

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي



BADJI MOKHTAR - ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR -ANNABA

جامعة باجي مختار - عنابة

Année 2016

Faculté des sciences de l'ingénierat
Département d'électrotechnique

THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en Sciences

*Etude et modélisation des convertisseurs statiques
dans une chaine éolienne à base de la GADA*

Option
Commande Electrique

Par
Ghoudelbourk Sihem

DEVANT LE JURY :

Président	: Pr. OUARI Ahmed	Prof. Université de Annaba
Rapporteur	: Pr. OMEIRI Amar	Prof. Université de Annaba
Co-encadreur	: Pr. DIB Djalel	Prof. Université de Tébessa
Examineurs	: Pr. LABAR Hocine	Prof. Université de Annaba
	Pr. LEMZADMI Ahcène	Prof. Université de Guelma
	Pr. Jean Félix DURASTANTI	Prof. Université de Créteil-Paris

Soutenue le : 05/05/2016

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي



BADJI MOKHTAR - ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR -ANNABA

جامعة باجي مختار - عنابة

Année 2016

Faculté des sciences de l'ingénierat
Département d'électrotechnique

THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat en Sciences

*Etude et modélisation des convertisseurs statiques
dans une chaine éolienne à base de la GADA*

Option
Commande Electrique

Par
Ghoudelbourk Sihem

DEVANT LE JURY :

Président	: Pr. OUARI Ahmed	Prof. Université de Annaba
Rapporteur	: Pr. OMEIRI Amar	Prof. Université de Annaba
Co-encadreur	: Pr. DIB Djalel	Prof. Université de Tébessa
Examineurs	: Pr. LABAR Hocine	Prof. Université de Annaba
	Pr. LEMZADMI Ahcène	Prof. Université de Guelma
	Pr. Jean Félix DURASTANTI	Prof. Université de Créteil-Paris

Soutenue le : 05/05/2016

المخلص

في هذا العمل نقدم مساهمة للتحكم في سلسلة الطاقة المتجددة الناجمة عن الرياح و القائمة على أساس مولد لا تزامني مزدوج التغذية بمشاركة مبدلات ساكنة لتحسين نوعية الطاقة الكهربائية المنبعثة من المولد اللاتزامني (GADA) باتجاه الشبكة الكهربائية.

النماذج الرياضية لكل عنصر من سلسلة الطاقة المتجددة الناجمة عن الرياح بجانب العنفة تم إعدادها و التحكم MPPT أنجز من أجل ضمان قيادة شاملة من حيث درجة الميل و الانحراف (Pitch Control) وهذا بمعية منظمات كسرية (PI α). مراقبة غير مباشرة و منفصلة عن الاستطاعات الفعالة و الارتكاسية المنتجة من طرف دوار المولد اللاتزامني تم إعدادها بمنظمات تناسبية تكاملية- منطق غامض (PI-Flou) .
تم وضع النموجة , التحكم , التنظيم و التحليل لأداء سلسلة الطاقة المتجددة الناجمة عن الرياح المعتمدة أساسا على مولد لاتزامني و التي تتغذى بواسطة مبدلات ساكنة مثل :

- موجات ثلاثية الطور متعددة المستويات بتركيب NPC (Neutral Point Clamped) تحكم بتعديل في عرض النبضة (MLI) مغذات بالطاقة الشمسية (PV) .
 - موجات ثلاثية الطور متعددة المستويات بتركيب NPC تحكم بتعديل شعاعي SVM (Space Vector Modulation) مغذات بالطاقة الشمسية (PV) .
 - مبدل ذو مصفوفة متحكم فيه بتقنية تعديل الفرق بين أخطاء القيم المقاسة و قيم الخروج المرجوة (LMSE) .
- كفاءات وأداء مختلف استراتيجيات التعديل للمولد اللاتزامني باستعمال مختلف التغذية بواسطة المبدلات الساكنة تم تقييمها على أساس التحليل الطيفي لتيار الساكن و هذا عن طريق حساب ومقارنة التشوه التوافقي (THD).

الكلمات المفتاحية :

التحكم في درجة الميل و الانحراف (Pitch Control)- مولد لا تزامني بتغذيتين (GADA) - موجات متعددة المستويات - تحكم بتعديل في عرض النبضة (MLI) -تحكم بتعديل شعاعي (SVM)- مبدلات بمصفوفة- منضم تناسبية تكاملية- منطق غامض (PI-Flou) - النقطة الأعظمية للاستطاعة (MPPT) - منضم كسري.

Abstract

In this work we present a contribution to the robust control of a wind chain based on a doubly fed induction generator (DFIG) associated with static converters which aim to improve the power quality delivered by the DFIG to electric networks.

Mathematical models of each element of the wind turbine of the wind chain side are developed and MPPT control is performed to ensure a pitch control with fractional regulators (PI^α). A separate indirect control of active and reactive power generated by the stator of the DFIG is developed with PI-fuzzy regulators.

Modeling, control, regulation and performance analysis of a wind turbine based on DFIG supplied by static converters are developed with different structures such as:

- Three phase Neutral Point Clamped (NPC) inverters multilevel structure controlled with pulse width modulation (MLI) supplied by a PV system.
- Three phases multilevel inverter with NPC structure with Space vector modulation (SVM) Vector control supplied by a PV system.
- Matrix converter controlled by the modulation technique of the difference errors between the measured values and the desired output values. Least Mean Square error (LMSE).

The performance of different strategies for the regulation of DFIG using different supplies by static converters are evaluated based on a spectral analysis of the stator current by calculating and comparing the total harmonic distortion (THD).

Keywords:

Pitch control, doubly fed induction generator (DFIG), multilevel inverter, PWM control, SVM control, matrix converter, fuzzy PI controller, and fractional controller.

Résumé

Dans ce travail nous présentons une contribution à la commande robuste d'une chaîne éolienne à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) associée à des convertisseurs statiques qui ont pour objectif d'améliorer la qualité d'énergie délivrée par la GADA aux réseaux électriques.

Les modèles mathématiques de chaque élément de la chaîne éolienne du côté turbine sont élaborés et une commande MPPT est réalisée pour assurer un pitch contrôle avec des régulateurs fractionnaires (PI^α). Un contrôle indirect séparé des puissances active et réactive générées par le stator de la GADA est élaboré avec des régulateurs PI-flou.

La modélisation, la commande, la régulation et l'analyse des performances d'une éolienne à base de GADA alimentée par des convertisseurs statiques sont établies avec des différentes structures tels que :

- Onduleurs multiniveaux triphasés clampé par le neutre (NPC) à commandé en modulation de largeur d'impulsion (MLI) alimenté par un système photovoltaïque (PV).
- Onduleur multiniveaux triphasé à structure NPC à modulation des vecteurs spatiaux (SVM) alimenté par un système PV.
- Convertisseur matriciel contrôlé par la technique de modulation de la différence des erreurs entre les valeurs mesurées et les valeurs de sorties désirées (Least Mean Square erreurs LMSE).

Les performances des différentes stratégies de régulation de la GADA en utilisant des différentes alimentations par convertisseurs statiques sont évaluées à base d'une analyse spectrale du courant statorique en calculant et comparant les taux de distorsion harmoniques (THD).

Mots clés :

Pitch contrôle, Génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), Onduleur multiniveaux, Commande MLI, Commande SVM, Convertisseur matriciel, Régulateur PI flou, Régulateur fractionnaire.

DéDicace

Je dédie ce modeste travail :

- A la mémoire de mon très adorable père qui m'a toujours poussé et motivé dans mes études. J'espère que, du monde qui est sien maintenant, il apprécie cet humble geste comme preuve de reconnaissance .Puisse Dieu, le tout puissant, l'avoir en sa sainte miséricorde !
- A ma très chère mère Halima. Qu'elle sache que l'amour qu'elle me donne continue à m'animer et me permet d'envisager l'avenir comme un défi.
- A mes très chers bien aimés mes deux fils Mouad et Rached
- A mon très chère grand frère Samir et sa femme Zina et ses deux enfants.
- A mon adorable frère Radouan et sa femme Amel et ses deux enfants.
- A ma grande sœur Soraya et son adorable mari Hamid et ses deux enfants.
- A ma très chère sœur Mina et son mari Anter et leurs adorable fis

Un très grand merci à Samir ; Soraya ;Radouan ;Mina qui m'ont, toujours soutenue et aidé durant mes études et d'avoir cru en moi et m'ont surtout toujours encouragée à me surpasser.

- A mes anciens collègues de l'INSFP Didouche mourad Annaba (Institut National Supérieur de Formation Professionnel).
- A mes collègues de travaille de l'université de Tébessa et un grand merci pour le Pr Dib pour ses précieux conseilles et un grand merci pour Dr Djebbar pour son aide.
- A tous ceux qui me sont chers.

Remerciements

Le travail présenté dans cette thèse a été réalisé au sein du département d'Électrotechnique, faculté des sciences de l'ingénierie, Université Badji Mokhtar Annaba.

J'aimerais tout d'abord remercier mon directeur de thèse Pr A.Omeiri Professeur à l'Université de Annaba pour son encadrement qui a tout fait pour m'aider, qui m'a soutenu et surtout supporté dans tout ce que j'ai entrepris un grand merci pour m'avoir conduit à ce jour mémorable.

Je voudrais aussi remercier grandement le Pr D.Dib Professeur à l'Université de Tébessa pour son Co-encadrement et pour toute son aide. Je suis ravie d'avoir travaillé en sa compagnie car outre son appui scientifique, il a toujours été là pour me soutenir et me conseiller au cours de l'élaboration de cette thèse c'est un honneur pour moi de travailler avec lui.

Je remercie aussi Pr A.Ouari Professeur à l'université de Badji Mokhtar Annaba de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance.

Je remercie Pr : H.Labar Professeur à l'université de Badji Mokhtar Annaba, A.Lemzadmi , Professeur à l'université de Guelma , pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury de soutenance.

Je tiens vivement à remercier Pr. Jean Félix DURASTANTI Professeur à l'Université de Créteil-Paris, pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury de soutenance et un grand merci d'avoir accepté de se déplacer à Annaba pour participer à ce jury.

Je souhaite exprimer ma gratitude à Mr le Recteur de l'Université Larbi Tébessi -Tébessa, Pr. Said Fekra pour m'avoir encouragé et accordé l'opportunité de finaliser ma thèse.

Je tiens aussi à remercier Pr. Zhengyu Line Professeur à Aston Université (UK) et toute l'équipe de recherche Electronic and Power Engineering de m'avoir accueilli au sein de leur laboratoire de recherche .Je lui suis profondément reconnaissante de m'avoir fait bénéficier de ses connaissances tout au long de mon stage.

Je remercie donc toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de cette thèse en particulier ma mère et j'espère qu'aujourd'hui, l'aboutissement de ce travail couronnera tes sacrifices.

Liste des tableaux		
Tableaux	Titres	N°
Tableau 1.1	Capacités mondiale (1997 ~ 2015).....	08
Tableau 1.2	Rang mondial des Puissances éoliennes installées (fin 2015).	08
Tableau 1.3	Rang des Puissances éoliennes installées dans l'Afrique (fin 2015).....	09
Tableau 1.4	Evolution de diamètre et de hauteur des l'éoliennes	13
Tableau 2.1	Les tensions de sorties de l'onduleur à deux niveaux en fonction des états des interrupteurs.....	48
Tableau 2.2	Algorithme de commande de l'onduleur à deux niveaux.....	50
Tableau 2.3	La base des règles de contrôle PI-flou	56
Tableau 3.1	Algorithme de commande de l'onduleur à trois niveaux.....	76
Tableau 3.2	Algorithme de commande de l'onduleur à cinq niveaux.....	77
Tableau 3.3	Algorithme de commande de l'onduleur à sept niveaux.....	78
Tableau 3.4	Algorithme de commande de l'onduleur à neuf niveaux.....	79
Tableau 3.5	THD(U_{ab}) des onduleurs multiniveaux.....	79
Tableau 3.6	Algorithme de détection des secteurs (<i>b</i>). Cas de l'HexB.....	83
Tableau 3.7	Algorithme de détection des secteurs (<i>c</i>). Cas de l'HexC.....	83
Tableau 4.1	Comparaison de THD de courant statorique pour un vent à vitesse variable (Alimentation de la GADA par des onduleurs multiniveaux).....	96
Tableau 4.2	Conditions d'appartenances dans les 13 secteurs.....	99
Tableau 4.3	Représentation des 21 vecteurs	99

<i>Liste des figures</i>		
<i>Figures</i>	<i>Titres</i>	<i>Page</i>
Chapitre I		
Figure 1.1	Moulin à vent depuis le 11 ^{ème} siècle [7].....	06
Figure 1.2	Charles F. Brush [8].....	06
Figure 1.3	Le Danois Poul La cour [9].....	06
Figure 1.4	Johannes Juul [10].....	07
Figure 1.5	Evolution de la capacité éolienne installée dans le monde	08
Figure 1.6	Puissance éolienne installée dans le monde fin 2015	08
Figure 1.7	Puissance éolienne installée dans l'Afrique fin 2015	09
Figure 1.8	Carte du vent en Algérie à 10 m [17].....	10
Figure 1.9	Eoliennes à axe vertical [18].....	11
Figure 1.10	Différentes déclinaisons des éoliennes à axe vertical de type Darrieus [18].....	11
Figure 1.11	Eolienne à axe vertical et à axe horizontal [19].....	12
Figure 1.12	Caractéristiques techniques d'une éolienne (source Vesta).....	13
Figure 1.13	Evolution de : puissance, rayon et hauteur de l'éolienne	13
Figure 1.14	Eolienne à vitesse fixe directement connectée au réseau électrique.....	15
Figure 1.15	Puissance mécanique en fonction de la vitesse mécanique.....	16
Figure 1.16	GADA avec contrôle du glissement par l'énergie dissipée.....	17
Figure 1.17	GADA à structure Kramer.....	17
Figure 1.18	Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur.....	18
Figure 1.19	Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.....	19
Figure 1.20	Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.....	20
Figure 1.21	Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone.....	20
Figure 1.22	Fonctionnement en mode génératrice hypos-synchrone.....	21
Figure 1.23	Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone.....	21
Figure 1.24	Chaine éolienne à base de la GADA connecté au réseau.....	22
Figure 1.25	GADA alimentée par un onduleur à 2 niveaux SVM [32].....	24
Figure 1.26	Analyse spectrale et THD du Courant statorique i_{sa} [32].....	23
Figure 1.27	GADA alimentée par onduleur (NPC) à 3 niveaux à commande SMV [33].....	24
Figure 1.28	Analyse spectrale et THD du courant i_{sa} [33].....	25
Figure 1.29	GADA alimentée par CMT [37].....	25
Chapitre II		
Figure 2.1	Schéma de la chaine de conversion.....	27
Figure 2.2	Modèle mécanique de la turbine éolienne.....	28
Figure 2.3	Simulation de la vitesse du vent en un point.....	30
Figure 2.4	Profil du vent avec un filtrage spatial sous Simulink	31
Figure 2.5	Mesure du vent avant et après le filtrage.....	31
Figure 2.6	Coefficient de puissance $C_p(\lambda, \beta)$	32
Figure 2.7	Modèle de la partie mécanique de l'éolienne	34
Figure 2.8	Caractéristique couple-vitesse mécanique de la turbine	34
Figure 2.9	Caractéristique puissance - vitesse mécanique de la turbine	34
Figure 2.10	Zones de fonctionnement de l'éolienne.....	34
Figure 2.11	Zone II(MPPT) et zone III (Pitch contrôle).....	35

