissement pour l'estimation de la position et la vitesse de rotation.

**Mots clés :** Système hybride, énergie éolienne, énergie photovoltaïque, système de stockage, connexion au réseau, îlotage, convertisseurs multiniveaux, supervision.

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES FIGURES

NOMENCLATURE

INTRODUCTION GÉNÉRALE..... 22

## CHAPITRE 1: ETAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES D'ALIMENTATION HYBRIDES

1.1. INTRODUCTION..... 27

1.2. APERÇU GENERAL SUR LES SYSTEMES D'ALIMENTATIONS HYBRIDES..... 27

1.3. STRUCTURES DES SYSTEMES HYBRIDES ..... 29

1.3.1. SYSTEMES COUPLES AVEC BUS A COURANT CONTINU (DC-BUS) ..... 29

1.3.2. SYSTEMES COUPLES AVEC BUS A COURANT ALTERNATIF (AC-BUS) ..... 30

1.3.3. SYSTEMES COUPLES AVEC BUS MIXTE DC\AC..... 31

1.4. IMPACT DE LA PRODUCTION DECENTRALISEE SUR LE RESEAU ET LES  
SOLUTIONS PROPOSEES ..... 321.5. CONVERTISSEURS STATIQUES APPLIQUES AUX ENERGIES RENOUVELABLES  
..... 33

1.6. CONVERSION DE L'ENERGIE EOLIENNE ..... 35

1.6.1. PRINCIPE DE LA CONVERSION ..... 35

1.6.2. INTERACTION VENT / PALES DE LA TURBINE..... 36

1.6.3. MACHINES ELECTRIQUES ET SYSTEMES DE CONVERSION EOLIENNE..... 38

1.6.4. REGULATION MECANIQUE DE LA PUISSANCE D'UNE EOLIENNE..... 40

1.7. CONVERSION DE L'ENERGIE PHOTOVOLTAÏQUE..... 42

1.7.1. PRINCIPE DE LA CONVERSION D'ENERGIE PHOTOVOLTAÏQUE ..... 42

1.7.2. TOPOLOGIES DES SYSTEMES PHOTOVOLTAÏQUES CONNECTES AU RESEAU ELECTRIQUE ..... 44

1.7.3. CLASSIFICATION DES CONFIGURATIONS DES ONDULEURS ..... 44

1.7.4. EXEMPLE DE REALISATION ..... 46

1.8. SYSTEME DE STOCKAGE D'ENERGIE ..... 47

1.8.1. INTERET DU STOCKAGE DE L'ENERGIE ..... 47

1.8.2. PANORAMA DES TECHNOLOGIES DE STOCKAGES ..... 48

1.9. PARAMETRES ET CARACTERISTIQUES DES BATTERIES ..... 50

1.10. STRATEGIES DE GESTION DE L'ENERGIE ET METHODES DE CONTROLE DU  
SYSTEME HYBRIDE..... 51

1.10.1. STRUCTURE DES ALGORITHMES DE GESTION DE L'ENERGIE ..... 51

1.10.1.1. *Structure d'une gestion centralisée* ..... 521.10.1.2. *Structure d'une gestion distribuée* ..... 531.10.1.3. *Structure d'une gestion hybride (centralisée- distribuée)* ..... 53

1.10.2. METHODES DE CONTROLES ..... 53

1.10.2.1. *Méthodes classiques* ..... 531.10.2.2. *Méthodes basées sur l'intelligence artificielle* ..... 55

1.11. CONCLUSION ..... 56

## CHAPITRE 2: MODELISATION DES SOURCES D'ENERGIE ET DU SYSTEME DE STOCKAGE

2.1. INTRODUCTION..... 59

# SOMMAIRE

<b>2.2. MODELISATION DU SYSTEME DE CONVERSION DE L'ENERGIE EOLIENNE...</b>	<b>59</b>
2.2.1 CARACTERISTIQUES DU VENT .....	59
2.2.2. MODELE DE LA TURBINE.....	60
2.2.2.1. <i>Modèle des pales</i> .....	62
2.2.2.2. <i>Modèle de l'arbre mécanique</i> .....	62
2.2.2.3. <i>Résultats de simulation</i> .....	63
2.2.3. CONCEPTION ET REALISATION D'UN EMULATEUR D'UNE TURBINE EOLIENNE .....	64
2.2.3.1. <i>Présentation de l'émulateur</i> .....	64
2.2.3.2. <i>Résultats expérimentaux de l'émulateur</i> .....	65
2.2.4. MODELISATION DE LA MADA.....	66
2.2.4.1. <i>Principe et mode de fonctionnement de la MADA</i> .....	67
2.2.4.2. <i>Hypothèses simplificatrices</i> .....	69
2.2.4.3. <i>Modélisation de la MADA dans le repère diphasé (d,q)</i> .....	69
<b>2.3. MODELISATION DU SYSTEME DE CONVERSION DE L'ENERGIE PHOTOVOLTAÏQUE.....</b>	<b>70</b>
2.3.1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE CELLULE PHOTOVOLTAÏQUE .....	70
2.3.2. LES CARACTERISTIQUES D'UNE CELLULE PHOTOVOLTAÏQUE.....	71
2.3.3. MODELE DE SIMULATION D'UNE CELLULE PHOTOVOLTAÏQUE .....	73
2.3.4. RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATION .....	76
2.3.4.1. <i>Influence de l'éclairement</i> .....	76
2.3.4.2. <i>Influence de la température</i> .....	77
<b>2.4. MODELISATION DU STOCKAGE ELECTROCHIMIQUE.....</b>	<b>78</b>
2.4.1. TECHNOLOGIE DES BATTERIES LI-ION .....	78
2.4.2. MODELISATION DES BATTERIES LI-ION .....	79
2.4.2.1. <i>Modèle non linéaire de la batterie Li-ion : Modèle de Shepherd</i> .....	80
2.4.2.2. <i>Résultats de simulation</i> .....	82
<b>2.5. CONCLUSION .....</b>	<b>83</b>
 <b>CHAPITRE 3: COMMANDE D'UN SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE RACCORDE AU RESEAU ELECTRIQUE INTEGRANT UNE PROTECTION D'ANTI-ÎLOTAGE</b>	
<b>3.1. INTRODUCTION.....</b>	<b>86</b>
<b>3.2. CONFIGURATION DU SYSTEME PV CONNECTES AU RESEAU .....</b>	<b>86</b>
<b>3.3. MODELISATION ET COMMANDE DE LA PRODUCTION PV .....</b>	<b>87</b>
3.3.1. MODELISATION DU GENERATEUR PV .....	87
3.3.2. COMMANDE MPPT DU GENERATEUR PV .....	88
<b>3.4. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE.....</b>	<b>90</b>
3.4.1. MODELE DU CONVERTISSEUR.....	90
3.4.2. MODELISATION DU BUS CONTINU .....	92
3.4.3. MODELE DU FILTRE ET DE LA CONNEXION AU RESEAU ELECTRIQUE.....	93
<b>3.5. COMMANDE DE L'ONDULEUR PAR MLI VECTORIELLE DIRECTE (MLIVD) .....</b>	<b>94</b>
3.5.1. PRESENTATION DE LA MLIVD .....	94
3.5.2. DETECTION DU SECTEUR .....	94
3.5.3. CALCUL DES DUREES D'APPLICATION DES VECTEURS DE TENSION .....	95
<b>3.6. SYNCHRONISATION DE L'ONDULEUR AVEC LE RESEAU PAR LA PLL.....</b>	<b>96</b>
3.6.1. PRINCIPE DE BASE DE LA PLL.....	96
3.6.2. DETECTEUR DE PHASE (PHASE DETECTOR) .....	98
3.6.3. OSCILLATEUR COMMANDE EN TENSION (VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR) .....	98
3.6.4. DETERMINATION DU REGULATEUR PI .....	98
3.6.5. RESULTATS DE LA SYNCHRONISATION PAR PLL.....	99
<b>3.7. ARCHITECTURE DE LA COMMANDE DU SYSTEME GLOBAL.....</b>	<b>100</b>
3.7.1. REGULATION DU BUS CONTINU.....	100



## SOMMAIRE

3.7.2. REGULATION DES COURANTS DE SORTIES.....	101
3.7.3. RESULTATS DE SIMULATION .....	103
3.7.3.1. Simulation de l'injection de la totalité de la puissance dans le réseau .....	103
3.7.3.2. Simulation de l'alimentation d'une charge variable raccordée au réseau.....	107
<b>3.8. PROBLEMATIQUE D'ÎLOTAGE DANS LES SYSTEMES PV RACCORDES AU RESEAU .....</b>	<b>109</b>
3.8.1. METHODES DE DETECTION D'ÎLOTAGE.....	110
3.8.2. CHOIX DE LA METHODE D'ANTI-ÎLOTAGE.....	112
3.8.3. PRINCIPE DE LA METHODE SLIP-MODE FREQUENCY SHIFT (SMS) .....	112
3.8.4. RESULTATS DE SIMULATION .....	114
3.8.4.1. Cas d'une surtension .....	115
3.8.4.2. Cas d'une sous-tension .....	115
3.8.4.3. Cas d'îlotage avec un équilibre de puissance (production=consommation) .....	116
<b>3.9. CONCLUSION .....</b>	<b>118</b>

### CHAPITRE 4: COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE D'UNE TURBINE EOLIENNE A BASE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

<b>4.1. INTRODUCTION.....</b>	<b>121</b>
<b>4.2. COMMANDE DE LA MADA SANS CAPTEUR DE VITESSE.....</b>	<b>121</b>
<b>4.3. PRINCIPE D'ESTIMATION DE LA VITESSE PAR LA PLL DE LA FREQUENCE DU GLISSEMENT.....</b>	<b>124</b>
4.3.1. DETECTEUR DE PHASE .....	125
4.3.2. OSCILLATEUR COMMANDE EN TENSION (VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR) .....	126
4.3.3. DETERMINATION DES PARAMETRES DU REGULATEUR PI .....	126
4.3.4. RESULTATS DE SIMULATION .....	127
<b>4.4. ONDULEUR DE TENSION NPC À TROIS NIVEAUX .....</b>	<b>131</b>
4.4.1 STRUCTURE DE L'ONDULEUR NPC A TROIS NIVEAUX .....	131
4.4.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT .....	132
4.4.3. DIAGRAMME VECTORIEL DE L'ONDULEUR DE TENSION NPC A TROIS NIVEAUX.....	133
<b>4.5. COMMANDE MPPT DE LA TURBINE EOLIENE .....</b>	<b>135</b>
<b>4.6. MODELE ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA AVEC ORIENTATION DU FLUX STATORIQUE.....</b>	<b>136</b>
<b>4.7. PRINCIPE DE L'ALGORITHME DE LA COMMANDE A HYSTERESIS VECTORIEL (SVHCC).....</b>	<b>138</b>
4.7.1. DETERMINATION DES DIFFERENTES ZONES.....	140
4.7.3. TABLE DE COMMUTATION.....	141
<b>4.8. RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS.....</b>	<b>143</b>
<b>4.9. CONCLUSION .....</b>	<b>151</b>

### CHAPITRE 5: COMMANDE D'UN ONDULEUR ANPC A CINQ NIVEAUX ET EQUILIBRAGE DES TENSIONS DU BUS CONTINU PAR UN HACHEUR BOOST MULTINIVEAUX

<b>5.1. INTRODUCTION.....</b>	<b>154</b>
<b>5.2. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR NPC-ACTIF À CINQ NIVEAUX (5L-ANPC) .....</b>	<b>155</b>
5.2.1. STRUCTURE DE L'ONDULEUR 5L-ANPC .....	155
5.2.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET MODELISATION DU 5L-ANPC .....	156

## SOMMAIRE

5.2.3. DIAGRAMME VECTORIEL ET ETATS REDONDANTS .....	160
5.3. STRUCTURE GLOBALE DE LA COMMANDE DU 5L-ANPC.....	162
5.4. CONTROLE VECTORIEL DES COURANTS BASÉE SUR L'HYSTERESIS VECTORIEL (SVHCC) À ZONES CIRCULAIRES .....	164
5.4.1. PRINCIPE DE LA COMMANDE.....	164
5.4.1.1. Détection de la zone .....	165
5.4.1.2. Détermination des secteurs .....	166
5.4.1.3. Sélection du vecteur de tension.....	168
5.4.2. EQUILIBRAGE DES TENSIONS DES CONDENSATEURS FLOTTANTS.....	170
5.4.3. RESULTATS DE SIMULATION .....	173
5.5. STRUCTURE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR DC- DC BOOST MULTINIVEAUX .....	179
5.5.1. STRUCTURE DE L'HACHEUR BOOST MULTINIVEAUX (MBC) .....	179
5.5.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET MODELISATION DU MBC.....	180
5.5.3. EFFET DE LA RESISTANCE SERIE EQUIVALENTE SUR LE GAIN D'AMPLIFICATION .....	182
5.5.3.1. Effet de la résistance série équivalente sur le hacheur boost conventionnel.....	182
5.5.3.2. Effet de la résistance série équivalente sur le hacheur MBC .....	184
5.5.4. RESULTATS DE SIMULATION .....	184
5.5.5. VALIDATION EXPERIMENTALE.....	186
5.6. EQUILIBRAGE DES TENSIONS DU BUS CONTINU DE LA CASCADE MBC- ANPC .....	190
5.6.1. PRESENTATION DE LA CASCADE MBC-ANPC.....	190
5.6.2. RESULTATS DE SIMULATION .....	191
5.7. CONCLUSION .....	195
 <b>CHAPITRE 6: CONTROLE ET SUPERVISION DU SYSTEME HYBRIDE PHOTOVOLTAÏQUE-EOLIEN</b>	
6.1. INTRODUCTION.....	198
6.2. FONDAMENTAUX SUR L'EQUILIBRAGE DES PUISSANCES .....	198
6.2.1. UNE FONCTION ESSENTIELLE DE LA GESTION DES RESEAUX .....	198
6.2.2. REGLAGE PRIMAIRE DES CONTROLEURS LOCAUX.....	199
6.2.3. REGLAGE SECONDAIRE ET TERTIAIRE.....	201
6.3. STRUCTURE DU SYSTEME HYBRIDE PV-ÉOLIEN-BATTERIE PROPOSÉ .....	201
6.4. COMMANDE DES DIFFERENTS COMPOSANTS DU SYSTEME HYBRIDE.....	203
6.4.1. COMMANDE DU GENERATEUR EOLIEN.....	203
6.4.2. COMMANDE DU GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE .....	203
6.4.2.1. MPPT et stratégie de limitation de puissance du générateur PV .....	205
6.4.3. COMMANDE DU SYSTEME DE STOCKAGE.....	206
6.4.4. COMMANDE DE L'ONDULEUR COTE RESEAU ELECTRIQUE (GSC).....	208
6.4.5. ADAPTATION DE LA CHARGE.....	209
6.5. ARCHITECTURE DE CONTROLE ET DE SUPERVISION DU SYSTEME HYBRIDE .....	209
6.5.1. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE SUPERVISION DU SYSTEME HYBRIDE .....	209
6.5.2. PRINCIPALES FONCTIONS ET MODE DE FONCTIONNEMENT .....	211
6.5.2.1. Mode de fonctionnement connecté au réseau.....	212
6.5.2.2. Mode de fonctionnement îloté .....	214
6.5.2.3. Transition entre le mode connecté au réseau et le mode îloté.....	216
6.6. ALGORITHME DE SUPERVISION DU SYSTEME HYBRIDE .....	216
6.7. RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS.....	217

## SOMMAIRE

<b>6.8. CONCLUSION .....</b>	<b>228</b>
<b>CONCLUSION GÉNÉRALE.....</b>	<b>229</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>235</b>

# Liste des tableaux

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1. 1 : Avantages et inconvénients du couplage AC .....	31
Tableau 1. 2 : Différentes formes de stockage avec les transformations associées.....	48
Tableau 2. 1: Coefficient définissant $C_p$ .....	62
Tableau 2. 2 : Fiche technique du panneau PV.....	76
Tableau 3. 1 : Fonctions de connexions et les vecteurs de tension correspondants.....	92
Tableau 3. 2 : Calcul des temps d'application des vecteurs tensions dans chaque secteur. ....	96
Tableau 3. 3 : THD du courant de phase (a) pour différents éclairément .....	106
Tableau 4. 1: Paramètres de la MADA .....	127
Tableau 4. 2 : Conditions d'identification des quatre zones.....	140
Tableau 4. 3: Condition de détermination des secteurs .....	141
Tableau 4. 4: Table de commutation du secteur I .....	142
Tableau 4. 5: Table de commutation pour les différents secteurs.....	143
Tableau 5. 1: Niveaux de tension de sortie de l'onduleur 5L-ANPC et effet des états de commutation respectifs.....	157
Tableau 5. 2 : Etats de commutations possibles pour le vecteur $V_3$ .....	162
Tableau 5. 3 : Conditions d'identification des cinq zones.....	165
Tableau 5. 4 : Secteurs et conditions d'appartenances à la zone $A_{II}$ et zone $A_{III}$ .....	167
Tableau 5. 5 : Secteurs et conditions d'appartenances à la zone $A_{IV}$ .....	167
Tableau 5. 6 : Secteurs et conditions d'appartenance correspondantes à la zone $A_V$ . ....	167
Tableau 5. 7 : Table de commutation des différents secteurs.....	169
Tableau 5. 8 : Impact des états de commutations redondants (ECR) de $V_3$ sur .....	172
Tableau 5. 9 : Exemple de sélection des ECR de $V_3$ quand $FC_b$ ou $FC_c$ est prioritaire. ....	173

# Liste des figures

# LISTE DES FIGURES

## FIGURES DU CHAPITRE 1

Fig. 1. 1 : Schéma d'un système hybride couplé avec bus à courant continu. ....	30
Fig. 1. 2 : Schéma d'un système hybride couplé avec bus à courant alternatif.....	30
Fig. 1. 3 : Schéma d'un système hybride couplé avec bus mixte DC\AC.....	31
Fig. 1. 4 : Technologies avancées de l'électronique de puissance et les techniques de contrôle intelligent pour les sources d'énergie renouvelables et les charges.....	33
Fig. 1. 5 : Principe de la conversion de l'énergie éolienne .....	35
Fig. 1. 6 : Types des éoliennes .....	35
Fig. 1. 7 : Directions du vent sur un tronçon de pale [Geo 09].....	36
Fig. 1. 8 : Forces appliquées sur un élément de pale [Lav 05]. ....	37
Fig. 1. 9 : Evolution des coefficients de portance et de traînée [Lav 05] .....	38
Fig. 1. 10 : Différents types de systèmes éoliens : (a) Système éolien à vitesse fixe avec machine asynchrone à cage, (b) Système éolien à vitesse variable avec machine asynchrone à double alimentation, (c) Système éolien à vitesse variable avec machine synchrone à inducteur bobiné ou à aimants [Ara06]. ....	39
Fig. 1. 11 : Courbes puissance/vitesse du vent typiques pour une turbine à vitesse constante contrôlée par décrochage aérodynamique (bleu et à tiret) et pour une turbine à vitesse variable contrôlée par angle de calage variable (rouge et continue) [Ara 06].....	41
Fig. 1. 12 : Différentes topologies des onduleurs PV raccordés au réseau. ....	44
Fig. 1. 13 : Différentes configurations d'onduleurs: (a) Onduleur central, (b) Onduleur multi-string, (c) Onduleur string, (d) Module avec onduleur intégré [Lis 10]. ....	45
Fig. 1. 14 : Centrale photovoltaïque de 12.5 KWc réalisée à l'UDES .....	46
Fig. 1. 15 : Schéma synoptique de la centrale PV raccordée au réseau réalisé à l'UDES.....	47
Fig. 1. 16 : Durée de vie pour différentes technologies de batteries [Rif 09]. ....	49
Fig. 1. 17 : Structures de gestion de l'énergie dans les systèmes hybrides.....	52

## FIGURES DU CHAPITRE 2

Fig. 2. 1 : Modèle de masse unique équivalent de la turbine éolienne. ....	60
Tableau 2. 1: Coefficient définissant $C_p$ Fig. 2. 2 : Evolution du coefficient $C_p(\lambda, \beta)$ .....	62
Fig. 2. 3 : Coefficient de puissance et de couple .....	63
Fig. 2. 4 : Puissance de sortie de la turbine éolienne.....	63
Fig. 2. 5 : Schéma bloc de l'émulateur de la turbine éolienne. ....	64
Fig. 2. 6 : Plateforme expérimentale de l'émulateur [Ake 09]. ....	65
Fig. 2. 7 : Résultats expérimentaux de l'émulateur de la turbine éolienne [Ake 09]. ....	66
Fig. 2. 8 : Configuration des enroulements et des flux dans une machine synchrone et dans une MADA [Poi 03]. ....	67
Fig. 2. 9 : Fréquences et puissances de la MADA en fonction du glissement. ....	68
Fig. 2. 11 : Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque [Pro 09]. ....	71
Fig. 2. 12 : Caractéristiques typiques d'une cellule photovoltaïque. ....	72
Fig. 2. 13 : Plateforme de tests "Outdoor" des modules PV à l'UDES.....	72
Fig. 2. 14 : Schéma équivalent d'une cellule solaire photovoltaïque [Vil 09]. ....	74
Fig. 2. 15 : Influence de l'éclairement sur les caractéristique P(V) et I(V).....	77
Fig. 2. 16 : Influence de la température sur les caractéristiques P(V) et I(V).....	77
Fig. 2. 17 : Processus de charge et de décharge des batteries Li-ion [Say15]. ....	79
Fig. 2. 18 : Modèle de l'accumulateur Li-ion [Rig 14]. ....	81
Fig. 2. 19 : Caractéristique de décharge d'une batterie Li-ion (3.7v / 6.5Ah) .....	83
Fig. 2. 20 : Caractéristique de la décharge d'une batterie Li-ion (3.7v / 6.5Ah) en fonction ....	83

## FIGURES DU CHAPITRE 3

Fig. 3. 1 : Structure typique d'un système PV connecté au réseau incluant les différentes fonctions de contrôle. ....	87
---	----

## LISTE DES FIGURES

Fig. 3. 2 : Caractéristiques I(V) et P(V) du champ photovoltaïque dans les condition standards .....	88
Fig. 3. 3 : Variation de la puissance maximale en fonction de : (a) l'insolation (b) la charge (c) la température [Cab 08].....	89
Fig. 3. 4 : Algorithme de commande MPPT utilisé [Hua 98].....	89
Fig. 3. 5 : Schéma de l'onduleur PV raccordé au réseau. ....	90
Fig. 3.6 : Position des vecteurs de tension dans le repère ( $u_{m1}, u_{m2}$ ).....	92
Fig. 3. 7 : Position du vecteur de référence dans le secteur 1. ....	95
Fig. 3. 8 : Bloc diagramme de la boucle à verrouillage de phase. ....	97
Fig. 3. 9 : Résultats de simulation de la PLL, (a) : angle réel ( $\theta_{réel}$ ), angle donnée par la PLL( $\theta_{PLL}$ ) et $\sin(\theta_{PLL})$ , (b) : Fréquence réelle et fréquence de la PLL. ....	100
Fig. 3. 10 : Principe de la régulation du bus continu. ....	101
Fig. 3. 11: Diagramme vectoriel dans les plans $\alpha$ - $\beta$ et d-q. ....	102
Fig. 3. 12 : Structure de la commande vectorielle (VOC) de l'onduleur raccordé au réseau. ....	102
Fig. 3. 13: Profil de l'éclairement. ....	103
Fig. 3. 14: Tension de référence $U_{mpp}$ et la tension du bus-continu. ....	103
Fig. 3. 15 : Courant généré par le champ photovoltaïque.....	104
Fig. 3. 16 : Puissance DC produite par le champ photovoltaïque.....	104
Fig. 3. 17 : Courants de références et courants mesurés dans le repère (dq).....	105
Fig. 3. 18 : Puissance active et réactive injectées dans le réseau.....	105
Fig. 3. 19 : Courant efficace (RMS) de la phase (a).....	105
Fig. 3. 20 : Tension et courant injecté dans la phase (a).....	105
Fig. 3. 21 : THD du courant injecté dans la phase (a). ....	106
Fig. 3. 22 : Résultats de simulation de la MLI vectorielle directe (MLIVD). ....	107
Fig. 3. 23 : Courants efficaces (RMS) de la phase (a).....	108
Fig. 3. 24 : Tension et courants au point de couplage commun (PCC) de la phase (a).....	108
Fig. 3. 25 : Transfert de la puissance active dans le système étudié. ....	109
Fig. 3. 26 : Transfert de la puissance réactive dans le système.....	109
Fig. 3. 27 : Courants de références et mesurés dans le repère (dq).....	109
Fig. 3. 28 : Principe de la détection d'îlotage par la méthode SMS [Lao 12].....	113
Fig. 3. 29 : Résultats de simulation du système dans le cas d'une surtension. ....	114
Fig. 3. 30 : Résultats de simulation du système dans le cas d'une sous-tension.....	116
Fig. 3. 31 : Résultats de simulation du système dans le cas d'un îlotage avec un équilibre de puissance ( $\Delta P=0, \Delta Q=0$ ). ....	117

### FIGURES DU CHAPITRE 4

Fig. 4. 1 : Courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ . ....	123
Fig. 4. 2 : Allure de la vitesse réelle et la vitesse estimée. ....	123
Fig. 4. 3 : Schéma fonctionnel détaillé de la PLL de la fréquence du glissement .....	125
Fig. 4. 4 : Diagramme de Bode de la PLL de la fréquence du glissement.....	127
Fig. 4. 5 : Vitesse estimée et vitesse réelle.....	128
Fig. 4. 6 : Erreur d'estimation de la vitesse. ....	128
Fig. 4. 7 : Signal à l'entrée du régulateur PI (erreur).....	128
Fig. 4. 8 : Courants statoriques de la MADA ( $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ ) avec un zoom. ....	129
Fig. 4. 9 : Courants rotoriques à la sortie du phase mixer.....	130
Fig. 4. 10 : Courants rotoriques $i_{r\alpha}$ et $i_{r\beta}$ dans le repère rotorique. ....	130
Fig. 4. 11: Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux (3L-NPC). ....	131
Fig. 4. 12: Différentes configurations fonctionnelles d'un bras d'onduleur 3L-NPC.....	132
Fig. 4. 13: Représentation équivalente de la commutation dans le convertisseur NPC à trois niveaux [Ghe 10].....	134
Fig. 4. 14 : Diagramme vectoriel de l'onduleur de tension 3L-NPC.....	134
Fig. 4. 15 : Schéma bloc de la MADA à réguler. ....	137



## LISTE DES FIGURES

Fig. 4. 16 : Structure de la commande vectorielle de la MADA. ....	139
Fig. 4. 17 : Principe de la commande par SVHCC.....	139
Fig. 4. 18 : Détermination des quatre .....	140
Fig. 4. 19 : Localisation du vecteur d'erreur dans les treize secteurs possibles. ....	141
Fig. 4. 20 : Vecteur d'erreur dans le secteur 1. ....	142
Fig. 4. 21: Schéma global de la commande du système éolien étudié.....	144
Fig. 4. 22 : Profil du vent appliqué. ....	145
Fig. 4. 23 : Vitesse de la MADA. ....	145
Fig. 4. 24 : Estimation de la vitesse de la turbine. ....	145
Fig. 4. 25 : Angles statorique ( $\theta_s$ ) et rotorique ( $\theta_r$ ). ....	145
Fig. 4. 26 : Puissances statorique active et réactive de la MADA.....	146
Fig. 4. 27 : Couple électromagnétique de la MADA. ....	146
Fig. 4. 28 : Composante directe ( $i_{rd}$ ) et en quadrature ( $i_{rq}$ ) du courant rotorique. ....	147
Fig. 4. 29 : Courants rotoriques $i_{r\alpha}$ et $i_{r\beta}$ . ....	147
Fig. 4. 30 : Courants statoriques $i_{s\alpha}$ , $i_{s\beta}$ . ....	148
Fig. 4. 31 : Courant statorique $i_{sa}$ et courant rotorique $i_{ra}$ . ....	149
Fig. 4. 32 : Courant statorique $i_{sa}$ et la tension $V_{sa}/10$ . ....	149
Fig. 4. 33 : Détermination de la zone du vecteur d'erreur. ....	150
Fig. 4. 34 : Localisation du vecteur d'erreur dans les différents secteurs. ....	150
Fig. 4. 35 : Vecteurs de tension appliqués. ....	151
Fig. 4. 36 : Tension composée de l'onduleur de tension 3L-NPC. ....	151

### FIGURES DU CHAPITRE 5

Fig. 5. 1 : Structure d'une phase d'un convertisseur ANPC à cinq niveaux (5L-ANPC).....	156
Fig. 5. 2 : Structure d'une phase d'un convertisseur ANPC à sept niveaux (7L-ANPC).....	156
Fig. 5. 3 : Configuration du convertisseur 5L-ANPC :(a) circuit pendant la première demi-période, (b) circuit pendant la deuxième moitié de la période. ....	158
Fig. 5. 4 : Représentation des différents états de commutation de l'onduleur 5L-ANPC. ....	159
Fig. 5. 5 : Diagramme vectoriel dans le plan ( $\alpha\beta$ ) d'un onduleur à cinq niveaux triphasé. ....	161
Fig. 5. 6 : Etats de commutations redondants d'un onduleur à cinq niveaux triphasé. ....	161
Fig. 5. 7 : Structure de la commande vectorielle (VOC) de l'onduleur connecté au réseau... 163	163
Fig. 5. 8 : Principe de la commande du 5L-ANPC par SVHCC à zones circulaires. ....	164
Fig. 5. 9 : Position du sommet du vecteur .....	165
Fig. 5. 10 : Localisation du vecteur d'erreur dans les différents secteurs. ....	166
Fig. 5. 11 : Sélection du vecteur de tension à appliquer. ....	168
Fig. 5. 12 : Exemple de sélection des vecteurs tensions : cas du secteur $S_2$ .....	170
Fig. 5. 13 : Résultats de simulation de la commande de l'onduleur 5L-ANPC par SVHCC à zones circulaires.....	174
Fig. 5. 14 : THD du courant dans la phase (a) de l'onduleur 5L-ANPC. ....	175
Fig. 5. 15 : Tension de sortie de l'onduleur 5L-ANPC.....	175
Fig. 5. 16 : Localisation du vecteur erreur de courant et sélection du vecteur tension appliqué. ....	176
Fig. 5. 17 : Déplacement du vecteur d'erreur dans les six secteurs de la zone $A_{II}$ .....	177
Fig. 5. 18 : Comportement des tensions des condensateurs FC de chaque phase. ....	177
Fig. 5. 19 : Impact de la commutation sur le comportement de la tension du condensateur $FC_a$ et de la tension de sortie de la phase (a).....	178
Fig. 5. 20 : Structure générale du hacheur boost de N-niveaux (MBC).....	180
Fig. 5. 21 : Configuration du MBC à 4 niveaux pour un état "ON" de l'interrupteur S.....	180
Fig. 5. 22 : Configuration du MBC à 4 niveaux pour un état "OFF" de l'interrupteur S.....	181
Fig. 5. 23 : Effet de la résistance $Resr$ sur le hacheur boost. ....	182

## LISTE DES FIGURES

Fig. 5. 24 : Gain de d'amplification de tension en fonction du rapport cyclique pour différentes valeurs de $R_{esr}/R_{Ch}$ .	183
Fig. 5. 25 : Courants et tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur MBC (N=4).	185
Fig. 5. 26 : Tension aux bornes des différents condensateurs du MBC.	186
Fig. 5. 27 : Banc d'essai du MBC.	187
Fig. 5. 28 : Courants et tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur MBC. a : courant d'entrée $I_{in}$ (1A/div), b : courant de sortie $I_{ch}$ (0.2A/div), c : tension d'entrée (30V/div), ..	188
Fig. 5. 29 : Tensions aux des condensateurs du convertisseur MBC. a : tension $V_{C1}$ (15V/div), ..	188
Fig. 5. 30 : Tensions aux des condensateurs du convertisseur MBC, a : tension $V_{C2}$ (15V/div), b : tension $V_{C4}$ (15V/div), c : tension $V_{C6}$ (15V/div), d: zoom de $V_{C2}$ (1V/div), e : zoom de $V_{C4}$ (0.5V/div), f : zoom de $V_{C6}$ (1V/div).	189
Fig. 5. 31 : Effet de la commutation sur la charge et la décharge des condensateurs.	189
Fig. 5. 32 : Tensions inverses bloquées par l'IGBT et les diodes $D_1$ , $D_2$ et $D_3$ .	189
Fig. 5. 33 : Tensions inverses bloquées par l'IGBT et les diodes $D_1$ , $D_2$ et $D_3$ au moment de la commutation.	190
Fig. 5. 34 : Association du MBC à l'onduleur 5L-ANPC.	191
Fig. 5. 35 : Structure de contrôle global de la cascade MBC-ANPC.	192
Fig. 5. 36 : Tensions continues aux bornes des condensateurs $C_1, C_3, C_5$ et $C_7$ .	192
Fig. 5. 37 : Tensions du bus continu à l'entrée du 5L-ANPC.	193
Fig. 5. 38 : Courants d'entrée de l'onduleur 5L-ANPC.	194
Fig. 5. 39 : Tension de phase $V_{ao}$ générée par l'onduleur 5L-ANPC.	195

### FIGURES DU CHAPITRE 6

Fig. 6. 1 : Principe d'un réglage primaire d'un générateur conventionnel [Kan 14].	200
Fig. 6. 2 : Caractéristique du réglage primaire d'un générateur conventionnel [Kan 14].	201
Fig. 6. 3 : Schéma électrique simplifié du système hybride proposé.	202
Fig. 6. 4 : Génération de la puissance de référence statorique ( $PS_{ref}$ ).	203
Fig. 6. 5 : Schéma du sous-système photovoltaïque.	204
Fig. 6. 6 : Stratégie de contrôle pour la limitation de la production PV.	205
Fig. 6. 7 : Convertisseur Buck-boost associé aux batteries.	206
Fig. 6. 8 : Modèle moyen d'un convertisseur buck-boost [Pai 10].	207
Fig. 6. 9 : Stratégie de contrôle des batteries de stockage.	208
Fig. 6. 10 : Architecture de contrôle du système hybride.	210
Fig. 6. 11 : Fonctions principales envisagées du système de supervision.	212
Fig. 6. 12 : Algorithme de supervision du système hybride proposé.	218
Fig. 6. 13 : (a) Profil de l'éclairement solaire, (b) vitesse du vent.	219
Fig. 6. 14 : Etat de charge des batteries (émulé).	219
Fig. 6. 15 : Flux des puissances à travers le point PCC.	220
Fig. 6. 16 : Courants efficaces au point PCC.	220
Fig. 6. 17 : Courants instantanés au point PCC.	221
Fig. 6. 18 : Signaux On/Off de délestage et d'ilotage.	222
Fig. 6. 19 : Ecoulement de puissance dans le bus continu.	222
Fig. 6. 20 : Tension de la phase (a) au point PCC.	223
Fig. 6. 21 : Tension du bus continu.	224
Fig. 6. 22 : Puissances active et réactive transitées par le convertisseur GSC (5L-ANPC).	224
Fig. 6. 23 : Vitesse de rotation estimée de la turbine éolienne.	224
Fig. 6. 24 : Courants rotoriques de la MADA.	225

# **Nomenclature et abréviations**

# Nomenclature

<i>Symbôle</i>	<i>Définition [Unité]</i>
$C_e$	Couple électromagnétique [N.m]
$C_D$	Coefficient de la traînée
$C_L$	Coefficient de la portance
$C_p$	Coefficient de puissance
$C_t$	Coefficient du couple
$d\vec{D}$	Force de traînée (drag)
$d\vec{F}_a$	Force de poussée axiale
$f_r$	Fréquence des grandeurs rotoriques
$f_s$	Fréquence des grandeurs statoriques
$i_{pv}$	Courant du champ photovoltaïque
$i_{dref}, i_{qref}$	Courant réseau directe et en quadrature de référence [A]
$I_{d1}, I_{d0}$ et $I_{d2}$	Courant à l'entrée DC des onduleurs multiniveaux (NPC et
$i_{r\_abc}$	Courants rotoriques [A]
$i_{rd}, i_{rq}$	Composante directe et en quadrature des courants rotoriques [A]
$i_{s\_abc}$	Courants statoriques [A]
$i_{sd}, i_{sq}$	Composante directe et en quadrature des courant statoriques [A]
$ki$	Gain de l'action proportionnel du régulateur <i>PI</i>
$kp$	Gain de l'action proportionnel du régulateur <i>PI</i>
$L_h$	Inductance du hacheur multiniveaux
$N$	Nombre de niveaux dans le hacheur multiniveaux
$R_{esr}$	Résistance série équivalente de l'inductance de l'hacheur
$P$	Puissance active injectée dans le réseau [W]
$P_{aero}$	Puissance aérodynamique [W]
$P_{bat}$	Puissance de la batterie [W]
$P_{ch}$	Puissance de la charge [W]
$P_{gs}$	Puissance transitée par le convertisseur coté réseau du système
$P_r$	Puissance active rotorique [W]
$P_{ref}$	Puissance active de référence injectée dans le réseau [W]
$P_s$	Puissance active statorique [W]
$P_{sref}$	Puissance active statorique de référence [W]
$P_{pv\_limt}$	Puissance limite du champ photovoltaïque [W]
$P_{MADA\_limt}$	Puissance limite de la MADA [W]
$Q$	Puissance réactive injectée dans le réseau [Var]
$Q_r$	Puissance réactive rotorique [Var]
$Q_{ref}$	Puissance réactive de référence injectée dans le réseau [Var]
$Q_s$	puissance réactive statorique [Var]
$Q_{sref}$	puissance réactive statorique de référence [Var]
$U_{dcref}$	Tension de référence du bus continu [V]
$U_{dc}$	Tension du bus continu [V]
$U_{dc1}, U_{dc2}$	Tension des condensateurs du bus continu [V]

# Nomenclature

$u_{13}, u_{23}$	Tensions composées [V]
$V_i$	Tension de sortie de l'onduleur de tension à trois niveaux
$V_{in}$	Tension d'entrée du hacheur multiniveaux [V]
VCO	Voltage controlled oscillator
$V_{out}$	Tension de 'sortie du hacheur multiniveaux [V]
$V_{pv}$	Tension du champ photovoltaïque [V]
VOC	Voltage oriented control
$V_{mpp}$	Tension du point de puissance max d'un panneau photovoltaïque
$V_{r_{a,b,c}}$	Tension rotorique [A]
$v_{rd}, v_{rq}$	Composante directe et en quadrature des tensions rotoriques [V]
$V_{s_{A,B,C}}$	Tension statorique [A]
$v_{sd}, v_{sq}$	Composante directe et en quadrature des tensions statoriques [V]
$V_{vent}$	Vitesse du vent [m/s]
$a$	Rapport cyclique
$\beta$	Angle de calage des pales
$\lambda$	Ratio de la vitesse (vitesse spécifique)
$\theta$	Angle des tensions du réseau donné par la PLL
$\theta_s$	angle des grandeurs statorique (tension et courant)
$\theta_r$	angle des grandeurs rotorique (tension et courant)
$\widehat{\Omega}_m$	Vitesse estimée de la MADA (rad/s)
$\Omega_m$	Vitesse mesurée de la MADA (rad/s)
$\Omega_t$	Vitesse de la turbine [rad/s]
$\omega_s$	Vitesse électrique synchrone [rad/s]
$\omega_m$	Vitesse électrique du rotor [rad/s]
$\Phi_s$	Flux statorique [wb]
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$	Composante directe et en quadrature du flux statoriques [wb]
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	Composante directe et en quadrature du flux rotoriques [wb]

# Abréviations

## Abréviations

AC	Alternative current
ANPC	Active Neutral Point Clamped
CSI	Current source inverter
DC	Direct current
FC	Floating capacitor (condensateur flottant)
FRT	Fault ride through (alimentation sans panne)
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LVRT	Low Voltage Ride Through
MADA	machine asynchrone à double alimentation
MPPT	Maximum power point tracking
NP	Neutral point (Point neutre)
NPC	Neutral Point Clamped
NZVV	Non Zero voltage vector
PCC	Point of common coupling (point de couplage commun)
PD	Production décentralisée
PI	Proportionnel-intégral
PLL	Phase locked loop (Boucle de verrouillage de phase)
PV	Photovoltaïque
SMS	Slip mode frequency shift
SOC	State of charge (%)
SVHCC	Space vector hysteresis current control
UDES	Unité de développement des Equipements Solaire
VSI	Voltage source inverter
ZVV	Zero voltage vector

# **Introduction générale**

## **Introduction Générale**

Aujourd'hui, l'approvisionnement énergétique du monde repose en grande partie sur les combustibles fossiles et l'énergie nucléaire. Ces sources d'énergie ne dureront pas éternellement et se sont révélées être une cause majeure des problèmes environnementaux. C'est pour cela que d'autres ressources énergétiques alternatives ont été et doivent continuer à être développées [Cam 03]. A ce titre, durant les dernières décennies nous avons constaté un accroissement du déploiement des installations à énergies renouvelables telles que les systèmes solaires thermiques ou photovoltaïques, les éoliennes, les systèmes microhydrauliques, les piles à combustible, les pompes à chaleur géothermiques, etc.

Cette situation a conduit à une intégration progressive de différentes sources d'énergie renouvelables dans le bilan de production de nombreux pays, ceci constitue sans conteste les signes avant-coureurs de la transition énergétique. Ainsi, les systèmes hybrides électriques vecteur du mix énergétique ont vu leur utilisation progresser dans plusieurs secteurs industriels comme les systèmes embarqués (automobiles, bateaux, avions), les alimentations électroniques et les centrales de production d'électricité. En règle générale, le terme "système hybride" fait référence à la combinaison de deux ou plusieurs sources d'énergie qui utilisées conjointement présentent l'intérêt de surmonter les limitations qui seraient inhérentes à l'utilisation de l'une des sources seulement. Les premiers exemples de systèmes électriques hybrides ont été les systèmes isolés conçus pour être une alternative à la construction de lignes de puissance dans les régions éloignées du réseau ou dans le cas où une nouvelle charge est ajoutée.

Comme il y a de nombreuses configurations de systèmes hybrides qui peuvent être adoptées, une étude d'optimisation en tenant compte de la demande et de l'offre d'énergie, les convertisseurs d'énergie et les systèmes de stockages, doit être prioritaire lors de la conception et l'exploitation d'un tel système. Les systèmes hybrides qui combinent différentes sources d'énergie renouvelables et systèmes de stockages d'énergie est la meilleure manière possible pour palier au problème d'intermittence des sources de production et ainsi répondre aux besoins des charges locales avec la capacité de fonctionner soit en mode autonome ou en mode connecté au réseau électrique. Cette dernière option (raccordé au réseau) a suscité un grand intérêt ces dernières années car ce type d'installation permet de satisfaire les besoins des clients en puissance électrique de manière fiable et qualitative. Les études rapportées dans [Gho12] démontrent clairement que la combinaison de l'énergie photovoltaïque (PV) et l'énergie éolienne est la plus populaire en raison de leurs natures complémentaires.

Habituellement pour connecter les différentes sources d'énergies, nous utilisons des convertisseurs statiques qui sont devenus des éléments indispensables dans la conversion de



l'énergie. Leur exploitation nécessite de concevoir de nouvelles lois de commande, et de modifier les stratégies de contrôle de ces unités de production ou de stockage auxquelles les convertisseurs statiques sont raccordés. Par ailleurs, le raccordement des systèmes hybrides au réseau de distribution et la capacité de ces systèmes à fonctionner en mode connecté au réseau ou isolé peut avoir quelques impacts sur les réseaux électriques : impacts sur le changement des flux de puissance (bidirectionnel), sur les niveaux de tension, sur le plan de la protection, sur la qualité de l'énergie ou sur la planification du réseau, etc. En outre, les caractéristiques, le fonctionnement et les perturbations induites sur les réseaux de distribution peuvent aussi influencer le fonctionnement du système hybride [Zho 11].

Pour toutes ces raisons, il est essentiel d'étudier, d'une part, l'influence de l'insertion de sources renouvelables dans le réseau de distribution, et d'autre part, d'analyser le comportement dynamique des systèmes hybrides face aux perturbations du réseau électrique. Il est nécessaire de proposer des solutions pour éviter des déconnexions intempestives (problème d'îlotage). Il est aussi utile de développer des solutions permettant d'augmenter les performances des interfaces de l'électronique de puissance telles que les onduleurs afin d'augmenter leur taux d'insertion dans le réseau de distribution.

C'est dans le contexte de l'intégration des sources d'énergie renouvelables dans le réseau électrique que s'inscrit les travaux de notre thèse. Nous nous proposons de nous focaliser sur le contrôle et la gestion de la production des puissances dans un système hybride constitué de deux sources d'énergie renouvelables, à savoir l'énergie éolienne et l'énergie photovoltaïque associées à un organe de stockage à base de batteries. L'ensemble étant relié à un bus continu commun par des convertisseurs statiques multiniveaux. À ce titre, la gestion des puissances sera assurée par un algorithme de supervision qui gère le flux de puissances entre les différents composants du système hybride. Ensuite, un contrôle local pour chaque générateur vient commander les grandeurs électriques internes (courants et tensions) afin de reproduire les puissances de références souhaitées. Dans cette vision, des méthodes pour le contrôle local des courants adaptées aux convertisseurs NPC à trois niveaux et ANPC à cinq niveaux seront proposées.

Pour présenter ce travail de thèse, nous avons organisé le manuscrit de la manière suivante:

Dans le premier chapitre nous présentons les principes généraux de la production d'électricité à base d'énergie renouvelable et les convertisseurs statiques qui leurs sont associés. Ensuite, un aperçu sur les structures des systèmes hybrides et un rappel sur l'impact de la production décentralisée sur le réseau ainsi que les solutions proposées pour s'affranchir des

problèmes éventuellement rencontrés seront présentés. Enfin, un état de l'art sur les stratégies de gestion de l'énergie et les méthodes de contrôles appliquées dans les systèmes hybrides sera exposé.

Dans le deuxième chapitre, les différents constituants du système hybride seront modélisés afin de développer une architecture de puissance hybride qui permet un meilleur transfert d'énergie. Dans un premier temps, la modélisation de la turbine éolienne et la conception d'un émulateur de celle-ci à base d'une machine à courant continu seront abordés. Il doit être relativement simple pour permettre d'en déduire des lois de commande qui seront implémentées en temps réel. Ensuite, nous développerons le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) en vue de l'application de la commande vectorielle. Après, la modélisation du générateur photovoltaïque ainsi que ses caractéristiques électriques et l'influence des conditions météorologiques seront alors traités. Enfin, le principe de fonctionnement et le modèle de la batterie Li-ion basé sur le modèle de Shepherd seront présentés.

Le troisième chapitre abordera le contrôle de l'intégration de la production PV dans le réseau électrique et en particulier un réseau basse tension à travers une connexion directe avec un seul étage de conversion (DC-AC), la commande de l'onduleur étant basée sur une modulation vectorielle directe (DSVM). La problématique d'îlotage dans les systèmes PV raccordé au réseau sera aussi traitée. A ce titre, une méthode d'anti-îlotage actif précise et moins perturbatrice sera proposée.

Dans le quatrième chapitre, nous proposons un algorithme destiné notamment à la commande découplée des puissances active et réactive (P-Q) de la MADA. Cet algorithme a la particularité de ne pas utiliser les mesures de la position et de la vitesse de l'arbre de la machine. L'algorithme fonctionne à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase de la fréquence de glissement. La machine étant alimentée par le biais d'un onduleur de tension à trois niveaux de structure NPC et commandé par la technique de l'hystérésis vectoriel. L'approche est validée à l'aide de simulation numérique.

Dans le cinquième chapitre, nous présentons une nouvelle approche de la commande vectorielle en courant appliquée à un onduleur NPC-actif à cinq niveaux (five level active NPC : 5L-ANPC). Nous débuterons par la description de la structure et la présentation du principe de fonctionnement du dit convertisseur ainsi que l'architecture globale de la commande en vue de son intégration dans un système raccordé au réseau électrique. Nous montrerons en particulier comment les différents degrés de liberté offerts par cette nouvelle topologie de conversion statique peuvent être exploités par la commande à base de l'hystérésis vectoriel

(SVHCC) à zone circulaire pour réguler les courants de sortie, maîtriser la fréquence de découpage des cellules tout en garantissant l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants. C'est aussi dans ce chapitre qu'une nouvelle structure de convertisseur DC-DC boost multiniveaux (multilevel boost converter : MBC) à gain élevé sera abordée. Les résultats de simulation seront validés expérimentalement sur un prototype du MBC à quatre niveaux réalisé au niveau du laboratoire dans le cadre de cette thèse.

Le MBC permet d'une part, la connexion de la source d'énergie continu à l'entrée de l'onduleur et, d'autre part, d'équilibrer les tensions du bus continu du convertisseur 5L-ANPC en vue de son introduction dans le système hybride global.

Enfin, nous présenterons dans le dernier chapitre le développement de l'algorithme de supervision et de gestion de l'énergie dans le système hybride proposé avec l'objectif de satisfaire la charge, tout en maintenant une harmonisation entre les différents étages du système. En outre, la stratégie proposée permet un fonctionnement aussi bien en mode connecté au réseau qu'en mode îloté. Afin de tester les performances de la gestion du système hybride global, une simulation numérique sous l'environnement MATLAB/Simulink sera accomplie.

Le travail est clôturé par une conclusion générale qui résume les principaux résultats auxquels nous sommes parvenus et donne quelques perspectives de recherche.

# **Chapitre 1:**

**Etat de l'art sur les  
systèmes d'alimentation  
hybrides.**

## **1.1. INTRODUCTION**

Face à l'épuisement des ressources énergétiques fossiles et aux problèmes environnementaux causés par l'émission des gaz à effet de serre lors de l'exploitation de ces ressources, et que les gisements des ressources énergétiques traditionnelles d'origines principalement fossiles ne peuvent être exploitées que pour quelques décennies, ce qui laisse présager d'une situation de pénurie énergétique au niveau mondial de façon imminente [Cam 03]. Les sources d'énergie renouvelables s'avèrent être une opportunité en droite ligne avec une stratégie globale de développement durable. Elles aident à réduire la dépendance des importations/exportation d'énergie, assurant ainsi une sécurité d'approvisionnement durable.

Un système électrique hybride (SEH) comprend des sources d'énergies de natures différentes, renouvelables et/ou conventionnelles. On a maintenant vis-à-vis du problème de production de CO<sub>2</sub> l'habitude de séparer ces sources en sources propres (batterie, supercondensateur, pile à combustible, éolienne, photovoltaïque, générateur hydraulique, etc.) dont certaines sont des sources d'énergie renouvelables et en sources conventionnelles utilisant le pétrole ou l'un de ses dérivés. C'est le cas par exemple des groupes électrogènes, des moteurs à combustion interne et des turbines à gaz.

## **1.2. APERÇU GENERAL SUR LES SYSTEMES D'ALIMENTATIONS HYBRIDES**

Dans un cadre optimal, les sources d'énergies renouvelables, le stockage d'énergie et les charges sont capables de fonctionner de façon autonome comme une unité.

Plusieurs types de connexions et d'hybridation de sources d'énergie peuvent avoir lieu et ils sont présentés comme suit [Zho 11],[Ahm0 6]:

- Hybridation des sources d'énergie renouvelables et les unités d'alimentation de secours: en raison de l'intermittence des sources d'énergie renouvelables, les unités d'alimentation de secours sont généralement intégrées pour avoir un niveau élevé de sécurité énergétique locale. Par exemple, les générateur diesel, micro turbine à gaz sont généralement utilisés comme pour les alimentations sans interruption [Che 03]. Dans le cas des systèmes d'alimentations électriques pour les sites éloignées et isolées, les générateurs diesel sont les plus couramment utilisés pour leurs fiabilités, le faible coût d'installation, la facilité de mise en marche, la densité de puissance et leurs mobilités [Che 03],[Abb 06]. Toutefois, la hausse des prix du carburant les rendent très coûteux. En outre, ils provoquent des pollutions environnementales importantes.

- Hybridation de sources primaires renouvelables: deux ou plusieurs sources primaires renouvelables peuvent être associé en raison des avantages complémentaires. Par exemple, le vent et l'énergie solaire peuvent être complémentaires sur une base quotidienne [Abb 06].

- Hybridation des sources d'énergies renouvelables et des dispositifs de stockage d'énergie: l'association de dispositifs de stockage d'énergie avec des sources d'énergies renouvelables peut garantir la fiabilité et la sécurité du système de production d'énergie distribué, tout en maximisant les avantages des énergies renouvelables. Pour ces systèmes, l'excédent et le déficit de la production d'énergie peuvent être ajustés de manière optimale par les unités de stockage d'énergie pour augmenter l'efficacité énergétique [Abb 06].

- Hybridation des différents types de dispositifs de stockage d'énergie: les dispositifs de stockage d'énergie sont classés en deux catégories: les dispositifs de stockage à court terme et les dispositifs de stockage à long terme. Une association de ces deux types peut apporter leurs avantages complémentaires au générateur à base d'énergie renouvelable pour l'amélioration de l'alimentation [Zho 09].

Le climat de l'Algérie, situé en Afrique du nord, est bien adapté à la l'utilisation de l'énergie solaire. Une étude de cas rapportée dans [Rez 15] décrit une solution d'alimentation hybride PV-diesel-batteries dans la région du nord algérien pour répondre aux besoins en électricité de l'Unité de Développement des Equipements Solaires (UDES) à Bou-Ismaïl, Tipaza (Longitude : 2°42', Latitude : 36°39, Altitude : 5m). Deux points ont été considérés : trouver la meilleure configuration du système d'alimentation avec le nombre exact et la taille des composants qui permettent de minimiser le coût du kilowatt-heure d'électricité et la satisfaction totale des exigences de la charge à tout moment de la journée pendant toute l'année. Plusieurs systèmes hybrides avec différents pourcentages de pénétration de l'énergie solaire ont été étudiés (25%, 50%, 75 % et 100%). Le software HOMER (Hybrid Optimization Model for Electric Renewables) a été utilisé pour déterminer la conception optimale pour chaque système.

Les performances de ces systèmes ont été analysées en fonction de certains critères déterminants tels que le coût net actuel, le coût de l'énergie, la satisfaction de la charge, les économies de consommation du carburant, le coût de maintenance et de fonctionnement des générateurs diesel et le taux d'émission du CO<sub>2</sub>. L'impact de la taille du banc de batteries sur le coût total du système d'alimentation a également été étudié. Il a été démontré que le système avec 25% de pénétration de l'énergie photovoltaïque est optimale par rapport aux systèmes (100%, 75%, 50%) avec un coût de production de 0,260 USD / KWh. Alors que, le coût initial du système diesel autonome a été estimé à environ 22.849 \$. Il a été constaté que le coût de la consommation du carburant est la composante la plus chère (157.866 \$), suivi par le coût de maintenance (81.562 \$). Ces coûts sont considérés comme importants par rapport aux coûts d'installation. Cette dernière caractéristique présente l'inconvénient principal des systèmes diesel autonomes où beaucoup d'argent est dépensé sur le carburant pour satisfaire la charge sur

la durée de vie du projet. En fait, le coût du carburant n'est pas stable et pourrait augmenter, ce qui conduit à l'augmentation du coût total du système.

La capacité du banc de batteries est un élément clé qui influence largement le choix du système d'alimentation optimal. Une gestion efficace de l'énergie électrique permettrait de maximiser la durée de vie des batteries, car même leur coût de remplacement à une part importante dans le coût total du système. Toutefois, la sélection de la technologie appropriée, la structure du système d'alimentation hybride, le dimensionnement adéquat, la stratégie de supervision et de contrôle des sources d'énergies/stockage sont également indispensables pour construire un système d'alimentation hybride fiable et robuste [Sin 15],[Fad 12].

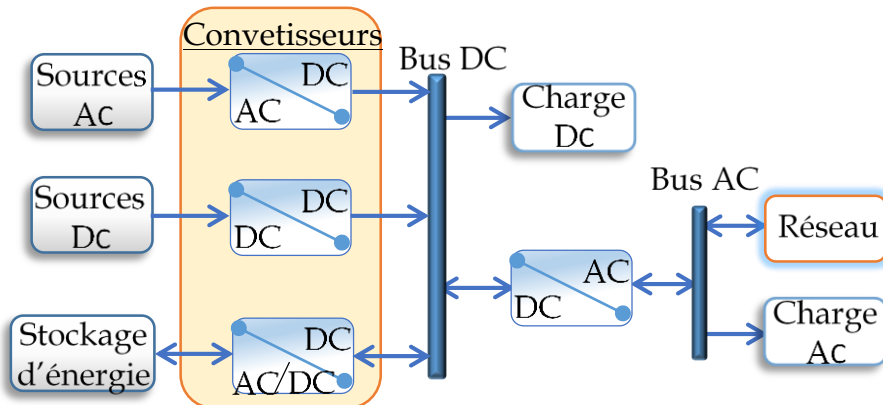
### **1.3. STRUCTURES DES SYSTEMES HYBRIDES**

Il existe différentes façons pour intégrer diverses sources d'énergie et système de stockage pour former un système d'alimentation hybride. Le choix de la configuration du bus de connexion des systèmes hybrides dépend de l'utilisateur [Neh 11],[Sta 08],[Hat 06],[Him 11]. Il n'existe pas en effet une méthode parfaite. Chaque couplage présente des avantages et des inconvénients liés à son utilisation. Le choix de l'architecture du couplage dépendra entre autre de: l'éloignement du site, la taille de l'installation, le nombre de points de génération (sources), le type des charges connectées, etc. On distingue principalement 3 types de configurations :

#### **1.3.1. Systèmes couplés avec bus à courant continu (DC-bus)**

Dans un couplage DC représenté sur la Fig. 1.1, toutes les sources d'énergie renouvelables sont connectées à un bus à courant continu soit directement ou par l'intermédiaire des convertisseurs statiques appropriés. Des redresseurs sont requis pour connecter les générateurs de courant alternatif. Les charges AC sont connectées au bus continu à travers des onduleurs. Le dispositif de stockage est généralement une batterie, qui est contrôlée et protégée contre les surcharges et les décharges profondes par un régulateur de charge [Cai 06].

Le système est flexible et peut être raccordé à une charge en courant alternatif de fréquence 50/60 Hz. Le schéma de couplage DC est très simple et offre la possibilité de l'utilisation directe des sources de production avec une facilité d'extension avec peu d'équipements et moindre de pertes. L'utilisation de plusieurs convertisseurs synchronisés est prévue. Toutefois, ce type de couplage souffre de plusieurs faiblesses. Par exemple, si le convertisseur de système reliant le réseau de distribution électrique avec le bus AC est hors service, l'ensemble du système ne sera pas en mesure de fournir une alimentation en courant alternatif. Pour remédier à cette situation, plusieurs onduleurs peuvent être connectés en parallèle.

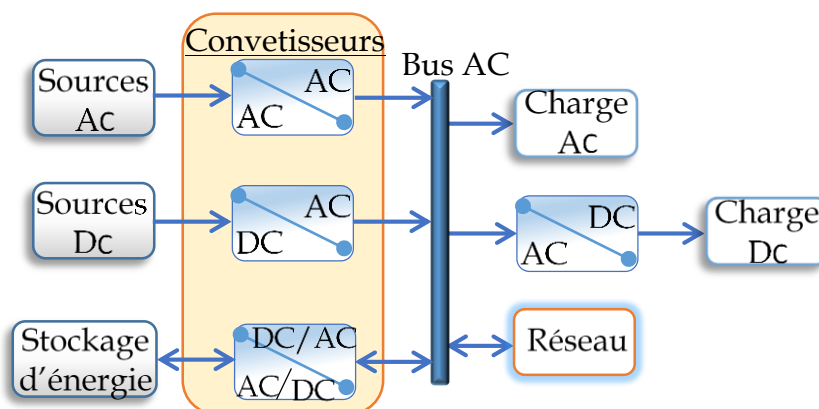


**Fig. 1. 1 :** Schéma d'un système hybride couplé avec bus à courant continu.

A ce titre, la synchronisation de la tension de sortie en courant alternatif et le partage d'alimentation appropriée sont nécessaires pour parvenir à une répartition de la charge désirée [Ric 06]. Cette configuration est la mieux adaptée pour les petits systèmes avec une production centralisée et une charge relativement constante.

### 1.3.2. Systèmes couplés avec bus à courant alternatif (ac-bus)

Une autre possibilité pour l'intégration des sources d'énergies renouvelables qui est le bus de liaison AC fonctionnant à 50 ou 60 Hz, comme indiqué sur la Fig. 1.2. Ce bus peut être le réseau public ou un réseau local pour le fonctionnement en mode îloté. Les convertisseurs AC / AC directs ou indirects (AC-DC-AC) doivent être insérés pour permettre la synchronisation des composants. Si un banc de batteries est utilisée en tant que dispositif de stockage, un convertisseur statique AC / DC bidirectionnel est donc nécessaire. Il peut également alimenter des charges DC par un bus DC [Sta08],[Lop 07].



**Fig. 1. 2 :** Schéma d'un système hybride couplé avec bus à courant alternatif.

Le Tableau 1.1 ci-après présente les avantages et les inconvénients d'une telle configuration.



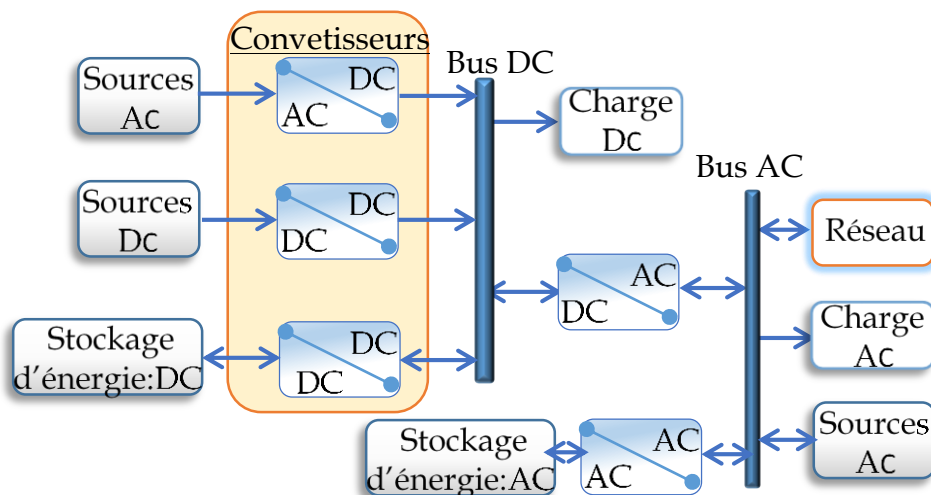
**Tableau 1. 1 :** Avantages et inconvénients du couplage AC

Avantages	Inconvénients
-adaptation et extension facile : possibilité d'augmenter la tension alternative avec un simple transformateur. - isolation galvanique facile. - Appareillage moins cher qu'en courant continu et largement disponible - Possibilité d'utiliser la fréquence comme moyen de réglage.	- nécessité d'une synchronisation rigoureuse des sources au cours de l'interconnexion, ainsi que pendant le fonctionnement. - Possibilité de recirculation de courant entre les sources. - Utilisation de plusieurs convertisseurs (coût élevé des équipements) - Pertes de puissance multiples dues aux nombreux convertisseurs - Le besoin de correction du facteur de puissance et de la distorsion harmonique. - problèmes de compatibilité électromagnétique.

Cette configuration convient mieux pour les îles et les villages, comprenant plusieurs points de production sans une connexion centralisée.

### 1.3.3. Systèmes couplés avec bus mixte DC\AC

Dans ce type de couplage représenté par la Fig. 1.3, diverses sources sont connectées aux bus à courant continu ou alternatif du système hybride. L'énergie circule à travers les bus DC et AC. Des charges DC peuvent être alimentées à travers le convertisseur statique maître AC / DC ou directement à partir du bus DC. Sur le bus AC, des générateurs AC peuvent être connectés directement ou par l'intermédiaire de convertisseurs AC /AC, pour permettre une bonne synchronisation des composants. Dans cette application, certaines sources d'énergies peuvent être mises en œuvre directement sans l'utilisation d'un système d'interface d'électronique de puissance. Par conséquent, le système peut fonctionner avec une plus grande efficacité et un coût réduit. Cependant, le contrôle et la gestion de l'énergie peuvent être plus compliqués que les systèmes couplés à courant continu ou à courant alternatif [Lop 07].



**Fig. 1. 3 :** Schéma d'un système hybride couplé avec bus mixte DC\AC.

#### 1.4. IMPACT DE LA PRODUCTION DECENTRALISEE SUR LE RESEAU ET LES SOLUTIONS PROPOSEES

L'introduction de la production décentralisée (PD) dans le réseau électrique est considérée comme l'un des changements majeurs dans la voie vers des réseaux plus intelligents. Au cours des dernières décennies, de nombreux efforts de recherche ont été menés pour étudier l'impact de la PD en fonction de la nature des sources, l'équipement de connexion, l'emplacement et la densité de la PD [Geo13]. L'intérêt donné à la PD est justifié par les multiples avantages qu'elle procure [Bay09]. D'autre part, en raison de leur taille réduite il est plus facile de trouver des endroits pour les installations. Par ailleurs, leur coût d'investissement et le temps de construction sont inférieurs à ceux des centrales électriques à grande échelle. Enfin, étant donné que la PD est souvent de type renouvelable, elle participe à un développement du réseau écologiquement durable.

En dépit de tous ses nombreux avantages, une grande pénétration de la PD peut influencer le fonctionnement du réseau électrique de la manière suivante [Vu 10],[Alt 10]:

**Niveau de tension :** La PD est souvent installée dans les endroits où les conditions climatiques (vent, irradiation) sont favorables. Ces endroits pourraient ne pas être les plus optimaux sur le plan électrique [Geo 13]. Par exemple, l'injection de la puissance active pendant les périodes de faible consommation peut entraîner des surtensions locales dans le réseau. Ceci peut apporter des surtensions pour les consommateurs au voisinage. Il est donc nécessaire de limiter cette augmentation de tension. Dans certaines situations, les calculs (simulation des flux de puissances) montrent que les tensions vont dépasser les limites de la norme mais seulement pendant une petite durée dans l'année. Donc, il est recommandé de réduire la puissance fournie par la production décentralisée durant ces heures. Le gain perdu est négligeable face au coût de renforcement d'une ligne [Lop 07]. Une autre façon de limiter l'écart de tension est d'augmenter la puissance réactive au point de couplage commun (PCC). Ceci peut être réalisé en installant des condensateurs ou autres moyens de production de puissance réactive (STATCOM, FACTS, etc.).

**Les systèmes de protections :** la PD participe à l'inversion des directions d'écoulement de puissance. Cet effet aura donc des conséquences sur le plan de protection, qui est conçu pour être utilisé pour un flux de puissance unidirectionnel. De plus, la PD participe à l'augmentation des niveaux de la puissance de court-circuit, ce qui signifie que les protections et les dispositifs de commutation doivent être adaptés à ces nouveaux niveaux de puissance de court-circuit. La PD a besoin d'un système de protection et de coordination complexe [Lop 07].

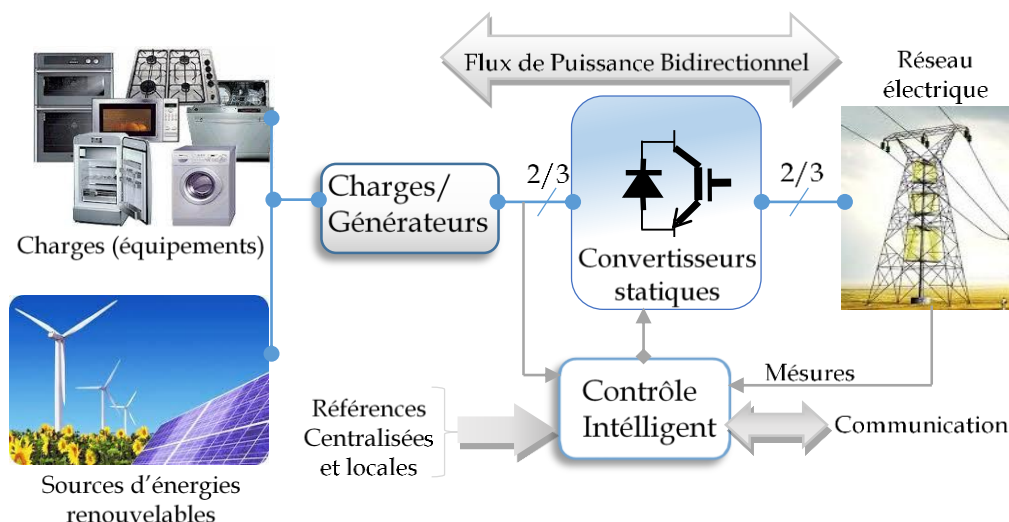
**Fiabilité et qualité de l'énergie:** D'un côté, la PD est interfacée par des convertisseurs de l'électronique puissance qui injectent des harmoniques dans le réseau. D'un autre côté, des tensions transitoires peuvent apparaître au moment de la connexion ou de la déconnexion des sources d'énergie. En outre, le fonctionnement LVRT (Low Voltage Ride Through) de chaque type de la PD est proposé et réglementé par les gestionnaires de réseau à l'aide des codes de réseau (grid-codes) [Teo 11].

Ces effets peuvent être traités et réduits de plusieurs façons notamment par:

- Le respect et le développement des normes de connexion au réseau et des grid-codes.
- La gestion de la demande.
- L'utilisation des systèmes FACTS de distribution.
- La commande coordonnée de la production décentralisée.
- Le changement de la structure des réseaux de distribution vers une structure d'un smart grid.

## 1.5. CONVERTISSEURS STATIQUES APPLIQUES AUX ENERGIES RENEUVELABLES

La Fig. 1.4 illustre l'architecture d'un système de production d'électricité moderne à base des énergies renouvelables (ENR), où l'unité d'électronique de puissance est le cœur du système. Un niveau de pénétration croissant des ENRs se traduit par des exigences plus strictes [Bla 11]. Comme il est représenté sur la Fig. 1.4, les tâches d'un système de production à base des ENR incluant des convertisseurs de l'électronique de puissance sont aussi variées pour répondre aux exigences des opérateurs du système électrique et les clients finaux [Wan13],[Bla13].



**Fig. 1. 4 :** Technologies avancées de l'électronique de puissance et les techniques de contrôle intelligent pour les sources d'énergie renouvelables et les charges.

Un critère très commun entre ces systèmes consiste à transférer l'énergie au réseau en tenant compte des caractéristiques des énergies renouvelables. Des exigences spécifiques sont imposées lorsque l'on a recours aux sources d'ENR, elles peuvent être résumées comme suit:

- a) alimentation électrique fiable et sécurisée ;
- b) haut rendement, un faible coût, un volume réduit et une protection efficace ;
- c) contrôle de la puissance active et réactive injectées dans le réseau ;
- d) soutien dynamique du réseau (fonctionnement LVRT : low voltage ride through) ;
- e) système de monitoring et de communication.

La conception et le fonctionnement des convertisseurs d'électronique de puissance pour les deux systèmes éolien et photovoltaïque comptent fortement sur les exigences du réseau et de la demande énergétique. L'évolution des convertisseurs de puissance de l'éolienne a connu un changement de topologies avec l'augmentation des niveaux de puissance de l'éolienne (dizaines kW à plusieurs MW) [Ben 16],[Bla 12],[ Bla 13]. De même, la tendance à l'augmentation des niveaux de puissance et l'augmentation de l'efficacité pour les systèmes photovoltaïques a entraîné une modification dans les convertisseurs de puissance PV de sortie que la plus part d'entre eux aujourd'hui sont sans transformateur [Lis 10], [Ma 09], [Pol 12].

Le convertisseur triphasé le plus couramment adopté est le convertisseur de tension à deux niveaux (two-level voltage Source Converter : 2L-VSC), avec une structure simple et un nombre de composants réduits. Toutefois, étant donné que la capacité de puissance d'une éolienne ne cesse de croître jusqu'à même atteindre 10 MW [Lis11], le 2L-VSC n'est pas très commode pour des raisons d'efficacité, de contraintes électriques sur les composants et la diminution du rendement. Compte tenu de cela, la technologie de conversion multiniveaux qui peut atteindre plusieurs niveaux de tension de sortie, une plus grande puissance de sortie et de meilleure qualité offre beaucoup plus d'intérêt dans les applications éolienne et photovoltaïque [Lis 11],[Bla 14],[Gup 16],[Li 15],[Gau 14],[Jon 11].

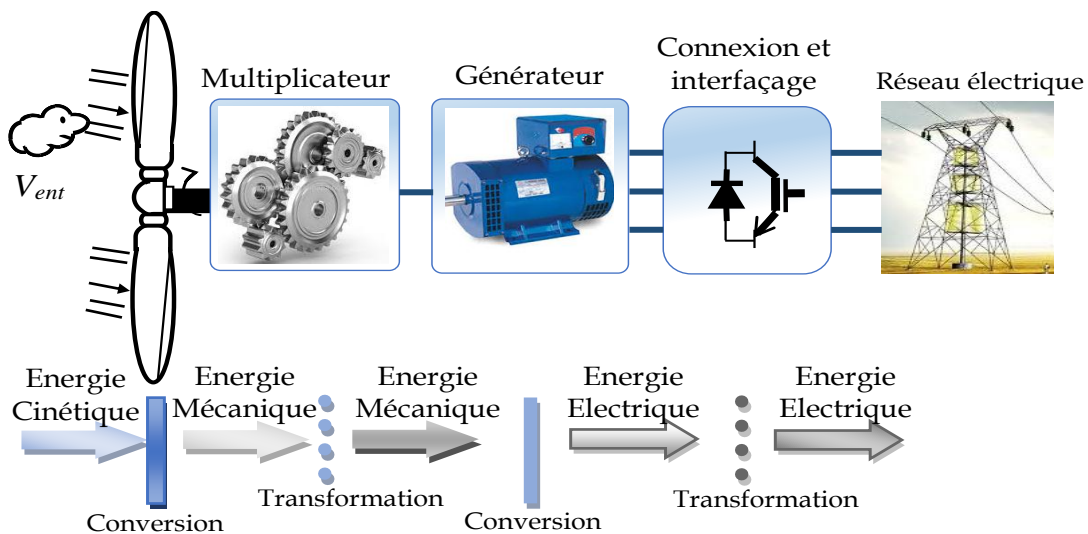
Le convertisseur multiniveaux le plus commercialisé est le convertisseur de la topologie NPC à trois niveaux (three-level Neutral Point Clamped :3L-NPC). Par rapport au 2L-VSC le convertisseur 3L-NPC peut atteindre un niveau de tension de sortie en plus, ce qui conduit à un filtre de sortie plus petit. L'inconvénient majeur de ce convertisseur est la distribution des pertes inégales entre les interrupteurs de commutations internes et externes [Gup 16],[Gau 14]. Pour résoudre ce problème, les topologies de conversion multi-cellules (à savoir une connexion parallèle / série de cellules de conversion) sont développées et largement adoptées par les industries (par exemple Gamesa et Siemens) [Lis11],[Bla14].

## 1.6. CONVERSION DE L'ENERGIE EOLIENNE

### 1.6.1. Principe de la conversion

Les éoliennes permettent de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Cette conversion se fait en deux étapes :

- Au niveau de la turbine, qui extrait une partie de l'énergie cinétique du vent disponible pour la convertir en énergie mécanique suivant la loi de Betz [Poi 03].
- Au niveau de la génératrice, qui reçoit l'énergie mécanique et la convertit en énergie électrique et qui est par la suite transmise au réseau électrique. Le fonctionnement général est illustré sur la Fig. 1.5.



**Fig. 1. 5** : Principe de la conversion de l'énergie éolienne

Les solutions techniques permettant de recueillir l'énergie du vent sont très variées. Il existe deux grandes catégories d'éolienne, qui se réfèrent à la disposition géométrique de l'arbre sur lequel est montée la turbine: les éoliennes à axe vertical (VAWT) ou axe horizontal (HAWT) [Koh 16],[Le 82].



(a) Turbine à axe verticale



(b) Turbine à axe horizontale

**Fig. 1. 6** : Types des éoliennes

L'ensemble de la chaîne de conversion éolienne fait appel à des domaines très divers et pose des problèmes aérodynamiques, mécaniques, électriques et automatiques.

### 1.6.2. Interaction vent / pales de la turbine

L'action de l'air en mouvement autour de la turbine se traduit par des forces appliquées en chaque point de la surface. La forme du profil aérodynamique est décisive dans la conception des pales, même les changements mineurs dans le profil peuvent considérablement changer la courbe de puissance et le niveau de bruit [Geo 09].

La turbine est soumise à la fois au vent incident de vitesse  $\vec{V}$  et à un vent relatif de vitesse  $\vec{U}$  (dirigée dans le sens contraire de la rotation) de vitesse  $\Omega_T$  [Geo 09].

$$U = r \cdot \Omega_T \quad (1.1)$$

Avec :

$U$  : vitesse linéaire de la pale.

$\Omega_T$  : vitesse angulaire de la pale.

La vitesse résultante  $\vec{W}$  du vent est donnée par :

$$\vec{W} = \vec{V} + \vec{U} \quad (1.2)$$

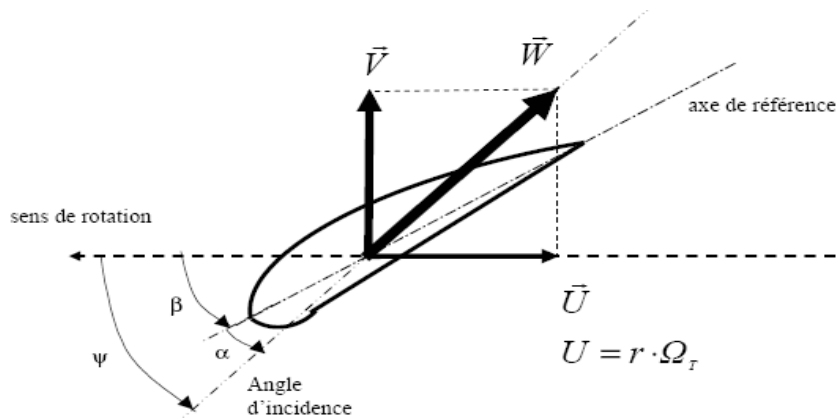


Fig. 1. 7 : Directions du vent sur un tronçon de pale [Geo 09]

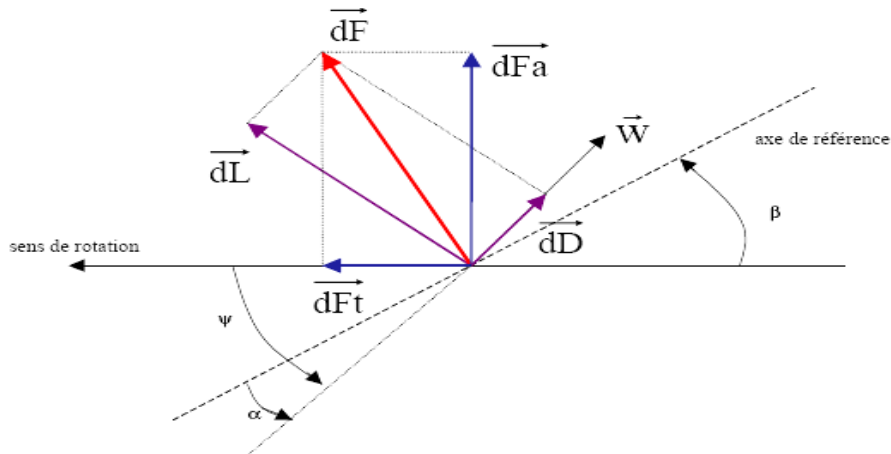
La vitesse résultante du vent apparent  $\vec{W}$  fait un angle d'attaque  $\psi$ , avec le plan de rotation. Cet angle s'écrit:

$$\psi = \arctan\left(\frac{\vec{V}}{\vec{U}}\right) \quad (1.3)$$

On introduit alors l'angle dit d'incidence, noté " $\alpha$ " entre l'axe de référence de la pale et la direction du vent apparent :

$$\alpha = \psi - \beta \quad (1.4)$$

L'action du vent relatif sur un profil aérodynamique engendre sur la section de pale de largeur  $dr$  et de longueur de corde  $l$  à une distance  $r$  de l'axe de rotation une force résultante  $\vec{F}$ .



**Fig. 1. 8** : Forces appliquées sur un élément de pale [Lav 05].

On peut décomposer la force résultante  $d\vec{F}$  de la manière suivante :

- La portance  $d\vec{L}$  ( Lift), normale à la direction du vent apparent ;
- La force de trainée  $d\vec{D}$ (drag), parallèle a la direction du vent ;

On peut aussi la décomposer d'une autre manière :

- La poussée axiale  $d\vec{F}_a$ , perpendiculaire au plan de rotation ;
- La poussée tangentielle  $d\vec{F}_t$ , dans la direction de rotation.

C'est le couple résultant de l'ensemble des forces tangentielles qui va provoquer la rotation de la turbine [Le 82]. Les modules des forces  $dL$  et  $dD$  s'expriment en fonction de deux coefficients, le coefficient de portance  $C_L$  et le coefficient de trainée  $C_D$  [Lav 05]:

$$dL = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot W^2 \cdot dA \cdot C_L \quad (1.5)$$

$$dD = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot W^2 \cdot dA \cdot C_D \quad (1.6)$$

Avec :

- $dA = l(r)dr$  : surface du " tronçon " de pale ;
- $l(r)$  : longueur de la corde a la distance  $r$  de l'axe de rotation ;
- $C_L$  : coefficient de portance (sans dimension) ;
- $C_D$  : coefficient de trainee (sans dimension) ;
- $W$  : module de la vitesse du vent apparent.

Ces coefficients  $C_L$  et  $C_D$  dépendent fortement de l'angle d'incidence  $\alpha$  (Fig. 1.9). Pour des angles  $\alpha$  faibles, l'écoulement de l'air le long de la pale est laminaire et est plus rapide sur l'extrados que sur l'intrados. La dépression qui en résulte à l'extrados crée la portance [Lav 05]. C'est cette force qui soulève un avion et qui lui permet de voler. Ici, elle " aspire " la pale vers l'avant. Si  $\alpha$  augmente, la portance augmente jusqu'à un certain point puis l'écoulement devient

turbulent. Du coup, la portance résultant de la dépression sur l'extrados disparaît. Ce phénomène s'appelle le décrochage aérodynamique. Cependant, les concepteurs de pales ne se préoccupent pas uniquement de la portance et du décrochage. Ils prêtent également beaucoup d'attention à la résistance de l'air, appelée aussi dans le langage technique de l'aérodynamique, la traînée. La traînée augmente en général si la surface exposée à la direction de l'écoulement de l'air augmente. Ce phénomène apparaîtra ici pour des angles  $\alpha$  importants [Lav 05].

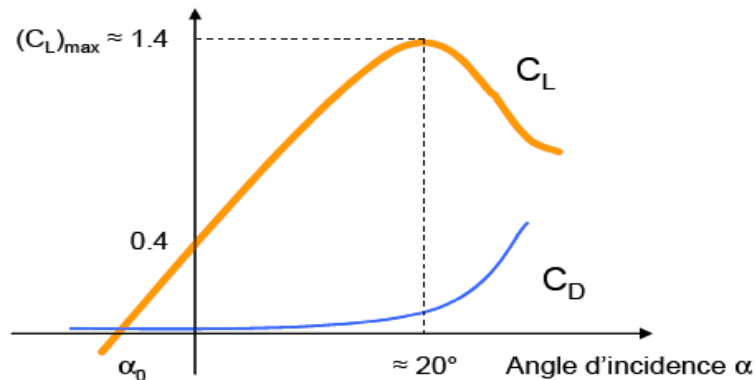


Fig. 1. 9 : Evolution des coefficients de portance et de traînée [Lav 05]

L'intégration le long des  $N_P$  pales (généralement  $N_P = 3$ ) des couples élémentaires exercés sur chaque " tronçon " permet d'obtenir le couple  $C_{aero}$ :

$$dC_{aero} = N_p \cdot R \cdot dF_t \quad (1.7)$$

L'expression de la puissance captée est donnée par :

$$P_{aero} = C_{aero} \cdot \Omega_t \quad (1.8)$$

### 1.6.3. Machines électriques et systèmes de conversion éolienne

Diverses chaînes de production existent pour la production d'électricité par des aérogénérateurs, qu'on peut les classer selon [Bar 07],[Dec 09],[Ara 06] :

- la nature du convertisseur électromécanique (machine synchrone, asynchrone, à courant continu, etc.);
- la nature de l'accouplement mécanique (présence de multiplicateur de vitesse ou attaque directe) ;
- le type de fonctionnement (vitesse fixe ou variable) ;
- le type de capteur (à axe horizontal ou vertical) ;
- Ou bien suivant le fonctionnement couplé au réseau ou isolé.

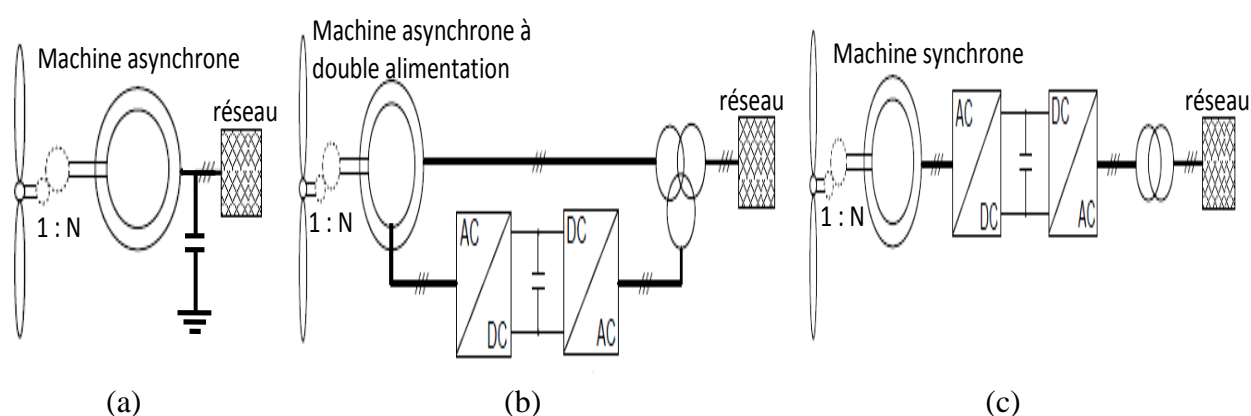
En fonction de la génératrice, il existe actuellement trois principaux types de systèmes éoliens: système éolien à vitesse fixe avec machine asynchrone à cage (Fig. 1.10.a), système



éolien à vitesse variable avec machine asynchrone à double alimentation (Fig. 1.10.b) et système éolien à vitesse variable avec machine synchrone à inducteur bobiné ou à aimants (Fig. 1.10.c).

Le premier système consiste en un générateur à induction à cage directement connecté au réseau. La fréquence du réseau et le nombre de pôles déterminent, au glissement près, la vitesse du générateur ainsi que celle de la turbine. Le multiplicateur permet d'adapter la vitesse de rotation de la turbine à la fréquence électrique souhaitée. Par conséquent, la vitesse de rotation de la turbine est pratiquement fixée pour n'importe quelle vitesse du vent. C'est pour cette raison que cette structure correspond à un générateur éolien à vitesse fixe. Un générateur asynchrone à cage consomme toujours de la puissance réactive. Cette énergie réactive est indésirable et est généralement compensée en partie ou entièrement par des bancs de condensateurs ou autres compensateurs de réactif.

On trouve également des systèmes éoliens à vitesses fixes comportant une machine asynchrone à deux enroulements statoriques avec nombre de pôles différents (généralement 4 et 6) [Poi 03], l'un étant utilisé pour les faibles vitesses de vent (faible puissance) et l'autre pour les plus fortes vitesses (forte puissance). C'est le cas pour les constructeurs danois NEGMICON, BONUS et NORDEX. Une éolienne utilisant ce type de machine est considérée comme un dispositif travaillant à vitesse fixe mais qui possède deux points de fonctionnement (deux vitesses). Cependant la présence d'un deuxième stator rend la conception de la machine particulière et augmente le coût ainsi que son diamètre, donc le poids et l'encombrement seront plus importants.



**Fig. 1. 10 :** Différents types de systèmes éoliens : **(a)** Système éolien à vitesse fixe avec machine asynchrone à cage, **(b)** Système éolien à vitesse variable avec machine asynchrone à double alimentation, **(c)** Système éolien à vitesse variable avec machine synchrone à inducteur bobiné ou à aimants [Ara 06].

Les deux autres types des systèmes éoliens (b et c) de la Fig. 1.10 sont des systèmes à vitesse variable. Dans ces systèmes, l'introduction de convertisseurs de puissance entre le générateur et le réseau donne lieu à un découplage entre la fréquence du réseau électrique et la vitesse de rotation de la machine électrique. De cette manière, la turbine tourne à vitesse variable et ajustée de manière optimale à la vitesse du vent [Lav 05].

Dans le cas d'une machine asynchrone à double alimentation, le convertisseur back-to-back alimente les enroulements du rotor. Ainsi, la vitesse mécanique et la vitesse électrique du rotor sont découplées et la fréquence électrique du stator et du rotor peuvent être liées indépendamment de la vitesse mécanique du rotor.

Dans le système avec machine synchrone, le générateur est complètement découplé du réseau à travers le convertisseur de puissance. L'avantage principal des systèmes à vitesse fixe est leur simplicité et leur bas coût. En ce qui concerne les systèmes à vitesse variable, ils ont une grande efficacité car ils parviennent à maximiser la capture l'énergie du vent disponible et surtout réduisent le stress mécanique sur les parties mécaniques.

#### 1.6.4. Régulation mécanique de la puissance d'une éolienne

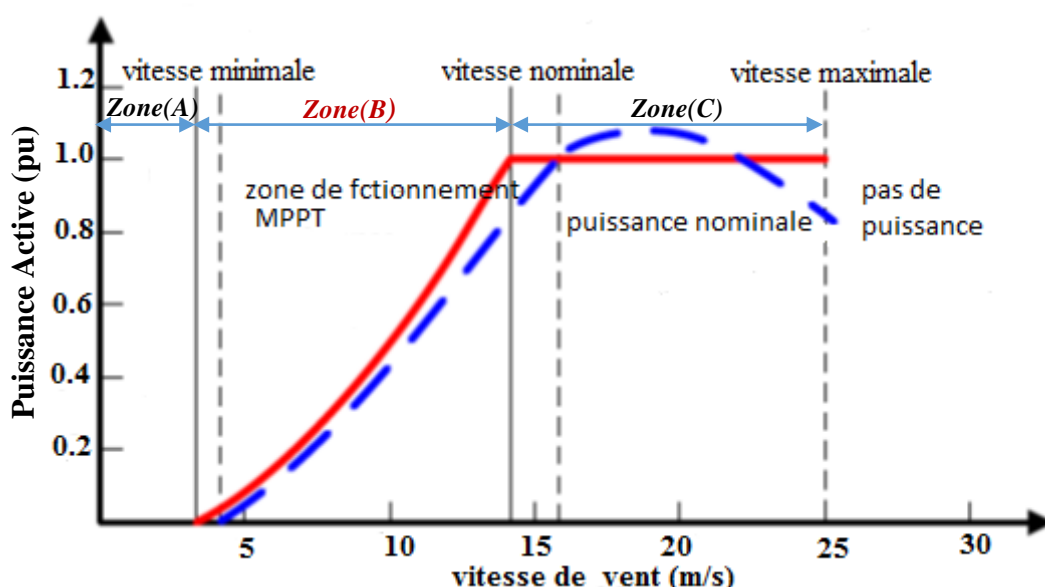
Les courbes typiques d'une turbine à vitesse constante contrôlée par décrochage aérodynamique et d'une turbine à vitesse variable contrôlée par angle de calage variable sont présentées sur la Fig. 1.11 [Ara 06]. La caractéristique comporte trois zones distinctes:

- La zone A, où  $P_{\text{turbine}} = 0$  (la turbine ne fournit pas de puissance) ;
- La zone B, dans laquelle la puissance fournie sur l'arbre dépend de la vitesse du vent (fonctionnement MPPT);
- La zone C, où généralement la vitesse de rotation est maintenue constante par un dispositif de régulation et la puissance  $P_{\text{turbine}}$  fournie reste sensiblement égale à  $P_n$  [Ara 06].

Quand la vitesse du vent dépasse la vitesse nominale, la puissance du générateur doit être limitée de façon à ne pas surcharger le générateur et/ou le convertisseur (s'il est présent). Le rendement aérodynamique de la turbine doit donc être diminué pour limiter la puissance extraite du vent à la puissance nominale du système de génération. Cela correspond à une réduction du coefficient  $C_p$  et elle peut être obtenue principalement de deux manières : avec le contrôle passif par décrochage aérodynamique (stall control) ou avec le contrôle par angle de calage variable (pitch control). Dans le contrôle passif par décrochage aérodynamique, les pales de la turbine sont conçues intrinsèquement de telle manière que leur rendement aérodynamique diminue quand la vitesse du vent dépasse la valeur nominale. Dans ce cas,  $C_p$  ne dépend pas de l'angle de calage des pales. Ce contrôle est principalement utilisé dans les turbines éoliennes à vitesse fixe.

Le contrôle par angle de calage variable consiste à faire tourner les pales de façon à diminuer le rendement aérodynamique de la turbine avec des mécanismes hydrauliques ou des moteurs électriques. Les turbines éoliennes à vitesse variable utilisent majoritairement ce contrôle. A partir d'une certaine vitesse du vent, autour de 25 m/s, l'énergie contenue dans le vent est trop importante. Au-dessus de cette valeur, on arrête le fonctionnement de la turbine et on déconnecte les machines. La courbe de puissance convertie d'une turbine en fonction de la vitesse du vent est généralement fournie par les constructeurs.

Comme on peut l'observer, les turbines à vitesse variable tendent à générer un peu plus de puissance à une vitesse du vent donnée, ce qui fait que la vitesse nominale soit plus petite. Cela est dû au fait que le rendement aérodynamique des turbines dépend du rapport de vitesse. Dans les turbines éoliennes à vitesse fixe, le rapport de vitesse ne peut pas être variable de manière à suivre le point de fonctionnement optimal car la vitesse du rotor est imposée.



**Fig. 1. 11** : Courbes puissance/vitesse du vent typiques pour une turbine à vitesse constante contrôlée par décrochage aérodynamique (bleu et à tiret) et pour une turbine à vitesse variable contrôlée par angle de calage variable (rouge et continue) [Ara 06].

Les turbines à vitesse variable peuvent changer la vitesse des pales et par conséquent le rapport de vitesse. Ainsi elles arrivent à atteindre le rendement aérodynamique maximum dans toute la plage de vitesses du vent, ce qui mène à une augmentation de la puissance générée.

Une autre différence entre la courbe d'une turbine à vitesse variable et d'une turbine à vitesse fixe est dans l'allure de la courbe au-dessus de la vitesse du vent nominale. Dans le cas des turbines à vitesse variable la courbe est plate. En fait, la puissance de sortie est maintenue constante avec le contrôle de l'angle de calage. Dans le cas des turbines à vitesse fixe, cela ne peut pas être réalisé. En effet, il n'est pas possible de concevoir des pales pour arriver à un

rendement aérodynamique optimal entre la vitesse minimale et la vitesse maximale et de limiter la puissance extraite du vent exactement à sa valeur nominale aux vitesses du vent au-dessus de la vitesse nominale [Ara 06].

## **1.7. CONVERSION DE L'ENERGIE PHOTOVOLTAÏQUE**

L'énergie solaire est disponible en abondance sur toute la surface de la terre. Malgré une diminution importante à la traversée de l'atmosphère, la quantité qui arrive au sol reste tout de même assez importante. On peut ainsi compter sur 1000 W/m<sup>2</sup> crête dans les zones tempérées et jusqu'à 1400 W/m<sup>2</sup> lorsque l'atmosphère est faiblement pollué [Abo 15].

L'Algérie dispose d'un gisement solaire de plus de 2000kWh/m<sup>2</sup>.an [Yai 14]. Comme beaucoup de pays, l'Algérie est engagée dans la promotion des énergies renouvelables afin de préserver ses ressources fossiles et de contribuer à la réduction des émissions de gaz à effet de serre. Cela s'est traduit par le lancement en 2011 d'un programme national des énergies renouvelables et de l'efficacité énergétique [Mem 16]. L'objectif étant d'atteindre, d'ici 2030, 27 % de la production d'électricité à partir de sources d'énergies renouvelables. Ce plan prévoit, entre autre, l'installation d'une capacité de 13575 MWc pour le photovoltaïque. Le choix de la technologie des modules à adopter se pose, et vu les conditions spécifiques à chaque région l'expérience sur le terrain est irremplaçable.

Depuis plus d'une décennie, l'énergie photovoltaïque est l'une des industries les plus dynamiques. Selon la dernière étude de l'IRENA (The International Renewable Energy Agency) publiée en Juin 2016, le photovoltaïque a le potentiel de fournir jusqu'à 13% des besoins en électricité à travers le monde d'ici 2030 [Ire 16].

### **1.7.1. Principe de la conversion d'énergie photovoltaïque**

La transformation du rayonnement solaire en électricité par le processus photovoltaïque est l'un des moyens d'exploitation du gisement solaire, la conversion est réalisée par des cellules photovoltaïques (PV). Ces dernières sont constituées de dispositifs à semi-conducteurs qui convertissent l'énergie solaire en énergie électrique. En termes simples, une cellule photovoltaïque peut être assimilée à un dispositif à deux bornes qui conduit comme une diode dans l'obscurité et produit une tension lorsqu'il est éclairé par la lumière. Cette tension entraîne le courant à travers un circuit externe, et produit ainsi de l'énergie [Iov 07].

L'effet photovoltaïque a été découvert par Edmond Becquerel en 1839, mais il n'a été expliqué qu'en 1905 par une publication d'Albert Einstein qui lui a valu son prix Nobel en 1921 [Pvt 05]. L'ère moderne de l'énergie photovoltaïque peut être datée de 1954, lorsque les chercheurs de Bell Labs ont développé la première cellule PV [Dav15]. Dès la fin des années

1950, les cellules solaires pour les applications spatiales ont été produites. Les applications terrestres de l'énergie photovoltaïque ont commencé à se multiplier au début des années 1970 [Dav 15].

Deux technologies, le silicium cristallin et les cellules à couche mince dominent actuellement le marché. En effet, les cellules photovoltaïques basées sur le silicium cristallin présentent plus de 90% du marché. On distingue en principe deux catégories des cellules fabriquées à partir du silicium cristallisé, celles à partir de silicium monocristallin et celles à partir de silicium poly-cristallin. Le silicium monocristallin est plus cher que le silicium poly-cristallin mais de rendement plus élevé. Le silicium est aussi utilisé dans la technologie dite amorphe, lors de sa transformation, le silicium produit un gaz, qui sera projeté sur une feuille de verre. Ce type de cellules présente l'avantage d'être intégré sur des supports souples ou rigides, il est utilisé généralement pour les calculatrices et les montres [Ozd 17].

Au cours des dernières décennies, le prix et l'efficacité ont été deux facteurs dissuasifs pour la croissance des panneaux photovoltaïques dans les applications de production d'énergie. Par exemple, le prix par watt de modules photovoltaïques en silicium cristallin était 76,67 USD en 1977 par rapport à 3,00 USD en 2005. Plus récemment, en raison de la production de masse, une nouvelle baisse a été observée dans le prix des modules PV. En 2015, le prix par watt de modules PV similaires était de 0,65 USD. L'efficacité des cellules solaires (mesurées en utilisant le rapport de la puissance électrique de sortie à l'énergie lumineuse totale reçue par une cellule) varie de 6% à environ 40% [Ozd17]. Des rendements de conversion d'énergie pour les cellules solaires disponibles dans le commerce sont compris entre 14 et 19%. L'utilisation des cellules à haut rendement n'est pas toujours économiquement justifiable en raison du coût de production.

Les systèmes photovoltaïques peuvent être utilisés soit connectés au réseau électrique ou bien autonome pour alimenter les charges isolées. Les systèmes photovoltaïques connectés au réseau représentent plus de 99% de la capacité PV installée par rapport aux systèmes autonomes [Kou 15]. En général, l'un des défis des systèmes d'énergies renouvelables raccordés au réseau, y compris les systèmes photovoltaïques, est leurs compatibilité avec le réseau en raison de leurs différentes fréquences de sorties. Ce fait soulève la question de savoir comment les intégrer dans un réseau électrique. Pour résoudre ce problème, ces systèmes doivent employer une sorte d'interface adéquate (type d'onduleur) qui les rend capables de convertir leur fréquence de sortie et d'injecter la puissance synchronisée dans le réseau. Dans la section suivante, les différentes structures et topologies des onduleurs raccordées au réseau seront examinés et discutés.

### 1.7.2. Topologies des systèmes photovoltaïques connectés au réseau électrique

La classification des onduleurs photovoltaïques connectés au réseau est basée sur leurs topologies internes. Ils sont répartis en deux grandes familles, Comme on peut le voir sur la Fig. 1.12. Le convertisseur VSI (voltage source inverter) standard ou CSI (current source inverter) sont les choix triviaux pour fournir une conversion DC-AC en une seule étape. La Fig. 1.12.a illustre la topologie du convertisseur VSI qui est alimenté par un condensateur du bus continu. Ce dernier est connecté en parallèle avec des panneaux photovoltaïques. La Fig. 1.12.b représente la topologie de l'onduleur CSI standard. L'onduleur est alimenté à partir d'une grande inductance du circuit intermédiaire.

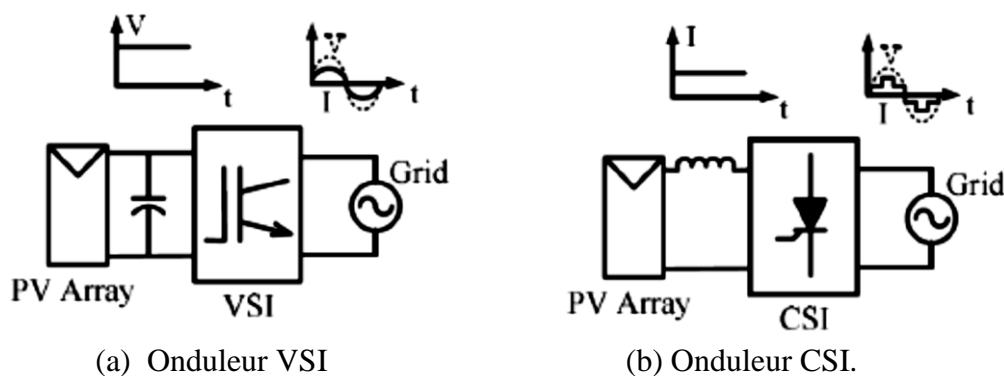


Fig. 1. 12 : Différentes topologies des onduleurs PV raccordés au réseau.

### 1.7.3. Classification des configurations des onduleurs

En règle générale, il existe plusieurs catégories et configurations des onduleurs. On peut les classer selon le nombre d'étages de puissance de la manière suivante [Mar 13]:

- Les onduleurs à un seul étage (single stage) ;
- Les onduleurs à double étage ;
- Les onduleurs multi-étages.

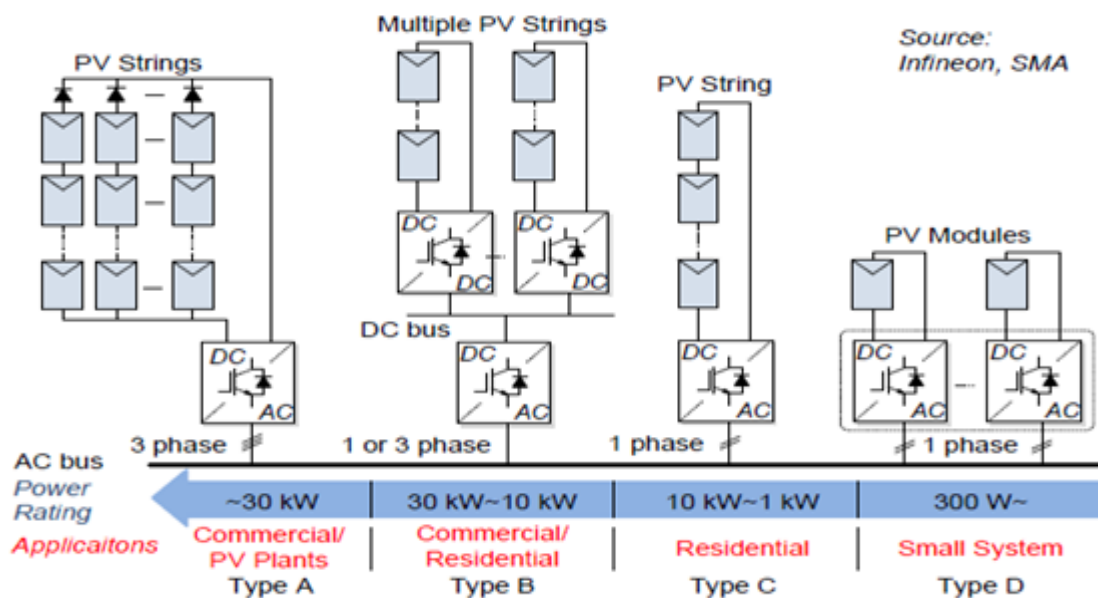
En dépit de ces classifications, pour des applications commerciales des systèmes PV raccordés au réseau on distingue quatre configurations approuvables qui sont présentées sur la Fig. 1.13 [Bla 11]:

- Onduleur central (Central inverter) ;
- Onduleur string ou de rangée (string inverter) ;
- Onduleur multistring (multistring inverter) ;
- Module avec onduleur intégré (Module integrated inverter) ou AC-module.

La configuration de l'onduleur central, comme indiqué sur la Fig. 1.13.a se compose d'un convertisseur de grande capacité, qui est interfacé entre les modules photovoltaïques et le réseau [Lis 10]. Les modules PV sont répartis en associations en série (appelés string) et les chaînes

de la série sont connectés en parallèle. Les chaînes produisent suffisamment de haute tension, et les connexions parallèles augmentent le niveau de puissance de sortie. Le suivi et le contrôle du point de puissance maximale et les boucles de commandes (boucles de commande de courant et de tension) sont traités en un seul niveau.

Une haute efficacité de conversion peut être atteinte en utilisant cette configuration, mais elle présente un problème de fiabilité parce que le fonctionnement de la centrale dépend seulement d'un équipement unique. De plus la mise en serie/parallèle des panneaux photovoltaïques est sensible au phénomène d'ombrage. L'onduleur central est souvent mis en œuvre dans les centrales de production de grande capacité afin optimiser le coût [Lis 10].



**Fig. 1. 13 :** Différentes configurations d'onduleurs: (a) Onduleur central, (b) Onduleur multi-string, (c) Onduleur string, (d) Module avec onduleur intégré [Lis 10].

Pour surmonter la faiblesse de la configuration de l'onduleur central, la configuration de l'onduleur PV string est introduit (Fig. 1.13.c). Chaque chaîne de module est connectée à un onduleur avec son propre contrôle MPPT. Une extraction de la puissance optimale de chaque chaîne peut être obtenue, l'efficacité globale est meilleure et la fiabilité de la production photovoltaïque est augmentée parce que le système ne dépend plus d'un seul équipement. La capacité de production est également facile à régler pour suivre la croissance de la demande [Bla14]. La génération photovoltaïque utilisant un onduleur multi-string est présentée sur la Fig. 1.13.b, cette configuration est développée pour adopter le coût et les avantages technique des deux configurations précédentes. Des chaînes de modules avec un convertisseur continu-continu et leur propre dispositif MPPT sont connectés à un onduleur.

La puissance optimale extraite de chaque chaîne de module peut être réalisé et d'autre part le coût du système est réduit par l'utilisation d'un seul onduleur. Cette configuration permet d'utiliser différents types d'onduleur, des différents modules ayant différentes caractéristiques électriques et configurations peuvent être utilisés [Cab 16].

#### 1.7.4. Exemple de réalisation

Afin d'étudier le comportement, les performances des différentes technologies des panneaux photovoltaïques, la caractérisation des différents types d'onduleurs et l'effet de l'intégration des systèmes PV dans le réseau national, une centrale photovoltaïque d'une puissance de 12,5kWc (Fig. 1.14) a été réalisée à l'unité de développement des équipements solaires (UDES).



**Fig. 1. 14 :** Centrale photovoltaïque de 12.5 KWc réalisée à l'UDES

Les panneaux sont installés sur la toiture et la façade de la salle de conférence. Ces panneaux photovoltaïques de différentes technologies: silicium monocristallin (m-Si), silicium polycristallin (p-Si), silicium micro-morphe ( $\mu$ -Si) et silicium amorphe (a-Si) sont couplés au réseau par l'intermédiaire de 6 onduleurs de différents types (avec ou sans transformateur, différent structure interne), marques (SMA, KAKO, FRONIUS, SOLARMAX , POWER ONE et AURAURA) et puissances.

Le schéma synoptique de la centrale est présenté sur la Fig. 1.15. La centrale permet de fournir une production énergétique moyenne de l'ordre de 50 kWh/jour.



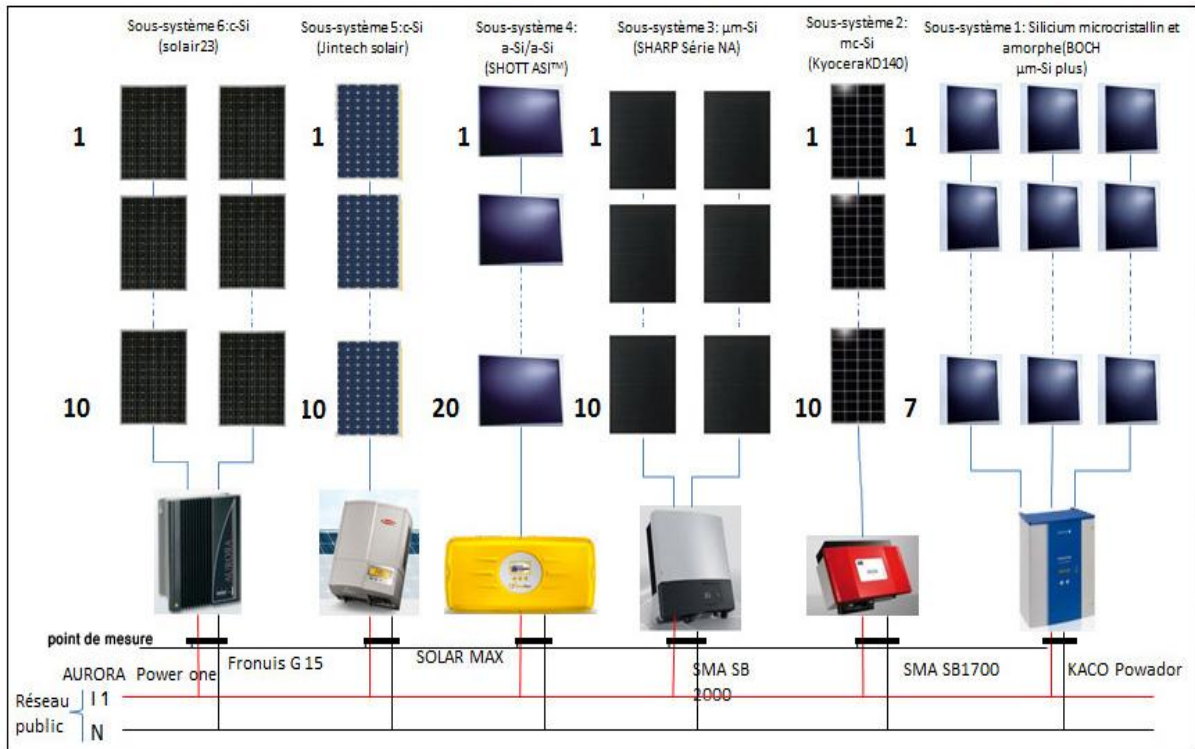


Fig. 1. 15 : Schéma synoptique de la centrale PV raccordée au réseau à l'UDES

## 1.8. SYSTEME DE STOCKAGE D'ENERGIE

### 1.8.1. Intérêt du stockage de l'énergie

Actuellement, la production d'électricité est très centralisée. L'équilibre entre la consommation et la production est d'abord assuré par une gestion prédictive saisonnière et journalière des besoins énergétiques [Ngo 09],[ Mar 98]. Quand la production de base devient insuffisante, on met en œuvre des moyens supplémentaires comme les centrales hydrauliques et thermiques. Ces centrales utilisent en fait elles aussi une énergie stockée : l'eau pour les centrales de pompage-turbinage ou des énergies fossiles pour les centrales thermiques [Vu 11].

Le stockage de l'énergie dans le cadre de l'utilisation de l'énergie électrique prend un relief particulier avec le développement des ENRs. Le stockage est un point faible du domaine énergétique, il est pourtant un point clé pour l'essor des énergies renouvelables. Les générateurs intermittents tels que les éoliennes ou les panneaux photovoltaïques font appel à des systèmes d'accumulation pour stocker l'énergie produite et la restituer en fonction de la demande. Lorsqu'il s'agit d'utiliser finalement de l'électricité, on a recours, en général, à des batteries, dont le dimensionnement et le mode de gestion doivent satisfaire aux plus ou moins les fortes fluctuations et au caractère aléatoire de ces sources renouvelables. En particulier, si elle se trouve dans un site isolé qui ne peut pas être raccordé à un réseau de distribution, le stockage est bien entendu indispensable.

Cette nécessité n'est pas aussi évidente lorsque le système est connecté au réseau, mais le stockage va s'avérer important dans l'avenir. En effet, avec la libéralisation du marché de l'électricité, de nombreuses sources décentralisées, le plus souvent d'origine renouvelable intermittente, seront raccordées au réseau et pourront être une cause de déséquilibre du système.

Pour remédier à cet

inconvenient, le stockage et la gestion intelligente de différentes sources sont les meilleures des solutions. Le stockage peut apporter les avantages suivants :

- En se prémunissant contre les incidents potentiels qui se répercutent sur la qualité de la tension. Ceux-ci sont causés soit parce que les procédés ou les techniques utilisés nécessitent une très grande régularité des ondes de tension, soit parce que le réglage de procédés continus ne supporterait pas une interruption d'alimentation dépassant une certaine durée. Le stockage permet alors de soutenir localement la tension du réseau, que la source produise ou non, et/ou de disposer d'une alimentation d'électricité de bonne qualité sans coupures [Vu 11].

- En accumulant de l'électricité aux heures creuses où elle est la moins chère et en la restituant à un prix plus élevé aux heures de pointe.

Les progrès en électronique de puissance contribuent actuellement à l'amélioration du fonctionnement des systèmes de stockage

### 1.8.2. Panorama des technologies de stockages

Le stockage est associé à une production énergétique qui peut être soit thermique, soit thermique puis électrique, soit directement électrique. Le stockage d'électricité nécessite plusieurs étapes de transformation. Il existe cinq formes de stockage d'électricité qui sont résumées et classées dans le Tableau 1.2 [Cea 12].

**Tableau 1. 2 :** Différentes formes de stockage avec les transformations associées

	<b>Transformation 1</b>	<b>Stockage d'énergie</b>	<b>Transformation 2</b>	
Electrochimie - accumulateurs	Réaction électrochimique	Potentiel électrochimique	Réaction électrochimique inverse	Stockage électrochimique/ chimique
Hydrogène	Electrolyse de l'eau	Hydrogène	Pile à combustible	
Inertie – Volant d'inertie	Moteur entraînant un disque	Energie cinétique de rotation	Alternateur récupérant l'énergie cinétique du disque	Stockage mécanique
Gravitaire	Pompage	Energie potentielle gravitaire	Turbinage	
Air comprimé	Compresseur	Air comprimé	Turbinage	

En plus, le stockage par supraconducteur, ou SMES (Superconducting Magnetic Energy Storages), est une technologie encore au stade de démonstration semi-industrielle qui consiste à stocker l'électricité sous la forme d'énergie magnétique grâce à l'utilisation de bobines supraconductrices. Elle est ensuite directement restituée sous forme électrique.

Le stockage par voie électrochimique, du fait de sa flexibilité de dimensionnement, s'impose dans les applications de faible puissance/énergie (installation dans les sites isolés, dans les cas d'autoconsommation). Désormais, il est aussi envisagé dans des applications de grandes dimensions.

Les batteries sont étudiées pour le stockage semi-massif en appui à l'intégration des énergies renouvelables ou à la stabilisation du réseau. Leur puissance, selon la technologie et les matériaux envisagés, peut varier de quelques dizaines de kW (batterie Zinc-Air – ZnAir – entre 20 kW et 10 MW) jusqu'à quelques dizaines de MW (batterie Sodium Souffre – NaS – environ 35 MW) [Nai 08].

Les batteries de stockages "métal-air" sont les plus compactes, mais elles ont de faibles rendements et durées de vie [Nai 08]. La technologie Plomb acide est actuellement la plus répandue pour les applications photovoltaïques. Ce type de stockage a comme principal avantage des faibles coûts pour des rendements satisfaisants. L'inconvénient majeur de ce type de batteries est la durée de vie qui est la plus courte comparée aux autres technologies, comme l'indique la Fig. 1.16.

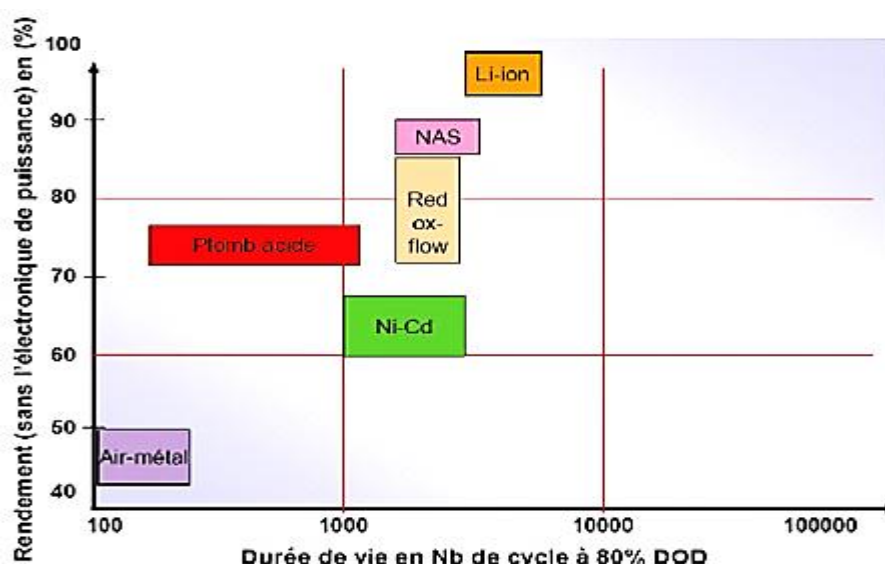


Fig. 1. 16 : Durée de vie pour différentes technologies de batteries [Rif 09].

La technologie Nickel-Cadium (Ni-Cd) présente un coût plus élevé que les batteries au Plomb, pour une durée de vie supérieure, mais un rendement plus faible. Des efforts sont nécessaires pour faire du Ni-Cd une technologie concurrentielle pour l'application

photovoltaïque. La technologie Lithium-ion (Li-ion) s'annonce comme la concurrente la plus prometteuse. La durée de vie et son rendement sont parmi les meilleurs des accumulateurs électrochimiques (Fig. 1.16). Le coût est encore important par rapport à la technologie Plomb, mais une baisse significative dans les prochaines années est attendue de sorte que la technologie Li-ion devienne la technologie la plus intéressante pour les applications PV [Rif 09].

## 1.9. PARAMETRES ET CARACTERISTIQUES DES BATTERIES

### ***-Régime de décharge :***

Dans la description des batteries, les courants de décharge sont généralement exprimés en fonction du régime de décharge (C-rate). Il est considéré comme une normalisation vis-à-vis de la capacité de la batterie. Il correspond donc à une mesure du taux auquel la batterie est déchargée relativement à sa capacité maximale en guise de fraction et qui donne aussi une indication sur la durée de la décharge. Par exemple, le régime de décharge 1C signifie que la batterie sera complètement déchargée en une heure. Une batterie de 100Ah déchargée à un régime de C-rate 1C sera complètement déchargée après une heure à un courant de 100A. A un régime de 5C, le courant de décharge sera de 500A et la batterie sera déchargée en 1/5 d'une heure [Rig 14].

### ***-Capacité :***

La capacité d'une batterie est une quantité d'électricité, exprimée en Ah, pour un régime donné. Elle correspond au total des Ah disponibles lorsque la batterie est déchargée à un certain régime (ou à un certain courant) à partir de 100% de l'état de charge jusqu'à la tension limite de fin de décharge. Généralement, la capacité est calculée en multipliant le courant de décharge par le temps de décharge. Elle dépend de la température ainsi que du régime et elle est maximale quand la batterie est neuve.

### ***-Résistance interne :***

La résistance interne de la batterie est liée aux matériaux constituant la batterie et aux réactions au sein de celle-ci. Elle dépend du régime de charge/décharge, de la température, de l'état de santé et de l'état de charge. Elle donne une indication du rendement énergétique de la batterie. En effet, l'augmentation de sa valeur entraîne des pertes par effet Joule ce qui diminue le rendement.

Il à noter que la capacité et la résistance interne d'une batterie sont deux données particulièrement importantes pour quantifier son état de santé. Elles sont également liées à l'état de fonctionnement de la batterie puisque la résistance est l'image de la puissance maximale disponible et la capacité celle de l'énergie maximale pouvant être exploitée.

***-Tension en circuit ouvert :***

La tension à vide ou en circuit ouvert OCV (Open Circuit Voltage) d'une batterie correspond à son potentiel d'équilibre i.e. la différence de potentiel entre les deux électrodes quand la batterie est au repos. Cette tension d'équilibre dépend directement des activités des espèces actives qui varient avec l'état de charge et la température.

***-Etat de charge :***

L'état de charge de la batterie ou State Of Charge (SOC) est une expression de la capacité disponible de la batterie à un instant donné, exprimée en pourcentage de sa capacité maximale. Cette quantité est généralement calculée en intégrant le courant selon l'évolution de la quantité de charge tout au long de la sollicitation électrique de la batterie.

***-Etat de santé :***

L'état de santé ou State Of Health (SOH) est une grandeur qui quantifie les pertes de performances dues à la dégradation de la batterie [Edd 12]. Il peut être défini comme le rapport entre la capacité totale actuelle et la capacité maximale obtenue lorsque la batterie était neuve. Cependant, une évaluation correcte de l'état de santé de la batterie doit aussi prendre en considération l'augmentation de sa résistance interne surtout dans le cas des régimes de décharge importants donc avec de forts échauffements.

## **1.10. STRATEGIES DE GESTION DE L'ENERGIE ET METHODES DE CONTROLE DU SYSTEME HYBRIDE**

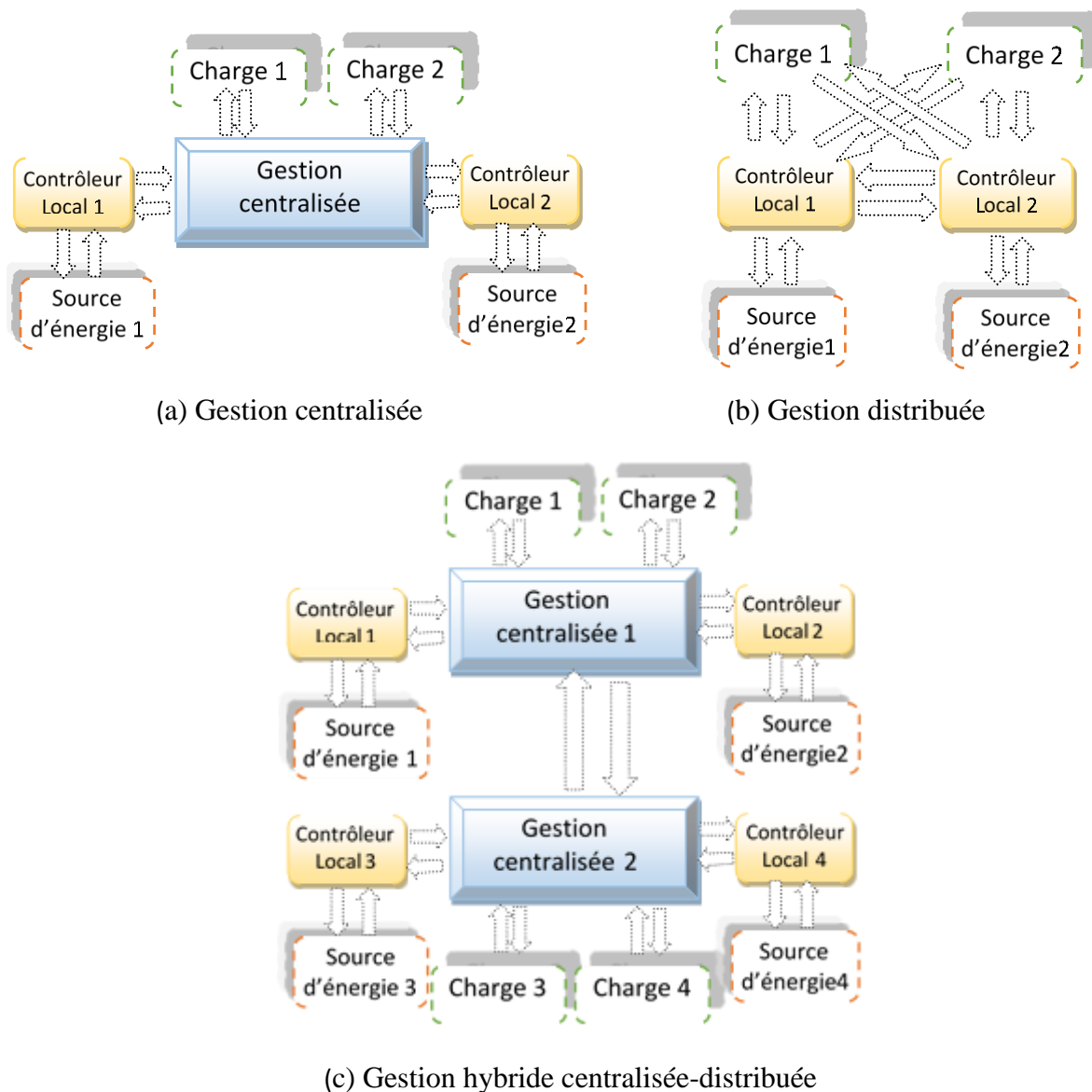
La stratégie de supervision et de contrôle de l'énergie dans un système hybride consiste à gérer la puissance produite en fonction des différents composants du système. Dans cette section, un aperçu des stratégies de supervisions adaptées aux différents systèmes d'énergie renouvelable sera discuté.

### **1.10.1. Structure des algorithmes de gestion de l'énergie**

Les structures de contrôle et de gestion dans les systèmes hybrides peuvent être divisées en trois classes : centralisées, distribuées et hybrides "centralisées-distribuées" [Ola 16]. Dans les trois cas, chaque source d'énergie est supposée avoir son propre contrôleur qui permet de déterminer le fonctionnement optimal de l'unité correspondante sur la base des informations disponible en temps réel. Une brève description de chaque structure de contrôle est discutée dans ce qui suit.

### 1.10.1.1. Structure d'une gestion centralisée

Dans un paradigme de gestion centralisée, les signaux de mesures de toutes les unités d'énergie sont envoyés à un contrôleur centralisé, comme représenté sur la Fig. 1.17.a. Ce dernier agit comme un contrôleur de supervision qui prend les décisions. L'objectif principal est d'optimiser la consommation d'énergie et l'écoulement de puissance entre les différents composants du système (sources, charges, batteries, convertisseurs). Les signaux de commande sont ensuite envoyés aux sources d'énergie correspondantes. L'avantage de cette structure de contrôle est que le système de gestion de l'énergie multi-objectif peut atteindre une optimisation globale basée sur toutes les informations disponibles. Cependant, cette structure souffre d'une charge de calcul importante et elle est sujette à la défaillance et l'échec de la communication dans le système.



**Fig. 1. 17 :** Structures de gestion de l'énergie dans les systèmes hybrides [Ola 16].

### **1.10.1.2. Structure d'une gestion distribuée**

Dans un paradigme de gestion entièrement distribuée, les signaux mesurés des sources du système hybride sont envoyés à leur unité de commande locale correspondante, comme représenté sur la Fig. 1.17.b. Les contrôleurs communiquent entre eux afin de prendre des décisions pour atteindre des objectifs précis. Un avantage de ce système est l'opération "plug-and-play" [Ola 16]. Avec cette structure de contrôle, la charge de calcul de chaque contrôleur est considérablement réduite et la défaillance en un point du système ne nuit pas au fonctionnement général du système.

Le principal inconvénient est la complexité de son système de communication. Une approche prometteuse pour les problèmes de contrôle distribué est le système multi-agents (MAS) [Nag 02]. Le MAS a été utilisé pour l'intégration du système d'alimentation, la restauration, la reconfiguration et la gestion de la puissance dans les micro-réseaux [Dim 04],[Col 11],[Kan 15],[Edd 15].

### **1.10.1.3. Structure d'une gestion hybride (centralisée- distribuée)**

La structure de gestion hybride combine des systèmes de contrôle centralisés et distribués, comme le montre la Fig. 1.17.c. [Kri 15],[Neh11]. Les sources d'énergies décentralisées sont regroupées au sein d'un sous-système. Un contrôle centralisé est utilisé au sein de chaque groupe, tandis que le contrôle distribué est appliqué à un ensemble de groupes. La charge de calcul de chaque contrôleur est réduite, et les problèmes de défaillance et les échecs de communications sont atténués.

## **1.10.2. Méthodes de contrôles**

Plusieurs algorithmes pour l'optimisation de la gestion de l'énergie sont proposés dans la littérature. Ces méthodes de contrôle pourraient être divisées généralement en deux types : les méthodes classiques et les méthodes basées sur l'intelligence artificielle.

### **1.10.2.1. Méthodes classiques**

Les méthodes classiques sont généralement conçues en utilisant une gestion appuyée sur des règles (rule-based management) qui sont basées sur des fonctions : si-sinon. Le fonctionnement du système dépend des règles établies, ainsi les contraintes sont toujours satisfaites, mais l'optimisation n'est pas globale.

Un système de génération hybride PV-éolien à petite échelle avec des batteries fonctionnent uniquement en mode autonome est proposé dans [Liu 10]. L'unité de conditionnement de puissance est limitée seulement à maximiser le transfert de la puissance de

sortie des générateurs photovoltaïques et éolien aux batteries. Le chargement et le déchargement des batteries, et la gestion de la charge ne sont pas pris en compte dans ce système. Une conception d'un contrôleur de supervision basé sur la commande par mode de glissement est présentée dans [Val 05] pour un système hybride PV-éolien autonome. Pour la conception d'un tel contrôleur de gestion, le générateur éolien joue le rôle du générateur principal alors que le générateur solaire présente la source d'énergie secondaire. Le système compte trois modes de fonctionnement: dans le premier mode, le générateur éolien est régulé pour alimenter le système alors que le générateur PV est en mode OFF. Dans le second mode, la puissance éolienne est maximisée et la puissance PV est régulée. Les deux sources PV et éolien sont maximisés dans le dernier mode. Dans la stratégie de contrôle proposée, l'état de charge de la batterie ne sont pas prises en compte. En outre, la stratégie de régulation de l'énergie éolienne n'est pas expliquée.

Un système éolien avec des batteries de stockage est contrôlé pour travailler dans les deux modes de fonctionnement, autonomes et connecté au réseau est abordés dans [Kha 07]. Le contrôleur de supervision dans ce système est conçu pour fournir une transition douce entre les deux modes. En plus, il contrôle l'onduleur suivant la commande FRT (fault-ride through ) pour limiter le courant de sortie dans le cas d'anomalies parvenant sur le réseau électrique. Cette stratégie FRT est expliquée dans la référence [Kha 08].

Le contrôleur de supervision d'un système éolien-PV-pile à combustible (fuel cell: FC) autonome est proposé dans [Wan 08],[Isp 09],[Sam 09]. La combinaison FC-électrolyseur est utilisée comme un système de backup et de stockage à long terme. Le banc de batteries est utilisé comme une sauvegarde de courte durée pour fournir la puissance transitoire. À tout moment, le contrôleur de supervision examine tout excès d'énergie PV-éolienne à fournir à l'électrolyseur. L'hydrogène, qui est délivré aux réservoirs de stockage d'hydrogène par un compresseur de gaz, est donc généré. Si la puissance PV-éolienne disponible est inférieure à la demande de la charge, la pile à combustible commence à produire de l'énergie pour la charge avec de l'hydrogène reçu des réservoirs de stockage. Les modèles utilisés sont établis en régime permanent et la dynamique du système n'est pas prise en compte.

Un programme de gestion de puissance est proposé dans [Tel 09] pour un système éolien raccordé au réseau avec stockage d'énergie. L'accumulateur d'énergie est commandé pour lisser la puissance injectée dans le réseau électrique. La vitesse moyenne du vent est prédite pour la prochaine heure, puis la sortie de stockage d'énergie est gérée selon cette prédiction.

Un nouveau schéma de système hybride autonome PV-éolien avec des batteries est proposé dans [Dan 04]. Le PV est connecté directement en parallèle avec les batteries pour



alimenter la charge en courant alternatif à travers un onduleur triphasé qui est relié de l'autre côté à un générateur éolien. La stratégie de gestion est simplifiée dans cette configuration, les batteries agissent comme une ligne de charge de tension constante qui se charge des deux côtés par le PV et l'éolienne. Une charge de délestage peut être activée quand les batteries sont complètement chargées, mais les batteries sont déconnectées plus tard pour éviter la surcharge. L'inconvénient dans cette structure réside dans l'absence du contrôle des sources d'énergies que ce soit PV ou éolienne. De plus, la charge et la décharge des batteries ne sont pas entièrement contrôlées.

#### **1.10.2.2. Méthodes basées sur l'intelligence artificielle**

Un système autonome PV-diesel associé à un volant d'inertie est proposé dans [Bou 07]. Dans lequel un système de pompage est utilisé comme une charge auxiliaire pour absorber le surplus de la puissance générée. Un contrôleur de supervision à base de logique floue est proposé pour manager la puissance des générateurs et de la charge. Selon la puissance PV générée et la vitesse du rotor du volant d'inertie, le contrôleur flou ajuste les références pour la puissance de sortie du générateur diesel et la demande de la pompe.

Un superviseur flou est également proposé dans la référence [Elm 09] pour une éolienne connecté au réseau. L'unité de commande et de supervision régule la puissance de l'éolienne en fonction de la variation de la fréquence du réseau. L'angle d'inclinaison est contrôlé en fonction de la puissance de référence généré par le contrôleur de supervision. Le même système utilisé dans la référence précédente est utilisé dans [Man 12], à l'exception près que le volant d'inertie est contrôlé par un superviseur flou pour lisser la puissance de sortie du générateur éolien. Un stockage par supercondensateur pourrait également être utilisé de la même façon [Abb 07]. Selon le micro-réseau proposé dans [Dat 09], les générateurs photovoltaïques pourraient être utilisés pour éliminer les écarts de fréquence en utilisant un contrôleur de supervision floue. Ce contrôleur augmente ou diminue la puissance de sortie PV selon qu'il y ait une élévation ou une diminution de fréquence.

Dans [Kri 08], les auteurs proposent un superviseur flou qui contrôle l'angle d'inclinaison du générateur éolien à vitesse fixe et la puissance réactive du compensateur statique (VAR) pour lisser la puissance de sortie du générateur éolien et réguler la tension du réseau, respectivement. Un contrôleur de supervision basé sur les réseaux de neurone qui gère la puissance dans un système PV autonome avec batteries est proposé dans [Wel 07]. Deux réseaux de neurone sont utilisés: un réseau neuronal pour le contrôle direct et le second pour adapter le premier à optimiser le fonctionnement du système.

Dans [Lu 05],[Koo 05], propose la gestion optimale d'un système PV-Batterie associé à un véhicule électrique et connecté au réseau électrique. La gestion de l'énergie est traitée en utilisant la programmation quadratique (QP). Des résultats satisfaisants ont été obtenus, quoique, la limite de cette méthode réside dans la nécessité d'une fonction objective pour être convexe. L'algorithme MADS (Mesh Adaptive Direct Search) (MADS) est utilisé pour optimiser la fonction de coût dans [Moh 10]. Une stratégie basée sur PSO (particle swarm optimization) a été proposée dans [Sor 09],[Ram 11].

En résumé, les méthodes de contrôle proposées dans la littérature se divergent en fonction des composants du système, les modes de fonctionnement du système, ainsi que les algorithmes adoptés. Les points suivants pourraient être conclus:

- L'utilisation de l'intelligence artificielle n'est pas avantageuse pour les systèmes à petite échelle par rapport aux algorithmes conventionnels qui sont plus faciles à programmer. L'intelligence artificielle peut être prise en compte si le processus de contrôle est compliqué ou a besoin d'optimisation en ligne.
- Beaucoup de méthodes sont basées sur des modèles du système en régime permanent et ne prennent pas en compte la dynamique transitoire. Cela ne donne pas la bonne indication sur la capacité du système à fonctionner dans les différents modes de fonctionnement. Néanmoins, il fera la démonstration des transitions stables entre ces modes.
- La gestion de la charge est une question très importante dans ce domaine d'étude, car le système peut fonctionner aussi en mode autonome qu'en mode connecté au réseau.
- Les moyens de stockage sont des éléments essentiels dans le système d'énergie renouvelable. Et ce pour palier, d'une part, à l'incapacité de ces systèmes à fournir 100% de disponibilité, et améliorer, d'autre part, la qualité de la puissance de sortie.

## **1.11. CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les approches disponibles et celles qui sont actuellement en cours de recherche pour la conception optimale des systèmes d'énergies renouvelables hybrides. Nous avons rappelé, d'un côté, les avantages environnementaux et économiques de l'insertion de la production décentralisée à base des énergies renouvelables dans le système électrique et, d'un autre côté, les principaux impacts de cette insertion sur les réseaux de distribution.

Un examen détaillé des systèmes de conversion d'énergie éolienne, photovoltaïques et les moyens de stockages de l'énergie est présenté. Ensuite, différentes approches pour la configuration, le contrôle et la gestion de l'énergie dans les systèmes hybrides sont présentées, ainsi que les convertisseurs statiques qui leurs sont associés. Les défis techniques et financiers

des systèmes à base d'énergie renouvelable sont également inclus. Il ressort de cette étude qu'il n'y pas dans l'absolu de bonne ou de mauvaise configuration. Les choix dépendent de l'utilisateur et des caractéristiques de l'installation.

Dans le chapitre suivant, la modélisation des différentes sources d'énergies ainsi que le système de stockage du système hybride proposé seront discutées.

# Chapitre 2:

**Modélisation des sources  
d'énergie et du système de  
stockage.**

## 2.1. INTRODUCTION

La conception d'un modèle dépend de l'usage envisagé, de la précision souhaitée et de la complexité acceptée. Un modèle peut ainsi servir suivant les cas à concevoir, à comprendre, à prévoir ou à commander. Il peut s'appuyer sur des lois physiques et/ou des données expérimentales. Il existe donc plusieurs modèles, différents suivant leur niveau de complexité, l'échelle de temps considérée et le type des phénomènes à étudier.

Pour arriver à notre but qui consiste à concevoir les lois de commande des différentes sources d'énergies et du système de stockage, il convient en première étape de modéliser les différents composants du système hybride. Cette représentation doit être adaptée, en termes de précision, par rapport aux algorithmes de gestion élaborés et aux temps de simulation associés. De plus, cette modélisation doit permettre la conception systématique du dispositif de commande.

Le système hybride proposé dans cette thèse s'appuie sur deux sources d'énergie renouvelables à savoir l'énergie éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) et l'énergie solaire photovoltaïque. Différents types de convertisseurs statiques sont nécessaires dans cette structure.

## 2.2. MODELISATION DU SYSTEME DE CONVERSION DE L'ENERGIE EOLIENNE

### 2.2.1 Caractéristiques du vent

Le vent est un sous-produit de l'énergie primaire provenant du soleil [Mar 01]. Le vent est un phénomène aléatoire qui présente de grandes variabilités que l'on peut classer en deux groupes: la variabilité temporelle et la variabilité spatiale.

- La variabilité temporelle comprend trois sous-groupes :
  - à basses fréquences : les variations annuelles, saisonnières et mensuelles ;
  - à moyennes fréquences : les variations journalières et horaires ;
  - à hautes fréquences : les variations à la seconde ou à plus haute fréquence (au-dessus de 1 Hz) caractéristiques de la turbulence du vent.
- La variabilité spatiale concerne principalement la variation verticale et le champ des directions du vent [Ber 01], ces variations peuvent engendrer des variations de couple, tels que l'effet de cisaillement (wind shear) et l'effet d'ombre de la tour (tower shadow) [Sch 99],[Dol 06].

### 2.2.2. Modèle de la turbine

La turbine étudiée comporte trois pales de rayon  $R$ , elles sont fixées à un arbre d'entraînement qui est relié à un multiplicateur de rapport  $G_m$ . Le multiplicateur entraîne le générateur électrique à travers un arbre moteur.

En se basant sur l'hypothèse d'un arbre parfaitement rigide, un modèle de masse unique de la turbine est considéré dans cette étude. La Fig. 2.1 présente la structure à masse unique équivalente de la turbine éolienne [Ake 09].

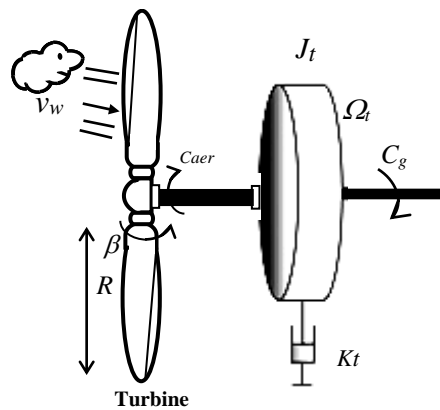


Fig. 2. 1 : Modèle de masse unique équivalent de la turbine éolienne.

#### 2.2.2.1. Modèle des pales

Les types de modèles utilisés dans le domaine de l'énergie éolienne sont aussi nombreux que les objectifs fondamentaux pour lesquels ces modèles sont développés. Le modèle des pales de la turbine doivent permettre d'obtenir la puissance mécanique ou le couple mécanique qui est transmis à l'arbre de l'alternateur en fonction de la vitesse du vent et de la vitesse de rotation. Cette modélisation se concentre sur les caractéristiques de transfert d'énergie dans une turbine et n'inclut pas les caractéristiques aérodynamiques.

La puissance cinétique du vent de vitesse ( $V_v$ ) qui traverse un disque éolien de rayon  $R$  est défini comme suit [San 08],[Lav 02]:

$$P_{vent} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V_v^3 \quad (2.1)$$

Avec :

$\rho$  : masse volumique de l'air ( $1,22 \text{ Kg/m}^3$  en conditions normales) ;

$R$  : rayon du cercle parcouru par la pale ;

$V_{vent}$  : la vitesse du vent.

L'énergie du vent ne peut pas être totalement extraite. On introduit alors un coefficient  $C_p$  appelé coefficient de performance ou coefficient de puissance, qui dépend des caractéristiques aérodynamiques des pales. La puissance aérodynamique apparaissant au niveau du rotor de la turbine est donnée par [Lav 02]:

$$P_{aero} = C_p P_{vent} = \frac{1}{2} \rho C_p \pi R^2 V_v^3 \quad (2.2)$$

L'expression du couple aérodynamique est donné par :

$$C_{aero} = \frac{P_{aero}}{\Omega_t} = \frac{1}{2\Omega_t} \rho C_p \pi R^2 V_v^3 \quad (2.3)$$

$\Omega_t$ : Vitesse de rotation de la turbine

$C_p$  est une fonction non linéaire du ratio de la vitesse  $\lambda$ , et de l'angle d'orientation des pales  $\beta$ . le ratio de vitesse est défini comme étant le rapport entre la vitesse linéaire de la turbine et la vitesse du vent.

$$\lambda = \frac{R \cdot \Omega_t}{V_v} \quad (2.4)$$

Nous choisissons une turbine de petite puissance. La modélisation donnée sous forme polynomiale par l'Eq. (2.5) apparaît dans plusieurs références [Div 06],[Lav 02]. Cette modélisation valable quelles que soient les valeurs de  $\beta$  et  $\lambda$ .

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left( c_2 \cdot \frac{1}{\Lambda} c_3 \cdot \beta - c_4 \cdot \beta^x - c_5 \right) e^{-c_6 \cdot \frac{1}{\Lambda}} \quad (2.5)$$

Le paramètre  $\Lambda$  dépend également de  $\lambda$  et  $\beta$  :

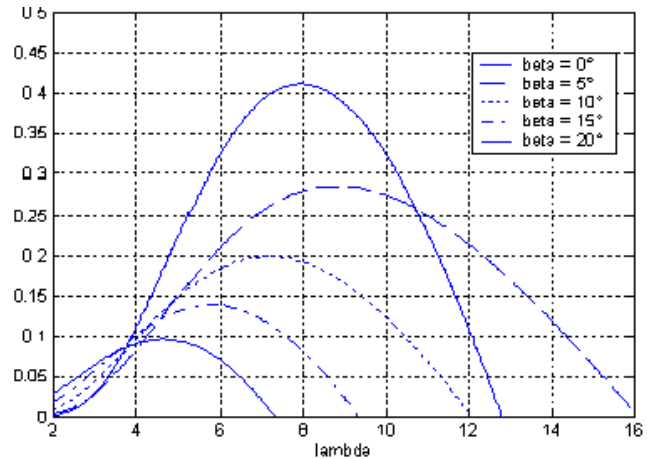
$$\frac{1}{\Lambda} = \frac{1}{\lambda + 0,08 \cdot \beta} - \frac{0,035}{1 + \beta^3} \quad (2.6)$$

Les six coefficients définis,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$  et  $C_6$ , dépendent de la turbine considérée. L'exemple donné ci-dessous correspond à la turbine E-40 proposée par le constructeur Allemand ENERCON [Div 06].

On définit aussi le coefficient du couple  $C_\tau$  donné par :  $C_\tau = \frac{C_p}{\lambda}$

Coefficient	valeur
c <sub>1</sub>	0.5
c <sub>2</sub>	116
c <sub>3</sub>	0.4
c <sub>4</sub>	0
c <sub>5</sub>	5
c <sub>6</sub>	21

**Tableau 2. 1:** Coefficient définissant C<sub>p</sub>



**Fig. 2. 2 :** Evolution du coefficient C<sub>p</sub>(λ,β)

### 2.2.2.2. Modèle de l'arbre mécanique

La transmission de puissance est composée de l'inertie de la turbine et de l'inertie de la génératrice. L'inertie totale ramenée sur l'arbre de transmission est donnée par :

$$J = \frac{J_t}{G_m} + J_g \quad (2.7)$$

La modélisation de la transmission mécanique se résume à l'équation fondamentale de la dynamique pour un arbre rigide ramené sur l'arbre de la machine [Ake 06]:

$$\frac{d\Omega_{gen}}{dt} = \frac{1}{J} (C_e + C_T + C_p(\Omega_g)) \quad (2.8)$$

Avec :

$J$  : inertie totale ramenée sur l'arbre de transmission.

$J_t$  : inertie du rotor de la turbine.

$J_g$  : inertie de la génératrice.

$G_m$  : Gain du multiplicateur de vitesse.

$C_e$  : couple électromagnétique développé par la machine asynchrone,

$C_T$  : couple développé par la turbine.

$C_p(\Omega_g)$  : couple de pertes lié aux frottements secs et visqueux.

Le multiplicateur a pour objectif d'adapter la vitesse (lente) de la turbine à celle que nécessite la génératrice. Il est représenté par un simple gain ( $G_m$ ), Il suffit alors de diviser le couple de la turbine  $C_{Aero}$  et la vitesse d'arbre de la machine asynchrone  $\Omega_g$  par le gain  $G_m$  pour retrouver les valeurs du couple développé par la turbine éolienne ( $C_t$ ) ramené sur l'arbre de la machine asynchrone et la vitesse de rotation de la turbine  $\Omega_t$  :



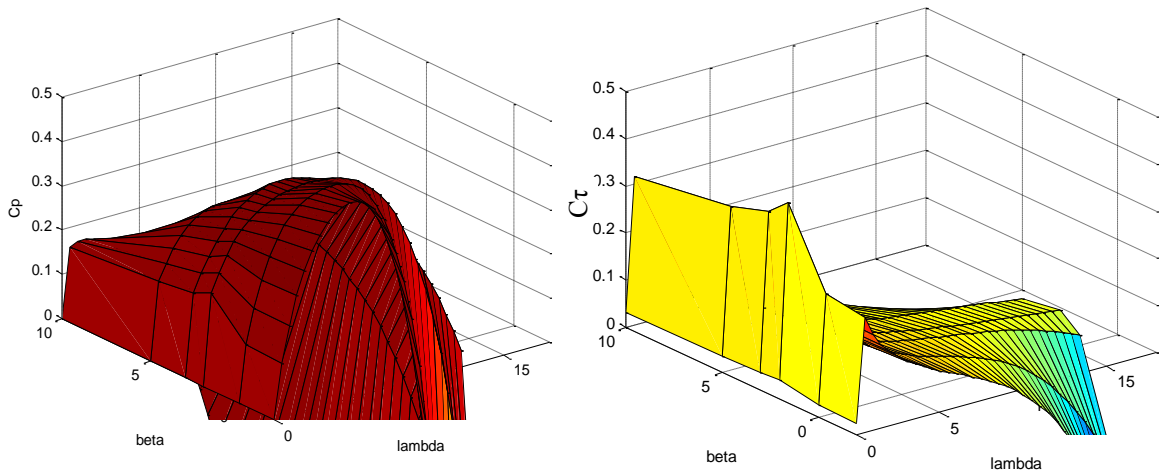
$$\begin{bmatrix} C_t \\ \Omega_t \end{bmatrix} = \frac{1}{G_m} \begin{bmatrix} C_{aero} \\ \Omega_G \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Les avantages de la transmission mécanique sont nombreux :

- ✓ Elle évite un surdimensionnement du moteur et permet donc de limiter les coûts du convertisseur statique et les batteries. En effet, le réducteur permet de réduire le couple que doit fournir le moteur et donc la masse et le coût de celui-ci ;
- ✓ Elle autorise également des puissances massiques plus élevées.

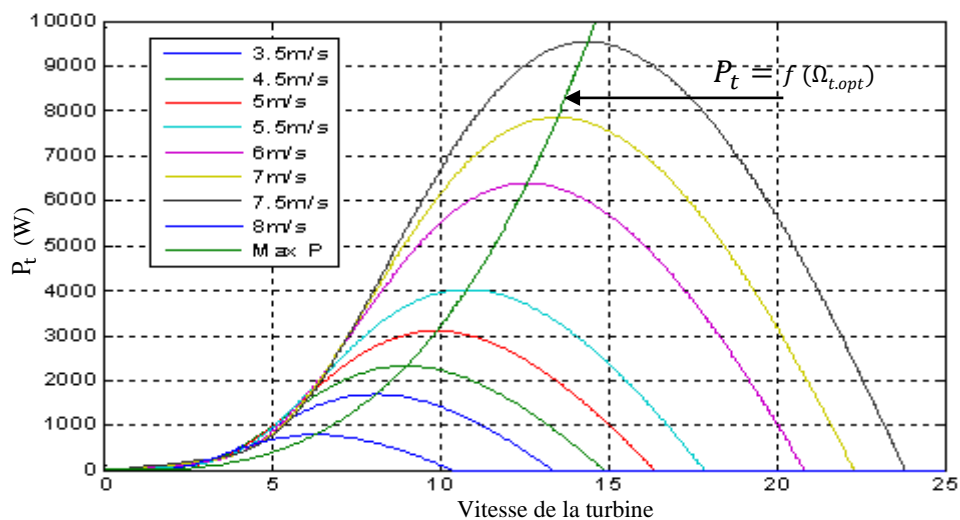
### 2.2.2.3. Résultats de simulation

Conçu comme un bloc de sous-ensembles dans Simulink, ce modèle de la turbine peut être facilement intégré dans le système éolien avec d'autres composants pour des études théoriques et d'être facile à implanter sur un ordinateur numérique.



(a): Coefficient de puissance ( $C_p$ )      (b): Coefficient de couple ( $C_t$ )

**Fig. 2. 3 :** Coefficient de puissance et de couple



**Fig. 2. 4 :** Puissance de sortie de la turbine éolienne.

Les allures de  $C_p(\lambda, \beta)$  et  $C_t(\lambda, \beta)$  sont représentées sur la Fig. 2.3.a et Fig. 2.3.b, respectivement. Ce modèle permet d'obtenir la puissance de sortie de la turbine éolienne pour chaque vitesse du vent, comme illustré sur la Fig. 2.4.

## 2.2.3. Conception et réalisation d'un émulateur d'une turbine éolienne

### 2.2.3.1. Présentation de l'émulateur

La réalisation de l'émulateur va nous permettre d'étudier les chaînes de conversion éolienne au niveau du laboratoire dans des conditions maîtrisables et proches de celles d'un système éolien réel.

Deux principales stratégies d'émulation existent dans la littérature [Dol 06],[ Nich 98], [Car 01]. La première consiste à générer la vitesse de rotation  $\omega_m$  donnée par le modèle de simulation de la turbine, et contrôler le moteur en vitesse en prenant cette vitesse de rotation ( $\omega_m$ ) comme référence [Dol 06]. Dans cette stratégie appelée "Model Speed Tracking" ou "Poursuite de la Vitesse du Modèle", la valeur du couple électromagnétique produit par la génératrice (ou la valeur de sa référence) est utilisée par l'émulateur pour générer la valeur de  $\omega_m$ . Dans la seconde stratégie, l'émulateur utilise le signal de vitesse de rotation de la turbine pour générer un couple de référence pour le moteur [Poi 03],[Li 07]. Cette seconde stratégie est celle retenue dans la réalisation de cet émulateur. La Fig. 2.5 illustre la stratégie d'émulation.

Dans cette section, nous présentons la plateforme expérimentale développée pour la réalisation d'un émulateur d'une turbine éolienne, qui est basé sur la commande d'une machine à courant continu (MCC) à excitation séparée. Cette dernière est alimentée à travers un hacheur à quatre quadrants qui est contrôlé par le biais d'une carte d'acquisition (PCL812PG). La machine est commandée en couple, le couple de référence  $C_{ref}$  provient du modèle de la turbine présenté précédemment.

La plateforme expérimentale avec ses principaux composants est représentée sur la Fig. 2.6.

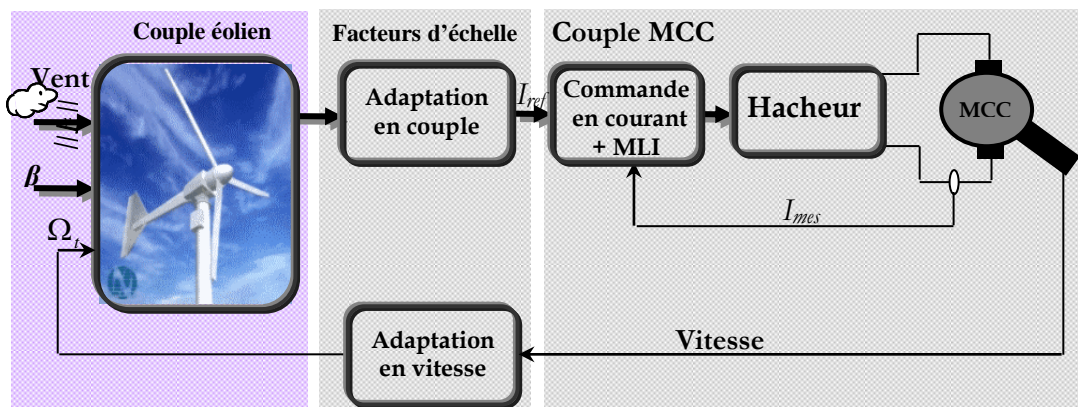
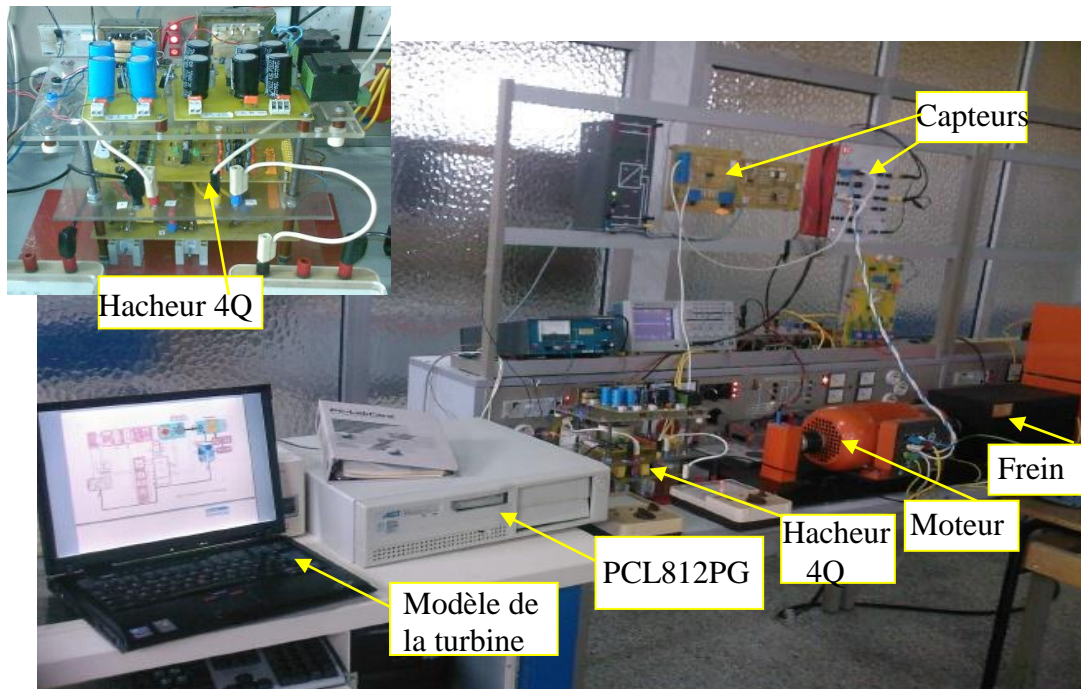


Fig. 2. 5 : Schéma bloc de l'émulateur de la turbine éolienne.

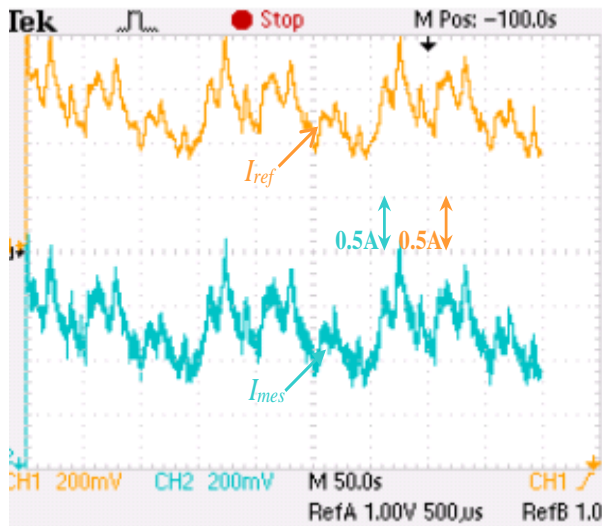


**Fig. 2. 6 :** Plateforme expérimentale de l'émulateur [Ake 09].

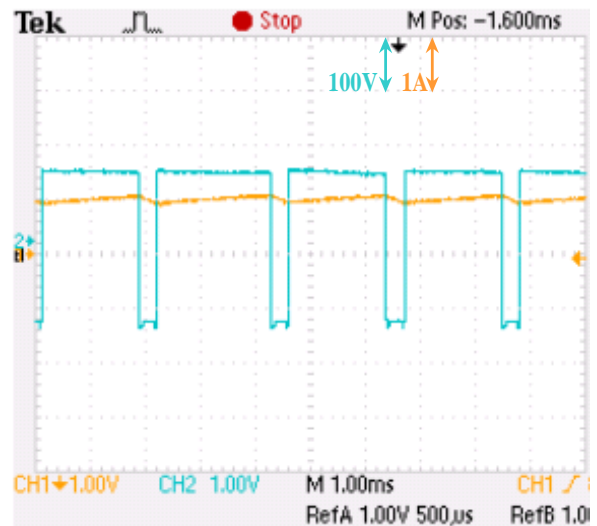
La boucle de commande commence par l'acquisition du courant d'induit  $I_{mes}$  et de la vitesse de rotation de la machine  $\omega_m$  [tr/mn]. Cette dernière est convertie en (rad/s) lorsqu'elle passe par un gain de  $1000 \cdot \pi / 30$ . Elle est ensuite injectée dans le modèle de l'émulateur éolien qui, en tenant compte du modèle de la turbine, donne en sortie un courant de référence  $I_{ref}$ . Un régulateur PI est ensuite utilisé pour contrôler le courant dans l'induit de la MCC. Un bloc MLI vient enfin comparer la tension de commande à un signal dent de scie, générant ainsi les impulsions de commande des gâchettes qui seront transmises au circuit de commande du hacheur à quatre quadrants à travers les sorties numériques de la carte PCL-812PG.

### 2.2.3.2. Résultats expérimentaux de l'émulateur

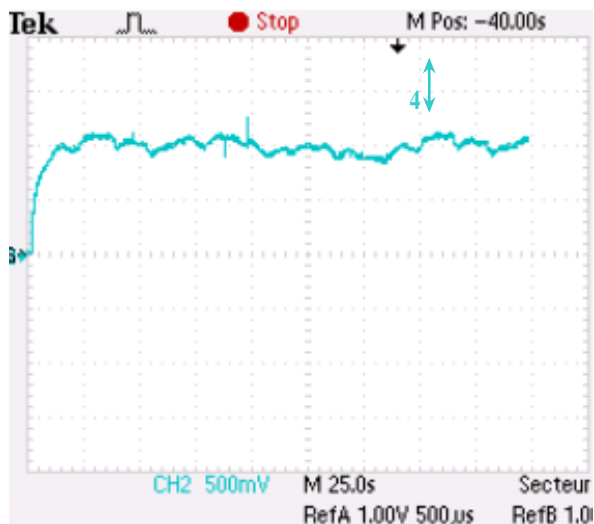
Dans cette section, nous allons présenter les principaux résultats expérimentaux de l'émulation de la turbine. En premier lieu nous présentons sur la Fig. 2.7.a le courant de référence, qui est l'image du couple de la turbine, et le courant dans l'induit de la MCC. La Fig. 2.7.b illustre la tension appliquée à l'induit de la machine ainsi que le courant qui le traverse. Il est aussi important de présenter les grandeurs principales qui caractérisent la turbine éolienne. A ce titre, la Fig. 2.7.c et la Fig. 2.7.d présentent les allures de variation du coefficient  $\lambda$  et la vitesse de la machine, respectivement. Nous constatons que ces dernières allures sont influencées par les changements de la vitesse du vent.



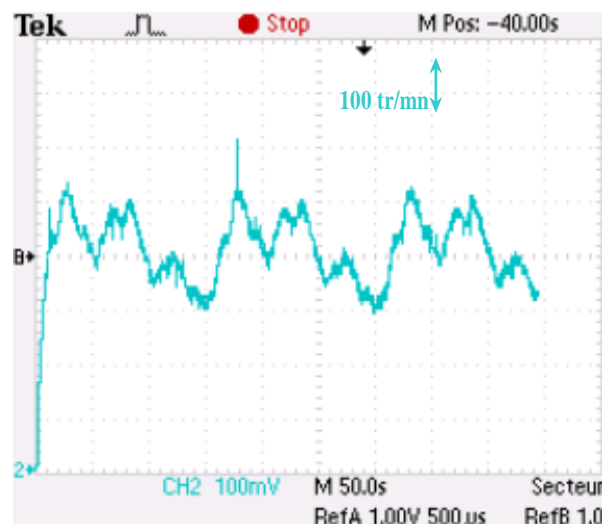
(a): Courant de référence et courant de l'induit.



(b): Tension appliquée et courant de l'induit



(c) Variation du coefficient  $\lambda$



(d): Allure de la vitesse de la machine (tr/mn).

**Fig. 2. 7** : Résultats expérimentaux de l'émulateur de la turbine éolienne [Ake 09].

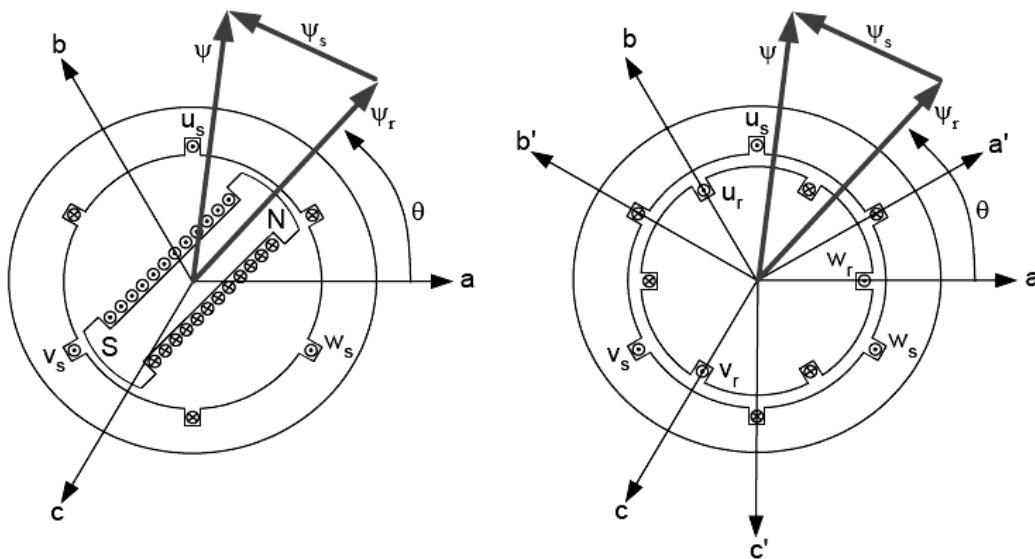
Les résultats expérimentaux présentés confirment bien l'efficacité et les performances de la commande de l'émulateur. Nous apercevons qu'il y a une bonne corrélation entre la théorie et la pratique.

#### 2.2.4. Modélisation de la MADA

Maintenant que nous disposons de la modélisation de la partie mécanique, il nous faut choisir et modéliser la génératrice. Après avoir présenté les différentes chaînes de conversion dans le chapitre 1, nous cherchons un type de génératrice qui nous permettra de commander indépendamment la puissance active et réactive générées.

### 2.2.4.1. Principe et mode de fonctionnement de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation est aussi couramment appelée machine généralisée car sa structure permet de considérer son comportement physique de façon analogue à une machine synchrone à la différence près que le rotor n'est plus une roue polaire alimentée en courant continu ou un aimant permanent mais il est constitué d'un bobinage triphasé alimenté en alternatif. La Fig. 2.8 représente les différents enroulements et les flux présents à l'intérieur des structures d'une machine synchrone et d'une MADA [Poi 03].



**Fig. 2. 8 :** Configuration des enroulements et des flux dans une machine synchrone et dans une MADA [Poi 03].

Le vecteur flux  $\Psi$  présent dans l'entrefer de la machine est la résultante du flux créé par les bobinages statoriques  $\Psi_s$  et du flux rotorique  $\Psi_r$  créé soit par la rotation de la roue polaire alimentée en continu soit par l'alimentation alternative des bobinages rotoriques triphasés. La principale divergence entre les deux machines est due à l'établissement du flux rotorique [Poi 03].

Dans la suite du chapitre, le stator est désigné par "s" et le rotor par "r", et par " $n_p$ " le nombre de paires de pôles de la machine.

On définit la relation entre la fréquence du stator et du rotor comme suit :

$$f_s = f_r + n_p f_m \quad (2.10)$$

Avec :

$f_m$  : la fréquence de rotation du rotor.

La vitesse de synchronisme ( $n_s$ ) de la MADA est donnée par :  $n_s = \frac{60 \cdot f_s}{n_p}$

La Fig. 2.9 représente l'évolution de la fréquence et la puissance en fonction du glissement dans la MADA [Hop 01], avec :  $P_s$ ,  $P_r$  et  $P_m$  représentent respectivement les puissances statorique, rotorique et mécanique.

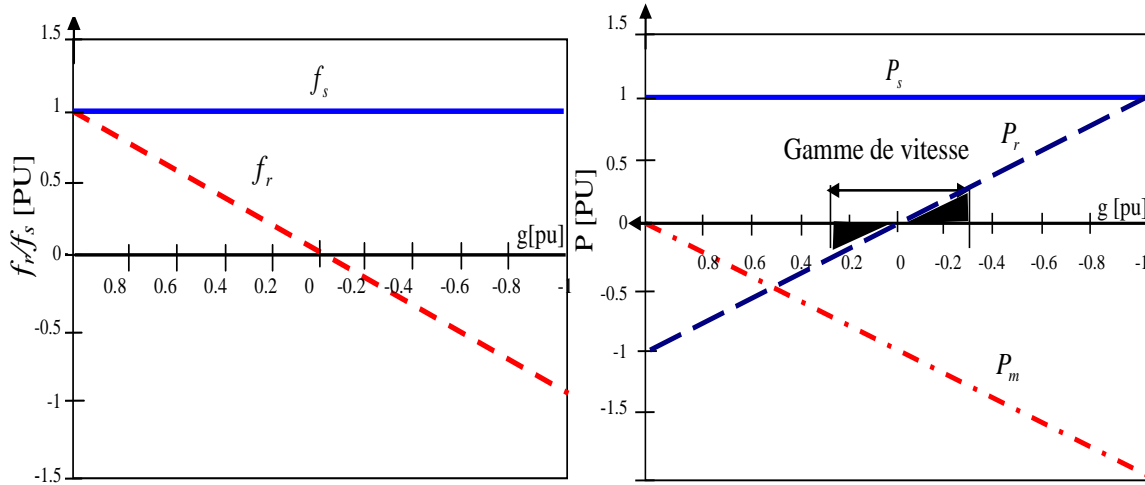
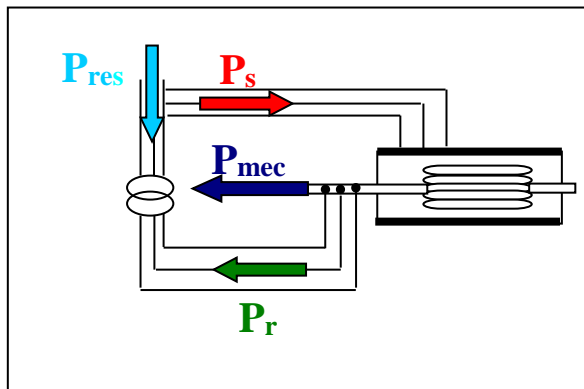
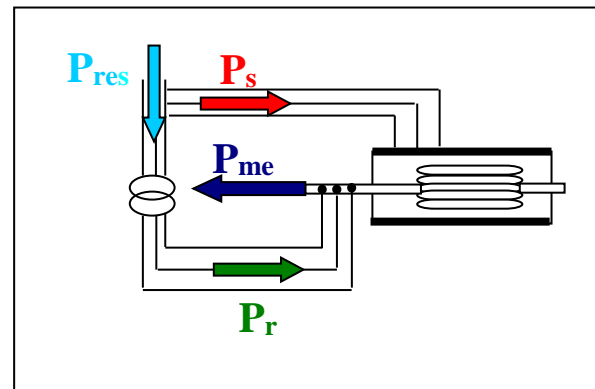


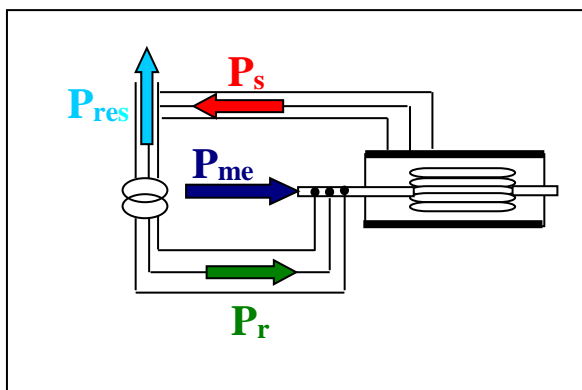
Fig. 2. 9 : Fréquences et puissances de la MADA en fonction du glissement.



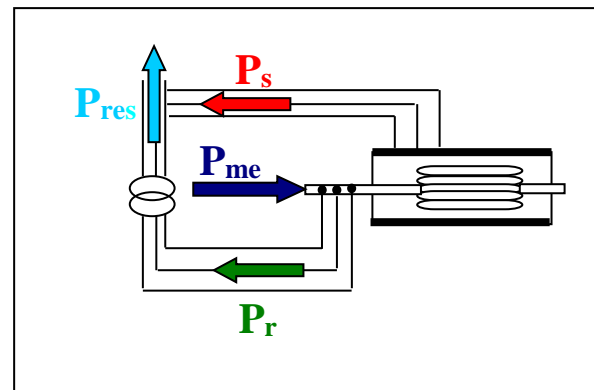
(a): Moteur en mode hyposynchrone



(b) : Moteur en mode hypersynchrone



(c): Génératrice en mode hyposynchrone



(d): Génératrice en mode hypersynchrone

Fig. 2. 10 : Différents modes de fonctionnement de la MADA.

En générale, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur, mais la différence avec les autres types de machine réside dans le fait que pour la MADA ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur. En effet, il bien connu

qu'une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur. Par contre dans le cas de la MADA, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper-synchronisme ou en hypo-synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [Dri 05]. La Fig. 2.10 montre les différentes configurations de fonctionnement de la MADA.

### 2.2.4.2. Hypothèses simplificatrices

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses simplificatrices suivantes [Dat 01]:

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants ;
- Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées ;
- Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdales, du fait que l'entrefer est constant et les inductances mutuelles entre deux enroulements varient sinusoïdalement en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques;
- Les résistances ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligé.

### 2.2.4.3. Modélisation de la MADA dans le repère diphasé (d,q)

La machine est représentée par son modèle de Park lié au champ tournant, dont les équations sont établies dans un référentiel où les puissances sont conservées. Ce qui nous permet de d'obtenir un modèle mathématique adapté au réglage découplé des puissances active et réactive au niveau du stator de la MADA. Les équations dans un repère tournant à la vitesse électrique  $\omega_s$  et pour un rotor tournant à la vitesse électrique  $(p.\Omega_m)$  sont données comme suit [Poi 03]:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (2.11)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{array} \right. \quad (2.12)$$

Dans ces équations,  $R_s$ ,  $R_r$ ,  $L_s$  et  $L_r$  sont respectivement les résistances et les inductances du stator et du rotor de la MADA.  $v_{sd}, v_{sq}, v_{rd}, v_{rq}, i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}, \varphi_{sd}, \varphi_{sq}, \varphi_{rd}$  et  $\varphi_{rq}$  représentent respectivement les composantes selon les axes  $d$  et  $q$  des tensions statoriques et rotoriques, des courants et des flux.

Les deux systèmes d'équation (2.11) et (2.12) s'écrivent sous la forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s S & -\omega_s L_s & MS & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_s + L_s S & \omega_s M & MS \\ MS & -\omega_r M & R_r + L_r S & -\omega_r L_r \\ \omega_r L_r & MS & \omega_r L_r & R_r + L_r S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par:

$$C_e = n_p (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (2.14)$$

Les puissances active et réactive statorique et rotorique de la MADA sont respectivement données par :

$$\begin{cases} P_s = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \\ Q_s = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \\ P_r = v_{dr} i_{dr} + v_{qr} i_{qr} \\ Q_r = v_{qr} i_{dr} - v_{dr} i_{qr} \end{cases} \quad (2.15)$$

## 2.3. MODELISATION DU SYSTEME DE CONVERSION DE L'ENERGIE PHOTOVOLTAÏQUE

Le champ photovoltaïque est un ensemble de panneaux photovoltaïques associés. Donc pour modéliser un champ PV, il faut commencer par la modélisation du panneau photovoltaïque qui revient son tour à la cellule PV élémentaire.

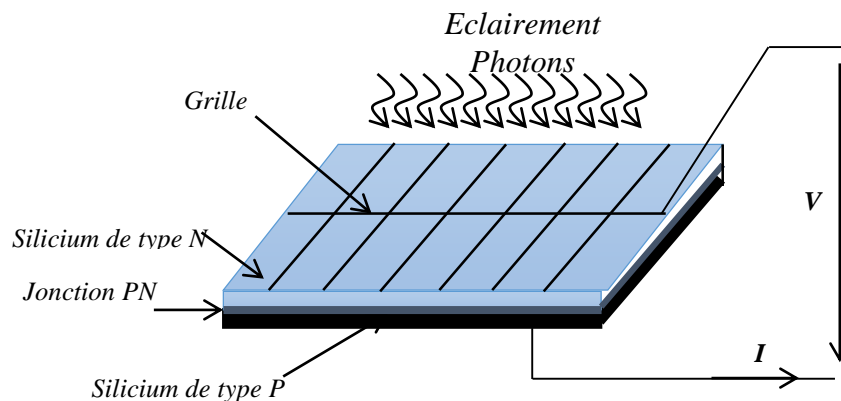
### 2.3.1. Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque

Comme nous l'avons cité auparavant, l'effet photovoltaïque provient de la conversion du rayonnement du soleil en énergie électrique. Cette conversion s'effectue par l'intermédiaire des cellules photovoltaïques dont le fonctionnement est basé sur le principe de la jonction P-N. Cette dernière est créée par la mise en contact d'un semi-conducteur dopé N (donneurs d'électron) et d'un semi-conducteur dopé P (composé de trous). L'interface entre ces deux régions s'appelle une jonction. Pour réaliser des cellules photovoltaïques, il existe trois configurations de jonctions [Pro 09]:



- une jonction PN (homo-jonction : les deux régions sont constituées d'un même matériau semi-conducteur, du silicium dans la majorité des cas).
- une hétérojonction (jonction entre deux semi-conducteurs différents).
- une jonction métal-semiconducteur.

Les électrons de la jonction se déplacent vers la région P et les trous vers la région N. Il ne reste que des atomes ionisés fixes. La naissance d'une différence de potentiel lorsque les porteurs de charges sont créés dans les environs de la jonction par excitation lumineuse, permet à la cellule de fonctionner comme un générateur électrique quand les deux faces de la cellule sont électriquement reliées à une charge, par exemple une résistance R [Pro 09].



**Fig. 2. 11** : Schéma de principe d'une cellule photovoltaïque [Pro 09].

Pour effectuer la collecte de ce courant, des électrodes sont déposées par sérigraphie sur les deux couches de semi-conducteur (Fig. 2.11). L'électrode supérieure est une grille permettant le passage des rayons lumineux. Une couche anti reflet est ensuite déposée sur cette électrode afin d'accroître la quantité de lumière absorbée.

### 2.3.2. Les caractéristiques d'une cellule photovoltaïque

La courbe caractéristique  $I(V)$  d'une cellule PV indique la variation du courant qu'elle produit en fonction de la tension à ces bornes pour un éclairement donné. La Fig. 2.12 représente un enregistrement des caractéristiques  $I(V)$  et  $P(V)$  d'un panneau PV. Cette mesure est effectuée sur la plateforme de tests 'Outdoor' qui a été conçue et réalisée à l'UDES afin d'évaluer les performances des modules photovoltaïques de différentes technologies (Fig. 2.13).

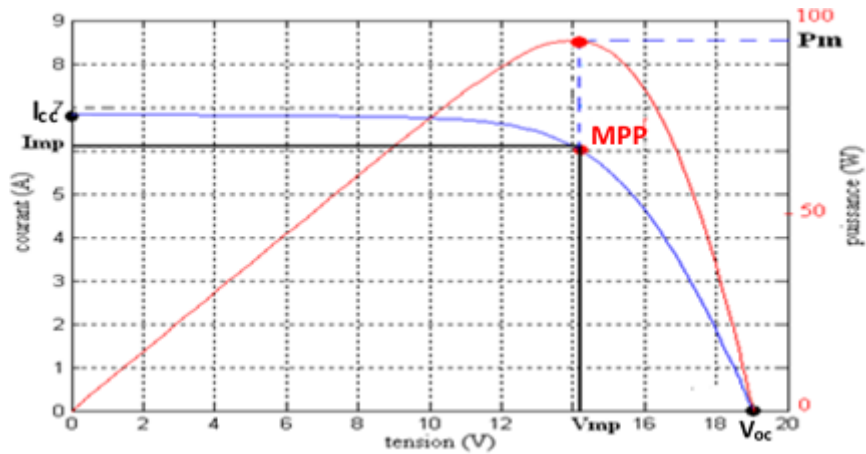


Fig. 2. 12 : Caractéristiques typiques d'une cellule photovoltaïque.



Fig. 2. 13 : Plateforme de tests "Outdoor" des modules PV à l'UDES

Une cellule photovoltaïque idéale présente une courbe en forme de rectangle : le courant restant constant jusqu'à la tension de circuit ouvert, puis la tension demeurant constante jusqu'à un courant nul, le courant passe brusquement du courant de court-circuit  $I_{cc}$  à zéro.

A partir de la caractéristique courant-tension de la cellule photovoltaïque on peut déterminer ses paramètres physiques à savoir : la tension de circuit ouvert, le courant du court-circuit, la puissance caractéristique, la puissance maximale, la puissance crête, le facteur de forme et le rendement [Bou 09]. Des brèves définitions de ces paramètres, ainsi que leurs déterminations d'après la caractéristique sont données ci-après.

#### a. Tension de circuit ouvert ( $V_{co}$ )

La valeur  $V_{co}$  correspond à la tension en circuit ouvert ; c'est-à-dire  $I = 0$ . Elle est fonction des caractéristiques de la jonction électronique et des matériaux. Pour une cellule donnée, elle ne varie presque pas avec l'intensité lumineuse. On l'obtient en branchant directement un voltmètre aux bornes de la cellule.

**b. Courant de court-circuit ( $I_{cc}$ )**

La valeur de  $I_{cc}$  correspond à l'intensité du courant de court-circuit ; c'est-à-dire  $V = 0$ . Il est directement proportionnel à l'énergie rayonnante reçue, à la température ambiante, à la vitesse de circulation de l'air ambiant et à la surface de la cellule. On obtient sa valeur en branchant un ampèremètre aux bornes de la cellule.

**c. Puissance maximale ( $P_{mpp}$ )**

La puissance maximale, ou bien maximum power point en anglais ( $P_{mpp}$ ), d'une cellule correspond au point pour lequel le produit de la tension et de l'intensité de courant soit maximal. Dans le cas d'une cellule idéale, la puissance maximale correspondrait à la tension de circuit ouvert ( $V_{co}$ ) multipliée par le courant de court-circuit ( $I_{cc}$ ):

$$P_{max\ idéal} = V_{co} \times I_{cc} \quad (2.16)$$

**d. Puissance crête ( $P_c$ )**

La puissance crête d'une cellule PV, aussi nommée puissance catalogue, notée  $P_m$  (Watt crête) ou  $W_p$  (Watt peak), représente la puissance électrique maximale délivrée dans les conditions standard (1000 W/m<sup>2</sup>, 25°C).

**e. Le facteur de forme (FF)**

Il permet de juger de la qualité d'une cellule photovoltaïque. Il est défini comme le rapport entre le point de puissance maximum et la puissance à courant de court-circuit et tension en circuit ouvert [Bou 09]:

$$FF = \frac{P_m}{V_{oc} I_{cc}} = \frac{V_{pm} I_{pm}}{V_{oc} I_{cc}} \quad (2.17)$$

A partir de cette définition, pour une cellule dont la caractéristique I-V est rectangulaire, le facteur de forme sera donc unitaire. Le facteur de forme d'une bonne cellule photovoltaïque est compris entre 0,75 et 0,85.

**f. Le rendement ( $\eta$ )**

Nous pouvons définir le rendement d'une cellule photovoltaïque comme le quotient de la puissance maximale et de la puissance lumineuse reçue par la cellule. Cette puissance lumineuse correspond au produit de l'aire de la cellule ( $A_c$ ) par l'ensoleillement [Bou 09]..

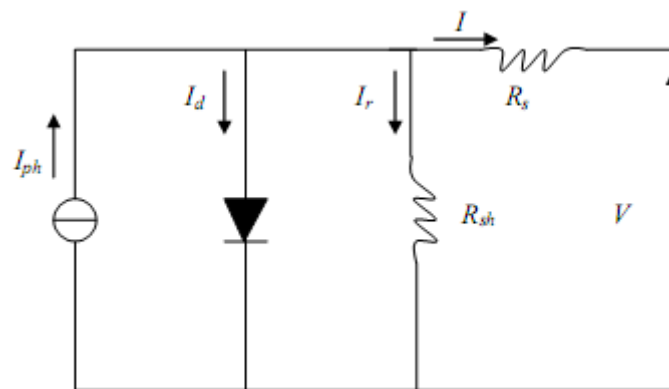
$$\eta = \frac{V_{pm} \cdot I_{pm}}{P_{in}} = \frac{V_{co} \cdot I_{cc} \cdot FF}{A_c E} \quad (2.18)$$

**2.3.3. Modèle de simulation d'une cellule photovoltaïque**

Le comportement des modules photovoltaïques a été largement étudié depuis plus de 20 ans. Des modèles plus ou moins complexes existent dans la littérature. Le modèle à une diode

est actuellement le plus utilisé en raison de sa simplicité et de la qualité de ses résultats. Il permet d'exprimer l'intensité d'un module PV en fonction de la tension à ses bornes et des conditions climatiques (ensoleillement et température ambiante). Sa validation a déjà été réalisée au niveau de notre équipe de recherche [Mah10],[Kac14].

Dans notre étude, on utilisera le modèle illustré sur la Fig. 2.14. La cellule photovoltaïque est souvent présentée comme un générateur de courant électrique dont le comportement est équivalent à une source de courant pour modéliser le flux lumineux incident, shuntée par une diode pour les phénomènes de polarisation de la cellule. Pour tenir compte des phénomènes physiques au niveau de la cellule, le modèle est complété par deux résistances série  $R_s$  et  $R_{sh}$ . Ce modèle est dit à cinq paramètres, ces paramètres sont : le photo-courant ( $I_{ph}$ ), le courant de saturation ( $I_0$ ), le facteur d'idéalité de la jonction ( $\alpha$ ), la résistance série ( $R_s$ ) et la résistance shunt ( $R_{sh}$ ). Les paramètres du circuit équivalent d'un module PV sont calculés expérimentalement en utilisant la caractéristique I-V. Si on néglige l'effet de la résistance shunt  $R_{sh}$ , en la considérant infinie, on retrouve le modèle à quatre paramètres qui est très utilisé. Et si en plus, on néglige la résistance série, on retrouvera alors le modèle à 3 paramètres. Le modèle à cinq paramètres offre un bon compromis entre la simplicité et la précision [Vil 09].



**Fig. 2. 14 :** Schéma équivalent d'une cellule solaire photovoltaïque [Vil 09].

Selon la Fig. 2.15, le courant de la cellule a pour expression [Vil 09]:

$$I = I_{ph} - I_d - I_r \quad (2.19)$$

Avec :

- $I_{ph}$  : est le photo-courant généré par une cellule, il est proportionnel à l'éclairement solaire et est légèrement influencé par la température selon l'équation suivante :

$$I_{ph} = [I_{cc} + K_i(T - T_{ref})] \times \frac{G}{G_{ref}} \quad (2.20)$$

avec :

$I_{cc}$ [A]	Courant de court-circuit du panneau (donné par le constructeur)
$K_i$ [A/K]	Courant de court-circuit divisé par le coefficient de température du panneau
$T$ [K]	Température ambiante
$G$ [W/m <sup>2</sup> ]	Eclairement sur la surface de la cellule
$T_{ref}$ [K]	Température de référence (298 K)
$G_{ref}$ [W/m <sup>2</sup> ]	Eclairement de référence (1000 W/m <sup>2</sup> )

- $I_a$  : est le courant traversant la diode. Il est fonction du courant de saturation  $I_0$ . Ce dernier courant varie avec la température et il est donné par :

$$I_0 = I_{rs} \left( \frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \exp \left[ \frac{qE_g}{AK} \left( \frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (2.21)$$

Avec :

$E_g$  [eV] : Énergie de gap du semi-conducteur (1.1 eV pour le silicium polycristallin à 25°C)

$I_{rs}$  : est le courant de saturation inverse de la diode (courant de fuite), Son expression est donnée par l'équation:

$$I_{rs} = \frac{I_{cc}}{\exp\left(\frac{qV_{oc}}{N_s AKT}\right) - 1} \quad (2.22)$$

Où :

$V_{oc}$ [V]	Tension de circuit ouvert du module (donnée par le constructeur)
$q$ [C]	Charge de l'électron ( $1.602 \cdot 10^{-19}$ C)
$N_s$	Nombre de cellules connectées en série
$A$	Constante d'idéalité de la jonction ( $1 < A < 2$ )
$K$ [J/K]	Constante de Boltzmann ( $1.3805 \cdot 10^{-23}$ J/K)

- $I_r$ : est le courant dérivé par la résistance shunt ;

$$I_r = \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (2.23)$$

A partir de ces différentes équations, nous pouvons en tirer l'expression implicite du courant délivré par une cellule photovoltaïque ainsi que sa caractéristique courant-tension.

$$I = I_{ph} - I_0 \left[ \exp \left( \frac{q(V + R_s I)}{N_s AKT} \right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (2.24)$$

Les équations décrites précédemment ne peuvent pas représenter la caractéristique I-V d'un module PV puisqu'elles sont propres à une seule cellule PV qui représente l'élément de base du panneau, on introduit donc l'équation suivante spécifique à un module :

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_0 \left[ \exp \left( \frac{q(V_{cell} + R_s I_{cell})}{N_s A K T} \right) - 1 \right] - N_p \frac{V_{cell} + R_s I_{cell}}{R_{sh}} \quad (2.25)$$

Où :

$N_s$  : nombre de cellules connectées en série dans un module.

$N_p$  : nombre de cellules connectées en parallèle dans un module.

Le panneau utilisé pour la modélisation est le KC2000GT [Vil 09], ses paramètres dans les conditions standards (25°C, 1000 W/m<sup>2</sup>) sont donnés par le constructeur (Tableau.2.2).

Certaines informations nécessaires à la modélisation ne figurent pas sur cette fiche technique, il s'agit de la résistance série  $R_s$ , la résistance shunt  $R_{sh}$  et le facteur d'idéalité de la diode. La référence [Vil 09] propose une étude détaillée pour calculer ces paramètres.

**Tableau 2. 2** : Fiche technique du panneau PV

$I_{mp}$	7.61 A
$V_{mp}$	26.3 V
$P_{max}$	200.143W
$I_{cc}$	8.21 A
$V_{co}$	32.9 V
$K_V$	- 0.1230 V/K
$K_I$	0.0032 A/K
$N_s$	54
$N_p$	1

### 2.3.4. Résultats de simulation et interprétation

Chaque caractéristique courant-tension correspond à des conditions spécifiques de fonctionnement.

#### 2.3.4.1. Influence de l'éclairement

La puissance délivrée par un générateur PV dépend de l'éclairement qu'il reçoit. La Fig. 2.15 représente la caractéristique courant-tension et puissance-tension du module PV en fonction de l'éclairement, à une température et une vitesse de circulation de l'air ambiant constantes (T=25°C). Nous remarquons que la tension correspondante à la puissance maximale ne varie que très peu en fonction de la variation de l'éclairement, contrairement au courant qui augmente fortement avec l'éclairement.

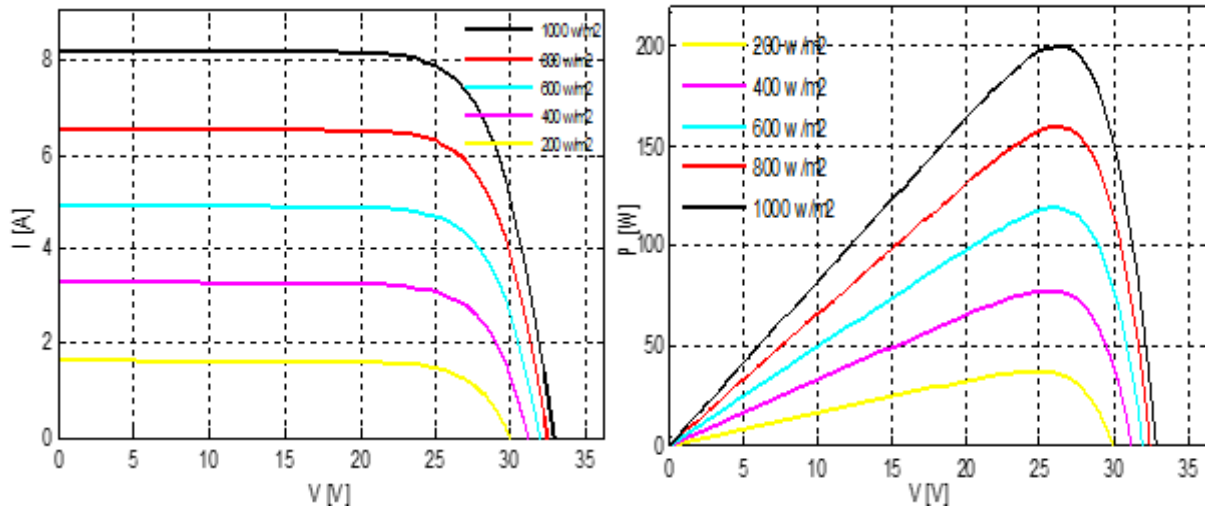


Fig. 2. 15 : Influence de l'éclairement sur les caractéristique P(V) et I(V)

### 2.3.4.2. Influence de la température

La température est un paramètre très important dans le fonctionnement des cellules photovoltaïques parce que les propriétés électriques d'un semi-conducteur sont très sensibles à la température. La Fig. 2.16 représente la caractéristique courant-tension et puissance-tension d'un module PV en fonction de la température, à un éclairement constant (1000W/m<sup>2</sup>). Nous constatons que l'augmentation de la température entraîne une diminution de la tension de circuit ouvert, ainsi qu'une diminution de la puissance maximale.

Les modules peuvent également être connectés en série et en parallèle pour constituer un champ photovoltaïque afin d'augmenter la tension et l'intensité d'utilisation. Toutefois, il est important de prendre quelques précautions car l'existence de cellules moins efficaces ou l'occlusion d'une ou plusieurs cellules de façon permanente (dus à de l'ombrage, de la poussière, etc) peuvent endommager les cellules [Rey 10].

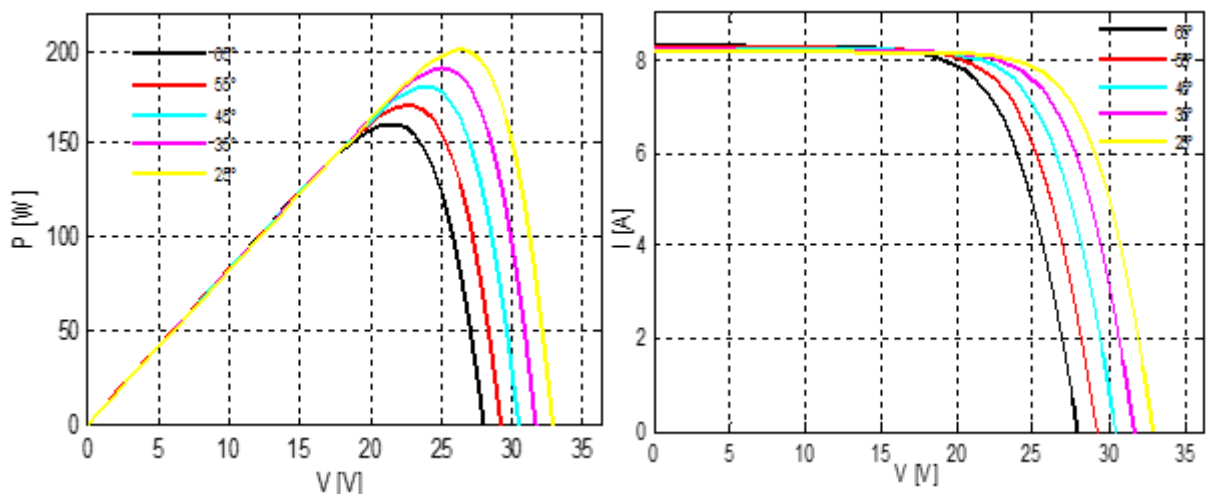


Fig. 2. 16 : Influence de la température sur les caractéristiques P(V) et I(V)

Pour résumer, le point de fonctionnement d'un module PV se déplace en faisant varier la température, l'ensoleillement ou la charge. L'ensoleillement affecte beaucoup plus le courant du générateur que sa tension, alors que la température affecte beaucoup plus la tension que le courant. À partir des courbes de puissance nous remarquons que l'ensoleillement augmente la puissance alors que la température l'abaisse. Ainsi, nous pouvons déduire qu'un générateur PV fonctionne mieux à basse température et à flux lumineux important.

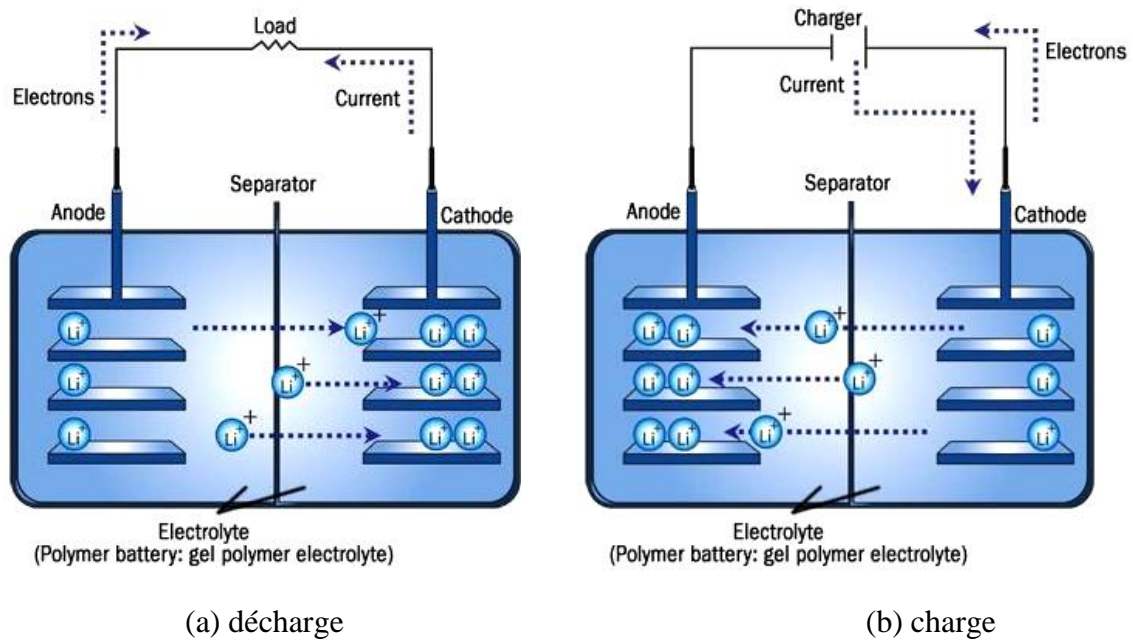
## **2.4. MODELISATION DU STOCKAGE ELECTROCHIMIQUE**

La modélisation de l'élément de stockage est importante dans la simulation des systèmes hybrides. D'une part, l'élaboration de son état de charge instantané (SOC : State Of Charge) permet l'optimisation de la gestion de l'énergie au sein du système, et d'autre part, l'évaluation de sa durée de vie facilite l'estimation du coût du système global. Dans notre cas, nous avons retenu l'utilisation des batteries au Lithium-Ion (Li-Ion). Ce choix est motivé par les avantages que procure cette technologie, évoqués au cours du premier chapitre.