Figure 2.12	Schéma bloc de l'asservissement de la vitesse mécanique de la turbine.....	36
Figure 2.13	Résultats de fonctionnement dans zone II avec asservissement de vitesse mécanique.....	37
Figure 2.14	Control de la puissance mécanique en zone II avec vitesse du vent variable.....	38
Figure 2.15	Orientation des pales [47]	38
Figure 2.16	Contrôle de la puissance électrique.....	39
Figure 2.17	Schéma bloc de la commande et contrôle de la puissance mécanique dans les zones II et III.....	39
Figure 2.18	Exemple de contrôleur PI et de PI ^α fractionnaire.....	40
Figure 2.19	Pitch angle avec des régulateurs classique et PI fractionnaires.....	42
Figure 2.20	Contrôle de la puissance mécanique dans la zone III avec vitesse du vent variable...	43
Figure 2.21	Structure interne de la GADA.....	48
Figure 2.22	Onduleur de tension à deux niveaux.....	49
Figure 2.23	Schéma bloc de la commande directe avec PI classique.....	51
Figure 2.24	Schéma bloc du système de régulation.....	52
Figure 2.25	Schéma bloc de la commande directe de la GADA sous Simulink.....	53
Figure 2.26	Commande séparé directe des Puissances active et réactive avec vitesse du vent constante.....	54
Figure 2.27	Commande séparé directe des Puissances active et réactive avec vitesse du vent variable.....	55
Figure 2.28	Schéma bloc du réglage indirect avec PI-flou.....	55
Figure 2.29	Structure d'un régulateur PI-flou.....	55
Figure 2.30	Fonctions d'appartenances des différents variables linguistiques (RLF de puissance)	56
Figure 2.31	Schéma bloc sous Simulink du réglage indirect avec PI-flou.....	57
Figure 2.32	Commande séparé indirecte des Puissances active et réactive PI-Flou avec vitesse du vent variable.....	57
Chapitre III		
Figure 3.1	Système PV.....	59
Figure 3.2	Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque.....	60
Figure 3.3	Caractéristique d'un module PV.....	61
Figure 3.4	Influence de l'éclairement sur le PV.....	62
Figure 3.5	Influence de la température sur le PV.....	62
Figure 3.6	Association des modules en PV série	63
Figure 3.7	Association des modules en parallèles.....	63
Figure 3.8	Association mixte $N_s \times N_p$ modules solaires.....	64
Figure 3.9	Convertisseur (DC/DC) survolteur de tension (type boost).....	64
Figure 3.10	Algorithme de la Perturbation et Observation (P&O).....	66
Figure 3.11	Variation de l'éclairement.....	66
Figure 3.12	Puissance du PV pour une T=25°C.....	66
Figure 3.13	Topologie de convertisseur à 2 niveaux.....	67
Figure 3.14	Topologie de convertisseur à 3 niveaux.....	68
Figure 3.15	Topologie de convertisseur à n niveaux.....	68
Figure 3.16	Tension de sortie et son analyse spectrale.....	68
Figure 3.17	Structure triphasée d'un convertisseur multiniveaux à potentiel distribué.....	69
Figure 3.18	Topologie d'un bras à potentiel distribué.....	69
Figure 3.19	Structure pyramidale.....	71
Figure 3.20	Topologie à potentiel distribué.....	71
Figure 3.21	Topologie des multiniveaux à cellules imbriquées.....	71
Figure 3.22	Mise en série de deux onduleurs monophasés par phase.....	73
Figure 3.23	Possibilités de commutation.....	73
Figure 3.24	Exemple de topologies hybrides.....	74

Figure 3.25	Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux	75
Figure 3.26	Structure de l'onduleur triphasé NPC à cinq niveaux.....	76
Figure 3.27	Structure de l'onduleur NPC à sept niveaux.....	77
Figure 3.28	Structure de l'onduleur NPC à neuf niveaux.....	78
Figure 3.29	THD% (U_{ab}) des onduleurs multiniveaux.....	80
Figure 3.30	Résultats de la simulation de l'onduleur à trois niveaux type NPC (MLI).....	80
Figure 3.31	Résultats de la simulation de l'onduleur à cinq niveaux type NPC (MLI).....	80
Figure 3.32	Résultats de la simulation de l'onduleur à sept niveaux type NPC (MLI).....	81
Figure 3.32	Résultats de la simulation de l'onduleur à neuf niveaux type NPC (MLI).....	81
Figure 3.34	Hexagones en fonction des ordres de commutation.....	82
Figure 3.35	Système à base de convertisseur matriciel.....	84
Figure 3.36	Structure interne du convertisseur matriciel.....	85
Figure 3.37	Etats des interrupteurs du convertisseur matriciel pour une période $f_c=50$ Hz et $f_s=25$ Hz.....	88
Figure 3.38	Résultats de simulation ; $f_s=25$ Hz ; $U_{maxe}=220$ V ; $U_{maxs}=210$ V.....	88
Figure 3.39	Résultats de simulation ; $f_s=50$ Hz ; $U_{maxe}=220$ V ; $U_{maxs}=210$ V.....	89
Figure 3.40	Résultats de simulation ; $f_s=100$ Hz ; $v_{maxe}=220$ V ; $v_{maxs}=210$ V.....	89
Chapitre IV		
Figure 4.1	GADA alimentée par un onduleur NPC à trois niveaux (MLI).....	92
Figure 4.2	Résultat de l'alimentation de la GADA par un onduleur NPC à trois niveaux (MLI)	92
Figure 4.3	GADA alimentée par un onduleur NPC à cinq niveaux (MLI).....	93
Figure 4.4	Résultats de la GADA alimentée par un onduleur NPC à cinq niveaux (MLI).....	93
Figure 4.5	GADA alimentée par un onduleur NPC à sept niveaux (MLI).....	94
Figure 4.6	Résultats de la GADA alimentée par un onduleur NPC triphasé à 7 niveaux MLI...	94
Figure 4.7	GADA alimentée par un onduleur NPC à neuf niveaux (MLI).....	95
Figure 4.8	Résultats de la GADA alimentée par un onduleur triphasé à neuf niveaux (MLI)...	95
Figure 4.9	Evolution du THD de i_{sa} en fonction de la vitesse du vent de la GADA alimenté par des onduleurs multiniveaux.....	96
Figure 4.10	Alimentation de la GADA par un onduleur trois niveaux SVM	97
Figure 4.11	Représentation des 13 secteurs.....	97
Figure 4.12	Les vecteurs dans le plan α, β d'un onduleur à trois niveaux.....	98
Figure 4.13	Les trois hexagones de l'onduleur à trois niveaux SVM.....	99
Figure 4.14	Analyse spectral du courant $i_{s\alpha}$ à l'instant 0.25s [109]	100
Figure 4.15	Schéma bloc sous Sumilnk de la GADA alimentée par un onduleur à trois niveaux SVM	101
Figure 4.16	Résultats de l'alimentation de la GADA par un onduleur à trois niveaux SVM à 21 vecteurs	101
Figure 4.17	Analyse spectral du courant $i_{s\alpha}$ à l'instant 0.25s [33].....	101
Figure 4.18	Structure interne du CMT.....	102
Figure 4.19	GADA alimentée par un convertisseur matriciel.....	103
Figure 4.20	Résultats de l'alimentation de la GADA par un CMT.....	104

<i>Notations et Symboles</i>	
<i>MADA</i>	Machine asynchrone à double alimentation.
<i>GADA</i>	Génératrice asynchrone à double alimentation
<i>NPC</i>	Neutral Point Clamped
<i>THD</i>	Taux de distorsion d'harmonique
<i>MLI</i>	Modulation de largeur d'impulsion
<i>GER</i>	Générateur d'énergie renouvelable
<i>CMT</i>	Convertisseur matriciel triphasé
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolair Transistor
<i>GTO</i>	Gate Turn Off
<i>DC</i>	Source continue
<i>Boost</i>	Hacheur parallèle
<i>P&O</i>	Technique de Perturbation et Observation
<i>MPPT</i>	Point de puissance maximal
<i>PPF</i>	Pole à puissance fractionnaire
<i>r</i>	Indice de réglage
<i>m</i>	Indice de modulation
A_r	Amplitude de la tension de référence
A_p	Amplitude de la tension de porteuse
f_r	Fréquence de la référence
f_p	Fréquence de la porteuse
<i>i</i>	Indice de phase
U_{io}	Tension entre le point de la phase i et le point milieu (O).
C_i	Variable d'état d'un bras de l'onduleur
α_i	Angle de commutation
$[U_s]$	Vecteurs des tensions statoriques
$[U_r]$	Vecteurs des tensions rotoriques
$[i_s]$	Vecteurs des courants statoriques
$[i_r]$	Vecteurs des courants rotoriques

$[\varphi_s]$	Vecteurs des flux statoriques
$[\varphi_r]$	Vecteurs des flux rotoriques
R_s, R_r	Résistances des enroulements statoriques et rotoriques
l_s, l_r	Inductances de fuites statoriques et rotoriques
M_s, M_r	Inductances mutuelles
J	Moment d'inertie du rotor de la machine
f	Coefficient de frottement
C_{em}	Couple électromagnétique de la GADA (N.m)
C_r	Couple résistant (N.m)
ω_r	Vitesse angulaire électrique de rotation du rotor
θ_r	Angle entre l'axe rotorique
θ_s	Angle entre l'axe statorique
ω_a	Vitesse angulaire du système d'axes d, q
σ	Coefficient de dispersion
p	Nombre de poles
g	Glissement
f_s	Fréquence appliquée au stator
f_r	Fréquence appliquée au rotor
Ω_m	Vitesse mécaniques (rd/s)
Ω_t	Vitesse de rotation de la turbine (rd/s)
C_m	Couple mécanique sur l'axe du générateur (N.m)
C_t	Couple de la turbine (N.m)
R	Rayon de l'aérogénérateur (m)
β	L'angle de calage des pales ($^\circ$)
v	Vitesse du vent (m/s)
ρ	Densité de l'air 1.22 (3 Kg /m) à la pression atmosphérique à 15°C.
λ	Vitesse relative représentant le rapport entre la vitesse linéaire à l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent
C_p	Coefficient de puissance qui représente le rendement aérodynamique
J_t	Moment d'inertie de la turbine (Kg .m ²)
J	Inertie totale des parties tournantes (Kg .m ²).
J_m	Moment d'inertie de la GADA (Kg .m ²)

τ_β	Constante de temps de l'actionneur
m	rapport de transformation rotor/stator
N_r	Nombre de spires des bobinages rotorique
N_s	Nombre de spires des bobinages statorique
w_s	Pulsation statorique de la GADA
w_r	Pulsation rotorique de la GADA
m_r	rapport de transformation rotor/stator
P_s	Puissance active statorique
Q_s	Puissance réactive statorique
P_r	Puissance active rotorique
Q_r	Puissance réactive rotorique
h_1, h_2, h_3	Limites d'hystérésis
K_p, K_i	Constantes du régulateur PI (proportionnelle - intégrale)
P	Opérateur de Laplace
$P(\theta_s)$	Matrice de PARK correspondant aux enroulements statoriques
$P(\theta_r)$	Matrice de PARK correspondant aux enroulements rotoriques
O	Point milieu fictif
R_s	Resistance serie
R_{sh}	Résistance shunt
D	Diode
I_{ph}	Photo courant créé par la cellule (proportionnel au rayonnement incident) [A].
I_d	Courant appelé courant de l'obscurité total.
I_{sh}	Courant circulant dans R_{sh} .
λ	Eclairage de fonctionnement [kW/m ²].
T_c	Température de fonctionnement et de référence [K].
T_{ref}	Température de référence [K].
I_{sc}	Courant de court circuit à la température de référence [A].
K_I	Coefficient de température du courant du court circuit.
V	La tension imposée aux bornes de la cellule [V]
I	Le courant délivré par la cellule [A].
I_o	Courant de saturation de la diode [A].
K	Constant de Boltzmann [1,38.10 ⁻²³ /K].

q	La charge de l'électron [$1,6 \cdot 10^{-19} C$].
γ	Facteur d'idéalité de la jonction $p-n$.
G	Eclairement constant [kW/m^2].
α	rapport cyclique
S	Etat de l'interrupteur
$U_{e\ max}$	Amplitude maximale de la tension d'entrée
w_e	Pulsation des tensions d'entrée
U_s	Amplitude maximale de la tension désirée de la sortie
w_s	Pulsation des tensions de sorties
$[F]$	Matrice de connexion

Table des Matières

Introduction générale	01
 Chapitre I : Etats de l'art sur l'énergie éolienne	
I.1 Introduction.....	05
I.2 Historique des éoliennes	05
I.3 Capacité mondiale des éoliennes	07
I.4 Capacité des éoliennes en Afrique	09
I.5 Types des éoliennes.....	10
I.5.1 Eoliennes à axe vertical.....	10
I.5.2 Eoliennes à axe horizontal.....	11
I.6 Principaux composants d'une éolienne.....	12
I.7 Types de régulation de la puissance mécanique.....	14
I.8 L'éolienne à vitesse fixe.....	14
I.9 L'éolienne à vitesse variable.....	15
I.9.1 Différentes configuration d'aérogénérateurs à vitesse variable.....	16
I.9.2 Différentes configurations d'aérogénérateurs à vitesse variable à base de la GADA	17
I.9.2.1 GADA à énergie rotorique dissipée.....	17
I.9.2.2 GADA à structure de Kramer.....	17
I.9.2.3 GADA à structure de Scherbius avec cyclo-convertisseur.....	18
I.9.2.4 GADA à structure de Scherbius avec convertisseurs MLI.....	18
I.10 Mode de fonctionnement hypo et hyper-synchrone de la MADA et la GADA	19
I.10.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone	20
I.10.2 Fonctionnement en mode moteur hyper- synchrone.....	20
I.10.3 Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone.....	20
I.10.4 Fonctionnement en mode génératrice hyper- synchrone.....	21

I.11	Problématique et solution.....	21
I.11.1	L'association des onduleurs NPC multinationaux à commande MLI dans la chaîne éolienne (GADA).....	23
I.11.2	L'association des onduleurs multinationaux à commande MLI vectorielle dans la chaîne éolienne (GADA).....	23
I.11.3	L'association des convertisseurs matricielle dans la chaîne éolienne (GADA).....	25
I.12	Conclusion.....	26

Chapitre : II Modélisation et simulation d'une turbine éolienne à vitesse variable