### **2.4.1. Technologie des batteries Li-ion**

Dans un accumulateur Li-ion, le lithium demeure sous forme ionique. Le fonctionnement d'un tel accumulateur électrochimique repose sur les réactions d'oxydation/réduction au sein des électrodes qui donnent naissance à un courant de charge ou de décharge, comme le représente la Fig. 2.17. Lors de la décharge, la réaction d'oxydation a lieu au niveau de l'électrode négative (anode) tandis que l'électrode positive (cathode) est soumise à la réaction de réduction. L'électrode négative cède donc des électrons captés ensuite par l'électrode positive. En charge, le courant s'inverse et les réactions changent donc d'électrode (l'électrode négative et positive deviennent respectivement la cathode et l'anode). Cette circulation d'électrons dans le circuit extérieur de l'accumulateur est fortement liée à la circulation d'ions lithium ( $\text{Li}^+$ ) au sein de l'électrolyte. Ces ions viennent s'insérer ou se désintégrer (selon l'électrode) dans les structures des matières actives. La matière active de l'électrode négative d'un accumulateur Li-ion est généralement composée de carbone (C) permettant l'intercalation réversible des ions  $\text{Li}^+$  alors que la matière active de l'électrode positive est composée d'un matériau d'insertion du lithium comme les oxydes de métaux de transitions [Rig 14],[Say15].





**Fig. 2. 17 :** Processus de charge et de décharge des batteries Li-ion [Say15].

#### 2.4.2. Modélisation des batteries Li-ion

Plusieurs modèles ont été proposés dans la littérature pour représenter une batterie, simuler ses performances et estimer ses états (état de charge, état de santé, etc.) [Rig 14],[Say 15] [Edd 12],[He 12],[She 65]. Généralement, c'est l'exigence de l'application visée qui fixe le degré de complexité du modèle. Le modèle peut favoriser la simplicité en tenant compte de plusieurs hypothèses simplificatrices, soit exiger plus de performance en intégrant la quasi-totalité des caractéristiques physico-chimique de la batterie.

D'après la littérature, nous distinguons plusieurs types de modèles qui peuvent être classés selon leur conception:

Des modèles électrochimiques qui tiennent compte des réactions régissant le fonctionnement des batteries associés à des paramètres très physicochimiques tels que la conductivité des ions, la géométrie et les dimensions réelles des électrodes. Ces modèles utilisent un ensemble d'équations différentielles non-linéaires couplées pour décrire le transport pertinent, thermodynamique et cinétique des phénomènes qui se produisent dans la cellule [Kel 13]. Ne donnant généralement pas accès aux grandeurs électriques, le développement et l'utilisation de ces modèles nécessitent un grand niveau d'expertise dans le domaine de l'électrochimie [Kel 13]. Cependant, la grande capacité mémoire et le calcul lourd exigées, ont fait que les modèles de batteries électrochimiques ne sont pas souhaitables pour les systèmes de gestion des batteries en temps réel. Des modèles électrochimiques simplifiés, qui ignorent les effets thermodynamiques et quantiques, sont proposées. Les modèles dits de: Shepherd,

Unnewehr Universal, Nernst et le modèle combiné sont les représentants typiques de ce type de modèles [He 12] [She 65].

Des modèles de type "boîte noire" qui traitent la batterie comme un processus accessible uniquement via ses entrées-sorties et ne tenant compte que des mesures externes prises sur la batterie comme le courant, la tension et la température en termes d'excitation et de réponse respective. Parmi ces modèles, nous pouvons citer les modèles à base de réseaux de neurones artificiels et les modèles de type logique flou.

Des modèles à base de circuit électriques équivalents: ces modèles sont basés sur les phénomènes physico-chimiques tels que le transfert de charge, la capacité de double couche et la diffusion via des associations de composants électriques de type résistance et capacité.

Nous citons comme exemple pour ce type de modèle ceux de Randles [Edd 12], Rint, Thevenin, et le modèle DP [He 12].

Pour la suite des travaux de cette thèse, nous avons retenu le modèle basé sur la représentation de Shepherd.

#### **2.4.2.1. Modèle non linéaire de la batterie Li-ion : Modèle de Shepherd**

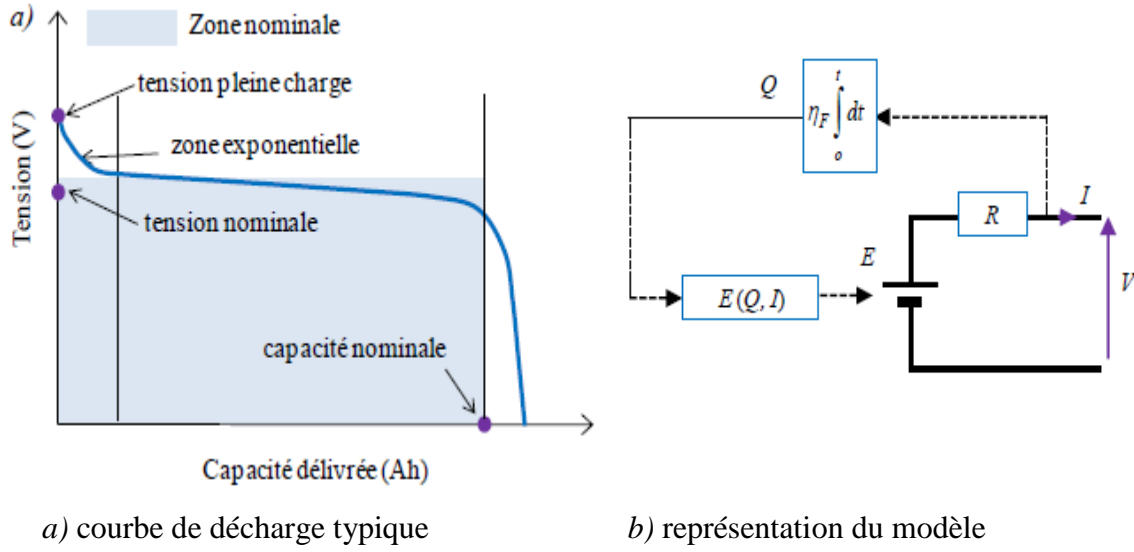
Pour une cellule de batterie, les caractéristiques dynamiques les plus importantes sont la tension (V), courant (I) et l'état de charge (State-of-charge : SOC).

La Fig. 2.18.a présente l'évolution de la tension en fonction de la capacité. Cette courbe est composée d'une première zone de décroissance exponentielle avant d'évoluer linéairement dans une zone dont l'état de charge se situe entre 80% et 20% de la capacité nominale. Dans cette zone, la tension ne change pas beaucoup afin d'offrir une tension stable pour la charge. En fin de décharge, en dessous d'un état de charge de 20%, la charge de la batterie est épuisée, la tension commence à baisser à nouveau fortement jusqu'à ce qu'elle atteigne le niveau de coupure [Rig 14].

Le modèle de Shepherd décrit simplement l'accumulateur comme une source de tension  $E$  (potentiel d'équilibre de l'accumulateur) en série avec une résistance  $R$  supposée constante (qui représente les pertes irréversibles au sein de l'accumulateur). La loi d'évolution de la tension  $E$  est en fonction de la capacité  $Q$  et du régime de charge/décharge à travers le courant débité  $I$ . En convention générateur ce courant est positif alors qu'il est considéré comme étant négatif lors de la charge (Fig. 2.18.b).

Une composante faradique du rendement (notée  $\eta_F$ ) est ajoutée dans le modèle [Rig 14]. Celle-ci rend compte des fuites dans la cellule avec une quantité d'ions  $Li^+$  qui ne réagissent pas. Une valeur de 99.7 % est choisie et le rendement est adapté selon le sens de transit du courant :

$$\begin{cases} I > 0 \Leftrightarrow \eta_F = 1/99,7\% \\ I < 0 \Leftrightarrow \eta_F = 99,7\% \end{cases} \quad (2.26)$$



**Fig. 2. 18 :** Modèle de l'accumulateur Li-ion [Rig 14].

L'Eqs. (2.27) présente les équations de la source de tension de la batterie dans les deux cycles de charge et de décharge, respectivement, basé sur le modèle de Shepherd modifié établi dans [Tre 09] pour le modèle de batterie disponible dans la bibliothèque SimPower System de Simulink/Matab.

$$\begin{cases} I > 0: V = E_0 - R \cdot I - K \cdot it \cdot \frac{Q_{nom}}{Q_{nom} - it} - K \cdot I \cdot \frac{Q_{nom}}{Q_{nom} - it} + A e^{-B \cdot it} \\ I < 0: V = E_0 - R \cdot I - K \cdot it \cdot \frac{Q_{nom}}{Q_{nom} - it} - K \cdot I \cdot \frac{Q_{nom}}{it - 0.1 Q_{nom}} + A e^{-B \cdot it} \end{cases} \quad (2.27)$$

Avec :

$E_0$  la tension à vide d'un élément (en V)

$R$  : la résistance interne (en  $\Omega$ )

$Q_{nom}$  : la capacité nominale de la cellule (en Ah)

$it$  : capacité délivré par la batterie (en Ah)

$A$  : l'amplitude pour la zone exponentielle (en V)

$B$  : constante de temps inverse pour la zone exponentielle (en  $Ah^{-1}$ )

Le terme  $it$  représente l'intégrale du courant de la batterie. Ce terme sera utilisé plus tard pour estimer le SOC de la batterie.

$$it = \int_0^t I_{bat} dt \quad (2.28)$$

Les modifications apportées dans [Tre 09] visent notamment à dissocier les cas en charge et ceux en décharge avec des résistances de polarisation différentes pour les deux situations. Un

filtre est ajouté sur le terme  $KI$  pour considérer la dynamique lente de la tension sur les impulsions de courant. Un terme en  $K.it$  est ajouté avec  $K$  une constante de polarisation (en V/Ah) afin de représenter une relation entre le  $SOC$  et la tension à vide de la cellule. Le terme en exponentiel permet de tenir compte des effets d'hystérésis entre la charge et la décharge. En toute rigueur les équations du modèle de Shepherd ainsi modifiées devraient s'écrire selon l'Eq. (2.29) avec des résistances et des constantes de polarisation différentes en charge et en décharge [Rig 14].

$$\begin{cases} I > 0: V = E_0 - R.I - K_{dr}.it \cdot \frac{Q_{nom}}{Q_{nom}-it} - K_{dv}.I^* \cdot \frac{Q_{nom}}{Q_{nom}-it} + A.e^{-B.it} \\ I < 0: V = E_0 - R.I - K_{cr}.it \cdot \frac{Q_{nom}}{Q_{nom}-it} - K_{cv}.I^* \cdot \frac{Q_{nom}}{it-0.1Q_{nom}} + A.e^{-B.it} \end{cases} \quad (2.29)$$

Avec:

$K_{cr}, K_{dr}$  : Résistances de polarisation en charge et en décharge (en  $\Omega$ ).

$K_{cv}, K_{dv}$  : Constante de polarisation en charge et en décharge (en V/Ah).

Les paramètres du modèle peuvent être extraits à partir des courbes de décharge fournies par le constructeur [Tre 09].

L'état de charge de la batterie peut être estimé par:

$$SOC = \frac{Q_0 - \int_0^t I_{bat} dt}{Q_{nom}} \quad (2.30)$$

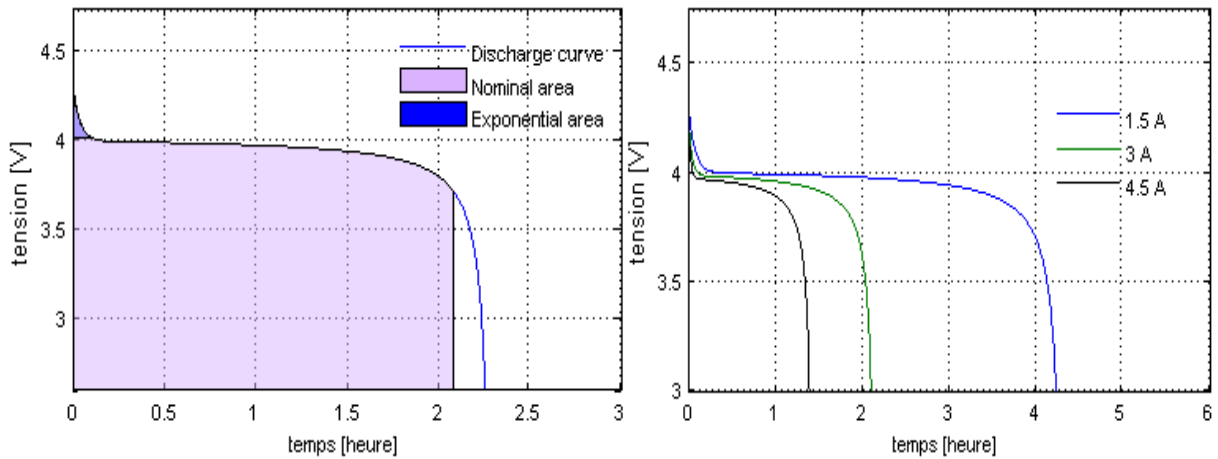
Où  $Q_0$  est la charge initiale de la batterie ;

Afin de maîtriser la durée de vie des batteries, leur état de charge (SOC) est soumis à la contrainte suivante :

$$SOC_{min} \leq SOC(t) \leq SOC_{max} \quad (2.31)$$

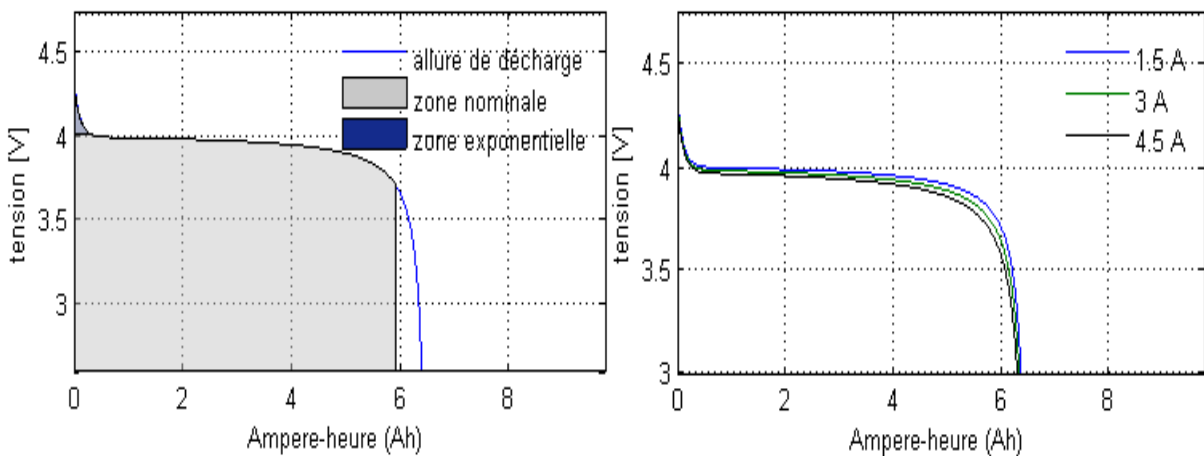
#### 2.4.2.2. Résultats de simulation

La Fig. 2.19.a représente la courbe de décharge d'une batterie Li-ion (3.7V /6.5Ah) pour un courant nominal de (2.8A), alors que la Fig. 2.19.b illustre l'effet de courant de décharge sur la courbe de décharge. De même ces caractéristiques sont présentées en fonction de la capacité de la batterie (Fig. 2.20). Les paramètres de simulation sont les suivants :  $E_0 = 4.0085$ ,  $R = 0.0056923$ ,  $K = 0.0032127$ ,  $A = 0.31443$ ,  $B = 9.3941$ .



(a) Décharge à courant nominal (2.8A) (b) Effet du courant de décharge

**Fig. 2. 19** : Caractéristique de décharge d'une batterie Li-ion (3.7v /6.5Ah)



(a) Décharge à courant nominal (2.8A) (b) Effet du courant de décharge

**Fig. 2. 20** : Caractéristique de la décharge d'une batterie Li-ion (3.7v /6.5Ah) en fonction de la capacité

## 2.5. CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, les modèles dynamiques des différents composants du système hybride photovoltaïque-éolien avec stockage à base de batterie Li-ion ont été présentés. Chacun d'eux étant conçu comme un bloc sous-ensemble dans l'environnement Matlab/Simulink, ces modèles permettent de simuler le comportement dynamique des sources d'énergies ainsi que les moyens de stockages pour différents conditions de fonctionnement avec un temps de calcul raisonnable afin de développer une architecture de puissance hybride qui permet un meilleur transfert d'énergie. Les modèles de simulation développés sont utilisables pour une analyse dynamique du système hybride allant de quelques millisecondes jusqu'à plusieurs secondes.

Nous avons procédé dans un premier temps à la modélisation du système de conversion de l'énergie éolienne à base d'une MADA. Nous avons décrit de façon explicite les différents éléments constitutifs de la turbine, partant de la conversion de l'énergie cinétique du vent en

énergie mécanique par la turbine. Ensuite nous avons présenté la structure de la plateforme d'essais qui permet d'émuler le comportement d'une turbine éolienne, dont le fonctionnement est basé sur la commande en couple d'une machine à courant continu. Le modèle de la MADA est établi dans le repère de Park lié au champ tournant.

Le modèle retenu pour la représentation de la cellule Li-ion est basé sur le modèle de Shepherd, qui décrit le fonctionnement de la cellule à partir de la courbe de décharge à courant constant. Ce modèle permet de prendre en compte l'évolution de la tension aux bornes de l'accumulateur en fonction des ampères-heures échangés.

# Chapitre 3:

**Commande d'un système photovoltaïque raccordé au réseau électrique intégrant une protection d'anti-îlotage.**

### **3.1. INTRODUCTION**

A l'heure actuelle, les installations PV raccordées au réseau constituent la part la plus importante des centrales PV réalisées dans le monde. Il existe pour ces installations des approches différentes au niveau de leur conception. Elles ont toutes en commun de disposer d'un générateur PV directement lié au réseau par le biais d'un onduleur que le générateur alimente en énergie solaire. C'est pourquoi les onduleurs jouent un rôle clé au regard de l'efficacité énergétique et de la fiabilité du système.

Selon la fonction demandée, les générateurs peuvent être connectés au réseau sous deux formes : en source de courant ou en source de tension. A ce jour, la plupart de ces générateurs sont connectés au réseau comme des injecteurs de courant à travers un filtre simple de type "L" ou d'un filtre de type "LCL". Par contre, dans le cas où le générateur fonctionne en mode autonome, il est indispensable que celui-ci puisse avoir un caractère de type source de tension. Dans ce dernier cas, le générateur est alors connecté au travers d'un filtre de type "LC" dont la tension est contrôlée [Col 10].

En plus de satisfaire des impératifs économiques et de sécurité énergétique, le fonctionnement de ces systèmes PV interconnectés et fortement couplés doivent remplir certaines conditions de fonctionnement à savoir [Pan 04] :

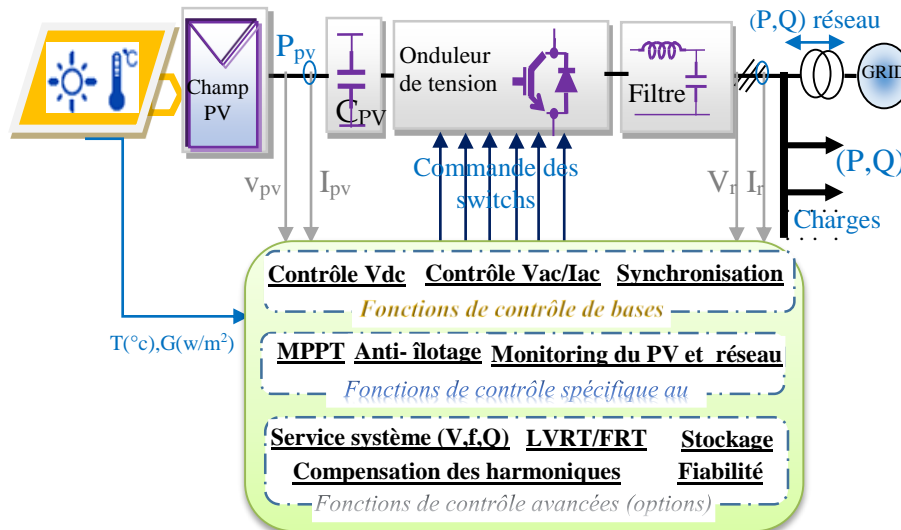
- Maintenir en permanence les conditions nécessaires d'un équilibre entre la production et la consommation (problème de conduite).
- Maintenir les caractéristiques de la tension et de la fréquence dans les plages contractuelles et limiter, autant que faire se peut, les interruptions du service (Problème de réglage).
- Tenir compte du fort couplage entre la production et la consommation via le réseau (problème de stabilité).
- Assurer l'intégrité des ouvrages (problème de protection).

### **3.2. CONFIGURATION DU SYSTEME PV CONNECTES AU RESEAU**

Les deux configurations typiques d'un système photovoltaïque raccordé au réseau sont : La configuration avec un seul étage (DC-AC) ou à deux étage de puissance (DC-DC, DC-AC) [Yan 15]. La configuration à un seul étage utilise un seul convertisseur de puissance (DC-AC), ceci permet d'obtenir un rendement élevé et un faible coût par rapport à la topologie à deux étages. Néanmoins, la stratégie de contrôle doit être élaborée pour extraire la puissance maximale possible et la transférer à partir du générateur PV au réseau avec le moins de pertes possible. Dans ce cas, plus d'efforts seront consacrés à la conception du contrôleur. Cette structure est la plus fondamentale et ne nécessite qu'un onduleur de tension. Toutefois, certains ajustements sont nécessaires pour assurer un fonctionnement correct du système. Il est impératif



de définir un nombre suffisant de modules PV afin d'obtenir la tension du bus-DC nécessaire pour permettre un bon fonctionnement de l'onduleur. Dans ce cas, le réglage réalisé par le hacheur n'est plus possible, la seule grandeur de réglage possible est le niveau de la tension du bus continu, Ce niveau de tension est déterminé directement par l'algorithme de commande MPPT.



**Fig. 3. 1 :** Structure typique d'un système PV connecté au réseau incluant les différentes fonctions de contrôle.

Le rôle de la commande de l'onduleur ne se limite pas à transformer le courant continu (DC) généré par le générateur PV en courant alternatif (AC) d'amplitude et de fréquence souhaités, mais consiste également à exploiter le champ PV à son point de puissance maximale. De plus, les onduleurs doivent assurer une surveillance fiable du réseau et interrompre l'alimentation en cas d'îlotage. La structure typique d'un système PV connecté au réseau incluant différentes fonctions (fonctions de base, fonctions appropriées au PV et fonctions avancées) est illustrée sur la Fig. 3.1.

### 3.3. MODELISATION ET COMMANDE DE LA PRODUCTION PV

#### 3.3.1. Modélisation du générateur PV

Les modules PV sont habituellement branchés en série-parallèle pour former une unité produisant une puissance continue élevée compatible avec le système de puissance utilisé. Dans le système étudié, le générateur PV possède une puissance crête de 5,6 kWc résultante de la connexion en série de 28 modules dont les paramètres et les caractéristiques sont discutés dans la section 2.3.2. Les caractéristique I(V) et P(V) du champ PV pour les conditions standards sont présentées sur la Fig.3.2.

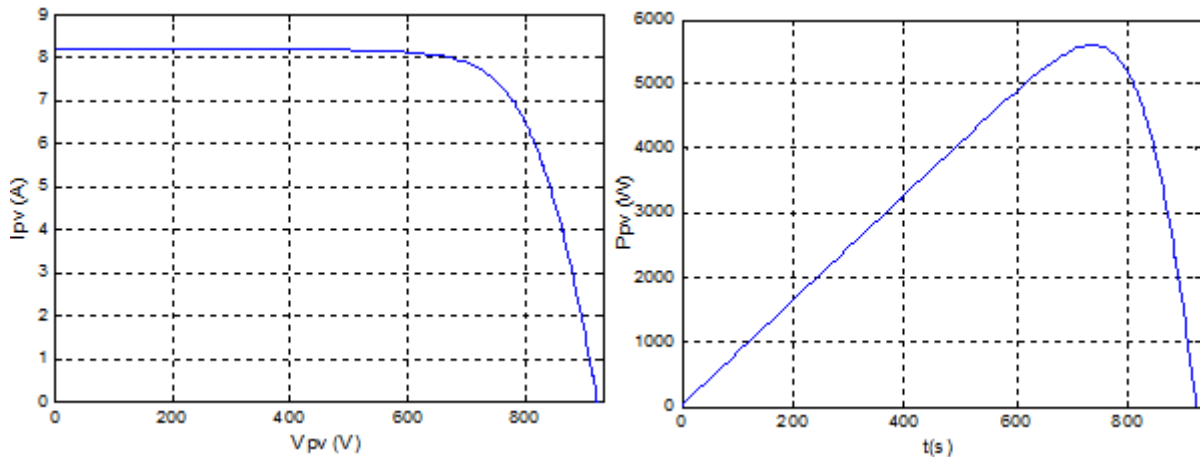


Fig. 3. 2 : Caractéristiques I(V) et P(V) du champ photovoltaïque dans les conditions standards

### 3.3.2. Commande MPPT du générateur PV

Comme le montre la Fig.3.3, Le point de puissance maximale (PPM) varie en fonction de la température, de l'éclairement et de la charge [Cab 08].

La définition mathématique de l'optimum d'une fonction est le point pour lequel sa dérivée par rapport à une variable donnée s'annule. Tous les algorithmes de calcul du point de puissance maximum consultés se basent sur ce principe. Certains de ces algorithmes requièrent la connaissance parfaite du modèle mathématique du générateur PV pour estimer le PPM. Alors que d'autres algorithmes ne la nécessitent pas, la mesure de la puissance PV de deux échantillons successifs puis le calcul de la pente de la puissance par rapport à la tension qui en découle permet de trouver le point de puissance maximum.

Diverses publications sur des commandes assurant un fonctionnement de type MPPT apparaissent régulièrement dans la littérature [Sey 16],[Ker 17]. Une classification de différentes commandes MPPT peut être faite en les regroupant selon leur principe de base. Ainsi il existe des algorithmes simples pouvant être implantés analogiquement. Une deuxième catégorie d'algorithmes est constituée des commandes MPPT à implantation mixte logique-analogique. Finalement il y a la catégorie des algorithmes de type numériques qui sont les commandes MPPT les plus récentes [Ker 17].

Nous avons choisi pour notre étude un des algorithmes de type P&O numérique proposé par Hua et al. [Hua 98].

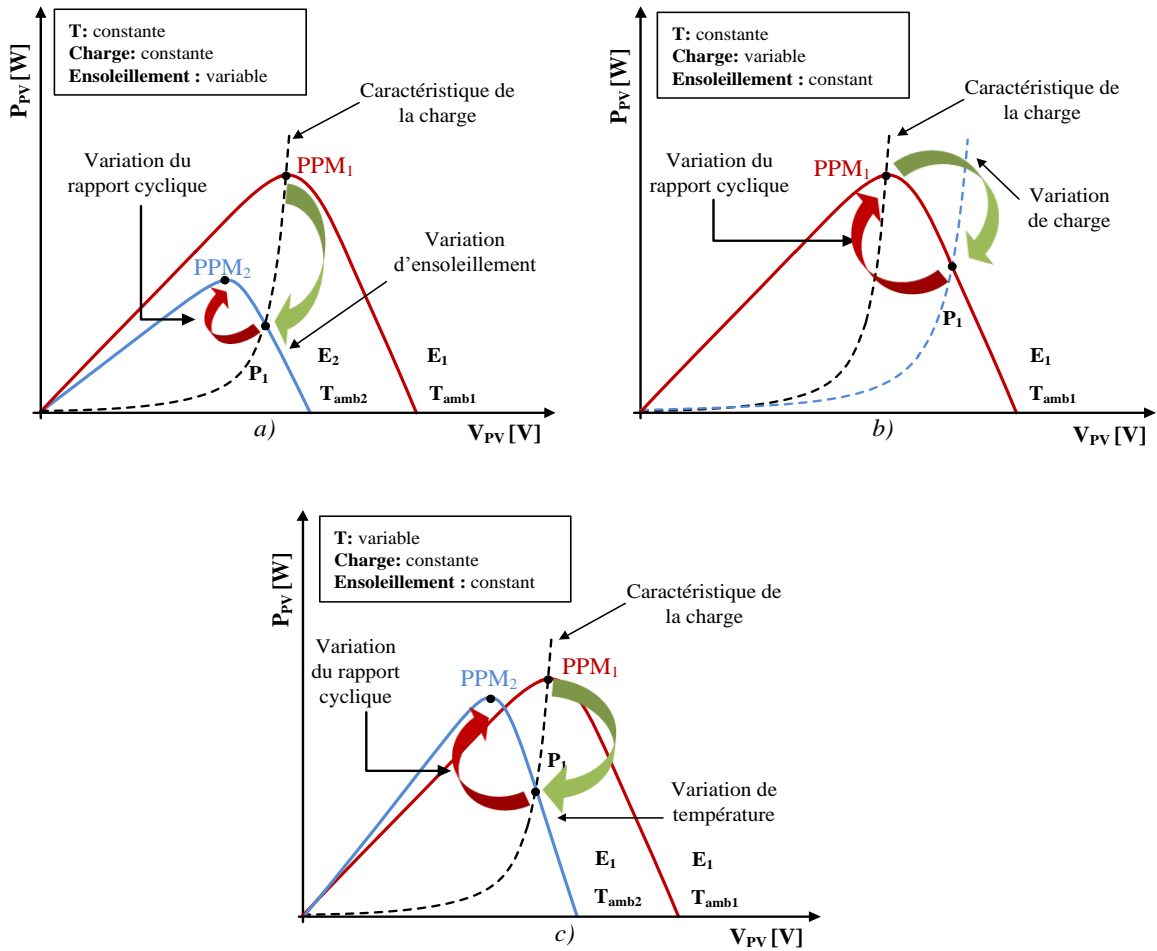


Fig. 3. 3 : Variation de la puissance maximale en fonction de : (a) l'ensoleillement (b) la charge (c) la température [Cab 08].

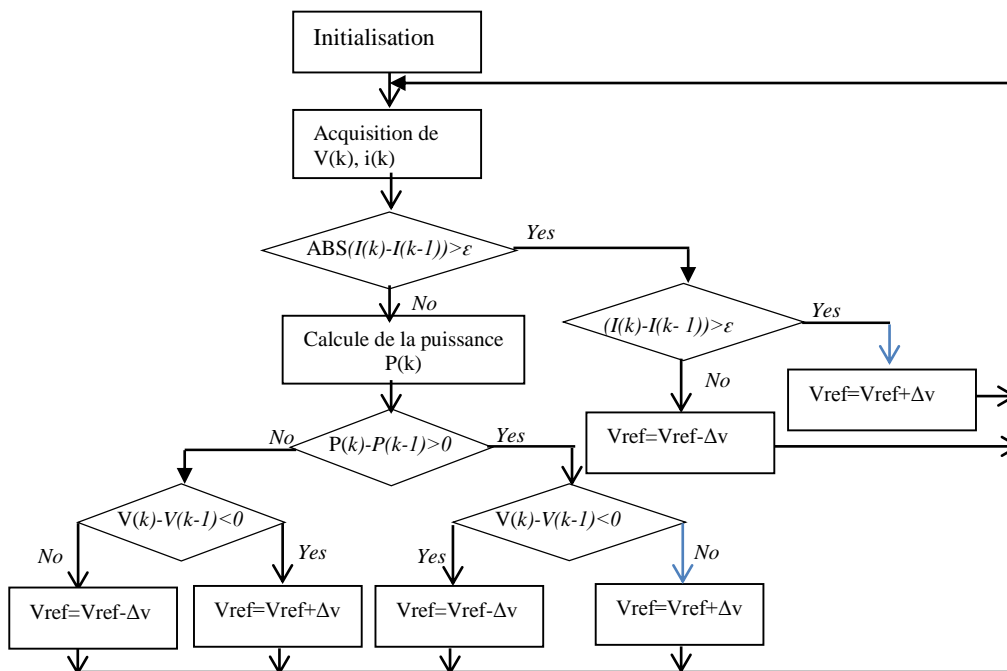


Fig. 3. 4 : Algorithme de commande MPPT utilisé [Hua 98].

### 3.4. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE

Le convertisseur est à l'intersection d'un axe de puissance et d'un axe de commande. Son rôle est de régler le transit d'énergie électrique de la source vers le récepteur, en modifiant éventuellement la forme sous laquelle cette énergie se présente [Pan 04].

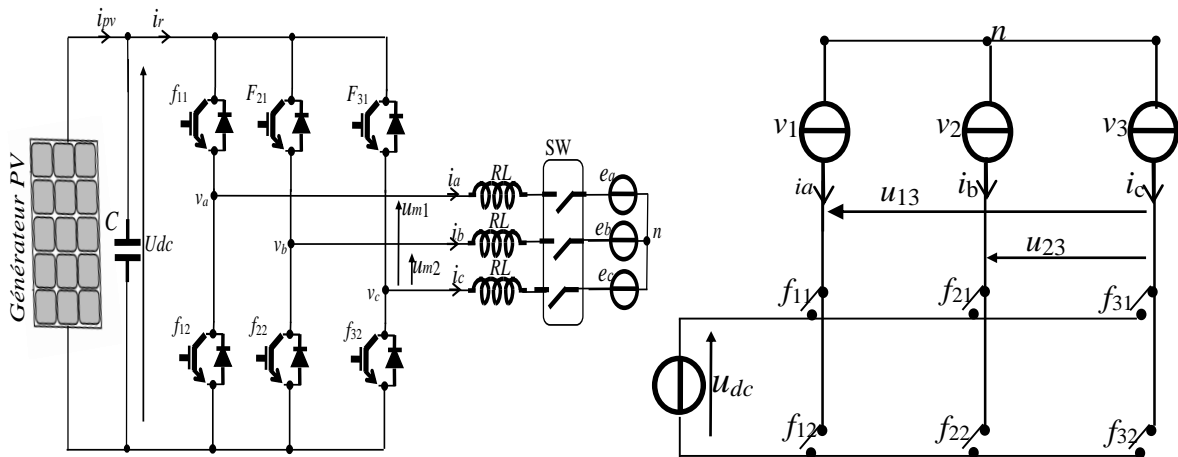
L'objectif de la modélisation de l'onduleur est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur, ainsi que la variation de ces grandeurs de commande agissant sur les interrupteurs commandables.

#### 3.4.1. Modèle du convertisseur

La modélisation de ce type de convertisseur a déjà fait l'objet de nombreux travaux [Pan 04],[Rob02]. Les hypothèses suivantes sont faites à propos des semi-conducteurs : les commutations se font sans pertes et instantanément et les effets d'empiétements seront négligés. Dès lors, chaque ensemble transistor diode peut être assimilé à un interrupteur idéal.

En supposant une conduction continue, ce convertisseur se comporte alors comme un convertisseur matriciel comportant trois cellules de commutation à deux interrupteurs idéaux bidirectionnels en courant, unidirectionnels en tension, et reliés à trois sources de courants et à une source de tension. La fonction de cette matrice d'interrupteurs idéaux est de générer à partir des variables d'état ( $i_a, i_b, u_{dc}$ ) des grandeurs modulées ( $u_{13}, u_{23}, i_r$ ) associées à des générateurs équivalents [Ghe 08]. La représentation matricielle équivalente du convertisseur est illustrée sur la Fig. 3.5. L'état de chaque interrupteur est quantifié par une fonction de connexion  $f_{ij}$  qui prend une valeur 0 si l'interrupteur est ouvert et 1 si l'interrupteur est fermé.

$$\text{avec } \begin{cases} i \in \{1,2,3\} \\ j \in \{1,2\} \end{cases} \quad (3.1)$$



(a) Structure du système PV raccordé au réseau (b) Structure matricielle équivalente [Ake 14]

**Fig. 3.5 :** Schéma de l'onduleur PV raccordé au réseau.

La condition de ne pas court-circuiter la source de tension ( $U_{dc}$ ) et de ne pas interrompre la circulation des courants issus du filtre, impose que les interrupteurs d'une même cellule soient dans des états de conduction complémentaires. On doit avoir donc :

$$f_{i1} + f_{i2} = 1 \quad i \in \{1,2,3\} \quad (3.2)$$

Les tensions modulées  $u_{m1}$  et  $u_{m2}$  sont obtenues à partir de la tension du bus continu selon équations suivantes [Ghe 08],[ Ake 14]:

$$u_{m1} = u_{13} = (f_{11} - f_{31})U_{dc} \quad (3.3)$$

$$u_{m2} = u_{23} = (f_{21} - f_{31})U_{dc} \quad (3.4)$$

On définit les fonctions de conversion  $m$  par :

$$m_1 = f_{11} - f_{31} \quad (3.5)$$

$$m_2 = f_{21} - f_{31} \quad (3.6)$$

Les expressions des tensions modulées deviennent :

$$u_{m1} = u_{13} = m_1 U_{dc} \quad (3.7)$$

$$u_{m2} = u_{23} = m_2 U_{dc} \quad (3.8)$$

Le courant d'entrée (modulé)  $i_r$  est obtenu à partir des courants du filtre et des fonctions de conversion.

$$i_r = (m_1 \quad m_2) \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Si le récepteur est câblé en étoile, les tensions simples (définies par rapport au potentiel commun  $v_n$ ) vont dépendre des tensions composées modulées qui sont appliquées par la matrice d'interrupteurs. Ces tensions sont liées par les expressions :

$$u_{m1} = v_{1n} - v_{3n} \quad \text{et} \quad u_{m2} = v_{2n} - v_{3n} \quad (3.10)$$

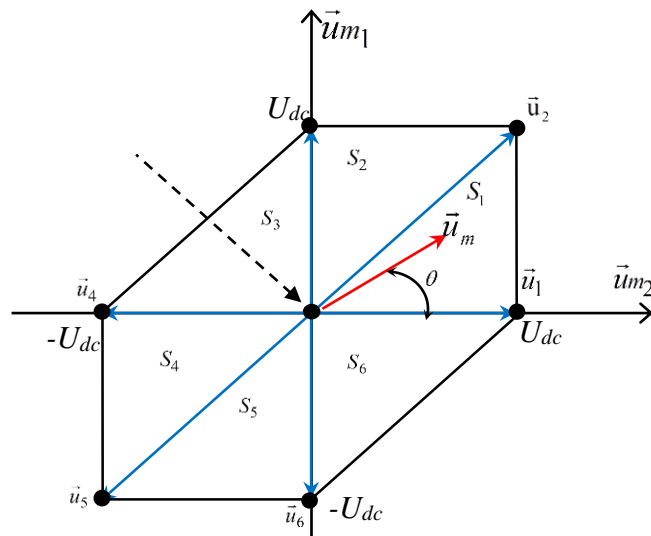
Si le récepteur est composé de trois impédances de même valeur, alors nous obtenons le système de tensions simples modulées qui ont pour expression:

$$\begin{aligned} v_{1n} &= \frac{2}{3}u_{m1} - \frac{1}{3}u_{m2} \\ v_{2n} &= \frac{2}{3}u_{m2} - \frac{1}{3}u_{m1} \\ v_{3n} &= -\frac{1}{3}u_{m2} - \frac{1}{3}u_{m1} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Les huit états de commutation des interrupteurs du convertisseur et les tensions modulées correspondantes sont illustrés dans le Tableau 3.1 [Ghe 08],[Ake 14].

**Tableau 3. 1** : Fonctions de connexions et les vecteurs de tension correspondants

fonction de connexion			fonction de conversion		Tension modulée		Vecteur tension
$f_{11}$	$f_{21}$	$f_{31}$	$m_1$	$m_2$	$U_{m1}$	$U_{m2}$	$\vec{u}$
0	0	0	0	0	0	0	$\vec{u}_0$
1	0	0	1	0	$U_{dc}$	0	$\vec{u}_1$
1	1	0	1	1	$U_{dc}$	$U_{dc}$	$\vec{u}_2$
0	1	0	0	1	0	$U_{dc}$	$\vec{u}_3$
0	1	1	-1	0	$-U_{dc}$	0	$\vec{u}_4$
0	0	1	-1	-1	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	$\vec{u}_5$
1	0	1	0	-1	0	$-U_{dc}$	$\vec{u}_6$
1	1	1	0	0	0	0	$\vec{u}_7$



**Fig. 3.6** : Position des vecteurs de tension dans le repère ( $u_{m1}$ ,  $u_{m2}$ )

### 3.4.2. Modélisation du bus continu

La tension du bus continu est imposée par le condensateur et elle est obtenue par intégration de son courant issu du courant PV et celui modulé par le convertisseur:

$$i_c = i_{pv} - i_r \quad (3.12)$$

$$U_{dc} = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (3.13)$$

### 3.4.3. Modèle du filtre et de la connexion au réseau électrique

Le convertisseur coté réseau est relié à ce dernier à travers un filtre triphasé (Fig. 3.5). Celui-ci a pour rôle d'atténuer les harmoniques de courant. Suivant la Fig. 3.5, les courants injectés dans le réseau à travers le filtre (L) sont gouvernés par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \\ v_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b \\ v_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c \\ I_{pv} = C \frac{dV_{dc}}{dt} + I_{inv} \end{cases} \quad (3.14)$$

Il est à noter que l'Eq. (14) est non linéaire et multivariables. Son modèle équivalent dans le repère synchrone de Park (d,q) tournant à la fréquence angulaire du réseau est donné par Eq. (3.15).

$$\begin{cases} v_d = e_d + R.i_d + L \frac{di_d}{dt} + \omega.L.i_q \\ v_q = e_q + R.i_q + L \frac{di_q}{dt} - \omega.L.i_d \end{cases} \quad (3.15)$$

Nous constatons que l'Eq.( 3.15) contient des termes de couplage entre les deux axes d et q, une compensation de ces tensions de couplage doit être ajoutée dans le contrôle des courants.

La valeur de l'inductance du filtre est déterminée par [Mar 13] :

$$L = \frac{\sqrt{2}V_g}{4f_{sw}\Delta I_L} \quad (3.16)$$

Avec :

$\Delta I_L$  : le courant d'ondulation tolérable ;

$V_g$  : la tension du réseau ;

$f_{sw}$  : la fréquence de commutation de l'onduleur.

### 3.5. COMMANDE DE L'ONDULEUR PAR MLI VECTORIELLE DIRECTE (MLIVD)

#### 3.5.1. Présentation de la MLIVD

La détermination des ordres de commandes des interrupteurs c.à.d la génération des états des fonctions de connexions  $f_{ij}$  a fait l'objet de nombreuses publications [Hol 93],[Ben 15]. Bien que différentes par leur nature, les stratégies de commande reposent toutes sur le principe de la modulation. Le premier objectif du système de modulation et de commande est de concevoir une stratégie permettant de générer une amplitude maximale pour le fondamental de la tension ondulée (alternative) et des amplitudes minimales aux fréquences inutiles pour la charge utilisée. Pour y parvenir, le fonctionnement de l'onduleur est généralement analysé en utilisant le concept géométrique du vecteur spatial instantané [Ghe 08].

Pour ce type de convertisseurs, les stratégies de commutation à MLI intersective (carrier based modulation: CBM) et la MLI vectorielle (Space Vector Modulation : SVM) sont souvent considérées comme les stratégies de modulation les plus populaires. La commande SVM a plusieurs avantages par rapport à la stratégie de commutation MLI classique, à cause d'une meilleure utilisation du bus continu, moins d'harmoniques sur les courants et les tensions et moins de pertes dues aux commutations [Ahm 13].

Dans cette section nous présentons une stratégie de modulation spécifique : Modulation de Largeur d'Impulsion Vectorielle Directe (MLIVD) [Ghe 08]. La stratégie de la MLID consiste à générer les états de commutation du convertisseur dans le plan des tensions composées ( $u_{13}$ ,  $u_{23}$ ) sans passer par la transformation triphasé-diphasé.

D'après le diagramme de la Fig. 3.6, nous constatons que les six vecteurs divisent le plan ( $u_{m1}$ ,  $u_{m2}$ ) en six secteurs. Dans chaque secteur le vecteur de tension de référence est généré par la combinaison de deux vecteurs adjacents en plus du vecteur nul.

Le vecteur de la tension de référence est défini comme suit :

$$\vec{u}_m = \frac{t_1}{T_m} \vec{u}_x + \frac{t_2}{T_m} \vec{u}_y + \frac{t_0}{T_m} \vec{u}_z, \quad (3.17)$$

Avec  $\vec{u}_x, \vec{u}_y$  sont les deux vecteurs limitant le secteur.

#### 3.5.2. Détection du secteur

Chaque secteur est défini par son angle. Le vecteur de tension de référence crée un angle  $\theta$  avec l'axe  $u_{m2}$  :  $\theta = \tan^{-1}\left(\frac{u_{m1}}{u_{m2}}\right)$ .

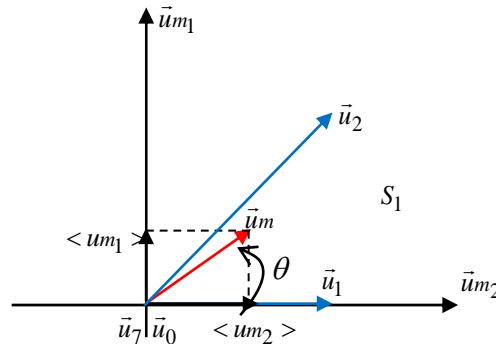


Nous avons alors:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{if } 0 < \theta < \pi/4 & s = 1 \\ \text{if } \pi/4 < \theta < \pi/2 & s = 2 \\ \text{if } \pi/2 < \theta < \pi & s = 3 \\ \text{if } \pi < \theta < 5\pi/4 & s = 4 \\ \text{if } 5\pi/4 < \theta < 3\pi/2 & s = 5 \\ \text{if } 3\pi/2 < \theta < 2\pi & s = 6 \end{array} \right. \quad (3.18)$$

### 3.5.3. Calcul des durées d'application des vecteurs de tension

La durée d'application des vecteurs de tension est déterminée par la projection du vecteur tension sur les axes du plan  $(u_{m1}, u_{m2})$ . Pour mieux comprendre le principe nous donnons un exemple dans le cas d'un positionnement du vecteur de référence dans le premier secteur, comme l'illustre la Fig. 3.7.



**Fig. 3. 7 :** Position du vecteur de référence dans le secteur 1.

Les vecteurs adjacents sont  $\vec{v}_1 = \vec{u}_1$ ,  $\vec{v}_2 = \vec{u}_2$ ,  $\vec{v}_0 = \vec{u}_{0,7}$ , les durées d'application de ces vecteurs sont respectivement  $t_1$ ,  $t_2$  et  $t_0$ . La somme des durées d'application des trois vecteurs (deux adjacents et un nul) est égale à la période de modulation, donc il suffit de déterminer deux durées et nous en déduisons la troisième à partir de la relation suivante :

$$T_m = t_1 + t_2 + t_0 \quad (3.19)$$

On exprime  $t_0$  en fonction de  $t_1$  et  $t_2$ , et on remplace dans Eq. 3.17:

$$\vec{u}_m = \frac{t_1}{T_m} \vec{u}_1 + \frac{t_2}{T_m} \vec{u}_2 + \vec{u}_1 \frac{(T_m - t_1 - t_2)}{T_m} \vec{u}_0 \quad (3.20)$$

$$\vec{u}_m = \frac{t_1}{T_m} (\vec{u}_1 - \vec{u}_0) + \frac{t_2}{T_m} (\vec{u}_2 - \vec{u}_0) + \vec{u}_0 \quad (3.21)$$

En utilisant la projection sur les deux axes, on obtient :

**Sur  $u_{m1}$  :**

$$\begin{cases} u_1 - u_0 = 0 \\ u_2 - u_0 = u_{dc} \end{cases} \quad (3.22)$$

**Sur  $u_{m2}$  :**

$$\begin{cases} u_1 - u_0 = u_{dc} \\ u_2 - u_0 = u_{dc} \end{cases} \quad (3.23)$$

A partir des équations précédentes, les durées d'application sont données par les expressions suivantes:

$$\begin{cases} t_1 = \frac{\langle u_{m2} \rangle - \langle u_{m1} \rangle}{u_{dc}} T_m \\ t_2 = \frac{\langle u_{m1} \rangle}{u_{dc}} T_m \end{cases} \quad (3.24)$$

En effectuant le changement de variable suivant:

$$X = \frac{\langle u_{m2} \rangle}{U_{dc}} T_m \text{ et } Y = \frac{\langle u_{m1} \rangle}{U_{dc}} T_m \quad (3.25)$$

Nous obtenons finalement les temps  $t_1$ ,  $t_2$  et  $t_0$  donnés par :

$$\begin{cases} t_1 = X - Y \\ t_2 = Y \\ t_0 = T_m - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (3.26)$$

Les durées d'application des vecteurs de tension adjacents dans les six secteurs sont données dans le tableau ci-dessus :

**Tableau 3. 2 :** Calcul des temps d'application des vecteurs tensions dans chaque secteur.

t/S	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
$t_1$	X-Y	X	Y	Y-X	-X	-Y
$t_2$	Y	Y-X	-X	-Y	X-Y	X

### 3.6. SYNCHRONISATION DE L'ONDULEUR AVEC LE RESEAU PAR LA PLL

#### 3.6.1. Principe de base de la PLL

Pour assurer un bon raccordement du système PV au réseau électrique, les tensions de sortie du convertisseur doivent avoir les mêmes caractéristiques du réseau pour chaque phase.

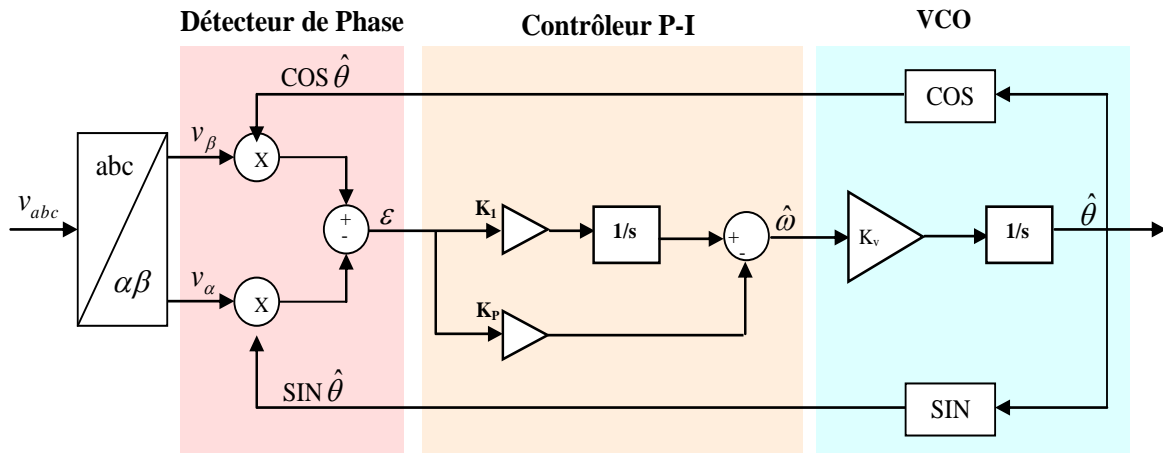
Les circuits à boucle de verrouillage de phase, ou phase locked loop en anglais (PLL), sont capables de suivre rapidement la tension du réseau électrique. Ces circuits sont utilisés pour un nombre accru d'équipements raccordés au réseau électrique. Il s'agit donc, comme leur nom l'indique, d'un asservissement de phase dont le rôle est d'asservir la phase d'un oscillateur local à celle d'un signal extérieur.

La configuration de la PLL retenue est présentée sur le schéma de la Fig. 3.8, elle est basée sur le principe rapporté dans [Ake 12], où  $\theta$  est l'angle du signal,  $\hat{\theta}$  et  $\hat{\omega}$  sont l'angle et la pulsation estimée du signal, respectivement. La PLL se compose d'un détecteur de phase, d'un contrôleur PI et d'un oscillateur commandé en tension (VCO).

Dans l'analyse de l'algorithme, nous assumons que les signaux triphasés sont équilibrés et symétriques. Ils sont définis par le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \cos(\omega t + \varphi) \\ V \cos(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ V \cos(\omega t + \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \cos(\theta) \\ V \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ V \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Où  $V$  est l'amplitude maximale du signal,  $\omega$  et  $\varphi$  représentent respectivement la pulsation (rad/s) et la phase (rad) des signaux sinusoïdaux.



**Fig. 3.8 :** Bloc diagramme de la boucle à verrouillage de phase.

La première étape de l'algorithme consiste à convertir les tensions du référentiel (ABC) au référentiel ( $\alpha\beta$ ) en utilisant la transformation ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = K_{abc-\alpha\beta} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Avec la transformation  $(\alpha \beta)$ , nous pouvons extraire le sinus et le cosinus de l'angle:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \cos(\theta) \\ V \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ V \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

### 3.6.2. Détecteur de phase (Phase Detector)

Pour le détecteur de phase, nous employons les propriétés trigonométriques suivantes :

$$\begin{aligned} \sin(A + B) &= \sin(A)\cos(B) + \cos(A)\sin(B) \\ \sin(A - B) &\approx A - B \text{ pour } A \approx B \end{aligned} \quad (3.30)$$

$$\begin{bmatrix} \cos(A + B) \\ \sin(A + B) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(A) & -\sin(A) \\ \sin(A) & \cos(A) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(B) \\ \sin(B) \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

En analysant le circuit du détecteur de phase illustré dans le schéma fonctionnel de la Fig.

3.8, nous obtenons le résultat suivant :

$$\begin{aligned} \varepsilon &= V_\beta \cos(\hat{\theta}) - V_\alpha \sin(\hat{\theta}) \\ &= V \sin(\theta - \hat{\theta}) \end{aligned} \quad (3.32)$$

Par conséquent, une fois que la PLL est à verrouillage de phase, c-à-d  $\theta \approx \hat{\theta}$ , l'équation ci-dessus peut être linéarisée tels que :

$$\varepsilon \simeq V (\theta - \hat{\theta}) \quad (3.33)$$

### 3.6.3. Oscillateur commandé en tension (Voltage Controlled Oscillator)

Suivant les indications de la Fig. 3.8, le schéma fonctionnel de l'oscillateur commandé en tension inclut un gain  $K$ , un intégrateur et un générateur de sinus et de cosinus. L'entrée du VCO est la fréquence estimée  $\hat{\omega}$  et les sorties sont l'angle estimé  $\hat{\theta}$ ,  $\cos(\hat{\theta})$  et  $\sin(\hat{\theta})$ .

Par conséquent, la relation entre-sortie est:

$$\frac{\hat{\theta}}{\hat{\omega}} = K_v \frac{1}{S} \quad (3.34)$$

### 3.6.4. Détermination du régulateur PI

Le contrôleur PI doit être conçu pour une attraction rapide de la phase (la fonction de transfert globale doit avoir un amplitude de 1 et un retard de phase le plus faible possible), et aussi une bonne immunité contre le bruit de haute fréquence. La fonction de transfert du contrôleur PI suivant les indications du schéma est :

$$\frac{\hat{\omega}}{\varepsilon} = K_P + K_I \frac{1}{S} \quad (3.35)$$

En utilisant les équations ci-dessus, nous pouvons obtenir l'équation de système global linéarisé, qui est donnée par l'expression ci-dessous :

$$\frac{\hat{\omega}}{\varepsilon} \times \frac{\hat{\theta}}{\hat{\omega}} = \frac{\hat{\theta}}{\varepsilon} = K_V \frac{1}{S} \times \left( K_P + K_I \frac{1}{S} \right) \quad (3.36)$$

Où:

$$\varepsilon = V(\theta - \hat{\theta}) = \frac{\hat{\theta}}{K_V \frac{1}{S} \times \left( K_P + K_I \frac{1}{S} \right)} \quad (3.37)$$

Si nous considérons  $K_V = 1$ , nous obtenons :

$$\frac{\hat{\theta}}{\theta} = \frac{V.(K_P S + K_I)}{S^2 + V.K_P.S + V.K_I} = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (3.38)$$

Les paramètres de la boucle du second ordre doivent satisfaire les conditions suivantes :

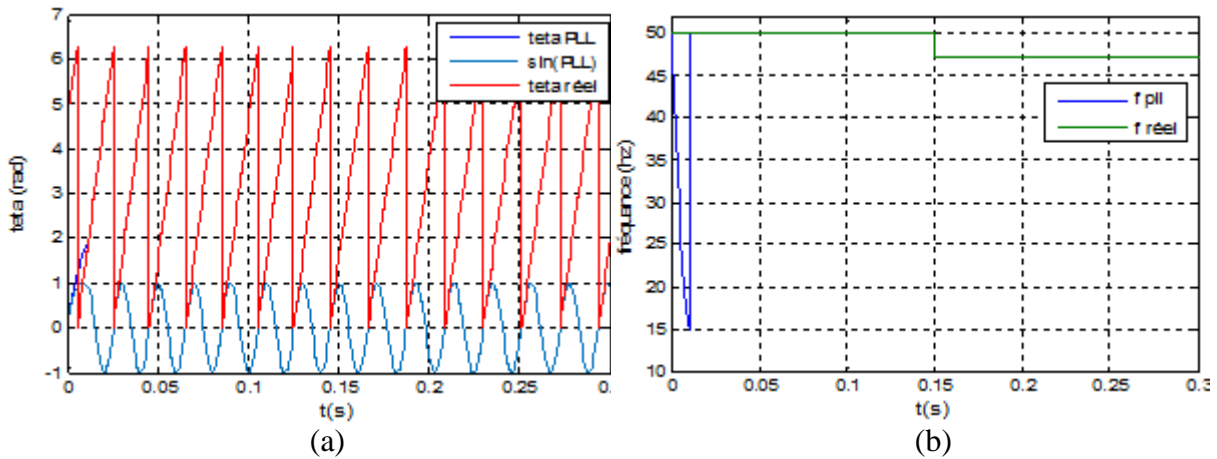
$$\begin{cases} \omega_0 \geq 2\pi f_0 \\ \xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (3.39)$$

Pour le cas considéré, la valeur de la tension (V) est 230V et les valeurs de  $K_P$  et  $K_I$  sont fixés à 10 et 40 respectivement. La fonction de transfert du système devient :

$$\frac{\hat{\theta}}{\theta} = \frac{2300S + 9200}{S^2 + 2300S + 9200} \quad (3.40)$$

### 3.6.5. Résultats de la synchronisation par PLL

Un système triphasé équilibré avec possibilité de varier la fréquence est généré sous Simulink/Matlab pour être utilisé comme sources d'entrées dans le programme de la PLL que nous avons développé. La sortie de la PLL est illustrée sur la Fig. 3.9. Nous constatons que la boucle de la PLL est capable de suivre d'une manière satisfaisante aussi bien la phase que la fréquence.



**Fig. 3. 9 :** Résultats de simulation de la PLL, (a) : angle réel ( $\theta_{réel}$ ), angle donnée par la PLL( $\theta_{PLL}$ ) et  $\text{Sin}(\theta_{PLL})$ , (b) : Fréquence réelle et fréquence de la PLL.

### 3.7. Architecture de la commande du système global

La fonction principale du convertisseur dans le système de conversion de l'énergie photovoltaïque raccordé au réseau électrique a une double fonction : synchroniser le système avec le réseau (V et f), contrôler et optimiser le flux énergétique pendant les périodes de fonctionnement du système. Pour ce faire, plusieurs stratégies de commande sont proposées dans la littérature afin de contrôler ces convertisseurs.

La stratégie de contrôle considérée est basée sur la commande vectorielle avec orientation de la tension (voltage oriented control : VOC). La commande en courant du convertisseur dans le repère tournant (dq) présente un précieux avantage à savoir que dans ce cas, les grandeurs régulées sont des grandeurs continues. La régulation de l'onduleur se fait sous forme d'une régulation en cascade, des boucles internes régulent les courants des phases et une boucle externe régule la tension du condensateur [Ake 16].

#### 3.7.1. Régulation du bus continu

Le principe de régulation du bus continu est illustré sur la Fig. 3.10. La puissance transitée au bus continu s'exprime par :

$$P_{dc} = U_{dc} \cdot i_{pv} \quad (3.41)$$

La puissance stockée dans le condensateur s'exprime par :

$$P_C = U_{dc} \cdot i_C \quad (3.42)$$

La référence de la puissance stockée dans le condensateur est donc rendue variable par modification de la référence du courant capacitif.

$$P_{C\_ref} = U_{dc} \cdot i_{C\_ref} \quad (3.43)$$

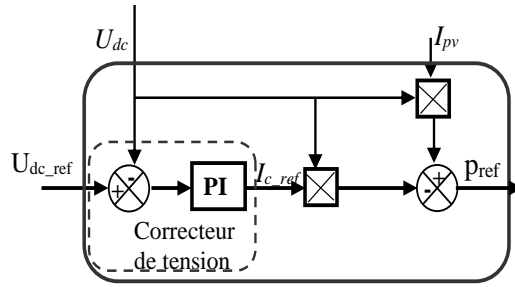


Fig. 3. 10 : Principe de la régulation du bus continu.

Le réglage du bus continu est réalisé au moyen d'une boucle de régulation permettant de maintenir une tension constante du bus continu en utilisant un correcteur proportionnel intégral générant la référence du courant à injecter dans le condensateur ( $i_{c-ref}$ ). Il est à noter que la tension de référence  $U_{dc-ref}$  est obtenue à partir de l'algorithme MPPT présenté précédemment. Cela implique que la tension du bus continu va varier selon les conditions climatiques mais dans une moindre mesure puisque les tensions pour lesquelles la puissance est maximale sont très proches.

Quatre critères jouent un rôle essentiel dans le choix du condensateur du bus continu [Lis 04].

$$C_{dc} > \frac{T_r \Delta P_{max}}{2 V_0 \Delta V_0} \quad (3.44)$$

Où :

$T_r$ : le retard introduit par le filtrage de la tension continue et la boucle de commande du courant ;

$P_{max}$  : la variation maximale de la puissance sur le bus à courant continu ;

$V_0$  : la tolérance de tension permise sur le bus à courant continu.

Il est évident qu'il y a un compromis entre ces facteurs. Habituellement, plus la capacité du condensateur de liaison à courant continu est grande, plus les performances du système sont meilleurs. Cependant, ce choix est limité par des considérations de coût, de taille et de sécurité.

### 3.7.2. Régulation des courants de sorties

La Fig. 3.11 décrit la représentation des grandeurs alternatives dans le plan diphasé (dq). Pour avoir un découplage entre les puissances active et réactive, le principe de la commande VOC consiste à aligner la tension du réseau avec l'axe d du plan d-q, sachant que les expressions des puissances active et réactive dans le plan d-q sont données par :

$$\begin{cases} P = (v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q) \\ Q = (v_d \cdot i_q - v_q \cdot i_d) \end{cases} \quad (3.45)$$

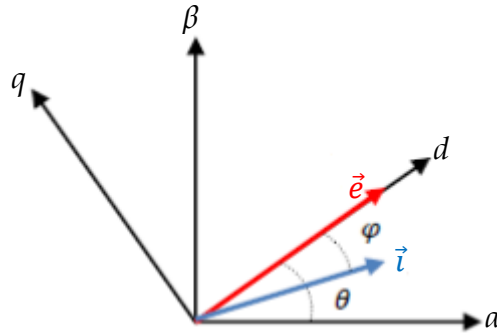


Fig. 3. 11: Diagramme vectoriel dans les plans  $\alpha$ - $\beta$  et  $d$ - $q$ .

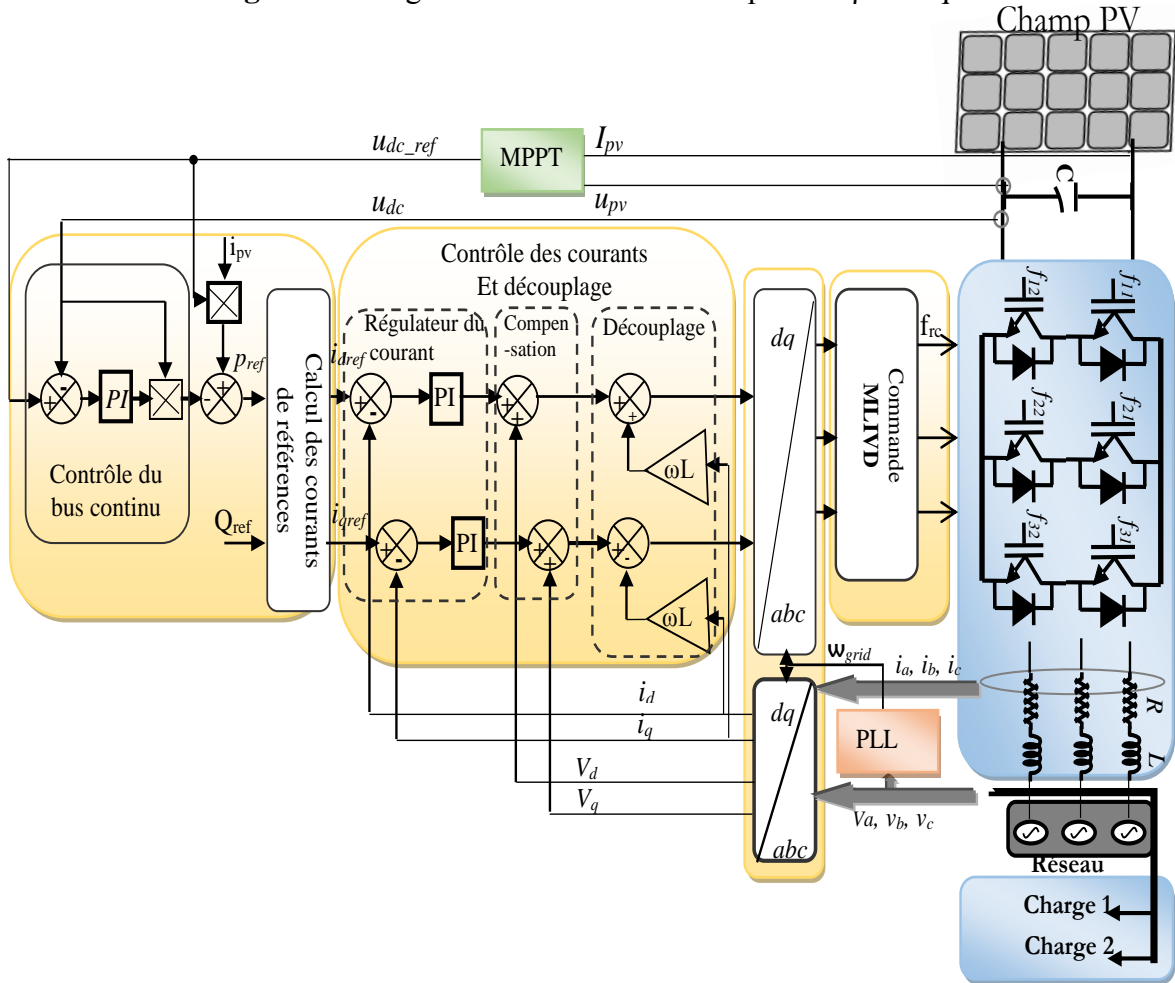


Fig. 3. 12 : Structure de la commande vectorielle (VOC) de l'onduleur raccordé au réseau.

Le contrôle des puissances active et réactive injectées dans le réseau revient donc au contrôle des courants  $i_d$  et  $i_q$  de la manière suivante :

$$\begin{cases} i_{d\_ref} = \frac{P_{ref} v_d + Q_{ref} v_q}{V_d^2 + V_q^2} \\ i_{q\_ref} = \frac{P_{ref} v_d - Q_{ref} v_q}{V_d^2 + V_q^2} \end{cases} \quad (3.46)$$



La représentation sous forme d'un schéma bloc de tout le dispositif de commande est montrée sur la Fig. 3.12.

### 3.7.3. Résultats de simulation

#### 3.7.3.1. Simulation de l'injection de la totalité de la puissance dans le réseau

Pour évaluer les performances du système PV raccordé au réseau triphasé, nous étudions dans une première étape le comportement du système lorsqu'il est soumis à une variation d'éclairement solaire, avec injection de la totalité de la puissance produite dans le réseau. Le système de contrôle est fiable s'il arrive à assurer les deux fonctions, de poursuite du point de puissance maximale et de la génération d'un courant synchronisé avec le réseau conformément aux standards internationaux.

L'éclairement a été varié par échelons de  $200\text{W/m}^2$ , de  $1000\text{w/m}^2$  à  $600\text{W/m}^2$  (Fig. 3.13) et la température étant fixée à  $25^\circ\text{C}$ . La référence de la puissance réactive est maintenue nulle.

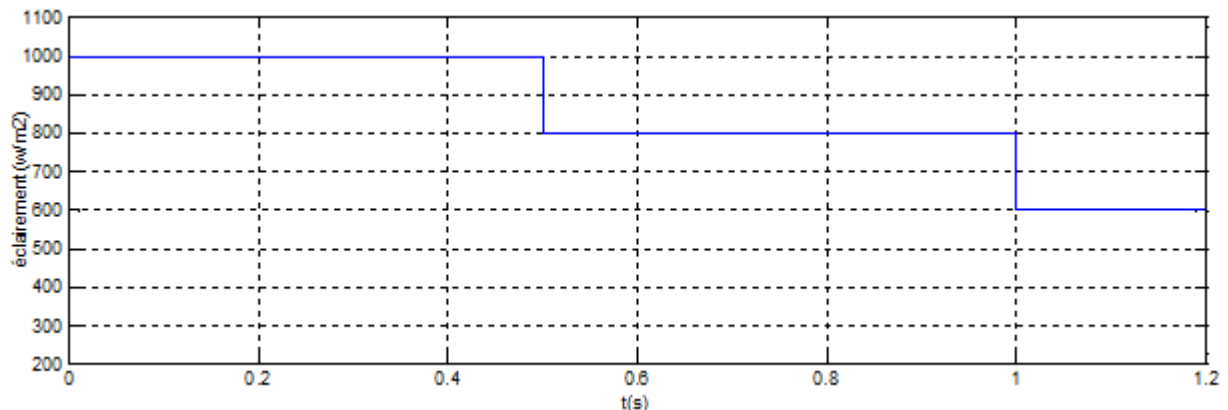


Fig. 3. 13: Profil de l'éclairement.

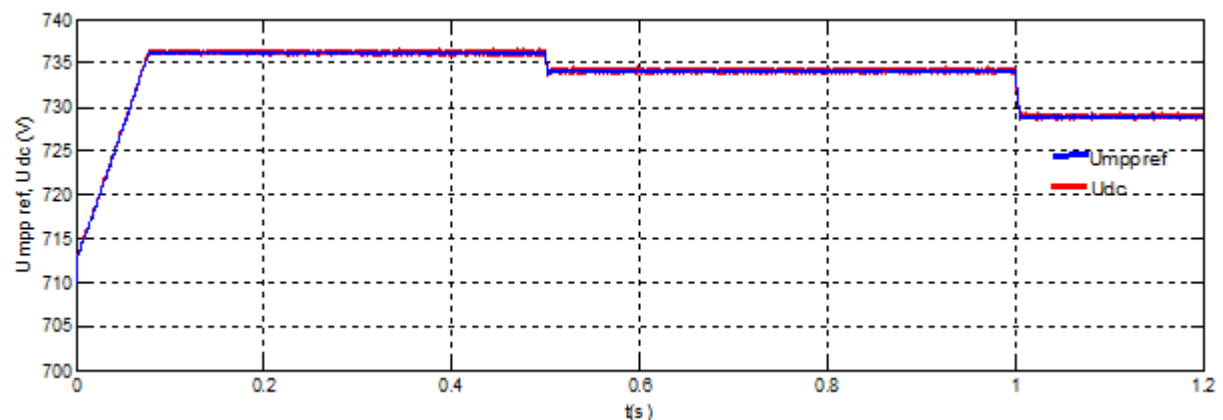


Fig. 3. 14: Tension de référence  $U_{mppref}$  et la tension du bus-continu.

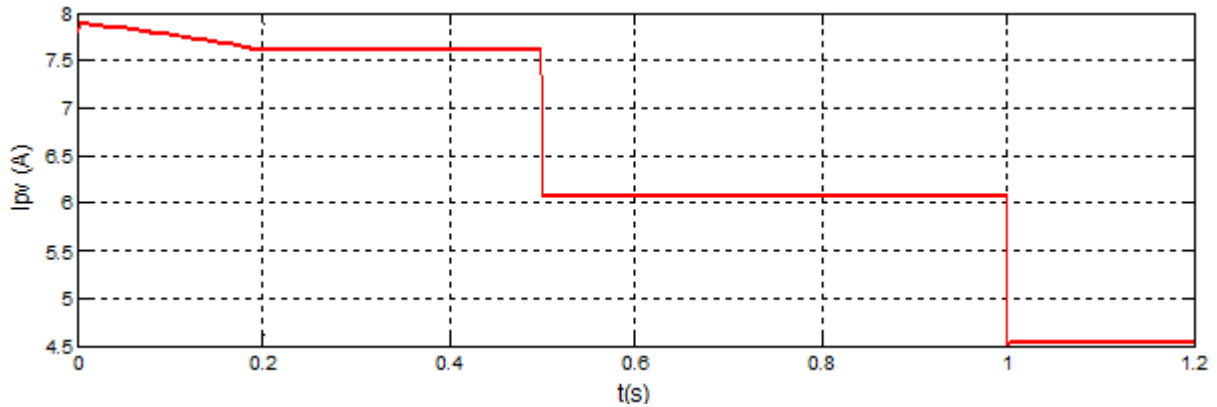


Fig. 3. 15 : Courant généré par le champ photovoltaïque

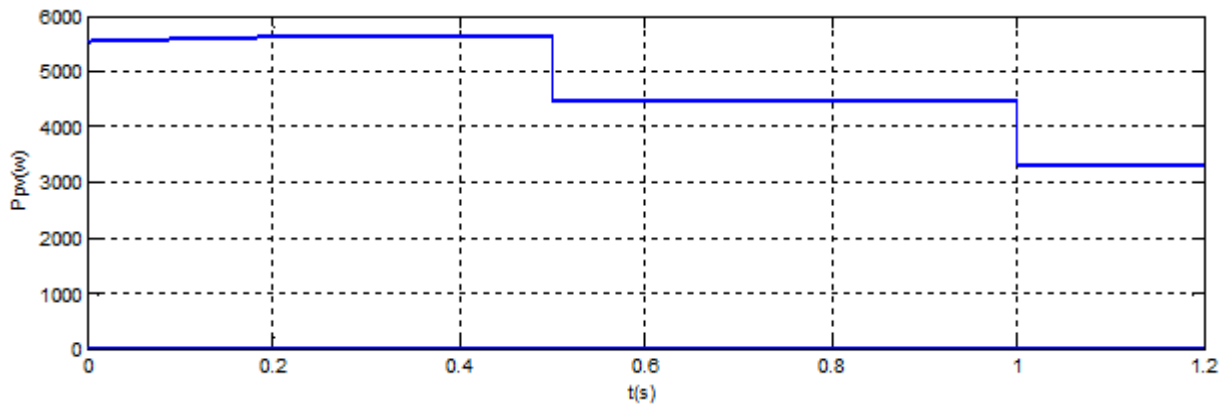


Fig. 3. 16 : Puissance DC produite par le champ photovoltaïque.

La Fig. 3.14 représente le comportement de la tension du bus continu  $U_{dc}$  vis-à-vis la variation de l'éclairement. Nous constatons que pour chaque variation d'éclairement, le point de puissance maximale est rapidement suivi par l'algorithme MPPT (P & O). On a un compromis entre le suivi rapide du MPP et l'erreur de puissance, le choix de la valeur de la perturbation de la tension ( $\Delta v$ ) doit donc être optimisée. Nous pouvons noter que, malgré la plage de variation de l'éclairement est importante (de 1000 à 600 W/m<sup>2</sup>), alors que la tension  $U_{MPPT}$  se situe dans une plage de variation réduite entre 736V et 729V. Les Fig. 3.15 et Fig. 3.16 représentent respectivement le courant et la puissance DC produite par le champ PV.

Nous avons imposé un courant de référence pour l'axe en quadrature ( $i_q$ ) égal à zéro afin d'avoir un facteur de puissance unitaire. Nous remarquons que le courant  $i_q$  suit sa valeur de référence. D'après la Fig. 3. 17, la composante directe du courant ( $i_d$ ) tend vers sa référence en fonction de la variation de l'éclairement puisqu'elle est liée à la quantité de puissance générée par le champ photovoltaïque. Le même comportement se retrouve sur l'allure de la puissance active injectée dans le réseau, comme l'illustre la Fig. 3.18.

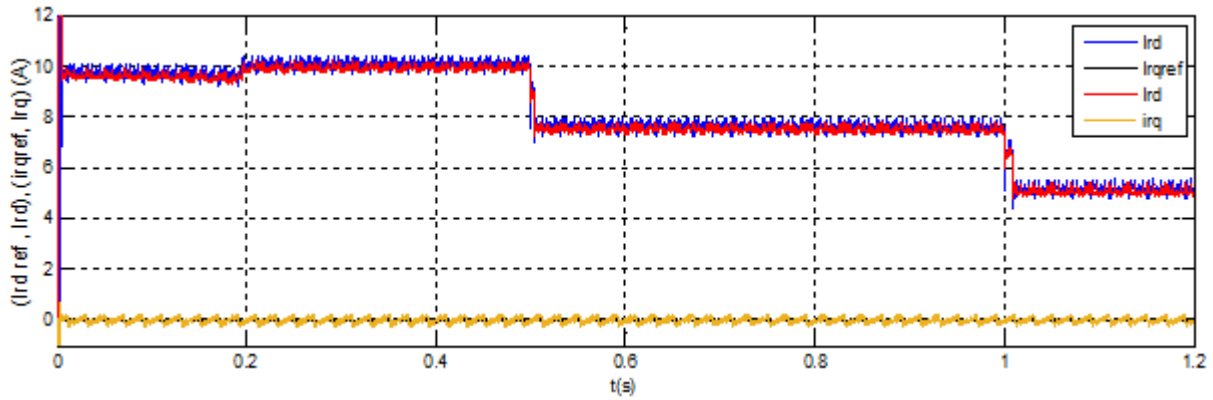


Fig. 3.17 : Courants de références et courants mesurés dans le repère (dq).

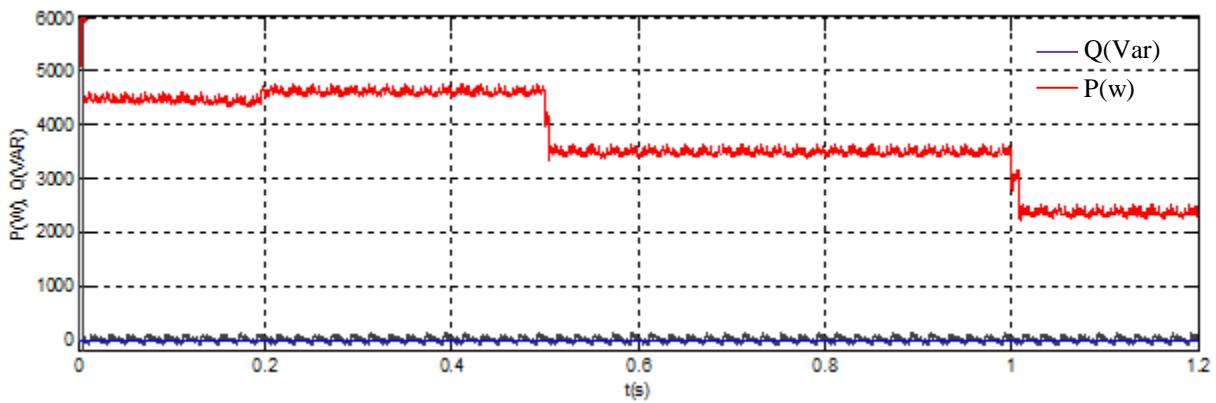


Fig. 3.18 : Puissance active et réactive injectées dans le réseau.

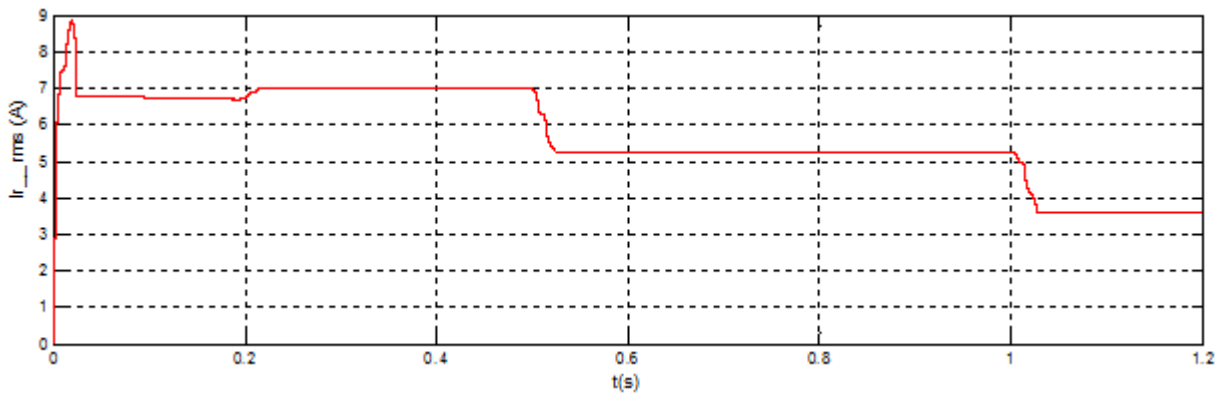


Fig. 3.19 : Courant efficace (RMS) de la phase (a).

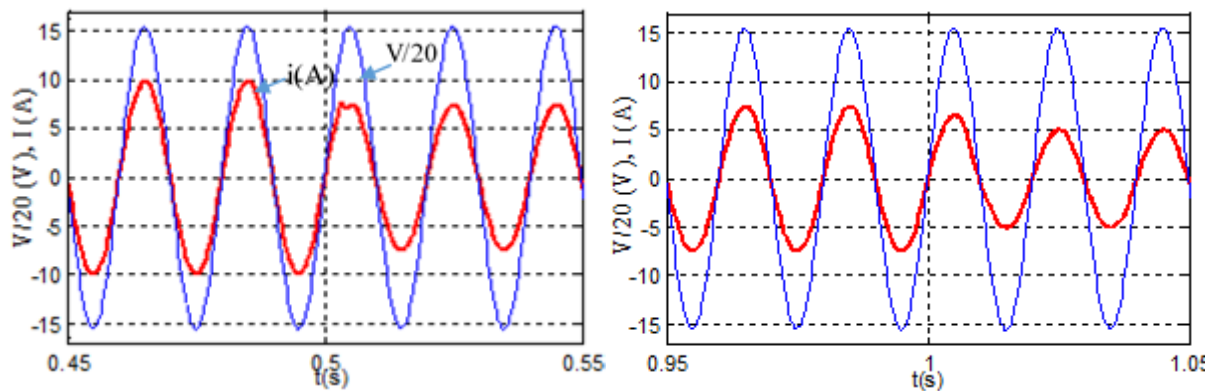


Fig. 3.20 : Tension et courant injecté dans la phase (a).

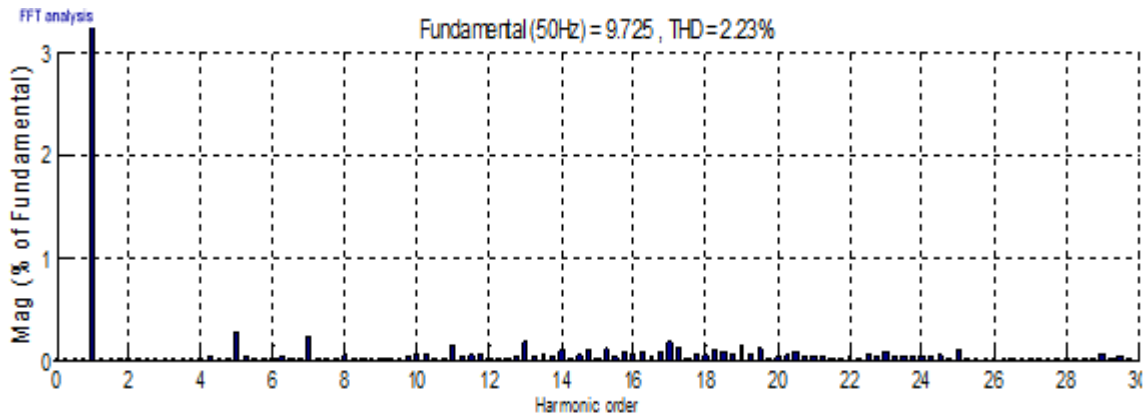


Fig. 3. 21 : THD du courant injecté dans la phase (a).

La Fig. 3.19 donne l'allure de la valeur efficace du courant dans la phase (a). Conjointement, le courant de phase reste synchronisé avec la tension du réseau (Fig. 3.20) et un facteur de puissance unitaire est assuré.

La Fig. 3.21 représente le spectre d'harmoniques du courant de la phase pour un éclairage de 1000 w/m<sup>2</sup>. Le THD (2.23%) est bien en dessous de 5%, la limite généralement fixée par les standards (ex :IEEE 519-1992). Sur le Tableau 3.3 nous présentons les THD du courant de phase (a) obtenus pour les différentes valeurs d'éclairage simulés. Nous constatons que ces valeurs de THD sont dans les limites fixées par les normes.

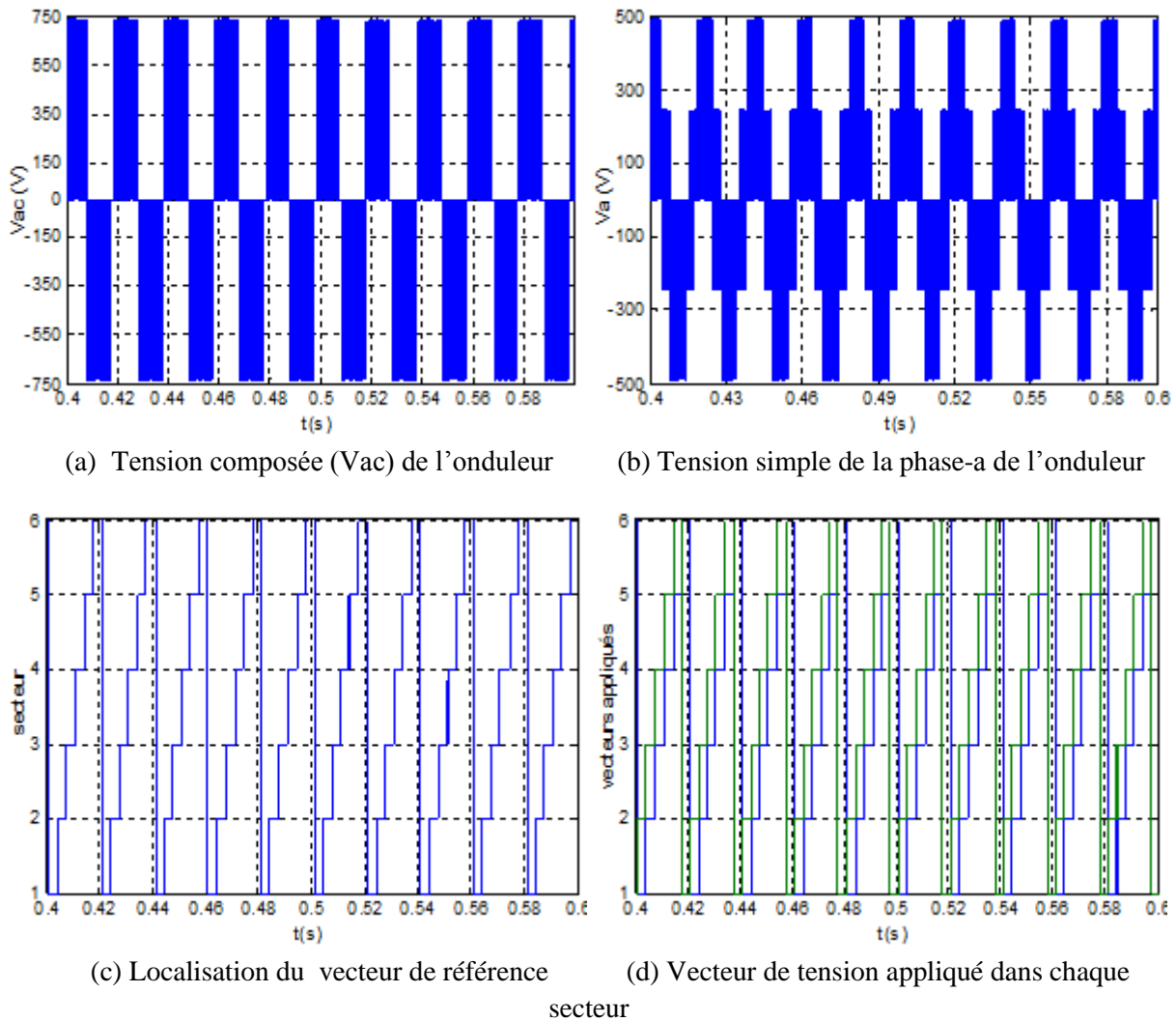
Tableau 3. 3 : THD du courant de phase (a) pour différents éclairage

Eclairage (W/m <sup>2</sup> )	THD (%)
1000	2.23
800	2.46
600	2.7

Les harmoniques de courant sont repoussées vers les hautes fréquences. Ceci facilite le filtrage des harmoniques de courant et permet d'obtenir un courant quasi-sinusoïdal.

Les résultats concernant l'application de la MLI vectorielle directe (MLIVD) sont illustrés sur la Fig. 3.22. Les Fig. 3.22.a et Fig. 3.22.b présentent respectivement la tension composée et simple à la sortie de l'onduleur, nous constatons que la tension composée commutée à l'entrée de l'onduleur est celles donnée par le bloc MPPT.

Les différents secteurs parcourus par le vecteur de tension de référence ainsi que les vecteurs de tensions appliqués sont présentés sur les Fig.3.22.c et Fig. 3.22.d, respectivement.



**Fig. 3. 22** : Résultats de simulation de la MLI vectorielle directe (MLIVD).

Il est clairement observé que la génération du vecteur de tension de référence est garantie par l'application des vecteurs adjacents comme représenté sur la Fig. 3.22.c et la Fig. 3.22.d en fonction de la localisation de la tension de référence.

### 3.7.3.2. Simulation de l'alimentation d'une charge variable raccordée au réseau

La réponse du système pour la même allure d'éclairément (Fig. 3.13) sous différent profil de la charge est étudiée dans cette section. À travers cette simulation nous nous intéressons à l'échange du flux de puissance entre les différents composants du système.

Le système sous test est simulé en premier temps avec une charge de (3 kW, 600 VAR) dans un intervalle de temps de  $t \in [0s, 0.4s]$ . Les courants RMS au point de couplage commun (PCC) sont présentés sur la Fig. 3.23. De même, les courants instantanés de la phase (a) ainsi que la tension du réseau sont représentés sur la Fig. 3.24. L'échange de flux de puissance active et réactive dans le système est illustré respectivement sur les Fig. 3.25 et Fig. 3.26. Nous constatons que l'excédent de la puissance PV est injecté dans le réseau et la puissance réactive

de la charge est fournie par l'onduleur. En outre, cet effet est bien illustré sur l'allure de la composante du courant  $i_q$  de sortie de l'onduleur (Fig. 3.27).

De  $t \in [0.4s, 0.7s]$ , la puissance active de la charge est passée de 3kW à 5kW. Il est clair d'après la Fig. 3.25 que la puissance produite par le générateur photovoltaïque ne suffit pas la charge, ce qui fait que le réseau intervient pour combler le manque de puissance ( $P_{rés} = -1500W$ ). Le courant du réseau est maintenant en opposition de phase par rapport à la tension du réseau. A  $t = 0,7$  s, la charge devient complètement active, les résultats montrent que tous les courants sont maintenant en phase avec la tension du réseau.

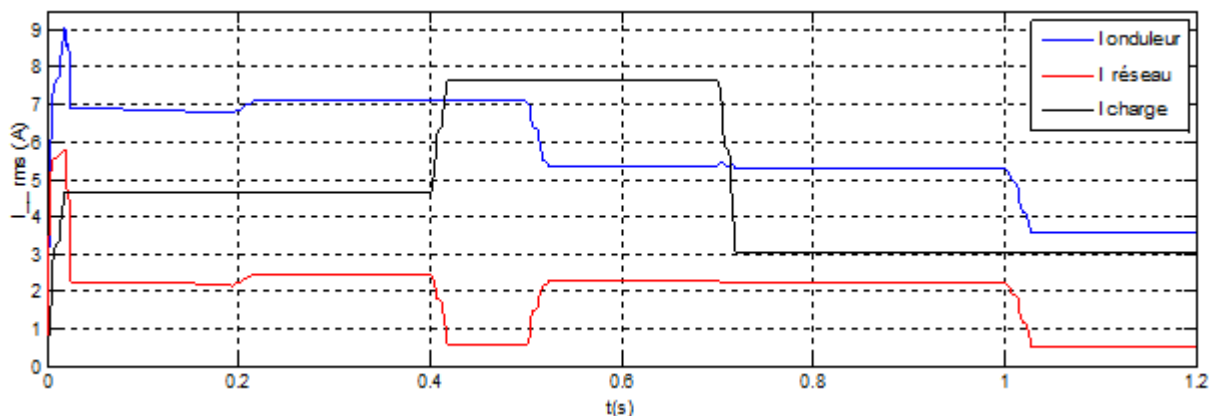


Fig. 3. 23 : Courants efficaces (RMS) de la phase (a).

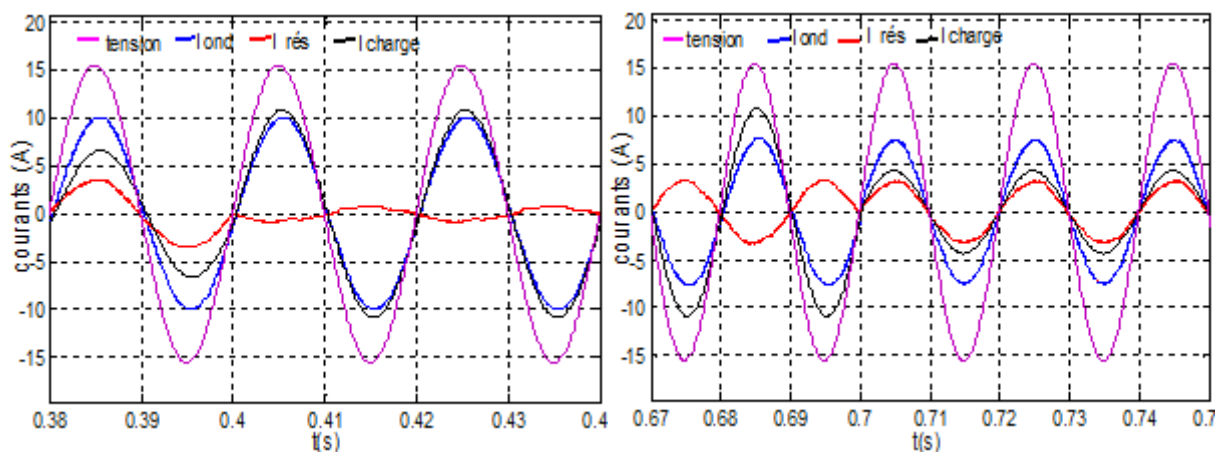


Fig. 3. 24 : Tension et courants au point de couplage commun (PCC) de la phase (a).

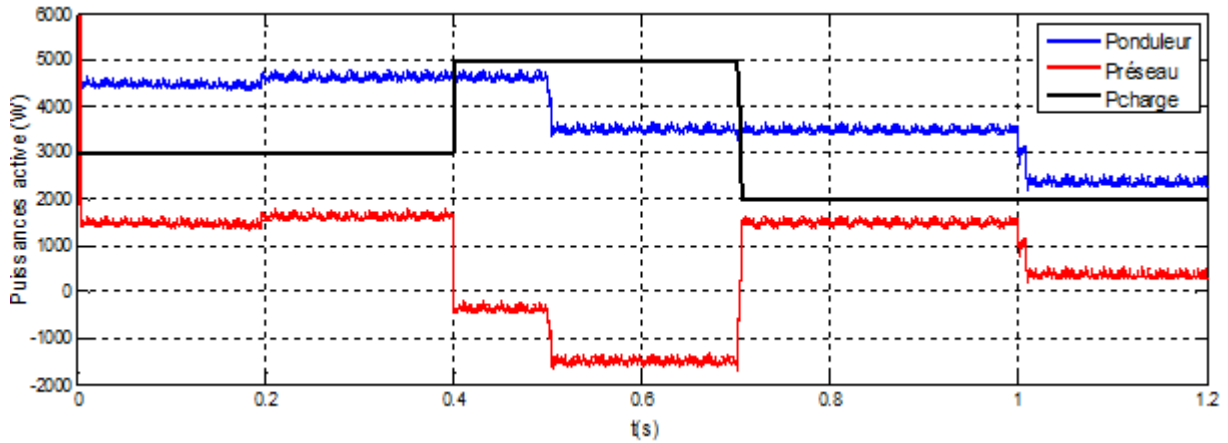


Fig. 3. 25 : Transfert de la puissance active dans le système étudié.

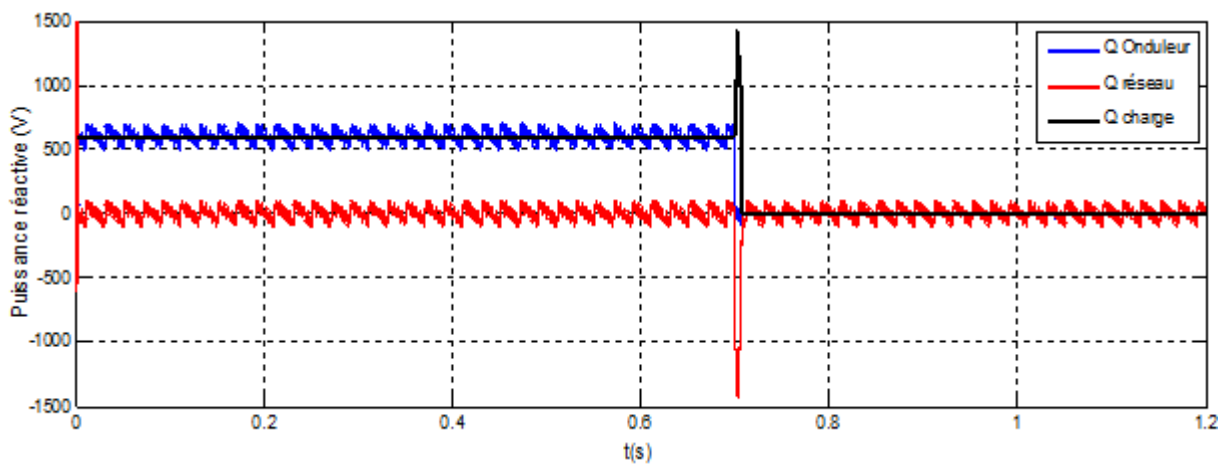


Fig. 3. 26 : Transfert de la puissance réactive dans le système.