II.1	Introduction.....	27
II.2	Modélisation et simulation de la partie mécanique.....	27
II.2.1	Modélisation de la vitesse du vent.....	28
II.2.2	Modèle de la turbine éolienne.....	31
II.2.3	Modèle du multiplicateur.....	32
II.2.4	Modèle de l'arbre	33
II.2.5	Contrôle de la puissance mécanique de la turbine.....	33
	II.2.5.1 Extraction de la puissance maximale (Zone II).....	36
	II.2.5.2 Pitch contrôle avec PI classique (Zone III).....	38
	II.2.5.3 Pitch contrôle avec régulateur fractionnaire (PI^{α}).....	40
II.3	Modélisation et simulation de la partie électrique.....	43
II.3.1	Modélisation de la GADA.....	43
II.3.2	Modélisation de l'onduleur à deux niveaux de type NPC.....	48
II.3.3	Commande séparé des puissances active et réactive.....	50
	II.3.3.1 Commande directe avec PI classique.....	51
	II.3.3.2 Commande indirecte des puissances active et réactive avec PI-flou....	54
II.4	Conclusion.....	58

Chapitre III Etude des convertisseurs statique (Modélisation et simulation)

III.1	Introduction.....	59
III.2	Modélisation d'un système PV.....	59
III.2.1	Modèle du module photovoltaïque.....	60
III.2.2	Caractéristiques d'un système PV.....	61
II.2.2.1	Influence de l'éclairement et de la température.....	62
II.2.2	Association des modules PV (série et parallèle).....	63
III.2.3	Association de hacheur survolteur et extraction de puissance maximal du PV (MPPT).....	64
III.3	Les onduleurs multiniveaux.....	67
III.3.1	Etat de l'art des onduleurs multiniveaux.....	69
III.3.2	Topologies de la conversion multiniveaux	71
III.3.2.1	Topologies à cellules imbriquées.....	71
III.3.2.2	Topologie basée sur la mise en série des onduleurs monophasés	72
III.3.2.3	Topologies hybrides.....	73
III.3.3	Stratégies de commande des convertisseurs multiniveaux.....	74
III.3.4	Onduleur multiniveaux structure NPC à commande MLI	74
IV.3.4.1	Onduleur à trois niveaux type NPC (MLI).....	75
IV.3.4.2	Onduleur à cinq niveaux type NPC (MLI).....	76
IV.3.4.3	Onduleur à sept niveaux type NPC (MLI).....	77
IV.3.4.4	Onduleur à neuf niveaux type NPC (MLI).....	78
III.3.5	Onduleur multiniveaux MLI vectorielle (SVM).....	81
III.4	Convertisseur matricielle triphasé CMT.....	83
III.4.1	Structure de convertisseur matriciel.....	84
III.4.2	Algorithme de commande des trois phases du CMT.....	86
III.4.3	Résultats de CMT avec charge RL.....	87
III.5	Conclusion.....	90

Chapitre IV : Association des convertisseurs statiques avec la GADA

VI.1	Introduction.....	91
VI.2	GADA alimentée par des onduleurs multiniveaux structure NPC à commande MLI.....	91
VI.3	GADA alimentée par un onduleur à trois niveaux structure NPC à commande SVM.....	97
VI.4	Alimentation de la GADA par convertisseur matriciel.....	102
VI.5	Conclusion.....	104
	Conclusion générale et perspectives	105
	Références	112
	Annexes A.....	
A	La théorie de Betz.....	117
	Annexes B.....	119
	Onduleur à deux niveaux NPC à commande MLI.....	
	Annexes C.....	
C.1	Les onduleurs multiniveaux NPC à commande MLI.....	122
C.2	Onduleur multiniveaux MLI vectorielle (SVM).....	123
C.3	Convertisseur matriciel triphasé.....	126
	Annexes D.....	
D.1	Modélisation de la MADA.....	124
D.2	Paramètres (PV ; Turbine ; GADA).....	128



Introduction générale

Face à l'épuisement prévu des ressources énergétiques fossiles et aux problèmes environnementaux causés par l'émission des gaz à effet de serre, le recours aux ressources énergétique renouvelables est devenue un enjeu important et primordial, ça représente une alternative intéressante qui offre la possibilité de produire de l'électricité propre et surtout dans une moindre dépendance à condition de s'adapter avec leurs ressources naturelles, aléatoires et fluctuations.

Aujourd'hui, l'énergie éolienne se développe à un rythme très croissant et cela grâce au niveau important de la puissance produite des éoliennes et aux incitations financières importantes des différents pays largement participant à l'essor du réchauffement climatique dont la politique ambitieuse de rénovation énergétique et environnementale. Après l'hydraulique, la source éolienne devient compétitive en termes de coûts et de production, c'est une énergie d'avenir qui a un rôle majeur à jouer pour répondre aux défis climatiques actuels et futurs.

En Algérie, le développement des énergies renouvelables reste très modeste par rapport à d'autres pays africains et européens. Aujourd'hui, la part des énergies renouvelables dans le bilan énergétique national est médiocre par rapport au potentiel énergétique national. L'Algérie dispose actuellement de tous les atouts nécessaires pour le développement des énergies éoliennes avec une politique énergétique adoptée favorisant une contribution plus consistante dans le bilan énergétique national. Par conséquent, un usage massif des énergies éoliennes peut être envisagé après l'identification récente de 21 zones sur le sol algérien disposant d'un fort potentiel éolien. Désormais l'Algérie prévoit d'atteindre à l'horizon 2030 près de 40% de la production nationale d'électricité de sources renouvelables. Bien que le choix de l'énergie solaire en Algérie soit prédominant, l'énergie éolienne représente la deuxième source nouvelle de production de ce programme. Selon les prévisions du groupe Sonelgaz, la capacité totale à installer à l'horizon de 2030 est fixée à 5010 MW pour l'éolien [1].

Pour les applications dans le domaine de l'éolienne, la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) est devenue une solution persévérante grâce à l'accessibilité au stator et au rotor qui offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance. Un des avantages de la double alimentation est le pilotage du circuit du rotor par un convertisseur de faible puissance relativement par rapport au stator.

Grâce aux progrès contemporains dans le domaine des semi-conducteurs et l'apparition de nouveaux composants de puissance commandés à l'ouverture et à la fermeture, tels que les GTO (Gate Turn Off) et les IGBT (Insulated Gate Bipolair Transistor) et l'informatique et le développement des algorithmes de commande, des convertisseurs statiques à haute fréquence des commutations pourront être employé au niveau du rotor afin de réaliser de hautes performances dynamiques en termes de temps de réponse, de réduction d'harmoniques, amélioration de rendement et surtout assurer la variation de la tension en amplitude et en fréquence nécessaires au fonctionnement des actionneurs électriques à courant alternatif de la chaîne de conversion éolienne.

Alors, pour le cas de l'éolienne, qui demande de la haute tension, l'alimentation peut être obtenue par des onduleurs de tension multi-niveaux, ce qui permet d'une part de réduire les contraintes sur les interrupteurs électroniques et d'autre part d'améliorer la forme de la tension fournie par l'onduleur. Les axes de recherches dans ce domaine considèrent plusieurs aspects notamment les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des techniques de commande. Une autre solution, faiblement répandue dans l'industrie, effectue une conversion directe AC/AC pour piloter la génératrice à partir d'un réseau alternatif triphasé permettant l'amélioration des THD des courants de sorties. L'intégration de ce convertisseur dans une chaîne éolienne à base de GADA réduit la taille et le prix de production.

Cette thèse traite principalement le contrôle de la puissance de l'éolienne, en associant cette dernière côté rotor à des différents convertisseurs statiques. Le travail, consiste essentiellement à la modélisation, commande, régulation et simulation d'une chaîne éolienne à base de la GADA alimentée par onduleurs multi-niveaux triphasés de structure NPC à commande MLI et à commande par espace vectorielle SVM. Nous finalisons cette étude par l'association de la génératrice à des convertisseurs matriciels triphasés (CMT) dont l'algorithme de commande se base sur la minimisation des harmoniques.

Le but de ces différentes alimentations est de pouvoir travailler dans une grande plage de puissance tout en réduisant le THD du courant statorique délivré par la GADA au réseau électrique. L'alimentation des onduleurs multiniveaux sont assurées par un système photovoltaïque et ceci pour rendre le système indépendant côté alimentation du réseau électrique. Le système PV proposé est constitué par un générateur photovoltaïque, un hacheur et une commande MPPT adéquate.

Pour atteindre ces objectifs, la thèse comprend quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, un état de l'art sur l'énergie éolienne est présenté pour décrire les différentes technologies, caractéristiques, principes de fonctionnement des Aérogénérateurs électriques au terme de ce chapitre, un recensement de principales publications dans cet axe de recherche est présenté.

Le deuxième chapitre, traite la modélisation de la partie mécanique d'une éolienne avec une approche basée sur la régulation de la vitesse mécanique pour l'optimisation de la puissance mécanique. Vu que cette puissance dépend de la vitesse spécifique du vent, on va introduire une boucle de régulation de la vitesse mécanique de sorte que la vitesse de rotation du rotor s'adapte à la vitesse du vent de ce fait assurer une puissance mécanique optimale générée par la turbine et ce malgré la variation de la vitesse du vent (MPPT). Par contre lorsque la vitesse du vent est supérieure à la vitesse nominale, l'orientation des pales doit être maintenue pour garder la puissance mécanique constante (Pitch contrôle). On trouve dans la littérature [2], le contrôle de l'orientation des pales est assuré avec régulateurs PI classique et dans [3] et [4], le contrôle est réalisé avec un régulateur logique flou, cependant, dans notre étude, nous proposons un contrôle d'orientation des pales par des régulateurs fractionnaires. Pour évaluer les performances de ce réglage d'orientation des pâles, nous allons présenter une comparaison entre le contrôle par régulateurs PI classiques et par des régulateurs fractionnaires.

La deuxième partie de ce chapitre, sera consacré à la commande vectorielle de la GADA avec le contrôle séparé des puissances active et réactive statorique de la machine asynchrone à double alimentation qui sera entraînée par la turbine à des vitesses du vent fixes et variables. Nous allons présenter la modélisation et le contrôle des puissances active et réactive de la GADA en fonction des conditions imposées aux références des puissances, une analyse des performances de la commande pour des vitesses du vent variable et un développement de deux stratégies de commande directe avec PI classique et indirecte avec PI-flou seront présentées et comparées. Ces deux solutions assurent un contrôle séparé des puissances active et réactive de la GADA.

Le troisième chapitre traite les onduleurs multi-niveaux à structure NPC à commande MLI et à commande par modulation des vecteurs spatiaux SVM. Une brève synthèse des principales topologies des convertisseurs multi-niveaux est présentée. L'alimentation des onduleurs multi-niveaux est assurée par des générateurs partiels PV où chacun est connecté à

un hacheur survolteur adapté par une commande MPPT basée sur la méthode de Perturbation et Observation (P&O). Un deuxième volet du chapitre est consacré à la modélisation du convertisseur matriciel, sa topologie matricielle et ses performances.

Le dernier chapitre présente différents modes d'alimentations de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) dans une chaîne éolienne. On étudie son comportement lorsqu'elle est alimentée par des onduleurs de deux à neuf niveaux commandés en modulation de largeur d'impulsion (MLI) et par un onduleur à trois niveaux à commande MLI vectorielle SVM et ceci sous la contrainte d'un vent à vitesse variable. Ce chapitre sera finalisé par une étude de la GADA lorsqu'elle sera alimentée par un convertisseur matriciel. Par étude approfondie de chaque type d'alimentation, nous avons modélisé et simulé leurs principes de fonctionnement, présenté ses avantages et ses inconvénients en signalant par comparaison les performances de chaque alimentation étudiée.

Enfin, une synthèse des travaux réalisés et des perspectives de recherche concluront le volume de la présente thèse.



Chapitre I
Etat de l'art sur l'énergie éolienne

I.1 Introduction

L'énergie éolienne est, parmi les énergies renouvelables, celle qui connaît la croissance la plus rapide dans le monde. Elle est universellement reconnue comme une source d'énergie la plus prometteuse pour produire de l'électricité propre à court et à moyen terme, contribuant ainsi à la préservation de l'environnement. Les éoliennes utilisées pour la production d'électricité doivent permettre de produire un maximum de puissance en exploitant d'une manière rationnelle et intelligente l'énergie produite par le vent. C'est pour cela que de nombreux systèmes de commande de l'éolienne, agissant au niveau de la partie mécanique et de la partie électrique, sont développés pour optimiser la conversion d'énergie.

Dans ce chapitre un état de l'art sur l'énergie éolienne sera présenté, l'étude sera essentiellement consacrée sur les différents types des éoliennes, leurs constitutions et leurs principes de fonctionnement. Nous aborderons aussi une description de mise en place de l'énergie éolienne dans le monde et en Algérie en particulier. On traitera également l'étude des différentes structures de la chaîne éolienne à base de la génératrice asynchrone à double alimentation. Dans la seconde partie, un état de l'art sur l'association des différents convertisseurs statiques dans une chaîne éolienne à base de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) sera présenté et des travaux réalisés dans cet axe de recherche seront cités qui ont pour objectif d'améliorer et d'optimiser la qualité de l'énergie injectée dans le réseau électrique.

I.2 Historique des éoliennes

Depuis l'Antiquité, des moulins à vent convertissent l'énergie du vent en énergie mécanique pour moulinier du grain, presser des produits oléifères, battre le fer, le cuivre, le feutre ou les fibres du papier... ou encore relever de l'eau dans des zones sèches pour abreuver le bétail. L'utilisation de l'énergie éolienne a commencé en 1700, Hammourabi, roi de Babylone, (actuellement l'Irak) a pensé à utiliser la puissance du vent pour le pompage de l'eau avec des éoliennes à axe vertical [5].

Avant Jésus-Christ, la Perse, royaume qui correspond maintenant à l'est de l'Iran et à l'Afghanistan, a utilisé l'énergie du vent dans le but de moulinier le grain et de pomper l'eau avec des éoliennes à axe vertical. En Inde, l'exploitation de cette énergie renouvelable a pris son essor au quatrième siècle avant Jésus-Christ [6]. Ensuite, trois siècles avant Jésus-Christ, les égyptiens ont commencé à bien bénéficier de cette énergie propre. L'inventeur égyptien Heron d'Alexandrie utilisa l'énergie éolienne grâce à un moulin à vent à axe horizontal. Au

Moyen-âge, en Europe, l'exploitation de cette énergie a commencé par l'apparition des moulins à vent, principalement en France, en Italie, en Espagne et au Portugal. Les premiers travaux écrits ont vu le jour en Normandie en 1180. On les rencontre, un peu plus tard, en Grande-Bretagne, en Hollande et en Allemagne sous le type de machine à axe horizontal comportant quatre ailes placées en croix (voir figure 1.1). Elles servaient principalement à moudre du grain.



Fig. 1.1 Moulin à vent depuis le 11^{ème} siècle [7]

Au 16^{ème} Siècle elles sont utilisées pour pomper de l'eau et couper le bois. Durant les années 1887~1888 : l'américain Charles F. Brush voir figure 1.2 construit la première éolienne, qui produit du courant pour 12 batteries, 350 lampes à filament, 2 lampes à arc à charbon et 3 moteurs. Cette éolienne d'une puissance de 12 kW à ossature en bois avait un diamètre de rotor de 17 m et 144 pales fabriquées en bois de cèdre [8].

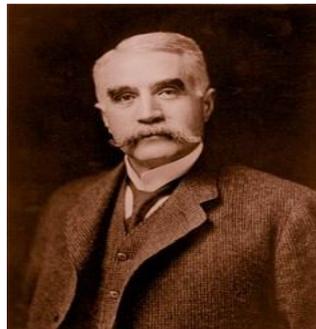


Fig. 1.2 Charles F. Brush [8]

Le Danois Poul La Cour (voir figure 1.3) est considéré comme le père de toutes les éoliennes modernes destinées à la production d'électricité. Il découvrit que les éoliennes à rotation rapide, comprenant un nombre limité de pales, étaient bien plus efficaces pour la production d'électricité que celles à rotation lente composées de nombreuses pales. Météorologue de formation, il construisit en 1891 la première éolienne destinée à la production d'électricité [9].



Fig. 1.3 Le Danois Poul La cour [9]

Johannes Juul (voir figure 1.4), ingénieur électricien et ancien élève de la Cour, fut le premier à mettre au point une éolienne moderne capable de produire du courant alternatif. En 1956~1957, il conçut et construisit la plus grande éolienne du monde dans leurs époque, la "turbine de Gedser " de 200 kW qui fonctionna pendant onze ans et devint le modèle de référence pour le développement futur de tous les autres aérogénérateurs [10].



Fig. 1.4 Johannes Juul [10]

Dans les années 1970 et après la crise du pétrole causée par la guerre au Moyen-Orient, et la crainte d'une pollution de plus en plus envahissante, plusieurs pays comme les USA, la Suède, le Canada et la Grande-Bretagne,... ont pris la décision de développer la recherche dans le domaine de l'énergie renouvelable. Les éoliennes ont ainsi continué à être développées, et le coût global de l'énergie nécessaire à la production de l'électricité à partir du vent est devenu concurrentiel avec les sources traditionnelles d'énergie. Cette réduction du coût de l'électricité est le résultat du progrès important de la technologie qui a conduit à améliorer la conception aérodynamique et les matériaux utilisés.

I.3 Capacité mondiale des éoliennes

Actuellement, l'énergie éolienne est bien implantée parmi les autres sources d'énergie avec une croissance très forte dans tous les pays du monde. Voir tableau 1.1 qui représente l'évolution de la capacité mondiale de production d'énergie éolienne de 1997 ~2015. C'est le secteur électrique dynamisé qui enregistre la croissance la plus forte augmentation en termes de capacité. Des installations record d'énergie éolienne dans le monde ont été effectuées en 2015.

Bien devant les installations photovoltaïques et les centrales à charbon les installations d'énergie éolienne constituent près de 44,2% du total des nouvelles capacités électriques installées dans l'Union électrique [11]. Fin 2015 (voir figure 1.5), l'énergie éolienne installée constitue près de 432.4 GW plus de 63.0 GW par rapport à l'année 2014. Avec en tête la Chine, les États-Unis et l'Allemagne, dont 33.6% en Chine, 17,2% aux États-Unis et 10,4% en Allemagne (voir figure 1.6 et le tableau 1.2). Vu que la Chine est dotée d'une loi sur les énergies renouvelables et d'un plan national d'action pour le contrôle de la pollution, ces mesures ont aidé la Chine à passer de 0.352 GW de capacité éolienne en 2000 à une capacité de 120 GW en 2015.

Tab. 1.1 Capacités mondiale (1997 ~ 2015)

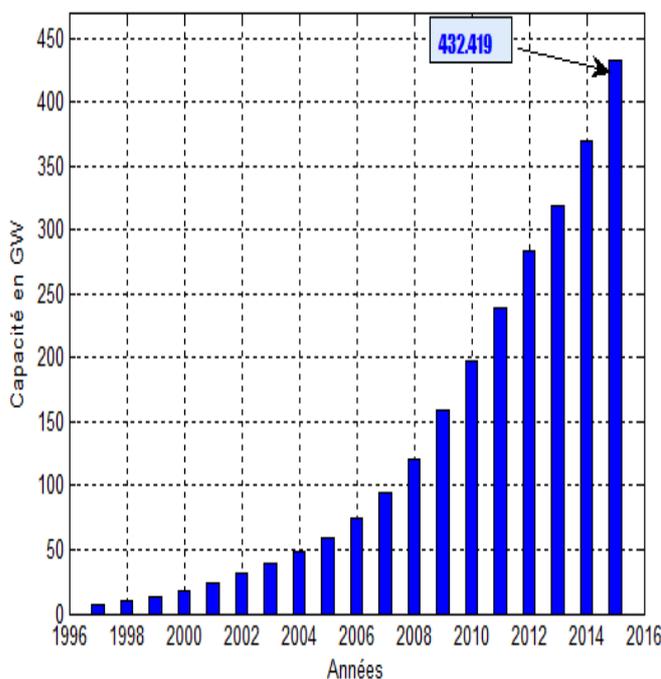


Fig. 1.5 Evolution mondiale de la capacité installée des éoliennes

Année	Capacité (GW)
1997	7.6
1998	10.2
1999	13.6
2000	17.4
2001	23.9
2002	31.1
2003	39.431
2004	47.620
2005	59.091
2006	73.949
2007	93.901
2008	120.751
2009	159.079
2010	197.943
2011	238.435
2012	283.132
2013	318.644
2014	369.597
2015	432.419

Tab. 1.2 Rang mondial des puissances éoliennes installées (fin 2015).

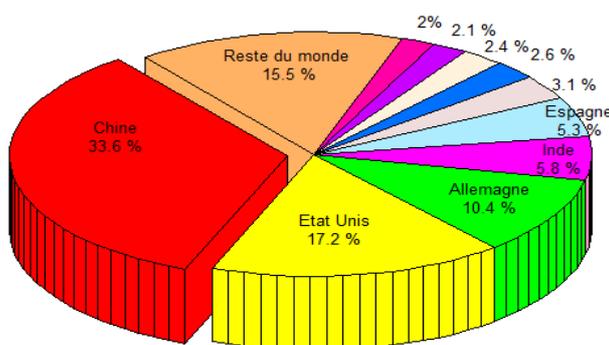


Fig. 1.6 Puissance mondiale installée des éoliennes fin 2015.

Payes	%Puissances
Chine	33.6 %
Etat Unis	17.2 %
Allemagne	10.4 %
Inde	5.8 %
Espagne	5.3 %
Royaume-Uni	3.1 %
Canada	2.6 %
France	2.4 %
Italie	2.1 %
Brésil	2 %
Reste du monde	15.5 %

I.4 Capacité des éoliennes en l'Afrique

La puissance éolienne installée en Afrique a atteint 4.4 GW à la fin 2015, plus d'un tiers est produit en Afrique du Sud suivie du Maroc avec une capacité de 884.95 MW, le parc éolien de Tarfaya avec 301 MW [12], marque un tournant décisif dans la stratégie énergétique du Maroc. L'Égypte se place au troisième rang en Afrique avec 744.82 MW fin 2015 suivie de Kenya et de l'Éthiopie (voir figure 1.7 et tableau 1.3).

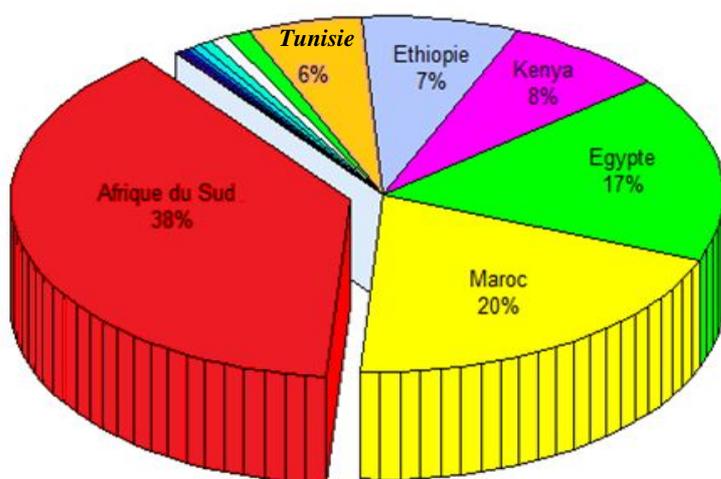


Fig. 1.7 Répartition des Puissance éolienne installée dans l'Afrique fin 2015.

Tab. 1.3 Rang des Puissances éoliennes Installées dans l'Afrique (fin 2015).

<i>Pays</i>	<i>Capacités (MW)</i>
<i>Afrique du Sud</i>	<i>1694.44</i>
<i>Maroc</i>	<i>884.95</i>
<i>Egypte</i>	<i>744.82</i>
<i>Kenya</i>	<i>342.55</i>
<i>Ethiopie</i>	<i>324.18</i>
<i>Tunisie</i>	<i>242.36</i>
<i>Tanzanie</i>	<i>50.00</i>
<i>Mauritanie</i>	<i>34.40</i>
<i>Cap Vert</i>	<i>30.40</i>
<i>Libye</i>	<i>20.00</i>
<i>Maurice</i>	<i>10.45</i>
<i>Algérie</i>	<i>10.20</i>
<i>Nigeria</i>	<i>10.18</i>
<i>Seychelles</i>	<i>6.00</i>
<i>Namibie</i>	<i>0.22</i>
<i>Gambie</i>	<i>0.15</i>
<i>Erythrée</i>	<i>0.83</i>
<i>Mozambique</i>	<i>0.30</i>

I.4 Capacité des éoliennes en Algérie

En Algérie, la première tentative de raccorder des éoliennes au réseau de distribution d'énergie électrique date de 1957, avec l'installation d'un aérogénérateur de 100 kW sur le site des Grands Vents (Alger) conçu par l'ingénieur français Andreau [13]. Ce prototype avait été installé initialement à St-Alban en Angleterre. Ce bipale de type pneumatique à pas variable de 30 m de haut avec un diamètre de 25 m fut racheté par Electricité et Gaz d'Algérie. La deuxième tentative de raccorder des éoliennes au réseau de distribution d'énergie électrique fus en 2014 à Kaberten situé à 72 km au nord de la wilaya d'Adrar à capacité de 10.2 MW, ce parc éolien a été mis en service début juin 2014. Il est composé de 12 éoliennes, la puissance de chaque éolienne est de 850 kW et leur diamètre est de 52 mètres avec une hauteur du mât de 55 m. Les

éoliennes sont implantées sur un site d'une superficie globale de 33 hectares. L'énergie électrique fournie par ce parc éolien est injectée dans le réseau MT local. Le taux de pénétration de l'énergie éolienne est de 5% par rapport au réseau local [14]. L'Algérie prévoit d'atteindre à l'horizon 2030 près de 40% de la production nationale d'électricité de sources renouvelables. Bien que le choix de l'énergie solaire soit prédominant, l'énergie éolienne représente le deuxième axe de production de ce programme, Selon les prévisions du groupe Sonelgaz, La capacité totale à installer à l'horizon 2030, fixée 5010 MW pour l'éolien [15] pour la période 2015-2020, il est programmé de réaliser 1GW en éolien parmi ces projets on trouve la réalisation de deux fermes éoliennes, une de 50MW à Timimoune et l'autre de 20MW à Khenchela. Le nouvel Atlas éolien de l'ONM a mis en évidence l'existence d'autres sites ventés dans d'autres régions du Sud. Outre Adrar, les régions de Tamanrasset, Djanet et In Salah disposeraient d'un important potentiel [16]. Cette étude a été réalisée en 2013 par Dr. Sidi Mohammed Boudia [17] qui a réactualisé la carte des vents à 10m (voir figure 1.8).

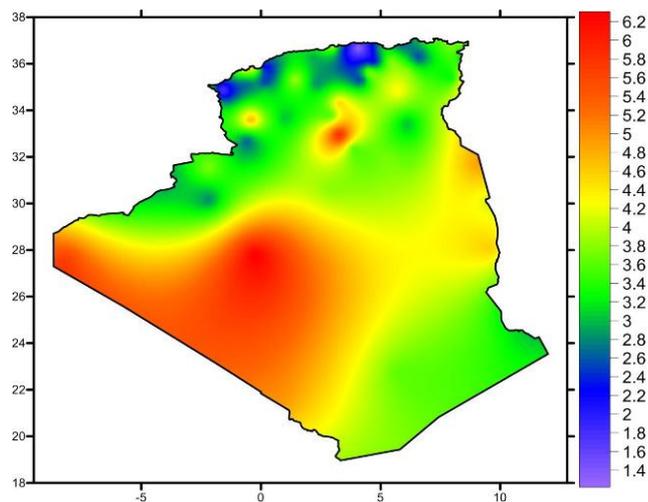


Fig. 1.8 Carte du vent en Algérie à 10 m [17].

I.5 Types des éoliennes

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

1.5.1 Eoliennes à axe vertical

Les éoliennes à axe vertical de type Darrieus possèdent généralement un rendement plus faible que les éoliennes classiques à axe horizontal (voir figure 1.9). Le principe est celui d'un rotor d'axe vertical qui tourne au centre d'un stator à ailettes. Ce type de solution réduit considérablement le bruit tout en autorisant le fonctionnement avec des vents supérieurs à 220 km/h et quelque soit leur direction.



Fig. 1.9 Eoliennes à axe vertical [18]

Le principal défaut de ce type d'éoliennes est leur démarrage difficile, en effet le poids du rotor pèse sur son socle, générant des frottements. On distingue plusieurs déclinaisons autour de ce principe, depuis le simple rotor cylindrique, deux profils disposés de part et d'autre de l'axe jusqu'au rotor parabolique où les profils sont recourbés en tropskine et fixés au sommet et à la base de l'axe vertical (voir figure 1.10).

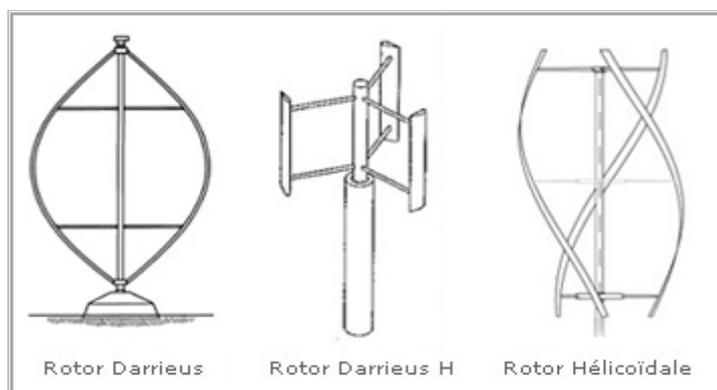


Fig. 1.10 Différentes déclinaisons des éoliennes à axe vertical de type Darrieus [18]

1.5.2 Eoliennes à axe horizontal

Les éoliennes à axe horizontal sont basées sur la technologie ancestrale des moulins à vent. Elles sont constituées de plusieurs pâles profilées aérodynamiquement à la manière des ailes d'avion (voir figure 1.11). Cela est conçu dans le but de générer un couple moteur entraînant la rotation. Pour les éoliennes destinées à la production d'électricité, le nombre de pales varie classiquement de 1 à 3. Le rotor tripale étant le plus utilisé car il constitue un compromis entre le coefficient de puissance, le coût et la vitesse de rotation du capteur éolien. Ce type d'éolienne a pris le dessus sur celles à axe vertical car elles sont moins chères, moins exposées aux contraintes mécaniques.



Fig. 1.11 Éoliennes à axe vertical et à axe horizontal [19].

I.6 Principaux composants d'une éolienne

Une éolienne est constituée principalement de trois parties : la tour, les pales et la nacelle. La tour est généralement un tube d'acier ou éventuellement un treillis métallique, elle doit être la plus haute possible pour éviter les perturbations près du sol.