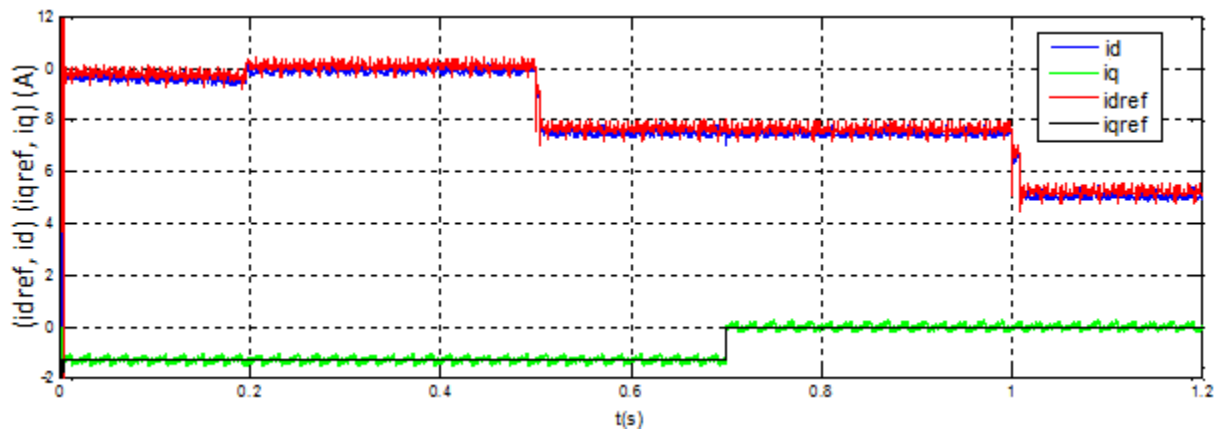


Fig. 3. 27 : Courants de références et mesurés dans le repère (dq).

### 3.8. PROBLEMATIQUE D'ÎLOTAGE DANS LES SYSTEMES PV RACCORDES AU RESEAU

L'interconnexion de la production décentralisée (PD) en parallèle avec le réseau électrique comporte certaines difficultés. Un des principaux problèmes provient du fait que l'opérateur du réseau électrique n'a aucun contrôle sur ces sources. Ceci peut donc provoquer une situation d'îlotage. On dit qu'il y a îlotage quand une partie de réseau électrique comprenant

des moyen de production et des charges est déconnecté du réseau principal (séparer du réseau en amont) et que les charges de cet îlot sont entièrement alimentées par les générateurs du même îlot [Esp 11]].

Cette situation peut affecter la sécurité du personnel qui veille à l'entretien des lignes électriques, endommager les équipements du réseau lui-même ou encore ceux des consommateurs et entraîner une dégradation éventuelle de la qualité de la puissance. Cela peut aussi perturber la réalimentation de l'îlot lors de la remise en service du réseau, une différence de phase entre les tensions en amont et en aval pourrait notamment engendrer de forts courants [Tah 07]. Afin d'éviter ce problème, une interface, placée entre les sources d'énergie décentralisée et le réseau, doit donc être en mesure de détecter les situations d'îlotage et, le cas échéant, déconnecter les sources du réseau dans un délai inférieur à celui prescrit par les normes en vigueur (5 secondes selon la DIN VDE 0126-1-1, 2 secondes selon IEC 62116) [Lao 14]. Il est donc primordial de détecter toute situation d'îlotage et de réduire le temps de fonctionnement du système îloté.

### **3.8.1. Méthodes de détection d'îlotage**

Il existe de nombreuses méthodes de détection d'îlotage appliquées aux systèmes PV connectés au réseau, qui sont rapportées dans la littérature technique et leurs développements ont été résumés dans certain nombre de publications récentes [Tah 07],[Lao 14],[Iea 02],[Jer 04] [Lao 12],[Kar 16],[Li 14] et de rapports [Ye 04],[Ye 05]. Elles peuvent être classées en trois grandes classes soient les méthodes passives intégrées dans l'onduleur, les méthodes actives intégrées dans l'onduleur et les méthodes situées au niveau du réseau.

Les méthodes passives impliquent une surveillance constante de certaines grandeurs au point PCC. Lorsque ces grandeurs dépassent les limites prescrites par la méthode choisie, une commande est envoyée à l'onduleur pour arrêter l'injection de la puissance dans le réseau.

Les principales méthodes passives sont classées en cinq catégories suivantes [Ye 04]:

- Protections à seuils de fréquence et de tension ;
- Méthode RoCoF (rate of change of frequency) et ses variantes;
- Méthodes basées sur la mesure du déphasage entre courant et tension (voltage vector shift) ;
- Méthodes basées sur la mesure des harmoniques ;
- Méthodes basées sur la mesure du déséquilibre entre phases.

Ainsi, toutes ces méthodes constituent des bonnes protections de base pour les équipements des consommateurs et permettent également une certaine détection d'îlotage. Cependant, un des principaux inconvénients des méthodes passives est qu'elles possèdent une zone de non-détection (ZND) assez large. Cette zone est une représentation graphique qui



renferme tous les cas testés où le système est incapable de détecter les situations d'îlotages. Ces méthodes ne protègent donc pas adéquatement contre l'îlotage et possèdent souvent un temps de réaction trop long ne respectant pas les normes établies. Afin de résoudre ce problème, il est nécessaire de les jumeler à d'autres méthodes de détection d'îlotage.

Dans le but de réduire la taille de la zone de non-détection créée par les méthodes passives, des méthodes actives ont été développées. Ces méthodes impliquent un certain contrôle du courant de sortie de l'onduleur de manière à créer une variation de la tension au point PCC lors des situations d'îlotage. En effet, les méthodes actives utilisent généralement une rétroaction positive qui est appliquée à la fréquence ou à l'amplitude de la tension au point d'interconnexion [Cio 09]. Cette rétroaction sert à créer une perturbation qui tentera de déstabiliser le système afin de détecter plus rapidement les situations d'îlotage. Si une variation de la fréquence ou de l'amplitude de la tension est aperçue au point d'interconnexion, la méthode agira de façon à accentuer l'effet de cette variation en modifiant la fréquence ou l'amplitude du courant de sortie de l'onduleur dans le même sens que la variation.

Lorsque le réseau est connecté il prédomine et sa stabilité empêche toute variation en fréquence ou en amplitude au point d'interconnexion. Lorsqu'il se déconnecte, la fréquence ou l'amplitude de la tension au point d'interconnexion ont habituellement tendance à augmenter ou à diminuer selon l'état de l'équilibre de puissance dans le circuit îloté.

En termes simples, les méthodes actives introduisent des perturbations dans la puissance de sortie de l'onduleur pour un certain nombre de paramètres comme [Kar 16],[Ye 04]:

- Slip-Mode frequency Shift (SMS);
- Active Frequency Drift (AFD);
- Sandia Frequency Shift (SFS);
- Frequency jump;
- Sandia frequency shift;
- Sandia voltage shift;
- Sandia Voltage Shift (SVS);
- Impedance measurement;
- Variation de la puissance active et réactive;

Les méthodes de détection d'îlotage situées au niveau du réseau exigent l'installation de dispositifs du côté du réseau électrique local. Ces dispositifs peuvent être des bancs de condensateurs qui modifient l'impédance au point d'interconnexion lorsque le réseau est absent. Il peut aussi s'agir d'émetteurs et de récepteurs qui transmettent un signal de communication entre le réseau et le consommateur indiquant ainsi l'état du réseau à chaque

instant. En général, ces méthodes nécessitent un investissement très important rendant la production décentralisée de l'énergie souvent non rentable économiquement.

### **3.8.2. Choix de la méthode d'anti-îlotage**

Suite à une analyse des méthodes de détection d'îlotage existantes, une méthode a été sélectionnée. La méthode choisie est en fait une combinaison d'une méthode passive et d'une méthode active. Le choix d'une combinaison de méthodes a été retenu puisque cette façon permet d'accroître l'efficacité et la sûreté du système de détection d'îlotage en réduisant la ZND [Hug 03].

En premier lieu, la méthode de protection passive à seuils de fréquence et de tension servira de protection de base pour le système. En effet, l'onduleur arrête de fournir de la puissance au réseau dès que la fréquence ou l'amplitude de la tension au point PCC dépasse les limites prescrites. La deuxième méthode choisie est la méthode Active Slip-Mode Frequency Shift (SMS) [Cio 09],[Hug 03]. Cette méthode a été sélectionnée puisqu'elle semble actuellement être l'une des méthodes actives les plus efficaces pour prévenir les situations d'îlotage. En effet, elle possède l'une des ZND les plus faibles [Hug 03]. De plus, elle est facile à implémenter, peu coûteuse et elle garde son efficacité lorsque plusieurs onduleurs sont raccordés en parallèle au même point PCC. Cependant, cette méthode engendre une légère dégradation de la qualité de l'onde du courant de sortie de l'onduleur et peut causer des instabilités indésirables si le système est raccordé à un faible réseau où les sources de production décentralisée ont une certaine importance par rapport aux sources d'énergie principales du réseau. Elle demeure tout de même un bon compromis entre l'efficacité de la détection de l'îlotage, la qualité de l'onde générée et les effets sur la réponse transitoire du système. C'est pour toutes ces raisons que nous avons opté pour cette méthode.

### **3.8.3. Principe de la méthode Slip-Mode frequency Shift (SMS)**

Cette méthode utilise une rétroaction positive qui sert à déstabiliser l'onduleur lorsque le réseau est absent. La rétroaction a pour but de faire dériver la fréquence en fonction du déphasage de la tension, elle est appliquée à la phase de la tension au point d'interconnexion [Cio 09]. Cette modification de la phase a pour effet de faire varier la fréquence au point d'interconnexion. La fréquence du réseau n'est cependant pas affectée par ce changement de phase.

Normalement, l'onduleur opère avec un facteur de puissance unitaire. Ainsi, la différence de phase entre son courant de sortie et la tension au point d'interconnexion est pratiquement nulle. La méthode *SMS* modifie cette différence de phase pour la faire correspondre à une

fonction de la fréquence au point d'interconnexion comme le montre la Fig. 3.28, cette modification est intégrée dans la commande d'onduleur suivant l'Eq. (3.47) [Lao 12].

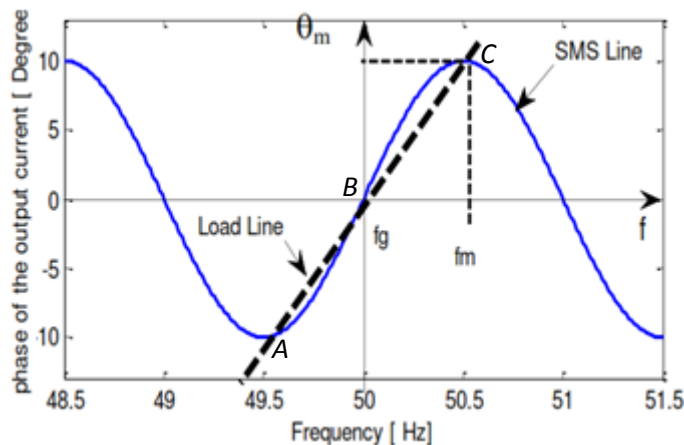
$$\theta_{SMS}[t] = \theta_m \sin\left(\frac{\pi}{2} \frac{f_v[t-1] - f_g}{f_m - f_g}\right) \quad (3.47)$$

avec :

$f_v(t-1)$  étant la fréquence des tension à l'instant (t-1),

$f_g$  et  $f_m$  représentent la fréquence nominale et maximale, respectivement.

Le déphasage entre le courant et la tension n'est alors plus fonction des passages au zéro de la tension, mais de la fréquence [Cio 09]. La droite représente la phase du courant en fonction de la fréquence aux bornes de la charge au voisinage de sa fréquence de résonance. Lorsque le réseau est connecté, les réponses en phase de la charge et de l'onduleur se coupent à une fréquence de 50 Hz et à une phase nulle (point B). Lorsque le réseau se déconnecte, si une perturbation en fréquence apparaît au point d'interconnexion, la courbe de réponse en phase de l'onduleur engendre une augmentation de l'erreur sur la phase.



**Fig. 3. 28** : Principe de la détection d'îlotage par la méthode SMS [Lao 12].

Cette erreur est produite par la rétroaction positive qui crée une instabilité. Cette instabilité de l'onduleur provoque une augmentation de la perturbation et force le système à adopter un nouveau point d'opération (point A ou C) qui, si la conception a été faite adéquatement, sera situé à l'extérieur des limites permises par le système de protection interne de l'onduleur. C'est à ce moment-là que la méthode de détection passive à seuils de fréquence et de tension intervient et déconnecte le système de production PV et l'isole du réseau.

### 3.8.4. Résultats de simulation

Afin d'étudier l'efficacité de la méthode et le comportement de tout le système (PV-onduleur –réseau-charge), plusieurs cas d'îlotage peuvent être envisagés. La surveillance de la fréquence est nécessaire puisque la déconnexion doit intervenir instantanément lors d'une variation de +/-0.5 Hz de celle-ci. Un monitoring de la tension efficace coté réseau est nécessaire pour connaître les variations et les comparer aux seuils retenus (265V comme limite maximale et 195V comme limite minimale).

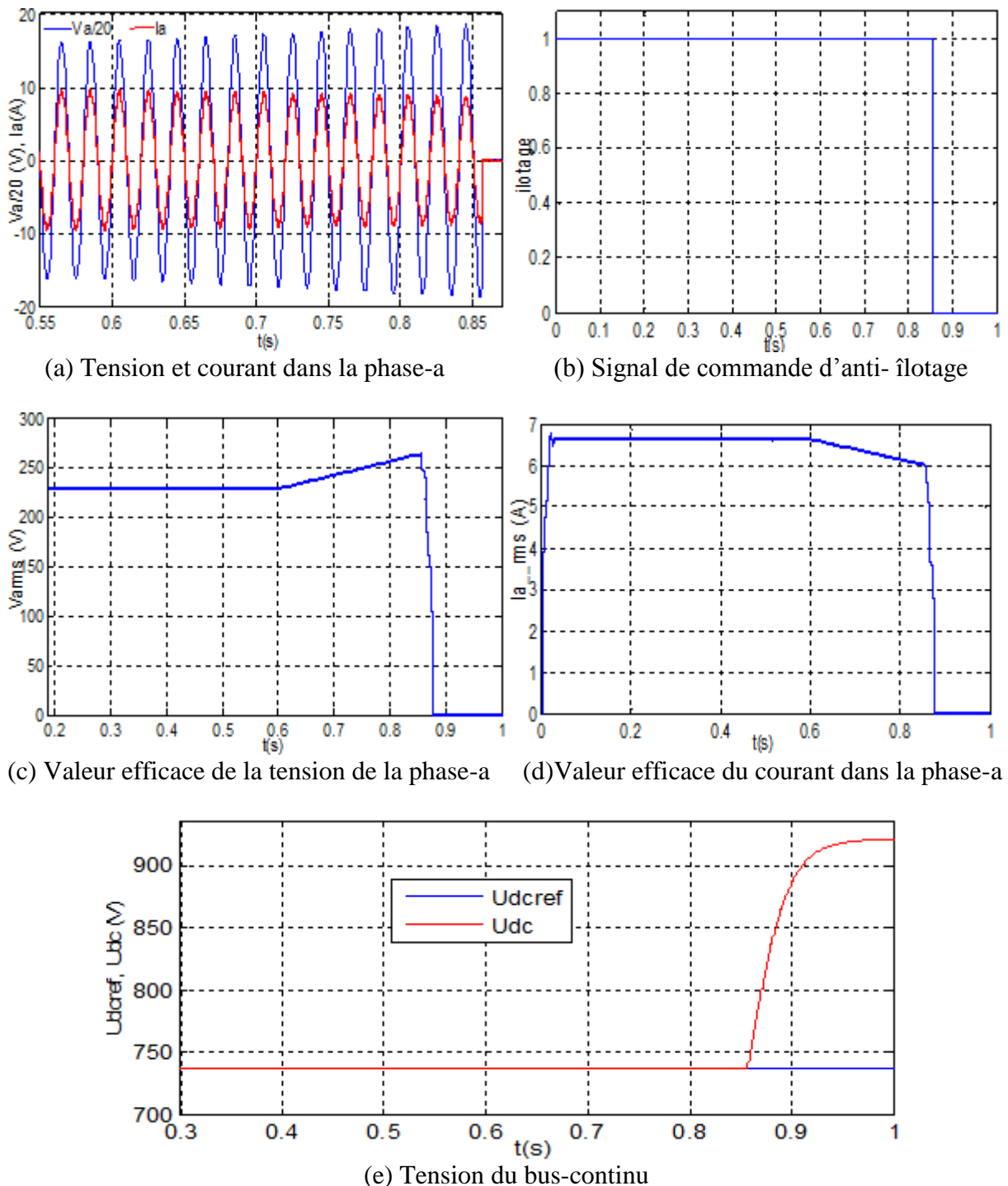


Fig. 3. 29 : Résultats de simulation du système dans le cas d'une surtension.

#### **3.8.4.1. Cas d'une surtension**

Cet essai consiste à tester la capacité du système de protection d'îlotage à détecter la situation d'une surtension et à isoler l'onduleur du réseau.

Pour ce faire, une surtension progressive est générée à  $t = 0.6s$ , la tension de seuil maximale est atteinte à  $0,856 s$ , comme indiqué sur la Fig.3.29.a. D'après les Fig. 3.29.b et Fig. 3.29.c, nous constatons une action instantanée et une commande est envoyée à l'interrupteur SW (Fig. 3.5.a) afin qu'il puisse s'ouvrir et déconnecter la source de production PV du réseau (l'interrupteur est fermé lorsque le signal est à 1). Étant donné que la puissance à transmettre au réseau est constante, les courants à la sortie de l'onduleur diminuent comme le démontre l'allure du courant efficace de la phase (a) (Fig. 3.29.d).

La tension du bus continu augmente rapidement et peut atteindre des valeurs non admissibles qui risquent d'endommager le bus-continu du fait que la puissance ne peut plus être évacuée vers le réseau comme le montre la Fig. 3.29.e. A ce titre, nous proposons de prévoir une protection du bus-continu contre ces surtensions.

#### **3.8.4.2. Cas d'une sous-tension**

Dans ce cas, la tension du réseau commence à diminuer à  $t = 0.6s$  et elle atteint le seuil de tension minimale permis (85% de la tension nominale) à  $t=0.817s$ . A cet instant précis, comme l'indique la Fig. 3.30.b, l'action de la protection passive est activée à travers l'envoi du signal de commande d'anti- îlotage. La Fig. 3.30.a représente la tension et le courant dans la phase-a du PCC, qui confirme que la déconnexion s'effectue dans le laps de temps requis par les normes.

En effet, même en désactivant la méthode active de détection d'îlotage le temps de déconnexion demeure le même, la méthode SMS n'est pas sollicitée et elle n'accélère donc pas la déconnexion de l'onduleur.

D'après la Fig. 3.30.c et Fig. 3.30.d qui représentent respectivement la valeur efficace de la tension et celle du courant dans la phase-a. Nous constatons un comportement inverse à celui de l'essai précédent. Afin de garder une puissance transmise au réseau constante, une diminution de la tension est accompagnée par une augmentation du courant. Le même comportement de la tension du bus-continu se reproduit dans cet essai suivant la Fig. 3.30.d.

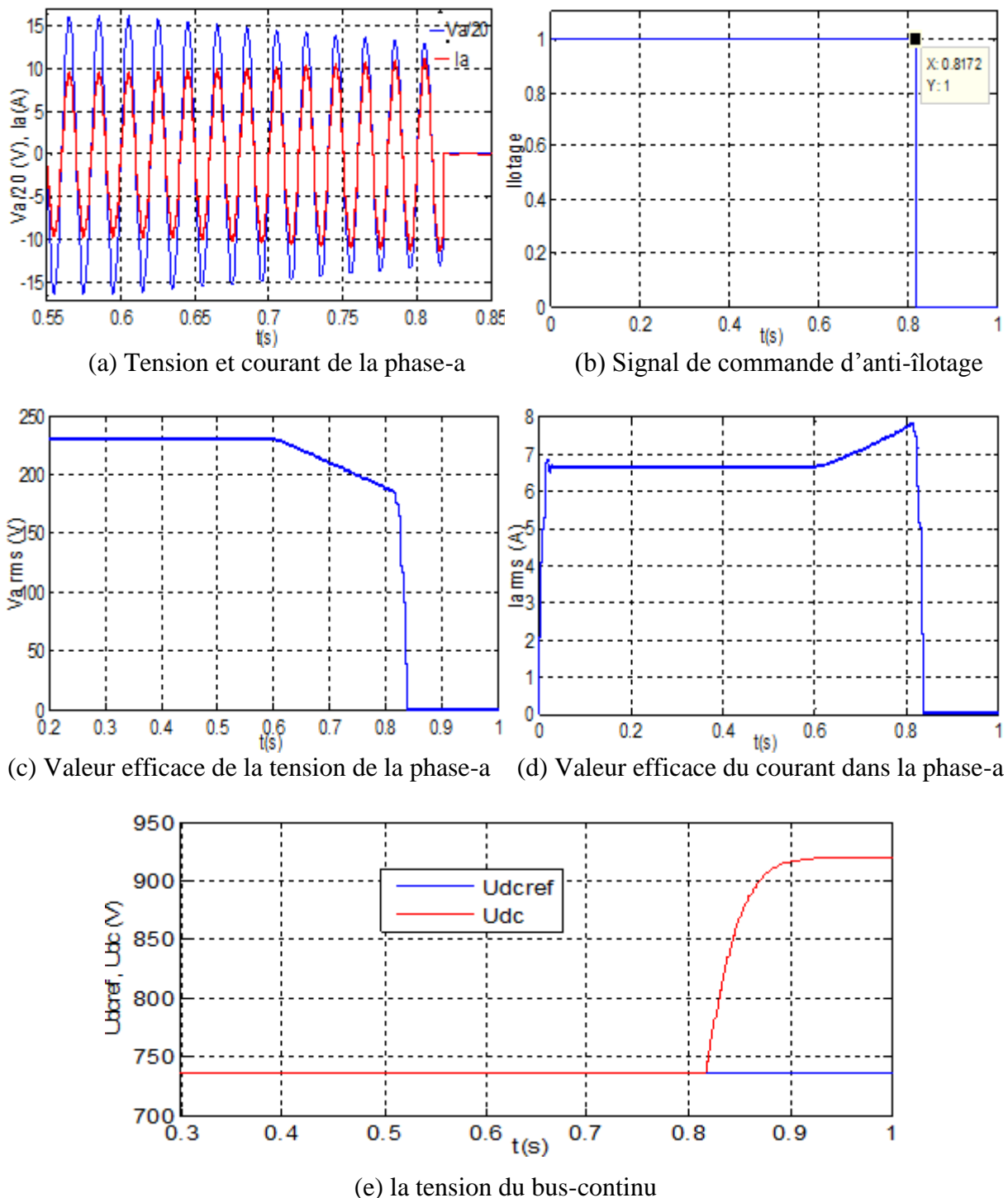
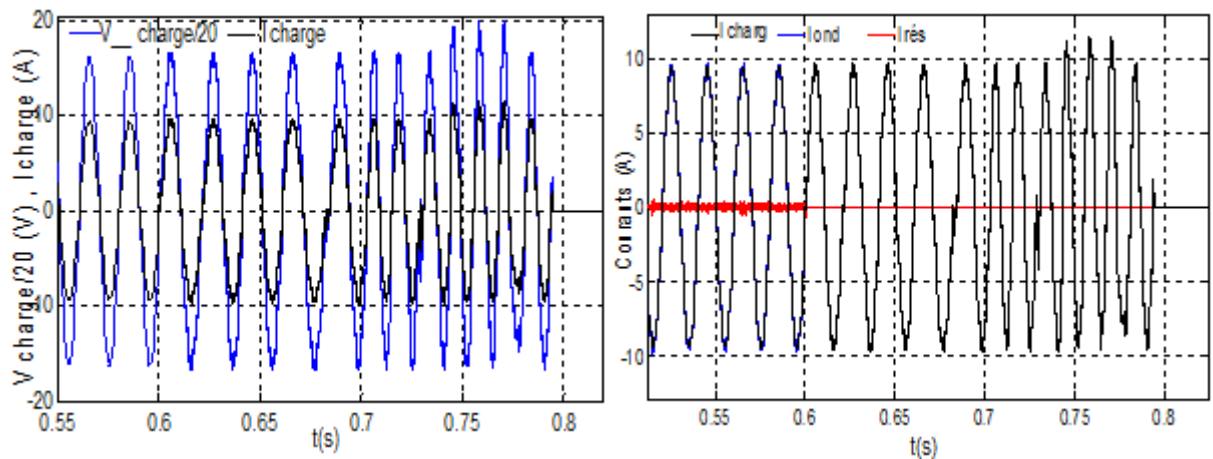


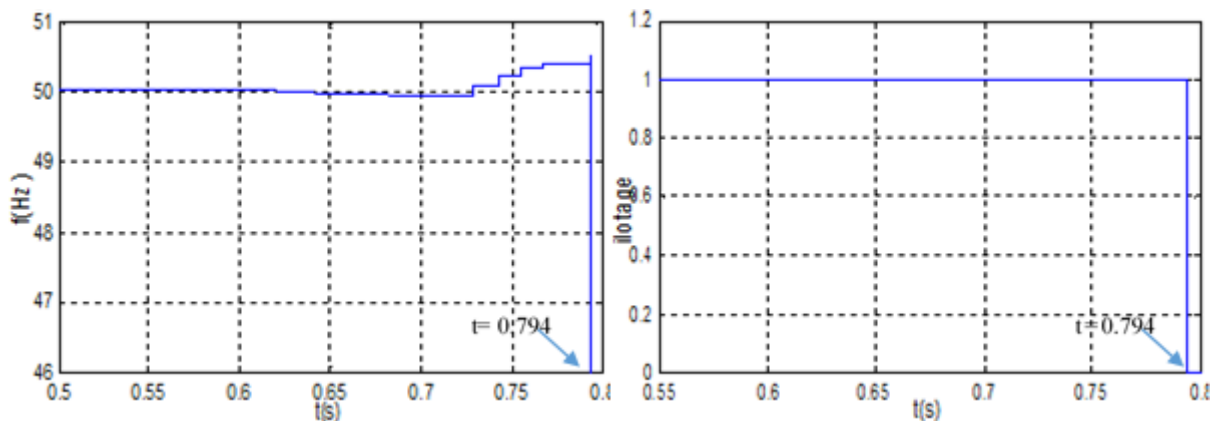
Fig. 3. 30 : Résultats de simulation du système dans le cas d'une sous-tension.

### 3.8.4.3. Cas d'îlotage avec un équilibre de puissance (production=consommation)

Dans cet essai, le système de protection contre l'îlotage sera testé dans des conditions bien particulières, à savoir celles de l'équilibre de puissance dans lequel les puissances actives et réactives générées par l'onduleur correspondent à celles consommées par la charge locale, ce qui conduit à un échange de puissances nulle avec le réseau ( $\Delta P=0$ ,  $\Delta Q=0$ ).

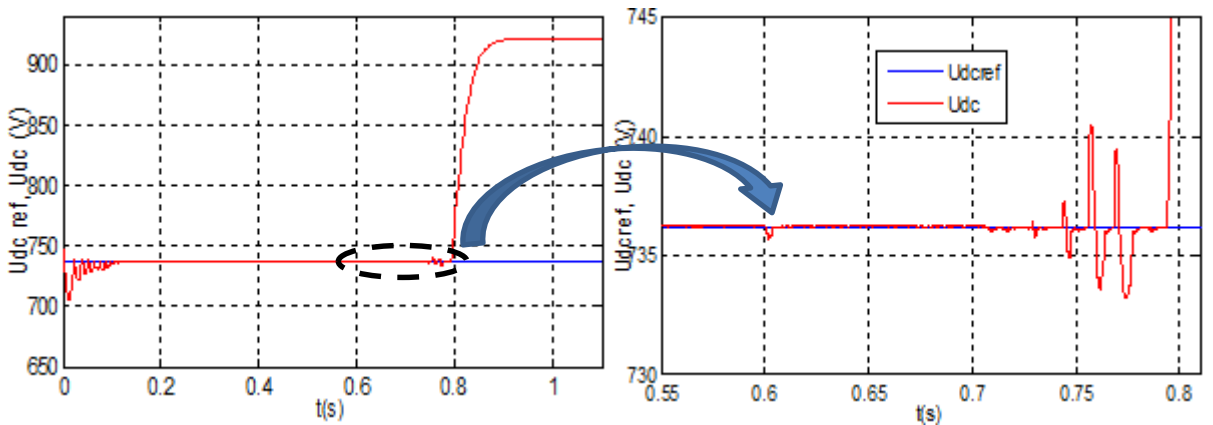


(a) Tension du PCC et courant de la charge (b) Distribution des courants au point PCC



(c) Fréquence du PCC

(d) Courant efficace dans la phase-a



(e) Tension du bus-continu

(f) Zoom de la tension du bus-continu

**Fig. 3.31** : Résultats de simulation du système dans le cas d'un îlotage avec un équilibre de puissance ( $\Delta P=0$ ,  $\Delta Q=0$ ).

Nous avons simulé une coupure du réseau à l'instant ( $t = 0.6s$ ) après le début de la simulation. La Fig. 3.31.a représente la tension du PCC avec le courant dans la charge. La Fig. 3.31.b illustre la distribution des courants dans le PCC (courant généré par l'onduleur, le courant consommé par la charge et le courant injecté dans le réseau).

La Fig. 3.31.c montre que les protections contre l'îlotage n'étant pas activées instantanément, la fréquence de la tension à la sortie de l'onduleur converge naturellement vers la fréquence d'équilibre qui est similaire à la fréquence du réseau et l'ensemble est ainsi en équilibre jusqu'à l'apparition de la perturbation découlant de la méthode de détection active SMS qui permettra d'accélérer la détection des situations d'îlotage. La valeur du seuil maximal de la fréquence est atteinte à  $t = 0.764s$  dans lequel la commande d'anti-îlotage est activée comme le montre le Fig. 3.31.d.

La Fig. 3.31.e et Fig. 3.31.f représentent le comportement de la tension du bus continu. Il est à noter qu'au moment de la coupure du réseau ( $t=0.6s$ ) et vu que l'onduleur a continué à alimenter la charge, la tension du bus continu n'a pas subi une augmentation importante qu'après l'apparition de l'effet du changement de la fréquence engendré par la méthode SMS. Cependant, l'annulation de la production PV à travers la commande d'anti-îlotage à  $t = 0.794s$  a entraîné le même effet constaté dans les cas précédents.

### **3.9. CONCLUSION**

L'objectif du chapitre était d'étudier la commande et l'intégration de la production PV dans le réseau électrique et en particulier un réseau basse tension à travers une connexion directe avec un seul étage de conversion.

Le système a été simulé en premier temps sans dispositif de protection d'anti-îlotage et relié directement au réseau électrique triphasé par le biais d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Les résultats de simulations ont prouvé que la puissance de sortie du système PV varie avec la température et l'éclairement suivant la commande MPPT adoptée. On a observé un bon comportement dynamique du système pour différents conditions climatiques (éclairement et température). La configuration de la PLL retenue dans cette étude avec les paramètres du régulateur PI adoptés présentent de bonnes performances pour pouvoir simuler de tels systèmes fonctionnant sous des conditions réelles du réseau électrique.

L'utilisation de la modulation de largeur d'imputation vectorielle directe (MLIVD) n'offre pas d'avantage sensible par rapport à la MLI vectorielle classique en ce qui concerne la génération d'harmoniques de tension mais elle présente l'avantage d'être plus rapide car le calcul se fait sans passer par la transformation de Park.

A travers ce chapitre, nous avons proposé et exposé une méthode anti-îlotage actif précise et moins perturbatrice. La méthode est basée sur le principe de Slip-Mode Frequency Shift (SMS) associée à une méthode passive de détection des seuils de tension et de fréquence. La méthode repose sur une modification continue de l'angle de commande de l'onduleur qui est



### *Chapitre 3 : Commande d'un système photovoltaïque raccordé au réseau électrique intégrant une protection d'anti-îlotage*

utilisé comme référence modifiée pour le courant à générer. Ceci affecte l'onduleur d'une manière négligeable lorsque le réseau est disponible. Cependant, la méthode est capable de détecter le dysfonctionnement du réseau en détectant les changements dans la fréquence des tensions du PCC. Cette approche a été examinée pour différents cas. L'intégration de la méthode proposée dans la commande de l'onduleur offre une approche efficace de prévention de toutes situations d'îlotage.

Le prochain chapitre fera l'objet de commande de la chaîne de conversion de la deuxième source d'énergie, il s'agit de l'énergie éolienne.

# Chapitre 4:

**Commande sans capteur de vitesse d'une turbine éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation.**

#### **4.1. INTRODUCTION**

Intégrée dans un système éolien, la machine asynchrone à double alimentation (MADA) offre un fonctionnement sur une large plage de vitesses du vent et permet d'en tirer le maximum de puissance possible pour chaque vitesse du vent. Son circuit statorique est connecté directement au réseau électrique. Un second circuit placé au rotor est également relié au réseau mais par l'intermédiaire de convertisseurs statiques. Etant donné que la puissance rotorique transitée est moindre, le coût des convertisseurs s'en trouve réduit en comparaison avec une éolienne à vitesse variable alimentée au stator. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance. Une seconde raison est la possibilité de régler la tension au point de connexion de cette génératrice et de fonctionner comme un STATCOM [Cam 06],[Mes 16].

Vu son caractère spécifique bivalent, à la fois comme celui d'une machine synchrone avec son angle de charge et une machine à induction du fait du phénomène d'induction entre armatures [Dri 05], la modélisation et la commande de la machine double alimentée pose de sérieux problèmes.

Les objectifs de ce chapitre sont multiples. En premier temps, une boucle d'estimation de la vitesse basée sur le principe de la PLL est introduite afin de concevoir une commande de la MADA sans capteur de vitesse et d'éliminer la sensibilité de l'estimation de la vitesse due aux variations des paramètres de la machine. Ensuite, nous abordons l'alimentation de la machine avec un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de structure NPC commandé par un algorithme basé sur l'hystérésis vectoriel.

#### **4.2. COMMANDE DE LA MADA SANS CAPTEUR DE VITESSE**

La caractéristique de puissance de l'éolienne montre que pour chaque vitesse de vent il existe une vitesse de rotation optimale (correspondant à la valeur maximale du coefficient de puissance) permettant à l'éolienne d'avoir le meilleur rendement possible. Il apparaît aussi que la vitesse et la position du rotor sont nécessaires pour la transformation des courants rotoriques entre les différents repères dans le système de contrôle vectoriel de la MADA [Car 05]. Physiquement, cette mesure est réalisée au moyen d'un capteur mécanique de vitesse monté sur l'arbre du rotor, qui contribue à augmenter la complexité et le coût de l'installation (câblage supplémentaire et maintenance). Le fonctionnement sans capteur mécanique est devenu dès lors un sujet de préoccupation majeur et l'un des principaux centres d'intérêt des chercheurs.

Une erreur d'estimation de la vitesse de la machine peut avoir les effets suivants:

- Capture réduite de la puissance : la stratégie de commande ne pourra pas conduire le système de conversion d'énergie éolienne à la capture maximale de puissance (la variation du coefficient de puissance en fonction de  $\lambda$ ).
- Incorrect "pitch control": le contrôle de l'angle de calages des pales est basé sur le signal de la vitesse de rotation, soit pour maximiser le rendement, ou bien pour la protection en limitant la puissance avec la mise des pales à la position drapeau.
- Opération incorrecte pour d'autres systèmes de contrôle : il existe des commandes qui exigent un signal de vitesse de rotation précis, par exemple la vitesse peut être employée pour estimer la vitesse de vent. Alors, une évaluation précise de la vitesse de rotation est nécessaire dans la commande des systèmes de conversion d'énergie éolienne.

De nombreuses méthodes comportant la commande sans capteur de la MADA sont proposées dans la littérature [Mor 98],[Hop 00],[Moh 05],[Car 04],[Cha 14].

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équations de Park définie en régime permanent (estimateurs statiques) ou transitoire (estimateurs dynamiques). Ils sont obtenus par une relation directe des équations associées à ce modèle. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et donc rapides. Cependant leur dynamique dépend des modèles propres de la machine et ils sont peu robustes aux variations paramétriques (résistance rotorique et statorique) [Hop 00]. Parmi ces méthodes, nous citons aussi la solution la plus simple qui est basée sur l'estimation du flux à partir de l'équation de la tension statorique. Il s'agit d'une estimation de la vitesse en boucle ouverte, dont le principe découle de la loi d'autopilotage de la machine asynchrone [Mor 98]. Dans cette méthode, nous remarquons que pour atteindre notre objectif (estimation de la vitesse), nous sommes obligés de passer par l'estimation des composantes du flux statorique et la pulsation  $\omega_r$ . Une deuxième méthode [Hao 09], qui est basée sur la mesure des courants rotoriques dans un premier référentiel et estimer ce même courant rotorique dans un autre référentiel (utilisant les équations de la machine). Après la détermination des différents angles nécessaires, on fait une comparaison pour estimer la position du rotor. La vitesse est obtenue en dérivant ce dernier angle. Une simulation a été conduite en se basant sur le principe de cette dernière méthode. La Fig. 4.1 illustre l'allure de la vitesse réelle et celle estimée, où nous observons des pics à chaque demi période. Ces piques sont dus au passage par zéro des composantes des courants  $i_\alpha$  et  $i_{s\beta}$ .

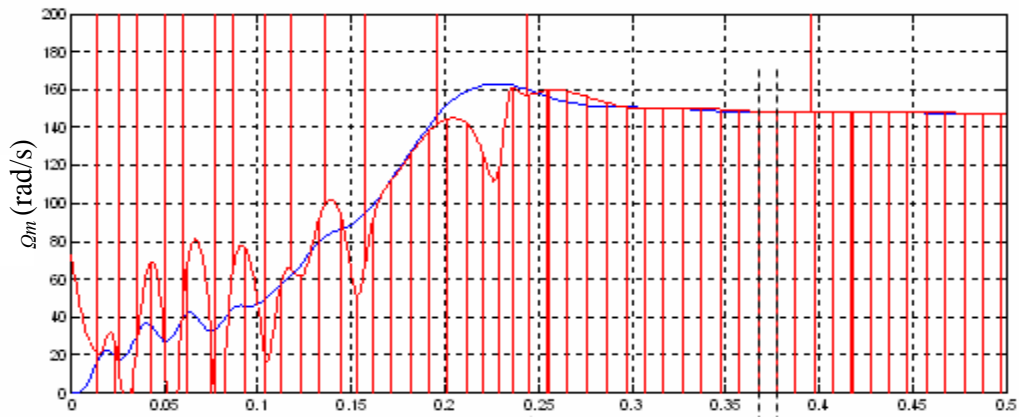


Fig. 4. 2 : Allure de la vitesse réelle et la vitesse estimée.

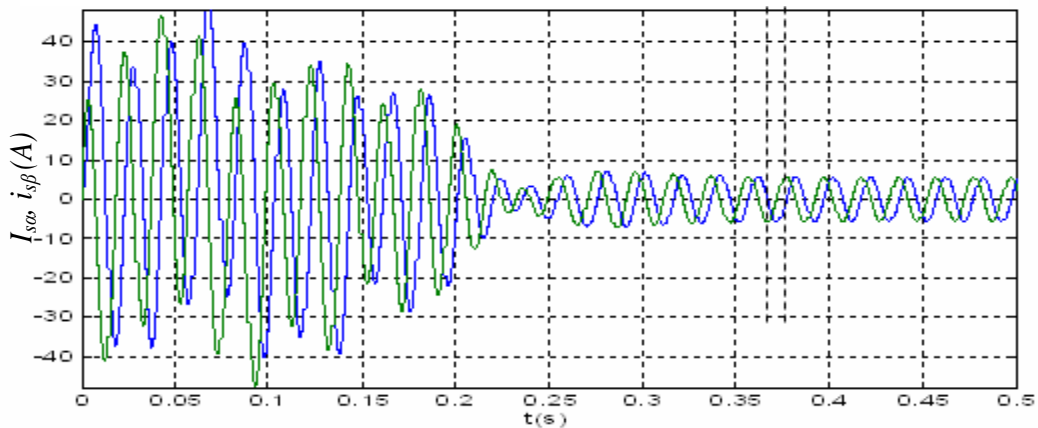


Fig. 4. 1 : Courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$ .

L'inconvénient de cette méthode, est que la dérivation  $\left(\frac{d(\text{atan})}{dt}\right)$  contribue à l'amplification du bruit d'une manière significative. Un filtre passe-bas doit être placé à la sortie pour éliminer ces discontinuités. De plus, le caractère en boucle ouverte de l'estimateur peut mener à des erreurs considérables suite à des variations des paramètres de la machine.

Afin de faire face aux problèmes des estimateurs en boucles ouvertes, des observateurs en boucles fermées dans l'image de l'observateur MRAS (Model Reference Adaptive System) sont proposés dans [Hin 04],[For 09],[Lin 10],[Son 12],[Ami 12]. L'algorithme MRAS est simple à calculer, mais il est sensible à la variation des paramètres de la machine en particulier pour les basses vitesses. De plus, les approches de conception sont établies dans le repère stationnaire, ce qui donne une forme sinusoïdale aux variables impliquées. Par conséquent, le choix des paramètres du régulateur est très sensible et l'observateur pourrait devenir inexacte ou même instable dans son implémentation [Ami 12]. Dans [Mar 11], le contrôleur promotionnel-intégrale (PI) est remplacé par un autre à hystérésis. En outre, suivant les indications déclarées dans [Yan 09], un observateur avec des paramètres incorrects peut engendrer des ondulations significatives dans la vitesse estimée, qui peut produire des oscillations et même l'instabilité du système de commande.

Un autre type d'observateur basé sur la boucle à verrouillage de phase a été introduit dans [Xu 95],[She 09],[Mwi 09]. La méthode proposée dans [Xu 95] est basée sur le calcul du flux de l'entrefer dans le repère rotorique par une mesure directe des tensions et des courants rotoriques afin d'estimer l'angle de charge du rotor ( $\delta$ ). L'utilisation d'un oscillateur commandé en tension (VCO) avec un gain élevé assure la convergence de la fréquence du glissement à la valeur désirée. La méthode proposée dans [She 09],[Mwi 09] est basée sur la PLL de la position du rotor. Cette méthode souffre de la dépendance à l'inductance de magnétisation ( $L_m$ ). Ajouté à cela, le système global de contrôle exige la mesure des courants du stator, qui ne sont pas nécessaires dans la commande vectorielle de la MADA.

Dans la section suivante, nous proposons une méthode d'estimation en boucle fermée de la position et de la vitesse du rotor de la MADA basée sur le principe de la PLL modifiée à une PLL de fréquence du glissement (Slip frequency-phase locked loop) [Ake 14].

### **4.3. PRINCIPE D'ESTIMATION DE LA VITESSE PAR LA PLL DE LA FREQUENCE DU GLISSEMENT**

La méthode est basée sur le principe de la PLL présenté dans la section 3.6. La Fig. 4.3 présente le schéma fonctionnel détaillé de l'algorithme d'estimation de la vitesse et de la position du rotor de la MADA. Les courants ( $i_{sa,b,c}$ ), les tensions statoriques ( $v_{sa,b,c}$ ) et les courants rotoriques ( $i_{ra,b,c}$ ) représentent les signaux d'entrées, tandis que les sorties sont : la vitesse et la position du rotor de la MADA.

Parmi les équations fondamentales de la machines asynchrone, celle des fréquences (d'autopilotage) donnée par l'Eq. (4.1).

$$f_s = f_r + f_m \quad (4.1)$$

Où  $f_s$  et  $f_r$  sont extraites à partir des tensions statoriques et des courants rotoriques, respectivement. Donc nous pouvons obtenir  $f_m$  qui exprime la vitesse mécanique du rotor.

Les tensions triphasées du stator sont transformées en grandeurs diphasées dans le repère ( $\alpha\beta$ ) données par le vecteur:

$$V_s [\cos(\omega_s t + \varphi_s), \sin(\omega_s t + \varphi_s)]^T \quad (4.2)$$

De même, les courants rotoriques ( $i_{ra,b,c}$ ) sont transformés dans le repère diphasé et représentés par le vecteur :

$$I_r [\cos(\omega_r t + \varphi_r), \sin(\omega_r t + \varphi_r)]^T \quad (4.3)$$

Les composants de base de la méthode sont expliqués dans les sous-sections suivantes.

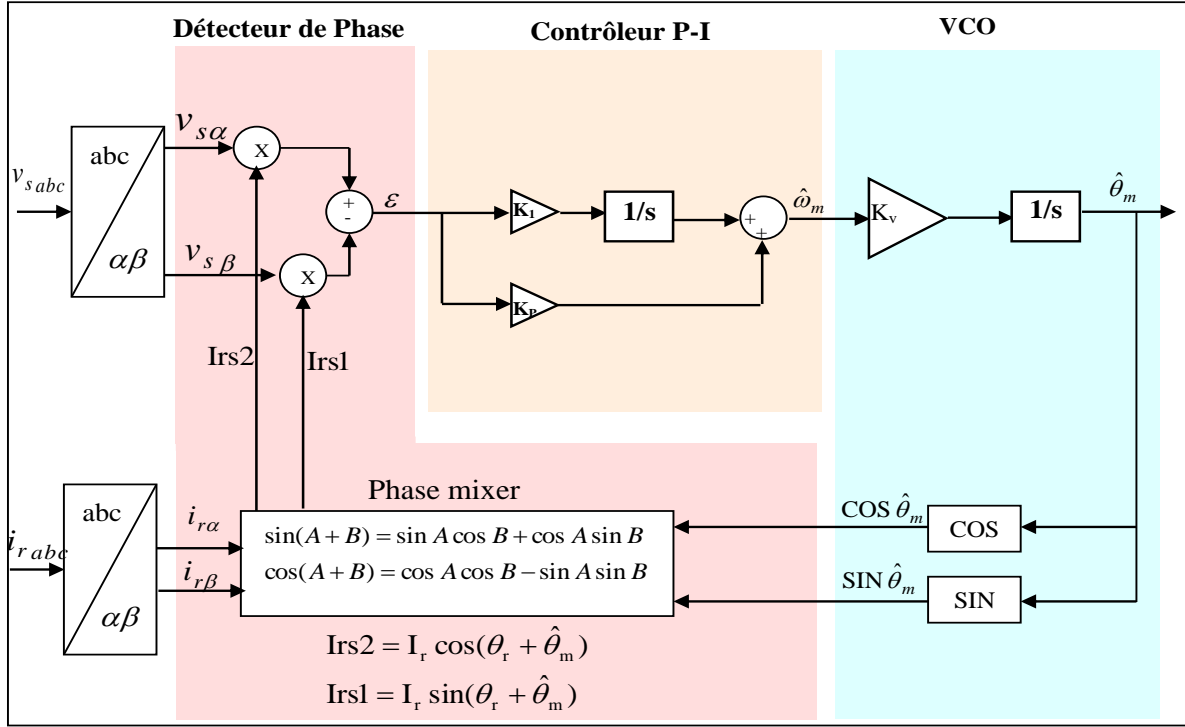


Fig. 4.3 : Schéma fonctionnel détaillé de la PLL de la fréquence du glissement

#### 4.3.1. Détecteur de phase

Le mélangeur de phase (phase mixer) ajoute la phase du vecteur de sortie du VCO  $[Cos(\hat{\omega}_m t + \hat{\varphi}_m), Sin(\hat{\omega}_m t + \hat{\varphi}_m)]^T$  à la phase du vecteur du courant rotorique pour obtenir le vecteur suivant:

$$I_R \{ \cos[(\omega_R t + \varphi_R) + (\hat{\omega}_m t + \hat{\varphi}_m)], \sin[(\omega_R t + \varphi_R) + (\hat{\omega}_m t + \hat{\varphi}_m)] \}^T \quad (4.4)$$

La sortie du mélangeur de phase  $([(\omega_R t + \varphi_R) + (\hat{\omega}_m t + \hat{\varphi}_m)])$  est comparée ensuite à la phase du vecteur de tension statorique  $V_s [cos(\omega_s t + \varphi_s), sin(\omega_s t + \varphi_s)]^T$ . La sortie du détecteur de phase est appliquée comme " erreur " à l'entrée du bloc VCO. Pour le détecteur de phase, nous employons les mêmes propriétés trigonométriques Eq. (3.30) et Eq. (3.31), dans ce cas :  $A = \theta_r$  et  $B = \theta_m$ :

Il est bien connu que l'Eq. (3.31) décrit également une transformation de rotation de repère. En effet, le phase mixer peut aussi être utilisé pour des transformations du repère ( $dq$ ) au repère ( $\alpha\beta$ ) et vice-versa. Cette transformation sera employée dans la commande découplée des puissances P-Q.

En se basant sur l'algorithme représenté sur le schéma de la Fig. 4.3, nous obtenons le résultat suivant :

$$\begin{aligned}
 \varepsilon &= v_\alpha I_r \sin(\theta_r + \theta_m) - v_\beta I_r \cos(\theta_r + \theta_m) \\
 &= V_s I_r \sin \theta_s \cos(\theta_r + \theta_m) - V_s I_r \cos \theta_s \sin(\theta_r + \theta_m) \\
 &= V_s I_r \sin(\theta_s - (\theta_r + \theta_m))
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Où  $\hat{\theta}_m$  est la position estimée du rotor de la machine.

Par conséquent, une fois que la PLL est à verrouillage de phase, c.-à-d :  $(\theta_s \approx (\theta_r + \theta_m))$ ,

l'équation ci-dessus peut être linéarisée comme suit :

$$\varepsilon \approx V_s I_r (\theta_s - (\theta_r + \theta_m)) \tag{4.6}$$

Quand l'erreur est annulée, nous avons :

$$(\omega_s t + \varphi_s) = (\omega_R t + \varphi_R) + (\hat{\omega}_m t + \hat{\varphi}_m) \tag{4.7}$$

#### 4.3.2. Oscillateur commandé en tension (Voltage Controlled Oscillator)

D'après la Fig. 4.3 montre le schéma fonctionnel de l'oscillateur commandé en tension utilisé pour la PLL de la fréquence du glissement qui est identique à celui de la PLL traditionnelle. Par conséquent, la relation entre les sorties et l'entrée est donnée comme suit :

$$\frac{\theta_m}{\omega_m} = K_V \frac{1}{s} \tag{4.8}$$

#### 4.3.3. Détermination des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert du contrôleur *PI* est :

$$\frac{\hat{\omega}_m}{\varepsilon} = K_p + K_i \frac{1}{s} \tag{4.9}$$

Avec la même la procédure suivie pour le cas de la *PLL* traditionnelle, la fonction de transfert du système entier de la PLL de la fréquence du glissement est donnée par:

$$\frac{\hat{\omega}_m}{\omega_m} = \frac{V_s I_r (K_p s + K_i)}{s^2 + V_s I_r K_p s + V_s I_r K_i} \tag{4.10}$$

La valeur de la tension statorique est fixée à  $\sqrt{2} * 220$  V, et le courant du rotor varie entre 11 et 13 A. Les valeurs de  $K_p$  et  $K_i$  sont égales à 15 et 35, respectivement.



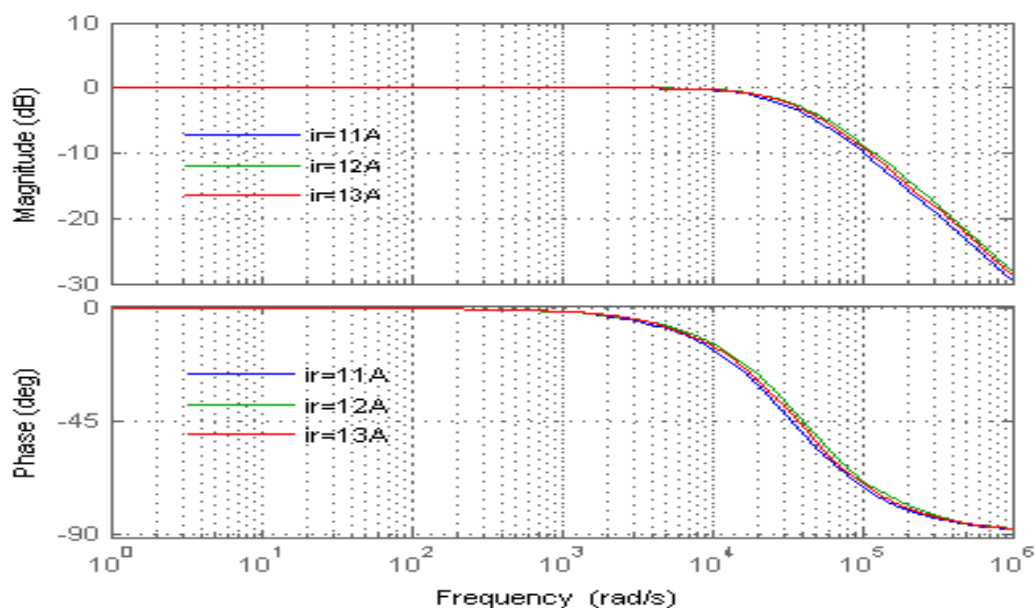
#### 4.3.4. Résultats de simulation

Afin d'examiner l'exactitude de l'algorithme d'estimation de la vitesse, des simulations ont été conduites sous Matlab/Simulink. Les différentes allures des grandeurs impliquées dans la méthode d'estimation de la vitesse seront présentées. Les paramètres de la MADA sont listés dans le Tableau 4.1.

Le tracé du diagramme de Bode de la PLL du glissement (Eq. (4.10)) pour différentes amplitudes du courant rotorique est exposé sur la Fig. 4.4. Nous constatons que la PLL de la fréquence du glissement agit comme un filtre passe bas, éliminant le bruit et les harmoniques de hautes fréquences (amplitude  $-5\text{dB}$  à  $50\text{kHz}$ ), sans introduire un retard dans les basses fréquences (proche de zéro au-dessous de  $80\text{ Hz}$  et un retard de  $2^\circ$  à  $300\text{ Hz}$ ).

**Tableau 4. 1:** Paramètres de la MADA

Puissance nominale	7.5 KW
Vitesse nominale	1500 tr/mn
Résistance statorique ( $R_s$ )	$0.455\ \Omega$
Inductance statorique ( $L_s$ )	$0.084\ \text{H}$
Résistance rotorique ( $R_r$ )	$0.062\ \Omega$
Inductance rotorique ( $L_r$ )	$0.081\ \text{H}$
Inductance mutuelle ( $M$ )	$0.078\ \text{H}$
Nombre de paires de pole	2
Inertie	$0.3125\ \text{Kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$6.73.e-3\ \text{Nm.s}^{-1}$



**Fig. 4. 4 :** Diagramme de Bode de la PLL de la fréquence du glissement

D'après la Fig. 4.5 et la Fig. 4.6, il est clair que la vitesse estimée suit fidèlement la vitesse réelle dans les différents modes de fonctionnement (hyposynchrone et hypersynchrone).

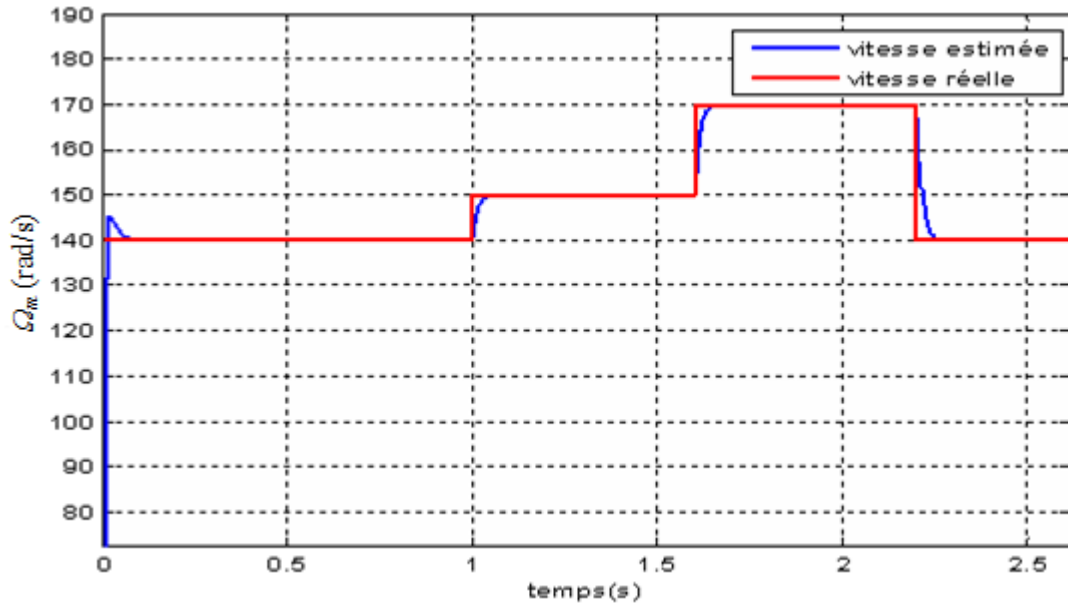


Fig. 4. 5 : Vitesse estimée et vitesse réelle.

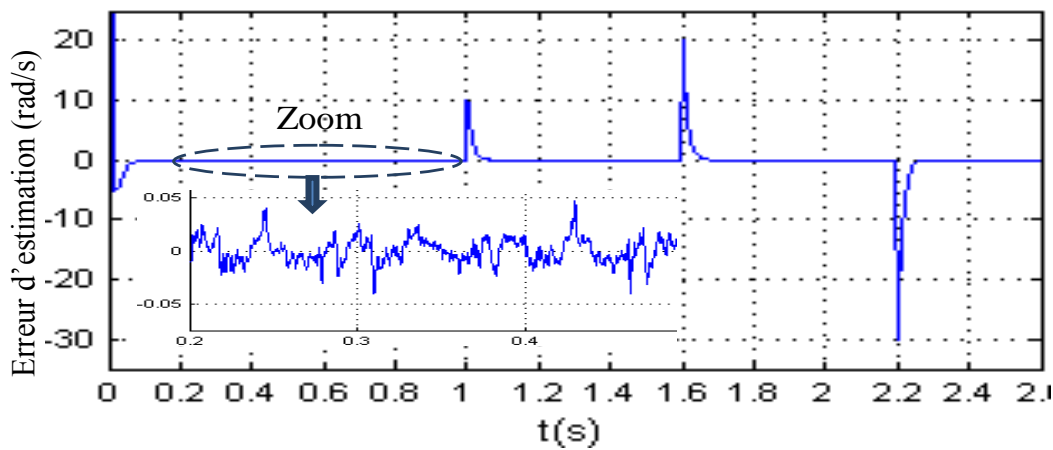


Fig. 4. 6 : Erreur d'estimation de la vitesse.

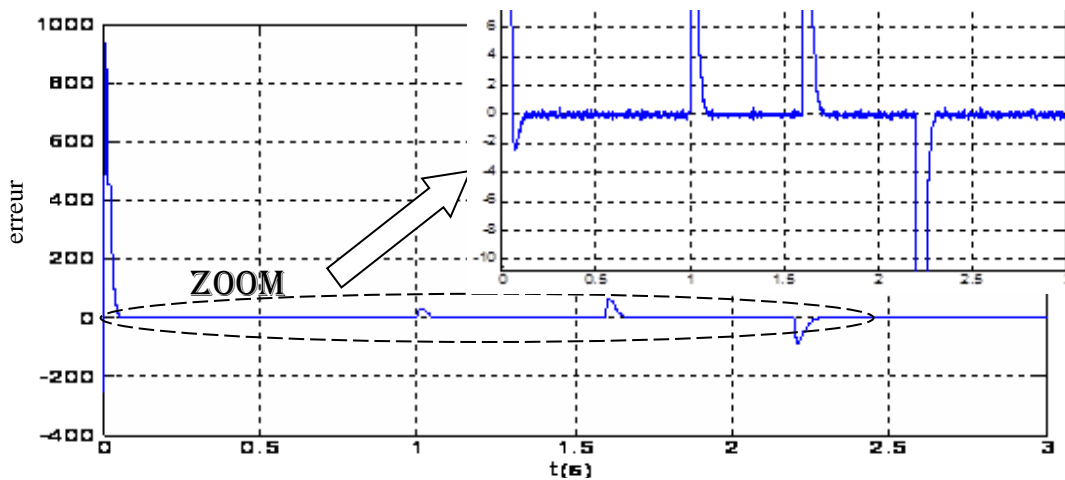
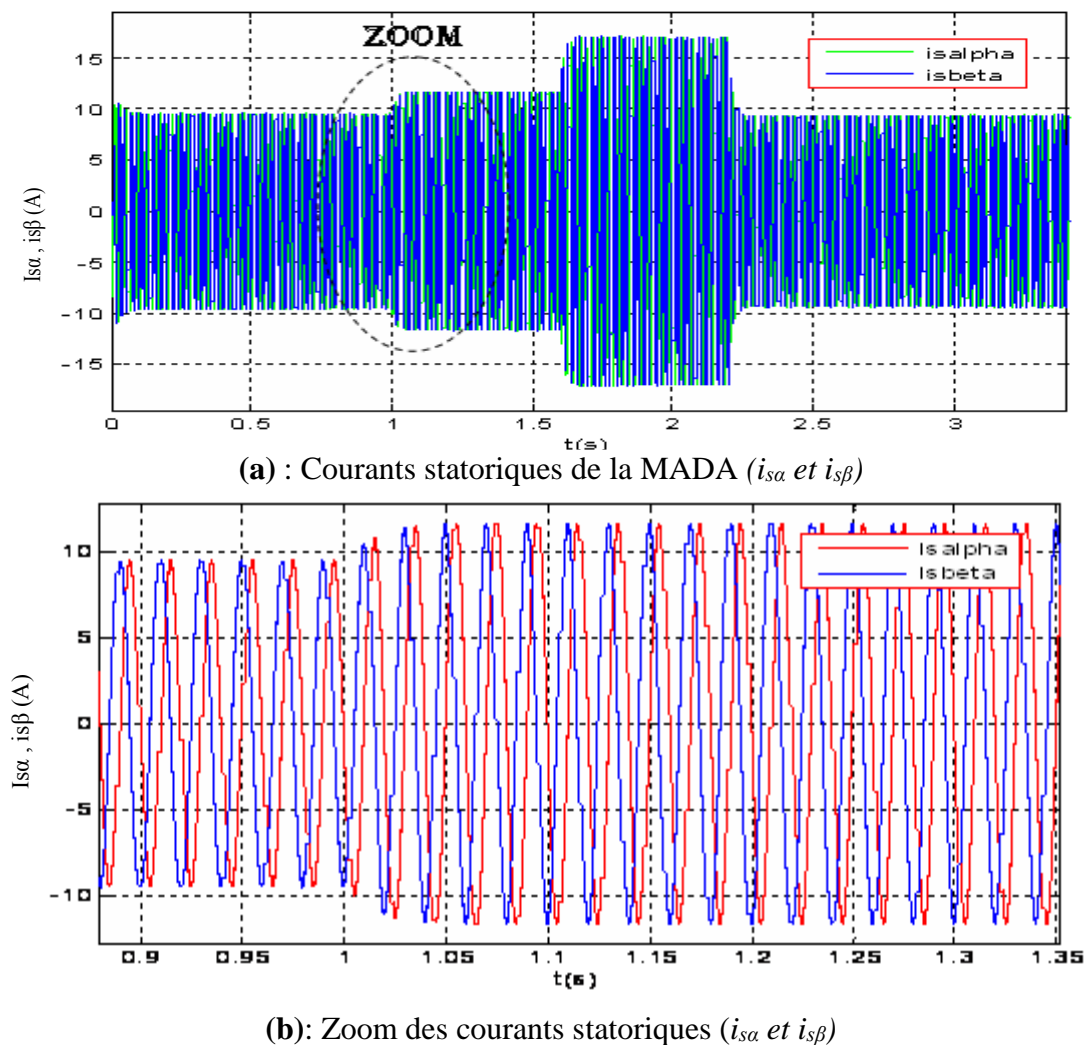


Fig. 4. 7 : Signal à l'entrée du régulateur PI (erreur).

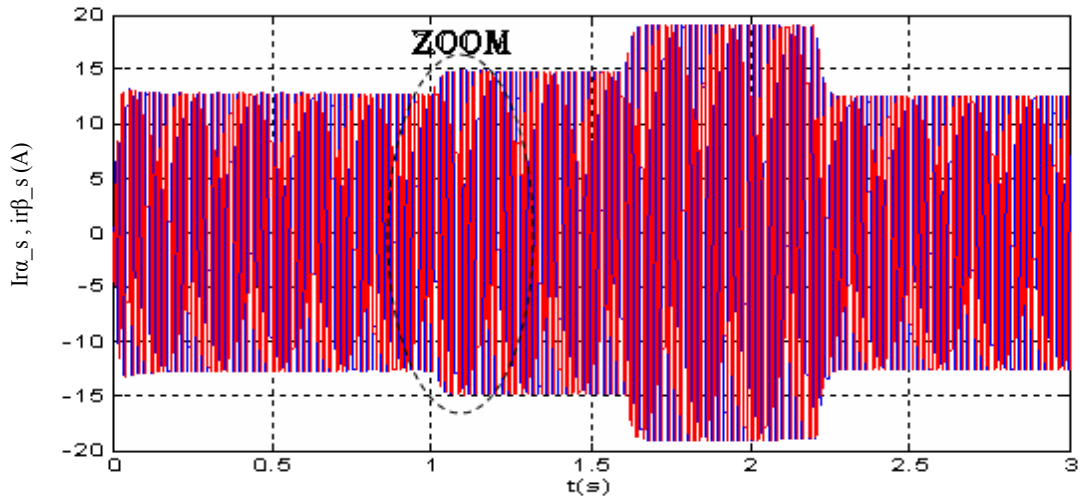
La Fig. 4.7 représente le signal de sortie du détecteur de phase (erreur). Cette allure nous amène à faire une lecture sur les paramètres du régulateur PI adopté.

La Fig. 4.8 illustre les courants statoriques de la machine. La Fig. 4.9 représente les courants rotoriques à la sortie du phase mixer, la remarque principale que nous pouvons faire sur cette figure est que ces courants ont la même fréquence que celle des grandeurs statoriques.

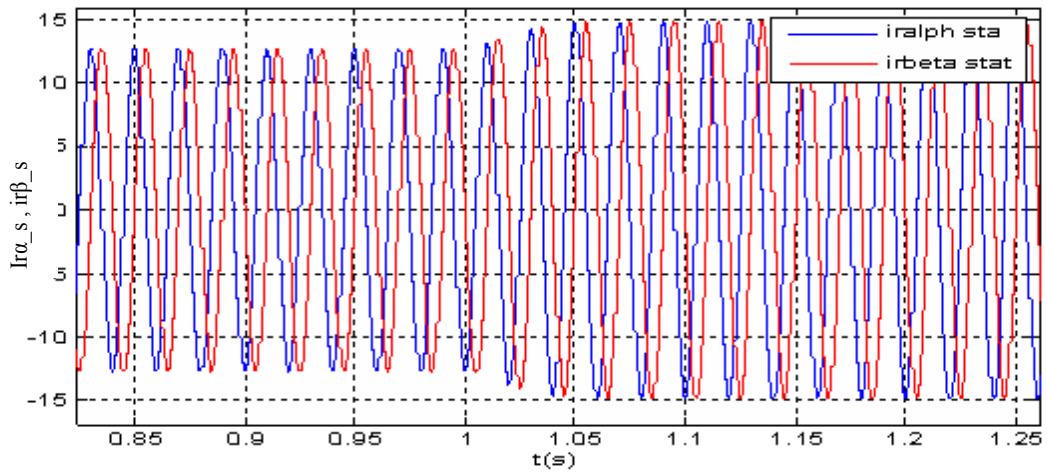
La Fig. 4.10 représente l'allure des courants rotoriques  $i_{ra}$  et  $i_{r\beta}$ , les points marqués par **1** et **2** désignent respectivement le passage du mode hyposynchrone au mode hypersynchrone et inversement. Nous remarquons que le passage d'un mode à un autre est accompagné par l'inversion de l'ordre des courants et qui est caractérisé par une fréquence négative des courants rotoriques.



**Fig. 4. 8** : Courants statoriques de la MADA ( $i_{sa}$  et  $i_{s\beta}$ ) avec un zoom.

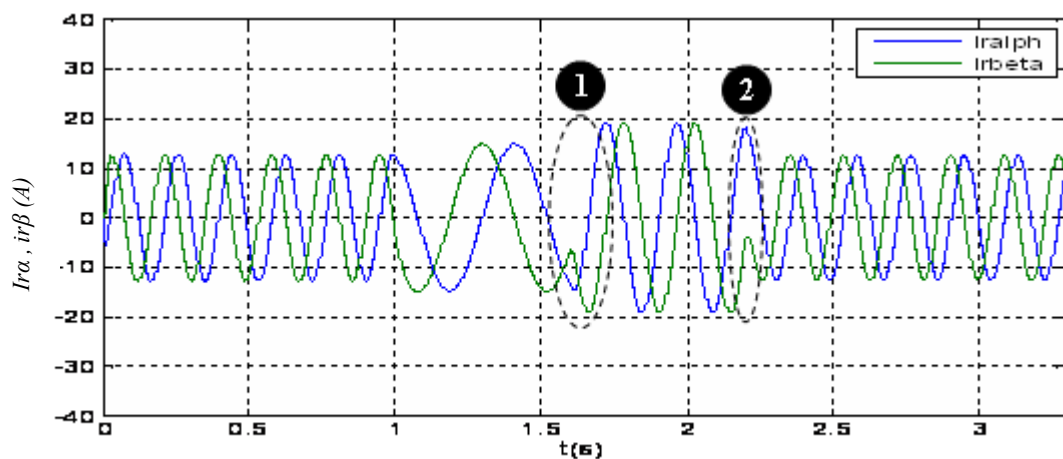


(a): Courants rotoriques à la sortie du phase mixer



(b) : Zoom des courants rotoriques à la sortie du phase mixer

**Fig. 4. 9** : Courants rotoriques à la sortie du phase mixer.



**Fig. 4. 10** : Courants rotoriques  $i_{r\alpha}$  et  $i_{r\beta}$  dans le repère rotorique.

Nous avons démontré à travers cette simulation la qualité d'estimation de la vitesse par l'algorithme proposé, du fait que la connaissance exacte des paramètres constitutifs de la

machine électrique n'est pas nécessaire au bon fonctionnement de celui-ci. Donc, les variations de température, du vent ou des conditions de fonctionnement n'affectent les performances de l'algorithme.

#### 4.4. ONDULEUR DE TENSION NPC À TROIS NIVEAUX

##### 4.4.1 Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux

La structure de l'onduleur multi-niveaux a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981 [Nab 81], dont l'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur. La structure de l'onduleur de tension en pont triphasé de type NPC à 3 niveaux est illustrée sur la Fig. 4.11. L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte. Elle se compose de trois cellules de commutation reliées à un bus continu, chacune ayant quatre interrupteurs bidirectionnels en courant et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture [Bou 14].

A partir de la source principale de tension continue  $U_{dc}$ , et à l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  de même capacité, nous obtenons deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune un potentiel à demi tension  $U_{dc}/2$ . Cette structure crée alors un point neutre  $O$  entre les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ . Des diodes sont utilisées afin de clamper la borne de chaque transistor au point milieu du bus continu. Si les tensions aux bornes des condensateurs sont maintenues égales, la tension composée peut être modulée sur cinq niveaux de tension. Dans ce cas, chaque transistor peut supporter la moitié de la pleine tension du bus continu à l'état bloqué [Bou 14].

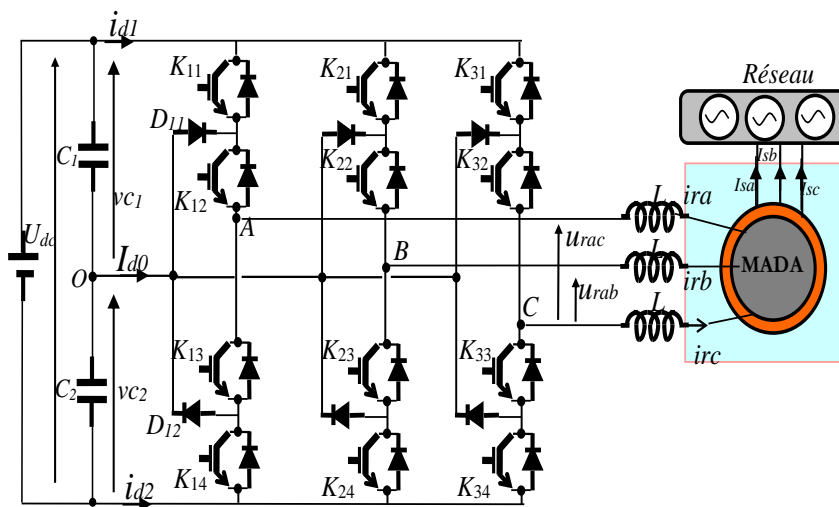


Fig. 4. 11: Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux (3L-NPC).

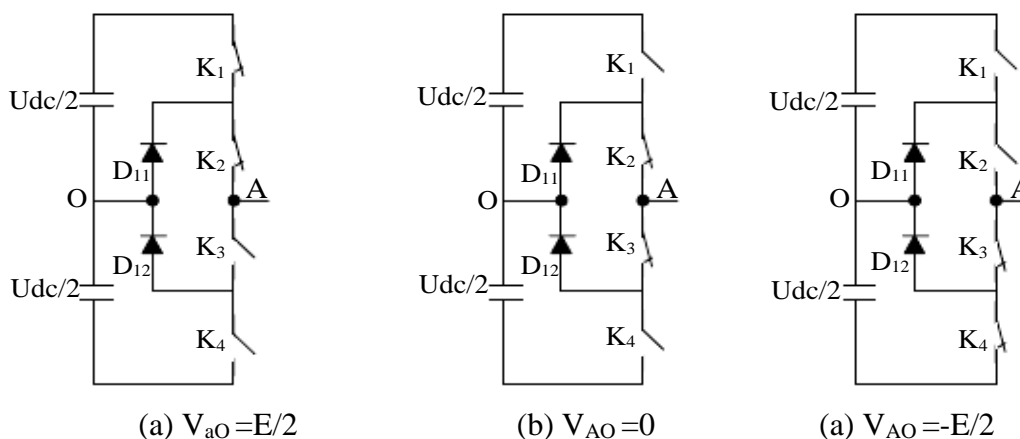
#### 4.4.2. Principe de fonctionnement

Pour décrire le fonctionnement de l'onduleur triphasé de type NPC, nous considérons un seul bras. Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple  $V_{ao}$  entre la borne "a" de la charge et le point neutre "O". Cette tension est entièrement définie par l'état de la fonction de connexion (0 ou 1) des quatre interrupteurs  $K_1, K_2, K_3$  et  $K_4$  du bras.

Le sens positif ou négatif des courants  $I_{d0}, I_{d1}$  et  $I_{d2}$  indique le sens du transfert de l'énergie à travers le convertisseur. Lorsque la source de tension est génératrice et la charge est réceptrice, le courant passe à travers les transistors. Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la charge vers la source d'entrée, ce sont les diodes antiparallèles qui assurent le passage du courant.

Nous allons examiner les conséquences d'une telle structure sur la base de la commande des interrupteurs. Pour cela, les règles suivantes doivent être respectées [Deh 06] :

- Une source de tension ne doit pas être mise en court-circuit. Pour cela, trois interrupteurs consécutifs ne doit jamais être fermés simultanément.
- L'onduleur est un onduleur de tension, donc la tension doit être imposée par l'onduleur quel que soit le courant absorbé par la charge. Sur les  $2^4=16$  séquences possibles, seules trois séquences sont mises en œuvre. Les interrupteurs ( $K_1, K_3$ ) et ( $K_2, K_4$ ) forment des cellules de commutation dont les commandes sont complémentaires. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles, et sont donc à éviter.



**Fig. 4. 12:** Différentes configurations fonctionnelles d'un bras d'onduleur 3L-NPC.

Les deux diodes associées à chaque bras,  $D_{11}$  et  $D_{12}$ , permettent d'imposer le potentiel du point "O" à la charge quel que soit le sens du courant, tout en évitant les courts-circuits aux bornes des condensateurs.

La structure de l'onduleur à trois niveaux limite à  $U_{dc}/2$  la tension inverse imposée à chaque interrupteur, alors que dans la structure classique de l'onduleur à deux niveaux cette tension vaut la tension continue complète  $U_{dc}$ .

La commande complémentaire pour un bras K est définie alors comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1} = \overline{F}_{k3} \\ F_{k2} = \overline{F}_{k4} \end{cases} \quad k = 1, 2, 3 \quad (4.11)$$

A l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs, nous pouvons obtenir le système d'équation des tensions de sorties aux points A, B et C de l'onduleur à trois niveaux par rapport au point milieu " O " de la source de tension d'entrée comme suit [Deh 06] :

$$\begin{cases} V_{Ao} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})U_{dc}/2 \\ V_{Bo} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})U_{dc}/2 \\ V_{Co} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})U_{dc}/2 \end{cases} \quad (4.12)$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, nous aboutissons en fin au système sous forme matricielle suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14} \\ F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24} \\ F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34} \end{bmatrix} \frac{U_{dc}}{2} \quad (4.13)$$

#### **4.4.3. Diagramme vectoriel de l'onduleur de tension NPC à trois niveaux**

Le diagramme vectoriel de l'onduleur de tension à trois niveaux est représenté de manière similaire à celui de l'onduleur de tension à deux niveaux. Cette fois, il est possible d'appliquer les trois niveaux de tensions  $U_{dc}/2$ ,  $0$  et  $-U_{dc}/2$  à chaque phase de la MADA. La structure équivalente du convertisseur triphasé NPC à trois niveaux est simplifiée au schéma représenté par la Fig. 4.13 dont les quatre interrupteurs de chaque phase sont remplacés par un seul commutateur équivalent à trois états : positif (P), zéro (O) et négatif (N) [Ghen 10].

Les combinaisons des états des 3 bras de l'onduleur nous permettent de donner 27 vecteurs, dont 19 vecteurs de tension distincts [Ghen 10].

Tel que :

$$\vec{V}_S = V_{\alpha S} + jV_{\beta S} = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_A + aV_B + a^2V_C) \quad (4.14)$$

avec :  $a = e^{j2\pi/3}$

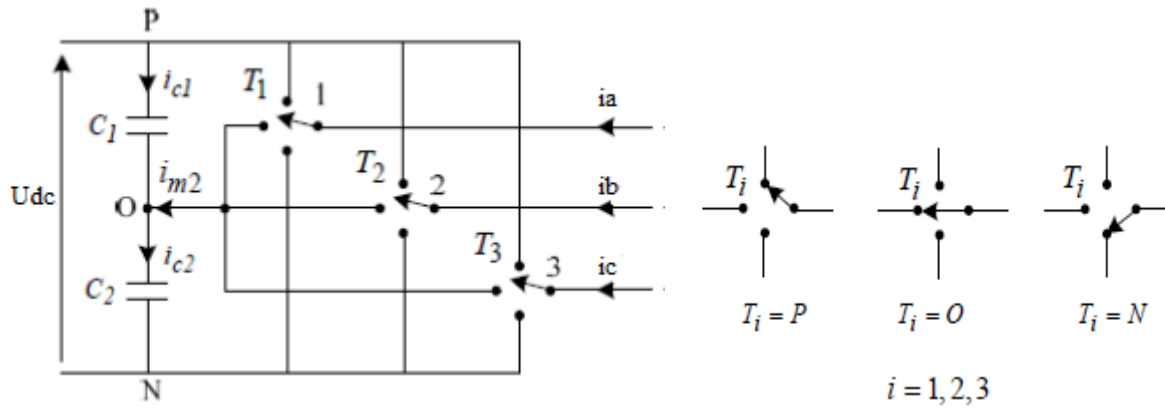


Fig. 4. 13: Représentation équivalente de la commutation dans le convertisseur NPC à trois niveaux [Ghe 10].

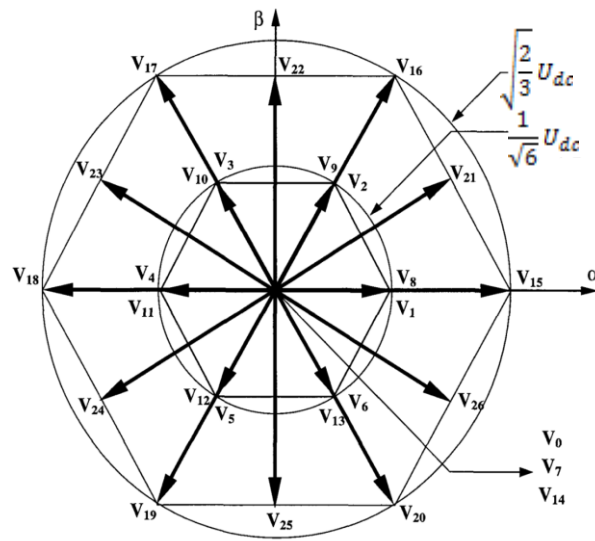


Fig. 4. 14 : Diagramme vectoriel de l'onduleur de tension 3L-NPC.

Nous pouvons répartir ces 19 combinaisons en 4 groupes suivant les vecteurs de tensions appliqués :

▪ **Le groupe des vecteurs "tension nulle"**

Ils sont obtenus pour trois combinaisons différentes des états des 3 bras: (1, 1, 1), (-1, -1, -1) et (0, 0, 0), et que nous avons nommé respectivement  $V_7$ ,  $V_{14}$  et  $V_0$ . Ces vecteurs n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu de l'onduleur.

▪ **Le groupe des vecteurs "demi-tension"**

Chacun des vecteurs de ce groupe peut être obtenu à partir de deux combinaisons des différents états. On peut décomposer ce groupe en deux autres sous-groupes:

- Le premier est constitué des vecteurs obtenus pour des combinaisons où 1 ou 2 états valent 1, le ou les états restant valant 0. Ce sont les vecteurs nommés  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$ ,  $V_4$ ,  $V_5$  et  $V_6$ .
- L'autre est constitué des vecteurs obtenus pour des combinaisons où 1 ou 2 états valent -1, le ou les états restant valant 0. Ce sont les vecteurs nommés  $V_8$ ,  $V_9$ ,  $V_{10}$ ,  $V_{11}$ ,  $V_{12}$  et  $V_{13}$ .



Ces vecteurs constituent l'hexagone interne "demie tension". L'application d'un vecteur de l'un ou l'autre sous-groupe a un effet contraire sur l'évolution de la tension du point milieu. En effet, l'application d'un vecteur du premier sous-groupe (respectivement du deuxième) va entraîner une décharge du condensateur d'entrée  $C_1$  (respectivement du condensateur  $C_2$ ).

▪ **Le groupe des vecteurs "pleine tension"**

Ce sont les vecteurs obtenus pour des combinaisons où 1 ou 2 états valent 1, les états restant valant -1. Ils sont nommés  $V_{15}$ ,  $V_{16}$ ,  $V_{17}$ ,  $V_{18}$ ,  $V_{19}$  et  $V_{20}$ . Chacun est obtenu par une combinaison unique des états. Ces vecteurs constituent l'hexagone extérieur "pleine tension". Leur application n'a aucun effet sur la tension du point milieu car le courant circulant dans  $C_1$  et dans  $C_2$  est le même.

▪ **Le groupe des vecteurs "tension intermédiaire"**

Ce sont les vecteurs obtenus pour des combinaisons où un état vaut 1, un autre 0, et le dernier -1. Ils sont nommés  $V_{21}$ ,  $V_{22}$ ,  $V_{23}$ ,  $V_{24}$ ,  $V_{25}$  et  $V_{26}$ . Chacun est obtenu par une combinaison unique des états. Ces vecteurs vont avoir un effet sur la tension. L'application d'un tel vecteur de tension va solliciter les deux condensateurs d'entrée  $C_1$  et  $C_2$ , mais les courants qui les traverseront ne seront pas égaux. Et y aura un déséquilibre qui dépend des courants de phase mis en jeu pendant ce fonctionnement.

#### **4.5. COMMANDE MPPT DE LA TURBINE EOLIENE**

Les éoliennes utilisées pour la production d'électricité doivent permettre de produire un maximum de puissance en exploitant davantage l'énergie disponible dans le vent. C'est pour cela que de nombreux systèmes de commande de l'éolienne agissant au niveau de la partie mécanique ou électrique sont développés pour maximiser la conversion d'énergie [Cam 06].

Parmi les intérêts de l'utilisation de la MADA, outre la taille du convertisseur, est de pouvoir fonctionner à vitesse variable en suivant la caractéristique de puissance optimale de l'éolienne (Fig. 2.5). Cette caractéristique montre que pour chaque vitesse de vent, il existe une vitesse de rotation optimale (correspondant à la valeur maximale du coefficient de puissance) permettant à l'éolienne d'avoir le meilleur rendement possible.

Dans cette étude, en utilisant le modèle de la turbine, des essais en boucle ouverte nous ont permis de déterminer pour chaque vitesse de la turbine (donc du vent) la puissance que devrait générer la MADA pour permettre une conversion optimale de l'énergie éolienne. Cette dernière puissance est prise comme référence de la puissance active dans le système de contrôle de la MADA (Fig. 4 .20).

#### 4.6. MODELE ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA AVEC

##### ORIENTATION DU FLUX STATORIQUE

De nombreuses études ont été menées autour de la commande vectorielle de la MADA [Mes 16],[Car 04],[Car 05],[Hop 00],[Moh 05]. Désormais, cette commande constitue aujourd'hui la référence universelle et industrielle en matière du contrôle découplé des puissances active et réactive de la MADA.

En orientant le flux statorique, le modèle obtenu de la MADA (Eq. 2.13) se simplifie et le dispositif de commande qui en résulte l'est également. L'orientation du flux est basée sur le retour d'information du vecteur de flux estimé à partir de la mesure des courants statoriques et rotoriques, ou éventuellement obtenu à partir de l'intégration de l'équation tension du stator.

Un contrôle vectoriel de cette machine a été conçu en orientant le repère de Park pour que le flux statorique suivant l'axe  $q$  soit constamment nul, nous pouvons écrire [Poi 03]:

$$\varphi_{ds} = \varphi_s, \quad \varphi_{qs} = 0 \quad (4.15)$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ 0 = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (4.16)$$

$$\begin{cases} v_{ds} = 0 \\ v_{qs} = V_s = \omega_s \cdot \varphi_s \end{cases} \quad (4.17)$$

A partir des équations des composantes directes et en quadratures du flux statorique Eq. (4.16), nous obtenons les relations liant les courants statoriques à ceux du rotor :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{\varphi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{dr} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (4.18)$$

Ainsi dans ce repère, en prenant en considération les hypothèses émises, les puissances active et réactive deviennent alors :

$$\begin{cases} P_s = v_{qs} \cdot i_{qs} \\ Q_s = v_{qs} \cdot i_{ds} \end{cases} \quad (4.19)$$

En remplaçant les courants statoriques Eq. (4.18) dans l'équation l'Eq. (4.19) nous obtenons les expressions suivantes pour les puissances active et réactive:

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = V_s \frac{\varphi_s}{L_s} - V_s \frac{M}{L_s} i_{dr} \end{cases} \quad (4.20)$$

En tirant ( $\varphi_s = \frac{V_s}{\omega_s}$ ) de l'Eq. (17), l'expression de la puissance réactive devient :

$$Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s} - \frac{V_s \cdot M}{L_s} i_{dr} \quad (4.21)$$

Par ailleurs, nous pouvons exprimer les tensions rotoriques en fonction des courants rotoriques, en remplaçant les courants de l'Eq. (4.18) dans l'Eq. (2.11), nous obtenons :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{dr}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{qr}}{dt} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + g \frac{M \cdot V_s}{L_s} \end{cases} \quad (4.22)$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques disparaissent, alors les tensions rotoriques deviennent:

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + g \frac{M \cdot V_s}{L_s} \end{cases} \quad (4.23)$$

L'influence des termes de couplage entre les deux axes en  $\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)$  est minime. Le terme  $g \frac{M \cdot V_s}{L_s}$  représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation, son influence n'est pas négligeable.

Les équations Eq.(4.20), Eq.(4.21) et Eq.(4.23) nous permettent d'établir le schéma bloc du système électrique de la MADA à contrôler (Fig. 4.15).

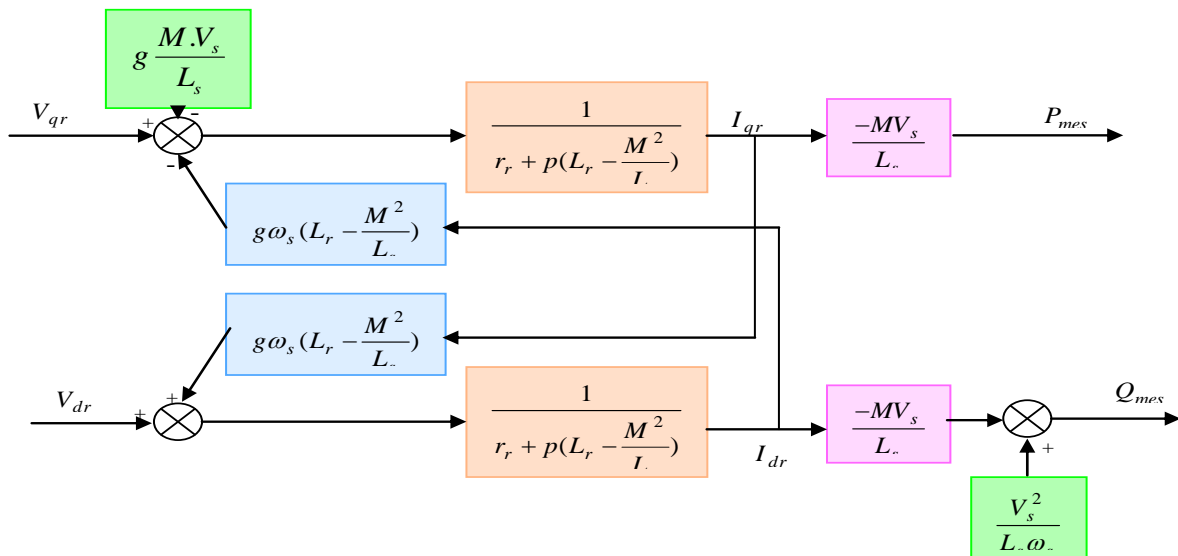


Fig. 4. 15 : Schéma bloc de la MADA à réguler.

Dans ce schéma, nous avons fait apparaître des fonctions de transfert de premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances statorique active et réactive. Ce qui nous permet de mettre en place une commande vectorielle. Etant donné que l'influence du couplage est minimale, chaque axe peut être commandé indépendamment avec chacun son propre régulateur.

Les grandeurs de référence pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe  $q$  rotorique et la puissance réactive pour l'axe  $d$  rotorique. La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator de façon à optimiser la qualité de l'énergie injectée dans le réseau. La consigne de puissance active devra permettre de garder un transfert de puissance de l'éolienne optimal.

Nous allons maintenant procéder à la synthèse des régulateurs nécessaires à la réalisation de la commande découplée des puissances active et réactive de la MADA. Le régulateur proportionnel-intégral (PI) reste le plus communément utilisé pour la commande des puissances de la MADA, le régulateur de chaque axe a pour rôle d'annuler l'écart entre les puissances de références et les puissances mesurées. Dans cette partie de l'étude, la tension du bus continu est supposée constante et les tensions à l'entrée du convertisseur 3L-NPC sont équilibrées.

Les performances du système de contrôle global dépendent largement de la qualité de la stratégie de contrôle du courant appliquée [Muy 11]. Elle doit satisfaire les exigences de base comme un faible THD du courant de sortie, une réponse dynamique élevée, l'immunité contre les variations des paramètres de la machine et, dans un certain nombre de cas, permet un flux de bidirectionnel de puissance. En effet, les régulateurs utilisés pour le contrôle des courants rotoriques sont basés sur le principe de l'hystérésis vectoriel. Le principe de cette commande est détaillé dans la section suivante.

#### **4.7. PRINCIPE DE L'ALGORITHME DE LA COMMANDE A HYSTERESIS VECTORIEL (SVHCC)**

La commande à hystérésis est une commande à structure variable d'une robustesse et d'une simplicité inégale dans les conditions d'une fréquence de commutation libre et d'une commande aussi rapide. Ainsi, ce type de régulateur n'exige aucune connaissance des paramètres de la charge.

Dans cette partie, nous allons présenter l'association de l'onduleur 3L-NPC avec la MADA. Ce dernier est contrôlé par une technique de commande basée sur l'hystérésis vectoriel ou en anglais space vector based-hysteresis current control (SV-HCC). Cette commande a été proposée dans [Ghe 11] afin de permettre l'équilibrage des tensions du diviseur capacitif de

l'onduleur NPC à trois niveaux. La technique de commande étudiée est utilisée pour la commande découplée des puissances actives et réactives de la MADA en commandant ses courants rotoriques dans le repère  $(\alpha\beta)$ , comme le représente la Fig. 4.16.

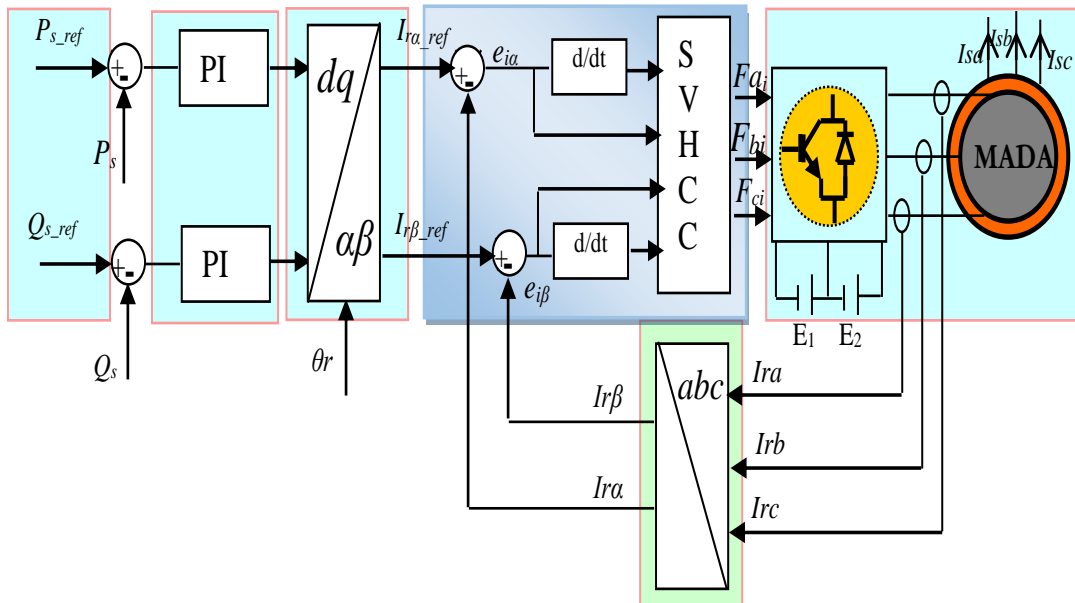


Fig. 4. 16 : Structure de la commande vectorielle de la MADA.

L'idée de base du contrôle par hystérésis vectoriel est de maintenir les courants mesurés du rotor à l'intérieur de leurs bandes d'hystérésis  $h_1, h_2$  et  $h_3$  ainsi que l'équilibrage des tensions du bus continu [Ghe 11].

La Fig. 4.17 illustre les blocs élémentaires du contrôle SVHCC. Il se compose de quatre blocs : calcul des erreurs des courants, détection de la zone, détection du secteur et la sélection du vecteur de tension approprié.

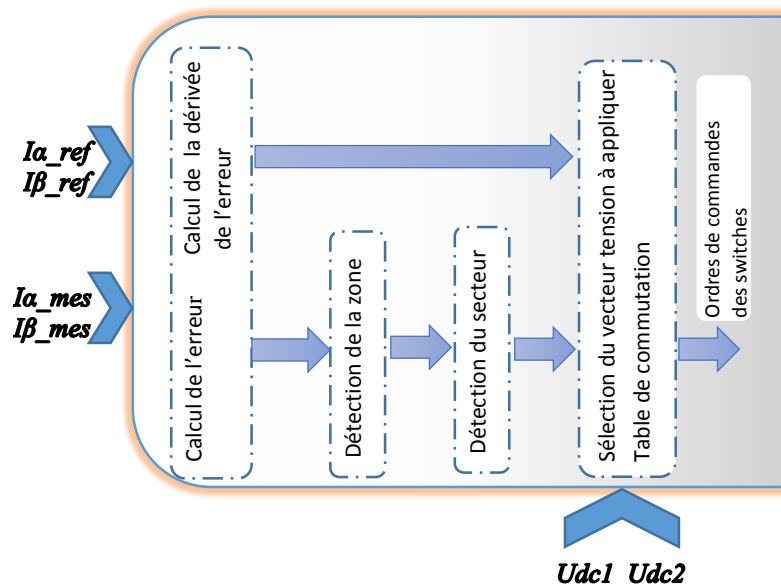


Fig. 4. 17 : Principe de la commande par SVHCC.

#### 4.7.1. Détermination des différentes zones

L'analyse du système est effectuée dans le repère orthogonal stationnaire ( $\alpha\beta$ ). Les deux vecteurs de courants (courant de référence  $\vec{i}_{r\_ref}$  et mesuré  $\vec{i}_r$ ) peuvent être exprimés dans ce repère comme suit:

$$\begin{cases} \vec{i}_r^* = i_{r\alpha}^* + j i_{r\beta}^* \\ \vec{i}_r = i_{r\alpha} + j i_{r\beta} \end{cases} \quad (4.24)$$

Le vecteur d'erreur est défini comme suit:

$$\vec{e}_i = \vec{i}_r - \vec{i}_r^* \quad (4.25)$$

Par la même manière, le vecteur d'erreur est présenté dans le référentiel ( $\alpha\beta$ ) par l'expression suivante :

$$\vec{e}_i = e_{i\alpha} + j e_{i\beta} \quad (4.26)$$

Pour dresser cette erreur, quatre catégories de vecteurs tensions du convertisseur sont disponibles (nuls, petits, moyens et grands).

Le sommet du vecteur courant de référence  $\vec{i}_r^*$  est situé au centre de la zone I. Le sommet du vecteur courant mesuré  $\vec{i}_r$  peut être situé dans l'une des quatre zones (I, II, III et IV), selon les trois bandes d'hystérésis :  $h_1, h_2, h_3$ , comme l'illustre la Fig. 4.18. Le Tableau 4.2 donne les conditions d'identification des différentes zones. Ainsi chacune des trois zones II, III et IV est divisée en quatre secteurs.