Les pales se caractérisent principalement par leur géométrie dont dépendront les performances aérodynamiques et les matériaux dont elles sont constituées. La nacelle regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbres lents et rapides, roulements, multiplicateur, frein, les systèmes hydrauliques ou électriques d'orientation des pales et de la nacelle. A cela viennent s'ajouter le système de refroidissement, un anémomètre. Une armoire de commande, comportant tous les convertisseurs d'électronique de puissance (onduleur, redresseur) (voir figure 1.12). La taille d'une éolienne, et notamment le diamètre de son rotor sont en relation directe avec sa puissance. Depuis 1985, la taille des éoliennes n'a cessé de croître. Leur diamètre moyen est passé de 15 à 164 m en l'espace de 30 ans et leur puissance nominale a suivi cette évolution passant de 80 à 8000 kW (voir figure 1.13 et tableau 1.4) et cela en cours de développement pour les prochaines années.

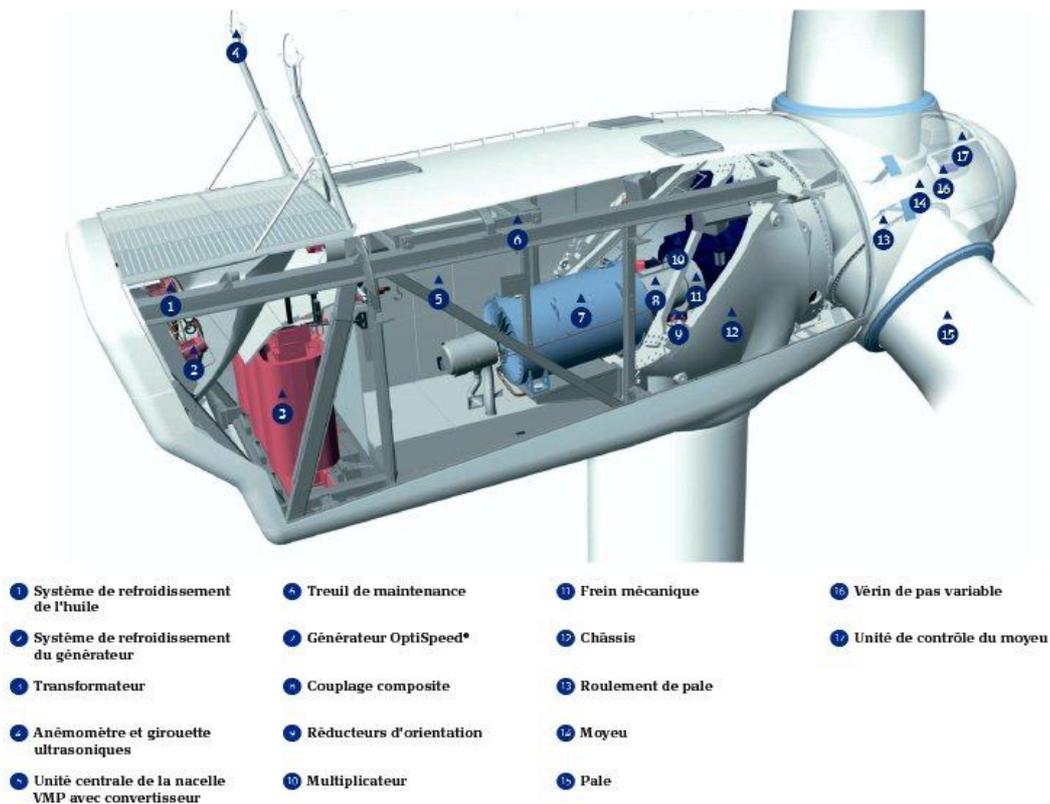


Fig. 1.12 Caractéristiques techniques d'une éolienne (source Vesta)

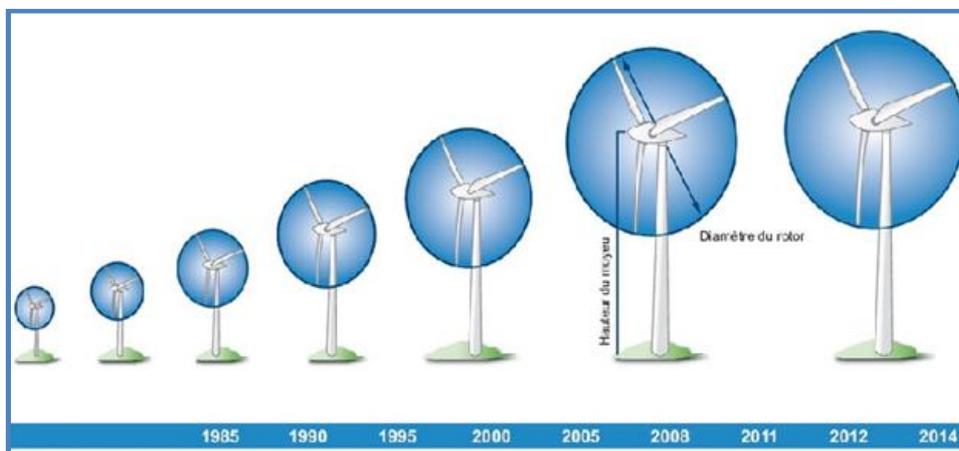


Fig. 1.13 Evolution de : puissance ; rayon et hauteur des l'éoliennes

Tab. 1.4 Evolution de diamètre et hauteur de l'éolienne

	1985	1990	1995	2000	2005	2008	2011	2012	2014
Puissance nominale (KW)	80	250	600	1500	3000	6000	7500	7500	8000
Diamètre du rotor (m)	20	30	46	70	90	126	127	154	164
Hauteur du moyeu (m)	40	50	78	100	105	135	149	149	149

I.7 Types de régulation de la puissance mécanique

La puissance éolienne captée par une turbine dans une chaîne éolienne est proportionnelle au cube de la vitesse du vent. Il existe une vitesse de vent à partir de laquelle la puissance mécanique transmise par la turbine est supérieure à la puissance nominale de la machine électrique. Il faut donc limiter la puissance captée par la turbine lorsque le vent devient trop important. Il y a deux méthodes principales pour contrôler la puissance mécanique recueillie par la turbine lorsque la vitesse du vent est trop élevée :

- Contrôlé actif par modification de l'angle de calage des pales de la turbine autour de leur axe longitudinal. Ce type de régulation est appelé pitch contrôle, il permet également de freiner la turbine si nécessaire.
- Le deuxième système est un contrôle passif dans ce cas les pales sont conçues de façon à ce qu'à partir d'une certaine vitesse de vent, la turbulence provoquée par le profil des pales entraîne un décrochage aérodynamique et par suite une décroissance du couple capté par chacune des pales. Ce décrochage dépend notamment de l'angle de calage des pales. Les pales sont fabriquées avec un pas variant suivant la position le long de la pale, permettant ainsi à ce que le décrochage aérodynamique se produise progressivement d'abord près du noyau puis de plus en plus près du bout des pales. Ce genre de contrôle passif de la puissance captée par les pales est appelé stall regulation.

Certains aérogénérateurs combinent les avantages des deux systèmes en réalisant un contrôle stall-actif. Pour de faibles vents, l'angle de calage est contrôlé comme dans le cas de la régulation pitch, c'est à dire qu'il est modifié pour atteindre un bon rendement et un couple de démarrage suffisamment grand. Dans la zone de limitation de puissance, l'angle de calage est contrôlé en direction contraire à celui de la stratégie de régulation pitch, avec l'objectif de rentrer dans la zone de perte aérodynamique, c'est à dire de provoquer le stall. On dit que ce type de contrôle entraîne une régulation de puissance plus douce.

I.8 L'éolienne à vitesse fixe

Les premières éoliennes de grande puissance mises en œuvre reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage directement couplée sur le réseau électrique (voir figure 1.14). Cette machine est entraînée par un multiplicateur et sa vitesse est maintenue approximativement constante par un système mécanique d'orientation des pales (pitch control).

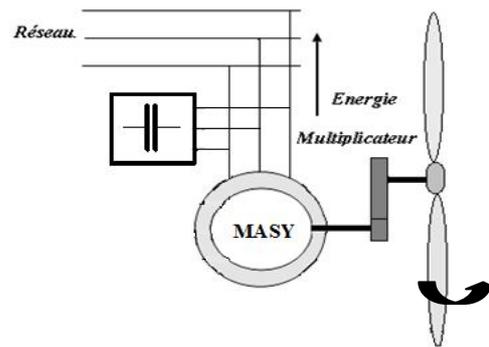


Fig. 1.14 Eolienne à vitesse fixe directement connectée au réseau électrique

Ce type d'éolienne n'offre quasiment pas de possibilité de réglage de la puissance générée, d'autant plus que la connexion directe au réseau d'une génératrice asynchrone nécessite l'ajout de bancs de condensateurs afin de limiter la puissance réactive appelée à ce réseau. Certaines éoliennes de ce type sont équipées d'un système à décrochage aérodynamique des pales (stall control). L'augmentation de la vitesse du vent s'accompagne automatiquement d'une diminution de l'angle de calage afin de permettre le décrochage aérodynamique de la turbine aux vitesses du vent plus grandes que la vitesse nominale. La structure du rotor de la turbine est ainsi plus simple, mais les possibilités de réglage de la puissance sont encore plus limitées.

I.9 L'éolienne à vitesse variable

La figure 1.15 illustre les caractéristiques non linéaires puissance mécanique-vitesse mécanique. Pour chaque vitesse du vent il y a une courbe associée. L'éolienne, à qui appartiennent ces caractéristiques, fonctionne, sans commande, avec un vent dont la vitesse est comprise entre une valeur minimale $v_{min} = 6$ m/s et une valeur maximale $v_n = 12$ m/s. Si la vitesse du vent est inférieure à v_{min} l'éolienne consomme de l'énergie électrique en mode moteur. Si la vitesse du vent est supérieure à v_n l'éolienne produit un excès de puissance électrique ce qui soumet le générateur à des contraintes électriques dangereuses.

Si l'éolienne est à vitesse fixe et la vitesse du vent varie entre v_{min} et v_n , la puissance de la turbine correspond aux points 1, 2 et 3. Dans ces cas les puissances maximales se trouvent ailleurs voir points A, B, C et D, par conséquent si on désire extraire les puissances maximales, il est nécessaire de régler la vitesse de la génératrice à ces valeurs [20]. Ainsi la vitesse de la turbine doit être variable en fonction de la vitesse du vent. Cette technique d'extraction maximale de la puissance MPPT consiste à ajuster le couple électromagnétique pour fixer la vitesse à une valeur de référence Ω_{ref} .

Deux politiques de contrôle, selon la vitesse du vent, permettent de maximiser l'exploitation de l'éolienne :

- Pour maximiser la puissance mécanique délivré par la turbine, lorsque la vitesse du vent est inférieure à sa valeur nominale, la vitesse mécanique de l'éolienne est contrôlée ce qui correspond aux points 1,2 et 3 par exemple. Cette commande permet aussi de commencer la production de l'énergie avec des vitesses du vent inférieures à v_{min} .
- Pour fonctionner avec un vent dont la vitesse est supérieure à une valeur nominale et augmenter l'énergie électrique, l'angle des pales de l'éolienne est contrôlé afin de conserver la puissance produite proche de sa valeur nominale. Cette commande permet de fonctionner avec des vitesses du vent supérieures à v_n , à condition que l'éolienne supporte les contraintes mécaniques.

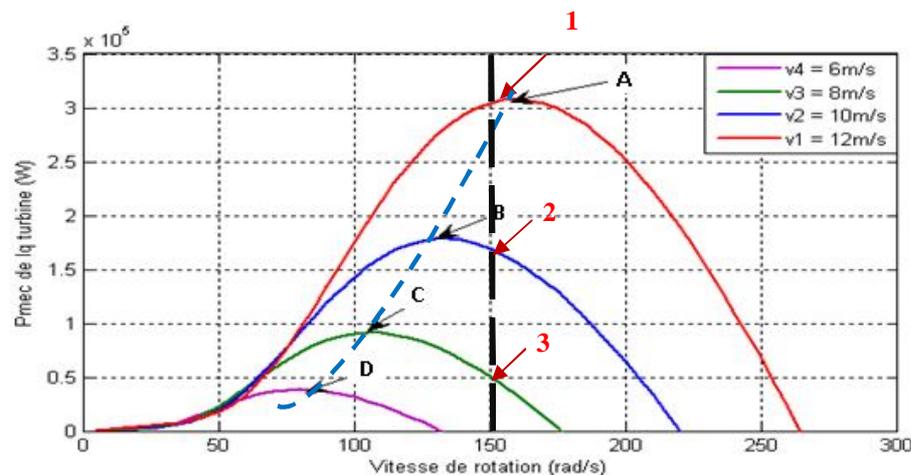


Fig. 1.15 Puissance mécanique en fonction de la vitesse mécanique.

1.9.1 Différentes configurations d'aérogénérateurs à vitesse variable

Les deux types de machines électrique les plus utilisées dans la chaîne éolienne sont la machine synchrone et la machine asynchrone. Notre étude sera portée sur la génératrice asynchrone à rotor bobiné, communément appelé à double alimentation vu que cette dernière, offre une vitesse variable de +/- 30% environ autour de la vitesse de synchronisme.

Le stator est directement couplé au réseau à fréquence et tension fixes et c'est le bobinage rotorique qui, à travers un système de contacts glissants (bagues et balais), est connecté à un convertisseur électronique de puissance réduite (environ 30% de la puissance nominale) permettant de contrôler le couple résistant et donc la vitesse de rotation. Ce type de générateur est alors accouplé sur l'arbre de transmission à un multiplicateur de vitesse à double ou triple

étage qui permet d'augmenter la vitesse de rotation et qui permet d'avoir un générateur plus rapide.

1.9.2 Différentes configurations d'aérogénérateurs à vitesse variable à base de la GADA

Dans les paragraphes suivant la GADA à rotor bobiné intégrée dans un système éolien, son stator connecté au réseau et l'énergie rotorique varie selon différents systèmes décrits ci-dessous.

1.9.2.1 GADA à énergie rotorique dissipée

La figure 1.16 représentée une configuration à vitesse variable. Le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur par l'intermédiaire d'un hacheur (IGBT ou GTO) [21]. Le contrôle de l'hacheur permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable. Le glissement est ainsi modifié en fonction de la vitesse de rotation de la génératrice. Si le glissement devient important, la puissance extraite du rotor est élevée et elle est entièrement dissipée dans la résistance R , ce qui diminue le rendement du système. De plus cela augmente la puissance transmise dans le convertisseur ainsi que la taille de la résistance.