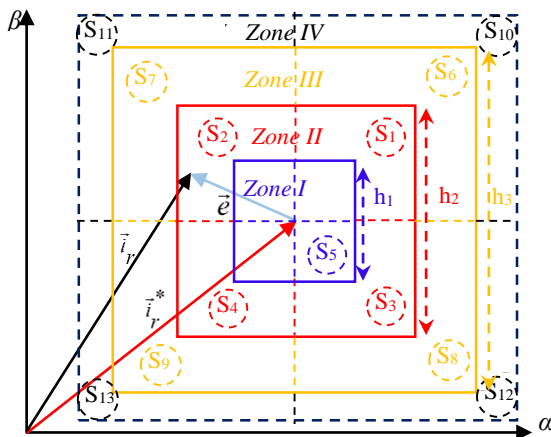


Fig. 4. 18 : Détermination des quatre zones dans le repère ( $\alpha\beta$ )

Tableau 4. 2 : Conditions d'identification des quatre zones.

Condition	Zones
$ e_{i\alpha}  < h_1/2 \ \& \  e_{i\beta}  < h_1/2$	zone I
$h_1/2 <  e_{i\alpha}  < h_2/2 \ \& \ h_1/2 <  e_{i\beta}  < h_2/2$	zone II
$h_2/2 <  e_{i\alpha}  < h_3/2 \ \& \ h_2/2 <  e_{i\beta}  < h_3/2$	zone III
$ e_{i\alpha}  < h_3/2 \ \& \  e_{i\beta}  < h_3/2$	zone IV

#### 4.7.2. Détermination des secteurs

Dans cette commande l'espace vectorielle ( $\alpha\beta$ ) de l'évolution du vecteur d'erreur est décomposé en 13 secteurs symétriques par rapport aux axes de  $e_{i\alpha}$  et  $e_{i\beta}$ , comme l'illustre la Fig. 4.19.

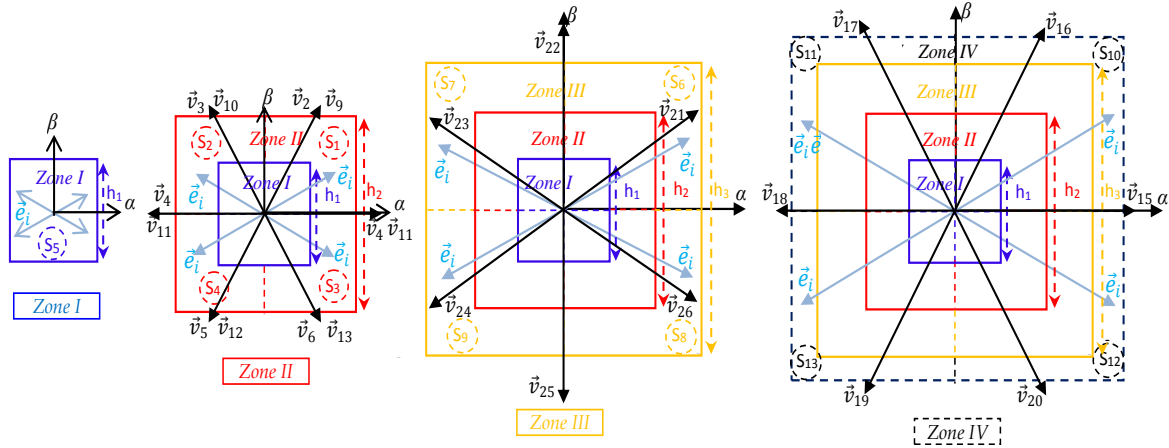


Fig. 4. 19 : Localisation du vecteur d'erreur dans les treize secteurs possibles.

Tableau 4. 3: Condition de détermination des secteurs

zones $e_{i\alpha}$ / $e_{i\beta}$		zones			
		I	II	III	IV
-	-	S <sub>5</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>9</sub>	S <sub>13</sub>
+	-	S <sub>5</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>8</sub>	S <sub>12</sub>
-	+	S <sub>5</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>7</sub>	S <sub>11</sub>
+	+	S <sub>5</sub>	S <sub>1</sub>	S <sub>6</sub>	S <sub>10</sub>

La détermination du secteur dans lequel se positionne le sommet du vecteur d'erreur parmi les treize secteurs est basée sur le signe des composantes  $e_{i\alpha}$  et  $e_{i\beta}$  du vecteur d'erreur (Fig. 4.18). Le Tableau 4.3 résume ces conditions pour les différents secteurs possibles.

#### 4.7.3. Table de commutation

Dans cette structure de contrôle, le bloc de modulation et les boucles internes sont éliminés et remplacés par une table de commutation dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les courants mesurés, ainsi que les dérivées de ces erreurs.

Une fois que le secteur est déterminé, le choix approprié du vecteur de tension parmi les 27 vecteurs tensions de l'onduleur à trois niveaux représentés sur la Fig. 4.14 permet de forcer les courants du rotor de la MADA à suivre les références dans les limites de la bande d'hystérésis d'une telle zone.

Le choix du vecteur de tension à appliquer est fait en correspondance entre la zone dans laquelle se trouve le vecteur d'erreur et les différents hexagones de la Fig. 4.14. Dans le cas où le vecteur d'erreur est situé dans la zone I, alors l'un des trois vecteurs nul (ZVV)  $V_0, V_7, V_{14}$  sera appliqué. Quand le vecteur d'erreur est localisé dans la zone II, un des vecteurs de tension

un petits hexagone ( $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ ) sera choisis. De la même manière, si le vecteur erreur est situé dans la zone III, un des vecteurs tension ( $V_8, V_9, V_{10}, V_{11}, V_{12}, V_{13}$ ) de l'hexagone moyen sera appliqué. Autrement, un des grands vecteurs de tension d'hexagone sera appliqué si le vecteur d'erreur est situé dans la zone IV (en dehors des zones I, II et III).

Un autre critère de choix des ordres de commande des interrupteurs, qui consiste à réduire la fréquence de commutation a été étudié dans des travaux antérieurs [Ghe 10]. A ce titre, les vecteurs de tension nulle (ZVV) doivent être appliqués, et cela sera effectué seulement quand on est certain que l'action du vecteur tension du rotor a la tendance de maintenir l'erreur dans les limites de la bande d'hystérésis de la zone en question, ceci peut être fait par l'introduction d'une autre grandeur qui est la dérivée de l'erreur. En effet, la condition de sélection du vecteur ZVV est donnée par:

$$e_{i\alpha} \frac{de_{i\alpha}}{dt} < 0 \text{ et } e_{i\beta} \frac{de_{i\beta}}{dt} < 0 \quad (4.27)$$

Avec la condition Eq. (4.27), le choix du vecteur de tension devient en fonction de l'amplitude, le signe de l'erreur et de sa dérivée ( $\frac{de_{i\alpha}}{dt}$  et  $\frac{de_{i\beta}}{dt}$ ). Cette dernière peut être considérée comme une variable booléenne de valeur :

- 1 : lorsque les dérivées d'erreur du courant sont positives ( $\frac{de_i}{dt} > 0 ; i = \alpha, \beta$ ).
- 0 : lorsque les dérivées d'erreur du courant sont négative ( $\frac{de_i}{dt} < 0 ; i = \alpha, \beta$ ).

Si les conditions de l'Eq. (4.27) ne sont pas vérifiées, autrement dit si les composantes du vecteur d'erreur du courant et leurs dérivées respectives dans le repère ( $\alpha, \beta$ ) ont le même signe, le choix des vecteurs de tension non nuls (NZVV) doit être fait pour renverser la tendance normale de la trajectoire des erreurs des courants. Dans ce cas, le NZVV approprié doit forcer le vecteur d'erreur vers la bonne trajectoire pour atteindre la bande d'hystérésis correspondante.

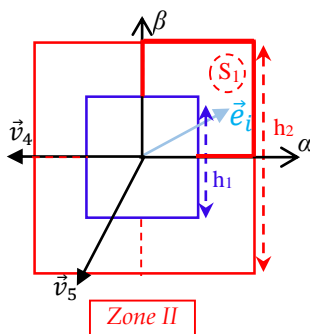


Fig. 4. 20 : Vecteur d'erreur dans le secteur 1.

Tableau 4. 4: Table de commutation du secteur I

	$\frac{de_{i\alpha}}{dt}$	$\frac{de_{i\beta}}{dt}$	vecteur appliqué
1	1	1	$V_5$
2	0	1	$V_5$
3	1	0	$V_4$
4	0	0	ZVV



Pour comprendre les règles de choix du vecteur de tension approprié, le secteur S1 (zone II), qui correspond au cas où les deux composantes du vecteur d'erreur sont positives est pris comme exemple. Pour ce faire, la Fig. 4.20 et le Tableau 4.4 expliquent les règles du choix dans ce secteur (S<sub>1</sub>).

D'après le Tableau 4.4, nous constatons:

- Pour le cas 1: pour lequel les deux composantes  $e_{i\alpha}$  et  $e_{i\beta}$  augmentent, ce qui signifie qu'elles tendent à s'éloigner de la zone d'hystérésis. En effet, le vecteur  $\vec{V}_5$  est le vecteur de tension approprié pour déplacer le sommet du vecteur d'erreur en arrière vers la zone d'hystérésis. le vecteur de tension approprié pour déplacer l'erreur de nouveau à la limite de la bande d'hystérésis est  $\vec{V}_5$ .
- Pour le cas 2, qui correspond à la diminution de la composante  $e_{i\alpha}$  et à l'augmentation de la composante  $e_{i\beta}$ , le vecteur de tension  $\vec{V}_5$  reste le meilleur choix puisqu'il n'y a aucun vecteur de tension qui a un effet seulement sur la composante  $e_{i\beta}$ .
- Pour le cas 3, qui correspond à une augmentation de la variation de la composante  $e_{i\alpha}$  et une diminution suivant la composante  $e_{i\beta}$ , ce qui fait que l'erreur selon  $\alpha$  tend à s'éloigner de la zone d'hystérésis tandis que celle selon  $\beta$  tend à la rejoindre. Le vecteur de tension  $\vec{V}_4$  est le meilleur choix pour déplacer l'erreur de nouveau à la limite de la bande d'hystérésis.
- Pour le cas 4, Nous constatons une diminution sur les deux composantes, et l'erreur converge naturellement dans la bonne direction, ainsi la condition Eq. (4.27) est vérifiée et donc un vecteur ZVV est sélectionnée. Le choix entre les trois ZVV est déterminé de manière à réduire au minimum la fréquence de commutation.

En basant sur le même raisonnement, nous obtenons à la fin le Tableau 4.5 qui résume la table de commutation pour chaque secteur dans différentes zones.

**Tableau 4. 5:** Table de commutation pour les différents secteurs.

$\frac{de_\alpha}{dt}$	$\frac{de_\beta}{dt}$	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>6</sub>	S <sub>7</sub>	S <sub>8</sub>	S <sub>9</sub>	S <sub>10</sub>	S <sub>11</sub>	S <sub>12</sub>	S <sub>13</sub>
1	1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>4</sub>	ZVV	ZVV	V <sub>11</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>10</sub>	ZVV	V <sub>19</sub>	V <sub>20</sub>	V <sub>18</sub>	ZVV
0	1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	ZVV	V <sub>1</sub>	ZVV	V <sub>12</sub>	V <sub>13</sub>	ZVV	V <sub>8</sub>	V <sub>19</sub>	V <sub>20</sub>	ZVV	V <sub>15</sub>
1	0	V <sub>4</sub>	ZVV	V <sub>3</sub>	V <sub>2</sub>	ZVV	V <sub>11</sub>	ZVV	V <sub>10</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>18</sub>	ZVV	V <sub>17</sub>	V <sub>16</sub>
0	0	ZVV	V <sub>1</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>2</sub>	ZVV	ZVV	V <sub>13</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>8</sub>	ZVV	V <sub>15</sub>	V <sub>17</sub>	V <sub>16</sub>

#### 4.8. RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment et valider l'algorithme de la commande, nous présentons dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant le

comportement de la structure de commande découplée des puissances active et réactive de la MADA associée à une boucle d'estimation de la vitesse basée sur la PLL de la fréquence du glissement. Le bloc MPPT permet de donner la référence de la puissance active. Cette référence de puissance active doit être limitée par la puissance nominale de la génératrice afin de ne pas la surcharger dans le cas d'un vent trop fort. Le schéma global de la simulation est représenté sur la Fig. 4.21.

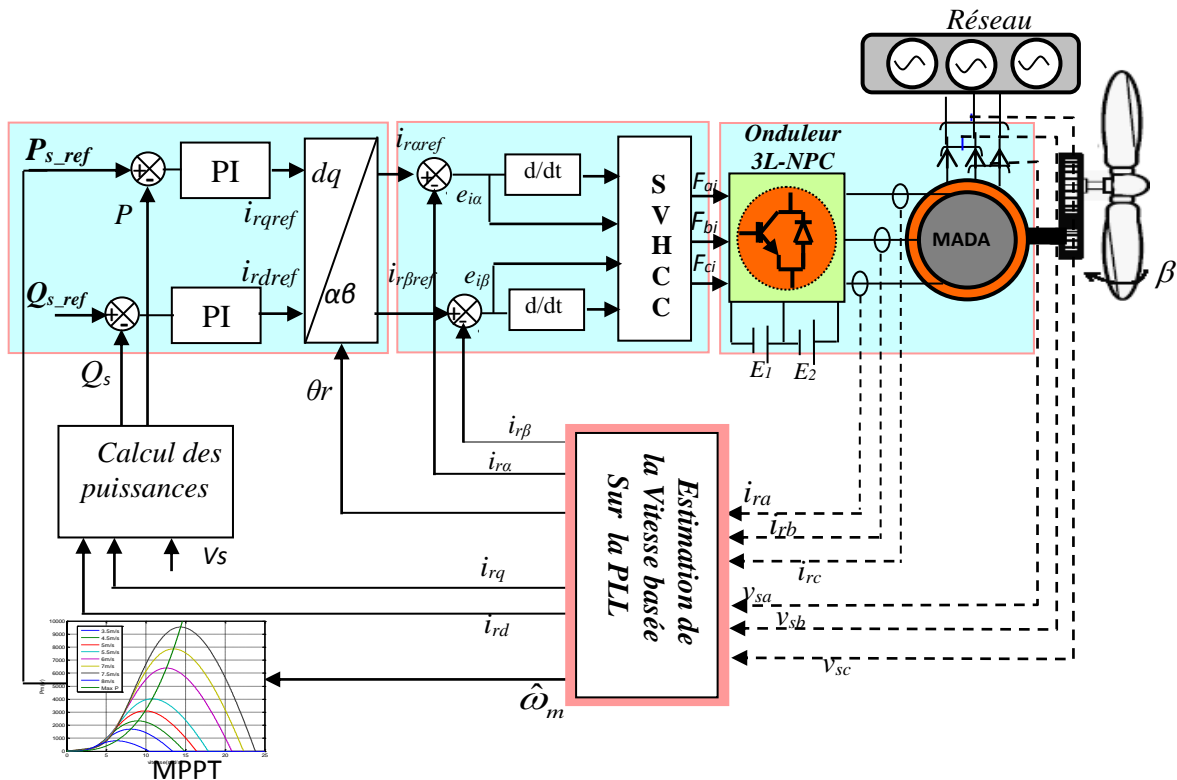


Fig. 4. 21: Schéma global de la commande du système éolien étudié.

Pour effectuer les différentes simulations de notre système, nous avons besoins d'avoir un profil de vent reflètent au maximum la réalité de ce que l'on peut trouver sur un site éolien. Cependant, ces relevés étant effectués sur une longue durée, ils ne sont donc pas bien adaptés pour notre étude car la simulation va nécessiter un temps très long. Nous choisissons pour la suite, le profil du vent illustrés sur la Fig. 4.22. L'application de cette allure du vent sur la turbine permet d'obtenir comme résultats la vitesse qui sera appliquée à la MADA (Fig. 4.23). Maintenant que nous disposons de la vitesse d'entraînement de la génératrice, une estimation de cette dernière basée sur le principe de la PLL de la fréquence du glissement est faite. La vitesse de la turbine est illustrée sur la Fig. 4.24. Les angles  $\theta_m$  et  $\theta_r$  sont donnés par la Fig. 4.25.

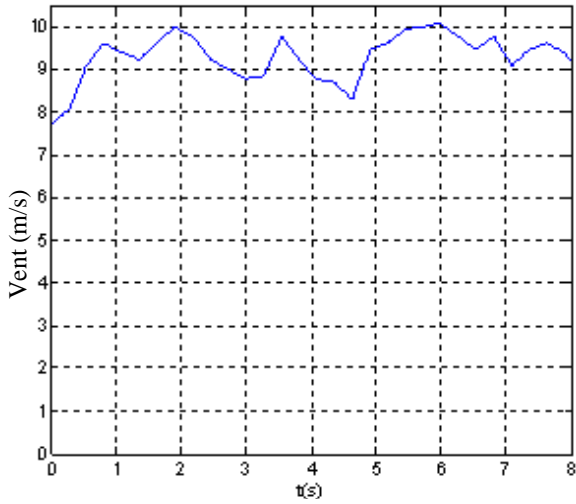


Fig. 4.22 : Profil du vent appliqué.

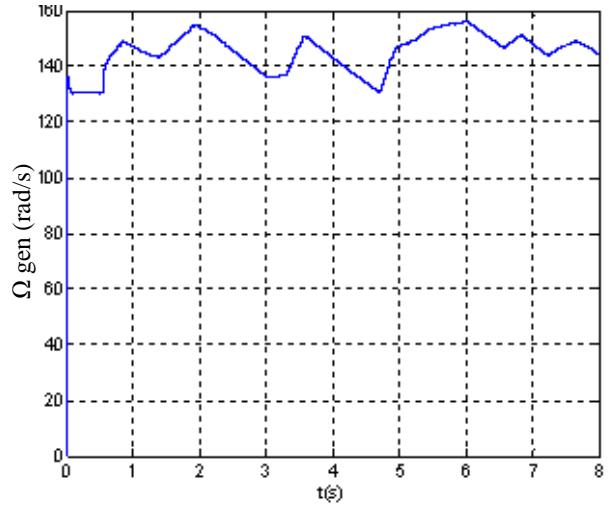


Fig. 4.23 : Vitesse de la MADA.

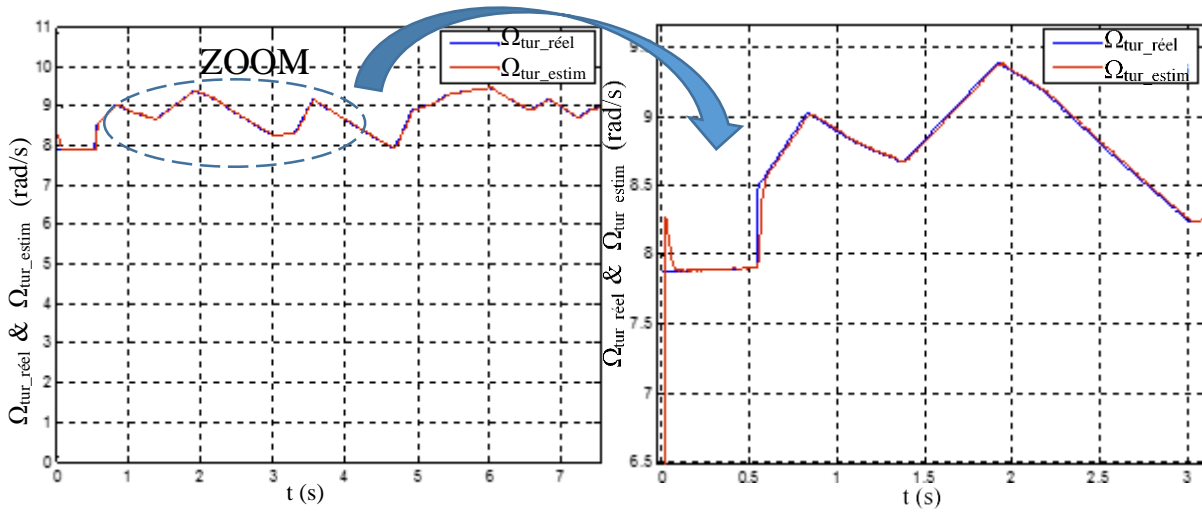
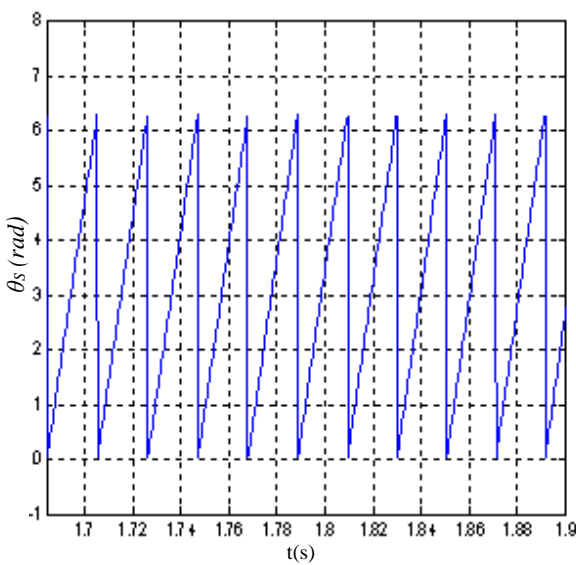
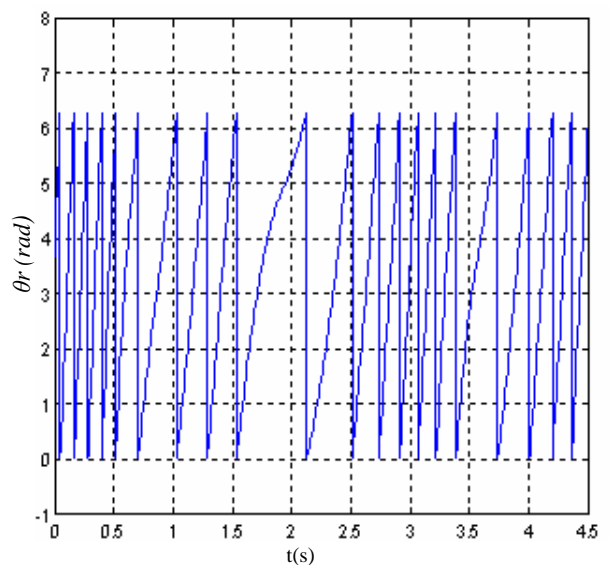


Fig. 4.24 : Estimation de la vitesse de la turbine.



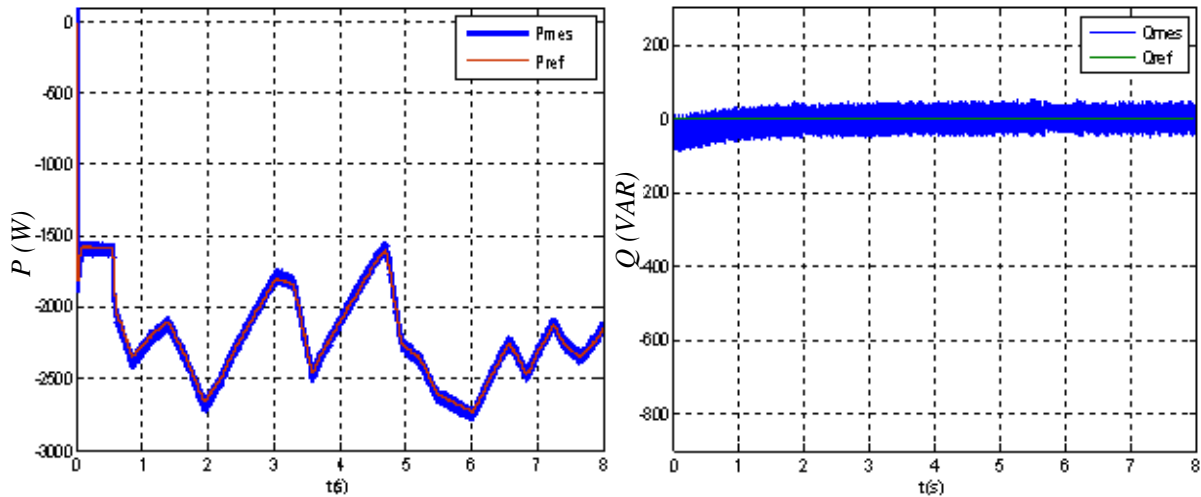
(a) Angle ( $\theta_s$ )



(b) Angle ( $\theta_r$ )

Fig. 4.25 : Angles statorique ( $\theta_s$ ) et rotorique ( $\theta_r$ ).

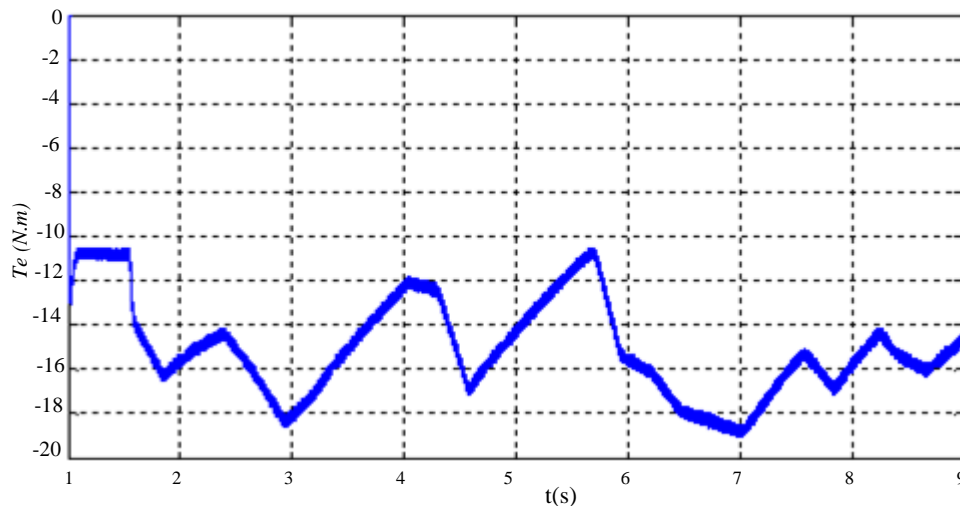
A travers la commande MPPT de la turbine ayant la vitesse estimée de la turbine comme entrée, nous aurons en sortie la puissance active de référence qui permet une conversion optimale de l'énergie. Cependant, la référence de la puissance réactive est maintenue nulle. La Fig. 4.26 montre l'évolution des puissances de références imposées et ceux de la MADA. Le couple électromagnétique de la génératrice est représenté sur la Fig. 4.27.



(a) Puissance active

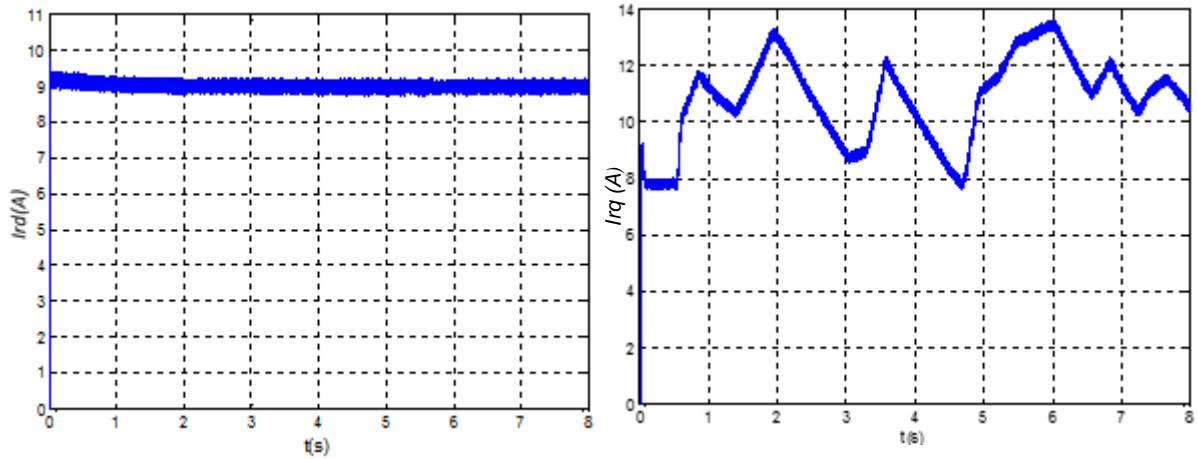
(b) Puissance réactive

**Fig. 4. 26 :** Puissances statorique active et réactive de la MADA.



**Fig. 4. 27 :** Couple électromagnétique de la MADA.

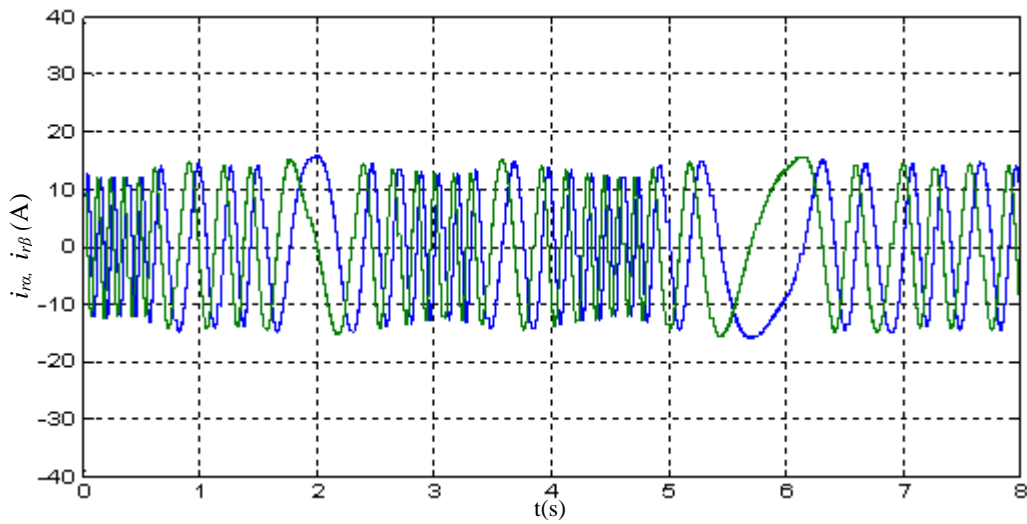
Il est bien connu dans la commande indirecte des puissances active et réactive comme indiqué sur le schéma de la Fig. 4.21, que le contrôle des puissances nous donne à la sorties des régulateurs PI les courants de références  $i_{rdref}$  et  $i_{rqref}$  (Fig. 4.28). Que ce soit pour les courants  $i_{rd}$  ou  $i_{rq}$ , on observe une dynamique qui réagit rapidement et sans dépassement, le couplage entre les deux courants est faible est peu perceptible. Sans oublier la constatation principale de la commande vectorielle qui lie le courant  $i_{rd}$  à la puissance réactive et le courant  $i_{rq}$  à la puissance active, comme le montre la Fig.4.28.



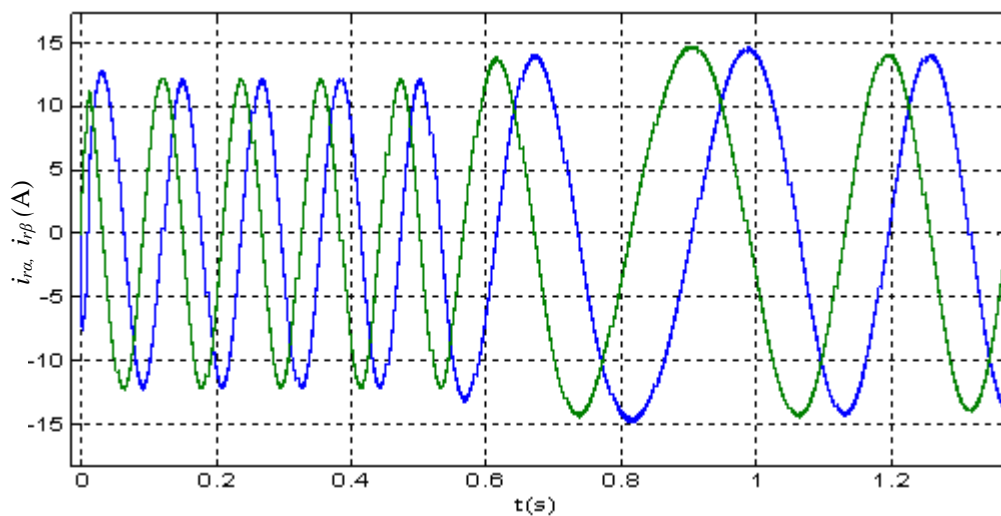
(a) courant  $i_{rd}$

(b) courant  $i_{rq}$

**Fig. 4. 28 :** Composante directe ( $i_{rd}$ ) et en quadrature ( $i_{rq}$ ) du courant rotorique.



(a) : Courants rotoriques  $i_{ra}$  et  $i_{r\beta}$



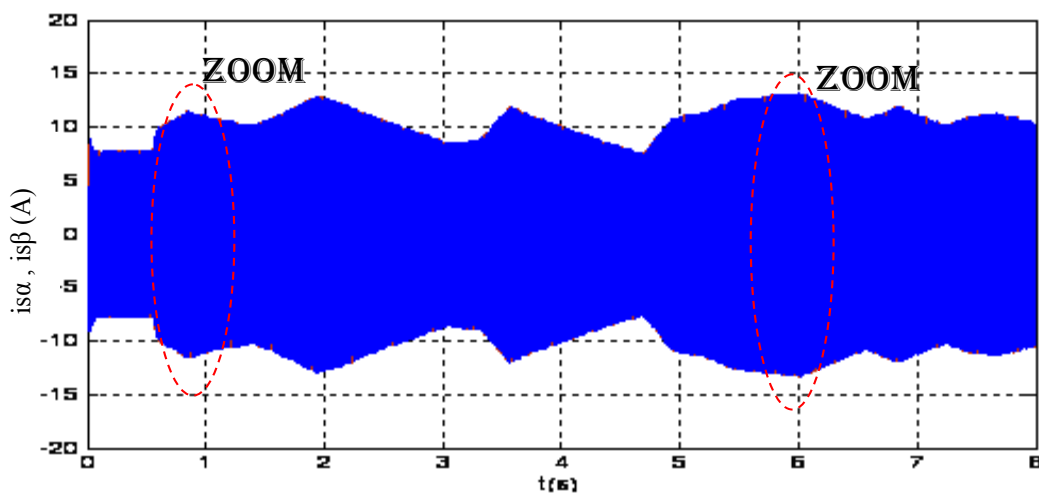
(b) : Zoom des courants rotoriques  $i_{ra}$  et  $i_{r\beta}$

**Fig. 4. 29 :** Courants rotoriques  $i_{ra}$  et  $i_{r\beta}$ .

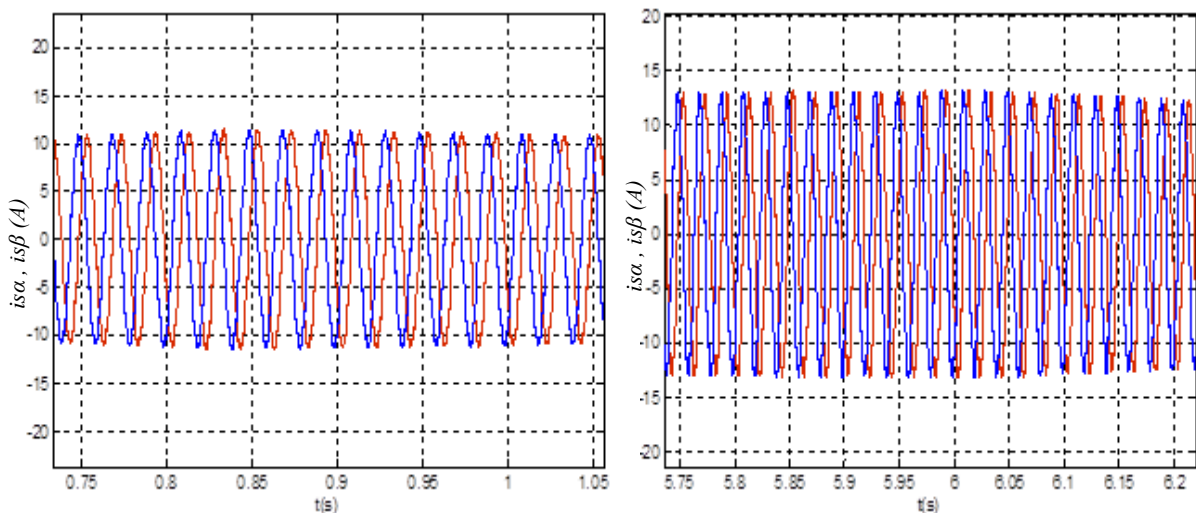
La Fig. 4.29 et Fig. 30 représentent, respectivement, les courants rotoriques et statoriques suivant les deux axes  $\alpha$  et  $\beta$ . D'après ces figures, il est clair que les variations des courants

rotoriques suivent la variation de la vitesse d'entraînement de la génératrice, que ce soit en amplitude ou en fréquence. Ainsi la fréquence des courant rotoriques est liée à celle du stator par :  $f_r = g.f_s$ , cette correspondance est bien illustrée sur la Fig. 4.31. Tandis que, les courants statoriques ont une fréquence constante qui est celle du réseau ( $f=50\text{Hz}$ ), cependant leurs amplitudes sont bien adaptées à la variation de la puissance active et de manière proportionnelle.

Sur la Fig. 4.32, on présente l'allure du courant et de la tension statorique de la phase (a) (avec un gain égal à 1/10). Nous constatons que le déphasage entre les deux signaux est  $180^\circ$  (en opposition de phase), ce qui confirme que la composante imaginaire de la puissance est nulle ( $Q=0$ ) et un fonctionnement à facteur de puissance unitaire est bien assuré.



(a) : Courants statoriques  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$



(b) : Zoom des courants  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$

**Fig. 4. 30** : Courants statoriques  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ .

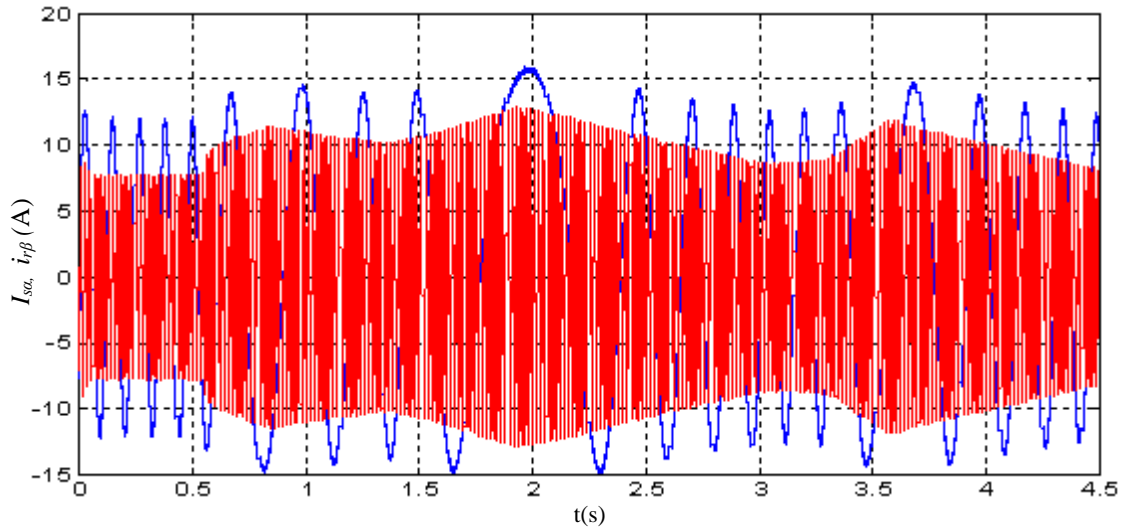


Fig. 4. 31 : Courant statorique  $i_{sa}$  et courant rotorique  $i_{ra}$ .

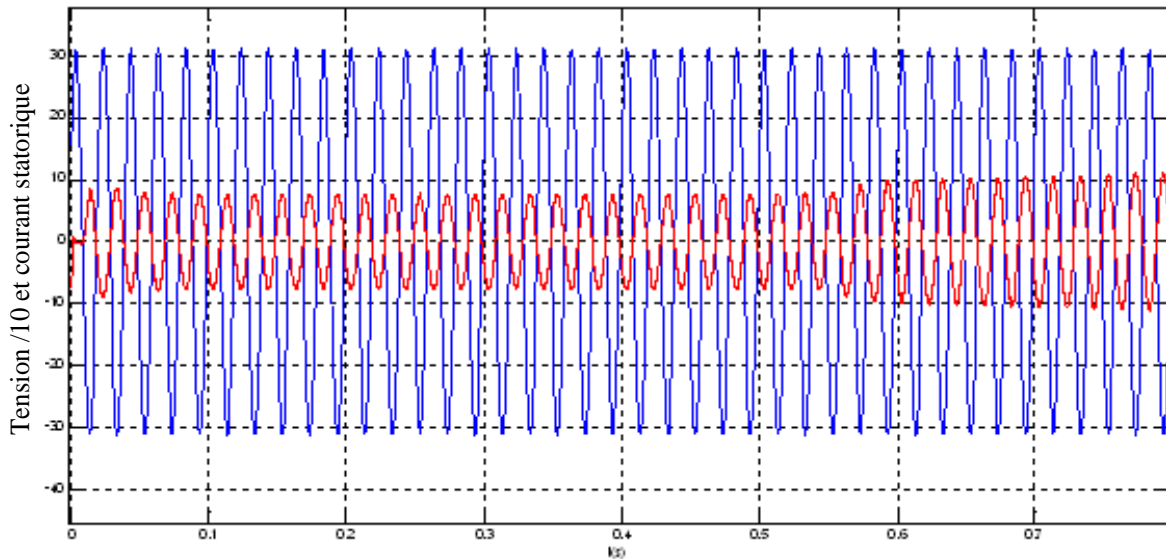


Fig. 4. 32 : Courant statorique  $i_{sa}$  et la tension  $V_{sa}/10$ .

Après avoir présenté les différents grandeurs de la MADA, nous nous intéressons maintenant à la partie de la commande rapprochée et les signaux de sorties de l'onduleur. Nous commençons tout d'abord par la détection de la position du vecteur d'erreur dans les quatre zones de l'espace ( $\alpha\beta$ ), qui sont données sur la Fig. 4.33. La deuxième étape consiste à la détermination du secteur de telles zones comme le montre la Fig. 4.34.

Les bandes d'hystérésis sont fixées comme suit :  $h_1 = 0.45A$ ,  $h_2 = 0.47A$ ,  $h_3 = 0.49A$ . Après la détection de la position du vecteur d'erreur (zone et secteur), un parmi les vingt vecteurs de tension montrés sur le Tableau 4.5 est appliqué, le résultat de simulation nous donne les vecteurs de commande (ordres de commutations) de l'onduleur présenté sur la Fig. 4.35. De ce fait la commande de l'onduleur est achevée par l'application du vecteur de tension approprié (ordres de commutations).

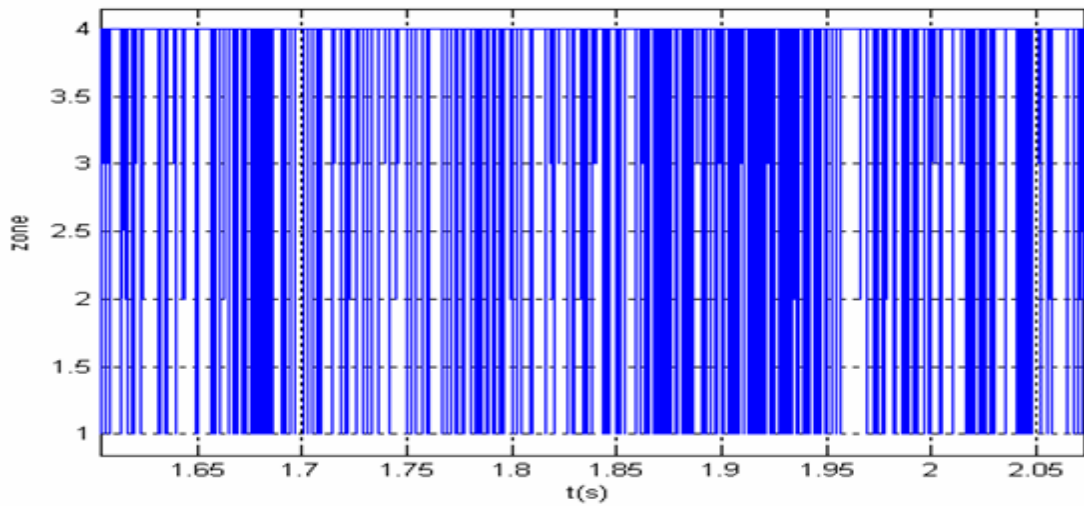
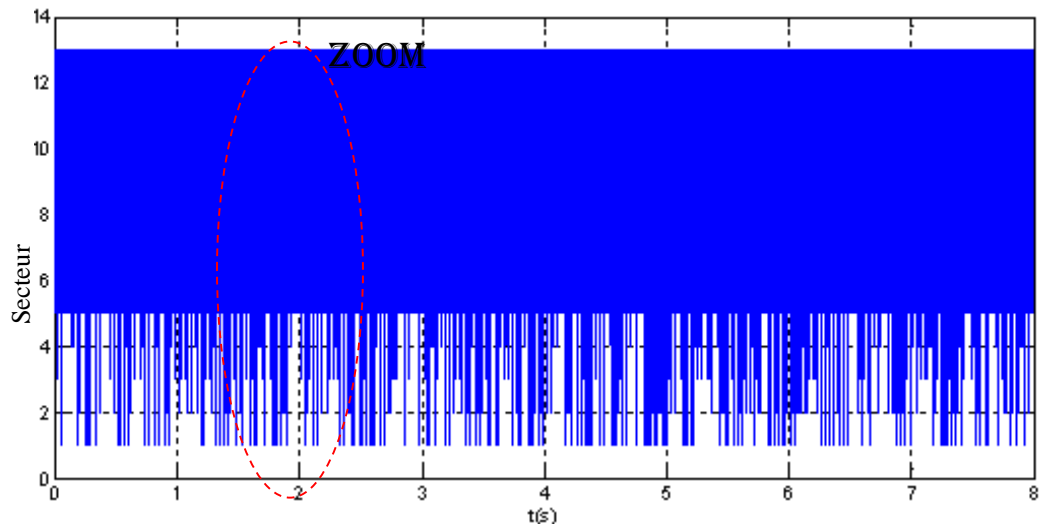
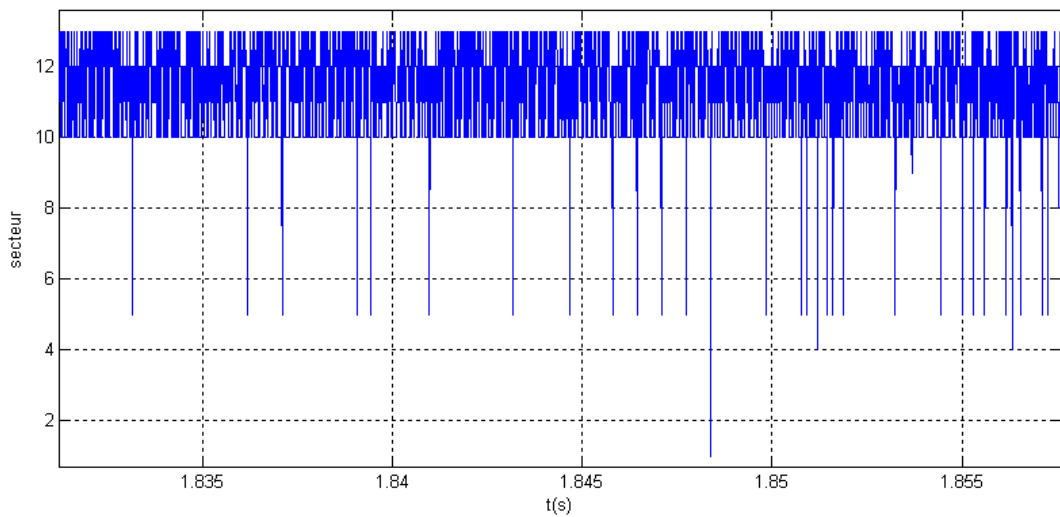


Fig. 4. 33 : Détermination de la zone du vecteur d'erreur.



(a) : Détermination des différents secteurs



(b) : Zoom de la partie sélectionnée.

Fig. 4. 34 : Localisation du vecteur d'erreur dans les différents secteurs.



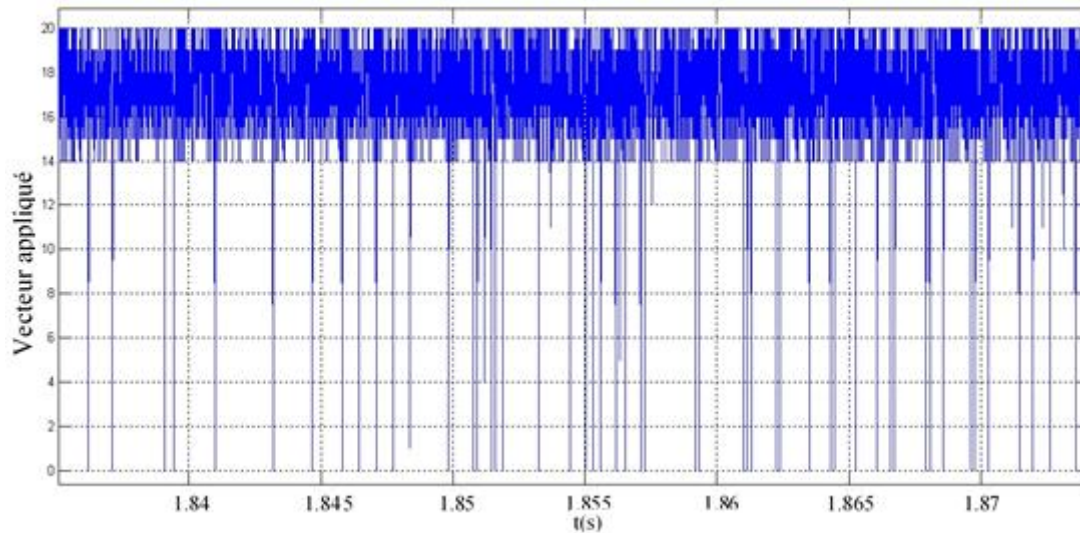


Fig. 4. 35 : Vecteurs de tension appliqués.

Sur la Fig. 4.36 nous présentons la tension composée de sortie de l'onduleur à appliquer à l'enroulement rotorique de la machine pour forcer les courants mesurés à suivre sa référence dans les limites de la bande d'hystérésis.

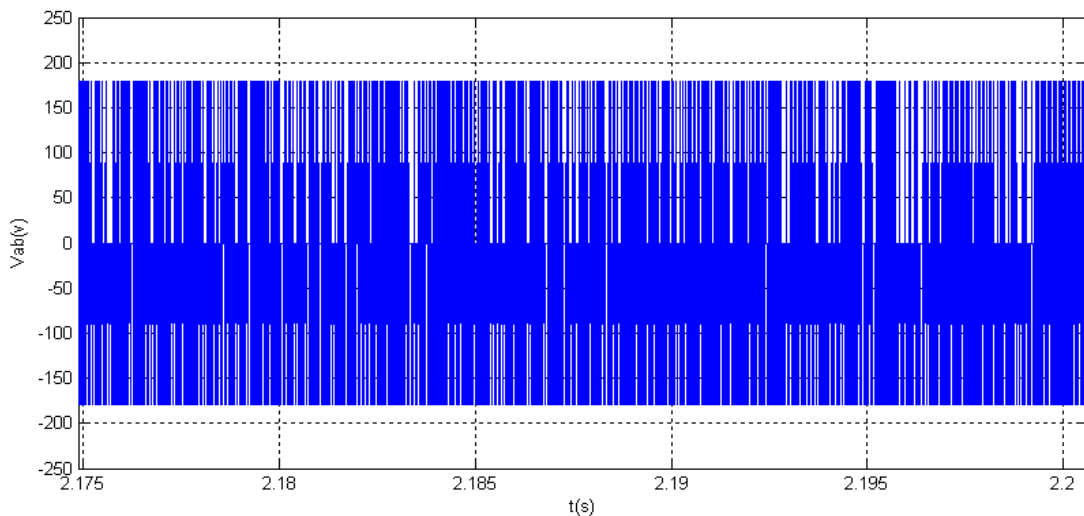


Fig. 4. 36 : Tension composée de l'onduleur de tension 3L-NPC.

#### 4.9. CONCLUSION

Ce chapitre a fourni une analyse théorique, une modélisation et une simulation détaillées qui mirent en évidence les avantages qu'elle offre la machine à double alimentation qui couvrent l'inconvénient de la présence des balais qui frôlent sur les bagues.

Une approche de commande sans capteur et une simulation détaillée de l'algorithme d'estimation de la vitesse basé sur le principe de PLL de la fréquence du glissement est abordée dans ce chapitre. D'après les différentes simulations, on a vu que la méthode d'estimation de la

#### *Chapitre 4 : Commande sans capteur de vitesse d'une turbine éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation*

vitesse est indépendante des paramètres de la machine, ce qui a comme conséquence une amélioration significative de la robustesse de la commande. En outre, la PLL de la fréquence du glissement proposée a la capacité de réduire de manière significative le bruit de haute fréquence. Ainsi, à travers les différentes simulations effectuées nous avons constaté que la recherche du maximum de la puissance se fait en permanence et l'éolienne s'adapte donc à chaque variation de vent pour être dans une configuration d'extraction maximale de puissance.

La dernière partie de ce chapitre a été consacré à l'alimentation des enroulements rotorique de la MADA par un onduleur triphasé multi-niveaux de structure NPC, avec une commande en courant basée sur le principe de l'hystérésis vectoriel. Les résultats obtenus par simulation s'avèrent satisfaisantes, vu la stabilité des différentes grandeurs qui constituent la machine asynchrone à double alimentation.

# Chapitre 5:

**Commande d'un onduleur ANPC à cinq niveaux et équilibrage des tensions du bus continu par un hacheur boost multiniveaux.**

## **5.1. INTRODUCTION**

Afin de ramener les contraintes sur les composants en commutation à des valeurs acceptables, de nouvelles structures de convertisseurs multiniveaux sont introduites ces dernières années, à savoir les structures à cinq niveaux. En outre, en raison de la capacité à générer un nombre plus élevé de niveaux de tension de sortie, ces structures de convertisseurs multiniveaux peut encore réduire le contenu harmoniques de tension et de courant en les comparant avec les topologies à deux et à trois niveaux [Ser 08].

Généralement, les structures à cinq niveaux sont obtenues en tant que prolongement naturel des topologies à trois niveaux existantes, telles que les convertisseurs à NPC et des convertisseurs à condensateurs flottants (FC). Des interrupteurs et des éléments de stockage d'énergie sont inclus dans les topologies à trois niveaux classiques pour produire des niveaux de tensions supplémentaires. Cependant, les deux topologies révèlent des difficultés techniques qui compliquent leurs applications dans l'industrie. Un nombre plus élevé de diodes de clamping et de condensateurs flottants est nécessaire.

Un autre aspect important à considérer est la complexité au niveau de l'équilibrage des tensions du bus continu de la structure NPC et des condensateurs flottants de la structure FC [Bou 07]. Dans l'onduleur NPC à cinq niveaux, le bus continu est subdivisé en quatre niveaux de tension égaux en utilisant un banc de quatre condensateurs au lieu de deux condensateurs seulement pour la structure à trois niveaux. Le nombre de condensateurs flottants est considérablement augmenté pour le convertisseur FC à cinq niveaux.

Les deux difficultés sont évitées dans la topologie multiniveaux en cascade (H-Bridge), qui se caractérise par la connexion en série de convertisseurs en pont monophasé. Cependant, l'utilisation de cette structure est limitée dans certaines applications en raison de la nécessité de sources d'énergie DC isolées.

Récemment, ABB a introduit la topologie à cinq niveaux NPC active (ANPC) comme dernier ajout à leur gamme de variateurs de vitesses moyenne tension [Bar 05],[Kei 10] pour surmonter certaines limitations mentionnées ci-dessus.

Le but de ce chapitre est de développer davantage la topologie, le contrôle et les caractéristiques des convertisseurs ANPC pour un système de conversion de l'énergie raccordé au réseau électrique. Nous allons nous intéresser dans la première partie à la modélisation en vue de la commande de l'onduleur ANPC à 5 niveaux (5L-ANPC), ensuite une stratégie de commande en courant à base d'hystérésis vectoriel sera développée. La deuxième partie sera consacrée à l'étude d'une nouvelle structure de convertisseur DC-DC boost multiniveaux à

gain élevé. Ce convertisseur sera utilisé par la suite pour équilibrer les tensions du bus continu de l'onduleur 5L-ANPC en vue de son intégration dans le système hybride global.

## 5.2. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR NPC-ACTIF À CINQ NIVEAUX (5L-ANPC)

### 5.2.1. Structure de l'onduleur 5L-ANPC

Le convertisseur ANPC présente une nouvelle famille de technologie multiniveaux qui a été initialement proposée pour résoudre l'inconvénient de la distribution non équilibrée des pertes de puissance dans les interrupteurs des convertisseurs NPC conventionnels [Bar 05] [Bru 05].

Le circuit d'un convertisseur ANPC à cinq niveaux (5L-ANPC) est représenté sur la Fig. 5.1. Il s'agit en fait d'une topologie de convertisseur multi-niveaux hybride, qui combine la flexibilité du convertisseur multiniveaux à condensateur flottant (FC) et la robustesse du convertisseur industriel à NPC pour générer des tensions multiniveaux. La structure de la topologie ANPC à cinq niveaux étend le convertisseur classique NPC à trois niveaux de deux façons : les diodes du NPC sont remplacées par des interrupteurs commandables, et des condensateurs flottants sont ajoutés à chaque phase d'une manière similaire à celle du convertisseur à condensateur flottant (FC) [Bar 05].

La capacité du condensateur flottant requise pour un courant de sortie maximal  $I_M$  et une ondulation de tension permise ( $\Delta V_{cf}$ ) sous une fréquence de commutation ( $f_s$ ) est donnée par l'Eq. (5.1) [Pul 10] :

$$C_f = \frac{I_M}{\Delta V_{cf}} \cdot \frac{1}{f_s} \quad (5.1)$$

En outre, il n'utilise qu'une seule source d'alimentation pour le bus continu, tandis que la tension du condensateur flottant intermédiaire est maintenu chargée à la moitié de la tension des condensateurs du bus continu soit un quart de la tension totale de ce dernier et sa tension doit être maintenue équilibrée pour assurer le bon fonctionnement du convertisseur.

Afin d'utiliser seulement des interrupteurs ayant les mêmes capacités de blocage de tension ( $U_{dc}/4$ ) dans la mise en œuvre pratique, les interrupteurs de l'étage d'entrée ( $S_5, S_6, S_7$  et  $S_8$ ) sont formés par deux IGBT en série tandis que les interrupteurs ( $S_1, S_2, S_3$  et  $S_4$ ) sont formés par un seul IGBT. Contribuant ainsi à la simplicité du circuit, celle-ci est encore plus manifestante lorsque l'on sait que le convertisseur à cinq niveaux ne nécessite qu'un seul condensateur supplémentaire par phase comparé au convertisseur NPC à trois niveaux. Cependant, le problème de contrôle et de modulation est beaucoup plus complexe que pour le

convertisseur NPC. L'équilibrage des quatre tensions internes du convertisseur, à savoir le potentiel du point neutre et les tensions des trois condensateurs FC, autour de leurs références tout en maintenant une faible fréquence de commutation est difficile [Kei 10],[Bru 05].

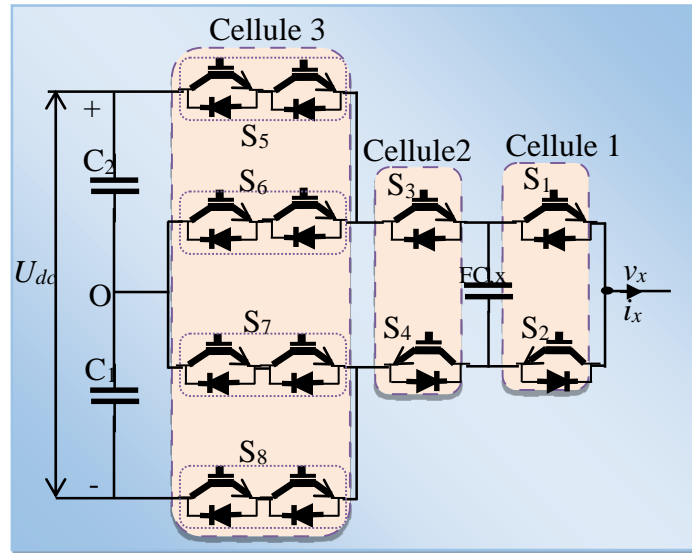


Fig. 5. 1 : Structure d'une phase d'un convertisseur ANPC à cinq niveaux (5L-ANPC).

Le nombre de niveaux peut être augmenté en ajoutant des interrupteurs en série et en augmentant le nombre d'onduleurs à demi-pont en cascade, comme le montre la Fig. 5.2 pour une structure à sept niveaux.

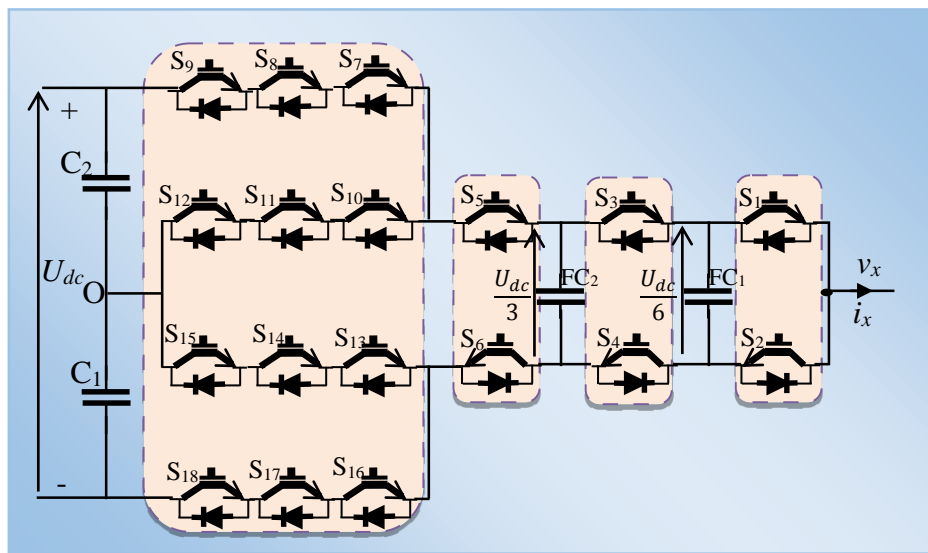


Fig. 5. 2 : Structure d'une phase d'un convertisseur ANPC à sept niveaux (7L-ANPC).

### 5.2.2. Principe de fonctionnement et modélisation du 5L-ANPC

Cinq niveaux de tension de sortie sont obtenus à partir de huit états de commutation distincts réalisés par la combinaison des fonctions de connexion des interrupteurs  $S_1$ ,  $S_3$  et  $S_5$  comme indiqué dans le Tableau 5.1, où "+", "-" et "o" représentent, respectivement, la charge,

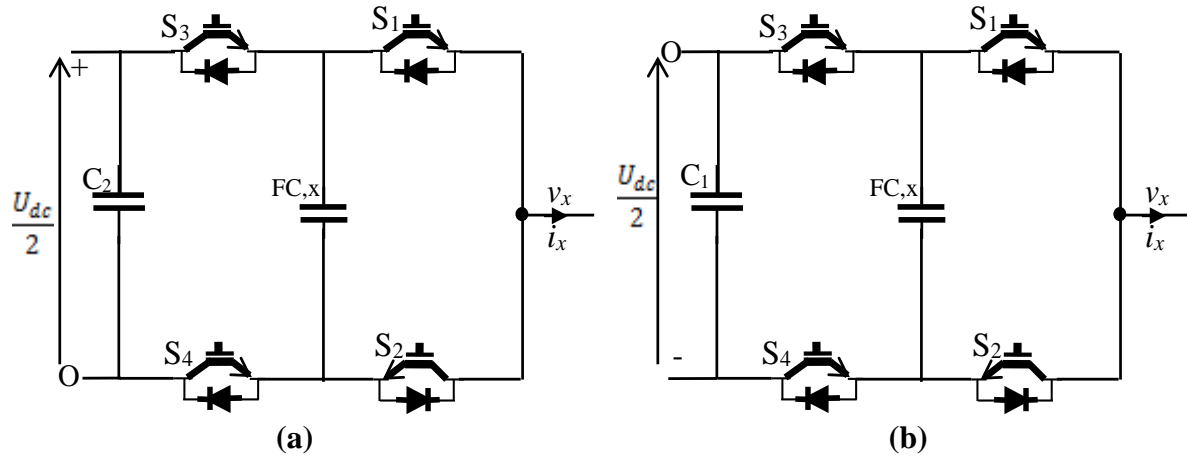
la décharge et aucun effet sur les condensateurs du bus continu et flottant. Nous pouvons noter que les interrupteurs  $S_5$  et  $S_7$  sont actionnés de la même manière et de manière complémentaire à  $S_6$  et  $S_8$ . Les interrupteurs de la cellule 2 fonctionnent en opposition tout comme ceux de la cellule 1 [Ser 08],[Bar 05].

**Tableau 5. 1:** Niveaux de tension de sortie de l'onduleur 5L-ANPC et effet des états de commutation respectifs.

Etat de Commu-tation	Fonction de connexion								Tension de phase	niveau de tension	$I_{NP}$	$I_{FC}$	Effet sur NP et FC, pour $I_x > 0$	
	Cellule 3			Cellule 2		Cellule 1							NP	FC
	$F_8$	$F_7$	$F_6$	$F_5$	$F_4$	$F_3$	$F_2$	$F_1$						
$u_0$	1	0	1	0	1	0	1	0	$-U_{dc}/2$	-2	0	0	0	0
$u_1$	1	0	1	0	1	0	0	1	$-U_{dc}/4$	-1	0	i	0	-
$u_2$	1	0	1	0	0	1	1	0	$-U_{dc}/4$	-1	i	-i	-	+
$u_3$	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0	i	0	-	0
$u_4$	0	1	0	1	1	0	1	0	0	0	i	0	-	0
$u_5$	0	1	0	1	1	0	0	1	$U_{dc}/4$	1	i	i	-	-
$u_6$	0	1	0	1	0	1	1	0	$U_{dc}/4$	1	0	-i	0	+
$u_7$	0	1	0	1	0	1	0	1	$U_{dc}/2$	2	0	0	0	0

Une des exigences de base d'un convertisseur ANPC est de faire fonctionner les interrupteurs externes suivant la fréquence fondamentale de la tension de phase [Gey 12]. En raison de cette exigence, deux demi-périodes distinctes peuvent être identifiées. Dans la première demi-période, le circuit du 5L-ANPC devient équivalent à un FC trois niveaux qui est relié au condensateur supérieur ( $C_2$ ) du bus continu, comme représenté sur la Fig. 5.3.a [Pul 11]. Pendant la seconde moitié de la période, le circuit du 5L-ANPC est relié au condensateur inférieur ( $C_1$ ), comme indiqué sur la Fig. 5.3.b. En conséquence, à chaque phase l'onduleur produit les cinq niveaux de tension  $\{-U_{dc}/2, -U_{dc}/4, 0, U_{dc}/4, U_{dc}/2\}$ . Ces tensions peuvent être décrites par les variables entières  $u_a, u_b, u_c \in \{-2, -1, 0, 1, 2\}$ , que nous appelons niveaux de phase [Bar 05].

La liste des combinaisons de commutation montre également la présence des états redondants qui génèrent le même niveau de tension de sortie. Cela ne signifie toutefois pas qu'ils ne sont jamais utilisés. En effet, l'examen du tableau révèle que pour deux des trois couples d'états redondants ( $u_1/u_2$  et  $u_5/u_6$ ) ont des effets opposés et qui peuvent affecter l'état de charge du condensateur FC, comme illustré par la représentation simplifiée des états de commutation de la Fig. 5.4. Les lignes noires en gras indiquent des IGBT fermés et donc le chemin possible de circulation du courant. Par exemple, les Fig. 5.4.f et Fig. 5.4.g comparent  $u_5$  et  $u_6$ , et montrent comment  $u_6$  soustrait  $U_{dc}/4$  de la tension du bus continu alors que  $u_5$  l'ajoute à la tension neutre. Dès lors, le courant qui parcourt le condensateur FC circule dans le sens opposé [Ser 07].



**Fig. 5. 3 :** Configuration du convertisseur 5L-ANPC :(a) circuit pendant la première demi-période, (b) circuit pendant la deuxième moitié de la période.

De plus, les combinaisons redondantes ont également un impact différent sur le potentiel du point milieu du bus continu, en fonction de l'état de commutation de l'étage d'entrée. Pour réaliser une tension de sortie égale à  $-U_{dc}/4$ , l'étage d'entrée peut être connecté soit au potentiel négatif  $-U_{dc}/4$  ( $u_1$ ) soit directement au point "O" ( $u_2$ ). Pour le niveau de tension égal à  $U_{dc}/4$ , l'état de commutation  $u_5$  résulte en un flux de courant à travers le point milieu, tandis que pour  $u_6$  la sortie est relié au potentiel positif.

Cette analyse montre clairement qu'un degré de liberté pour équilibrer individuellement le condensateur flottant de chaque phase est possible, en sélectionnant correctement les états de commutation en fonction de la direction du courant de sortie et de l'état de la tension du condensateur flottant sans introduire un circuit de charge supplémentaire. L'influence de chaque phase sur le potentiel du point milieu peut également être contrôlée en utilisant les états redondants pour créer ou éviter une liaison entre la sortie et le point milieu "0".

En négligeant les fluctuations de tension dans les condensateurs du bus continu et dans le condensateur flottant, la tension phase-neutre,  $V_{x0}$ , est donnée par [Pul 11]:

$$V_{x0} = \frac{U_{dc}}{4} [2(F_{x5} - 1) + (F_{x3} + F_{x1})] \quad (5.2)$$

avec :  $F_{x5}$ ,  $F_{x3}$  et  $F_{x1}$  présentent les fonctions de connexion des interrupteurs  $S_5$ ,  $S_3$  et  $S_1$  de la phase x, Où x désigne la phase concerné (a, b ou c).

L'évolution de la tension et du courant à travers le condensateur flottant (FC) de la phase x peut être exprimé comme suit :

$$\frac{d}{dt} V_{fc,x} = \frac{i_x}{C_{fc,x}} (F_{x3} - F_{x1}) \quad (5.3)$$

$$i_{FC,x} = (F_{x3} - F_{x1}) \cdot i_x \quad (5.4)$$



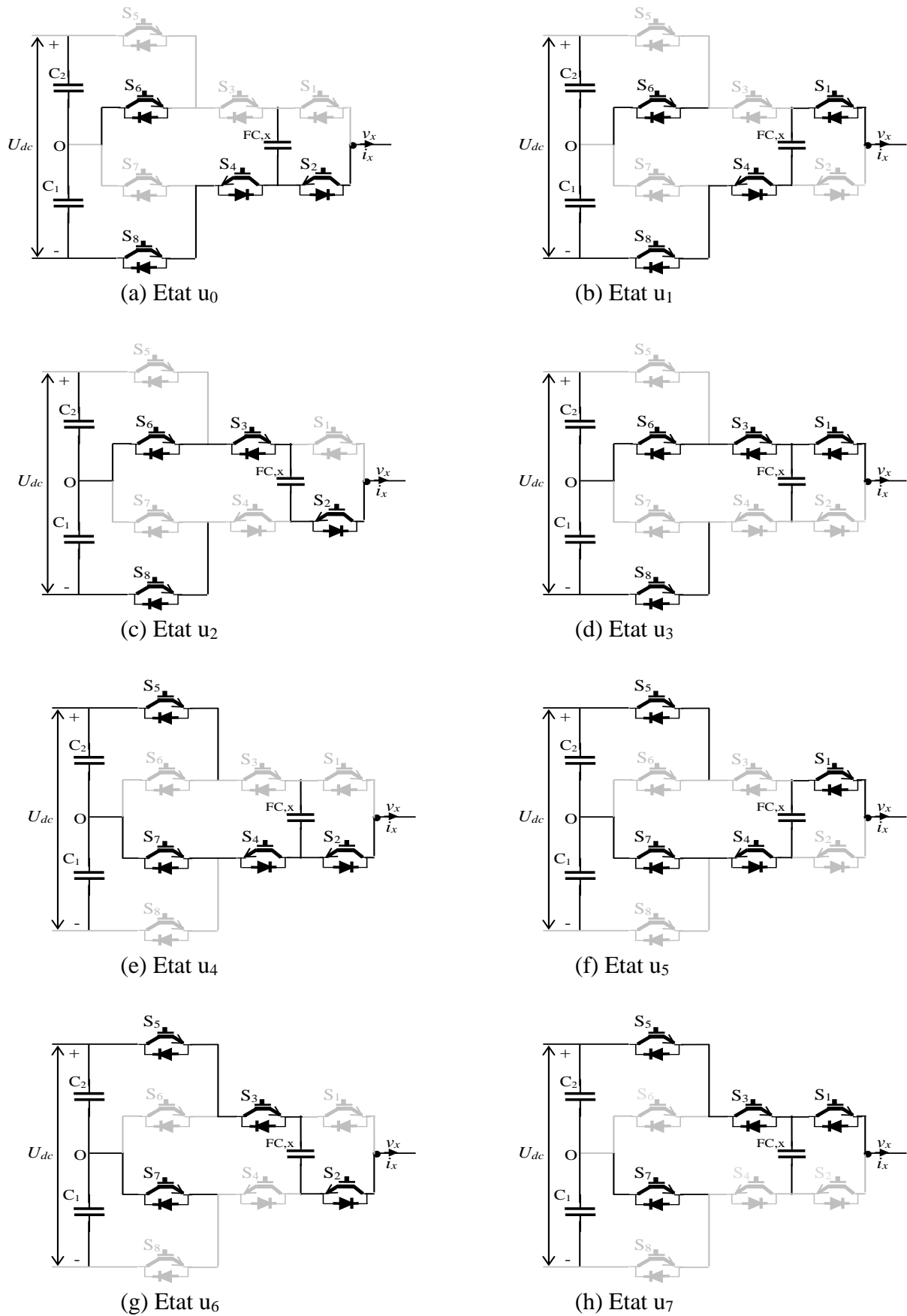


Fig. 5. 4 : Représentation des différents états de commutation de l'onduleur 5L-ANPC.

Les courants d'entrée  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$  et  $i_0$  de l'onduleur triphasé s'expriment en fonction des courants de sorties  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  de la manière suivante [Pul 11] :

$$i_{d1} = i_a \cdot F_{a5} \cdot F_{a3} + i_b \cdot F_{b5} \cdot F_{b3} + i_c \cdot F_{c5} \cdot F_{c3} \quad (5.5)$$

$$i_{d2} = i_a (1 - F_{a5}) (1 - F_{a3}) + i_b (1 - F_{b5}) (1 - F_{b3}) + i_c (1 - F_{c5}) (1 - F_{c3}) \quad (5.6)$$

$$i_0 = i_a (F_{a5} + F_{a3}(1 - 2F_{a5})) + i_b (F_{b5} + F_{b3}(1 - 2F_{b5})) + i_c (F_{c5} + F_{c3}(1 - 2F_{c5})) \quad (5.7)$$

D'après les Eq. (5.3) et Eq. (5.4), nous constatons qu'il est possible de contrôler l'ondulation de tension du FC en faisant varier les fonctions de commutation des interrupteurs dans la cellule 1 et la cellule 2 [Gey12]. Nous notons aussi que la tension du condensateur FC de chaque phase ne dépend que de la commutation et du courant dans la phase concernée, alors que le potentiel de point milieu "O" dépend des commutations et des courants dans les trois phases.

### 5.2.3. Diagramme vectoriel et états redondants

Le nombre de vecteurs augmente de 18 dans la structure NPC à trois niveaux à 61 pour la topologie à cinq niveaux. En outre, en raison de la présence de vecteurs redondants, le nombre d'états de commutation augmente à 125 ( $5^3 = 125$ ) possibilités, comme le montre le schéma vectoriel de la Fig. 5.5.

Cette représentation dans le plan ( $\alpha\beta$ ) conduit à la formation de 4 différents hexagones concentriques. En effet, le premier hexagone interne est formé des vecteurs à quatre redondances, le second à trois redondances. Les vecteurs de tensions qui sont disposés sur le troisième hexagone peuvent être réalisés par deux combinaisons possibles. Enfin, le quatrième hexagone contient les 24 vecteurs réalisés par une seule combinaison [Ima 11]. De manière générale, en associant à chaque hexagone centré sur l'origine du plan ( $\alpha\beta$ ) un index  $h$ , de telle sorte que pour l'hexagone périphérique  $h=1$ , pour l'hexagone de niveau immédiatement inférieure  $h=2$  et ainsi de suite jusqu'à ce que pour l'hexagone nul  $h=N$  ( $N$  le nombre de niveau). Le nombre de séquences de niveaux de phase permettant de synthétiser un vecteur de tension appartenant à l'hexagone d'index  $h$  est égal à  $h$  [Mar 99]. Ainsi, chaque hexagone contient  $6(N-h)$  vecteurs de tension.

Ces vecteurs sont marqués selon le niveau de tension de chaque phase (a,b et c) et qui sont numérotés respectivement de -2 à 2 (Fig. 5.6).

Dans le cas spécifique de l'onduleur ANPC à cinq niveaux, le nombre d'états possibles est encore augmenté à 512 ( $8^3 = 512$ ) [Bar 05], en raison de la présence des états redondants des niveaux -1 ( $-udc / 4$ ), 0 et 1 ( $udc / 4$ ) comme décrit dans le Tableau 5.1 et la Fig. 5.4.

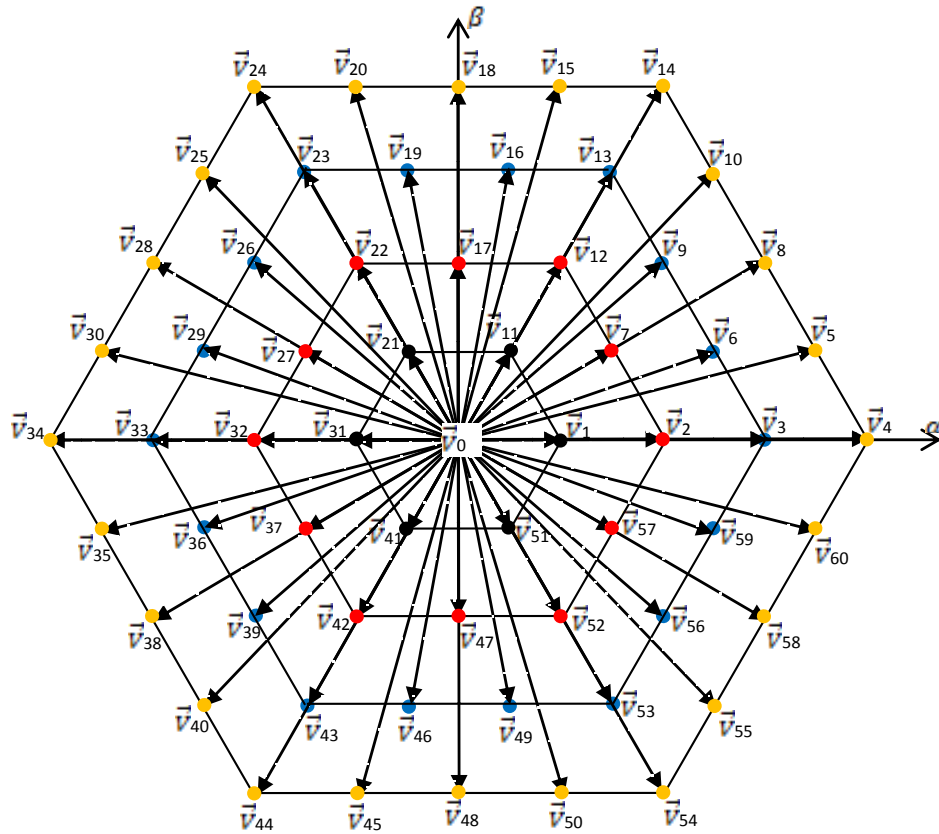


Fig. 5. 5 : Diagramme vectoriel dans le plan ( $\alpha\beta$ ) d'un onduleur à cinq niveaux triphasé.

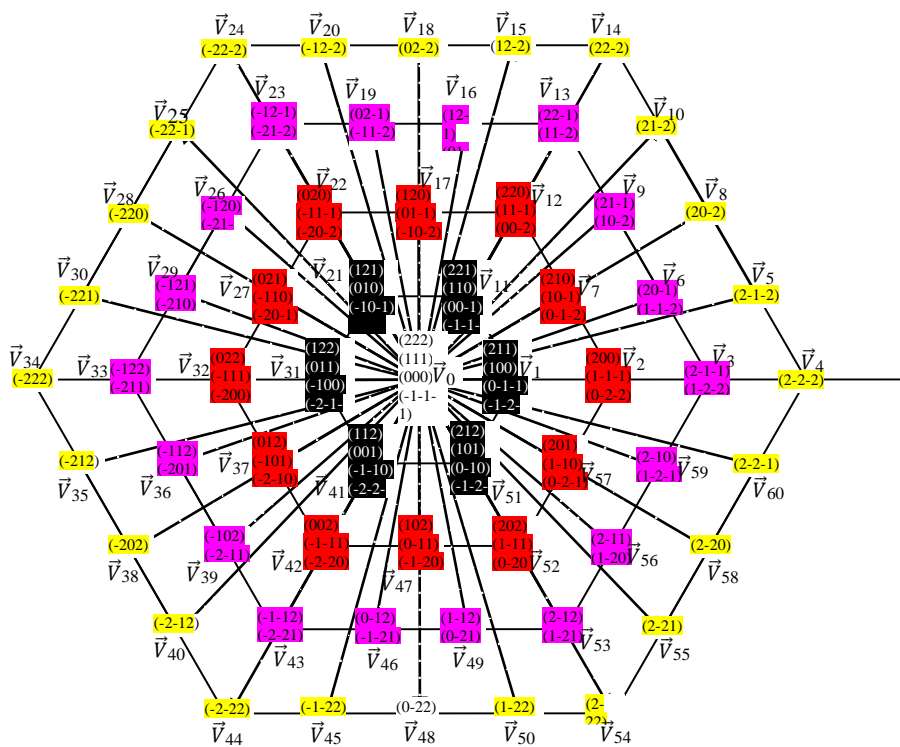


Fig. 5. 6 : Etats de commutations redondants d'un onduleur à cinq niveaux triphasé.

Le vecteur de tension  $\vec{V}_3$ , par exemple, possède généralement deux vecteurs redondants (2 -1 -1) et (1 -2 -2) est étendu à six états distincts (Tableau 5.2) pour le cas du 5L-ANPC [Ser 08]. Vu le large choix qui existe allant jusqu'à 26 états redondant (pour le vecteur nul  $\vec{V}_0$ ), l'étude de l'effet de chacun de ces états sur le comportement des différents condensateurs (bus continu et FC) est nécessaire.

**Tableau 5. 2 :** Etats de commutations possibles pour le vecteur  $\vec{V}_3$

	Vecteur			Etat de commutation		
				$u_a$	$u_b$	$u_c$
$\vec{V}_3$	2	-1	-1	$u_7$	$u_1$	$u_1$
	2	-1	-1	$u_7$	$u_1$	$u_2$
	2	-1	-1	$u_7$	$u_2$	$u_1$
	2	-1	-1	$u_7$	$u_2$	$u_2$
	1	-2	-2	$u_5$	$u_0$	$u_0$
	1	-2	-2	$u_6$	$u_0$	$u_0$

### 5.3. STRUCTURE GLOBALE DE LA COMMANDE DU 5L-ANPC

Pour la topologie à cinq niveaux ANPC, plusieurs stratégies de contrôle et de modulation ont été proposées dans la littérature. Pratiquement toutes ces approches divisent le problème de contrôle et de modulation en deux couches hiérarchiques.

La couche supérieure commande les courants de la machine ou du réseau en manipulant les tensions du convertisseur triphasé. Pour cela, les méthodes de régulation et de modulation développées à l'origine pour les convertisseurs à deux et trois niveaux ont été étendues à cinq niveaux. Du côté de la machine, cela inclut la PWM basée sur l'élimination sélective des harmoniques et les modèles de commutations optimisées [Mei 06] ainsi que le contrôle direct du couple (DTC) [Gey 12]. Du côté du réseau, la commande vectorielle avec PWM intersective [Tan 14], PWM basée sur l'élimination sélective d'harmoniques [Pul 07],[Pul 08],[ Pul 09],[Pul 11], la commande directe de puissance [Ser 08] et le contrôle à hystérésis découplé [Ser 08] ont été proposés.

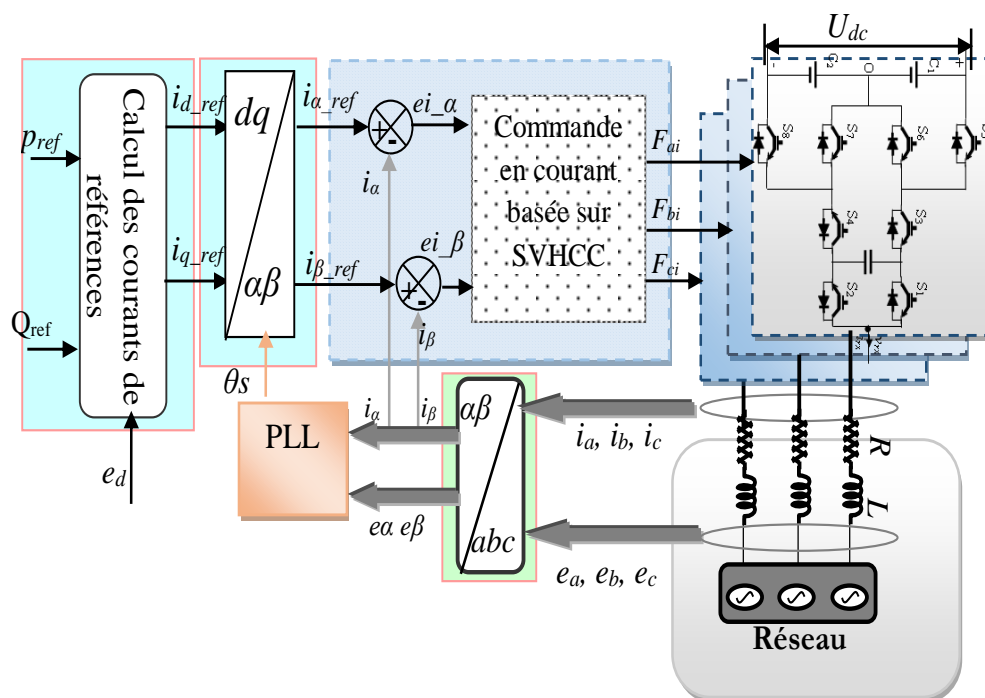
La couche inférieure exploite la redondance des tensions des phases et les signaux de commutations pour équilibrer les quatre tensions internes du convertisseur autour de leurs références respectives. Différentes stratégies ont été rapportées dans la littérature mentionnée précédemment qui visent à réaliser cette tâche [Ser 08].

Le principe général de la structure de commande adopté est similaire à celui établi dans le chapitre 3 (Fig. 3.11), la différence réside seulement dans la stratégie utilisée pour le contrôle des courants alternatifs et le type du convertisseur de puissance. Le schéma synoptique de la commande en courant du convertisseur triphasé 5L-ANPC est représenté sur la Fig. 5.7. Le

convertisseur connecté au réseau contrôle les courants du filtre pour réguler les puissances active et réactive injectées dans le réseau.

Dans une première étape nous ne nous intéressons qu'au contrôle des courants injectés dans le réseau et nous considérons que la tension du bus continu est bien stable. Par ailleurs, le bloc de la commande des courants du convertisseur a comme entrées; les composantes  $\alpha\beta$  du courant de référence ( $i_{r\alpha\_ref}$ ,  $i_{r\beta\_ref}$ ) et celles mesurées ( $i_{r\alpha}$ ,  $i_{r\beta}$ ) ainsi que les tensions des condensateurs FC. D'une manière similaire, et à partir des Eq. (3.45) et Eq. (3.46), les composantes directe et en quadrature des courants de références du filtre coté réseau ( $i_{q\_ref}$  et  $i_{d\_ref}$ ) sont issues respectivement des puissances active et réactive coté réseau ( $P_{ref}$  et  $Q_{ref}$ ). La zone en pointillés au centre de la Fig. 5.7 marque le bloc qui nécessite une attention particulière dans ce chapitre.

Le régulateur du courant proposé est robuste car il utilise uniquement des mesures locales du courant et il est indépendant des paramètres du système. De plus, il possède des propriétés de limitation du courant inhérentes et une réponse transitoire très rapide, puisqu'il commande directement la valeur instantanée du courant injecté dans le réseau. La mise en œuvre de cette méthode est très simple et le temps de calcul est bien réduit.



**Fig. 5. 7 :** Structure de la commande vectorielle (VOC) de l'onduleur 5L-ANPC raccordé au réseau électrique.

Dans les sections suivantes, le régulateur du courant proposé sera expliqué en détail, en montrant comment choisir le bon vecteur de tension et la séquence de commutation optimale.

## 5.4. CONTROLE VECTORIEL DES COURANTS BASÉE SUR L'HYSTERESIS VECTORIEL (SVHCC) À ZONES CIRCULAIRES

### 5.4.1. Principe de la commande

La commande basée sur l'hystérésis vectoriel appliquée à l'onduleur 5L-ANPC est une version modifiée de la commande des courants basée sur l'hystérésis vectoriel (SVHCC) à zones circulaires à trois niveaux proposé dans [Ghe 11] dont le but était la résolution du problème des sauts de tensions de sorties engendrés lors de l'application de la technique à zone carrée (HZCA).

Le nombre plus élevé de variables, de vecteurs de tension et des états de commutation existant pour l'onduleur 5L-ANPC exigent une amélioration de certains blocs fonctionnels afin d'appliquer cette technique de contrôle sur un système raccordé au réseau électrique illustré sur la Fig. 5.7.

La particularité de cette technique de commande est que les secteurs d'erreur sont maintenant définis sous une forme circulaire et que le nombre de secteurs est augmenté à 61. Ceci améliore la forme d'onde de la tension de sortie du convertisseur en réduisant son contenu harmonique. Les différents secteurs sont répartis sur cinq zones. Le concept de base du choix d'un état de commutation en fonction de l'écart et de la direction du courant de phase utilisé pour le SVHCC à trois niveaux est élargi en incluant les conditions des condensateurs flottants FC. La Fig. 5.8 montre le schéma général de contrôle du courant par SVHCC à zone circulaires. Il est fractionné en quatre étapes : le calcul de l'erreur, la détection de la zone, la détermination du secteur et la sélection du vecteur de tension à appliquer.

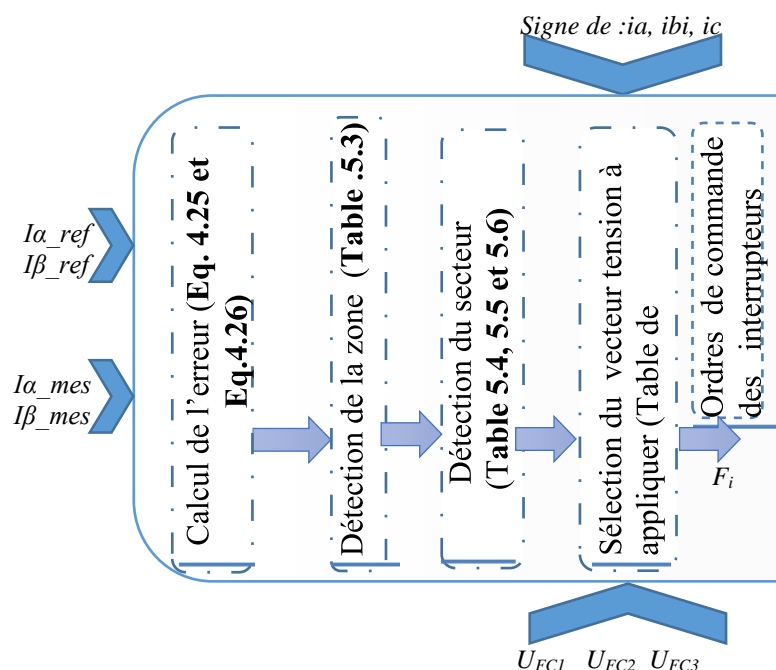


Fig. 5. 8 : Principe de la commande du 5L-ANPC par SVHCC à zones circulaires.

### 5.4.1.1. Détection de la zone

De manière analogue à la commande SVHCC présentée dans la section 4.7, les courants de référence du filtre côté réseau et ceux mesurés sont transformés dans repère orthogonal stationnaire ( $\alpha\beta$ ). De la même manière, les composantes  $e_{i\alpha}$  et  $e_{i\beta}$  du vecteur erreur des courants sont données par Eq. (4.25) et Eq. (4.26).

Cette organisation permet la sélection du vecteur de tension approprié. La stratégie de sélection sera détaillée dans la section 5.4.1.3. La première zone ( $A_I$ ) est définie comme la surface entourée par le cercle de rayon  $h_1$ . La deuxième zone ( $A_{II}$ ) est délimitée par les deux cercles de rayons  $r_1=h_1$  et  $r_2=h_1 + h_2$ , respectivement. La troisième zone ( $A_{III}$ ) et la quatrième ( $A_{IV}$ ) sont entourées par les cercles de rayons ( $r_2, r_3=r_2+h_3$ ) et ( $r_3, r_4=r_3+h_4$ ), respectivement. La zone ( $A_V$ ) est la zone en dehors du cercle de rayon ( $r_5>r_4$ ), avec:  $h_1, h_2, h_3$  et  $h_4$  représentent les bandes d'hystérésis, comme le représente la Fig. 5.9.

En outre, le sommet du courant de référence  $i_{ref}$  est situé au centre de la zone ( $A_I$ ) alors que le sommet du courant mesuré  $i_{mes}$  peut se situer dans l'une des cinq zones ( $A_I, A_{II}, A_{III}, A_{IV}$  et  $A_V$ ). Les valeurs des bandes d'hystérésis dépendent de la valeur du courant de référence et de la dynamique du contrôle souhaitée. Le choix de  $h_1=0$  peut augmenter la fréquence de commutation car ce choix élimine l'utilisation du vecteur nul [Ghe 11]. Néanmoins, il permet d'avoir une dynamique rapide de contrôle du courant. Par ailleurs, le choix des autres rayons différents de 0 ( $r_4>r_3>r_2>0$ ) est indispensable pour permettre l'équilibrage des tensions du bus continu et les tensions des condensateurs flottants (FC) en utilisant les configurations redondantes des vecteurs de tension. Le Tableau 5.3 donne les conditions d'identification des différentes zones.

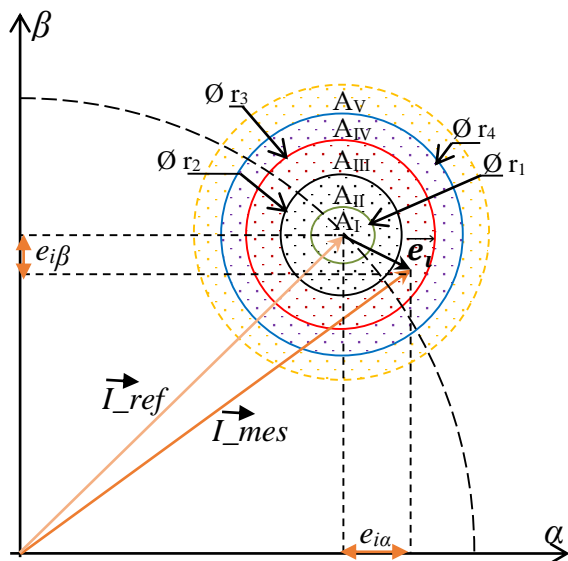


Fig. 5. 9 : Position du sommet du vecteur d'erreur dans les cinq zones d'hystérésis.

Tableau 5. 3 : Conditions d'identification des cinq zones.

Condition	Zones
$\ \vec{e}_i\  = \sqrt{e_{i\alpha}^2 + e_{i\beta}^2} \leq r_1$	$A_I$
$r_1 < \ \vec{e}_i\  = \sqrt{e_{i\alpha}^2 + e_{i\beta}^2} \leq r_2$	$A_{II}$
$r_2 < \ \vec{e}_i\  = \sqrt{e_{i\alpha}^2 + e_{i\beta}^2} \leq r_3$	$A_{III}$
$r_3 < \ \vec{e}_i\  = \sqrt{e_{i\alpha}^2 + e_{i\beta}^2} \leq r_4$	$A_{IV}$
$\ \vec{e}_i\  = \sqrt{e_{i\alpha}^2 + e_{i\beta}^2} > r_4$	$A_V$

Les largeurs des bandes d'hystérésis sont réglées en fonction de la précision de suivi demandée. Des bandes d'hystérésis plus réduites donnent des oscillations plus restreintes dans le courant de sortie, mais elles au détriment de la fréquence de commutation plus élevée. Par conséquent, il y a toujours un compromis entre la précision de suivi du contrôleur et la fréquence de commutation consécutive.

#### 5.4.1.2. Détermination des secteurs

Dans cette commande, l'espace vectoriel ( $\alpha\beta$ ) de l'évolution du vecteur d'erreur est décomposé en 61 secteurs symétriques par rapport aux axes de  $e_{i\alpha}$  et  $e_{i\beta}$ , comme illustré sur la Fig. 5.10.

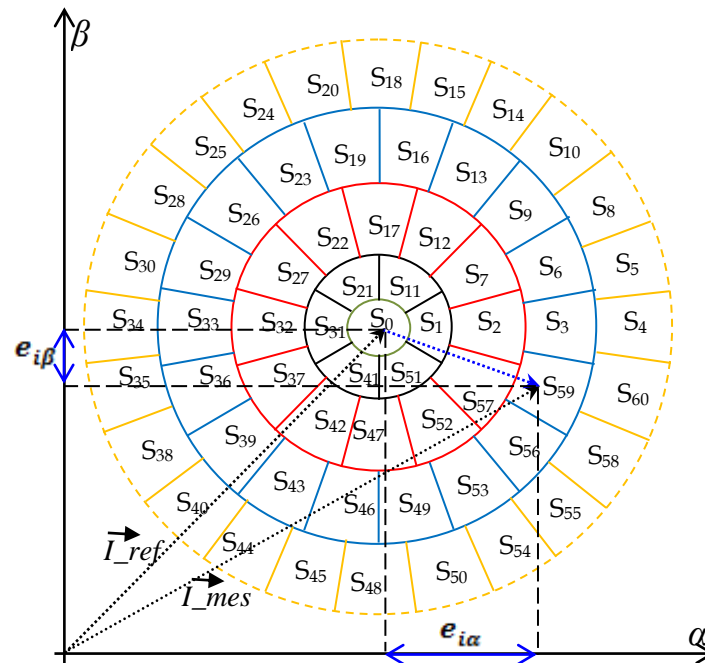


Fig. 5. 10 : Localisation du vecteur d'erreur dans les différents secteurs.