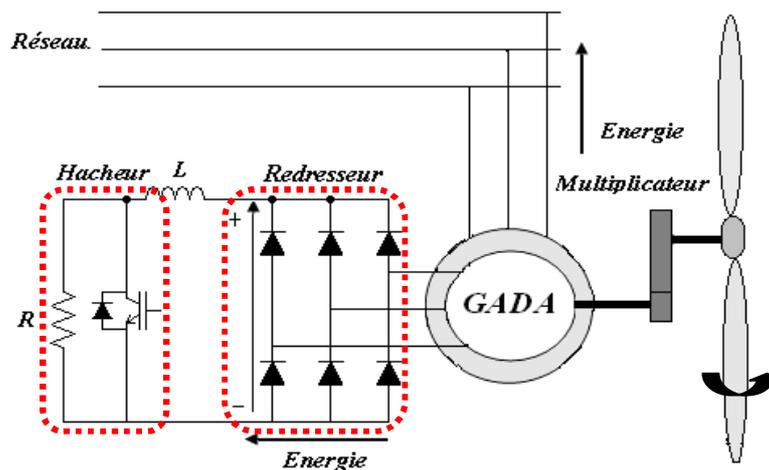


Fig. 1.16 GADA avec contrôle du glissement par l'énergie dissipée.

1.9.2.2 GADA structure de Kramer

Pour réduire les pertes d'énergie dues à la structure du système précédent, le hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau (voir figure 1.17). L'ensemble redresseur-onduleur est alors dimensionné pour une fraction de

la puissance nominale de la machine. Ce système est avantageux s'il permet de réduire la taille du convertisseur par rapport à la puissance nominale de la machine. Afin de respecter cette contrainte, le glissement est maintenu inférieur à 30% [22]. L'utilisation des thyristors pour l'onduleur nuit au facteur de puissance, de plus le redresseur est unidirectionnel donc le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures au synchronisme.

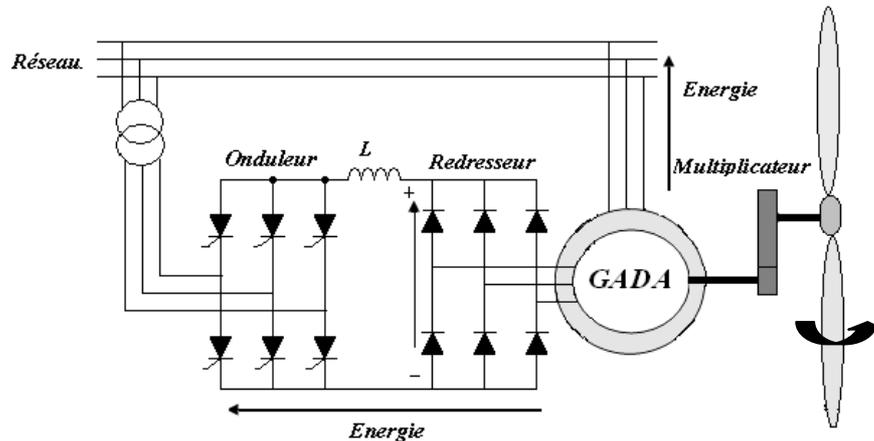


Fig. 1.17 GADA à structure Kramer

1.9.2.3 GADA à structure de Scherbius avec cyclo-convertisseur

Afin d'autoriser un flux d'énergie bidirectionnel entre le rotor et le réseau, l'association redresseur-onduleur peut être remplacé par un cycloconvertisseur (voir la figure 1.18). La plage de variation de vitesse est doublée par rapport à la structure de la figure 1.17. En effet si la variation du glissement doit rester inférieure à 30% pour préserver l'efficacité du système, cette variation peut être positive (fonctionnement hyposynchrone) ou négative (fonctionnement hypersynchrone).

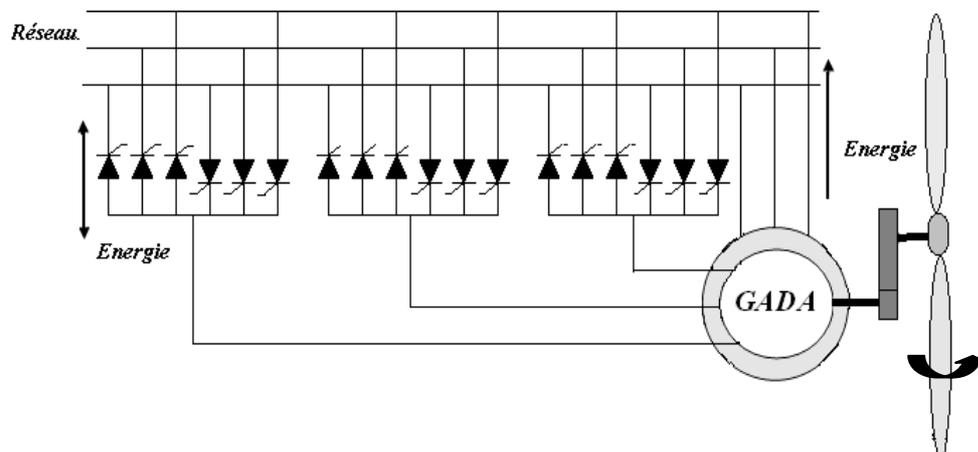


Fig. 1.18 Structure de Scherbius avec cyclo-convertisseur

I.9.2.4 GADA à structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

La configuration de la figure 1.19 a les mêmes caractéristiques que la structure de Scherbius avec cycloconvertisseur. Toutefois les transistors IGBT peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture et leur fréquence de commutation est plus élevée que celle des GTO [23]. L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en MLI dont la modularité permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées). Cette structure fera l'objet de notre étude.

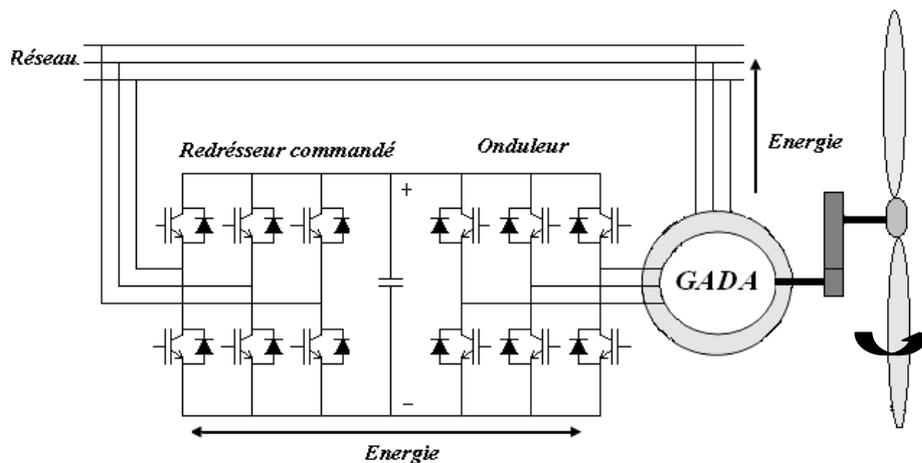


Fig. 1.19 Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

La bi-directionnalité du convertisseur rotorique permet les fonctionnements hyper-synchrone et hypo-synchrone et le contrôle du facteur de puissance côté réseau. Si le glissement reste inférieur à $\pm 30\%$ autour du synchronisme, le convertisseur est alors dimensionné pour un tiers de la puissance nominale de la machine [24] [25]. De plus, le fonctionnement hyper-synchrone permet de produire de l'énergie du stator vers le réseau mais également du rotor vers le réseau. La puissance totale ainsi produite peut alors dépasser la puissance nominale de la machine et le facteur de puissance de l'ensemble peut être maintenu unitaire.

I.10 Mode de fonctionnement hypo et hyper-synchrone de la MADA et la GADA

La machine asynchrone à double alimentation peut fonctionner en mode moteur (MADA) ou en mode générateur (GADA) et ceci par la commande des tensions rotorique qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchrone aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur.

1.10.1 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

La figure 1.20 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement en mode moteur en dessous de la vitesse de synchronisme.

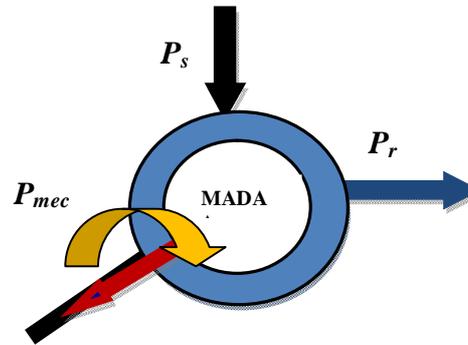


Fig. 1.20 Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone.

1.10.2 Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

La figure 1.21 montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a alors un fonctionnement en mode moteur en dessus de la vitesse de synchronisme.

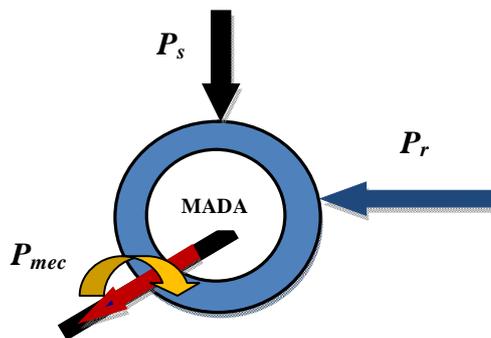


Fig. 1.21 Fonctionnement en mode hyper-synchrone

1.10.3 Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone

La figure 1.22 montre que la puissance est fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est réabsorbée par le rotor. On a dans ce cas un fonctionnement en mode génératrice en dessous de la vitesse de synchronisme, fonctionnement en mode génératrice hypo synchrone.

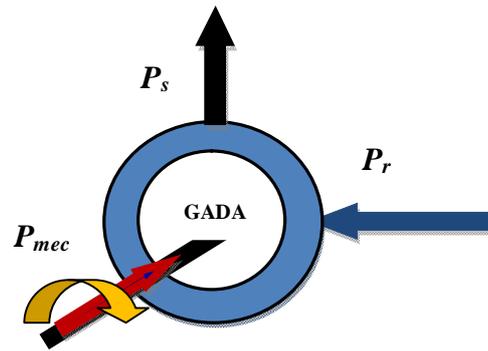


Fig. 1.22 Fonctionnement en mode génératrice hypo-synchrone

I.10.4. Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone

La figure 1.23 montre que la puissance est fournie par le stator au réseau et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a alors un fonctionnement en mode génératrice en dessus de la vitesse de synchronisme.

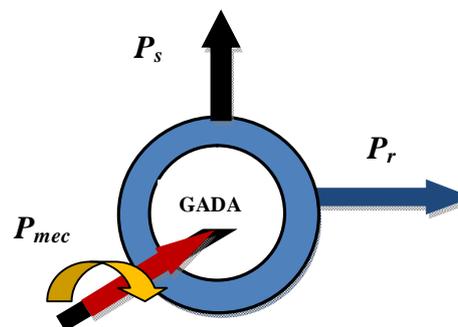


Fig. 1.23 Fonctionnement en mode génératrice hyper-synchrone

I.11 Problématique et solution

Le système éolien à vitesse variable à base de la GADA est présenté par la figure 1.24. La turbine, via un multiplicateur, entraîne la GADA qui est muni de systèmes bagues/balais, laquelle est raccordée au réseau électrique directement par le stator. Dans notre étude la GADA sera alimentée au rotor par différents convertisseurs statiques triphasés.

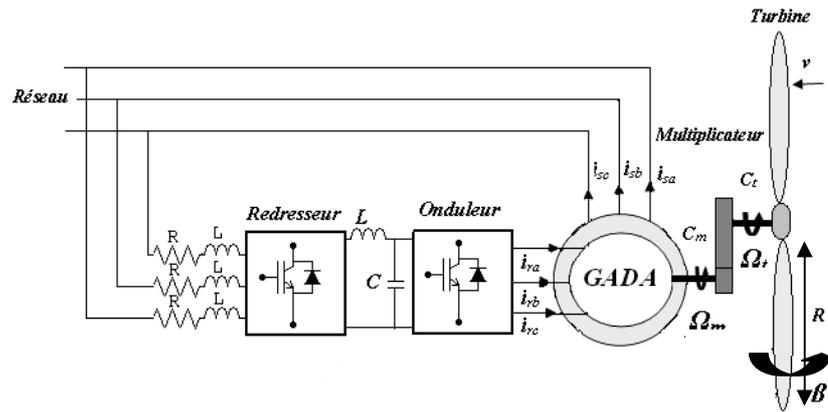


Fig 1.24 Chaîne éolienne à base de la GADA connecté au réseau

Où,

Ω_m : vitesse mécaniques de la GADA (rd/s) ;

Ω_t : vitesse de rotation de la turbine (rd/s);

C_m : couple mécanique de la GADA (N.m);

C_t : couple de la turbine (N.m);

R : rayon de l'aérogénérateur (m);

β : l'angle de calage des pales ($^\circ$) ;

v : la vitesse du vent m/s.

L'amélioration de la qualité de l'énergie électrique produite deviens une exigence des gérants des réseaux électriques pour accepter l'intégration d'énergie éolienne dans le réseau, elle influence également le prix du kWh d'électricité éolienne vendue. En effet, une énergie électrique de qualité se vend plus cher. Le problème majeur dans la chaîne éolienne est les harmoniques générés par certains éléments d'électronique de puissance. Ces éléments sont de plus en plus utilisés dans la génération d'électricité par aérogénérateur.

Ces harmoniques à leur tour provoquent plusieurs problèmes dans la chaîne éolienne comme:

- Risque de coïncider avec la résonance et dysfonctionnement des appareils de système.
- Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines.
- Vibrations et bruits acoustiques, principalement dans la GADA.

L'objectif du travail de cette thèse n'est pas d'étudier spécifiquement ce problème, mais on doit s'assurer que les harmoniques restent dans des niveaux acceptables. Par conséquent pour la résolution de ces problèmes certaines littératures s'intéressent aux techniques de filtrage comme la méthode de filtrage passive ou active. Le filtrage active méthode consiste d'insérer un

système de l'électronique de puissance qui génère les harmoniques inverse de celle générée par les convertisseurs pour les éliminer, et d'autres littératures s'intéressent aux différentes structures et techniques de commande des convertisseurs multiniveaux qui permettent d'augmenter la puissance délivrée à la charge et de générer des tensions les plus sinusoïdales possible, de même améliorer le taux d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tension offert par leurs structure. Dans notre étude, nous nous intéressons à la deuxième approche avec le développement de l'électronique de puissance cela permet de développer plusieurs solutions pour améliorer la qualité d'énergie et réduire les harmoniques produites par les convertisseurs statique. Cette approche à l'avantage de présenter une solution plus simple moins encombrante et moins coûteuse.

1.11.1 L'association des onduleurs NPC multiniveaux à commande MLI sinusoïdale dans une chaîne éolienne (GADA)

Les onduleurs multiniveaux NPC à commande MLI sinusoïdale ont été utilisés pour la commande du système éolien dans l'objectif d'augmenter la puissance fournie au réseau tout en réduisant le taux d'harmonique des courants injectés. On trouve aussi dans la littérature [26-29] des onduleurs à trois niveaux NPC à commande MLI dans des chaînes éolienne à base de la GADA. [26] avait justifié ce choix d'alimentation par que cette topologie permet de générer une tension de bonne qualité et de réduire les besoins de filtrage et que l'augmentation du nombre de pulses permet d'améliorer les taux de distorsion de tension et courant, ainsi diminuer les pertes. Les convertisseurs NPC à cinq niveaux ont été développés dans [30] et [31] pour alimenter le rotor de la GADA dans une chaîne éolienne connectée au réseau dans le but d'améliorer la qualité d'énergie délivré.

1.11.2 L'association des onduleurs NPC multiniveaux à commande MLI vectorielle dans une chaîne éolienne (GADA)

Pour améliorer la qualité de l'énergie électrique injectée au réseau par une chaîne éolienne à base de la GADA, [32] a proposé que l'alimentation de la GADA soit assurée par un onduleur à deux niveaux à commande par modulation des vecteurs spatiaux (en anglais Space Vector Modulation, SVM) voir figure 1.25. Les détections des six vecteurs se font dans six secteurs. L'étude a été finalisée par une comparaison de THD du courant délivré par la GADA alimentée par onduleur à deux niveaux à commande MLI et la même GADA alimentée par onduleur à deux niveaux à commande SVM (voir figure 1.26).

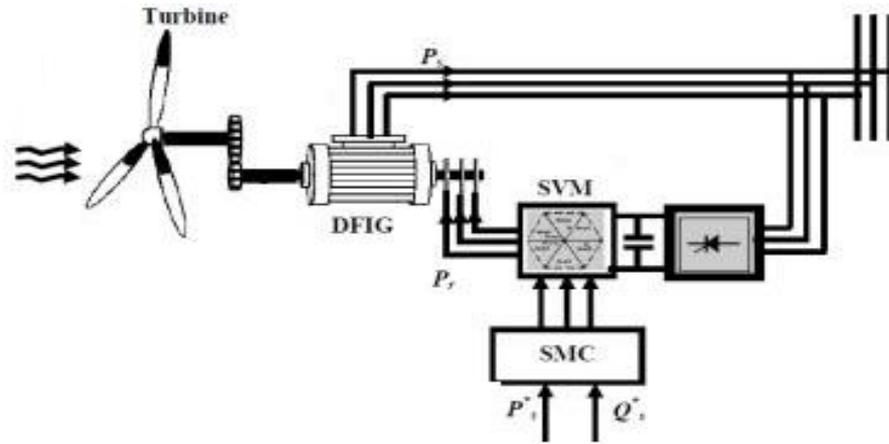


Fig.1.25 GADA alimentée par un onduleur à 2 niveaux SVM [32]

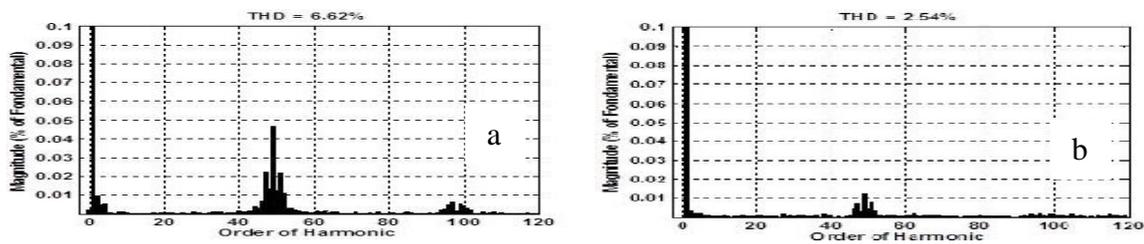


Fig.1.26 Analyse spectrale et THD du Courant statorique i_{sa} [32]
 a- Commande à (MLI) b- Commande à (SVM)

Afin d'améliorer la précision de cette commande d'autres auteurs [33] utilisent la même technique de commande SVM mais avec un onduleur à trois niveaux à structure NPC (voir la figure 1.27). Cette technique consiste à diviser le plan des détections de 21 vecteurs en 12 secteurs. Les auteurs ont effectué une comparaison de l'analyse spectrale du courant statorique et THD délivré par la chaîne lorsque cette dernière est alimentée par un onduleur à deux niveaux à commande SVM et la même chaîne lorsque la chaîne est alimentée par un onduleur trois niveaux SVM (voir figure 1.28).

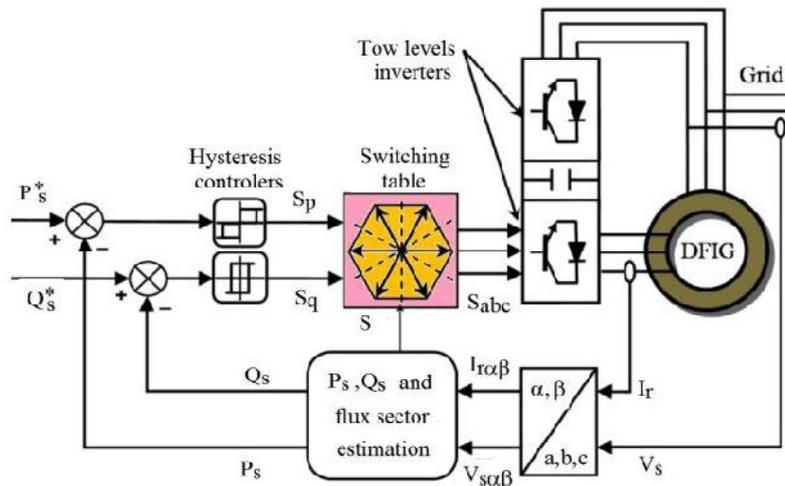


Fig. 1.27 GADA alimentée par onduleur (NPC) à 3 niveaux à commande SMV [33]

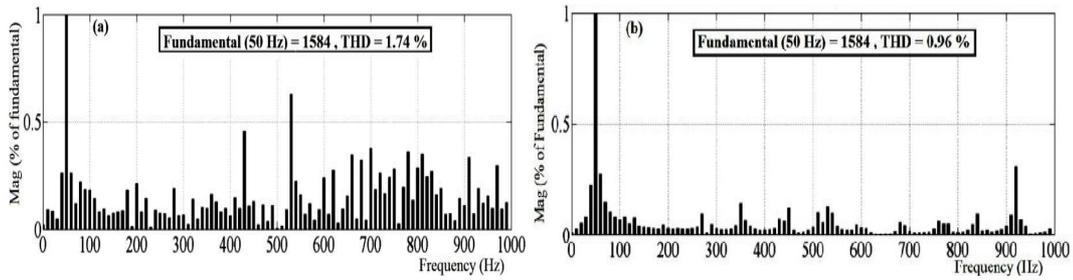


Fig. 1.28 Analyse spectrale et THD du courant i_{sa} [33]
 a- Onduleur à 2 niveaux(SVM) b- Onduleur à 3 niveaux(SVM)

I.11.3 L'association de convertisseur matricielle dans la chaîne éolienne (GADA)

Le Convertisseur Matricielle est devenu de plus en plus attrayant pour les applications de l'énergie éolienne. En comparaison avec les convertisseurs à deux niveaux, de nombreuses œuvres ont été publiées pour l'application des convertisseurs matricielle dans les chaînes éoliennes à base se GADA. On peut les trouver dans [34-37]. On trouve dans la littérature aussi [37] qui a proposé une alimentation coté rotor de la GADA par un convertisseur matriciel à la technique de commande Venturini (voir figure 1.29) .L'étude avec une telle alimentation s'est porté sur la robustesse lors de variation paramétriques de la GADA.

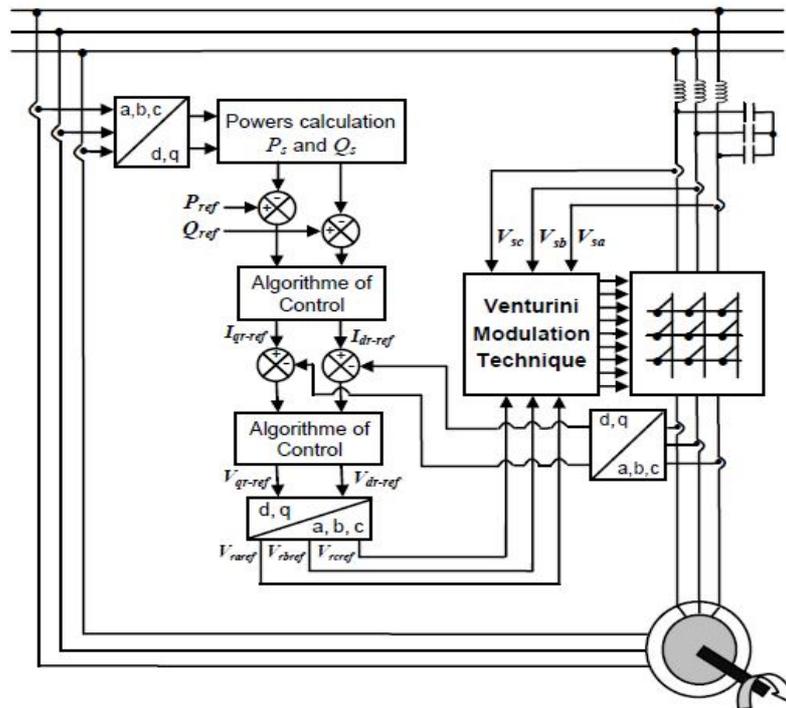


Fig. 1.29 GADA alimentée par CMT [37].

I.12 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre nous avons présenté un état de l'art des systèmes de conversion éolienne où nous avons présenté d'une façon générale, les différents types des éoliennes existantes: les éoliennes à axe vertical et les éoliennes à axe horizontal et nous avons aussi abordé les différentes structures des chaînes éoliennes à base de GADA en signalant les avantages et les inconvénients de chacune de ces structures. Dans la deuxième partie, nous avons cité quelques travaux déjà réalisés et qui traitaient les différentes structures de l'alimentation de la GADA dans des chaînes éoliennes qui ont pour objectif d'améliorer et d'optimiser la qualité de l'énergie injectée dans le réseau électrique.



Chapitre II
Eolienne à vitesse variable à base de GADA
(Modélisation et Simulation)

II.1 Introduction

La Machine Asynchrone doublement Alimentée (MADA) a suscité un grand intérêt surtout en tant que génératrice dans le domaine des énergies renouvelables. La figure 2.1, illustre le schéma unifilaire de la chaîne de conversion que nous allons considérer le long de ce chapitre. La turbine, via un multiplicateur, entraîne la GADA qui est muni de systèmes bagues/balais, laquelle est raccordée au réseau électrique directement par le stator. La GADA sera connecté au rotor à travers un convertisseur statique triphasé.

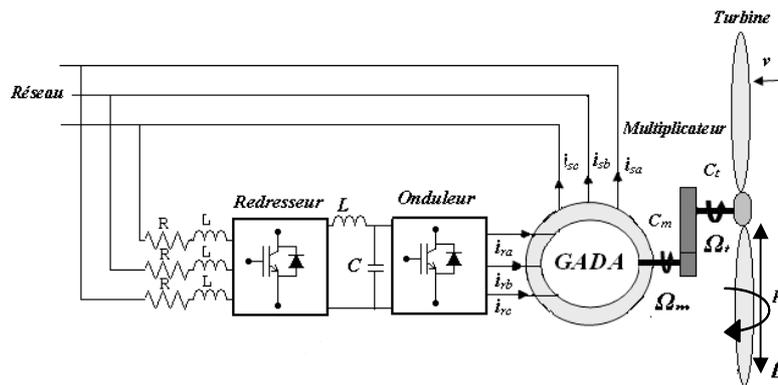


Fig. 2.1 Schéma de la chaîne de conversion

Dans la première partie de ce chapitre nous allons étudier le contrôle de la turbine éolienne, ce dispositif transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Le fonctionnement de cette dernière est lié à l'endroit où elle est installée et surtout à la vitesse du vent qu'elle reçoit. En effet, un vent appliqué sur les pales de l'éolienne, entraîne sa mise en rotation et crée une puissance mécanique sur l'arbre de la turbine. Donc, pour optimiser le rendement énergétique, la vitesse de l'éolienne doit être contrôlée adéquatement afin de faire varier sa vitesse de manière à rester aux alentours d'un rendement optimal.

Dans la deuxième partie nous allons présenter la modélisation et le contrôle des puissances active et réactive de la GADA et une analyse des performances de la commande pour des vitesses du vent variable en fonction des conditions imposées aux références des puissances sera présentée.

II.2 Modélisation et simulation de la partie mécanique

La partie mécanique de la turbine comprend trois pales orientables qui sont fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse de rotation Ω_t relié à un multiplicateur de gain G . Ainsi,

on peut modéliser l'ensemble des trois pales comme un seul et même système mécanique caractérisé par la somme de toutes les caractéristiques mécaniques. De part la conception aérodynamique des pâles, nous considérons que leurs coefficient de frottement par rapport à l'air est très faible donc peut être négligé. De même, la vitesse de la turbine étant très faible, les pertes par frottement seront négligeables devant les pertes par frottement du côté de la génératrice. Sur la base de ces hypothèses, on obtient alors un modèle mécanique constitué de deux masses comme l'illustre la figure 2.2. Le multiplicateur adapte la vitesse de rotation de la turbine à la vitesse de rotation de la GADA.

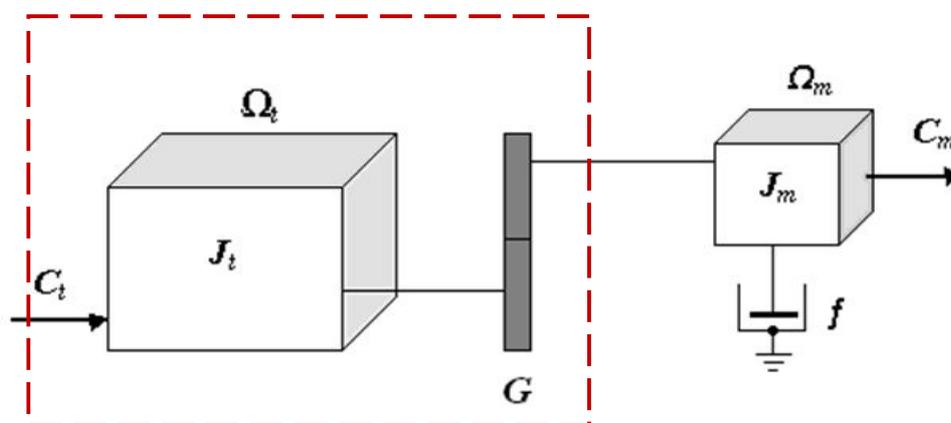


Fig. 2.2 Modèle mécanique de la turbine éolienne

Avec :

J_t : moment d'inertie de la turbine ($\text{Kg} \cdot \text{m}^2$) ;

J_m : moment d'inertie de la GADA ($\text{Kg} \cdot \text{m}^2$) ;

f : coefficient dû aux frottements visqueux de la GADA;

C_{em} : couple électromagnétique de la GADA (N.m).

II.2.1 Modélisation de la vitesse du vent

Le vent peut être représenté par une grandeur aléatoire définie par des paramètres statistiques. Des nombreux travaux sur la modélisation du vent ont été réalisés. L'un des travaux retenu consiste à générer l'allure temporelle du vent à partir d'un bruit blanc sur lequel on applique une fonction de transfert à déterminer. Les paramètres de cette fonction de transfert dépendent des grandeurs caractéristiques du site et de la nature du vent [38]. La vitesse du vent en un point $v_0(t)$ peut être décomposée en une somme, d'une composante moyenne lentement variable et d'une composante variable représentant les fluctuations.

$$v_0(t) = V_{moy} + v_t(t) \quad (2.1)$$

V_{moy} : Vitesse moyenne du vent.

v_t : Composante représentant la turbulence du vent.