La zone ( $A_I$ ) représente un seul secteur, qui est  $S_0$ . La zone ( $A_{II}$ ) est subdivisée en six secteurs:  $S_1, S_{11}, S_{21}, S_{31}, S_{41}$  et  $S_{51}$ . L'angle entre deux secteurs consécutifs dans cette zone est de  $60^\circ$ . Par exemple, le secteur  $S_1$  est situé entre  $-30^\circ$  et  $30^\circ$ . La zone ( $A_{III}$ ) est scindée en 12 secteurs:  $S_2, S_7, S_{12}, S_{17}, S_{22}, S_{27}, S_{32}, S_{37}, S_{42}, S_{47}, S_{52}$  et  $S_{57}$ . L'angle entre deux secteurs adjacents est de  $30^\circ$ . Par exemple, le secteur  $S_2$  se situe entre  $-15^\circ$  et  $15^\circ$ . De même, la zone ( $A_{IV}$ ) est fractionnée en 18 secteurs avec des angles qui valent chacun  $20^\circ$ . La dernière zone ( $A_V$ ) englobe 24 secteurs de  $15^\circ$  chacun. A titre d'exemple, le secteur  $S_3$  est limité entre  $-7,5^\circ$  et  $7,5^\circ$ . L'angle  $\theta$  est défini par l'expression suivante:

$$\theta = \arctan\left(\frac{e_{i\beta}}{e_{i\alpha}}\right) \quad (5.8)$$



**Tableau 5. 4 :** Secteurs et conditions d'appartenances à la zone  $A_{II}$  et zone  $A_{III}$

Zone	secteur	Angle $\theta$
$A_{II}$	S <sub>1</sub>	$-30^\circ \leq \theta < 30^\circ$
	S <sub>11</sub>	$30^\circ \leq \theta < 90^\circ$
	S <sub>21</sub>	$90^\circ \leq \theta < 150^\circ$
	S <sub>31</sub>	$150^\circ \leq \theta < 210^\circ$
	S <sub>41</sub>	$210^\circ \leq \theta < 270^\circ$
	S <sub>51</sub>	$270^\circ \leq \theta < 330^\circ$
$A_{III}$	S <sub>2</sub>	$-15^\circ \leq \theta < 15^\circ$
	S <sub>7</sub>	$15^\circ \leq \theta < 45^\circ$
	S <sub>12</sub>	$45^\circ \leq \theta < 75^\circ$
	S <sub>17</sub>	$75^\circ \leq \theta < 105^\circ$
	S <sub>22</sub>	$105^\circ \leq \theta < 135^\circ$
	S <sub>27</sub>	$135^\circ \leq \theta < 165^\circ$
	S <sub>32</sub>	$165^\circ \leq \theta < 195^\circ$
	S <sub>37</sub>	$195^\circ \leq \theta < 225^\circ$
	S <sub>42</sub>	$225^\circ \leq \theta < 255^\circ$
	S <sub>47</sub>	$255^\circ \leq \theta < 285^\circ$
	S <sub>52</sub>	$285^\circ \leq \theta < 315^\circ$
	S <sub>57</sub>	$315^\circ \leq \theta < 345^\circ$

**Tableau 5. 5 :** Secteurs et conditions d'appartenances correspondantes à la zone  $A_{IV}$

Zone	secteur	Angle $\theta$
$A_{IV}$	S <sub>3</sub>	$-10^\circ \leq \theta < 10^\circ$
	S <sub>6</sub>	$10^\circ \leq \theta < 30^\circ$
	S <sub>9</sub>	$30^\circ \leq \theta < 50^\circ$
	S <sub>13</sub>	$50^\circ \leq \theta < 70^\circ$
	S <sub>16</sub>	$70^\circ \leq \theta < 90^\circ$
	S <sub>19</sub>	$90^\circ \leq \theta < 110^\circ$
	S <sub>23</sub>	$110^\circ \leq \theta < 130^\circ$
	S <sub>26</sub>	$130^\circ \leq \theta < 150^\circ$
	S <sub>29</sub>	$150^\circ \leq \theta < 170^\circ$
	S <sub>33</sub>	$170^\circ \leq \theta < 190^\circ$
	S <sub>36</sub>	$190^\circ \leq \theta < 210^\circ$
	S <sub>39</sub>	$210^\circ \leq \theta < 230^\circ$
	S <sub>43</sub>	$230^\circ \leq \theta < 250^\circ$
	S <sub>46</sub>	$250^\circ \leq \theta < 270^\circ$
	S <sub>49</sub>	$270^\circ \leq \theta < 290^\circ$
	S <sub>53</sub>	$290^\circ \leq \theta < 310^\circ$
	S <sub>56</sub>	$310^\circ \leq \theta < 330^\circ$
	S <sub>59</sub>	$330^\circ \leq \theta < 350^\circ$

**Tableau 5. 6 :** Secteurs et conditions d'appartenance correspondantes à la zone  $A_V$ .

Zone	secteur	Angle $\theta$
$A_V$	S <sub>4</sub>	$-7,5^\circ \leq \theta < 7,5^\circ$
	S <sub>5</sub>	$7,5^\circ \leq \theta < 22,5^\circ$
	S <sub>8</sub>	$22,5^\circ \leq \theta < 37,5^\circ$
	S <sub>10</sub>	$37,5^\circ \leq \theta < 52,5^\circ$
	S <sub>14</sub>	$52,5^\circ \leq \theta < 67,5^\circ$
	S <sub>15</sub>	$67,5^\circ \leq \theta < 82,5^\circ$
	S <sub>18</sub>	$82,5^\circ \leq \theta < 97,5^\circ$
	S <sub>20</sub>	$97,5^\circ \leq \theta < 112,5^\circ$
	S <sub>24</sub>	$112,5^\circ \leq \theta < 127,5^\circ$
	S <sub>25</sub>	$127,5^\circ \leq \theta < 142,5^\circ$
	S <sub>28</sub>	$142,5^\circ \leq \theta < 157,5^\circ$
	S <sub>30</sub>	$157,5^\circ \leq \theta < 172,5^\circ$

Zone	secteur	Angle $\theta$
$A_V$	S <sub>34</sub>	$172,5^\circ \leq \theta < 187,5^\circ$
	S <sub>35</sub>	$187,5^\circ \leq \theta < 202,5^\circ$
	S <sub>38</sub>	$202,5^\circ \leq \theta < 217,5^\circ$
	S <sub>40</sub>	$217,5^\circ \leq \theta < 232,5^\circ$
	S <sub>44</sub>	$232,5^\circ \leq \theta < 247,5^\circ$
	S <sub>45</sub>	$247,5^\circ \leq \theta < 262,5^\circ$
	S <sub>48</sub>	$262,5^\circ \leq \theta < 277,5^\circ$
	S <sub>50</sub>	$277,5^\circ \leq \theta < 292,5^\circ$
	S <sub>54</sub>	$292,5^\circ \leq \theta < 307,5^\circ$
	S <sub>55</sub>	$307,5^\circ \leq \theta < 322,5^\circ$
	S <sub>58</sub>	$322,5^\circ \leq \theta < 337,5^\circ$
	S <sub>60</sub>	$337,5^\circ \leq \theta < 352,5^\circ$

Les tableaux 5.4, 5.5 et 5.6 donnent les conditions d'appartenance à chaque secteur. Ce choix de distribution des secteurs est fait pour faciliter la programmation et l'implémentation

des différents tableaux pour un bon fonctionnement de l'onduleur 5L-ANPC du fait d'une meilleure sélection des vecteurs de tension.

### 5.4.1.3. Sélection du vecteur de tension

La stratégie de sélection du vecteur de tension approprié pour la commande de l'onduleur ANPC à cinq niveaux est une extension de la méthode utilisée pour l'approche à trois niveaux (section 4.7.3). Le grand nombre de niveaux de tension disponibles augmente les possibilités de choix d'un vecteur de tension optimum, et par conséquent un contrôle plus précis des puissances active et réactive peut être obtenu. Cependant, la complexité est encore accrue.

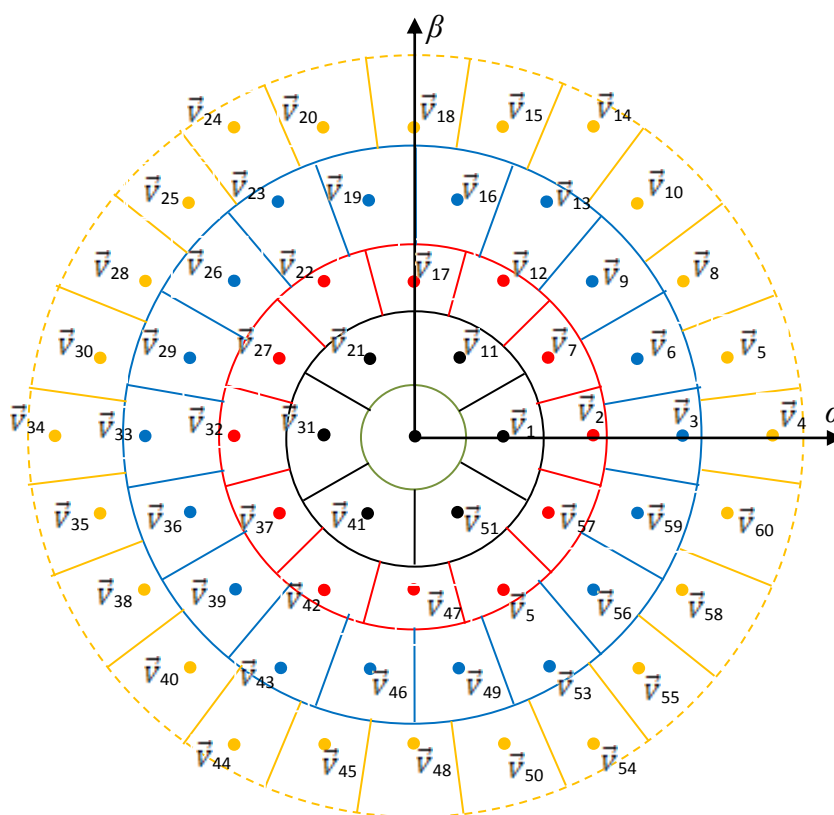


Fig. 5. 11 : Sélection du vecteur de tension à appliquer.

Le choix du vecteur de tension à appliquer est fait à travers une corrélation entre le secteur dans lequel se positionne le vecteur d'erreur et les différents hexagones des vecteurs de tension qui sont présentés sur la Fig. 5.5. Cette corrélation est bien illustrée sur la Fig. 5.11. Le vecteur tension appartenant à l'hexagone de tension et ayant pour rôle de forcer l'erreur du courant à varier dans la direction opposée, tout en maintenant le courant de sortie proche de sa consigne dans les limites de la bande hystérésis d'une zone donnée sera sélectionné. Les vecteurs de tension de l'hexagone périphérique ( $h=1$ ) seront appliqués quand le vecteur d'erreur se localise dans les secteurs de la zone extérieure ( $A_V$ ). Ainsi que, l'hexagone de niveau immédiatement

inférieur ( $h=2$ ) est appliqué dans le cas d'un positionnement dans la zone  $A_{IV}$ . Il en va de même, jusqu'à ce que, pour l'hexagone nul  $h=5$ .

Le tableau 5.7 résume respectivement les tables de commutation dans les différents secteurs des zone  $A_{II}$ ,  $A_{III}$ ,  $A_{IV}$  et  $A_V$ .

**Tableau 5.7** : Table de commutation des différents secteurs.

Zone	secteur	Vecteur	Zone	secteur	Vecteur	Zone	secteur	Vecteur	Zone	secteur	Vecteur
$A_{II}$	$S_1$	$\vec{V}_{31}$	$A_{IV}$	$S_3$	$\vec{V}_{33}$	$A_V$	$S_4$	$\vec{V}_{34}$	$A_V$	$S_{48}$	$\vec{V}_{18}$
	$S_{11}$	$\vec{V}_{41}$		$S_6$	$\vec{V}_{36}$		$S_5$	$\vec{V}_{35}$		$S_{50}$	$\vec{V}_{20}$
	$S_{21}$	$\vec{V}_{51}$		$S_9$	$\vec{V}_{39}$		$S_8$	$\vec{V}_{38}$		$S_{54}$	$\vec{V}_{24}$
	$S_{31}$	$\vec{V}_1$		$S_{13}$	$\vec{V}_{43}$		$S_{10}$	$\vec{V}_{40}$		$S_{55}$	$\vec{V}_{25}$
	$S_{41}$	$\vec{V}_{11}$		$S_{16}$	$\vec{V}_{46}$		$S_{14}$	$\vec{V}_{44}$		$S_{58}$	$\vec{V}_{28}$
	$S_{51}$	$\vec{V}_{21}$		$S_{19}$	$\vec{V}_{49}$		$S_{15}$	$\vec{V}_{45}$		$S_{60}$	$\vec{V}_{30}$
$A_{III}$	$S_2$	$\vec{V}_{32}$		$S_{23}$	$\vec{V}_{53}$		$S_{18}$	$\vec{V}_{48}$			
	$S_7$	$\vec{V}_{37}$		$S_{26}$	$\vec{V}_{56}$		$S_{20}$	$\vec{V}_{50}$			
	$S_{12}$	$\vec{V}_{42}$		$S_{29}$	$\vec{V}_{59}$		$S_{24}$	$\vec{V}_{54}$			
	$S_{17}$	$\vec{V}_{47}$		$S_{33}$	$\vec{V}_3$		$S_{25}$	$\vec{V}_{55}$			
	$S_{22}$	$\vec{V}_{52}$		$S_{36}$	$\vec{V}_6$		$S_{28}$	$\vec{V}_{58}$			
	$S_{27}$	$\vec{V}_{57}$		$S_{39}$	$\vec{V}_9$		$S_{30}$	$\vec{V}_{60}$			
	$S_{32}$	$\vec{V}_2$	$S_{43}$	$\vec{V}_{13}$	$S_{34}$	$\vec{V}_4$					
	$S_{37}$	$\vec{V}_7$	$S_{46}$	$\vec{V}_{16}$	$S_{35}$	$\vec{V}_5$					
	$S_{42}$	$\vec{V}_{12}$	$S_{49}$	$\vec{V}_{19}$	$S_{38}$	$\vec{V}_8$					
	$S_{47}$	$\vec{V}_{17}$	$S_{53}$	$\vec{V}_{23}$	$S_{40}$	$\vec{V}_{10}$					
	$S_{52}$	$\vec{V}_{22}$	$S_{56}$	$\vec{V}_{26}$	$S_{44}$	$\vec{V}_{14}$					
	$S_{57}$	$\vec{V}_{27}$	$S_{59}$	$\vec{V}_{29}$	$S_{45}$	$\vec{V}_{15}$					

Pour mieux comprendre le processus de sélection du vecteur de tension, nous examinons le cas où le sommet du vecteur d'erreur est localisé dans le secteur  $S_2$  (Fig. 5.12).

Dans ce cas, le vecteur de tension approprié est  $\vec{V}_{32}$ . Le prochain vecteur de tension qui doit être appliqué est:

- $\vec{V}_{33}$  si le sommet du vecteur d'erreur se déplace vers  $S_3$ ,
- $\vec{V}_{36}$  si le sommet du vecteur d'erreur se déplace vers  $S_6$ ,
- $\vec{V}_{29}$  si le sommet du vecteur d'erreur se déplace vers  $S_{59}$ ,
- $\vec{V}_{27}$  si le sommet du vecteur d'erreur se déplace vers  $S_{57}$ ,
- $\vec{V}_{37}$  si le sommet du vecteur d'erreur se déplace vers  $S_7$ ,
- $\vec{V}_{31}$  si le sommet du vecteur d'erreur se déplace vers  $S_1$ ,

Nous remarquons que, pour tous ces cas, le vecteur appliqué est toujours adjacent au vecteur  $\vec{V}_{32}$ . Ceci permet de réduire le nombre de commutations des interrupteurs en adoptant le principe de la commutation d'un seul interrupteur à la fois par phase.

Lorsque le sommet du vecteur d'erreur est situé dans la zone  $A_1$  (secteur  $S_0$ ), l'erreur est faible et jugée comme acceptable dans la mesure où la précision voulue pour le suivi du courant de référence est certaine. Par conséquent, l'un des cinq vecteurs de tension nuls sera appliqué.

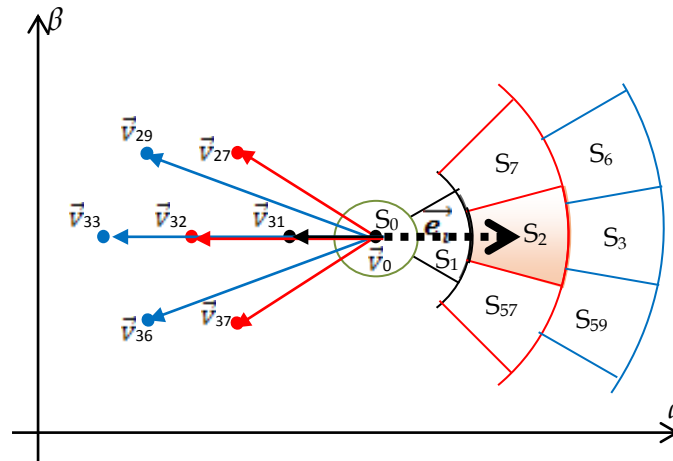


Fig. 5. 12 : Exemple de sélection des vecteurs de tension : cas du secteur  $S_2$ .

#### 5.4.2. Equilibrage des tensions des condensateurs flottants

En dépit de la nécessité traditionnelle d'équilibrer le potentiel du point milieu dans les onduleurs multiniveaux NPC, l'onduleur 5L-ANPC exige un effort supplémentaire de commande pour réguler, en plus, les tensions des condensateurs flottants. Toutefois, le nombre de vecteurs redondants est significativement augmenté et des états redondants supplémentaires sont créés pour les niveaux de tensions de phase  $-1$  ( $-U_{dc}/4$ ),  $0$  et  $(U_{dc}/4)$ , comme le montre le Tableau 5.1. Ces vecteurs et états redondants sont caractérisés par l'application des mêmes tensions composées (ligne-ligne) tout en affectant différemment les tensions des condensateurs du bus continu et flottants (FC). Tous ces états de commutation redondants augmentent considérablement la flexibilité de la commande du convertisseur 5L-ANPC.

Typiquement, il existe deux types de solutions pour le contrôle de la tension du condensateur flottant dans les convertisseurs multiniveaux. La méthode basée sur le contrôle de la tension du mode commun [Wan 13],[Wan 12]. Cette solution n'utilise pas les états de commutations redondants pour équilibrer la tension du condensateur. Cependant, la mise en œuvre de cette méthode est très compliquée car des algorithmes de contrôle avancés sont nécessaires, tels que le contrôle prédictif et le contrôle par la logique floue. Un autre

inconvenient est la limitation de l'indice de modulation maximum dans le fonctionnement à pleine puissance du convertisseur.

L'autre solution, largement utilisée dans les applications industrielles, consiste à utiliser les états de commutations redondants pour équilibrer la tension du condensateur flottant. Cette méthode est facile à implémenter dans le contrôleur et a peu d'impact sur la limitation de l'indice de modulation maximum. C'est cette dernière solution qui est retenue et appliquée pour le contrôle du convertisseur 5L-ANPC.

Dans [Ser 07],[Li 09], la méthode de sélection des états de commutation redondants d'un convertisseur à 5L-ANPC a été proposée pour réguler le potentiel du point milieu du bus continu et les tensions des condensateurs flottants. Néanmoins, elle nécessite un effort considérable et un espace mémoire important pour stocker un nombre important de données et de tables de consultation (look-up table). Dans ce travail, nous nous concentrons uniquement sur le contrôle des tensions des condensateurs flottants, tout en supposant qu'un convertisseur front-end actif, tel que le redresseur NPC à trois niveaux ou hacheur multiniveau, qui peut mettre en œuvre l'équilibrage des tensions du bus continu. Ce fait permet une grande simplification pour le contrôle du convertisseur 5L-ANPC.

Dans la stratégie de contrôle proposée, le contrôleur SVHCC à zone circulaire sélectionne le niveau de tension de sortie nécessaire pour réguler le courant de sortie. Lorsque le contrôleur décide d'appliquer un niveau de tension  $-U_{dc}/4$  (niveau : -1), l'onduleur possède deux alternatives d'état de commutation,  $u_1$  et  $u_2$ , comme il est mentionné précédemment. Ces états ont des influences opposées sur le condensateur flottant de la phase respective. Pour un courant de phase positif, l'état  $u_1$  décharge le condensateur flottant (Fig. 5.4.b) tandis que l'état  $u_2$  la charge (Fig. 5.4.c). Pour un courant négatif, l'effet sur le condensateur flottant est inversé. Par conséquent, le bloc modulateur est chargé de sélectionner l'état approprié pour équilibrer le condensateur flottant selon la direction du courant de sortie. La même stratégie est appliquée lorsque le régulateur de courant sélectionne le niveau de tension  $U_{dc}/4$ . Pour générer ce niveau, le modulateur a deux choix, l'état  $u_5$  ou  $u_6$ . Le premier état décharge le condensateur flottant compte tenu d'un courant de phase positive (Fig. 5.4.f), Alors que le second état augmente la tension du condensateur (Fig. 5.4.g).

Pour comprendre les règles de sélection des états de commutations appropriés du vecteur de tension, nous allons considérer le cas de l'application du vecteur  $\vec{V}_3$ . L'impact des états de commutations redondants (ECR) sur la tension du condensateur flottant dans chaque phase est listé dans le Tableau 5.8, où "+", "-" et "o" représentent charge, décharge et aucun effet sur le condensateur flottant, respectivement.

**Tableau 5. 8 :** Impact des états de commutations redondants (ECR) de  $\vec{V}_3$  sur la tension du FC

ECR	Vecteur			Etat de commutation			V <sub>FC,a</sub>		V <sub>FC,b</sub>		V <sub>FC,c</sub>		
				a	b	c	i <sub>a</sub> > 0	i <sub>a</sub> < 0	i <sub>b</sub> > 0	i <sub>b</sub> < 0	i <sub>c</sub> > 0	i <sub>c</sub> < 0	
$\vec{V}_3$	1	2	-1	-1	u <sub>7</sub>	u <sub>1</sub>	u <sub>1</sub>	0	0	-	+	-	+
	2	2	-1	-1	u <sub>7</sub>	u <sub>1</sub>	u <sub>2</sub>	0	0	-	+	+	-
	3	2	-1	-1	u <sub>7</sub>	u <sub>2</sub>	u <sub>1</sub>	0	0	+	-	-	+
	4	2	-1	-1	u <sub>7</sub>	u <sub>2</sub>	u <sub>2</sub>	0	0	+	-	+	-
	5	1	-2	-2	u <sub>5</sub>	u <sub>0</sub>	u <sub>0</sub>	-	+	0	0	0	0
	6	1	-2	-2	u <sub>6</sub>	u <sub>0</sub>	u <sub>0</sub>	+	-	0	0	0	0

Les Tableaux 5.2 et 5.8 montrent que, pour générer le vecteur  $\vec{V}_3$ , nous avons au total 6 choix en considérant à la fois la redondance d'état de commutation triphasée et la redondance d'état de commutation dans chaque phase du convertisseur. Ces redondances affectent les tensions des trois condensateurs flottants de manières différentes et peuvent être utilisées pour contrôler leurs équilibres de tensions.

Dans le cas où les trois tensions des condensateurs flottants ne peuvent pas être régulées simultanément par le même état de commutation, nous pouvons classer les états de charge des condensateurs par ordre de priorité pour que l'état de commutation sélectionné puisse contrôler le condensateur le plus prioritaire et ceci afin d'assurer un bon fonctionnement du convertisseur [Li 09]. Le condensateur avec la tension la plus déviée (tension la plus écartée de la tension de référence) devrait avoir une priorité plus élevée. Un exemple est expliqué ci-dessous.

- Si l'écart de tension du condensateur flottant de la phase (a) (FC<sub>a</sub>) est plus grand que les deux autres condensateurs flottants en phase (b) FC<sub>b</sub> et en phase (c) FC<sub>c</sub>, alors FC<sub>a</sub> a une priorité plus élevée. Par conséquent, seulement un des deux états de commutation redondants pour (1 -2 -2) sera utilisé et qui peut être sélectionné comme suit :

- Lorsque FC<sub>a</sub> doit être chargé, si I<sub>a</sub> > 0, le ECR "6" est sélectionné. Dans le cas contraire, si I<sub>a</sub> < 0, alors ECR "5" doit être sélectionné.
- Lorsque FC<sub>a</sub> doit être déchargée, si I<sub>a</sub> > 0, alors le RSS "5" est sélectionné. Au contraire, si I<sub>a</sub> < 0, alors ECR "6" doit être sélectionné.

- Si le plus grand écart de tension des condensateurs flottants se produit en phase (b) ou en phase (c), c.à.d FC<sub>b</sub> ou FC<sub>c</sub> possédant la priorité la plus élevée. Alors, seulement l'état de commutation (2 -1 -1) sera utilisé, l'un des quatre états de commutation redondants pour (2 -1 -1) peut être sélectionné conformément au Tableau 5.9. Dans ce dernier tableau, l'état "1" et "0" des condensateurs flottants signifient que le condensateur doit être chargé ou déchargé,

respectivement. Ces états 1 et 0 sont déterminés à la sortie d'un régulateur à hystérésis pour chaque phase, fournissant 1 si l'erreur atteint la bande supérieure et 0 pour la bande inférieure.

**Tableau 5. 9** : Exemple de sélection des ECR de  $\vec{V}_3$  quand  $FC_b$  ou  $FC_c$  est prioritaire.

$\vec{V}_3$	$V_{FC,b}$		1	1	0	0
	$V_{FC,c}$		1	0	1	0
ECR	$i_b$	$i_c$				
(2 -1 -1)	+	+	4	3	2	1
	+	-	3	4	1	2
	-	+	2	1	4	3
	-	-	1	2	3	4

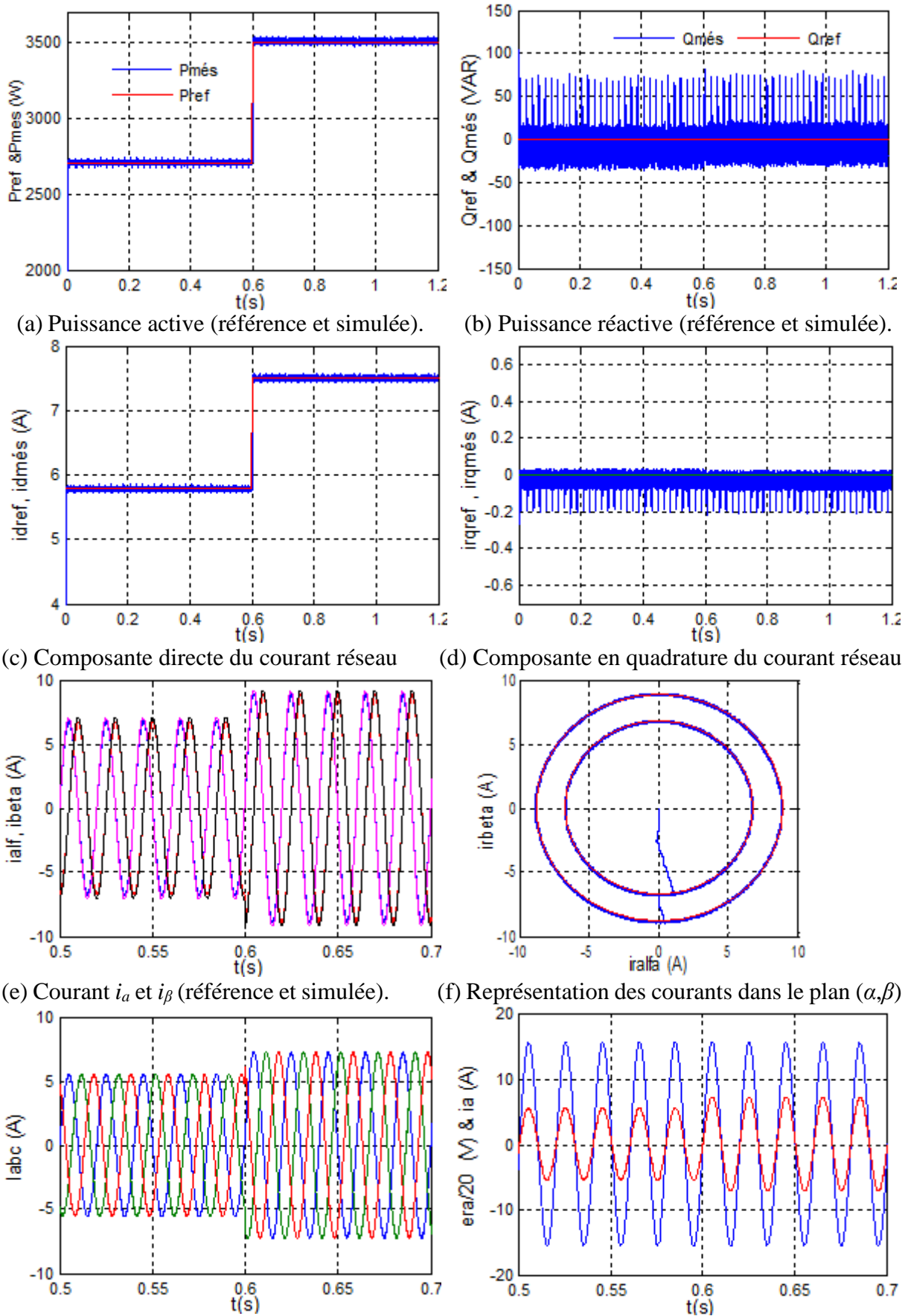
En plus du contrôle de la tension des condensateurs flottants, les états de commutation redondants peuvent aider à équilibrer les pertes de puissance dans le convertisseur. Par exemple, dans le Tableau 5.1, les états  $u_3$  et  $u_4$  génèrent la même tension de phase "0" sans aucune influence sur la tension du condensateur flottant. Cependant, ils permettent au courant de circuler par différents chemins de conduction, ce qui signifie que nous pouvons contrôler activement le chemin du courant afin d'équilibrer les pertes de puissance dans le convertisseur. En prenant une phase avec un courant positif à titre d'exemple,  $u_4$  permet au courant circulant à travers  $S_7$ ,  $S_4$  et  $S_2$  et provoquant en conséquence des pertes de conduction, comme le montre la Fig. 5.4.e. Dans le cas contraire,  $u_3$  conduit le courant à travers  $S_6$ ,  $S_3$  et  $S_1$  et provoque des pertes de conduction à l'intérieur de ceux-ci, comme le montre la Fig. 5.4.d.

En outre, Pour limiter la fréquence de commutation de la cellule d'entrée (Cellule 3) à la fréquence fondamentale de la tension de sortie, le modulateur sélectionne l'état  $u_4$  lorsque la tension fondamentale est positive et  $u_3$  donc le cas inverse.

### 5.4.3. RESULTATS DE SIMULATION

Pour quantifier les performances de la structure de contrôle proposée et vérifier le fonctionnement du convertisseur 5L-ANPC dans un système connecté au réseau, le modèle représenté sur la Fig.5.7 est simulé sous MATLAB/Simulink. Les résultats de simulation sont obtenus avec les paramètres suivants:

- La tension du bus continu  $U_{dc} = 800V$  ;
- Les condensateurs flottants :  $FC_a=FC_b=FC_c =700\mu F$  ;
- Le filtre coté réseau :  $R_f =1\Omega$ ,  $L_f = 5mH$  ;
- Les bandes d'hystérésis :  $h_1=0.1 A$ ,  $h_2=0.2A$ ,  $h_3=0.05A$  et  $h_4=0.05A$ .



**Fig. 5.13 :** Résultats de simulation de la commande de l'onduleur 5L-ANPC par SVHCC à zones circulaires.



Les résultats obtenus pour contrôler les puissances transmises au réseau sont illustrés sur la Fig. 5.13. Les Fig. 5.13.a et Fig. 5.13.b montrent respectivement que les puissances active et réactive injectées dans le réseau suivent bien leurs références correspondantes. Ceci est dû au contrôle des composantes  $\alpha\beta$  du courant (Fig. 5.13.e et Fig. 5.13.f), résultant de la transformation des composantes directe et en quadrature du courant de l'onduleur (Fig. 5.13.c et Fig. 13.d). Du côté alternatif, la Fig. 5.13.g montre que les courants réels dans les trois phases présentent un système triphasé équilibré. Les deux allures de la Fig. 5.13.h, représentant le courant et la tension du réseau de la phase (a) indiquent un facteur de puissance ( $\cos(\phi)$ ) unitaire. L'analyse spectrale du courant de la phase (a) présente un meilleur THD et qui est loin de la limite imposé par les standards internationaux en vigueur (5%), comme le montre la Fig. 5.14.

Sur la Fig. 5.15.a, nous présentons la tension de phase générée par l'onduleur 5L-ANPC avec les cinq niveaux  $U_{dc}/2$ ,  $U_{dc}/4$ ,  $0$ ,  $-U_{dc}/4$  et  $-U_{dc}/2$  correspondant respectivement à 400 V, 200 V, 0V, -200 et -400 V.

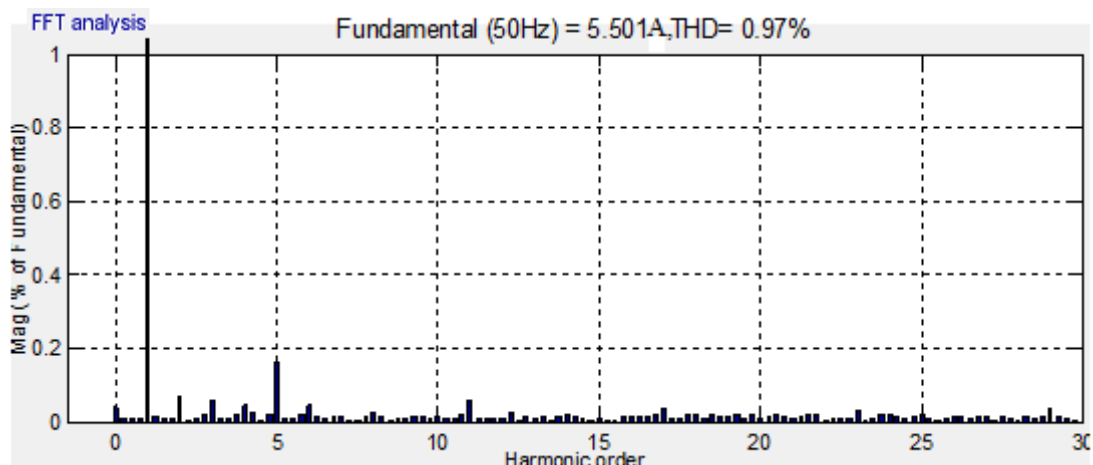
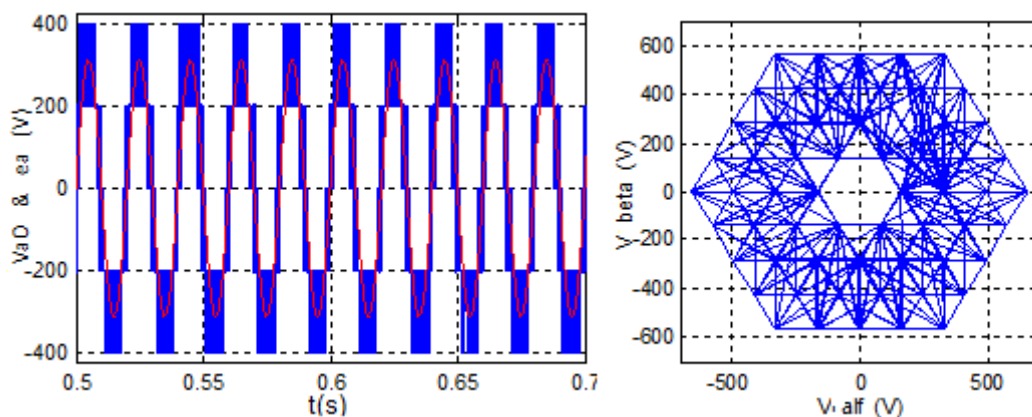


Fig. 5. 14 : THD du courant dans la phase (a) de l'onduleur 5L-ANPC.

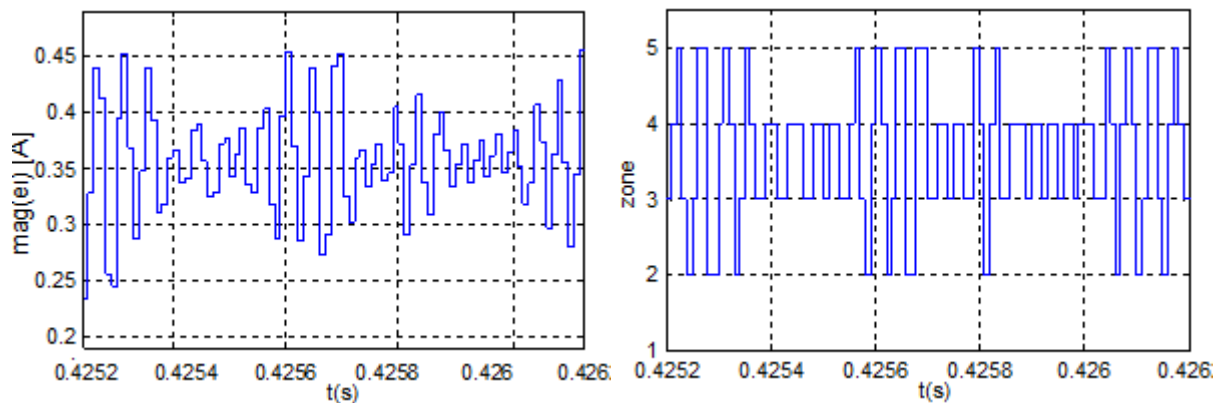


(a) Tension de sortie de la phase-a ( $V_{ao}$ ) de l'onduleur 5L-ANPC (b) Représentation des tensions de l'onduleur 5L-ANPC dans le plan  $(\alpha, \beta)$

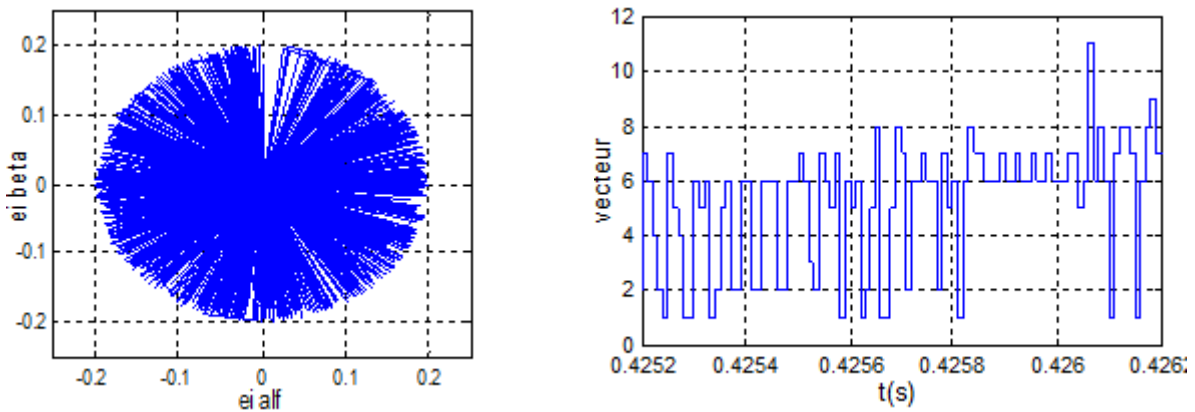
Fig. 5. 15 : Tension de sortie de l'onduleur 5L-ANPC.

Chaque niveau de sortie est accompagné par des impulsions de commutation à haute fréquence. La représentation des vecteurs de sortie de l'onduleur dans le plan  $(\alpha, \beta)$  est donnée sur la Fig. 5.15.b.

Afin de confirmer les règles de positionnement du vecteur erreur du courant et la sélection du vecteur de tension appliqué, nous présentons les Fig. 5.16.a, Fig. 5.16.b, Fig. 5.16.c et Fig. 5.16.d qui illustrent respectivement, l'amplitude du vecteur erreur du courant, le numéro des différentes zones, un exemple de cas de positionnement dans la zone  $A_{II}$  ainsi le vecteur de tension appliqué durant l'intervalle de temps  $t \in [0.4252 \text{ s}, 0.4262 \text{ s}]$ .



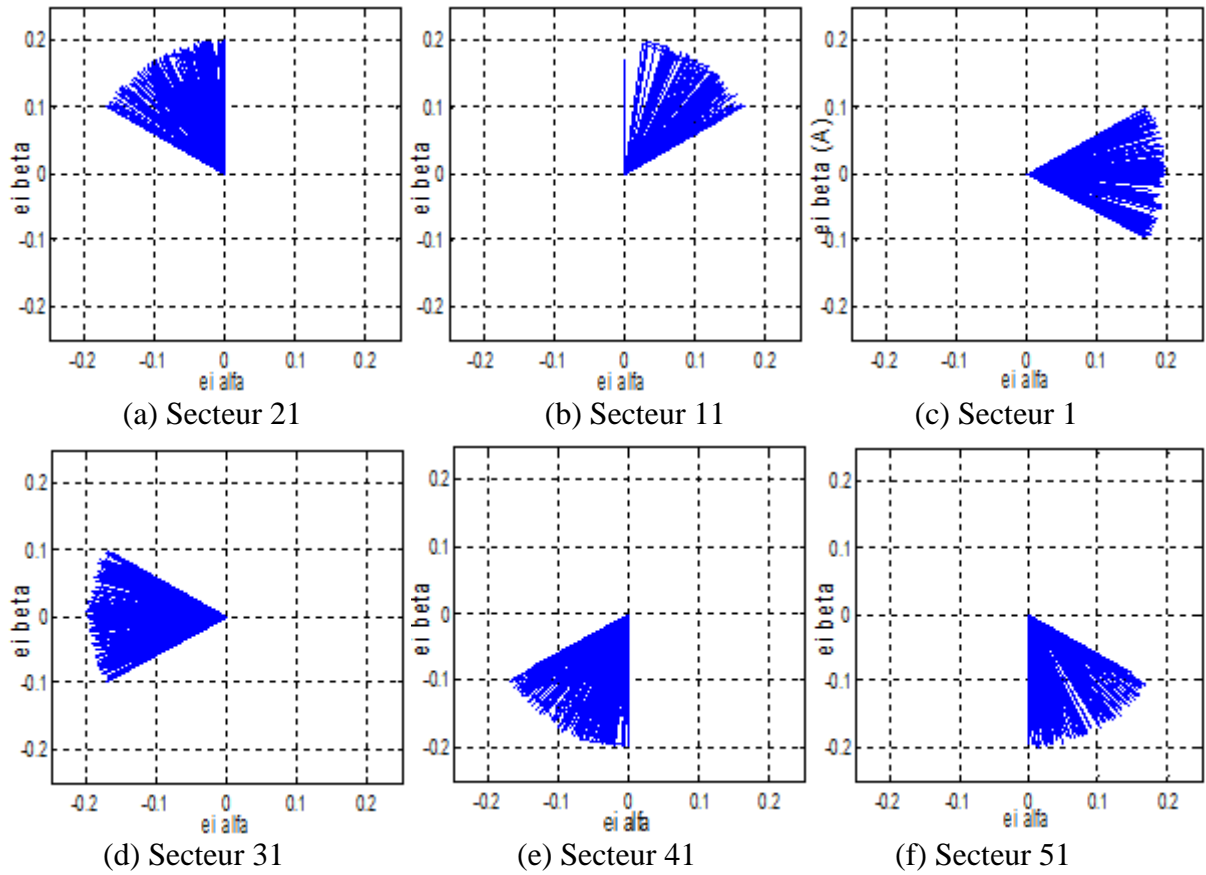
(a) Amplitude du vecteur erreur du courant  $|e_{ri}|$  (b) Positionnement dans les différentes zones



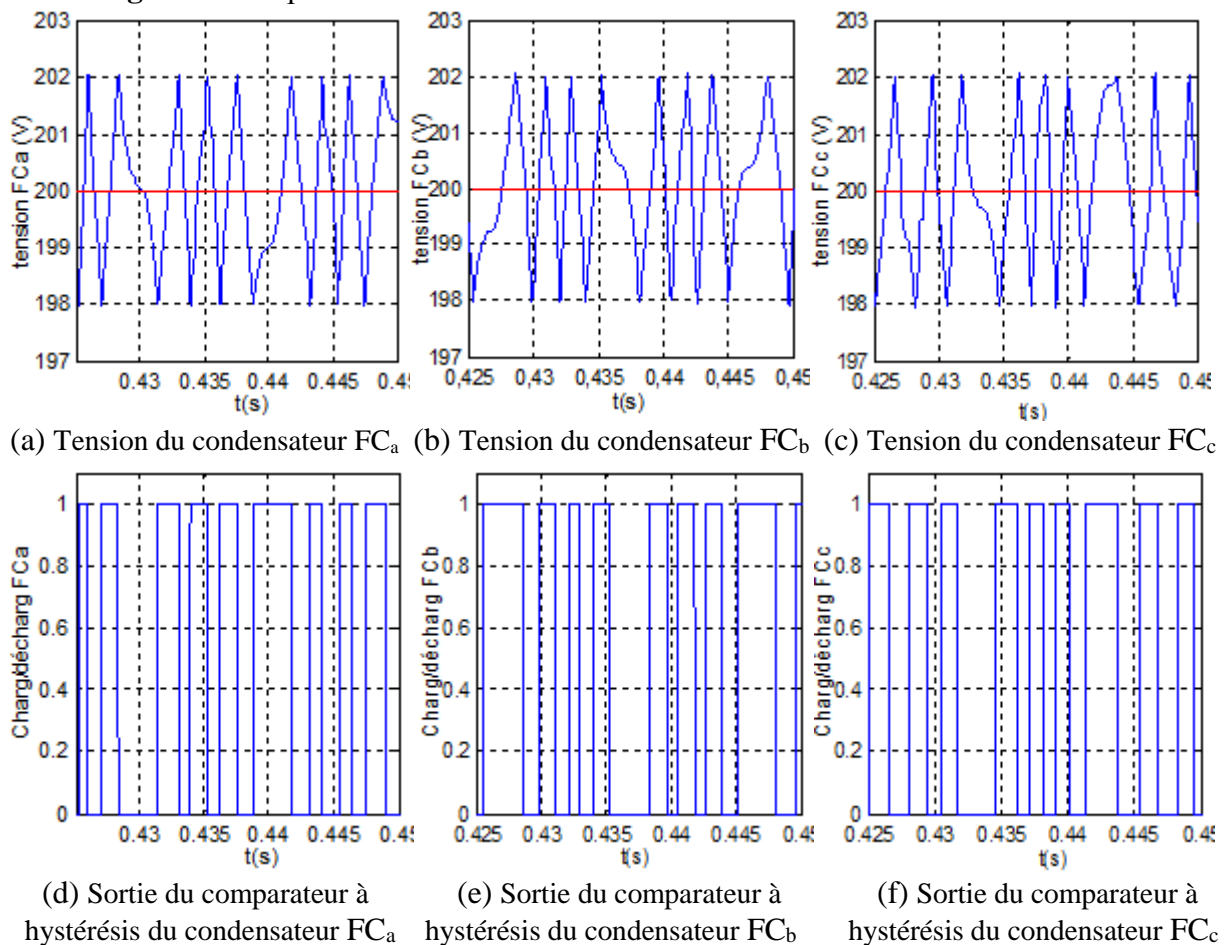
(c) Exemple d'un positionnement dans la zone  $A_{II}$  (d) Vecteur de tension appliqué

**Fig. 5.16 :** Localisation du vecteur erreur de courant et sélection du vecteur tension appliqué.

La Fig. 5.17 présente le mouvement du sommet du vecteur d'erreur dans les différents secteurs de la zone  $A_{II}$ . Nous constatons que les tracés de ces dernières figures suivent bien les conditions d'appartenance dans chaque secteur mentionnées dans le Tableau 5.4.

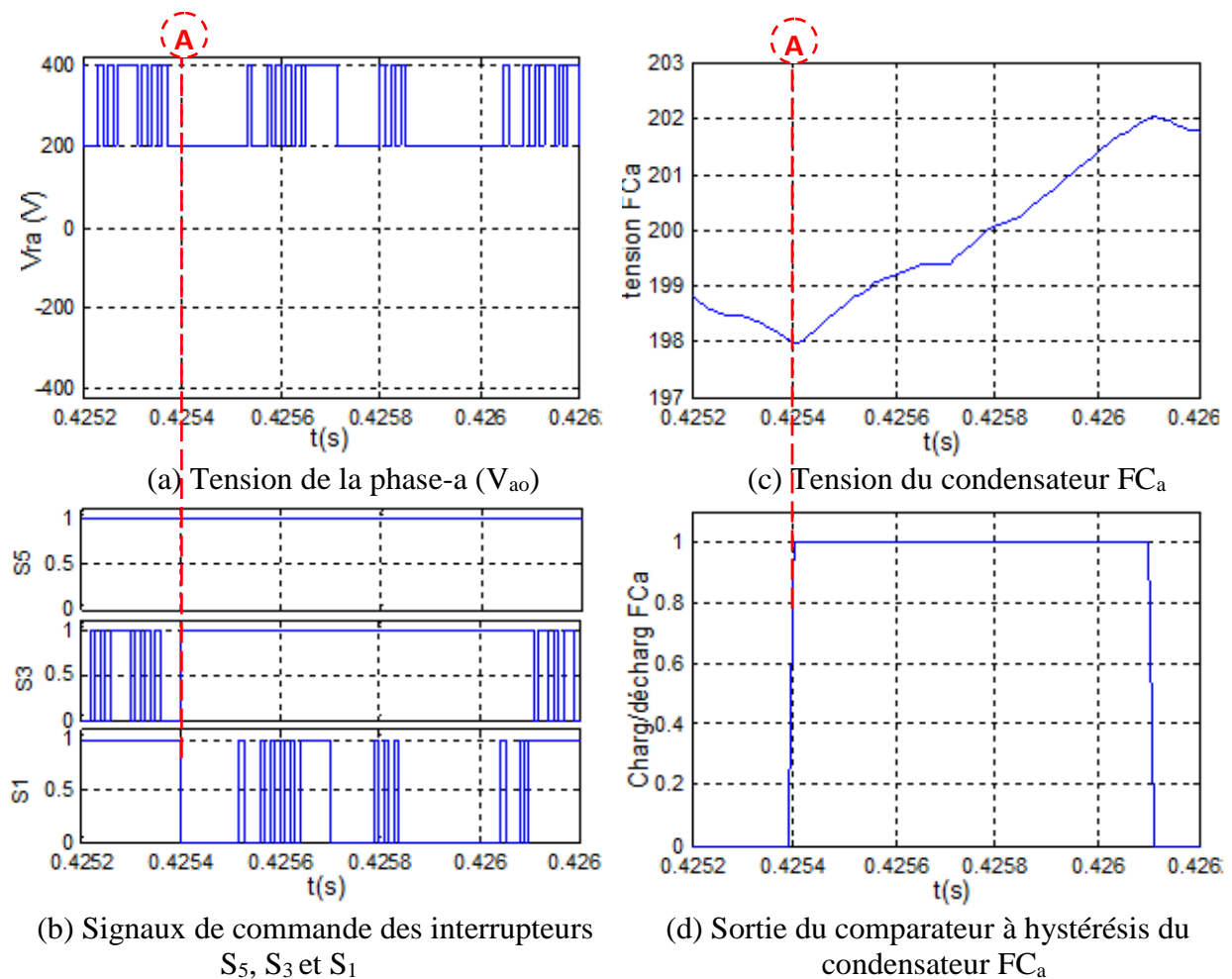


**Fig. 5.17 :** Déplacement du vecteur d'erreur dans les six secteurs de la zone  $A_{II}$ .



**Fig. 5.18 :** Comportement des tensions des condensateurs FC de chaque phase.

En plus du contrôle des courants de sortie de l'onduleur, la commande proposée analyse les états des condensateurs flottants des trois phases pour décider de l'état de commutation suivante. En sélectionnant l'état de commutation redondant correct, les tensions des trois condensateurs (FC) sont maintenues autour de leurs références  $U_{dc}/4$  (200V) comme indiqué sur la Fig. 5.18, par conséquent on obtient une tension de sortie de phase (Fig. 5.15.a) symétrique avec les niveaux de tension corrects ( $\pm U_{dc}/2$ ,  $\pm U_{dc}/4$  et 0). L'écart de la tension du condensateur FC par rapport à la tension de référence  $U_{dc}/4$  est mesuré pour chaque phase et une commande à hystérésis avec une bande de 2V définit l'étape suivante du contrôleur (Fig. 5.18.d, e et f).



**Fig. 5. 19** : Impact de la commutation sur le comportement de la tension du condensateur  $FC_a$  et de la tension de sortie de la phase (a).

Concernant l'impact de la commande SVHCC à zones circulaires sur le gain en commutation, nous présentons sur la Fig. 5.19.a un zoom de la tension de sortie de la phase (a) résultantes de la commutation illustrée par la Fig. 5.19.b pour  $t \in [0.4252 \text{ s}, 0.4262 \text{ s}]$ . Nous constatons qu'à  $t=0.4254$  marqué par (A) la tension de phase garde le même niveau de tension

200V soit  $U_{dc}/4$ , alors qu'une commutation dans les switches  $S_3$  et  $S_1$  est réalisée pour laquelle le contrôleur passe de l'application du vecteur  $u_5$  (101) à l'application du vecteur  $u_6$  (110).

Le comportement de la tension du condensateur  $FC_a$  accompagné du signal d'hystérésis de la tension respective illustrées respectivement sur la Fig. 5.19.c et Fig. 5.19.d démontrent que l'origine de la commutation est un besoin au chargement du condensateur  $FC_a$  qui est arrivé à son seuil minimal. Quant à la fréquence de commutation, nous remarquons que le switch  $S_5$  commute à la fréquence de la tension fondamentale, par conséquent, de moindres pertes par commutation peuvent être attendues.

## **5.5. STRUCTURE ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR DC-DC BOOST MULTINIVEAUX**

Plusieurs topologies existent pour la mise en œuvre d'un convertisseur DC-DC avec un haut rendement et des rapports d'amplification élevés sans utilisé des transformateurs [Mid 84],[Mak 91],[Zho 99],[Axe 08],[Ley 09]. Cette partie est consacrée à l'analyse d'un type de convertisseur DC-DC prometteur, constituant une contribution novatrice de cette thèse. Il s'agit en fait d'un convertisseur DC-DC boost multiniveaux (multilevel boost converter : MBC) avec des caractéristiques importantes telles que le gain d'amplification élevé sans utiliser un rapport cyclique extrême et sans utiliser de transformateur, le nombre de composants réduits et l'auto-équilibrage des tensions de sortie. La structure étudiée est une structure à 4 niveaux pour la réalisation du pont diviseur capacitif avec une mise en série de quatre condensateurs de sortie. Le convertisseur est en effet capable d'auto-équilibrer les tensions des condensateurs du bus continu à l'entrée de l'onduleur 5L-ANPC présenté dans les sections précédentes.

### **5.5.1. Structure de l'hacheur boost multiniveaux (MBC)**

Initialement introduit dans [Ros 08], l'hacheur boost multiniveaux (MBC) étudié combine le convertisseur boost conventionnel et des condensateurs commutés pour fournir une sortie à plusieurs condensateurs en série suivant une structure de multiplicateur de tension statique, comme le présenté la Fig. 5.20. Le convertisseur est constitué d'une inductance, un interrupteur commandable (IGBT),  $2N-1$  diodes et  $2N-1$  condensateur pour  $N$  niveaux de tension. Le nombre de niveaux peut être augmenté en ajoutant des condensateurs et des diodes sans modification du circuit principal, il est alors possible d'obtenir une structure modulaire. Le convertisseur est capable de contrôler et maintenir des tensions auto-équilibrées dans tous les niveaux de sortie, en plus il permet de contrôler le courant d'entrée.

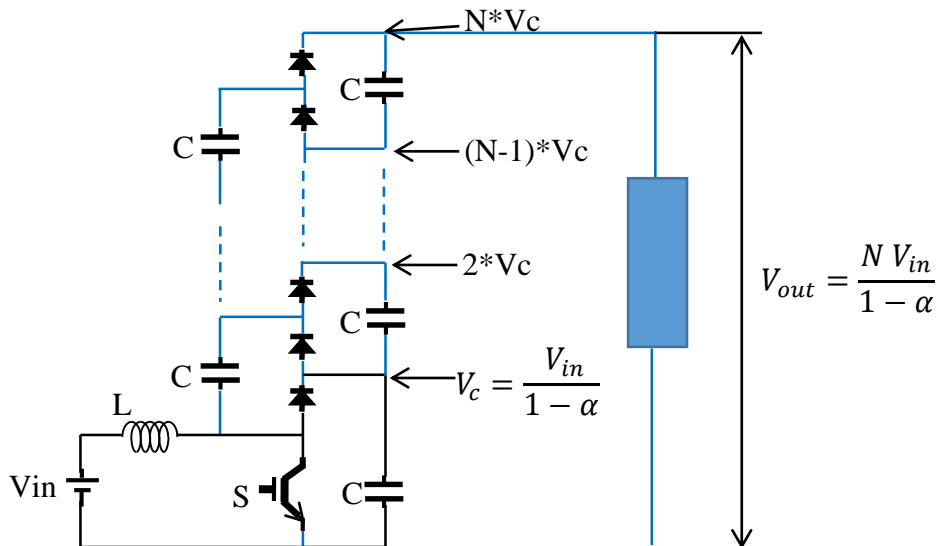


Fig. 5. 20 : Structure générale du hacheur boost de N-niveaux (MBC).

### 5.5.2. Principe de fonctionnement et modélisation du MBC

Le principe de fonctionnement du convertisseur MBC est expliqué en se basant sur une structure à 4 niveaux, comme il est présenté sur la Fig. 5.21. Nous supposons que l'interrupteur (S) commute avec un rapport cyclique ( $\alpha$ ) égale à 0,5. Pendant l'état "on" de l'interrupteur, l'inductance est connectée à la source de tension d'entrée (Fig. 5.21.a). Si la tension de  $C_2$  est inférieure à la tension de  $C_1$  donc  $C_1$  charge  $C_2$  à travers la diode  $D_2$  et l'interrupteur (S), la diode  $D_1$  est bloquée (Fig. 5.21.b). En même temps, si la somme des tensions aux bornes de  $C_4 + C_2$  est inférieure à la somme des tensions de  $C_3 + C_1$ , alors  $C_3$  et  $C_1$  chargent les condensateurs  $C_4$  et  $C_2$  à travers  $D_4$  et S (Fig. 5.21.c). De même,  $C_5$ ,  $C_3$  et  $C_1$  fixent la tension aux bornes de  $C_6$ ,  $C_4$  et  $C_2$  (Fig. 5.21.d).

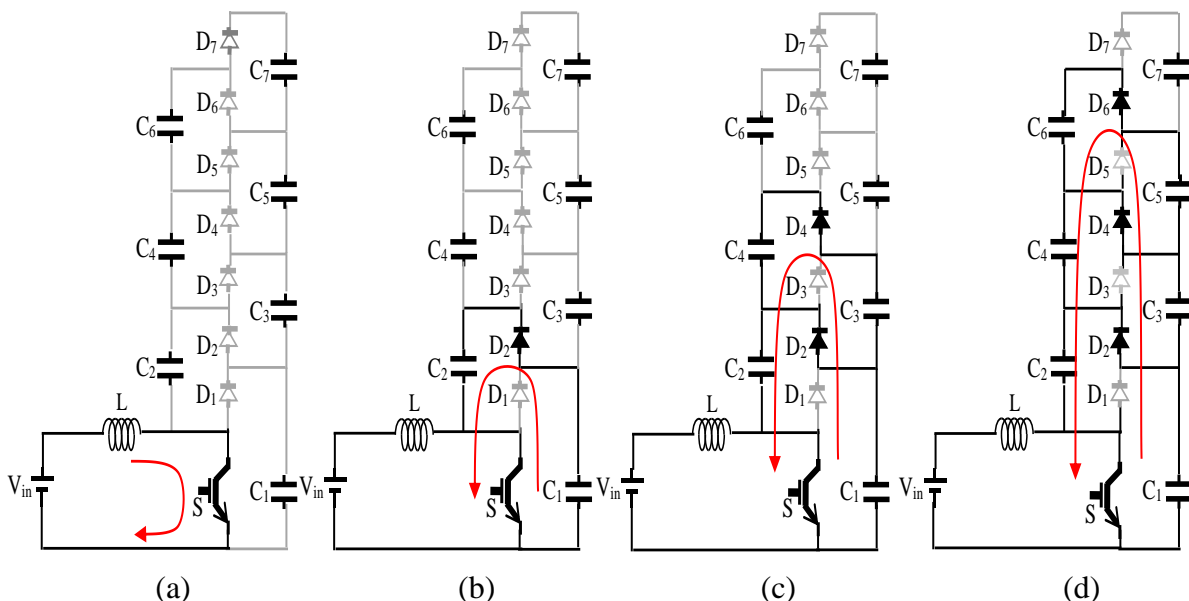
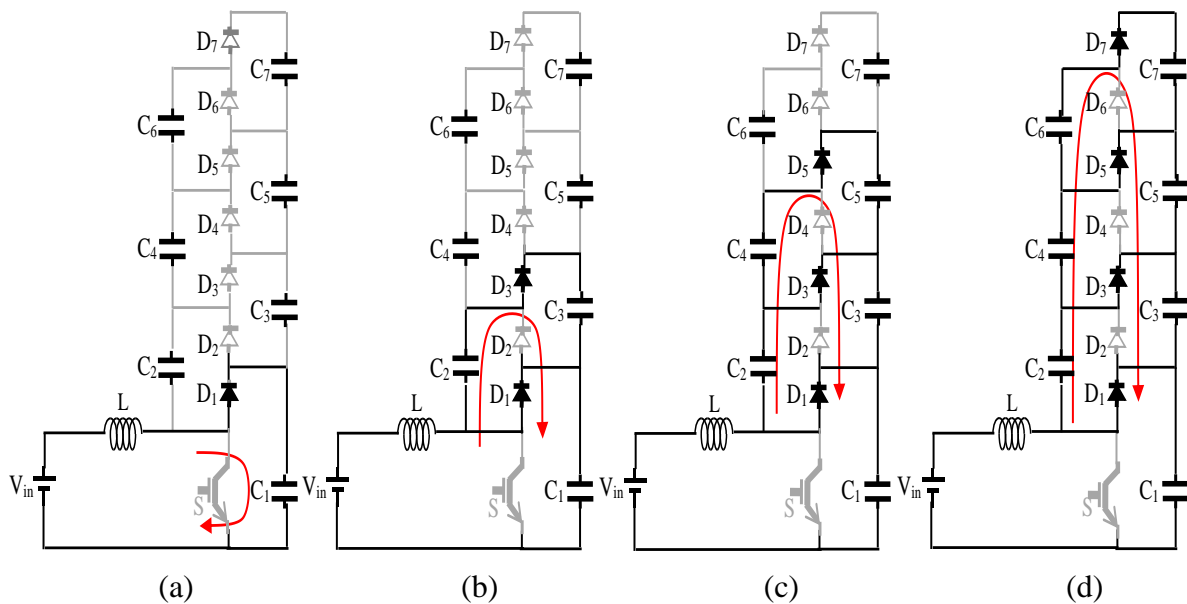


Fig. 5. 21 : Configuration du MBC à 4 niveaux pour un état "ON" de l'interrupteur S.

Lorsque l'interrupteur est à l'état bloqué "Off" (Fig. 5.22), le courant de l'inductance se décharge à travers la diode  $D_1$  et permet ainsi la charge du condensateur  $C_1$  (Fig. 5.22.a). Comme  $D_1$  est passante, la tension de  $C_2$  et  $V_{in}$  plus la tension de l'inductance fixent la tension de  $C_3$  et  $C_1$  à travers  $D_3$  (Fig. 5.22.b). De même, la tension à travers l'inductance plus  $V_{in}$ ,  $C_4$  et  $C_2$  établissent la tension aux bornes de  $C_5$ ,  $C_3$  et  $C_1$  à travers  $D_5$  (Fig. 5.22.c). Finalement, la tension aux bornes de  $C_7$ ,  $C_5$ ,  $C_3$  et  $C_1$  est clampé par la tension de  $C_6$ ,  $C_4$ ,  $C_2$ ,  $V_{in}$  et la tension de l'inductance (Fig. 5.22.d).



**Fig. 5. 22 :** Configuration du MBC à 4 niveaux pour un état "OFF" de l'interrupteur S.

Il est à noter que les diodes  $D_1$ ,  $D_3$ ,  $D_5$  et  $D_7$  commutent de manière synchrone, complétée par  $D_2$ ,  $D_4$ ,  $D_6$  et S sur une période de commutation [Ros 08].

La fonction de transfert du convertisseur boost conventionnel est :

$$V_C = \frac{V_{in}}{1-\alpha} \quad (5.9)$$

Dans le cas du hacheur multiniveaux MBC, la fonction de transfert devient :

$$V_{out} = N \cdot V_C = \frac{N \cdot V_{in}}{1-\alpha} \quad (5.10)$$

Nous pouvons noter à partir des équations ci-dessus Eq. (5.9) et (5.10) que le MBC a un taux de conversion plus élevé par rapport au convertisseur conventionnel suivant le nombre de niveaux utilisés.

Le dimensionnement de l'inductance est déterminé de telle sorte que l'ondulation du courant dans cette dernière ne dépasse pas un pourcentage admissible par rapport au courant moyen. Eq. (5.11) donne la valeur de l'inductance [Ahm 10] :

$$L_{min} = \frac{R_{ch} \cdot \alpha \cdot (1-\alpha)^2}{2 \cdot f_c \cdot N^2} \quad (5.11)$$

L'équation suivante donne la valeur du condensateur [Ahm 10],[Mou 11] :

$$C = \frac{\alpha V_{out}}{\Delta V_c \cdot R_{ch} \cdot f_c}, (C=C_1=C_2 \dots =C_7) \quad (5.12)$$

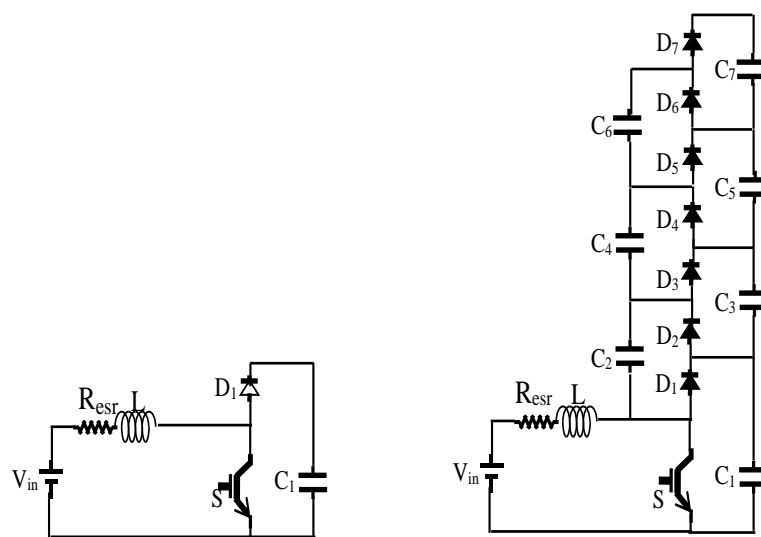
### 5.5.3. Effet de la résistance série équivalente sur le gain d'amplification

Théoriquement les convertisseurs boosts conventionnels possèdent un gain d'amplification maximal idéal infini. Cependant dans l'application expérimentale, il est limité par la résistance parasite dans les composants passifs. La limitation principale est engendrée par la résistance série équivalente (equivalent serie resistance : ESR) de l'inductance d'entrée [Ros10]. Dans ce paragraphe, l'effet de l'ESR sur le gain d'amplification sera analysé pour le cas du convertisseur boost classique et pour le cas de la topologie multiniveaux proposée.

#### 5.5.3.1. Effet de la résistance série équivalente sur le hacheur boost conventionnel

La Fig. 5.23.a illustre le circuit du convertisseur boost avec prise en compte de la résistance ESR. En supposant que le courant dans l'inductance et les tensions aux bornes de tous les condensateurs demeurent constantes, comme c'est habituellement le cas dans l'analyse de l'état stationnaire des convertisseurs statique. La tension de  $V_L$  peut être exprimée de la manière suivante :

$$V_L = \alpha(V_{in} - I_L R_{esr}) + (1 - \alpha)(V_{in} - V_c - I_L R_{esr}) = 0 \quad (5.13)$$



(a) Cas du boost conventionnel (b) Cas du boost multiniveaux MBC

**Fig. 5. 23** : Effet de la résistance  $R_{esr}$  sur le hacheur boost.



Il est possible d'obtenir:

$$V_{in} = (1 - \alpha)V_c + R_{esr}I_L \quad (5.14)$$

Le courant dans l'inductance ( $I_L$ ) peut être exprimé comme suit:

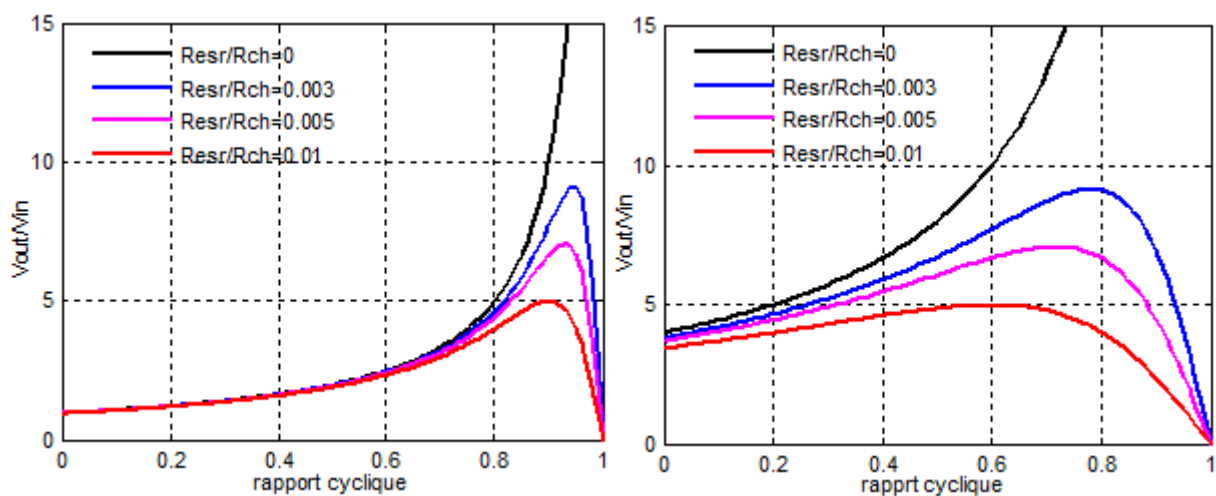
$$I_L = \frac{V_c}{(1-\alpha).R_{ch}} \quad (5.15)$$

En remplaçant Eq. (5.15) dans (5.14), le gain d'amplification en considérant les pertes dans l'inductance peut être rapproché par Eq. (5.16).

$$\frac{V_c}{V_{in}} = \frac{1}{(1-\alpha) + \frac{R_{esr}}{(1-\alpha).R_{ch}}} \quad (5.16)$$

Si on néglige les pertes dans l'inductance ( $R_{esr}=0$ ), nous retrouvons l'Eq. (5.9) pour le cas idéal. Eq. (5.16) donne une idée sur l'effet de ESR sur le comportement du convertisseur MBC, et montre que le gain d'amplification est relié au rapport entre l'ESR de l'inductance et la charge ( $R_{ch}$ ). L'allure du tracé du gain d'amplification pour le cas idéal ( $R_{esr}/R_{ch}=0$ ) ainsi que pour quelques valeur typique de  $R_{esr}/R_{ch}$  est illustrée sur la Fig. 5.24.a.

Il est clair que le gain d'amplification du convertisseur arrive à son maximum avant que le rapport cyclique ( $\alpha$ ) atteinte son maximum théorique ( $\alpha=1$ ). La fonction du gain est quasilineaire dans la zone [1, 2] lorsque le rapport cyclique est de [0, 0.5], mais après cela, la fonction devient non linéaire. Le comportement non linéaire complique le contrôle du convertisseur boost conventionnel dans les systèmes de productions d'énergies renouvelables.



(a) Effet de ESR sur le gain du hacheur boost (b) Effet de ESR sur le gain du MBC (N=4)

**Fig. 5. 24 :** Gain de d'amplification de tension en fonction du rapport cyclique pour différentes valeurs de  $R_{esr}/R_{Ch}$ .

### 5.5.3.2. Effet de la résistance série équivalente sur le hacheur MBC

Basant sur le principe de la conservation de la puissance, le courant d'entrée peut être exprimé comme suit [Ros 10]:

$$V_{in}I_L = V_{out} I_{ch} = \frac{N^2 V_c^2}{R_{ch}} \quad (5.17)$$

$$I_L = \frac{N^2 V_c}{(1-\alpha)R_{ch}} \quad (5.18)$$

D'après l'Eq. (5.18), nous constatons que le courant d'entrée peut être contrôlé en agissant sur le rapport cyclique ( $\alpha$ ), ce qui est important dans certaines applications telles que les systèmes photovoltaïques.

La valeur moyenne de la tension de l'inductance du MBC peut être développée de la manière suivante :

$$V_L = \alpha(V_{in} - I_L R_{esr}) + (1 - \alpha)(V_{in} - V_c - I_L R_{esr}) = 0 \quad (5.19)$$

$$V_{in} = (1 - \alpha) \frac{V_{out}}{N} + \frac{N V_{out}}{(1-\alpha)R_{ch}} R_{esr} \quad (5.20)$$

A partir de l'Eq. (5.20), le rapport d'amplification pour la topologie du MBC peut être exprimé par [Ros 10]:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\frac{(1-\alpha)}{N} + \frac{N R_{esr}}{(1-\alpha)R_{ch}}} \quad (5.21)$$

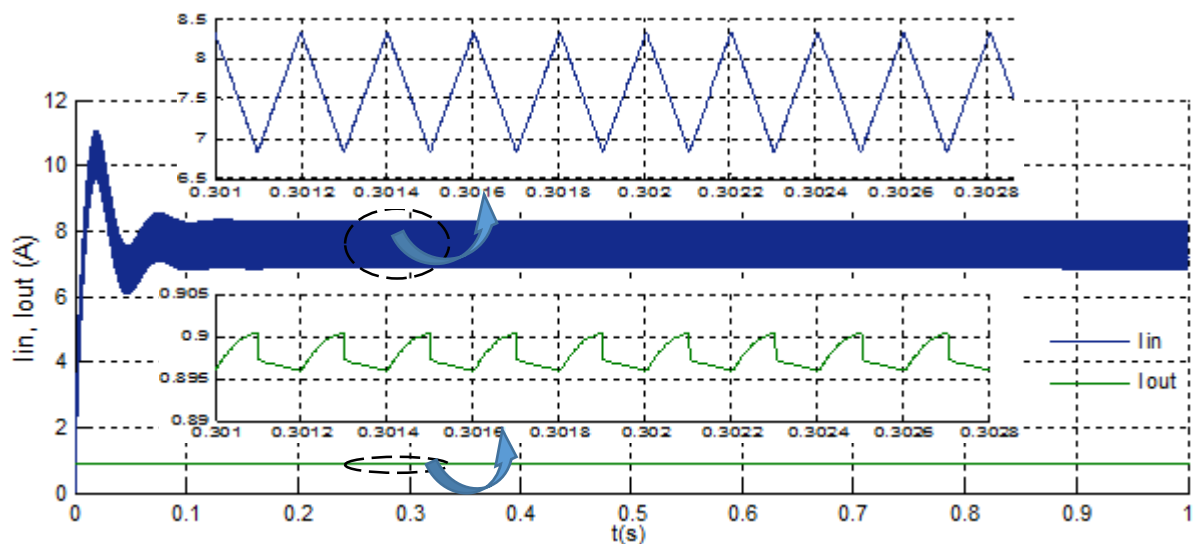
Il est important de noter que l'Eq. (5.21) présente en fait une équation générale qui inclut le convertisseur conventionnel si  $N = 1$ , et valable pour le modèle idéal lorsque ( $R_{esr}=0$ ) ainsi que pour le modèle considérant les pertes lorsque  $R_{esr}$  est prise en compte. Le tracé de la fonction Eq. (5.21) pour quelques valeurs typiques de  $R_{esr}/R_{ch}$  est illustré sur la Fig. 5.24.b. Nous pouvons remarquer que le MBC présente une région d'amplification quasi-linéaire plus grande que celle qu'avait le boost conventionnel, et qui devient fortement non linéaire lorsque le rapport cyclique se rapproche de 1. Ainsi, le MBC peut fonctionner dans la région de taux d'amplification élevé, cette région est autour de  $\alpha=0,5$  qui est le meilleur point pour exploiter la dite topologie multiniveaux.

### 5.5.4. Résultats de simulation

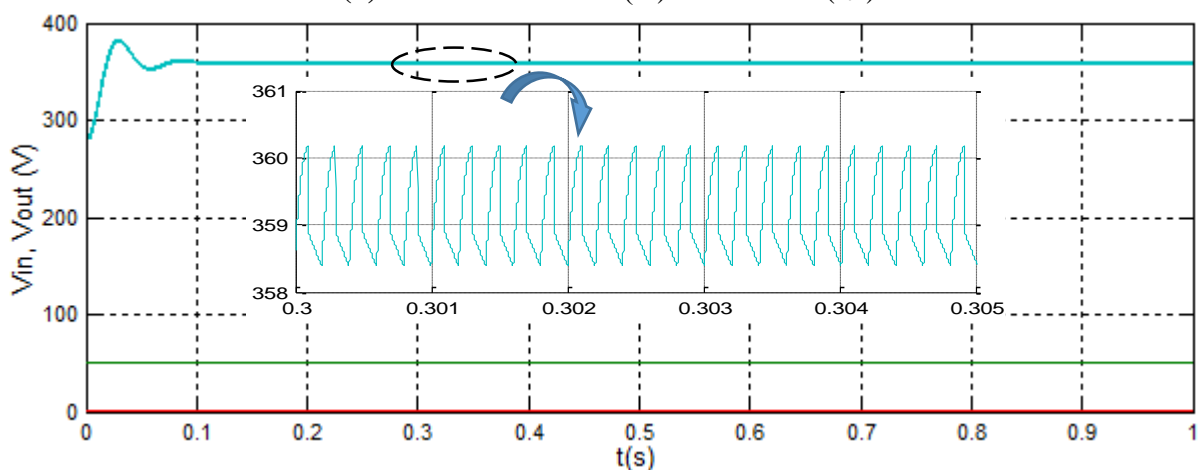
Le convertisseur MBC a été simulé sous MATLAB/SIMULINK en utilisant les composants de la bibliothèque Simpower. La valeur de l'inductance est 3mH avec une  $R_{esr}$

égale à  $0,2\Omega$ . Les sept condensateurs utilisés ont les mêmes valeurs ( $820\ \mu\text{F}$ ), la charge est fixée à  $400\Omega$ . Les caractéristiques électriques des interrupteurs (IGBT et diodes) sont proches à celles de l'expérimentale (issue du datasheet). La tension d'entrée est fixée à  $50\text{V}$  et le convertisseur est commandé en boucle ouverte en appliquant un rapport cyclique  $\alpha=50\%$  avec une fréquence de  $5\text{kHz}$ .

La Fig. 5.25 présente les courants et les tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur MBC. D'après la Fig. 5.25.a, nous constatons que le courant dans l'inductance présente une ondulation de  $1,4\text{A}$  qui peut être réduite en utilisant une inductance de valeur plus grande. La tension d'entrée de  $50\text{V}$  est amplifiée à  $360\text{V}$  soit un gain d'amplification égale à  $7.2$ , comme le montre la Fig. 5.25.b. La Fig. 5.26 montre que les tensions entre les bornes des différents condensateurs du MBC sont équilibrées autour d'une valeur moyenne de  $89\text{V}$ .

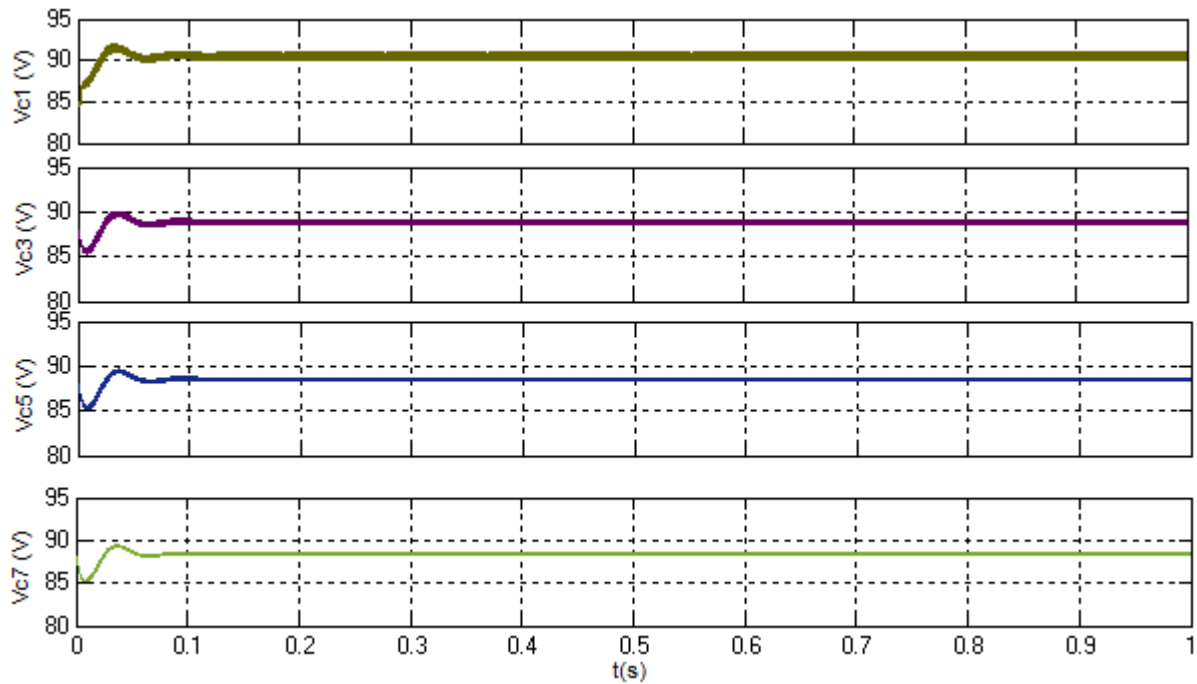


(a) Courants d'entrée ( $I_L$ ) et de sortie ( $I_{ch}$ )

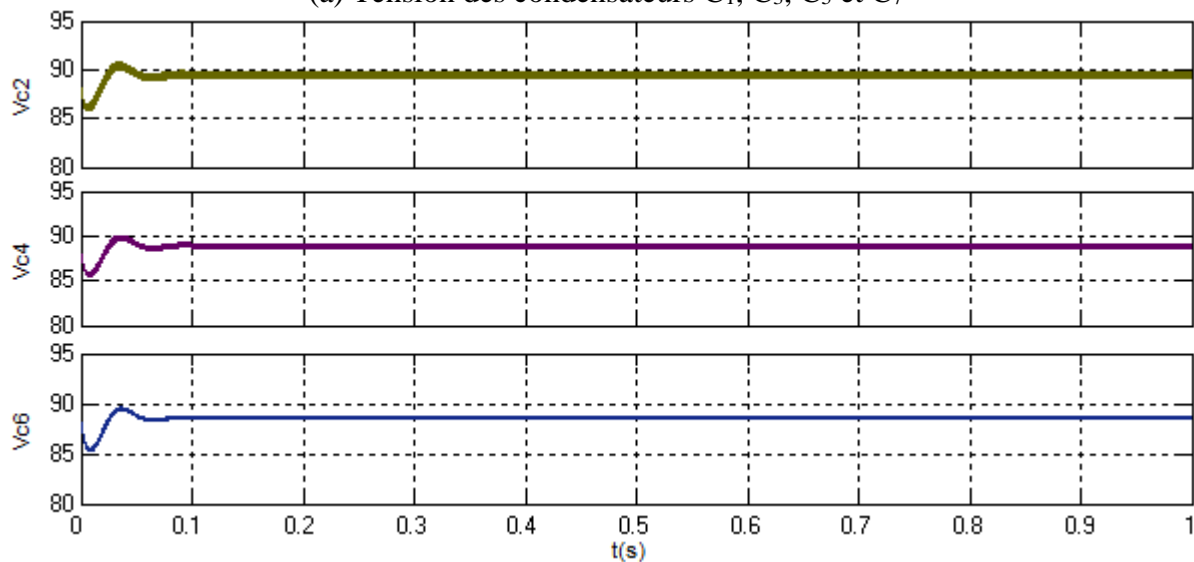


(b) Tensions d'entrée ( $V_{in}$ ) et de sortie ( $V_{out}$ )

**Fig. 5.25** : Courants et tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur MBC ( $N=4$ ).



(a) Tension des condensateurs  $C_1$ ,  $C_3$ ,  $C_5$  et  $C_7$



(b) Tension des condensateurs  $C_2$ ,  $C_4$  et  $C_6$

**Fig. 5. 26 :** Tension aux bornes des différents condensateurs du MBC.

### 5.5.5. Validation Expérimentale

Dans cette section, les résultats obtenus précédemment dans l'analyse du circuit seront validés expérimentalement. Pour ce faire, un prototype du MBC à quatre niveaux ( $N=4$ ) a été réalisé. La Fig. 5.27 présente le banc d'essai, l'inductance et les condensateurs possèdent les mêmes valeurs que celles de la simulation (3mH, 820 $\mu$ F/200V).

L'alimentation du convertisseur est assurée par une alimentation de puissance TDK-Lambda. Une carte dSPACE1104 est utilisée pour générer le signal de commande PWM avec un rapport cyclique  $\alpha$  (0.5, 5KHz) et le transmet au convertisseur MBC à travers l'une des sorties

numériques. Un driver HCPL3101 vient d'appliquer ce signal PWM à la gâchette de l'IGBT (G4PH50). Les diodes du MBC sont des BYT30P1000. La charge est gardée à  $400\Omega$ .

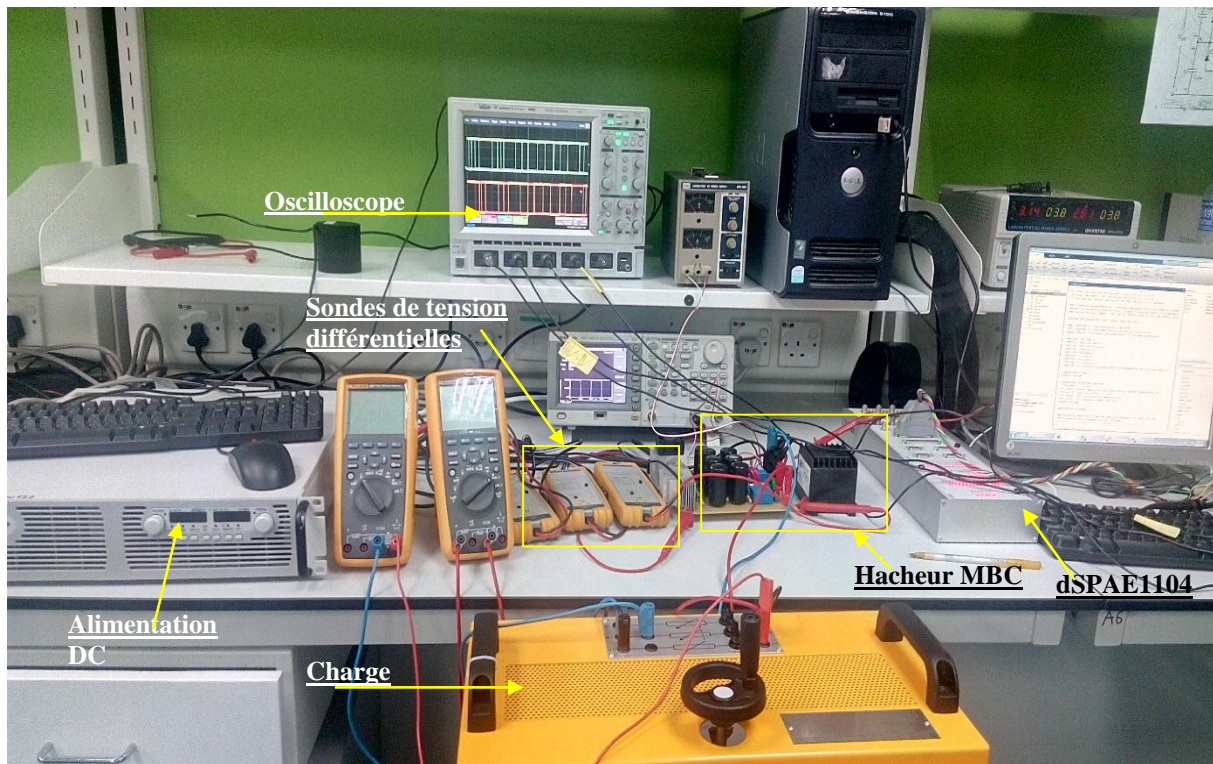
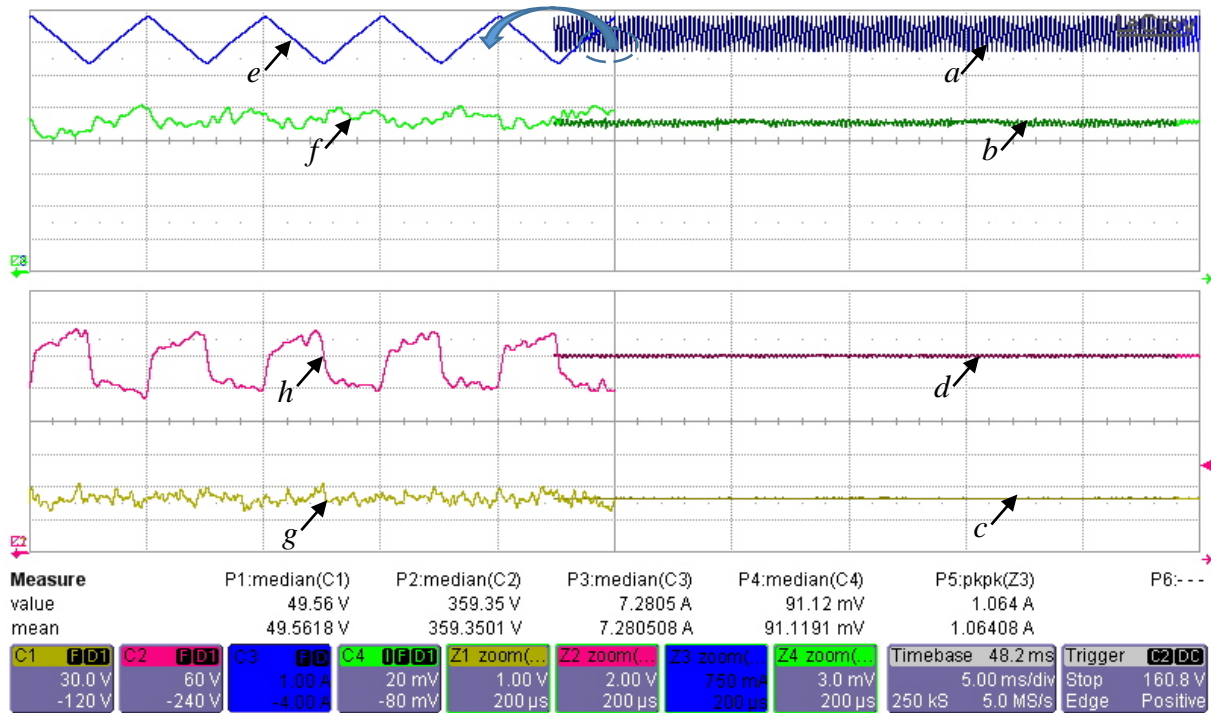


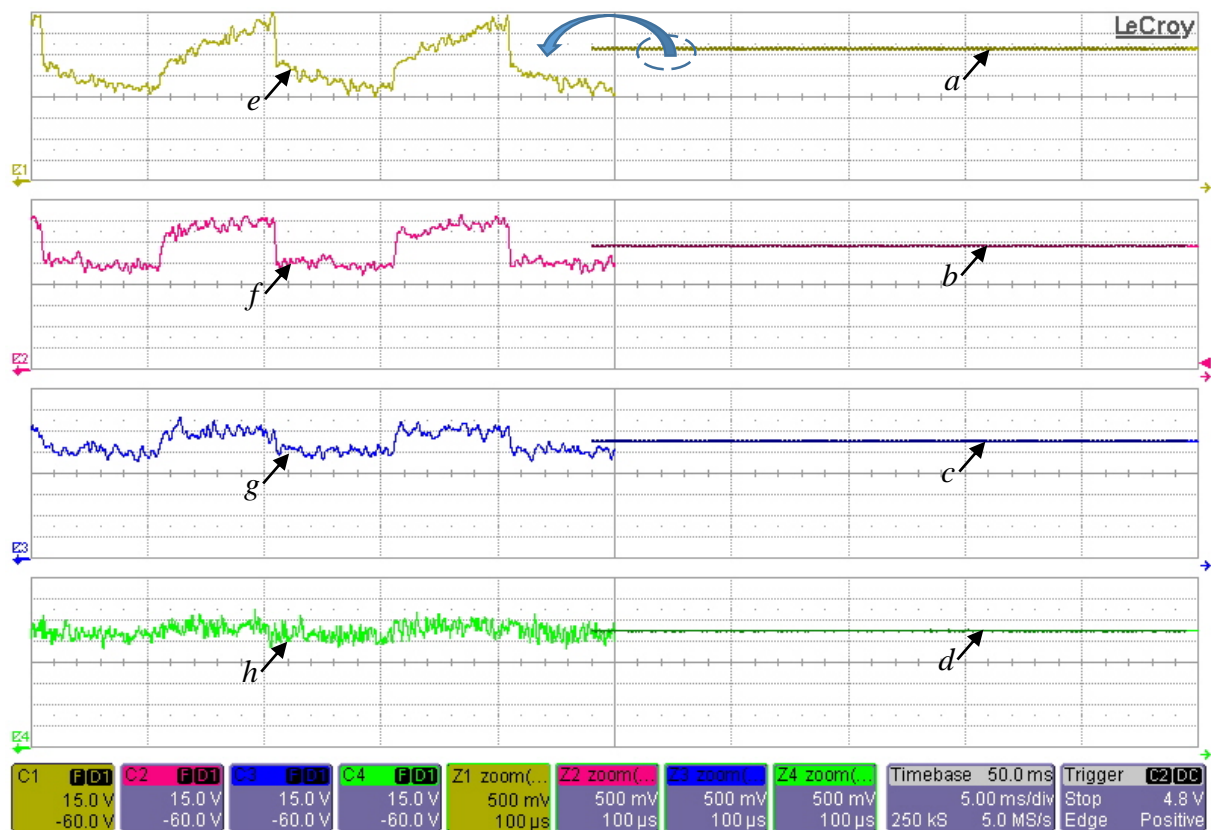
Fig. 5. 27 : Banc d'essai du MBC.

La Fig. 5.28 montre les relevés expérimentaux des courants et des tensions à l'entrée et à la sortie du hacheur MBC. Les allures des tensions aux bornes des condensateurs du MBC illustrées sur les Fig. 5.29 et Fig. 5.30 présentent un comportement similaire à celles des résultats de simulation. Nous constatons que la tension de  $V_{C1}$  (allure-a) est légèrement supérieure aux autres tensions. Cela est dû au fait que l'IGBT possède une tension  $V_{ds}$  (drop voltage:  $V_d$ ) plus grande que celles des diodes, donc nous préconisons d'utiliser des IGBTs possédant une tension  $V_d$  la plus proche possible à celles des diodes.

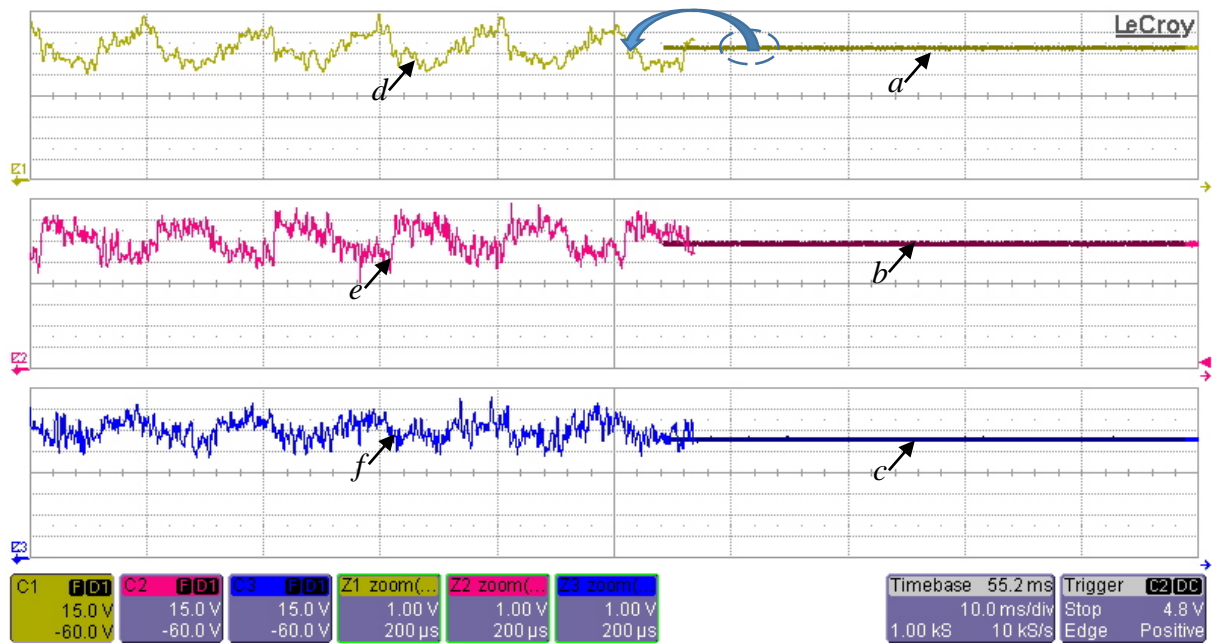
Afin de montrer l'effet de la commutation sur le comportement des condensateurs, nous présentons sur la Fig. 5.31 un zoom des tensions ( $V_{C1}$ ,  $V_{C3}$ ) et ( $V_{C2}$ ,  $V_{C4}$ ), respectivement. Ces dernières allures confirment bien le principe de fonctionnement évoqué précédemment dans la section 5.5.2. Nous constatons que  $C_1$  et  $C_3$  se chargent et se déchargent au même temps sur une période de commutation. Il en est de même pour le cas de  $C_2$  et  $C_4$ . La Fig. 5.32 montre que tous les interrupteurs bloquent la même tension inverse, soit une moyenne de 90V. La Fig. 5.33 illustre la commutation dans l'IGBT et les diodes  $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$ , respectivement.



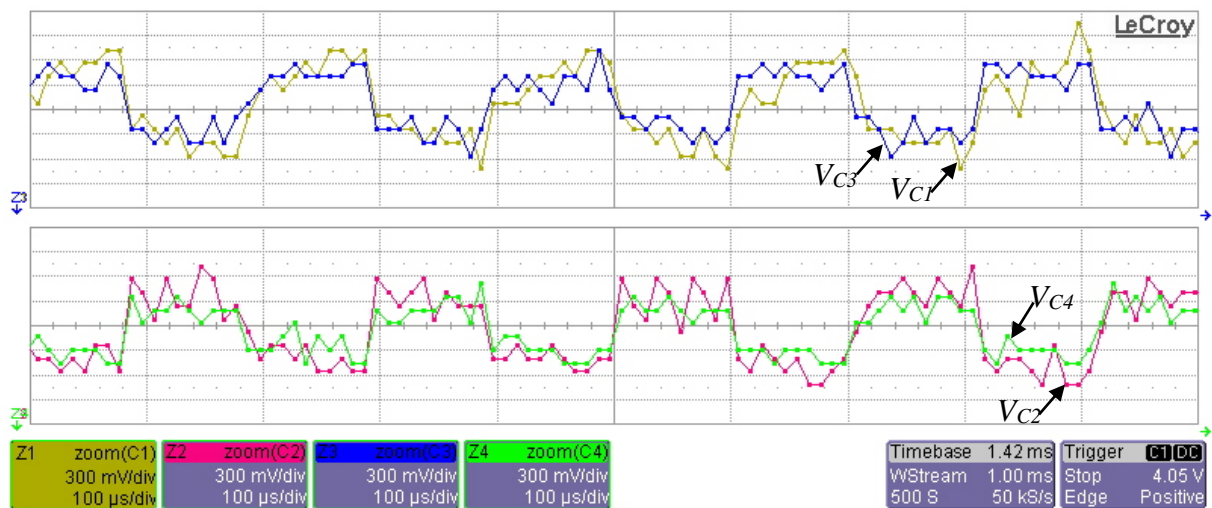
**Fig. 5. 28 :** Courants et tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur MBC. **a :** courant d'entrée  $I_{in}$  (1A/div), **b :** courant de sortie  $I_{ch}$ (0.2A/div), **c :** tension d'entrée (30V/div), **d :** tension de sortie (60V/div), **e :** zoom de  $I_{in}$  (0.75A/div), **f :** zoom de  $I_{ch}$  (30 mA /div), **g :** zoom de la tension d'entrée(1V/div), **h :** zoom de la tension de sortie (2V/div).



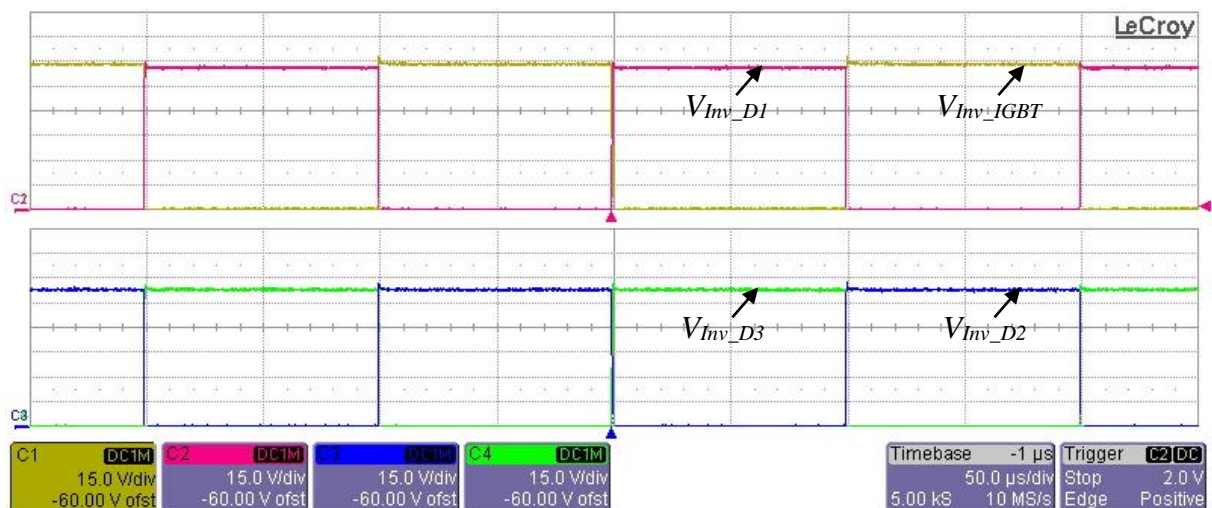
**Fig. 5. 29 :** Tensions aux des condensateurs du convertisseur MBC. **a :** tension  $V_{C1}$  (15V/div), **b :** tension  $V_{C3}$  (15V/div), **c :** tension  $V_{C5}$  (15V/div), **d :** tension  $V_{C7}$  (15V/div), **e :** zoom de  $V_{C1}$  (0.5V/div), **f :** zoom de  $V_{C3}$  (0.5V/div), **g :** zoom de  $V_{C5}$  (0.5V/div), **h :** zoom de  $V_{C7}$  (0.5V/div).



**Fig. 5. 30 :** Tensions aux des condensateurs du convertisseur MBC, *a* : tension  $V_{C2}$  (15V/div), *b* : tension  $V_{C4}$  (15V/div), *c* : tension  $V_{C6}$  (15V/div), *d* : zoom de  $V_{C2}$  (1V/div), *e* : zoom de  $V_{C4}$  (0.5V/div), *f* : zoom de  $V_{C6}$  (1V/div).



**Fig. 5. 31 :** Effet de la commutation sur la charge et la décharge des condensateurs.



**Fig. 5. 32 :** Tensions inverses bloquées par l'IGBT et les diodes  $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$ .

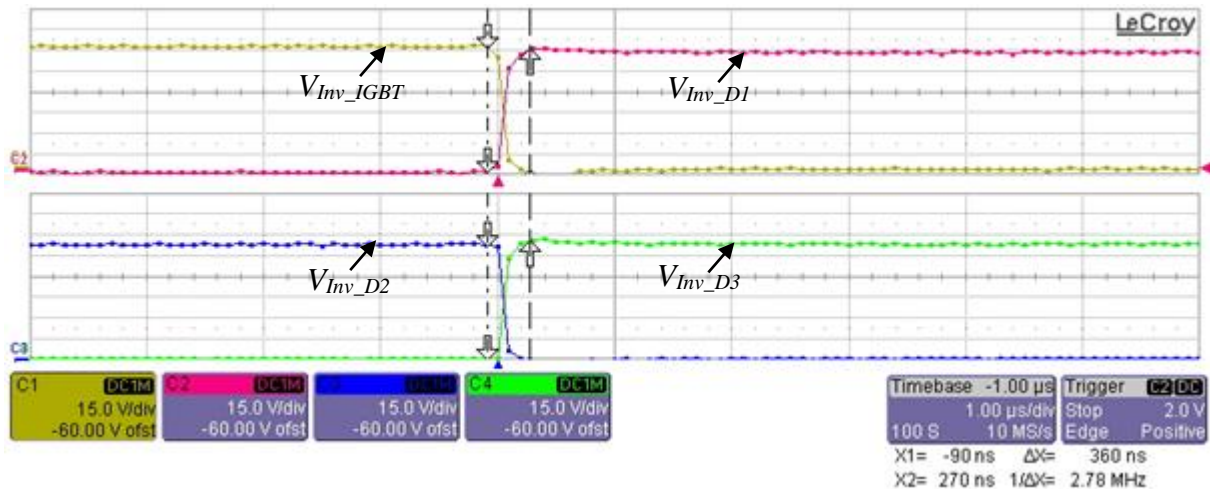


Fig. 5. 33 : Tensions inverses bloquées par l'IGBT et les diodes  $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$  au moment de la commutation.

## 5.6. EQUILIBRAGE DES TENSIONS DU BUS CONTINU DE LA CASCADE MBC-ANPC

Même si l'utilisation des structures de conversions multiniveaux permet de convertir l'énergie avec des performances meilleures par rapport aux convertisseurs classiques, celle-ci n'est pas toujours aisée. En effet, l'augmentation du nombre de niveaux ou de la tension d'entrée implique également une augmentation du nombre de composants semiconducteurs. Ceci peut être un obstacle à l'utilisation du convertisseur multiniveaux [Mer 13]. Un autre problème sérieux lié aux convertisseurs multiniveaux concerne l'équilibrage des tensions des condensateurs du bus continu. Pour cela plusieurs solutions sont possibles : soit en utilisant une commande spécifique basée sur la modulation vectorielle, soit en utilisant des structures auxiliaires qui ont pour but d'équilibrer les différentes tensions des condensateurs.

En raison des niveaux de tension auto-équilibrés du MBC, cette topologie convient pour être associée à l'onduleur multiniveaux.

### 5.6.1. Présentation de la cascade MBC-ANPC

Dans la première partie du présent chapitre, la commande de l'onduleur 5L-ANPC est effectuée en supposant que les tensions des condensateurs formant le bus continu sont constantes. En fait, sans prendre des mesures d'équilibrage et d'asservissement, cette supposition est abusive.

Dans cette section, nous présentons l'association du MBC à l'onduleur 5L-ANPC. Cette cascade a une double fonction; elle permet d'interfacer la source d'alimentation avec l'onduleur 5L-ANPC d'une part, et d'autre part, la propriété des tensions de sorties auto-équilibrées que possède le MBC est utilisée afin d'équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs du bus



continu à l'entrée du 5L-ANPC. La cascade proposée est présentée sur la Fig. 5.34, chaque deux condensateurs de la sortie du MBC alimentent une moitié du bus continu de l'onduleur 5L-ANPC. La source d'énergie DC peut être un champ de panneaux photovoltaïques ou une pile à combustible.

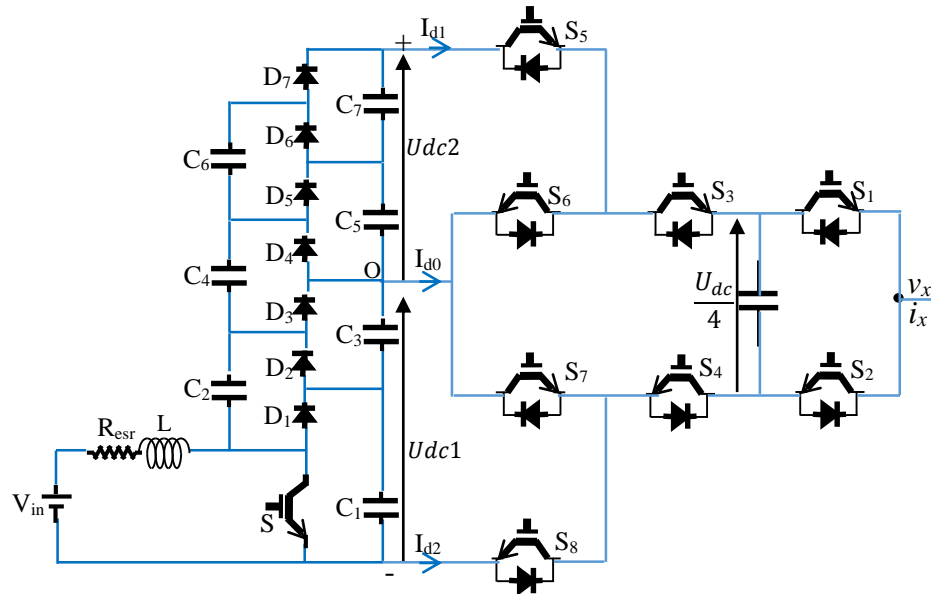


Fig. 5. 34 : Association du MBC à l'onduleur 5L-ANPC.

### 5.6.2. Résultats de simulation

Les simulations traitées dans cette partie auront pour but de tester les performances de la cascade du hacheur MBC avec l'onduleur 5L-ANPC en ce qui concerne le maintien de l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs du bus continu. Chacun des sept condensateurs du hacheur MBC a une capacité égale à 5mF.

Le MBC est contrôlé suivant une structure en boucle ouverte pour laquelle la tension d'entrée est maintenue à 110V et le rapport cyclique est ajustée à 40% afin d'obtenir une tension de 733V à l'entrée du 5L-ANPC. Alors que, le 5L-ANPC est contrôlé suivant la structure de commande basée sur le SVHCC à zones circulaires pour une application raccordée au réseau électrique présentée précédemment. Les différents interrupteurs utilisés dans cette structure de puissance sont considérés comme parfaits. La structure globale de la cascade MBC-ANPC est présentée en Fig.5.35.

La Fig. 5.36 montre les tensions continues aux bornes des condensateurs  $C_1$ ,  $C_3$ ,  $C_5$  et  $C_7$ , respectivement, à la sortie du hacheur MBC. Elles sont maintenues proches de leur référence  $U_{dc}/4$  (183 V) avec une oscillation maximale de 0.5V en régime permanent.

La Fig .5.37 présente la tension continue globale ( $U_{dc}$ ) et les deux tensions du bus continu  $U_{dc1}$  et  $U_{dc2}$ , respectivement. Nous constatons que  $U_{dc}$  atteint 733 V et les tensions  $U_{dc1}$  et  $U_{dc2}$  ( Fig.

5.37.b et Fig. 5.37.c) convergent rapidement à leurs tension correspondante à l'équilibre soit  $(\frac{U_{dc}}{2})$ , avec des oscillations négligeables de l'ordre de 0.2V.

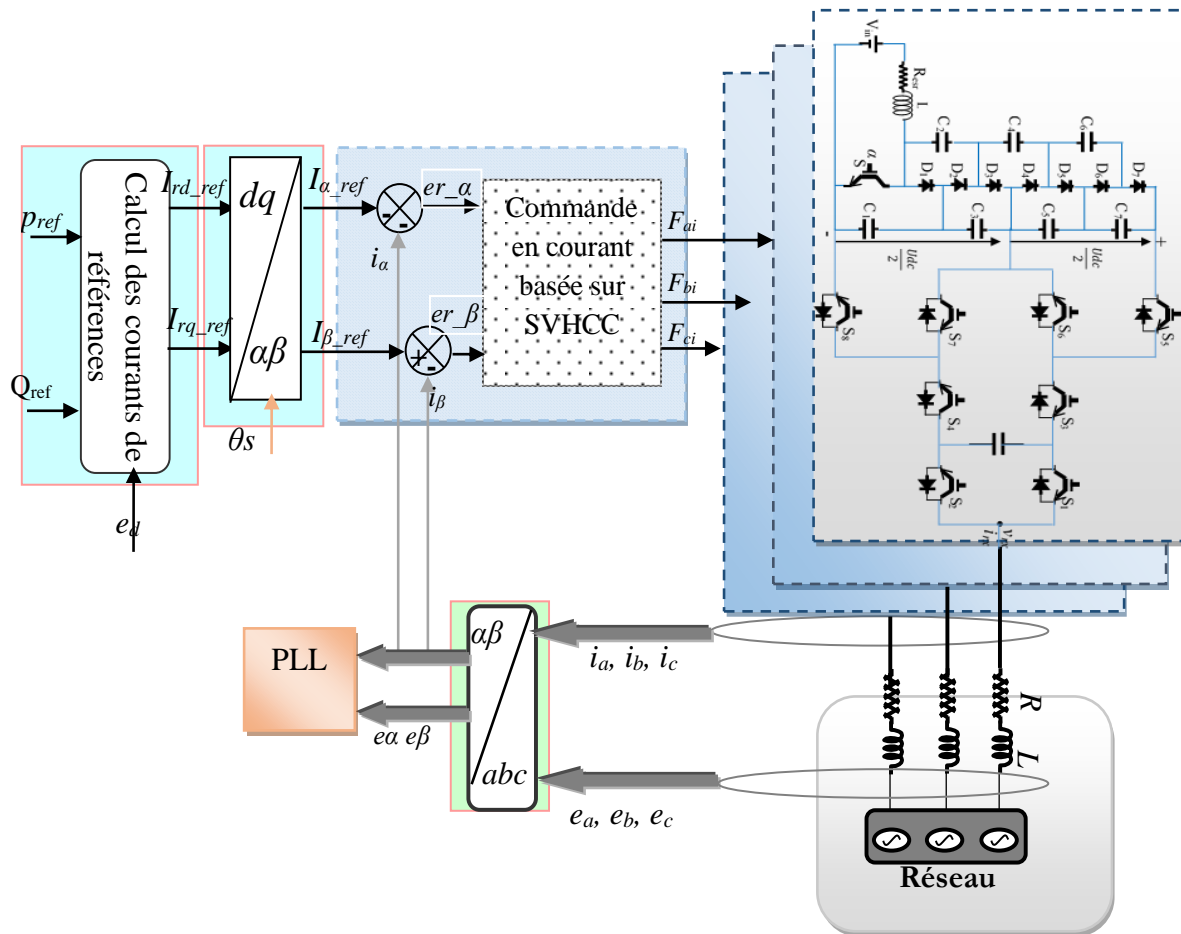


Fig. 5. 35 : Structure de contrôle global de la cascade MBC-ANPC.

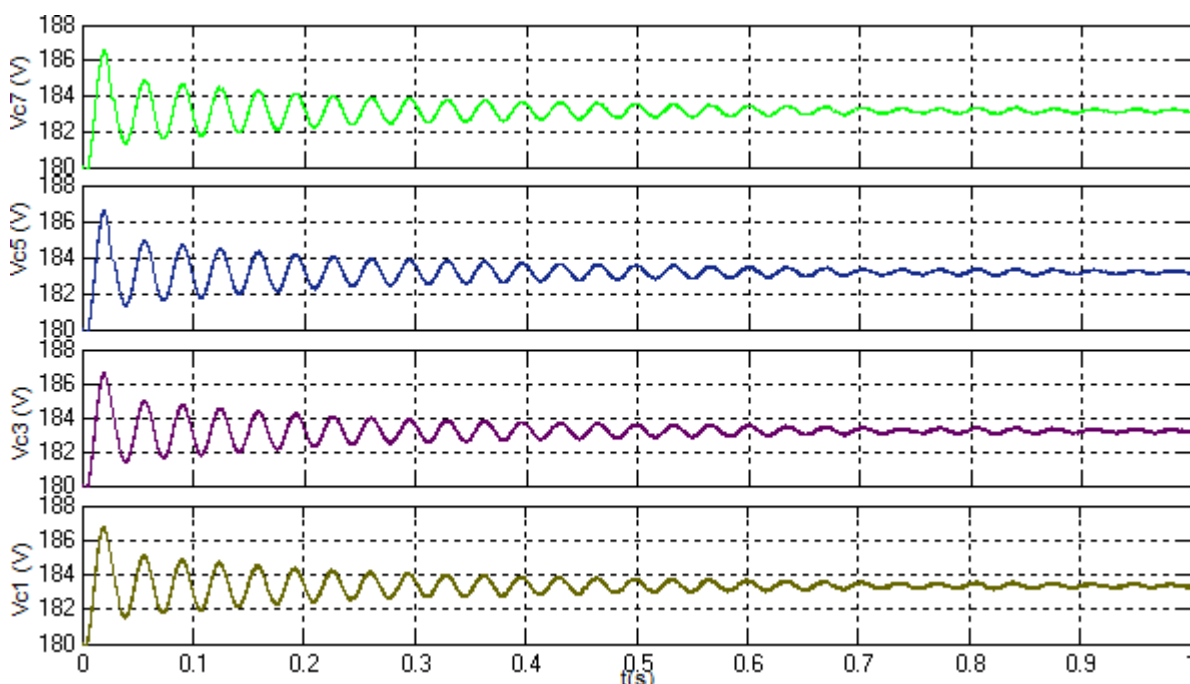


Fig. 5. 36 : Tensions continues aux bornes des condensateurs C<sub>1</sub>,C<sub>3</sub>, C<sub>5</sub> et C<sub>7</sub>.

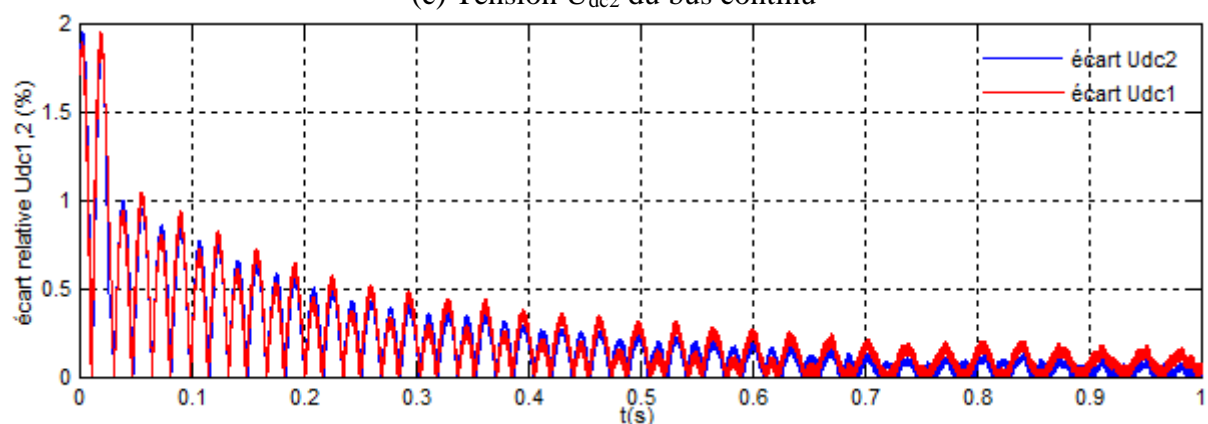
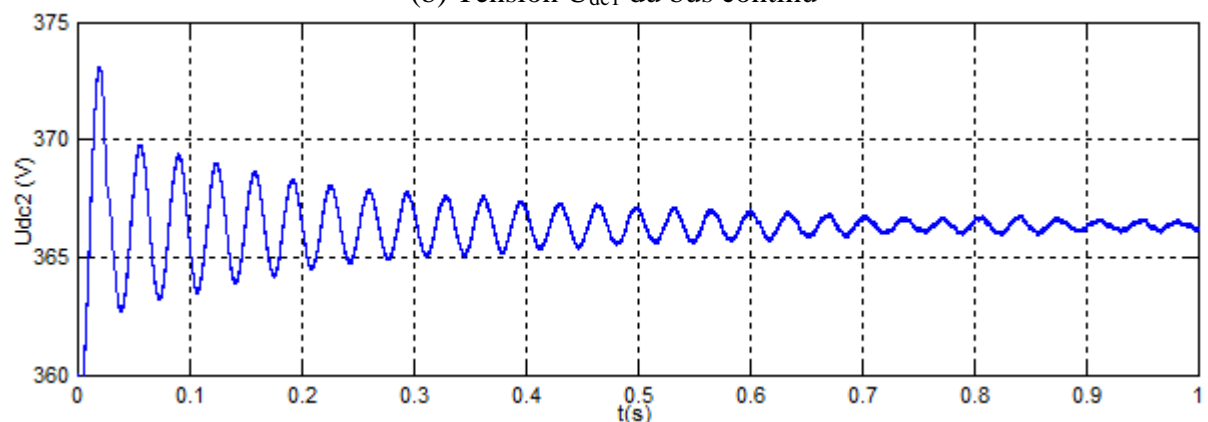
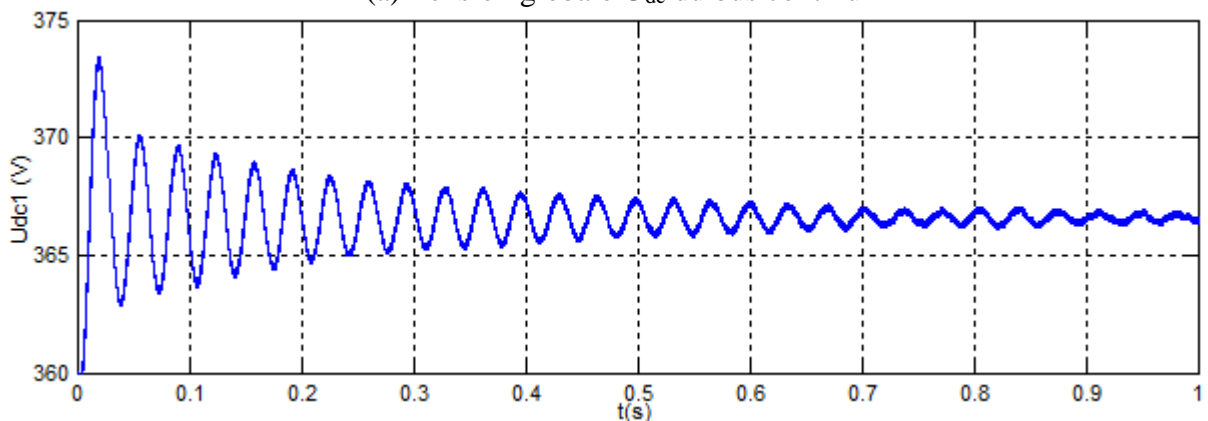
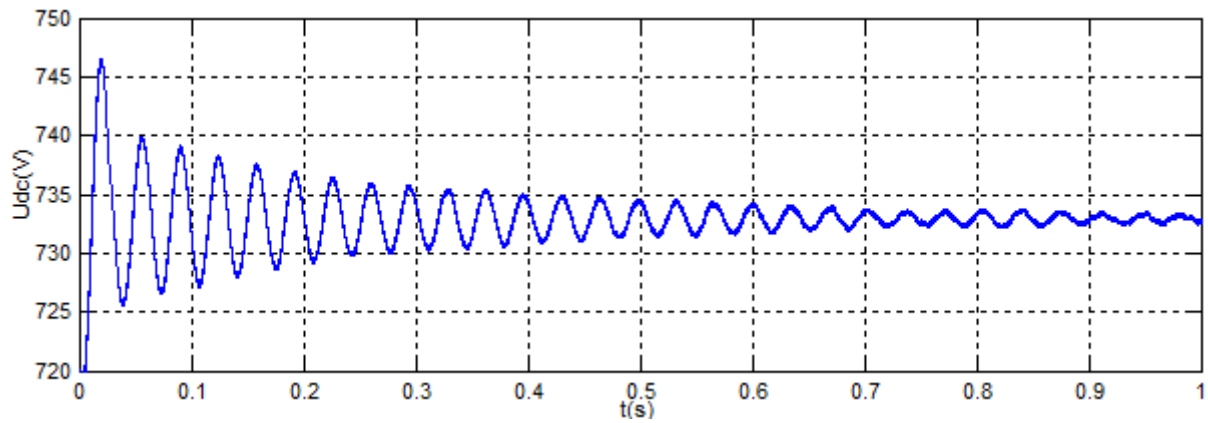
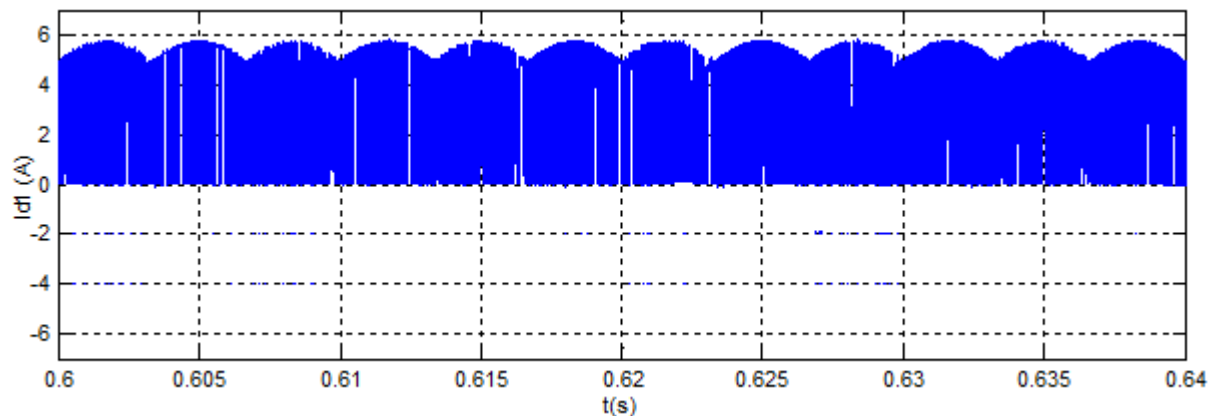


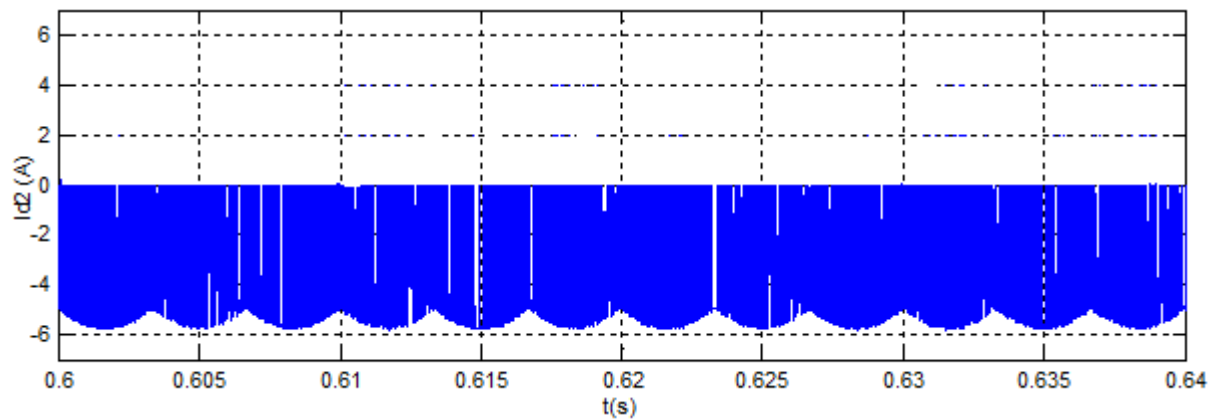
Fig. 5. 37 : Tensions du bus continu à l'entrée du 5L-ANPC.

D'après l'écart relatif des tensions  $U_{dc1}$  et  $U_{dc2}$  par rapport à la tension de référence de l'équilibrage ( $\frac{U_{dc}}{2}$ ) illustrée sur la Fig. 5.37.d, Nous pouvons noter que le hacheur multiniveaux MBC contribue significativement à l'équilibrage des tensions du bus continu réalisant un écart maximum en régime transitoire égale à 1.9 %.

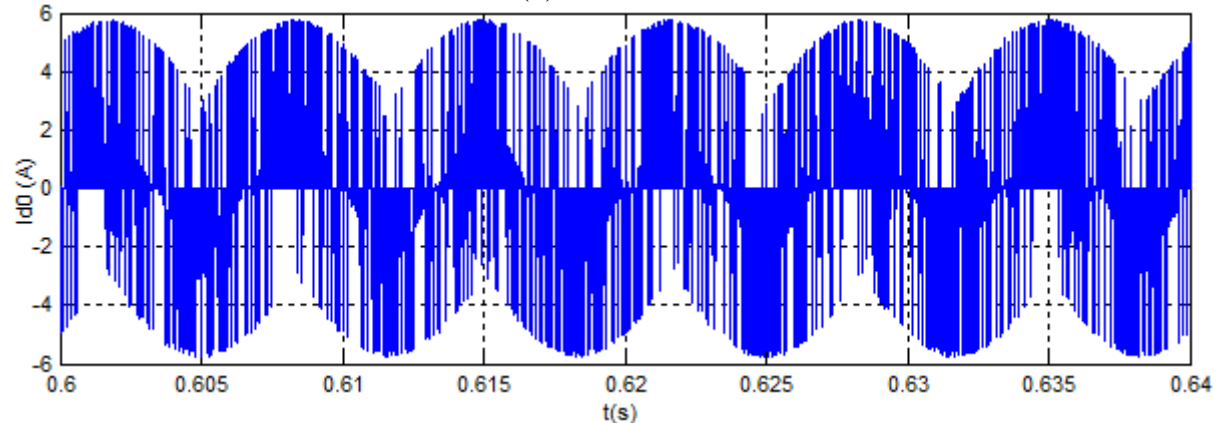
La Fig. 5.38 concerne le comportement des courants à l'entrée de l'onduleur 5L-ANPC, on constate que les courants  $I_{d1}$  et  $I_{d2}$  ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre et que le courant  $I_{d0}$  est centrés autour de zéro.



(a) Courant  $I_{d1}$



(b) Courant  $I_{d2}$



(c) Courant  $I_{d0}$

**Fig. 5. 38** : Courants d'entrée de l'onduleur 5L-ANPC.

La Fig. 5.39 présente la tension de la phase générée par l'onduleur 5L-ANPC montrant ainsi les cinq niveaux de tension  $U_{dc}/2$ ,  $U_{dc}/4$ , 0,  $-U_{dc}/4$  et  $-U_{dc}/2$  correspondant respectivement à 366 V, 183 V, 0V, -183 et -366 V. Ceci prouve la qualité de l'équilibrage des tensions du bus continu et les performances du control de l'onduleur 5L-ANPC.

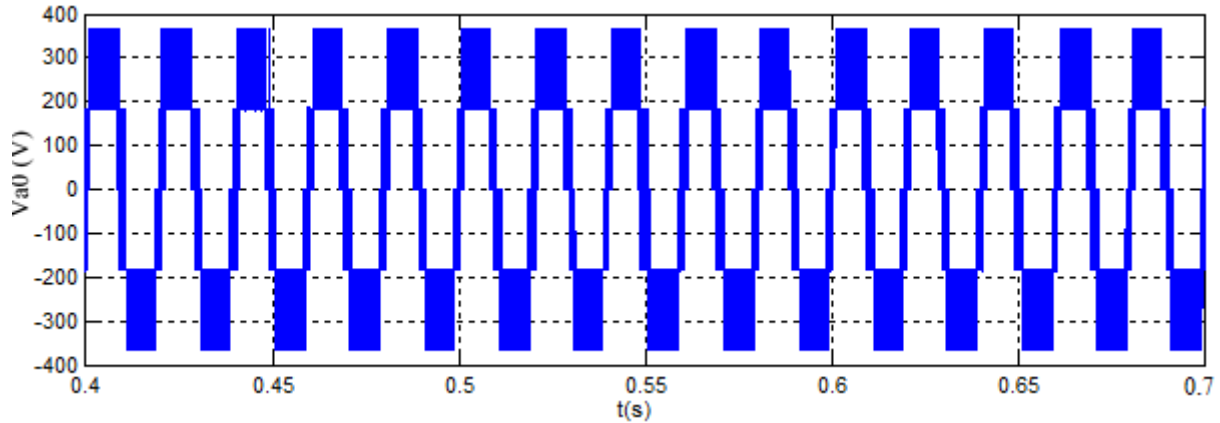


Fig. 5. 39 : Tension de phase  $V_{a0}$  générée par l'onduleur 5L-ANPC.

## 5.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande d'une structure de puissance raccordée au réseau électrique en utilisant des convertisseurs multiniveaux. Dans ce contexte, une nouvelle commande en courant basée sur l'hystérésis vectorielle (SVHCC) a été proposée pour commander un convertisseur multiniveaux introduit récemment dans l'industrie, il s'agit de l'onduleur à cinq niveaux NPC-actif.

Ce convertisseur est très intéressant de par la redondance qu'il possède pour réaliser certains niveaux de tension qui peuvent être utilisés pour réduire ou équilibrer les pertes ou bien pour augmenter la fréquence de découpage apparente en sortie qui permet de limiter le volume des composants du filtre de sortie du convertisseur. Toutefois, le degré de liberté plus élevé dans le 5L-ANPC permet de nouvelles structures de contrôle spécifiques et d'opération au-delà de ce que le NPC peut faire. Les limitations opérationnelles déterminées pour le NPC ne sont pas nécessairement vraies pour le 5L-ANPC.

La commande en courant basée sur le SVHCC à zones circulaires consiste à regrouper les trois erreurs de courant en un seul vecteur dont le déplacement de son sommet est délimité par cinq zones d'hystérésis circulaires. En effet, le sommet du vecteur d'erreur peut être situé dans 61 secteurs dans le plan vectoriel ( $\alpha\beta$ ). En termes d'analyse triphasée, en plus des 61 vecteurs de tension disponibles dans les onduleurs à cinq niveaux, le contrôleur doit être capable de choisir l'état correct parmi 512 états possibles en raison des états redondants existants pour l'ANPC. Ceci peut améliorer davantage la forme d'onde de la tension de sortie du convertisseur

en réduisant son contenu harmonique. En outre, la stratégie de sélection de l'état de commutation redondant correct pour contrôler les tensions des condensateurs flottants sur la base des informations de priorité de ces condensateurs est présentée en détail. Le régulateur de courant proposé est robuste car il utilise uniquement des mesures locales du courant et il est indépendant des paramètres du système. Les résultats de simulation ont confirmé les performances de la commande.

La deuxième partie du chapitre a été consacrée à l'étude d'un hacheur boost multiniveaux (MBC). Dans l'analyse, un soin particulier est porté à l'examen des propriétés d'amplification de tension à fort rapport et à la particularité des tensions de sorties auto-équilibrée que possède le dite convertisseur. Ce convertisseur est basé sur le principe des convertisseurs multiniveaux, où tous les interrupteurs bloquent un niveau de tension qui permet de développer des convertisseurs haute tension avec des dispositifs basse tension. Le contrôle de cette topologie est simple car il n'y a qu'un seul interrupteur commandable dans ce convertisseur.

Les résultats de simulation du MBC à quatre niveaux ont été validés expérimentalement à travers la réalisation d'un prototype contrôlé par une carte dSPACE 1104.

Utilisé pour alimenter l'onduleur multiniveaux (5L-ANPC), la topologie MBC proposée permet d'obtenir des tensions de sortie auto-équilibrées. D'après les résultats de simulation présentés, nous pouvons apprécier la capacité de la cascade MBC-5L-ANPC proposée pour maintenir l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs du bus continu ce qui assure une bonne répartition des contraintes sur les différents interrupteurs.

La configuration du système global et la structure de la commande sont discutés. Les résultats de la simulation prouvent que la configuration du système proposée satisfait à l'exigence de fonctionnement d'un tel système.

# **Chapitre 6:**

**Contrôle et supervision  
du système hybride  
photovoltaïque-éolien.**

## **6.1. INTRODUCTION**

Au cours des trois dernières décennies, des efforts considérables ont été déployés pour développer les systèmes d'énergie hybrides qui utilisent des sources d'énergie renouvelables pour remplacer partiellement ou totalement la production d'énergie électrique diesel pour les communautés et les sites éloignés.

Parmi les différentes configurations proposées, les systèmes hybrides éoliens-photovoltaïques sont très attrayants. La raison principale réside dans le fait que ces deux sources d'énergie présentent des modèles quotidiens et saisonniers complémentaires [Tak 79]. En outre, leurs plates-formes électroniques de puissance modernes ont atteint une maturité appréciable.

Bien que diverses technologies de stockage d'énergie puissent être employées dans les systèmes hybrides PV-éolien, la majorité des configurations proposées utilisent exclusivement des batteries. Ces dernières sont largement disponibles, elles présentent une expérience éprouvée et elles sont indépendantes de la géographie du site. L'option semble encore plus intéressante en raison de la baisse des coûts de la batterie prévue en vue des initiatives menées par l'industrie des véhicules électriques / hybrides.

Dans ce chapitre nous proposons un système hybride éolien-PV-batterie intégrée qui, par rapport aux autres configurations, dispose d'un nombre réduit de convertisseurs statiques [Bor 96],[Val 05]. La structure de puissance du système est basée sur les convertisseurs multiniveaux. De plus, la configuration proposée utilise une stratégie de gestion de l'énergie intégrée qui permet le fonctionnement en mode connecté au réseau ainsi qu'en mode îloté.

## **6.2. FONDAMENTAUX SUR L'EQUILIBRAGE DES PUISSANCES**

### **6.2.1. Une fonction essentielle de la gestion des réseaux**

L'équilibre entre la puissance générée et consommée est une fonction essentielle dans la gestion des réseaux électriques et particulièrement pour les systèmes autonomes, non connectés au réseau. Dans ces systèmes, un certain nombre de générateurs doivent répondre à la demande des charges variables dans le temps. La demande et la puissance générée par les EnR peuvent être estimées à l'avance et le programme d'engagement d'unités (programme d'appel du parc de production) avec des références de puissance au pas horaire pour chaque générateur est élaboré 24h à l'avance en vue d'équilibrer la demande [Kan 14]. L'équilibre entre la puissance générée et la puissance consommée est réalisée au moyen d'un découplage dynamique des actions de réglage en un réglage primaire instantané de la fréquence et un réglage secondaire visant à répartir les points de fonctionnement au repos des générateurs [Kan 14].



### **6.2.2. Réglage primaire des contrôleurs locaux**

La fréquence d'un système électrique dépend de l'équilibre entre la production et la consommation. En fonctionnement normal sous condition d'équilibre, nous pouvons considérer que la fréquence est constante à un instant donné sur l'ensemble du réseau. En pratique, il y a toujours des erreurs de prévision et des aléas au cours de l'exploitation, alors la fréquence fluctue en permanence. Tout changement dans la consommation est perçu par génératrice électrique conventionnelle comme une variation du couple électromagnétique. Le déséquilibre entre le couple électromagnétique et le couple mécanique provoque une variation de la vitesse de rotation des génératrices, directement raccordées au réseau. Elles accélèrent quand la production excède la consommation et, dans le cas contraire, la vitesse de rotation des machines et la fréquence du réseau baissent quand la consommation est supérieure à la production d'énergie électrique.

Si aucune action n'est exercée sur la puissance mécanique des générateurs, le comportement spontané de la charge peut suffire à ramener la consommation au niveau de la production. En effet, une part des consommateurs sont sensibles à la fréquence dans un sens favorable au rétablissement de l'équilibre. Mais le seul effet de l'autorégulation de la charge, dont l'amplitude est modérée (de l'ordre de 1-2%/Hz), peut conduire à des fluctuations de la fréquence incompatibles avec les besoins des utilisateurs, les contraintes de sûreté de fonctionnement des matériels et du système électrique [Lam 15].

Le maintien d'une valeur satisfaisante de la fréquence nécessite donc des actions sur la puissance produite des générateurs afin d'adapter en permanence le niveau de la production à celui de la demande. Par une correction rapide et automatique (entre quelques secondes et la minute), le réglage primaire de fréquence permet de retrouver l'équilibre production consommation après une perturbation, si une réserve en puissance disponible est suffisante. Dans les premiers instants, la contribution du réglage primaire est assurée par l'inertie mécanique des rotors de tous les groupes fonctionnant en synchronisation, qui résiste aux variations de la vitesse de rotation. Ensuite, la réserve primaire en puissance est utilisée et permet de rétablir la valeur de la fréquence à sa valeur de référence en quelques secondes. Le réglage primaire est effectué par un contrôle en boucle fermée en local dans les installations de production qui y participent (Fig. 6.1).

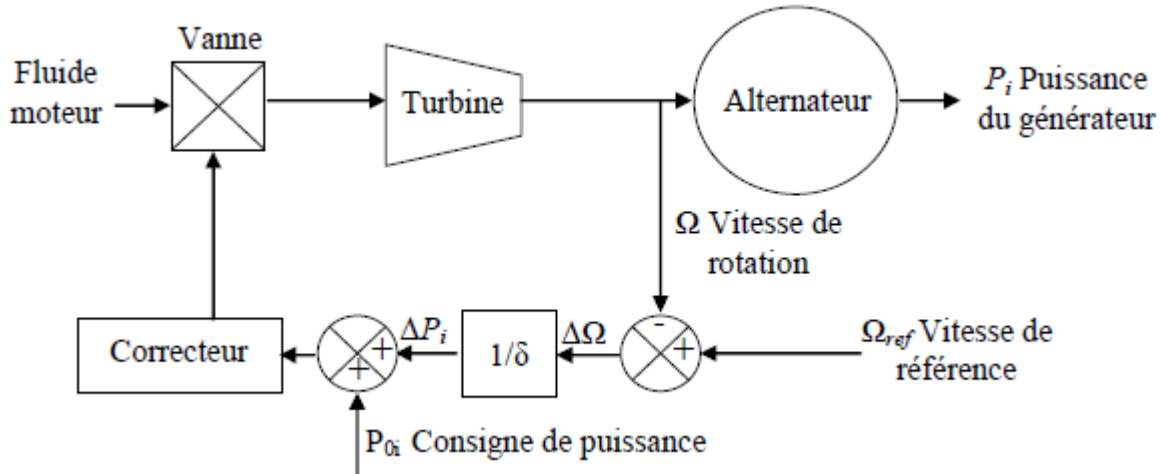


Fig. 6. 1 : Principe d'un réglage primaire d'un générateur conventionnel [Kan 14].

Pour le générateur  $i$ , le régulateur de vitesse agit sur le système d'admission du fluide dans la turbine et cherche à imposer une relation linéaire entre la vitesse de rotation (proportionnelle à la fréquence) et la puissance électrique. Ceci donne au réglage primaire une caractéristique statique (Fig. 6.2), définie par l'équation suivante:

$$\frac{P_i(t) - P_{0i}}{P_{ni}} = \frac{1}{\delta_i} \frac{f(t) - f_0}{f_0} \quad (6.1)$$

Avec:

- $P_i$  [kW] la puissance active instantanée produite par le groupe  $i$  ;
- $P_{0i}$  [kW] référence de puissance du groupe  $i$  pour la fréquence normale ;
- $P_{ni}$  [kW] puissance nominale du groupe  $i$ ,
- $\delta_i$  [%] statisme permanent du régulateur de vitesse du groupe  $i$  ;
- $f$  [Hz] fréquence mesurée du réseau,
- $f_0$  [Hz] fréquence normale (de référence) du réseau (50Hz).

En regroupant les constantes, on obtient :

$$P_i(t) - P_{0i} = -K_i \cdot (f_i(t) - f_0) \Leftrightarrow \Delta P_i(t) = -K_i \cdot \Delta f_i(t) \quad (6.2)$$

$K_i$  [kW/Hz] est l'énergie de réglage primaire du groupe  $i$ .

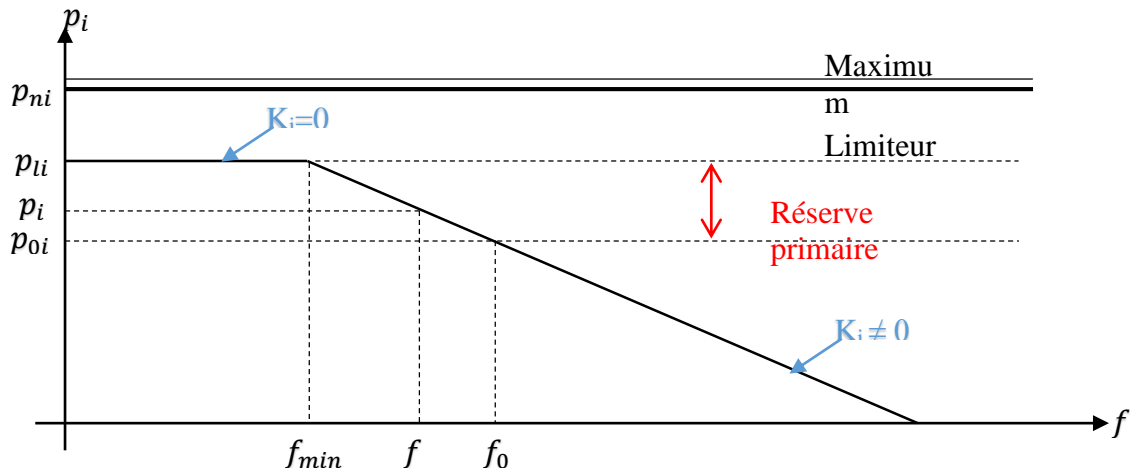


Fig. 6. 2 : Caractéristique du réglage primaire d'un générateur conventionnel [Kan 14].

### 6.2.3. Réglage secondaire et tertiaire

Suite à une perturbation de fréquence, une réaction rapide est mise en place par le réglage primaire et modifie le plan de production. Etant donné que le réglage primaire repose sur un correcteur proportionnel en boucle fermée, une erreur statique apparaît sur la fréquence. Un autre réglage intervient après la stabilisation de la fréquence par le réglage primaire. Il a pour objectif de ramener la fréquence à sa valeur de référence en modifiant le programme planifié des références de puissance des générateurs. Dans les systèmes électriques de grande échelle, ce type de réglage est réalisé par les centres de dispatching. Dans le cas d'un micro-réseau, ce réglage secondaire (LFC : Load-Frequency Control ou AGC : Automatic Generation Control) est réalisé au centre de conduite de la zone de réglage.

Des nouvelles références de puissance pour les générateurs sont calculées en fonction de leur réserve disponible et leur coût de fonctionnement. Suite à une perturbation, il est possible que les réserves de puissance soient épuisées. Alors il est nécessaire de reconstituer les réserves en cas d'un nouvel aléa. Ceci est réalisé par les machines qui ne sont pas à leur puissance maximale ou qui peuvent démarrer rapidement. Dans le cas d'un micro-réseau le démarrage des micro-turbines à gaz peut être effectué avec un temps de 30 secondes [Kan 14].

## 6.3. STRUCTURE DU SYSTEME HYBRIDE PV-ÉOLIEN-BATTERIE PROPOSÉ

La Fig. 6.3 montre le schéma du système hybride PV-éolien-batterie proposé. Il est composé d'un sous-système PV, d'un sous-système éolien (SE) et d'un sous-système d'interfaçage et de connexion avec le réseau électrique (SICR). Les trois sous-systèmes qui seraient détaillés dans la prochaine section partagent leurs sorties DC avec un banc de batteries (Li-ion) qui sert de support de stockage d'énergie pour mener à bien les objectifs du système. Nous avons retenu la technologie récente des batteries Lithium-Ion (Li-Ion), dont la très haute

densité énergétique, la faible auto-décharge et l'absence de besoin de maintenance en font une solution pratique pour les systèmes d'alimentation hybrides.

Comme le montre la Fig. 6.3, le système hybride est connecté de son sortie AC du sous-système d'interface au réseau de distribution par le biais d'un transformateur d'interconnexion,  $Tr_1$ , qui assure l'isolation galvanique entre le système hybride et le réseau.

La sortie AC du sous-système éolien est définie comme étant les bornes statoriques du générateur éolien qui est relié aux bornes basse tension de  $Tr_1$ . Ainsi, le système hybride délivre la puissance totale  $P = P_{gs} + P_s$  au réseau, dont  $P_{gs}$  et  $P_s$  représentent respectivement la puissance de sortie du sous-système interfaçage avec le réseau et la puissance statorique de la MADA.

Le disjoncteur  $B_g$  est commandé par un mécanisme de relais dédié qui isole le système en cas de défauts se produisant dans le réseau. Le signal de commande du disjoncteur  $B_g$  parvient du système de détection d'îlotage présenté dans la section 3.8 du chapitre 3. Le relais veille également à ce que les tensions du réseau et celles du système hybride soient synchronisées avant que  $B_g$  ne soit fermée.

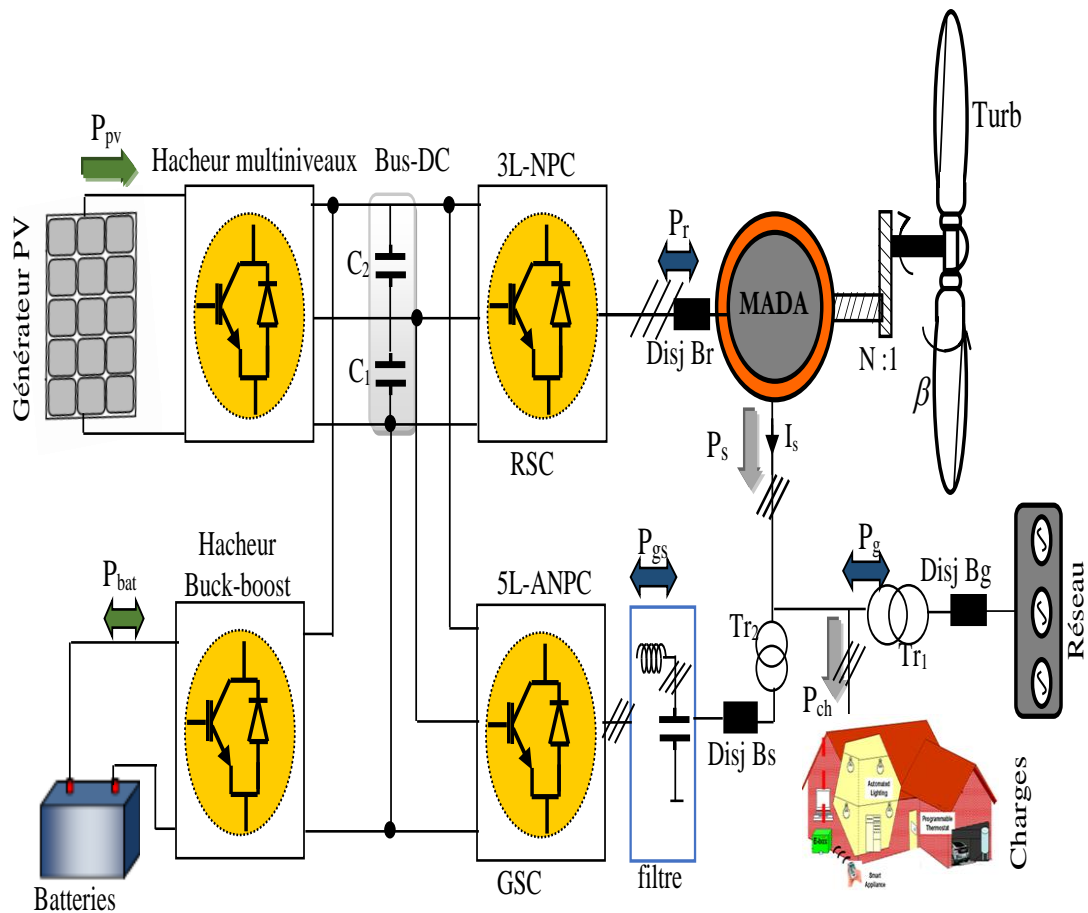


Fig. 6. 3 : Schéma électrique simplifié du système hybride proposé.

Dans cette structure, la sortie du convertisseur DC-DC du champ PV est directement connectée au bus continu du convertisseur back-back. Par conséquent, l'onduleur du système photovoltaïque est éliminé. Cela peut réduire le coût de l'ensemble du système. La configuration et le contrôle de tous les composants du système hybride seront décrits dans les sous-sections suivantes.

## 6.4. COMMANDE DES DIFFERENTS COMPOSANTS DU SYSTEME HYBRIDE

### 6.4.1. Commande du générateur éolien

Comme le montre la Fig. 6.3, le sous-système éolien se compose d'une turbine à vitesse variable, d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA), d'une boîte de transmission couplant la turbine et la MADA et d'un convertisseur triphasé NPC à trois niveaux (3L-NPC) pour alimenter le rotor. La MADA est contrôlée en puissance ( $P_s$  et  $Q_s$ ) grâce à la commande en courant basée sur l'hystérésis vectoriel (SVHCC) appliquée aux courants rotoriques. Cependant, la machine peut être isolée du système par le disjoncteur  $B_r$  si la vitesse ( $\omega_m$ ) du rotor s'écarte excessivement de la vitesse nominale de la machine. Cette disposition est prise pour protéger les interrupteurs du convertisseur 3L-NPC contre les forts courants non contrôlés qui pourraient survenir.

La puissance de sortie du sous-système éolien,  $P_{MADA}$ , est définie comme étant la somme des puissances générées aux bornes du rotor et du stator de la MADA. Ces puissances sont indiquées sur la Fig. 6.3 par  $P_r$  et  $P_s$ , respectivement. La puissance active de référence ( $P_{sref}$ ) provient de l'algorithme MPPT dans le cas d'un fonctionnement normal ou bien du contrôleur de supervision du système hybride dans le cas d'une limitation de puissance, comme le présente la Fig.6.4. Pour les détails de modélisation et de commande de la MADA se référer au chapitre 4.

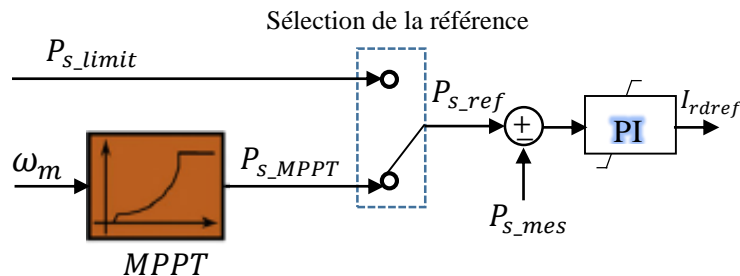
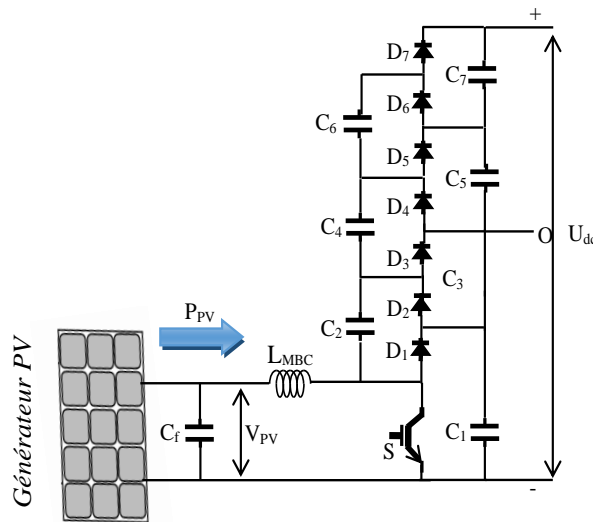


Fig. 6. 4 : Génération de la puissance de référence statorique ( $P_{Sref}$ ).

### 6.4.2. Commande du générateur photovoltaïque

Le générateur photovoltaïque est commandé et interfacé avec le bus continu à travers le hacheur boost multiniveaux (MBC) étudié précédemment dans le chapitre 5, et qui est

représenté plus en détail sur la Fig. 6.5. Cette structure permet un fonctionnement du champ PV à faible tension d'entrée par rapport au cas du hacheur boost classique. Par ailleurs, la mise en série des interrupteurs (diodes et IGBT) a permis une meilleure maîtrise des contraintes en commutation et en tension sur les composants. Le condensateur  $C_f$  empêche les ondulations de courant produites par le convertisseur MBC de perturber la tension  $V_{pv}$ . Ce convertisseur est contrôlé pour imposer un fonctionnement en MPPT du générateur photovoltaïque selon la méthode P&O évoquée dans le chapitre 3, permettant ainsi une large plage de tension de fonctionnement du champ PV (en fonction de la température ambiante et de l'éclairement solaire), alors que la tension du bus continu est gardée constante. A ce titre, une boucle de contrôle régule  $V_{pv}$  à la consigne  $V_{pv\_ref}$  donnée par l'algorithme MPPT en commandant le rapport cyclique du convertisseur boost.



**Fig. 6. 5 :** Schéma du sous-système photovoltaïque.

Le fonctionnement à puissance limitée est également prévu pour limiter la puissance générée par le système PV selon les scénarios suivants:

1. Si la puissance générée est supérieure à celle admissible par le convertisseur MBC. Ce cas a lieu lorsque la puissance produite par le générateur photovoltaïque dépasse la puissance maximale recommandée par le constructeur. Cette situation s'accroît avec la réduction de la température. En plus, le rayonnement solaire peut augmenter à des limites élevées certains jours d'été, ce qui augmente la puissance de sortie au-delà de sa puissance nominale.
2. Si le système est en mode autonome et que les batteries sont complètement chargées, et afin de réduire les périodes de déconnexion du générateur PV nous procédons alors à la limitation de sa puissance de sortie. Une explication détaillée de ce mode de fonctionnement sera expliquée dans la prochaine section. Le générateur PV possède une puissance crête de 66047Wc résultante de la connexion de 11 strings constituée chacune de 3 panneaux.

### 6.4.2.1. MPPT et stratégie de limitation de puissance du générateur PV

D'après les caractéristiques  $P_{PV}-V_{pv}$  du générateur PV pour différents niveaux d'éclairement solaire (Fig. 2.16), nous observons que lorsque ce dernier augmente, le MPP devient plus élevé et la tension correspondante augmente également. La relation puissance-tension et MPP est donc monotone. D'autre part, pour un éclairement donné, nous pouvons voir que la courbe  $P_{PV}-V_{pv}$  est non linéaire sur toute la plage de tension. Cependant, si nous divisons la courbe par rapport au MPP alors chaque partie de la courbe, soit du côté gauche soit du côté droite du MPP, est monotone et peut être linéarisée. Ceci donne la possibilité d'une commande en boucle fermée de la tension PV par des régulateurs PI pour limiter la puissance PV [Wan 12b].

Par la suite, nous choisissons la partie  $P_{PV}-V_{pv}$  du côté droite du MPP pour une commande en boucle fermée à puissance limitée du générateur PV. L'algorithme de limitation de puissance est illustré sur la Fig. 6.6. L'algorithme MPPT (P&O) et l'algorithme de limitation de puissance donnent en même temps la référence de tension MPPT ( $V_{PV\_MPPT}^*$ ) et la tension de référence pour la limitation de puissance ( $V_{PV\_lim}^*$ ), respectivement [Ben 16b]. Le maximum de ces deux références de tension est pris comme référence de contrôle de la tension du générateur PV ( $V_{PV}^*$ ), qui représente ainsi la puissance minimale. Ensuite, le système PV est commandé par deux boucles de régulations en cascade, de la tension et du courant, via un régulateur PI de tension et un autre de courant, respectivement.

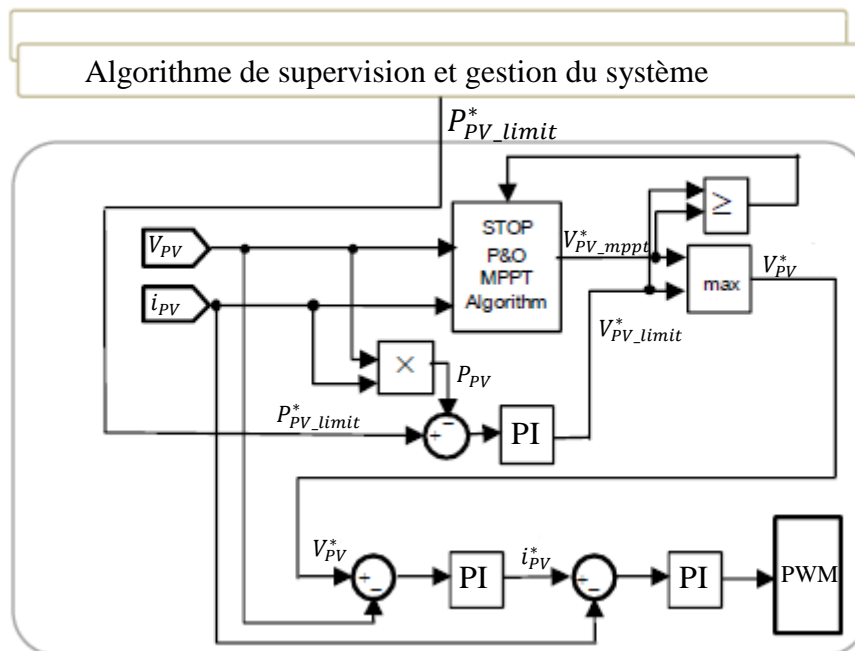


Fig. 6. 6 : Stratégie de contrôle pour la limitation de la production PV.

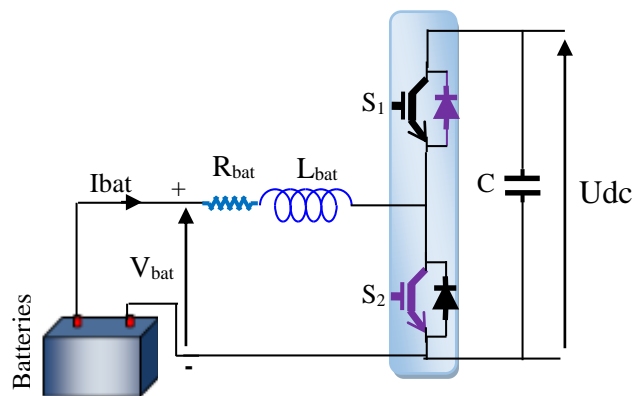
Concernant les contrôleurs PI, le but principal n'est pas de développer la synthèse du contrôleur, mais d'effectuer un contrôle de manière simple et robuste. Le réglage des paramètres du régulateur est obtenu à partir d'un ajustement des gains suite à des tests en simulation. Cette solution de limitation de puissance permet d'éviter l'arrêt complet de la production, ou le recours à l'utilisation des ballasts pour la dissipation de l'excès de puissance.

### 6.4.3. Commande du système de stockage

Le stockage par batterie est très important pour fournir une puissance de sortie lisse et pour augmenter la disponibilité du système global.

Comme mentionné précédemment, le banc de batteries est relié au bus continu de la MADA par un hacheur Buck-boost bidirectionnel en courant pour adapter leurs niveaux de tension de sortie à la tension du bus continu. Par conséquent, le courant et la puissance s'écoulent de/vers la batterie lors d'un échange de puissance entre le PV, le RSC et le GSC, permettant ainsi des cycles de décharges et de charges des batteries.

La Fig. 6.7 présente la configuration du hacheur utilisé dans ce travail. Lorsque la batterie se charge, l'énergie circule du bus continu vers la batterie via l'IGBT de l'interrupteur S1 et la diode de S2. Par conséquent, le convertisseur agit comme un convertisseur unidirectionnel buck [Sar 15]. D'autre part, la batterie se décharge à travers l'IGBT de l'interrupteur S2 et la diode de S1, fournissant ainsi de l'énergie au bus continu. Dans ce cas, le convertisseur agit comme un convertisseur élévateur unidirectionnel.



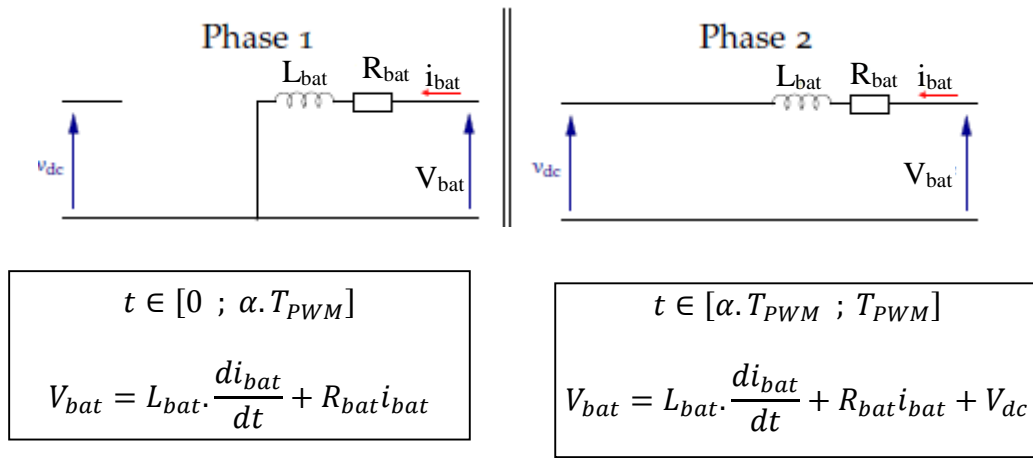
**Fig. 6.7 :** Convertisseur Buck-boost associé aux batteries.

Dans la modélisation du convertisseur Buck-boost, le courant  $i_{bat}$  et la tension  $v_{dc}$  sont des variables d'état. Le rapport cyclique contrôlant le convertisseur est noté  $\alpha_{bat}$ .

Sur la Fig. 6.8, nous distinguons les deux phases de commutation des IGBT, ils sont représentés par un fil lorsqu'ils sont fermés et l'absence de connexion lorsqu'ils sont ouverts. Ainsi, la



période de commutation ( $T_{pwm}$ ) est scindée en deux. La loi des mailles peut être écrite pour chacune de ces phases de fonctionnement [Pai 10].



**Fig. 6. 8 :** Modèle moyen d'un convertisseur buck-boost [Pai 10].

La moyenne temporelle de ces deux équations (Fig. 6.8) donne ainsi le modèle moyen de ce convertisseur (Eq. 6.3).

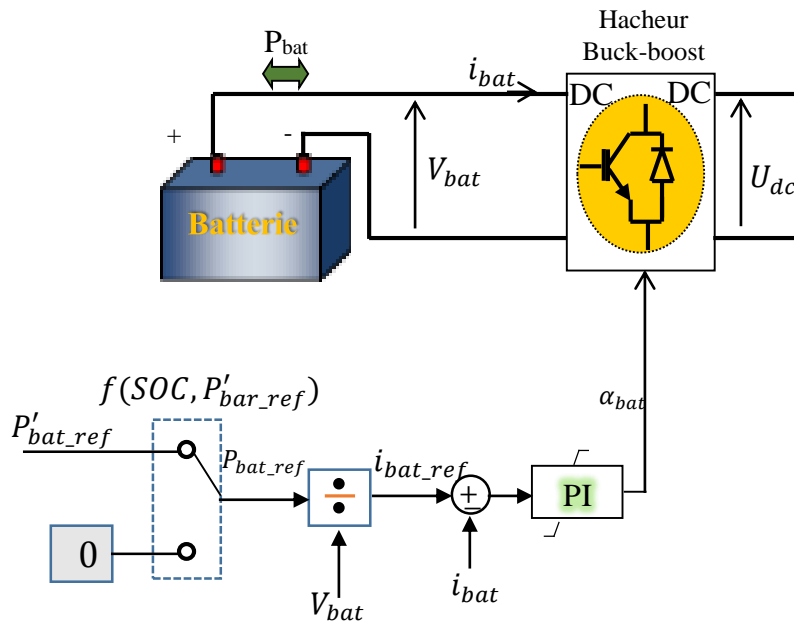
$$L_{bat} \cdot \frac{di_{bat}}{dt} = V_{bat} - (1 - \alpha_{bat}) \cdot V_{dc} - R_{bat} i_{bat} \quad (6.3)$$

En effet, une commande efficace du rapport cyclique du convertisseur permet un contrôle approprié du courant et ainsi la charge et la décharge des batteries.

Le convertisseur buck-boost est asservi en courant à l'aide d'une correction proportionnelle-intégrale (PI). Ce type de contrôleur, certes simple, permet d'obtenir des résultats très satisfaisants pour effectuer le contrôle en courant du convertisseur.

Comme le montre la Fig. 6.9, la référence de courant est comparée à la mesure réelle. L'erreur entre ces signaux est passée comme entrée au contrôleur PI pour définir le rapport cyclique des IGBT du convertisseur buck-boost.

Comme le présente la Fig. 6.9, la référence de la puissance à générer par les batteries est donnée par le système de gestion de l'énergie. Les batteries seront déconnectées du système hybride si leur courant de référence est égal à zéro. Autrement dit,  $P_{bat}$  est positif quand les batteries se déchargent pour fournir de l'énergie, et négatif quand elles en récupèrent pour se recharger. Les batteries seront contrôlées pour fournir la puissance demandée chaque fois que le SOC est dans la plage de fonctionnement sécurisée (de 20 à 90% de la capacité totale). En effet, un commutateur contrôlé par les états de charges et la puissance de référence envoyée vers les batteries permet de désactiver les éléments de stockage [Bou 13].



**Fig. 6. 9** : Stratégie de contrôle des batteries de stockage.

Le contrôleur de supervision gère la charge/décharge des batteries pour fournir des meilleures performances. Cela permettra d'accroître la durée de vie des batteries et d'augmenter la disponibilité du système. Les courants de charge / décharge des batteries sont limités aux valeurs nominales des batteries et du circuit du chargeur. La capacité énergétique du banc de batteries intégré dans le système hybride est de 15632 Wh résultant de la connexion de 50\*13 (série\*parallèle) batteries dont les paramètres sont présentés précédemment dans la section 2.4.3.2.

#### 6.4.4. Commande de l'onduleur côté réseau électrique (GSC)

L'onduleur est l'élément clé du sous-système d'interfaçage et de connexion avec le réseau électrique (SICR), il est associé à un filtre passe-bas (LC) triphasé et un disjoncteur d'interface ( $B_s$ ) qui est commandé selon le signal donné par la méthode de détection d'ilotage ainsi que pour le démarrage et l'arrêt d'urgence.

Le bus continu du système hybride est interfacé avec le réseau électrique via un onduleur triphasé multiniveaux 5L-ANPC. Ce dernier est contrôlé comme décrit dans le chapitre précédent. L'onduleur est contrôlé pour garantir ce qui suit:

1. Maintenir la tension du bus continu ( $U_{dc}$ ) à une valeur constante prédéfinie (440V).
2. Les formes d'ondes des courants et des tensions sont modulées pour satisfaire aux normes internationales. Ceci est effectué en utilisant le contrôle discuté précédemment dans la section 5.4 qui est basé sur la méthode SVHCC à zone circulaires.
3. Satisfaire la demande de la charge et du réseau selon les signaux de commande donnés par le système de supervision.

4. La puissance réactive est contrôlée pour avoir le facteur de puissance requis, qui est unitaire dans ce cas. Ceci est réalisé en adaptant le courant de référence à la tension du réseau en utilisant une PLL, de la même manière présentée précédemment dans le chapitre 3.

5. Détection de toute situation d'îlotage et assurer que le système proposé fonctionne correctement lors de la transition entre les différents modes de fonctionnement.

En négligeant les pertes dans les convertisseurs, la tension de bus continu est régie par l'équation du bilan de puissance exprimée par :

$$\frac{1}{2} C_{dc} \frac{dU_{dc}^2}{dt} = P_{pv} + P_{bat} - P_r - P_{gs} \quad (6.4)$$

Où  $P_{bat}$  est la puissance fournie à la batterie,  $P_{gs}$  est la puissance fournie au réseau via le convertisseur GSC, et  $P_r$  est la puissance envoyée au circuit du rotor de la MADA à travers le convertisseur RSC.

#### 6.4.5. Adaptation de la charge

La gestion de la demande de la charge est un point essentiel pour un fonctionnement stable et sécurisé du système hybride.

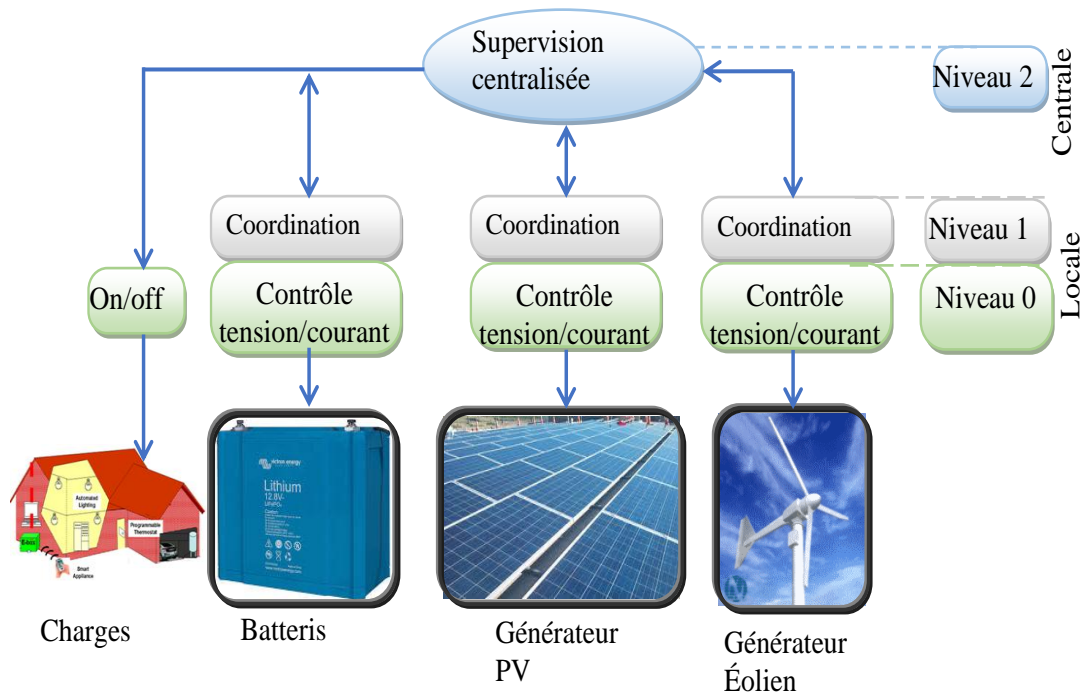
Dans cette étude, nous avons établi une hiérarchie entre les différentes charges de façon à introduire des stratégies de délestage adéquates au cas où il se produit une disponibilité énergétique insuffisante. A chaque charge locale sera assignée une priorité. Les charges seront activées et désactivées selon le SOC des batteries. Pour cela, le système de stockage devra être dimensionné au moins pour approvisionner ces charges en mode îloté, et ainsi garantir leur fonctionnement correct dans toutes les situations. Une description détaillée du processus de gestion de la charge sera discutée dans la section 6.5.2.

### 6.5. ARCHITECTURE DE CONTROLE ET DE SUPERVISION DU SYSTEME HYBRIDE

#### 6.5.1. Description de la structure de supervision du système hybride

Le contrôleur de supervision et de gestion du système hybride est un contrôleur qui gère les modes de fonctionnement et le flux de puissance dans le système d'alimentation proposé. L'architecture de contrôle est composée de différents niveaux hiérarchiques, comme le représente la Fig. 6.10. La commande de *niveau inférieur (niveau 0)* assure le contrôle ON/OFF des charges délestables et le contrôle local de la tension et du courant de chaque générateur. Ces derniers contrôleurs réalisent à tout instant la régulation de la tension ou du courant en sortie des générateurs afin de générer les puissances active et réactive souhaitées en sortie. Les

grandeurs de référence de ces contrôleurs sont générées par le *niveau 1* de contrôle dédié à la coordination entre les générateurs.



**Fig. 6. 10 :** Architecture de contrôle du système hybride.

En mode îloté, ce niveau 1 de contrôle effectue la répartition de charges entre les différents générateurs du système hybride de façon à avoir un équilibre de puissances entre la consommation et la génération tout en contrôlant les principaux paramètres du système (tension et fréquence). Finalement, il y a un *système de gestion supérieur centralisé* (niveau 2 de contrôle) qui est nécessaire pour l'optimisation du fonctionnement du système hybride du point de vue technique et économique. Le fonctionnement du système de gestion est basé sur les informations disponibles (état électrique du réseau principal, disponibilité des générateurs et des systèmes de stockage, prévisions de consommation et de disponibilité d'énergie, prix du combustible et de l'électricité sur le marché, etc.) pour prendre les décisions nécessaires (mode d'opération, programme de génération, consignes des générateurs, délestage de charges, etc.) de manière à exploiter de façon optimale le système hybride. Les décisions principales sont :

- Mode d'opération : Le mode d'opération normal du système hybride étudié est le mode connecté au réseau (pour ainsi exporter le maximum d'énergie au réseau), pourvu que celui-ci accomplisse les conditions techniques et économiques nécessaires pour lesquelles il a été conçu. Si ces conditions ne sont pas réalisées, le système de gestion donne l'ordre du changement de mode d'opération et en conséquence l'ordre de déconnexion du réseau principal et le passage

au mode îloté. La transition de nouveau au mode d'opération connecté au réseau est établie lorsque le réseau satisfait le mode de fonctionnement normal.

- Programme de génération : En mode connecté au réseau et en fonction des prévisions de génération, on offre un programme de génération à l'opérateur du système ou bien dans le marché électrique pour les prochaines heures. En fonction de la précision de la prévision, il peut être nécessaire d'utiliser des sources programmables pour éviter de grandes déviations et les pénalisations qui en découlent. Il s'agit d'une décision économique qui est prise en comparant le coût d'opération du générateur programmable, les pénalisations dues au non accomplissement du programme de production et les revenus obtenus pour la vente réalisée pour éviter les déviations [Kan 14].

- Limitation des consignes des générateurs et le délestage des charges: En mode îloté, en fonction de l'état électrique actuel du système et des prévisions de la génération et de la demande, le système de gestion décide de lancer des procédures de délestage des charges non critiques au cas où les systèmes de génération ne soient pas capables de satisfaire toute la demande des charges du système ou bien des procédures de limitation de la production en cas d'un excès de puissance de ce type.

Pour réaliser tous ces fonctions, il est nécessaire d'avoir une infrastructure de communication entre le système de gestion et les contrôleurs locaux des générateurs (contrôle tension/courant et coordination entre les générateurs, c'est-à-dire les niveaux 1 et 2) et les charges.

Dans le cadre de cette thèse, nous ne nous intéressons qu'aux fonctions du système de gestion directement liées avec l'information technique instantanée, tandis que le reste des fonctions (prévisions et information économique) sont considérées de façon idéalisée.

### **6.5.2. Principales fonctions et modes de fonctionnement**

Les fonctions principales envisagées du système de supervision sont:

1. Alimenter la charge et le réseau en gardant l'amplitude et la fréquence de la tension du système dans les limites admissibles, tant que l'état de charge de la batterie permet une telle opération. L'utilisation des énergies renouvelables est favorisée..
2. Lorsque les batteries sont complètement chargées, l'excès de puissance sera directement transféré au réseau. Si le réseau impose une limite d'injection de puissance, dans ce cas les puissances produites par les générateurs éolien et photovoltaïque doivent aussi être limitées. Cette limitation doit être distribuée de façon équilibrée entre les générateurs PV et éolien. Par conséquent, la puissance délivrée ou absorbée par le sous-système d'interface dépendra de l'équilibre consommation/production dans le système hybride.

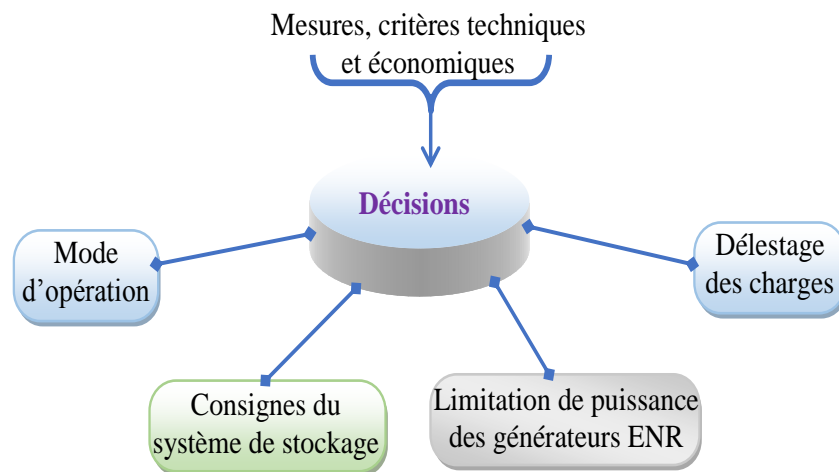
3. Seule la charge avec la priorité la plus importante peut être soutenue par le réseau, dans le cas où le système hybride ne permet pas de satisfaire la demande. Les autres charges sont déconnectées par ordre de priorité établi, cela permet de maintenir une certaine indépendance vis-à-vis du réseau, et donc de réduire le coût global.

5. En mode îloté, les batteries sont toujours connectées pour assurer l'équilibre entre la charge et les sources d'énergie renouvelables.

6. Prendre en compte les transitions d'un mode de fonctionnement à un autre.

7. Maintenir l'état de charge de la batterie suivant les SOC permis, par une gestion appropriée de l'alimentation afin de préserver la durée de vie des batteries.

Les décisions principales envisagées du système de gestion sont présentées dans la Fig. 6.11.



**Fig. 6.11** : Fonctions principales envisagées du système de supervision.

La décision la plus importante est celle qui concerne le mode d'opération du système hybride, les autres décisions dérivent de cette dernière. Le système peut fonctionner tant en mode connecté au réseau qu'en mode îloté. En effet, les fonctionnalités du système ainsi que sa structure de gestion dépendent du mode d'opération. Dans ce qui suit, les modes d'opération et les transitions inter-mode sont analysés.

#### 6.5.2.1. Mode de fonctionnement connecté au réseau

Ce mode de fonctionnement est défini comme étant le mode principal, le système hybride est connecté au réseau une fois que ce dernier est disponible et dans un état sain répondant aux exigences des normes du réseau électrique de distribution. Les batteries fonctionnent comme une source d'appoint, tandis que le réseau ne sera sollicité que dans des cas particuliers. La tension du bus continu ( $U_{dc}$ ) est contrôlée à partir de l'onduleur 5L-ANPC. Le contrôleur de supervision œuvre à réduire la puissance extraite du réseau électrique. Cela permettra aussi de

réduire le coût global du système. Les modes de fonctionnement en mode connecté au réseau pourraient être décrits comme suit:

**A. Mode "Opération normale (C<sub>1</sub> (NORM)) "**

Comme le réseau électrique est disponible et que le SOC des batteries est dans la gamme 50 % < SOC < 90 %, le système fonctionnerait alors normalement (C<sub>1</sub>). Dans ce mode, les générateurs d'énergie renouvelable sont connectés et leur fonctionnement dépend des conditions météorologiques. Le banc de batteries se charge si la puissance générée est supérieure à la demande de la charge, et il se décharge dans le cas contraire.

**B. Mode " Puissance limitée (C<sub>2</sub> (MPL)) "**

Lorsque le réseau est disponible, le mode MPL n'est appliqué que si la puissance produite par les sources d'énergies renouvelables est supérieure à la puissance nominale du système ou bien si la puissance injectée dans le réseau dépasse le seuil maximal imposé par le gestionnaire de réseau. Comme les batteries sont chargées, nous passons à la limitation de puissances du générateur éolien et PV, en fonction de la disponibilité de chaque source [Bou 13]. Le surplus de puissance sujet à la limitation de puissance (limit1) est déterminé ensuite distribué de manière proportionnelle comme suit :

$$Limit1 = P_g - (P_s + P_{gs} - P_{ch}) \quad (6.5)$$

$$P_{pv\_limit} = P_{pv} - limit1 \cdot \frac{P_{pv}}{P_{pv} + P_s - P_r} \quad (6.6)$$

$$P_{MADA\_limit} = (P_s - P_r) - limit1 \cdot \frac{(P_s - P_r)}{P_{pv} + P_s - P_r} \quad (6.7)$$

**C. Mode "Faible état de charge (C<sub>3</sub> (MFC)) "**

Dans ce cas, le SOC des batteries est inférieure à 50% mais reste supérieure à 35% (35% < SOC < 50%). Pour éviter une décharge rapide des batteries et par la suite la nécessité de solliciter le réseau électrique, l'algorithme de supervision va suspendre l'alimentation de la charge avec la plus faible priorité (charge P<sub>3</sub>). La puissance supplémentaire générée chargera les batteries si elle est supérieure à la demande de la charge.

**D. Mode "Très faible état de charge (C<sub>4</sub> (MTFC)) "**

Si le SOC des batteries décroît à une valeur inférieure à 35% mais demeure supérieure à 20%, les batteries peuvent continuer à fonctionner en mode de décharge. Afin de prolonger l'indépendance du système hybride vis-à-vis le réseau électrique, la charge avec la seconde priorité (charge P<sub>2</sub>) est suspendue, elle est ajoutée donc à la charge P<sub>3</sub>.

### **E. Mode "Sollicitation du réseau électrique (C<sub>5</sub> (MSR)) "**

Si les batteries continuent à se décharger ( $P_{BATref} > 0$ ), et leur SOC diminue en dessous de 20%, il faut donc les déconnectées pour éviter les décharges profondes. Étant donné que le système hybride n'est pas capable de satisfaire la charge principale avec la priorité P<sub>1</sub>, le réseau est sollicité pour combler l'écart de puissance.

### **F. Mode "Etat de charge maximale (C<sub>6</sub> (MCM)) "**

Ce mode est appliqué lorsque les batteries sont complètement chargées (c.à.d SOC > 90%). Ce mode est à l'opposé du C<sub>5</sub> (MSR) en ce qui concerne le fonctionnement des batteries. Le surplus de puissance, s'il a y lieu, sera transféré au réseau et les batteries seront déconnectées ( $P_{bat\_ref} = 0$ ). Dans le cas où l'injection de puissance dans le réseau atteint le seuil maximal autorisé, nous passons au mode de puissance limitée.

#### **6.5.2.2. Mode de fonctionnement îloté**

En mode îloté, qui est dû à l'absence de connexion avec le réseau principal, deux conditions doivent être satisfaites : d'un côté l'équilibre entre la production et la consommation et d'un autre côté le contrôle des principaux paramètres de l'installation, la tension et la fréquence. La présence du réseau électrique ou son absence est détectée par la méthode d'anti-îlotage active proposée.

Par ailleurs, nous définissons deux modes d'opération : le mode îloté asynchrone et le mode îloté synchrone [Ara 06]. En mode asynchrone, la consigne de la tension en amplitude et en phase est établie arbitrairement. En mode synchrone, cette consigne est identique à la tension du réseau principal. Ce mode peut aussi être appelé mode de synchronisation, c'est le mode qui doit nécessairement précéder une reconnexion avec le réseau principal. Un signal synchronisé avec les tensions du réseau (en phase et amplitude) est généré en parallèle avec le fonctionnement du système en mode connecté au réseau. Ce signal sert comme référence pour l'angle de phase ( $\theta$ ) pour le fonctionnement en mode îloté.

Les batteries sont responsables de l'équilibre entre la demande et la génération à tout instant en absorbant ou fournissant la différence de puissance existante entre la génération renouvelable et la consommation locale. En cas d'excès d'énergie, le système de supervision peut limiter les puissances des générateurs renouvelables. En revanche, si l'ensemble des systèmes de génération installés n'est pas capable d'alimenter la consommation totale exigée par l'installation, le système de gestion donne l'ordre (suivant une hiérarchie établie) de délester les charges non critiques. En outre, les différents modes de fonctionnement dépendent de l'état de charge des batteries. Dans ce qui suit, ces modes de fonctionnement seront discutés.



### A. Mode "Opération normal (I<sub>1</sub> (NOM)) "

Ce mode de fonctionnement dit normal est activé lorsque le SOC des batteries qui, dans le cas de notre étude, est compris entre 50 % et 90 %. Le générateur PV et l'éolienne génèrent la puissance en fonction des conditions météorologiques, toutes les charges sont connectées et le système est capable de satisfaire la demande énergétique.

### B. Mode "Puissance limitée (I<sub>2</sub> (MPL)) "

Le passage au mode de puissance limitée est indispensable lorsque la puissance produite par les sources d'énergie renouvelables atteint des valeurs supérieures aux valeurs nominales suite aux causes évoquées précédemment. Comme les batteries sont complètement chargées (SOC est supérieure à 90%) et vu que le réseau est déconnecté (puissance injectée dans le réseau est nulle) alors il est nécessaire de limiter la puissance fournie par les générateurs d'énergie renouvelables. Cette dernière est distribuée de façon proportionnelles entre les générateurs PV et éolien suivant la puissance nominale de chaque source et la puissance disponible pour chaque générateur (PV ou éolien). Cela maintiendra les générateurs connectés au système électrique, car l'autre solution est alors de déconnecter les générateurs.

De manière analogue au mode (C<sub>2</sub>), le surplus de puissance dans ce mode est déterminé et distribué de la manière suivante :

$$Limit2 = P_{ch} - (P_s + P_{gs}) \quad (6.8)$$

$$P_{pv\_limit} = P_{pv} - limit_2 \cdot \frac{P_{pv}}{(P_{pv} + P_s - P_r)} \quad (6.9)$$

$$P_{MADA\_limit} = (P_s - P_r) - limit_2 \cdot \frac{(P_s - P_r)}{(P_{pv} + P_s - P_r)} \quad (6.10)$$

### C. Mode "Faible état de charge (I<sub>3</sub> (MFC)) "

Le mode I<sub>3</sub> est équivalent au mode C<sub>3</sub>, il est adopté dès que le SOC des batteries diminue au-dessous de 50 %. Pour éviter la décharge rapide des batteries, le contrôleur de supervision désactive alors la charge la moins prioritaire (charge P<sub>3</sub>).

### D. Mode "Très faible état de charge (I<sub>4</sub> (MTFC)) "

Dans ce cas, le SOC est réduit à une valeur inférieure à 35 %. Afin de maintenir le fonctionnement du système et assurer l'alimentation de la charge la plus prioritaire (charge P<sub>1</sub>), la charge avec la deuxième priorité (charge P<sub>2</sub>) est délestée.

### E. Mode "Décharge profonde (I<sub>5</sub> (MDP)) "

Comme les batteries continuent à se décharger jusqu'à atteindre le seuil minimal du SOC, fixé à 20% dans cette étude, et que les autres générateurs PV et éolien ne sont pas en mesure de

fournir la puissance demandée par la charge  $P_1$ , alors le contrôleur de supervision désactive toutes les charges. Cela permettra de protéger les batteries contre les décharges profondes. A ce stade, les générateurs d'énergie renouvelable ne feront que charger les batteries.

### **6.5.2.3. Transition entre le mode connecté au réseau et le mode îloté**

Afin de garantir une alimentation ininterrompue des charges critiques, le système hybride doit avoir la possibilité de basculer facilement entre le mode connecté au réseau et le mode îloté. Pour réaliser ce transfert entre ces deux modes de base, la première étape consiste à déterminer quand est ce que le système doit fonctionner dans un tel mode.

La méthode de détection d'îlotage Slip-Mode Frequency Shift (SMS) associée avec une méthode passive de détection des seuils de tensions et de fréquence présentée précédemment (section 3.8) est adéquate pour être intégrée dans la commande et l'interfaçage du système hybride avec le réseau. Si une situation d'îlotage est détectée alors un signal sera envoyé au contrôleur de supervision, qui entraînera le passage au mode de fonctionnement îloté.

Les caractéristiques de la tension de réseau sont visualisées et quantifiées à tout instant (tant en mode connecté au réseau qu'en mode îloté). Si la cause de la déconnexion disparaît et que la tension du réseau principal remplit les conditions désirées, la transition du mode îloté au mode connecté au réseau peut être déclenchée. Alors le signal de détection d'anti-îlotage est désactivé et le système hybride peut être connecté à nouveau au réseau principal après une étape de synchronisation.

La déconnexion du réseau principal peut être provoquée par plusieurs facteurs comme une qualité de la tension du réseau insatisfaisante (en termes d'amplitude, fréquence ou forme d'onde) ou des aspects économiques liés au prix de l'énergie. Cependant dans cette étude, nous ne considérons que les aspects techniques.

## **6.6. ALGORITHME DE SUPERVISION DU SYSTEME HYBRIDE**

La Fig. 6.12 illustre l'algorithme proposé pour la gestion de l'énergie, qui tient compte les différents modes de fonctionnement du système hybride. Le mode de limitation de puissance est développé dans cet algorithme de manière à garder toujours un équilibre de partage de la puissance entre les différents composants du système hybride. La structure modulaire de cet algorithme le rend capable de fonctionner pour d'autres configurations possibles du système aussi bien en mode connecté au réseau électrique qu'en mode îloté.

## 6.7. RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS

La simulation réalisée sous l'environnement MATLAB/Simulink permet de tester l'efficacité de l'algorithme de supervision à remplir les objectifs et les fonctions de la structure de puissance du système hybride global. Le contrôleur de supervision a été programmé en utilisant une fonction Matlab.

La demande de la charge a été divisée comme indiqué précédemment selon trois priorités [Bou 13]:

- Une charge d'habitation constante de 7kW, (Première priorité  $P_1$ ).
- Un système de refroidissement de 2kW, (Seconde priorité  $P_2$ ).
- Un système de pompage 1kW, (Troisième priorité  $P_3$ ).

La Fig. 6.13 présente le profil de l'éclairement solaire et de la vitesse du vent, respectivement. Comme le temps de simulation est relativement court par rapport à la dynamique de la batterie, l'état de charge de cette dernière est émulé de manière à tester l'algorithme de la supervision du système dans les différentes modes du fonctionnement, comme le montre la Fig. 6.14. Entre les instants 0.5s et 1s, Nous supposons que le gestionnaire de réseau électrique limite l'injection de la puissance dans le réseau à 1kW. Une déconnexion du réseau électrique est supposée à  $t=3.5s$  et une situation d'îlotage est alors créée.

Le flux des puissances à travers le point PCC est illustré sur la Fig. 6.15 ainsi que les courants efficaces et instantanés sont présentés respectivement sur les Fig. 6.16 et Fig. 6.17. La Fig. 6.18 montre les signaux de commandes (ON / OFF) envoyés par le contrôleur de supervision à chaque charge afin d'assurer la fonction de délestage.

L'écoulement de puissance dans le bus continu est illustré en Fig. 6.19, nous avons constaté que les différentes puissances intervenantes dans le bus-DC ( $P_{pv}$ ,  $P_r$  et  $P_{bat}$ ) suivent leurs références respectives.

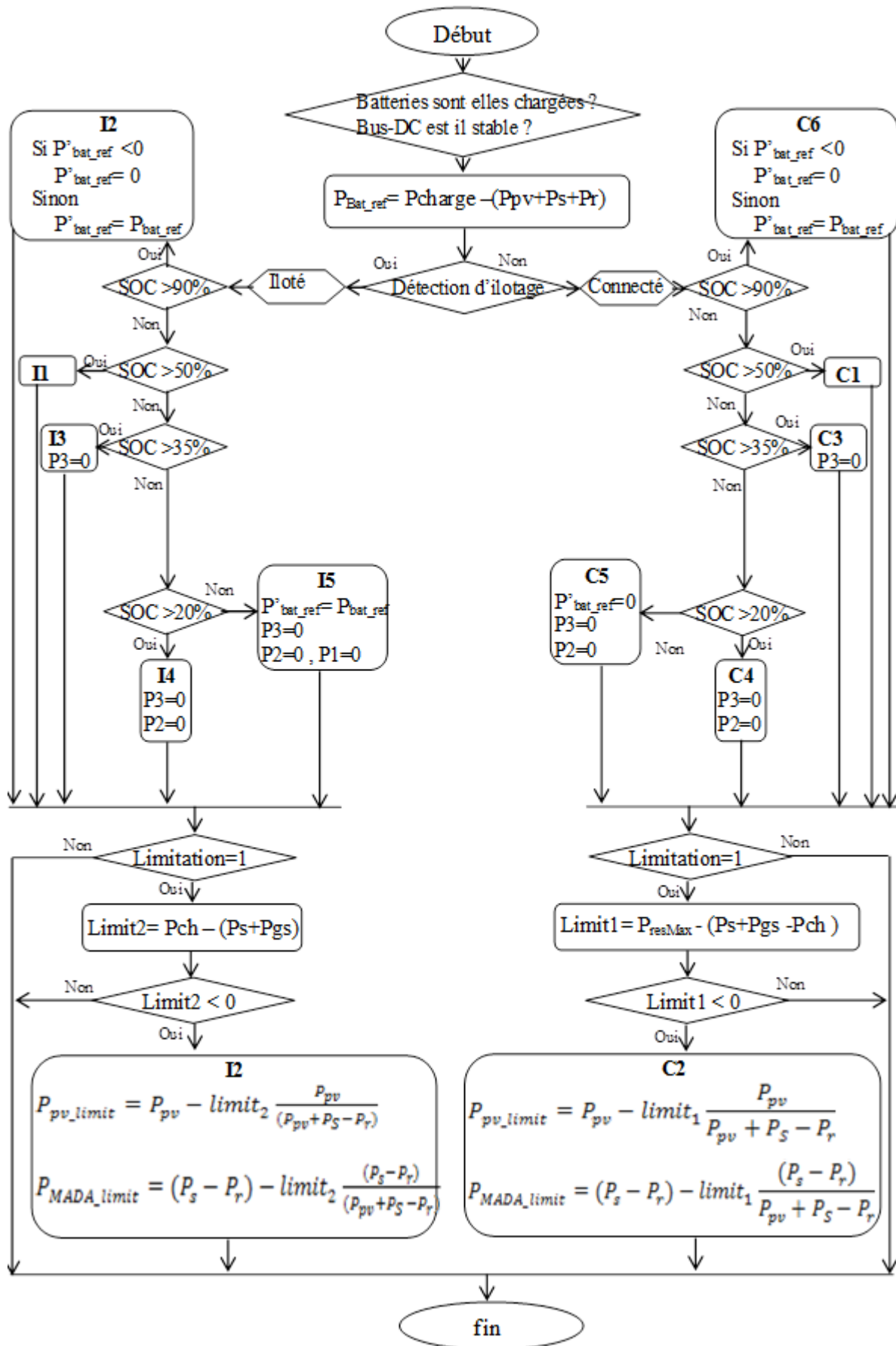
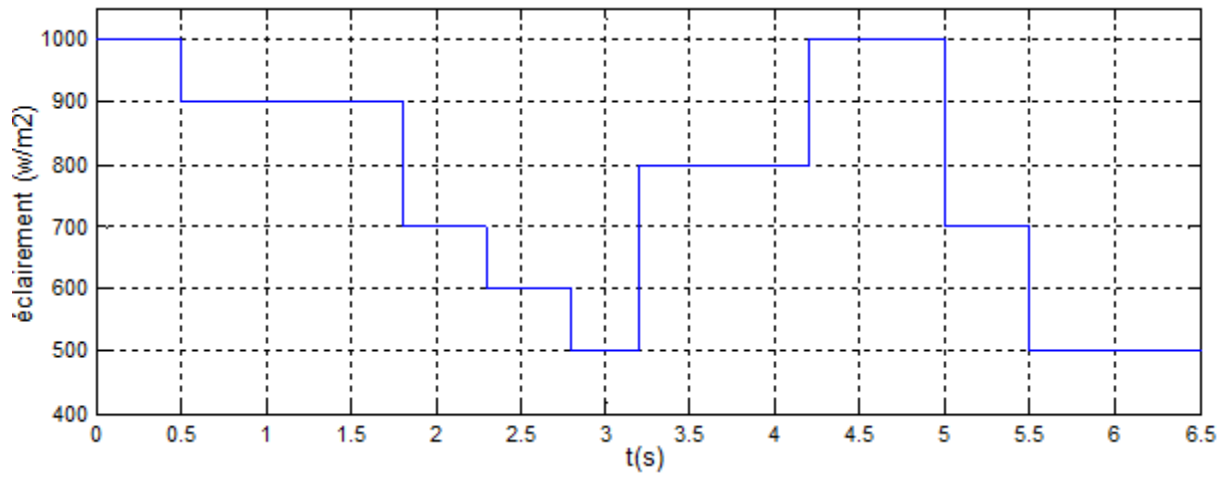
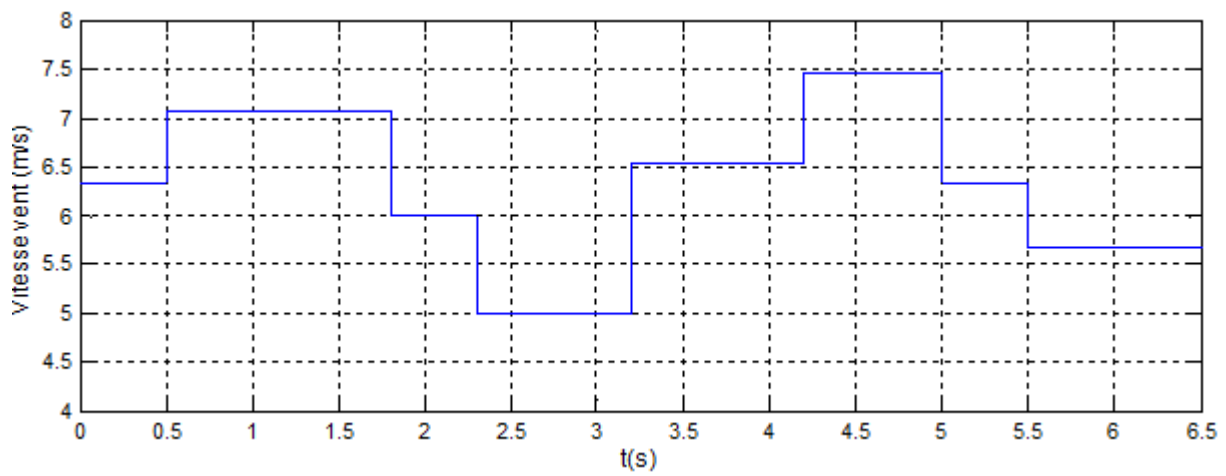


Fig. 6. 12 : Algorithme de supervision du système hybride proposé.

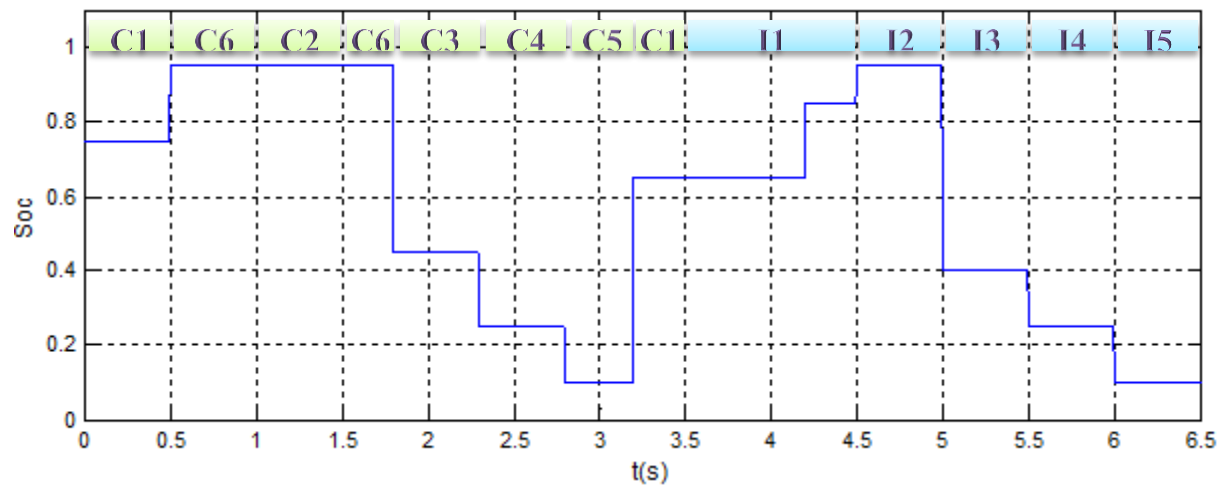


(a)



(b)

**Fig. 6.13 :** (a) Profil de l'éclairement solaire, (b) vitesse du vent.



**Fig. 6.14 :** Etat de charge des batteries (émulé).

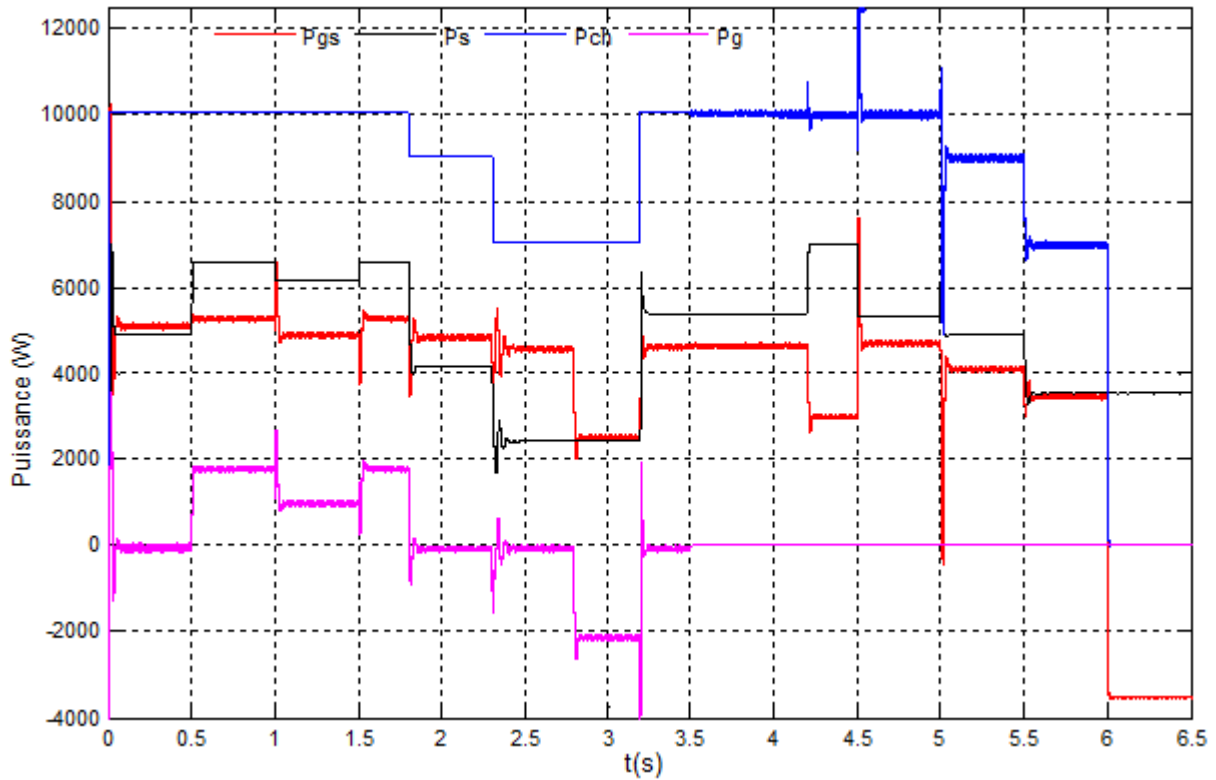


Fig. 6. 15 : Flux des puissances à travers le point PCC.

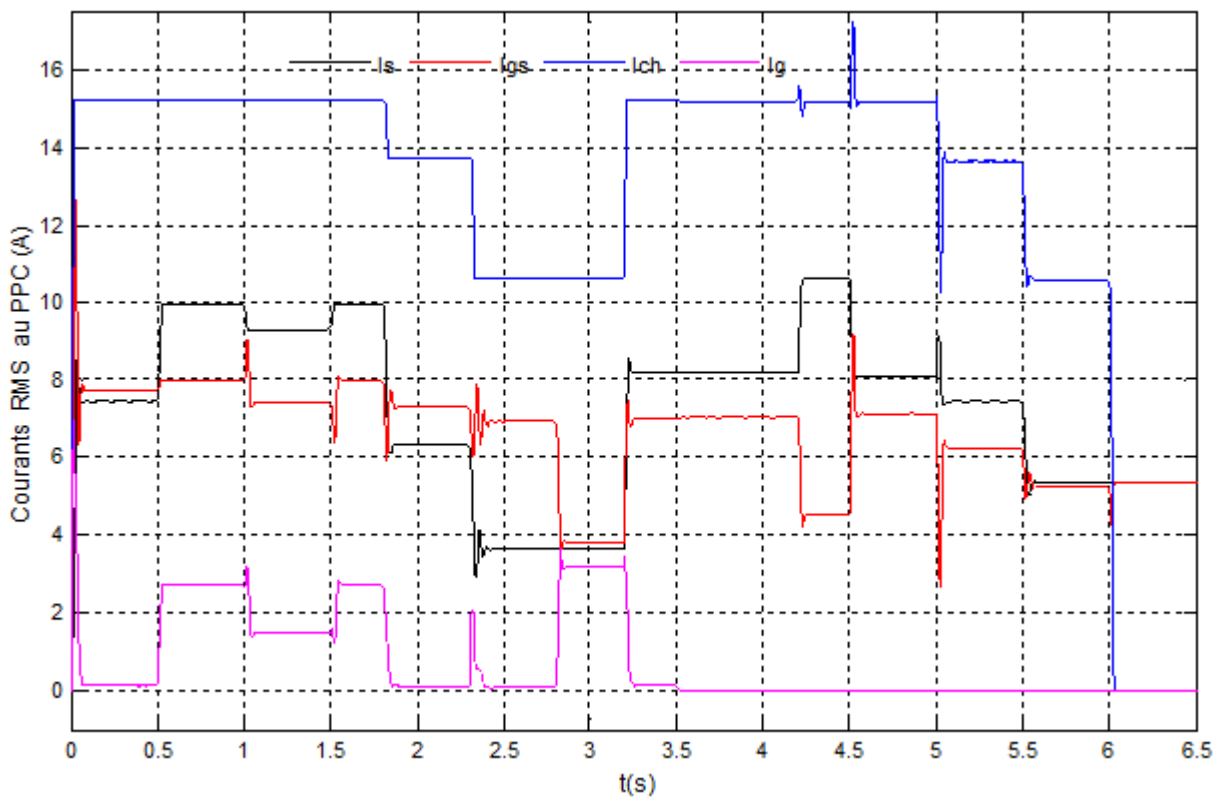
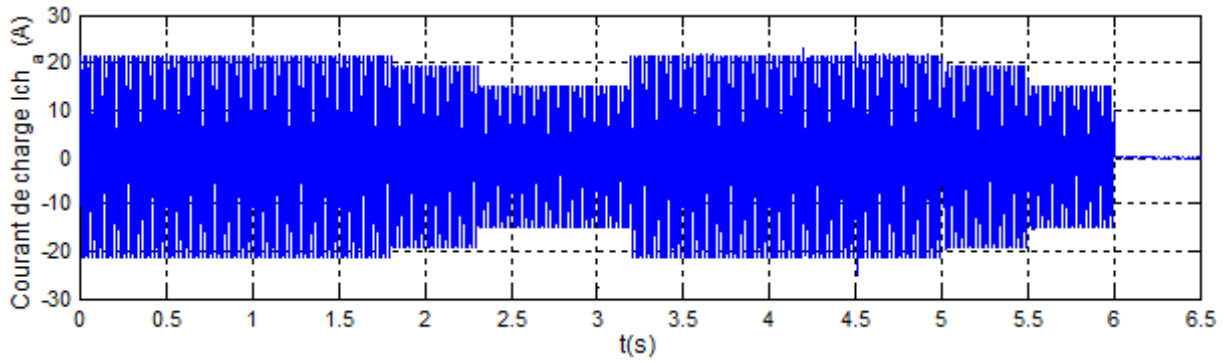
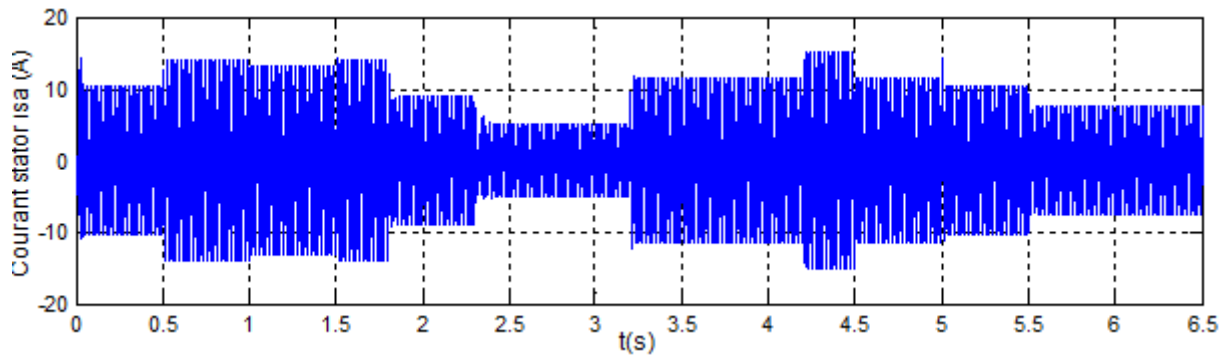


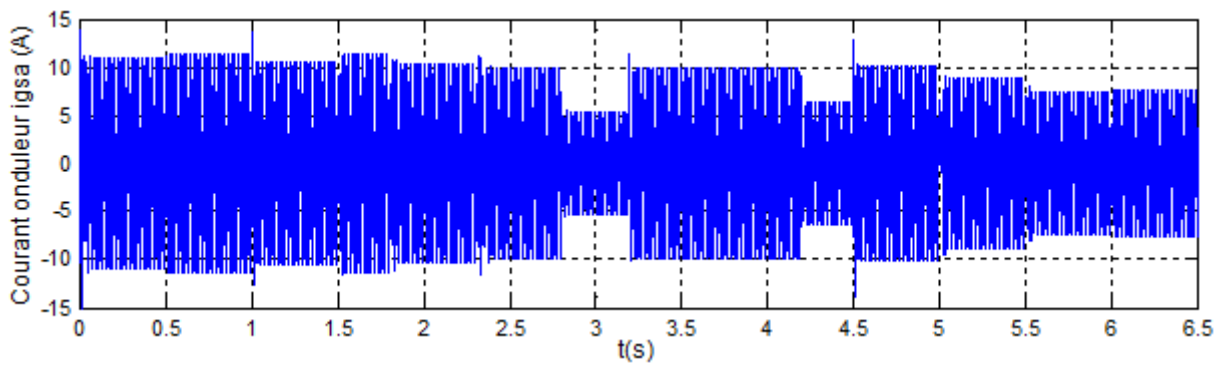
Fig. 6. 16 : Courants efficaces au point PCC.



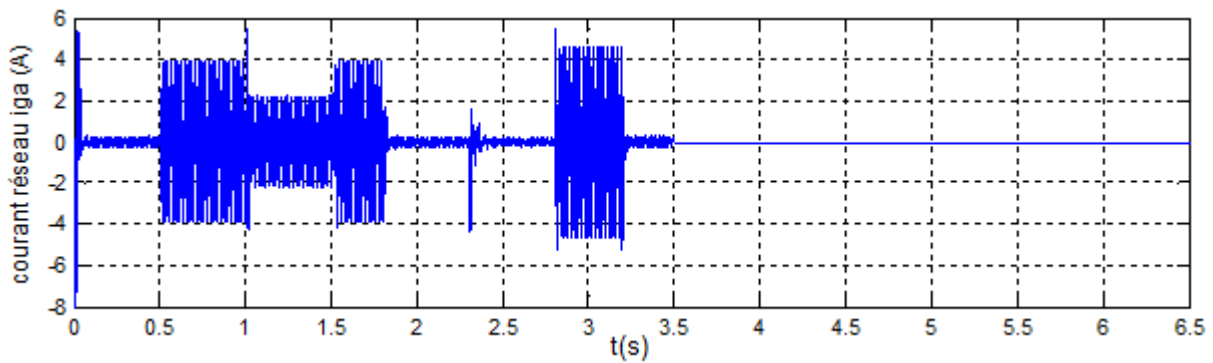
(a) Courant instantané dans la phase (a) de la charge ( $I_{ch}$ )



(b) Courant instantané dans la phase (a) du stator de la MADA ( $I_{sa}$ )



(c) Courant instantané injecté par le convertisseur GSC (5L-ANPC) dans la phase (a)



(d) Courant instantané dans la phase (a) du réseau

**Fig. 6. 17 :** Courants instantanés au point PCC.

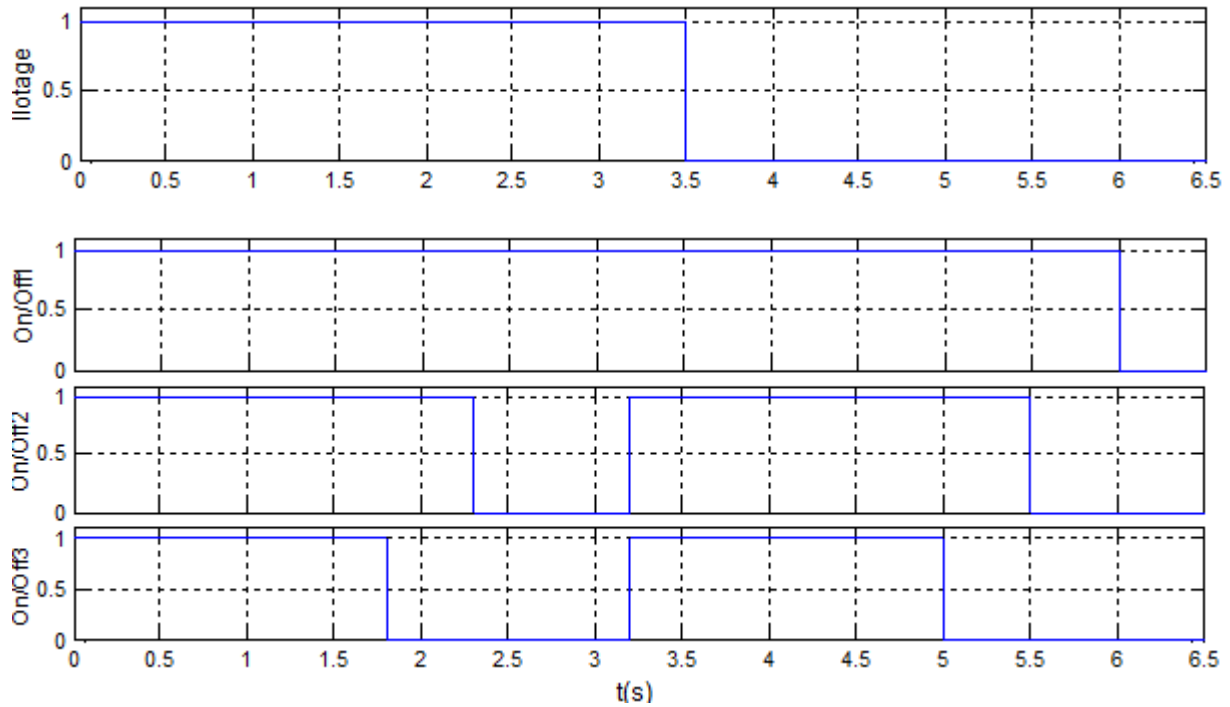


Fig. 6. 18 : Signaux On/Off de délestage et d'îlotage.

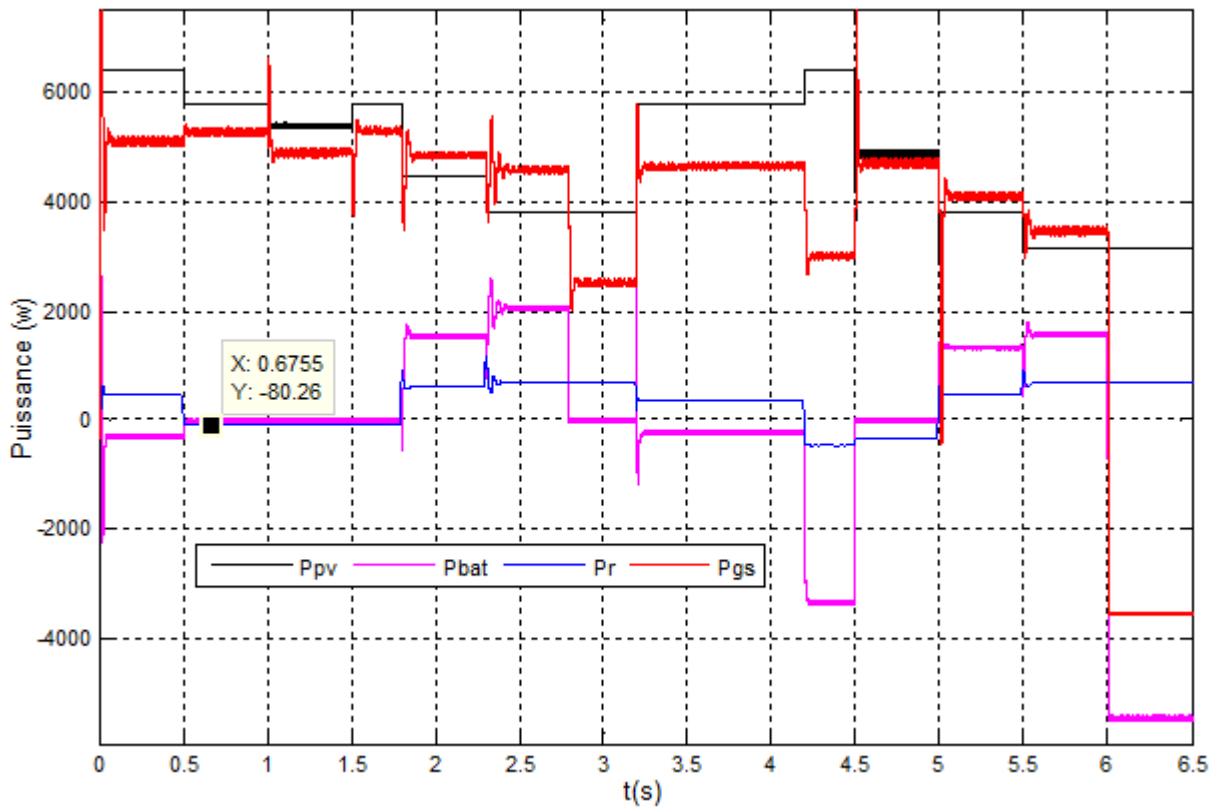


Fig. 6. 19 : Ecoulement de puissance dans le bus continu.

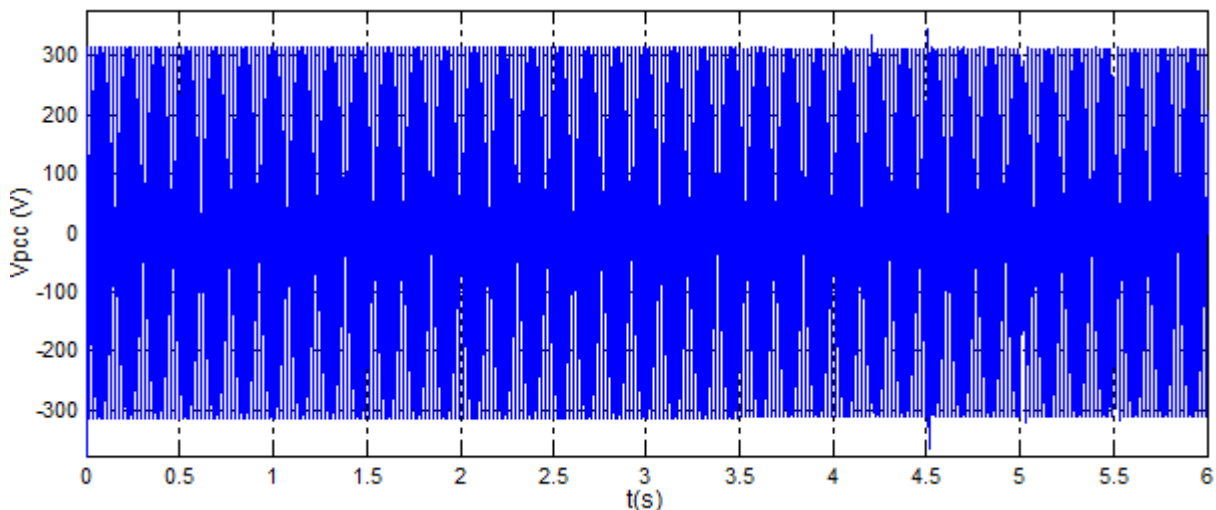
La Fig. 6.20 confirme que les tensions au point PCC sont bien maintenues stables dans les deux modes de fonctionnement (connecté ou îloté). De même, la Fig. 6.21 illustre une tension du bus continu stabilisée à 440 V, grâce à la commande de l'onduleur 5L-ANPC. Les



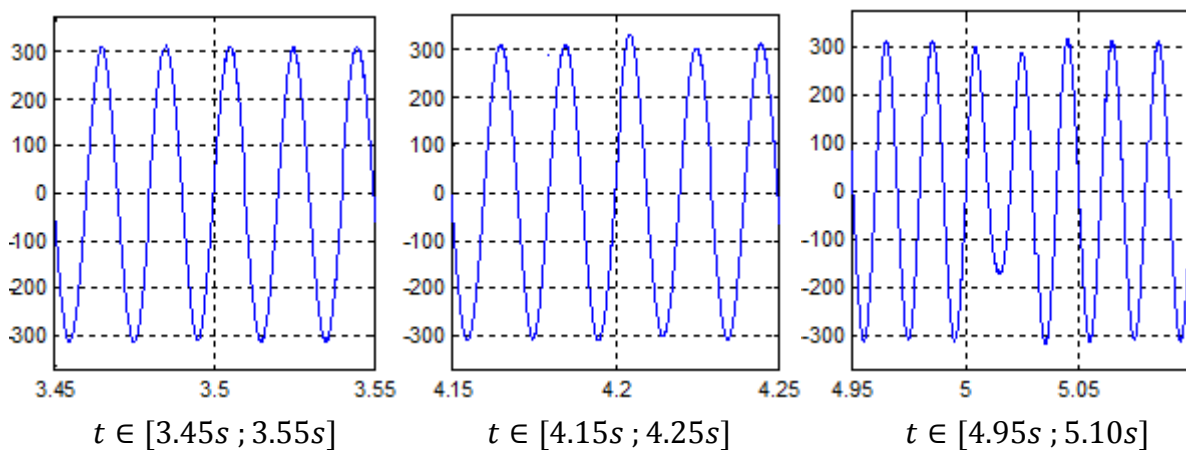
puissances active et réactive injectées par ce dernier suivent bien leurs références, comme le montre la Fig. 6.22.

Les batteries répondent bien aux variations des conditions météorologiques (vent et éclairage) pour satisfaire les besoins de la charge, ce qui a permis d'avoir une bonne dynamique de fonctionnement du système hybride, et aussi une souplesse dans le passage entre les différents modes de fonctionnement tant en connecté au réseau qu'en îloté.

Sur la Fig. 6.23 est représentée l'allure de la vitesse de rotation de la turbine éolienne, et celle des courants rotorique sur la Fig. 6.24. Ces deux dernières figures démontrent l'efficacité de la commande du convertisseur 3L-NPC coté rotor ainsi que la méthode d'estimation de la vitesse de la MADA dans les deux modes hyposynchrone et hypersynchrone. Ce qui confirme la réussite de l'intégration de la MADA dans le système hybride global.



(a) Tension de la phase (a) du point PCC



(b) Zooms de la tension de la phase (a) au point PCC

**Fig. 6. 20** : Tension de la phase (a) au point PCC.

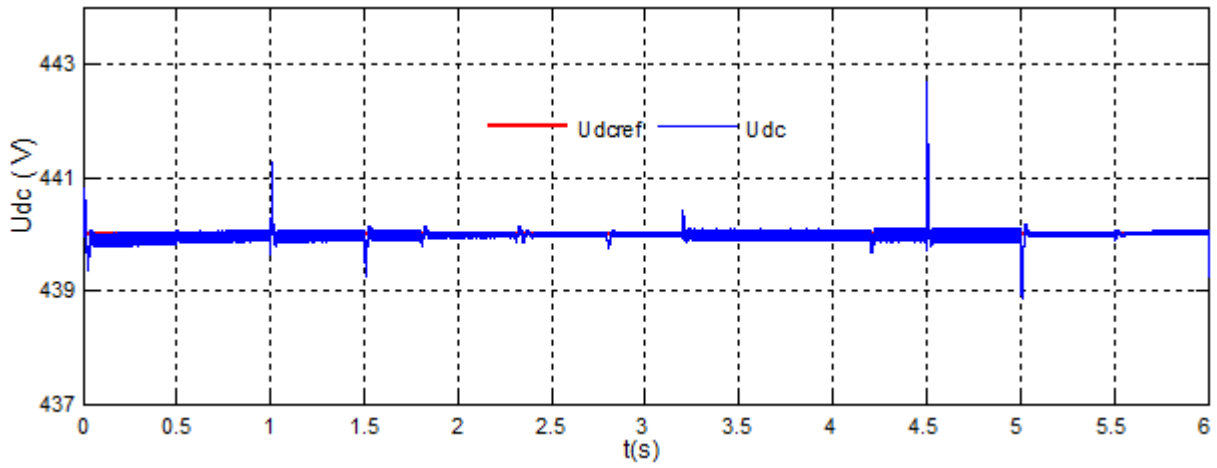


Fig. 6. 21 : Tension du bus continu.

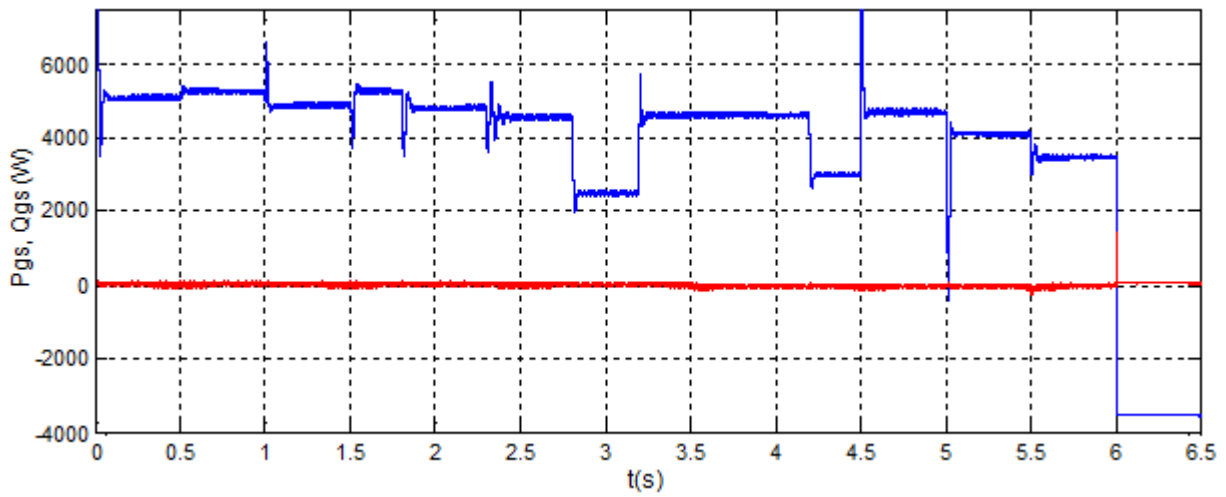


Fig. 6. 22 : Puissances active et réactive transitées par le convertisseur GSC (5L-ANPC).

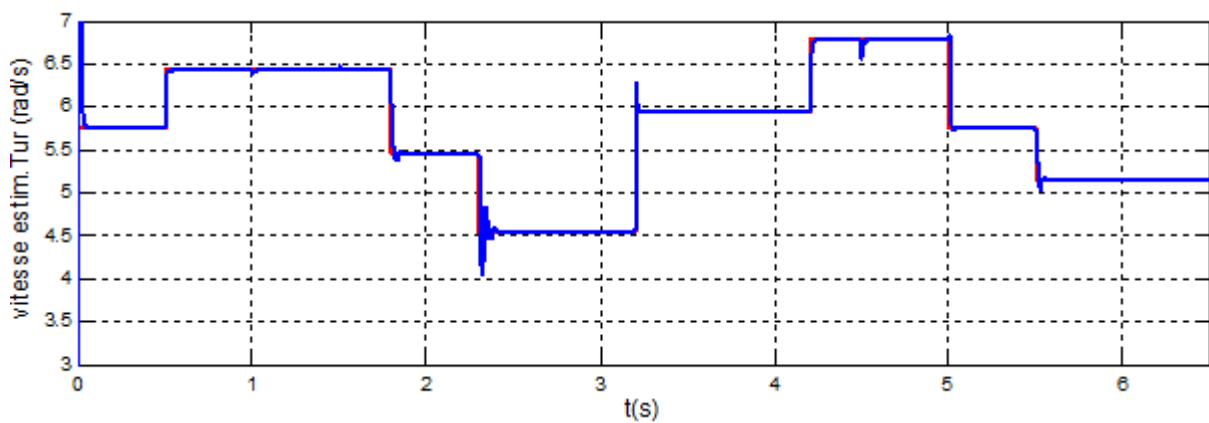


Fig. 6. 23 : Vitesse de rotation estimée de la turbine éolienne.

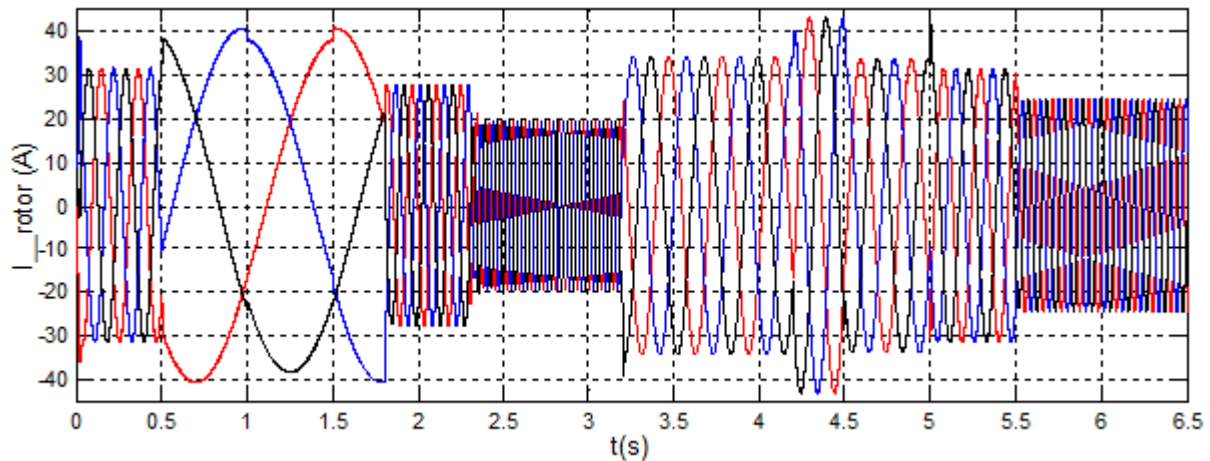


Fig. 6. 24 : Courants rotoriques de la MADA.

Pour les différents modes de fonctionnement et selon le SOC des batteries, l'algorithme de supervision réagit selon les objectifs de gestion prédéfinis. Les résultats peuvent être discutés comme suit:

- Entre 0s et 0.5s

L'état de charge des batteries est de 75%. Par conséquent, le système est dans le mode de fonctionnement normale  $C_1$ . Pendant ce mode, les générateurs photovoltaïque et éolien produisent de l'énergie selon les conditions météorologiques ( $P_{pv} = 6400W$  et  $P_s = 4905W$ ) donc les générateurs fonctionnent en mode MPPT, comme le montre la Fig. 6.15. Toutes les charges sont connectées, les batteries sont en mode charge ( $P_{bat} \approx -240W < 0$ ) et le système reste indépendant vis-à-vis du réseau électrique ( $P_g \approx 1800W$ ).

- Entre 0.5s et 1s

Pendant cette période, le SOC des batteries est de 95% qui dépasse le seuil maximal du SOC permis (90%). De ce fait, le système est en mode état de charge maximale  $C_6$ . Les batteries sont alors déconnectées ( $P_{bat} = 0W$ ) et le surplus de puissance est injecté dans le réseau ( $P_g = 1800W$ ). Il est à noter que la puissance  $P_r$  est devenue négative ( $P_r = -80W$ ), ce qui explique le passage en mode de fonctionnement hypersynchrone de la MADA.

- Entre 1s et 1.5s

Une limitation de puissance est imposée suite à un ordre du gestionnaire de réseau, par exemple, le système ne doit pas dépasser 1000W de puissance active injectée au réseau, bien qu'à ce moment-là le surplus de puissance dépasse 1800W (Fig. 6.15). Alors le contrôleur de supervision procède à une limitation de puissance (mode  $C_2$ ). Ainsi, nous constatons une diminution dans la production des générateurs PV ( $P_{pv}$ ) et éolienne ( $P_s$ ) et que l'excès de puissance supérieur de la limite imposée soit 800W est soutiré d'une manière proportionnelle de la production des deux sources d'énergies.

- Entre 1.5s et 1.8s

La contrainte de limitation de puissance est maintenant annulée et par conséquent le système reprend l'injection de l'excès de puissance dans le réseau (mode C<sub>6</sub>).

- Entre 1.8s et 2.3s

Le système fonctionne dans le mode faible état de charge C<sub>3</sub>, car l'état de charge des batteries est dans ce cas de 45%. Par conséquent, la charge avec la plus faible priorité P<sub>3</sub> est suspendue, comme le montre les signaux représentés sur la Fig.6.18. Les batteries sont en phase de décharge pour combler le manque de puissance ( $P_{bat} > 0$ ).

- Entre 2.3s et 2.8s

Le SOC des batteries devient inférieur à 30%, cela veut dire que le système est dans le mode très faible état de charge C<sub>4</sub>. L'algorithme de supervision déconnecte la charge avec la seconde priorité P<sub>2</sub>, en plus de P<sub>3</sub> qui est déjà déconnectée, comme l'illustre la Fig.6.18. Les batteries continuent à se décharger pour alimenter la charge avec la priorité la plus élevée ( $P_{ch} = 7000W$ ) indépendamment du réseau électrique ( $P_g = 0$ ).

- Entre 2.8s et 3.2s

Le SOC des batteries (10%) est en dessous du seuil SOC<sub>min</sub> (20%) alors les batteries sont déconnectées du système ( $P_{bat} = 0$ ) et le réseau est appelé pour couvrir le manque de puissance ( $P_g \approx -2100W$ ).

- Entre 3.2s et 3.5s

L'état de charge des batteries retrouve un niveau de 65%, cela signifie que le système est dans le mode de fonctionnement normale C<sub>1</sub> comme le montre Fig.6.15. Ainsi, toutes les charges sont reconnectées et les batteries sont en phase de charge, comme le montre la Fig.6.19.

- Entre 3.5s et 4.2s

Nous constatons une souplesse dans le passage entre les différents modes de fonctionnement tant en mode connecté au réseau qu'en mode îloté. Durant cette période, le système est en mode "îlotage synchrone" comme discuté précédemment (I<sub>1</sub>).

D'après la Fig.6.20, il est clair que les tensions au point PCC sont stable (220/50hz) et sans des dépassements importants. Il en est de même la tension du bus continu ( $U_{dc}$ ) qui est maintenue à sa valeur de référence 440 V (Fig.6.21). Nous remarquons que la production de puissance d'origine renouvelable (PV et éolien) est supérieure aux besoins de la charge et, par conséquent, les batteries sont en phase de charge ( $P_{bat} = -240W$ ).

- Entre 4.2s et 4.5s

Une augmentation du SOC à 85%, le système continue à fonctionner comme dans le cas précédent avec une puissance de charge des batteries égale à  $P_{bat} = -3300W$ . Nous notons une diminution de la puissance  $P_{gs}$  transitée par l'onduleur coté réseau (5L-ANPC), comme le montre la Fig.6.22.

- Entre 4.5s et 5s

La puissance produite dépasse la demande de la charge ( $P_{pv} + P_s > P_{ch}$ ) alors le contrôleur procède à une limitation de la puissance PV et éolienne (mode I2). Cette limitation est distribuée sur le générateur PV et le générateur éolien de façon proportionnelle, comme mentionné dans l'algorithme de supervision (Fig.6.15 et Fig.6.19). Le générateur PV passe alors d'une puissance en mode MPPT de 6400W à une puissance en mode limité de 4800W. De même le générateur éolien passe d'une puissance MPPT de 7000W à 5300W en mode de puissance limitée.

- Entre 5s et 5.5s

Le système est en mode I<sub>3</sub>, le fonctionnement du système durant cette période ressemble au fonctionnement en mode C<sub>3</sub>. L'état de charge des batteries est dans les 40%. Par conséquent, la charge avec la plus faible priorité P<sub>3</sub> est délestée, comme le montre la Fig.6.18. Les batteries sont en phase de décharge pour compenser le manque de puissance ( $P_{bat} > 0$ ). La MADA fonctionne en mode hyposynchrone ( $P_r > 0$ )

- Entre 5.5s et 6s

Le SOC des batteries est de 25%, donc le système est dans le mode très faible état de charge I<sub>4</sub>. L'algorithme de supervision ordonne le délestage de la charge avec la seconde priorité P<sub>2</sub>, en plus de P<sub>3</sub> qui est déjà déconnectée (Fig.6.18). Les deux générateurs (PV et éolien) et les batteries alimentent la charge prioritaire P<sub>1</sub>.

- Entre 6s et 6.5s

Les batteries sont maintenant déchargées (SOC=10%) et les ressources énergétique ne peuvent pas satisfaire les besoins de la charge critique. Par conséquent, toutes les charges sont déconnectées et la production des générateurs PV et éolien est transférée vers les batteries ( $P_{bat} = P_{pv} + P_s - P_r$ ).

## **6.8. CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'élaboration d'un algorithme de supervision de puissances dans le système hybride PV-éolien proposé. La structure du système hybride est optimisée en utilisant des convertisseurs de puissance multiniveaux. Les tensions des condensateurs du bus continu sont équilibrées grâce à la caractéristique d'auto-équilibrage que possède le hacheur boost multiniveaux (MBC) utilisé pour interfacer le générateur PV avec le bus continu de la MADA.

La bonne coordination des générateurs et la répartition correcte des puissances sont testées en simulation et l'algorithme de contrôle du système se comporte comme une unité de supervision centralisée.

Selon les résultats de simulation présentés, nous pouvons ressortir les principaux éléments critiques dans notre stratégie de supervision, soit, l'appui donné par système de stockage, le réglage de la tension du bus continu, la détection d'îlotage et la limitation de puissance.

Nous pouvons constater un fonctionnement stable dans les différentes situations de fonctionnement du système, soit en mode connecté au réseau ou en mode îloté. Le système de stockage, quand à lui, est toujours sollicité pour combler le déséquilibre de puissances dans le système afin de répondre aux objectifs du fonctionnement du système.

En ce qui concerne la tension du bus continu, elle n'est pas affectée par la stratégie de supervision. Cela s'explique par le fait que le modèle de l'onduleur utilisé comprend un contrôleur de la tension du bus continu, qui par sa rapidité assure le maintien de la tension continu. Le contrôleur des courants quant à lui garantit la qualité de la puissance transmise vers le réseau ou la charge. En revanche, dans le cas d'un besoin de limitation de puissance, l'algorithme de supervision proposé distribue d'une manière proportionnelle les références de puissances entre les générateurs PV et éolien.

# **Conclusion générale**

L'intérêt pour une production d'électricité qui minimise la pollution de l'environnement et qui soit plus économique a conduit à une augmentation de la production décentralisée d'électricité à base de sources d'énergie renouvelables (solaire, éolien, etc.).

Les systèmes hybrides sont censés apporter des avantages à travers l'intégration de la production de puissance électrique à base des énergies renouvelables, l'amélioration de l'efficacité globale de l'énergie et l'augmentation de la fiabilité par un auto-fonctionnement en mode îloté.

Dans ce contexte, le travail de recherche présenté dans cette thèse est une contribution à l'analyse du comportement et au contrôle d'un système hybride constitué d'une éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA), de panneaux photovoltaïques et de batteries de stockage. La structure du système hybride proposée est optimisée en utilisant des convertisseurs de puissance multiniveaux pour relier les sources d'énergie à un bus continu commun. Le contrôle des puissances des sources d'énergie a été effectué en proposant des solutions nouvelles en termes de contrôle des courants alternatifs de ces convertisseurs. La gestion de puissance dans le système hybride est assurée par un algorithme de supervision qui gère le flux de puissance entre les différents composants du système tant en mode connecté au réseau qu'en mode îloté.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les approches disponibles et celles qui sont actuellement en cours de recherche pour une hybridation optimale des systèmes d'énergies renouvelables. Nous avons évoqué d'un côté, les avantages techniques et économiques de l'insertion de la production décentralisée à base des énergies renouvelables dans le système électrique et, d'autre côté, nous avons abordé les principaux impacts de cette insertion sur les réseaux de distribution. Par ailleurs, un détail sur les systèmes de conversion éolienne, photovoltaïques et les moyens de stockage de l'énergie ainsi que les structures de supervision et de gestion de l'énergie dans les systèmes hybrides a été présenté.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé la modélisation dynamique des différentes sources du système hybride. Les modèles de simulation sont présentés de manière modulaire pour étudier les différentes configurations et connexions ainsi que les différentes stratégies de commande adoptées. Ainsi, dans un premier temps, nous avons donné un rappel sur les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique. Un modèle mathématique de la turbine éolienne basé sur ses équations caractéristiques a été établi. Ensuite, la conception et la réalisation d'un émulateur de turbine éolienne a été discuté. La réalisation de celui-ci nous permet d'étudier la chaîne de conversion éolienne au laboratoire dans des conditions maîtrisables et proches de celles d'un système éolien réel. Nous avons, par



la suite, procédé à la modélisation du générateur photovoltaïque en utilisant le modèle à une diode dont les résultats de simulation ont montré la fiabilité du modèle. Par ailleurs, le modèle retenu pour la modélisation de la batterie Li-ion est basé sur le modèle de Shepherd modifié. Ce modèle permet de prendre en compte l'évolution de la tension aux bornes de l'accumulateur en fonction des ampères heures échangés.

Le chapitre trois est consacré à la commande et l'intégration de la production PV dans le réseau électrique à travers une structure de puissance basée sur un seul onduleur central avec un seul étage de conversion. Nous avons observé un bon comportement dynamique du système pour différentes conditions climatiques (éclairage et température). C'est aussi dans ce chapitre que la problématique d'îlotage est traitée. La détection d'îlotage est une fonction essentielle pour la sécurité et la fiabilité dans les systèmes connectés au réseau. La simulation de l'onduleur raccordé au réseau électrique local permet d'analyser le comportement des méthodes de détection d'îlotage choisies et de voir si celles-ci jouent adéquatement leur rôle. Il est donc possible d'observer l'effet de la méthode active *SMS* sur la tension au point d'interconnexion. Il est également possible de déduire le temps de réaction de la méthode lorsqu'une situation d'îlotage survient. Les résultats des essais nous ont confortés quant à l'efficacité de la méthode proposée pour la protection du système photovoltaïque raccordé au réseau.

Une approche de contrôle sans capteur de vitesse appliqué à la MADA en vue de la commande découplée des puissances active et réactive injectées dans le réseau est présentée dans le quatrième chapitre. La précision de la boucle à verrouillage de phase de la fréquence de glissement comme mécanisme d'estimation de la vitesse de rotation de la MADA est évaluée. Nous avons démontré que l'algorithme de commande est robuste, car la connaissance exacte des paramètres constitutifs de la machine électrique n'est pas nécessaire au bon fonctionnement de celui-ci. Donc, des variations de température ou des conditions de vent n'ont pas d'effet sur la performance de l'algorithme, bien que la PLL ait la capacité de réduire de manière significative le bruit de haute fréquence. Ainsi, à travers les différentes simulations effectuées nous avons constaté que la recherche du maximum de la puissance se fait en permanence et l'éolienne s'adapte donc à chaque variation de vent pour être dans une configuration d'extraction maximale de puissance.

En ce qui concerne l'alimentation des enroulements de la machine, nous nous sommes orientés vers le choix d'un onduleur triphasé multiniveaux de structure NPC, avec une commande en courant basée sur le principe de l'hystérésis vectoriel (SVHCC). Le contrôleur SVHCC permet dans ce cas de réunir les trois erreurs des courants triphasés dans un seul vecteur, dont le

déplacement de son sommet est délimité par des zones d'hystérésis. De ce fait, un découplage entre les commutations des trois phases est assuré.

Dans le cinquième chapitre, nous avons abordé la modélisation et la commande d'un onduleur multiniveaux prometteur introduit récemment dans l'industrie par ABB (ASEA Brown Boveri), il s'agit du convertisseur ANPC à cinq niveaux. Ce convertisseur est très intéressant de par la redondance qu'il possède pour réaliser certains niveaux de tension qui peuvent être utilisés, soit, pour minimiser ou équilibrer les pertes, soit, pour augmenter la fréquence de découpage apparente qui permet de réduire le volume des composants du filtre en sortie du convertisseur. De plus, le degré de liberté plus élevé dans le 5L-ANPC permet de nouvelles structures de contrôle spécifiques et d'opération au-delà de ce que le NPC peut faire. Les limitations opérationnelles déterminées pour le NPC ne sont pas nécessairement vraies pour le 5L-ANPC.

La commande en courant basée sur l'hystérésis vectoriel appliquée à l'onduleur ANPC à cinq niveaux est une version modifiée de la commande à hystérésis vectoriel SVHCC. Le déplacement du sommet du vecteur d'erreur est dans ce cas délimité par cinq zones d'hystérésis circulaires. Le sommet du vecteur d'erreur peut être situé ainsi dans 61 secteurs dans le plan vectoriel ( $\alpha\beta$ ). Les résultats de simulation confirment l'aptitude de la stratégie de commande proposée à stabiliser les tensions des condensateurs flottants (FC) à travers la sélection de l'état de commutation redondant approprié.

Pour remédier au problème de déséquilibre des tensions du bus continu de l'onduleur 5L-ANPC, une contribution originale dans cette thèse consiste à interfacer ce dernier avec un hacheur boost multiniveaux (MBC) qui possède une sortie constituée de quatre condensateurs dont les tensions sont auto-équilibrées. Dans l'objectif de valider les résultats de simulation, un prototype du MBC à quatre niveaux a été réalisé. D'après les résultats obtenus, nous avons constaté une bonne corrélation entre les résultats de simulation et ceux de l'expérimental. Les résultats de la cascade MBC-ANPC proposée démontrent l'efficacité du MBC pour maintenir l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs du bus continu, ce qui assure une bonne répartition des contraintes sur les différents interrupteurs.

Dans le dernier chapitre du manuscrit nous avons détaillé la structure de la stratégie de supervision du système hybride proposé ainsi que les différentes fonctions de contrôle. La supervision du système est essentielle pour gérer la puissance entre les différents composants du système hybride et permettre un passage lisse entre les différents modes de fonctionnement tant en mode connecté au réseau qu'en mode îloté. Dans le cas d'un besoin de limitation de puissance, l'algorithme de supervision proposé distribue d'une manière proportionnelle les références de puissance entre les générateurs PV et éolien.

## *Conclusion générale*

Les tensions des condensateurs du bus continu sont équilibrées grâce à la caractéristique d'auto-équilibrage que possède le hacheur boost multiniveaux (MBC) utilisé pour interfacer le générateur PV avec le bus continu de la MADA.

Comme perspective de ce travail, nous proposons :

- Le développement de nouvelles techniques intelligentes de détection d'îlotage.
- L'amélioration du hacheur boost multiniveaux afin d'avoir une réversibilité en courant dans le but de l'associer avec le banc de batteries.
- La généralisation de la commande à base d'hystérésis vectoriel (SVHCC) pour un convertisseur à N-niveaux.
- L'implémentation et la validation des différents algorithmes proposés dans ce travail.
- Le développement de nouvelles méthodes pour la prédiction de la puissance photovoltaïque et aérodynamique. Cette prédiction pourra être intégrée dans l'algorithme de supervision du système global.
- L'optimisation économique et technique du système proposé en vue de son intégration dans un micro-réseau intelligent.

# **Bibliographie**

# Bibliographie

## A

- [Abb 06] C. ABBEY, et G. JOOS. Energy management strategies for optimization of energy storage in wind power hybrid system. In : 36th Power Electronics Specialists Conference PESC'05. IEEE, 2005. p. 2066-2072.
- [Abb07] C. ABBEY et G. JOOS. Supercapacitor energy storage for wind energy applications. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, vol. 43, no 3, p. 769-776.
- [Abo15] S. ABOUDA. Contribution à la commande des systèmes photovoltaïques: application aux systèmes de pompes. 2015. Thèse de doctorat. Reims.
- [Ahm 06] N.A. AHMED et M. MIYATAKE. A stand-alone hybrid generation system combining solar photovoltaic and wind turbine with simple maximum power point tracking control. In : CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2006.. IEEE,. p. 1-7.
- [Ahm 10] M. E. AHMED, M. MOUSA et M. ORABI. Development of high gain and efficiency photovoltaic system using multilevel boost converter topology. In : 2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG). IEEE, 2010. p. 898-903.
- [Ahm 13] W. AHMED et S.M.U. ALI. Comparative study of SVPWM (space vector pulse width modulation) & SPWM (sinusoidal pulse width modulation) based three phase voltage source inverters for variable speed drive. In : IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. IOP Publishing, 2013. p. 012027.
- [Ake 09] **F. AKEL**. Etude et réalisation d'un émulateur de turbine éolienne. Mémoire de magister de l'Ecole Militaire Polytechnique, 2008.
- [Ake 12] **F. AKEL**, M. LAOUR, T. GHENNAM et E.M. BERKOUK. Sensorless decoupled power control scheme of grid connected variable speed wind turbine generator based on Modified Phase Locked Loop (MPLL). The fourth International Renewable Energy Congress (IREC2012). December 25-27, 2012. Sousse, Tunisia.
- [Ake 14] **F. AKEL**, T. GHENNAM, E.M. BERKOUK, et al. An improved sensorless decoupled power control scheme of grid connected variable speed wind turbine generator. Energy Conversion and Management, 2014, vol. 78, p. 584-594.
- [Ake 15] **F. AKEL**, T. GHENNAM, M. LAOUR, et al. Control of Single Stage Grid Connected PV-Inverter Based on Direct Space Vector PWM. In : Progress in Clean Energy, Volume 2. Springer International Publishing, 2015. p. 755-774.
- [Ake 16] **F. AKEL**, T. GHENNAM, M. LAOUR, et al. Control of a single stage grid connected PV inverter based on direct space vector PWM Power Control of Three Phase Single Stage Grid Connected Photovoltaic System. In: 4th international renewable and sustainable energy conference (IRSEC'16). November 14-17, 2016, Marrakech, Morocco.
- [Alt 10] M. ALTIN, Ö. GÖKSU, R. TEODORESCU, et al. Overview of recent grid codes for wind power integration. In : 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), IEEE, 2010. p. 1152-1160.
- [Ami 12] N. AMIRI, S.M. MADANI, T. A. LIPO, et al. An improved direct decoupled power control of doubly fed induction machine without rotor position sensor and with robustness to parameter variation. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, vol. 27, no 4, p. 873-884.
- [Ara 06] H.G. ARANTZAMENDI. Etude de structures d'intégration des systèmes de génération décentralisée: Application aux microréseaux. Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, Grenoble, 2006.
- [Axe 08] B. AXELROD, Y. BERKOVICH et A. IOINOVICI. Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid DC-DC PWM converters. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2008, vol. 55, no 2, p. 687-696.

**B**

- [Bar 05] P. BARBOSA, P. STEIMER, L. MEYSENC, et al. Active neutral-point-clamped multilevel converters. In : 36th Power Electronics Specialists Conference, PESC'05. IEEE. IEEE, 2005. p. 2296-2301.
- [Bar 07] J. A. BAROUDI, V. DINAHAHI et A.M. KNIGHT. A review of power converter topologies for wind generators. *Renewable energy*, 2007, vol. 32, no 14, p. 2369-2385.
- [Bay 09] A. A. BAYOD-RÚJULA. Future development of the electricity systems with distributed generation. *Energy*, 2009, vol. 34, no 3, p. 377-383.
- [Ben 15] D. BENDIB, **F. AKEL**, M. CHIKH, et al. Comparative Study of SPWM and HEPWM Techniques for Photovoltaic Inverter. In : *Advanced Materials Research*. Trans Tech Publications, 2015. p. 555-559.
- [Ben 16a] B. BENKENDORFF, F. W. FUCHS, et M. LISERRE. Simulated and measured efficiency verification power circulation method of a high power low voltage NPC converter for wind turbines. In : 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe). IEEE, 2016. p. 1-10.
- [Ben 16b] S. M. BENMERABET, E. M. BERKOUK, **F. AKEL**, et al. Photovoltaic power control for DC voltage regulation. In : 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC). IEEE, 2016. p. 466-471.
- [Ber 01] F. BERTAGNOLIO, N. N. SØRENSEN, et J. JOHANSEN. Status for the Two-Dimensional Navier-Stokes Solver EllipSys2D. 2001.
- [Bla 11] F. BLAABJERG, F. IOV, T. KERESKES, et al. Power electronics-key technology for renewable energy systems. In : 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC). IEEE, 2011. p. 445-466.
- [Bla 12] F. BLAABJERG, M. LISERRE, et K. MA. Power electronics converters for wind turbine systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, vol. 48, no 2, p. 708-719.
- [Bla 13] F. BLAABJERG et K. MA. Future on power electronics for wind turbine systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2013, vol. 1, no 3, p. 139-152.
- [Bla14] F. BLAABJERG, K. MA, et Y. YANG. Power electronics for renewable energy systems-status and trends. In : 8th International Conference on Integrated Power Systems (CIPS). VDE, 2014. p. 1-11.
- [Bor 96] B. S. BOROWY et Z. M. SALAMEH. Methodology for optimally sizing the combination of a battery bank and PV array in a wind/PV hybrid system. *IEEE Transactions on energy conversion*, 1996, vol. 11, no 2, p. 367-375.
- [Bou 06] O. BOUHALI, B. FRANCOIS, C. SAUDEMONT, et al. Practical power control design of a NPC multilevel inverter for grid connection of a renewable energy plant based on a FESS and a Wind generator. In : *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference on*. IEEE, 2006. p. 4291-4296.
- [Bou 07a] G. BOUKETTAYA, L. KRICHEN, et A. OUALI. Fuzzy logic supervisor for power control of an isolated hybrid energy production unit. *International Journal of Electrical and Power Engineering*, 2007, vol. 1, no 3, p. 279-285.
- [Bou 07b] O. BOUHALI, B. FRANCOIS, E. M. BERKOUK, et al. DC link capacitor voltage balancing in a three-phase diode clamped inverter controlled by a direct space vector of line-to-line voltages. *IEEE Transactions on power electronics*, 2007, vol. 22, no 5, p. 1636-1648.
- [Bou 09] A. BOURAIYOU. *Élaboration et Caractérisation des Couches Minces CuInSe<sub>2</sub> par Électrodéposition*. 2009. Thèse de doctorat. Constantine.
- [Bou 14] O. BOUHALI, B. FRANCOIS et N. RIZOUG. Line-to-line Voltage Space Vector Modulation for Neutral-point Clamped Multi-level Converter with DC-link Capacitor Voltage Balancing Using Redundant Vectors. *Electric Power Components and Systems*, 2014, vol. 42, no 10, p. 1070-1086.

[Bou 13] A. BOUHARCHOUCHE, E. M. BERKOUK et T. GHENNAM. Control and energy management of a grid connected hybrid energy system PV-wind with battery energy storage for residential applications. In : Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2013 8th International Conference and Exhibition on. IEEE, 2013. p. 1-11.

[Bru 05] T. BRUCKNER, S. BERNET, et H. GULDNER. The active NPC converter and its loss-balancing control. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, vol. 52, no 3, p. 855-868.

## C

[Cab 08] C. CABAL. Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque. 2008. Thèse de doctorat. Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier.

[Cab 16] A. CABRERA-TOBAR, E. BULLICH-MASSAGUÉ, M. ARAGÜÉS-PEÑALBA, et al. Topologies for large scale photovoltaic power plants. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2016, vol. 59, p. 309-319.

[Cha 14] S. CHAOUCH, L. ABDOU, et L. C. ALAOUI. Non linear backstepping control using genetic algorithm of induction motor without speed encoder. In : 15th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA). IEEE, 2014. p. 742-747.

[Cai 06] R. CAIRE. Gestion de la production décentralisée dans les réseaux de distribution. 2004. Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG.

[Cam 03] H. CAMBLONG. Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable. 2003. Thèse de doctorat. Paris, ENSAM.

[Cam 06] CAMBLONG, Haritza, DE ALEGRIA, I. Martinez, RODRIGUEZ, M., et al. Experimental evaluation of wind turbines maximum power point tracking controllers. Energy Conversion and Management, 2006, vol. 47, no 18, p. 2846-2858.

[Car 01] R. CARDENAS, R. PENA, G. M. ASHER, et al. Experimental emulation of wind turbines and flywheels for wind energy applications. EPE'01, 2001.

[Car 04] R. CÁRDENAS et R. PEÑA. Sensorless vector control of induction machines for variable-speed wind energy applications. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2004, vol. 19, no 1, p. 196-205.

[Car 05] R. CARDENAS, R. PENA, J. PROBOSTE, et al. MRAS observer for sensorless control of standalone doubly fed induction generators. IEEE Transactions on Energy conversion, 2005, vol. 20, no 4, p. 710-718.

[Cea 12] Commissariat à l'énergie atomique et aux énergies alternatives. Le stockage stationnaire de l'énergie. Technologies disponibles et recherches du CEA. Dossier de Presse. ([https:// www.cea.fr /](https://www.cea.fr/)) [accessed July 2016].

[Che 03] Z. CHEN et Y. HU. A hybrid generation system using variable speed wind turbines and diesel units. In : The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'03.. IEEE, 2003. p. 2729-2734.

[Cio 09] M. CIOBOTARU. Reliable grid condition detection and control of single-phase distributed power generation systems. 2009. Thèse de doctorat. AALBORG UNIVERSITY.

[Col 10] F. COLAS, F. SALHA et X. GUILLAUD. Power hardware in the loop simulation of an LC output filter inverter. In : 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC). IEEE, 2010. p. S2-21-S2-25.

[Col 11] C. M. COLSON et M. H. NEHRIR. Algorithms for distributed decision-making for multi-agent microgrid power management. In : Power and Energy Society General Meeting. IEEE, 2011. p. 1-8.

**D**

- [Dan 04] S. A. DANIEL et N. AMMASAIGOUNDEN. A novel hybrid isolated generating system based on PV fed inverter-assisted wind-driven induction generators. *IEEE Transactions on energy conversion*, 2004, vol. 19, no 2, p. 416-422.
- [Dat 01] R. DATTA et V. T. RANGANATHAN. A simple position-sensorless algorithm for rotor-side field-oriented control of wound-rotor induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2001, vol. 48, no 4, p. 786-793.
- [Dat 09] M. DATTA, T. SENJYU, A. YONA, et al. A fuzzy control based coordinated method for isolated power utility connected clustered photovoltaic systems to provide frequency control. In : 15th International Conference on Intelligent System Applications to Power Systems ISAP'09. IEEE, 2009. p. 1-6.
- [Dec 09] J. DECESARO, K. PORTER et M. MILLIGAN. Wind energy and power system operations: A review of wind integration studies to date. *The Electricity Journal*, 2009, vol. 22, no 10, p. 34-43.
- [Deh 06] A. L. DE HEREDIA BERMEO. Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie: de la basse tension à la montée en tension. 2006. Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG.
- [Dim 04] A. DIMEAS et N. HATZIARGYRIOU. A multi-agent system for microgrids. In : Hellenic Conference on Artificial Intelligence. Springer Berlin Heidelberg, 2004. p. 447-455.
- [Div 06] K. C. DIVYA et P.N. RAO. Models for wind turbine generating systems and their application in load flow studies. *Electric Power Systems Research*, 2006, vol. 76, no 9, p. 844-856.
- [Doe 07] U. DOE. The History of Solar. U.S. Department of Energy - Energy Efficiency and Renewable Energy. Available: [www.eere.energy.gov/solar/pdfs/solar timeline](http://www.eere.energy.gov/solar/pdfs/solar_timeline.pdf). Pdf. [accessed November 2016].
- [Dol 06] D. DOLAN et P .W. LEHN. Real-time wind turbine emulator suitable for power quality and dynamic control studies. *Bibliothèque et Archives*. Canada, 2006.
- [Dri 05] S. DRID. Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation. 2005. Thèse de doctorat. Université de Batna.

**E**

- [Edd 12] A. EDDAHECH, O. BRIAT, N. BERTRAND, et al. Behavior and state-of-health monitoring of Li-ion batteries using impedance spectroscopy and recurrent neural networks. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2012, vol. 42, no 1, p. 487-494.
- [Edd 15] Y. F. EDDY, H. B. GOOI, et S. X. CHEN. Multi-agent system for distributed management of microgrids. *IEEE Transactions on power systems*, 2015, vol. 30, no 1, p. 24-34.
- [Elm 09] M. EL MOKADEM, V. COURTECUISSÉ, C. SAUDEMONT, et al. Fuzzy logic supervisor-based primary frequency control experiments of a variable-speed wind generator. *IEEE transactions on Power Systems*, 2009, vol. 24, no 1, p. 407-417.
- [Esp 11] Rapport du projet Esprit financé par l'ADEME. Ilotage des installations photovoltaïques raccordées au réseau : réglementation, méthode de détection et retours de terrain. 2011. [www.photovoltaique.info/IMG/pdf/esprit\\_de\\_tection\\_i\\_lotage\\_de\\_cembre\\_2011.pdf](http://www.photovoltaique.info/IMG/pdf/esprit_de_tection_i_lotage_de_cembre_2011.pdf). [accessed April 2017].

**F**

- [Fad 12] M. FADAEI et M. A. M. RADZI. Multi-objective optimization of a stand-alone hybrid renewable energy system by using evolutionary algorithms: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2012, vol. 16, no 5, p. 3364-3369.



[For 09] D. G. FORCHETTI, G. O. GARCIA, et M. I. VALLA. Adaptive observer for sensorless control of stand-alone doubly fed induction generator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, vol. 56, no 10, p. 4174-4180.

## **G**

[Gau 14] P. GAUR et P. SINGH. Various control strategies for medium voltage high power multilevel converters: A review. In: *Recent Advances in Engineering and Computational Sciences (RAECS)*. IEEE, 2014. p. 1-6.

[Geo 09] J. I. L. GONZALEZ. Method of operating a wind turbine. U.S. Patent No 7,476,985, 13 janv. 2009.

[Geo 13] P. S. GEORGILAKIS et N. D. HATZIARGYRIOU. Optimal distributed generation placement in power distribution networks: models, methods, and future research. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2013, vol. 28, no 3, p. 3420-3428.

[Gey 12] T. GEYER et S. MASTELLONE. Model predictive direct torque control of a five-level ANPC converter drive system. *IEEE transactions on Industry Applications*, 2012, vol. 48, no 5, p. 1565-1575.

[Ghe 08] T. GHENNAM, **F. AKEL**, E. M. BERKOUK. Theoretical study and experimental validation of the direct space vector PWM control of a dc/ac converter. In: *5th International Conference on Electrical Engineering*. 27 - 29 October 2008. Batna University.

[Ghe 10] T. GHENNAM et E. M. BERKOUK. Back-to-back three-level converter controlled by a novel space-vector hysteresis current control for wind conversion systems. *Electric Power Systems Research*, 2010, vol. 80, no 4, p. 444-455.

[Ghe 11] T. GHENNAM, E. M. BERKOUK et B. FRANCOIS. A novel space-vector current control based on circular hysteresis areas of a three-phase neutral-point-clamped inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, vol. 57, no 8, p. 2669-2678.

[Gho 12] H. GHODDAMI, M. B. DELGHAVI, et A. YAZDANI. An integrated wind-photovoltaic-battery system with reduced power-electronic interface and fast control for grid-tied and off-grid applications. *Renewable Energy*, 2012, vol. 45, p. 128-137

[Gup 16] K. K. GUPTA, A. RANJAN, P. BHATNAGAR, et al. Multilevel inverter topologies with reduced device count: A review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, vol. 31, no 1, p. 135-151.

## **H**

[Hao 09] X. HAO, C. W. ZHANG et X. ZHANG. A comparison of sensorless control strategies of doubly fed induction generator. In : *International Conference on Energy and Environment Technology*, 2009. ICEET'09. IEEE, 2009. p. 3-6.

[Hat 06] N. HATZIARGYRIOU, N. JENKINS, G. STRBAC, et al. Microgrids—large scale integration of microgeneration to low voltage grids. *CIGRE C6-309*, 2006.

[He 12] H. HE, R. XIONG, H. GUO, et al. Comparison study on the battery models used for the energy management of batteries in electric vehicles. *Energy Conversion and Management*, 2012, vol. 64, p. 113-121.

[Him 11] J. JIMENO, J. ANDUAGA, J. OYARZABAL, et al. Architecture of a microgrid energy management system. *European Transactions on Electrical Power*, 2011, vol. 21, no 2, p. 1142-1158.

[Hin 04] M. HINKKANEN. Analysis and design of full-order flux observers for sensorless induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, vol. 51, no 5, p. 1033-1040.

[Hol 93] J. HOLTZ, W. LOTZKAT, A. M. KHAMBADKONE. On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode. *IEEE transactions on power electronics*, 1993, vol. 8, no 4, p. 546-553.

[Hop 00] B. HOPFENSBERGER, D. J. ATKINSON, R. A. LAKIN. Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder. IEE Proceedings-Electric power applications, 2000, vol. 147, no 4, p. 241-250.

[Hop 01] B. HOPFENSBERGER, D. J. ATKINSON. Doubly-fed ac machines: classification and comparison. In: Proc. Power Electronics and Applications (EPE), 2001, p. 27-29.

[Hua 98] C. HUA, J. LIN, C. SHEN. Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, vol. 45, no 1, p. 99-107.

[Hug 03] G. K. HUNG, C. C. CHANG, C. L. CHEN. Automatic phase-shift method for islanding detection of grid-connected photovoltaic inverters. IEEE Transactions on energy conversion, 2003, vol. 18, no 1, p. 169-173.

## **I**

[Iea 02] IEA. Evaluation of islanding detection methods for photovoltaic utility-interactive power systems. Report IEA PVPS T5-09, 2002.

[Ima 11] K. IMARAZENE, H. CHEKIREB, E. M. BERKOUK. Selective Harmonics Elimination PWM with Self-Balancing DC-link Capacitors in Five-Level Inverter. In : International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'11). 2011.

[Ire 16] International Renewable Energy Agency. Letting in the Light: How solar photovoltaics will revolutionise the electricity system. ([https://irenanewsroom.org /](https://irenanewsroom.org/)) [accessed July 2016].

[Isp 09] D. IPSAKIS, S. VOUTETAKIS, P. SEFERLIS, et al. Power management strategies for a stand-alone power system using renewable energy sources and hydrogen storage. International journal of hydrogen energy, 2009, vol. 34, no 16, p. 7081-7095.

[Iov 07] F. IOV, M. CIOBOTARU, D. SERA, et al. Power electronics and control of renewable energy systems. In : 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'07. IEEE, 2007. p. P-6-P-28.

## **J**

[Jer 04] C. JERAPUTRA, P. N. ENJETI, I. H. HWANG. Development of a robust anti-islanding algorithm for utility interconnection of distributed fuel cell powered generation. In : Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC'04. IEEE, 2004. p. 1534-1540.

[Jon 11] R. JONES, P. WAITE. Optimised power converter for multi-MW direct drive permanent magnet wind turbines. In : 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011). IEEE, 2011. p. 1-10.

## **K**

[Kac 14] G. M. KACI, A. MAHRANE, M. CHIKH, et al. Etude comparative des performances de modules photovoltaïques de différentes technologies dans un climat méditerranéen. Revue des Energies Renouvelables, 2014, vol. 17, no 2, p. 291-300.

[Kan 14] H. KANCHEV. Gestion des flux énergétiques dans un système hybride de sources d'énergie renouvelable: Optimisation de la planification opérationnelle et ajustement d'un micro réseau électrique urbain. 2014. Thèse de doctorat. Ecole Centrale de Lille.

[Kan 15] A. KANTAMNENI, L. E. BROWN, G. PARKER, et al. Survey of multi-agent systems for microgrid control. Engineering applications of artificial intelligence, 2015, vol. 45, p. 192-203.

[Kei 10] F. KIEFERNDORF, M. BASLER, L. A. SERPA, et al. A new medium voltage drive system based on ANPC-5L technology. In: International Conference on Industrial Technology (ICIT). IEEE, 2010. p. 643-649.

- [Kel 13] R. KLEIN, N. A. CHATURVEDI, J. CHRISTENSEN, et al. Electrochemical model based observer design for a lithium-ion battery. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2013, vol. 21, no 2, p. 289-301.
- [Ker 17] M. KERMADI And EM. BERKOUK. Artificial intelligence-based maximum power point tracking controllers for Photovoltaic systems: Comparative study. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, vol. 69, p. 369-386.
- [Kar 16] M. KARIMI, H. MOKHLIS, K. NAIDU, et al. Photovoltaic penetration issues and impacts in distribution network—A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016, vol. 53, p. 594-605.
- [Kha 07] M. S. KHAN, M. R. IRAVANI. Supervisory hybrid control of a micro grid system. In : *Electrical Power Conference EPC, 2007. IEEE, 2007.* p. 20-24.
- [Kha 08] M. S.KHAN, M. R. IRAVANI. Hybrid control of a grid-interactive wind energy conversion system. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, vol. 23, no 3, p. 895-902.
- [Koo 05] M. KOOT, J. T. KESSELS, B. DE JAGER, et al. Energy management strategies for vehicular electric power systems. *IEEE transactions on vehicular technology*, 2005, vol. 54, no 3, p. 771-782.
- [Kri 08] L. KRICHEN, B. FRANCOIS, A. OUALI. A fuzzy logic supervisor for active and reactive power control of a fixed speed wind energy conversion system. *Electric Power Systems Research*, 2008, vol. 78, no 3, p. 418-424.
- [Kri 15] K. S. KRISHNA, K. S. KUMAR. A review on hybrid renewable energy systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2015, vol. 52, p. 907-916.
- [Koh 16] J. H. KOH, E. Y. K NG. Downwind offshore wind turbines: Opportunities, trends and technical challenges. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016, vol. 54, p. 797-808.
- [Kou 15] S. KOURO, J. I. LEON, D. VINNIKOV, et al. Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging PV converter technology. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2015, vol. 9, no 1, p. 47-61.

## L

- [Lam 15] Q. L. LAM, A. I. BRATCU, D. RIU, et al. Multi-variable H-infinity robust control applied to primary frequency regulation in microgrids with large integration of photovoltaic energy source. In : *Industrial Technology (ICIT), 2015 IEEE International Conference on. IEEE, 2015.* p. 2921-2928.
- [Lao 12] M. LAOUR, A. MAHRANE, **F. AKEL**, et al. Modeling and simulation of a single phase photovoltaic system connected to the network under the islanding phenomenon. *The fourth International Renewable Energy Congress (IREC2012). December 25-27, 2012. Sousse, Tunisia.*
- [Lao 14] M. LAOUR, A. MAHRANE, **F. AKEL**, et al. Implementation of active anti-islanding methods protection devices for grid connected photovoltaic systems. *International journal of electrical energy*, 2014, vol. 2, p. 89-93.
- [Lav 02] N. LAVERDURE, S. BACHA, D. ROYE, et al. Elements of modelling of wind power systems with energy management: two structures in comparison. In : *28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society IECON 02. IEEE, 2002.* p. 1083-1088.
- [Lav 05] D. LAVERDURE. *Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires. Thèses de Doctorat, ENS de Cachan, 2005.*
- [Le 82] D. LE GOURIÈRES. *Énergie éolienne: Théorie, conception et calcul pratique des installations. In : Energie eolienne: theorie, conception et calcul pratique des installations. Eyrolles, 1982.*
- [Ley 09] J. LEYVA-RAMOS, M. G. ORTIZ-LOPEZ, L. H. DIAZ-SALDIERNA, et al. Switching regulator using a quadratic boost converter for wide DC conversion ratios. *IET Power Electronics*, 2009, vol. 2, no 5, p. 605-613.
- [Li 07] W. LI, D. XU, W. ZHANG, et al. Research on wind turbine emulation based on DC motor. In : *Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE Conference on. IEEE, 2007.* p. 2589-2593.

- [Li 09] J. LI, S. BHATTACHARYA, S. LUKIC, et al. Multilevel active NPC converter for filterless grid-connection for large wind turbines. In : Proc. IEEE IECON. 2009. p. 4619-4624.
- [Li 14] C. LI, C. CAO, Y. CAO, et al. A review of islanding detection methods for microgrid. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2014, vol. 35, p. 211-220.
- [Li 15] B. LI, R. YANG, D XU, et al. Analysis of the phase-shifted carrier modulation for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, vol. 30, no 1, p. 297-310.
- [Lin 10] W. M. LIN, C. M. HONG, F. S. CHENG. On-line designed hybrid controller with adaptive observer for variable-speed wind generation system. *Energy*, 2010, vol. 35, no 7, p. 3022-3030.
- [Lis 04] M. LISERRE, F. BLAABJERG, A. DELLAQUILA. Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter. *International journal of electronics*, 2004, vol. 91, no 8, p. 445-460.
- [Lis 10] M. LISERRE, T. SAUTER, J. Y. HUNG. Future energy systems: Integrating renewable energy sources into the smart power grid through industrial electronics. *IEEE industrial electronics magazine*, 2010, vol. 4, no 1, p. 18-37.
- [Lis 11] M. LISERRE, R. CARDENAS, M. MOLINAS, et al. Overview of multi-MW wind turbines and wind parks. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no 4, p. 1081-1095.
- [Liu 10] C. LIU, K. T. CHAU, X. ZHANG. An efficient wind-photovoltaic hybrid generation system using doubly excited permanent-magnet brushless machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, vol. 57, no 3, p. 831-839.
- [Lop 07] J. P. LOPES, N. HATZIARGYRIOU, J. MUTALE, et al. Integrating distributed generation into electric power systems: A review of drivers, challenges and opportunities. *Electric power systems research*, 2007, vol. 77, no 9, p. 1189-1203.
- [Lu 05] B. LU, M. SHAHIDEHPOUR. Short-term scheduling of battery in a grid-connected PV/battery system. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2005, vol. 20, no 2, p. 1053-1061.

## **M**

- [Ma 09] L. MA, T. KERKES, R. TEODORESCU, et al. The high efficiency transformer-less PV inverter topologies derived from NPC topology. In : 13th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'09. IEEE, 2009. p. 1-10.
- [Mah 10] A. MAHRANE, A. GUENOUNOU, Z. SMARA, et al. Test bench for photovoltaic modules. In: *International Symposium on Environment Friendly Energies in Electrical Applications*. November, 2010.
- [Mak 91] D. MAKSIMOVIC, S. CUK. Switching converters with wide DC conversion range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1991, vol. 6, no 1, p. 151-157.
- [Man 12] M. MANSOUR, M. N. MANSOURI, M. F. MIMOUNI. Performance Evaluation of a Flywheel Energy-Storage System Associated to a Variable-Speed Wind Generator. In : *Sustainability in Energy and Buildings*. Springer Berlin Heidelberg, 2012. p. 201-211.
- [Mar 98] A. MARQUET, C. LEVILLAIN, A. DAVRIU, et al. Stockage d'électricité dans les systèmes électriques. *Techniques de l'ingénieur. Génie électrique*, 1998, vol. 8, no D4030, p. D4030. 1-D4030. 29.
- [Mar 99] C. A. MARTINS, T. A. MEYNARD, X. ROBOAM, et al. A predictive sampling scale model for direct torque control of the induction machine fed by multilevel voltage-source inverters. *The European Physical Journal Applied Physics*, 1999, vol. 5, no 1, p. 51-61.
- [Mar 01] J. MARTIN. Énergies éoliennes. *Techniques de l'ingénieur*, 1997, no B8585 V1.
- [Mar 11] G. D. MARQUES, V. F. PIRES, S. SOUSA, et al. A DFIG sensorless rotor-position detector based on a hysteresis controller. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2011, vol. 26, no 1, p. 9-17.

- [Mar 13] D. C. MARTINS. Analysis of a three-phase grid-connected PV power system using a modified dual-stage inverter. *ISRN Renewable Energy*, 2013, vol. 2013.
- [Mei 06] J. MEILI, S. PONNALURI, L. A. SERPA, et al. Optimized pulse patterns for the 5-level ANPC converter for high speed high power applications. In : 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, IECON 2006. IEEE, 2006. p. 2587-2592.
- [Mem16] Ministry of Energy and Mines. Renewable energy and energy efficiency program. (<http://www.mem-algeria.org>) [accessed Jun 2016].
- [Mer 13] F. MERAHI, E. M. BERKOUK. Back-to-back five-level converters for wind energy conversion system with DC-bus imbalance minimization. *Renewable Energy*, 2013, vol. 60, p. 137-149.
- [Mes 16] T. MESBAHI, A. OUARI, T. GHENNAM, et al. A hybrid wind energy conversion system/active filter for non linear conditions. *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, 2016, vol. 7, no 1, p. 1-8.
- [Mid 84] R. D. MIDDLEBROOK. Transformerless DC-to-DC converters with large conversion ratios. In : Telecommunications Energy Conference, 1984. INTELEC'84. International. IEEE, 1984. p. 455-460.
- [Moh 05] O. A. MOHAMMED, Z. LIU, S. LIU. A novel sensorless control strategy of doubly-fed induction machines. In : International Conference on Electric Machines and Drives, IEEE, 2005. p. 315-319.
- [Moh 10] F. A. MOHAMED, H. N. KOIVO. System modelling and online optimal management of microgrid using mesh adaptive direct search. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2010, vol. 32, no 5, p. 398-407.
- [Mor 98] L. MOREL, H. GODFROID, A. MIRZAIAN, et al. Double-fed induction machine: converter optimisation and field oriented control without position sensor. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 1998, vol. 145, no 4, p. 360-368.
- [Mou 11] M. MOUSA, M. ORABI, M. AHMED, et al. High voltage gain boost converter topology for grid connected systems. In : Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 2011. p. 4212-4217.
- [Muy 11] S. M. MUYEEN, A. AL-DURRA, J. TAMURA. Variable speed wind turbine generator system with current controlled voltage source inverter. *Energy conversion and management*, 2011, vol. 52, no 7, p. 2688-2694.
- [Mwi 09] B. MWINYIWIWA, Y. ZHANG, B. SHEN, et al. Rotor Position Phase-Locked Loop for Decoupled Control of DFIG for Wind Power Generation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2009, vol. 24, no 3, p. 758-765.

## N

- [Nab 81] A. NABAE, I. TAKAHASHI, H. AKAGI. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Transactions on industry applications*, 1981, no 5, p. 518-523.
- [Nag 02] T. NAGATA, H. SASAKI. A multi-agent approach to power system restoration. *IEEE Transactions on power systems*, 2002, vol. 17, no 2, p. 457-462.
- [Nai 08] C. NAISH, I. MCCUBBIN, O. EDBERG, et al. Outlook of energy storage technologies. European Parliament, Policy Department, Economic and Scientific Policy, 2008.
- [Neh 11] M. H. NEHRIR, C. WANG, K. STRUNZ, et al. A review of hybrid renewable/alternative energy systems for electric power generation: Configurations, control, and applications. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2011, vol. 2, no 4, p. 392-403.
- [Nich 98] C. NICHITA, A. D. DIOP, J. J. BELHACHE, et al. Control structures analysis for a real time wind system simulator. *Wind Engineering*, 1998, vol. 22, no 6, p. 275-286.
- [Ngo 09] C. NGÔ. Analyse et perspectives énergétiques mondiales. *Techniques de l'ingénieur. Génie énergétique*, 2009, no BE8515.

**Q**

[Ola 16] L. OLATOMIWA, S. MEKHILEF, M. S. ISMAIL, et al. Energy management strategies in hybrid renewable energy systems: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016, vol. 62, p. 821-835.

[Ozd 17] T. OZDEN, B. G. AKINOGLU, R. TURAN. Long term outdoor performances of three different on-grid PV arrays in central Anatolia—An extended analysis. *Renewable Energy*, 2017, vol. 101, p. 182-195.

**P**

[Pai 10] D. PAIRE. Dimensionnement et gestion d'énergie de systèmes d'entraînements électriques hybrides: application à un ascenseur avec récupération d'énergie. 2010. Thèse de doctorat. Université de Technologie de Belfort-Montbéliard.

[Pan 04] Y. PANKOW. Etude de l'intégration de la production décentralisée dans un réseau Basse Tension. Application au générateur photovoltaïque. 2004. National School Superior of Art and Trades, Lille.

[Poi 03] F. POITIERS. Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne-machine asynchrone a cage autonome-machine asynchrone a double alimentation reliée au réseau. 2003. Thèse de doctorat. Université de Nantes.

[Pol 12] M. C. POLISENO, R. A. MASTROMAURO, M. LISERRE. Transformer-less photovoltaic (PV) inverters: A critical comparison. In : *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, 2012. p. 3438-3445.

[Pro 09] L. PROTIN, S. ASTIER. Convertisseurs photovoltaïques. *Techniques de l'ingénieur. Génie électrique*, 1997, vol. 5, no D3360, p. D3360. 1-D3360. 19.

[Pul 07] S. R. PULIKANTI, V. G. AGELIDIS. Five-level active NPC converter topology: SHE-PWM control and operation principles. In : *Power Engineering Conference, 2007. AUPEC 2007. Australasian Universities. IEEE, 2007. p. 1-5.*

[Pul 08] S. R. PULIKANTI, M. S. A. DAHIDAH, V. G. AGELIDIS. SHE-PWM switching strategies for active neutral point clamped multilevel converters. In : *Power Engineering Conference, AUPEC'08. Australasian Universities. IEEE, 2008. p. 1-7.*

[Pul 09] S. R. PULIKANTI, V. G. AGELIDIS. Control of neutral point and flying capacitor voltages in five-level SHE-PWM controlled ANPC converter. In : *Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on. IEEE, 2009. p. 172-177.*

[Pul 10] S. R. PULIKANTI, G. S. KONSTANTINOU, V. G. AGELIDIS. An n-level flying capacitor based active neutral-point-clamped converter. In : *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on. IEEE, 2010. p. 553-558.*

[Pul 11] S. R. PULIKANTI, G. S. KONSTANTINOU, M. CIOBOTARU, et al. A DC-link voltage ripple compensation method for multilevel active-neutral-point-clamped converters operating with SHE-PWM. In : *IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2011. p. 4354-4360.*

[Pul 11] S. R. PULIKANTI, V. G. AGELIDIS. Hybrid flying-capacitor-based active-neutral-point-clamped five-level converter operated with SHE-PWM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no 10, p. 4643-4653.

[Pvt 05] PV-TRAC. A Vision for Photovoltaic Technology. European Commission—Photovoltaic Technology Research Advisory Council, Tech. Rep., 2005.

**R**

- [Ram 11] B. RAMACHANDRAN, S. SRIVASTAVA, C. EDRINGTON, et al. An intelligent auction scheme for smart grid market using a hybrid immune algorithm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no 10, p. 4603-4612.
- [Rey 10] J. F. REYNAUD, O. GANTET, P. ALOISI, et al. A novel distributed photovoltaic power architecture using advanced Li-ion batteries. In : *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2010 14th International. IEEE, 2010. p. S9-6-S9-12.
- [Rif 09] Y. RIFFONNEAU. Gestion des flux énergétique dans un système photovoltaïque avec stockage connecté au réseau—application à l'habitat. 2009. Thèse de doctorat. Université Joseph-Fourier-Grenoble I.
- [Rez 15] H. REZZOUK, A. MELLIT. Feasibility study and sensitivity analysis of a stand-alone photovoltaic–diesel–battery hybrid energy system in the north of Algeria. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2015, vol. 43, p. 1134-1150.
- [Ric 06] O. RICHARDOT. Réglage Coordonné de Tension dans les Réseaux de Distribution à l'aide de la Production Décentralisée. 2006. Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG.
- [Rig 14] R. RIGO-MARIANI. Méthodes de conception intégrée" dimensionnement-gestion" par optimisation d'un micro-réseau avec stockage. 2014. Thèse de doctorat. École Doctorale Génie Électrique, Électronique et Télécommunications: du système au nanosystème. Toulouse.
- [Rob 02] B. ROBYNS, Y. PANKOW, L. LECLERCQ, et al. Equivalent continuous dynamic model of renewable energy systems. In : *7th International conference on modelling and simulation of electric machines, converters and systems: electrimsacs*. 2002. p. 1-1.
- [Ros 08] J. C. ROSAS-CARO, J. M. RAMÍREZ, P. M. GARCÍA-VITE. Novel DC-DC multilevel boost converter. In : *Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008*. IEEE, 2008. p. 2146-2151.
- [Ros 10] J. C. ROSAS-CARO, J. M. RAMIREZ, F. Z. PENG, et al. A DC-DC multilevel boost converter. *IET Power Electronics*, 2010, vol. 3, no 1, p. 129-137.

## S

- [San 08] J. A. SANCHEZ, C. VEGANZONES, S. MARTINEZ, et al. Dynamic model of wind energy conversion systems with variable speed synchronous generator and full-size power converter for large-scale power system stability studies. *Renewable Energy*, 2008, vol. 33, no 6, p. 1186-1198.
- [Sch 99] R. SCHERER. Blade design aspects. *Renewable energy*, 1999, vol. 16, no 1-4, p. 1272-1277.
- [Sam 09] G. T. SAMSON, T. M. UNDELAND, O. ULLEBERG, et al. Optimal load sharing strategy in a hybrid power system based on pv/fuel cell/battery/supercapacitor. In : *International Conference on Clean Electrical Power*, IEEE, 2009. p. 141-146.
- [Sar 15] R. SARRIAS-MENA, L. M. FERNÁNDEZ-RAMÍREZ, C. A. GARCÍA-VÁZQUEZ, et al. Dynamic evaluation of two configurations for a hybrid DFIG-based wind turbine integrating battery energy storage system. *Wind Energy*, 2015, vol. 18, no 9, p. 1561-1577.
- [Say 15] S. SEYED EHSAN. Modeling of lithium-ion battery performance and thermal behavior in electrified vehicles. 2015. Thèse de doctoat Waterloo, Ontario, Canada.
- [Sey 16] M. SEYEDMAHMOUDIAN, B. HORAN, T. K. SOON, R. Rahmani, et al. State of the art artificial intelligence-based MPPT techniques for mitigating partial shading effects on PV systems—A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016, vol. 64, p. 435-455.
- [She 65] C. M. SHEPHERD. Design of primary and secondary cells II. An equation describing battery discharge. *Journal of the Electrochemical Society*, 1965, vol. 112, no 7, p. 657-664.
- [She 09] B. SHEN, B. MWINYIWIWA, Y. ZHANG, et al. Sensorless maximum power point tracking of wind by DFIG using rotor position phase lock loop (PLL). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, vol. 24, no 4, p. 942-951.

[Ser 07] L. A. SERPA. Current control strategies for multilevel grid connected inverters. 2007. Thèse de doctorat. Swiss Federal Institute Of Technology, Zurich.

[Ser 08a] L. A. SERPA, P. K. STEIMER, J. W. KOLAR. Virtual-flux decoupling hysteresis control for the five-level ANPC inverter connected to the grid. In : 34th Annual Conference of IEEE. Industrial Electronics, IECON 2008. IEEE, 2008. p. 3339-3344.

[Ser 08b] L. A. SERPA, P. M. BARBOSA, P. K. STEIMER, et al. Five-level virtual-flux direct power control for the active neutral-point clamped multilevel inverter. In : Power Electronics Specialists Conference, PESC 2008. IEEE, 2008. p. 1668-1674.

[Sin 15] S. SINHA, S. S. CHANDEL. Review of recent trends in optimization techniques for solar photovoltaic-wind based hybrid energy systems. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2015, vol. 50, p. 755-769.

[Son 12] Z. SONG, T. SHI, C. XIA, et al. A novel adaptive control scheme for dynamic performance improvement of DFIG-Based wind turbines. Energy, 2012, vol. 38, no 1, p. 104-117.

[Sor 09] E. SORTOMME, M. A. EL-SHARKAWI. Optimal power flow for a system of microgrids with controllable loads and battery storage. In : Power Systems Conference and Exposition, 2009. PSCE'09. IEEE/PES. IEEE, 2009. p. 1-5.

[Sta 08] M. STARKE, F. LI, L. M. TOLBERT, et al. AC vs. DC distribution: maximum transfer capability. In : Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, IEEE, 2008. p. 1-6.

## **T**

[Tah 07] T. THACKER, F. WANG, R. BURGOS, et al. Islanding detection using a coordinate transformation based phase-locked loop. In : Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE, 2007. p. 1151-1156.

[Tak 79] E. S. TAKLE, R. H. SHAW. Complimentary nature of wind and solar energy at a continental mid-latitude station. International Journal of Energy Research, 1979, vol. 3, no 2, p. 103-112.

[Tan 14] G. TAN, Q. DENG, Z. LIU. An optimized SVPWM strategy for five-level active NPC (5L-ANPC) converter. IEEE Transactions on power electronics, 2014, vol. 29, no 1, p. 386-395.

[Tel 09] S. TELEKE, M. E. BARAN, A. Q. HUANG, et al. Control strategies for battery energy storage for wind farm dispatching. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2009, vol. 24, no 3, p. 725-732.

[Teo 11] R. TEODORESCU, M. LISERRE, P. RODRIGUEZ. Grid converters for photovoltaic and wind power systems. John Wiley & Sons. 2011.

[Tre09] O. TREMBLAY, L. A. DESSAINT. Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications. World Electric Vehicle Journal, 2009, vol. 3, no 1, p. 1-10.

## **V**

[Val 05] F. VALENCIAGA, P. F. PULESTON. Supervisor control for a stand-alone hybrid generation system using wind and photovoltaic energy. IEEE transactions on energy conversion, 2005, vol. 20, no 2, p. 398-405.

[Vil 09] M. G. VILLALVA, J. R. GAZOLI, E. RUPPERT FILHO. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. IEEE Transactions on power electronics, 2009, vol. 24, no 5, p. 1198-1208.

[Vu 10] T. VU, X. LE PIVERT, C. SCHAEFFER. Optimal integration of distributed energy storage and small generators into an islanded microgrid with renewable source. In : 1ère Conférence Franco-Syrienne sur les énergies renouvelables. CFSER 2010, Damas. 24-28 Octobre 2010.

[Vu 11] T. VU. Répartition des moyens complémentaires de production et de stockage dans les réseaux faiblement interconnectés ou isolés. 2011. Thèse de doctorat. Université Grenoble Alpes.



**W**

- [Wan 08] C. WANG, M. H. NEHRIR. Power management of a stand-alone wind/photovoltaic/fuel cell energy system. *IEEE transactions on energy conversion*, 2008, vol. 23, no 3, p. 957-967.
- [Wan 12a] K. WANG, Z. ZHENG, Y. LI, et al. Multi-objective Optimization PWM control for a back-to-back five-level ANPC converter. In : *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, 2012. p. 3514-3519.
- [Wan12b] B. WANG, I. HOUSSAMO, M. SECHILARIU, et al. A simple PV constrained production control strategy. In : *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, IEEE, 2012. p. 969-974.
- [Wan 13a] H. WANG, M. LISERRE, F. BLAABJERG. Toward reliable power electronics: Challenges, design tools, and opportunities. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2013, vol. 7, no 2, p. 17-26.
- [Wan 13b] K. WANG, Z. ZHENG, Y. LI, et al. Capacitor voltage balancing of five-level ANPC converter based on zero-sequence voltage injection using PS-PWM. In : *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, 2013. p. 4035-4040.
- [Wel 07] R. L. WELCH, G. K. VENAYAGAMOORTHY. Optimal control of a photovoltaic solar energy system with adaptive critics. In : *International Joint Conference on Neural Networks IJCNN 2007*. IEEE, 2007. p. 985-990.

**X**

- [Xu 95] L. XU, W. CHENG. Torque and reactive power control of a doubly fed induction machine by position sensorless scheme. *IEEE transactions on Industry Applications*, 1995, vol. 31, no 3, p. 636-642.

**Y**

- [Yai 14] M. R. YAICHE, A. BOUHANIK, S. M. A. BEKKOUCHE, et al. Revised solar maps of Algeria based on sunshine duration. *Energy Conversion and Management*, 2014, vol. 82, p. 114-123.
- [Yan 09] S. YANG, V. AJJARAPU. Sensorless control of the doubly-fed induction generator for wind energy generations using a speed-adaptive full-order flux observer. In : *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*. IEEE, 2009. p. 1951-1957.
- [Yan 15] Y. YANG, F. BLAABJERG. Overview of single-phase grid-connected photovoltaic systems. *Electric Power Components and Systems*, 2015, vol. 43, no 12, p. 1352-1363.
- [Ye 04] Z. YE, R. WALLING, L. GARCES, et al. Study and development of anti-islanding control for grid-connected inverters. *National Renewable Energy Laboratory*, 2004.
- [Ye 05] Z. YE, M. DAME, B. D. KROPOSKI. Grid-connected inverter anti-islanding test results for general electric inverter-based interconnection technology. *National Renewable Energy Laboratory*, 2005.

**Z**

- [Zho 99] D. ZHOU, A. PIETKIEWICZ, S. CUK. A three-switch high-voltage converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1999, vol. 14, no 1, p. 177-183.
- [Zho 09] T. ZHOU, B. FRANÇOIS. Modeling and control design of hydrogen production process for an active hydrogen/wind hybrid power system. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2009, vol. 34, no 1, p. 21-30.
- [Zho 11] T. ZHOU, B. FRANÇOIS. Energy management and power control of a hybrid active wind generator for distributed power generation and grid integration. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, vol. 58, no 1, p. 95-104.