La vitesse du vent sera modélisée par une somme de plusieurs harmoniques [39] :

$$v(t) = A + \sum_{n=1}^i a_n \sin(b_n \cdot \phi_i) \quad (2.2)$$

A : Composante moyenne;

a_n , b_n et ϕ : L'amplitude, la pulsation et la phase initiale de chaque composante spectrale fluctuante.

La turbulence du vent en un point donné dans l'espace, est stochastiquement décrite par l'intermédiaire de son spectre de puissance dont le filtre de Von Karman [39] est régi par la fonction de transfert suivante :

$$H_t(j\omega) = \frac{K_f}{(1+j\omega.T_F)^{\frac{5}{6}}} \quad (2.3)$$

K_f : gain ;

T_F : constante de temps du filtre.

Les paramètres K_f et T_F dépendent de la vitesse du vent à basse fréquence. La composante turbulente de la vitesse du vent est simulée, à chaque échantillon de temps par la réponse du filtre de Von Karman [40], en imposant comme entrée un bruit blanc gaussien. Ce filtre peut être approché par une fonction de transfert caractérisée par deux pôles et un zéro:

$$H_t(j\omega) = \frac{K_f \cdot (1+m_1.T_F.p)}{(1+p.T_F) \cdot (1+m_2.T_F.p)} \quad (2.4)$$

Avec : $m_1 = 0.4$ et $m_2 = 0.25$.

$$K_f = \sqrt{2 \cdot T_v \cdot (1 - m_2^2) \cdot \left(\frac{m_1^2}{m_2} - m_2 + 1 - m_1^2\right)^{-1}} \quad (2.5)$$

$$T_v = L_v/V \quad (2.6)$$

L_v : L'échelle de longueur de la turbulence obtenue expérimentalement et il dépend de la nature du terrain.

L'écart type ζ_v dépend de la vitesse moyenne V et d'un coefficient K_ζ , qui dépend de la nature du terrain et qui représente l'intensité de la turbulence.

$$\zeta_v = K_v \cdot V \tag{2.7}$$

Avec : $K_v = 5$; $L_v = 125$; $K_\zeta = 0.13$.

A partir d'un bruit blanc à l'entrée, il est possible de déterminer la composante de la turbulence et donc de générer une série temporelle de la vitesse du vent en un point $v_0(t)$ (voir figure 2.3).

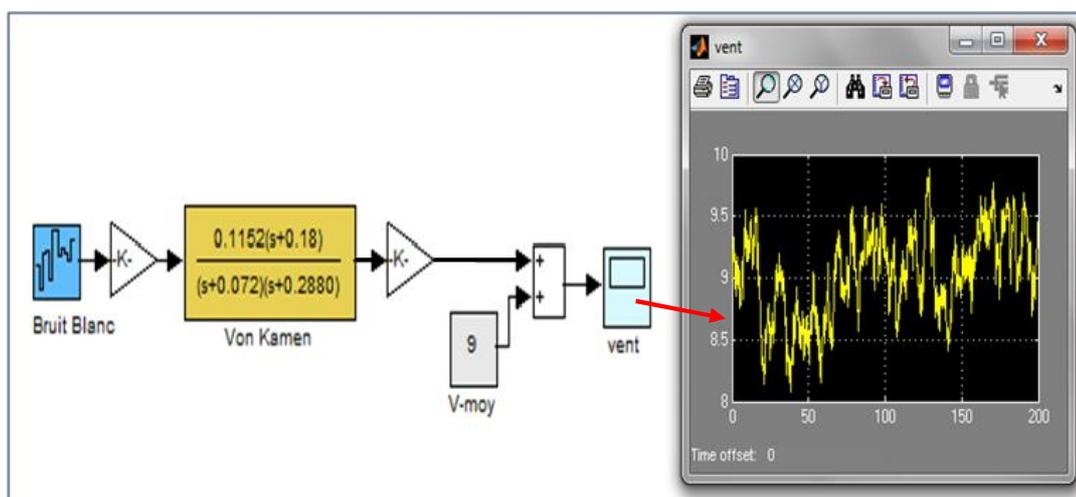


Fig. 2.3 Simulation de la vitesse du vent en un point

La turbine filtre les fluctuations des hautes fréquences de la turbulence en utilisant un filtre, en aval, adéquat pour traiter ces informations ce dernier est un filtre dont la fonction de transfert simplifiée est donnée par :

$$G(p) = \frac{1}{(1+p.b)} \tag{2.8}$$

et

$$b = \gamma \frac{R}{V_{moy}} \tag{2.9}$$

γ : Facteur d'affaiblissement sur le rotor ($\gamma = 1.3$).

La figure 2.4 montre le bloc diagramme sous Simulink de la vitesse du vent avec le filtre spatial et la figure 2.5 montre l'évolution de la vitesse du vent après le filtrage spatiale.

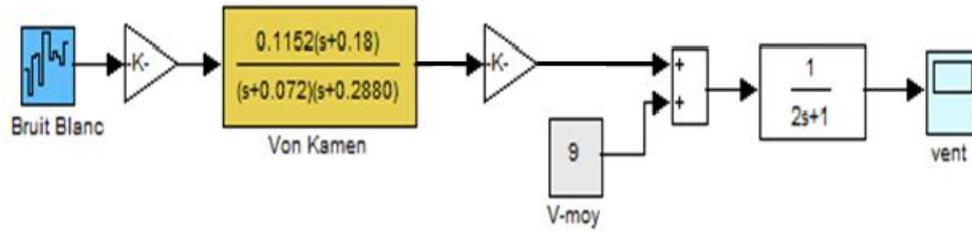


Fig. 2.4 Bloc diagramme de simulation du vent avec un filtrage spatial sous Simulink

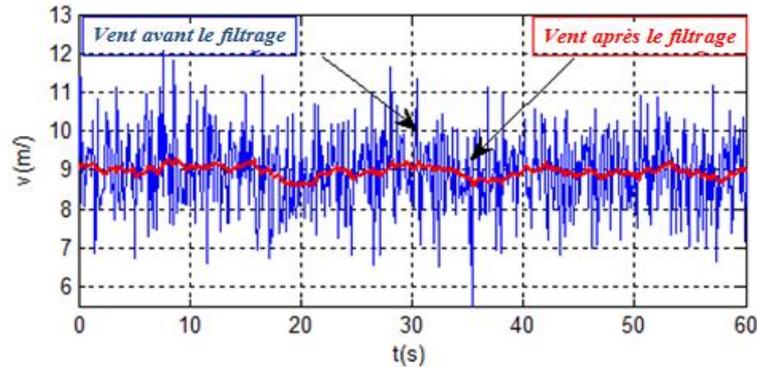


Fig. 2.5 Mesure du vent avant et après le filtrage

II.2.2 Modèle de la turbine éolienne

Le vent, appliqué sur les pales de l'éolienne, entraîne sa mise en rotation et crée une puissance mécanique sur l'arbre de la turbine [41], P_t s'exprimée par :

$$P_t = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \cdot \rho \cdot S \cdot v^3 = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \cdot v^3 \quad (2.10)$$

$$\text{Où : } \lambda = \frac{R \cdot \Omega_t}{v} \quad (2.11)$$

Avec :

λ : vitesse relative représentant le rapport entre la vitesse linéaire à l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent ; l'expression de C_p est la suivante [42] :

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(c_2 \left(\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right) - c_3\beta - c_4 \right) e^{-c_5 \left(\frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \right)} + c_6\lambda \quad (2.12)$$

Avec $c_1 = 0.5109$, $c_2 = 116$, $c_3 = 0.4$, $c_4 = 5$, $c_5 = 21$, $c_6 = 0.0068$. Voir la limite de Betz Annexe A.1.

En tenant compte de la formule (2.12), nous avons tracé les différentes allures du coefficient de puissance en fonction de différentes vitesses spécifiques λ et de l'angle de calage β des pâles (voir figure 2.6). Nous nous sommes intéressés à celle qui possède le plus haut sommet. Cette courbe est caractérisée par le point optimal ($\lambda_{opt} = 8.1$, $C_{pmax} = 0.475$ et $\beta = 0^\circ$) qui correspond au maximum du coefficient de puissance et donc au maximum de la puissance mécanique récupérée. On remarque que l'augmentation de β permet de dégrader C_p et par conséquent, provoque la diminution de la puissance mécanique récupérée sur l'axe de la turbine éolienne.

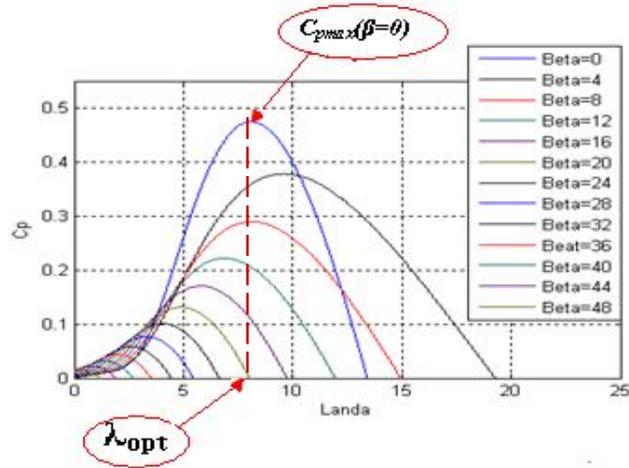


Fig. 2.6 Coefficient de puissance $C_p(\lambda, \beta)$

Le couple mécanique sur l'axe de la turbine est donné par :

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} \quad (2.13)$$

Avec

$$\Omega_t = \frac{\lambda \cdot v}{R} \quad (2.14)$$

On aura ,

$$C_t = \frac{1}{2\lambda} C_p(\lambda, \beta) \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^3 \cdot v^2 \quad (2.15)$$

II.2.3 Modèle du multiplicateur

En considérant que le multiplicateur est idéal, c'est-à-dire que les pertes mécaniques sont négligeables, le multiplicateur est alors modélisé par:

$$C_m = \frac{C_t}{G} \quad (2.16)$$

Le multiplicateur sert de liaison entre la turbine et le générateur et à adapter la vitesse de la turbine à celle de la génératrice.

$$\Omega_m = G \cdot \Omega_t \quad (2.17)$$

II.2.4 Modèle de l'arbre

L'équation fondamentale de la dynamique du système mécanique sur l'arbre de la GADA est exprimée par la relation suivante:

$$\left(\frac{J_t}{G^2} + J_m\right) \frac{d\Omega_m}{dt} + f \cdot \Omega_m = C_m - C_{em} \quad (2.18)$$

$$J = \frac{J_t}{G^2} + J_m \quad (2.19)$$

Le mouvement de l'arbre du générateur est modélisé par l'équation suivante [43] :

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_T - f \cdot \Omega_m \quad (2.20)$$

Où, le couple total C_T de l'éolienne est donné par la relation suivante :

$$C_T = C_m + C_{em} \quad (2.21)$$

II.2.5 Contrôle de la puissance mécanique de la turbine

Le schéma bloc de la figure 2.7 correspond aux modélisations de la partie mécaniques de la turbine éolienne. La turbine, peut être contrôlée par action soit sur l'angle de calage des pâles où sur le couple électromagnétique. La vitesse du vent v est considérée comme une entrée perturbatrice au système. Les figures 2.8 et 2.9 représentent respectivement l'allure du couple mécanique et l'allure de la puissance mécanique en fonction de la vitesse mécanique pour différents valeurs de la vitesse du vent.

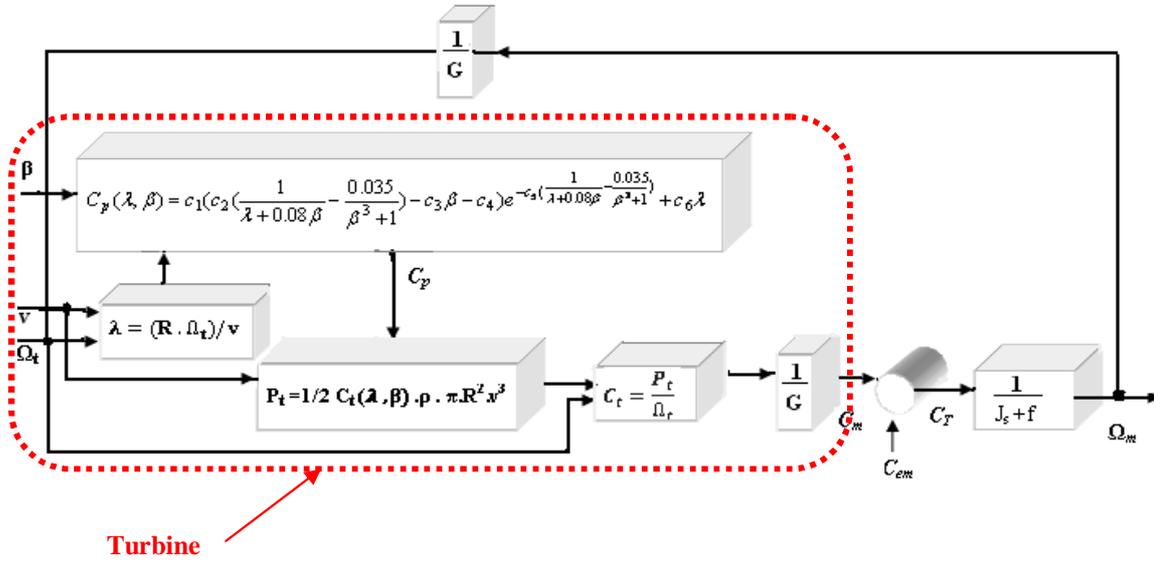


Fig. 2.7 Modèle de la partie mécanique de l'éolienne.

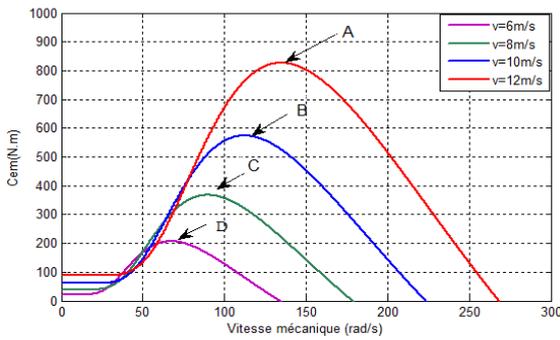


Fig.2.8 Caractéristique couple-vitesse mécanique de la turbine

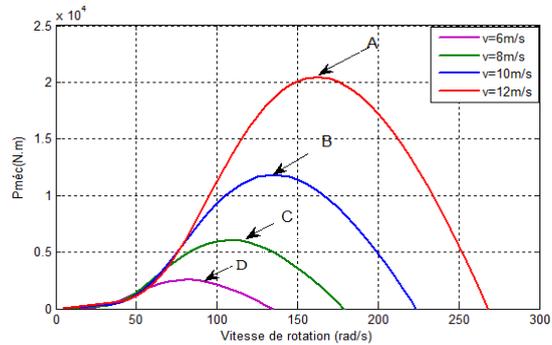


Fig.2.9 Caractéristique puissance – vitesse mécanique de la turbine

Pour extraire de manière efficace la puissance du vent, tout en maintenant le système en sécurité, l'éolienne doit être exploitée selon quatre zones, comme le montre la figure 2.10.

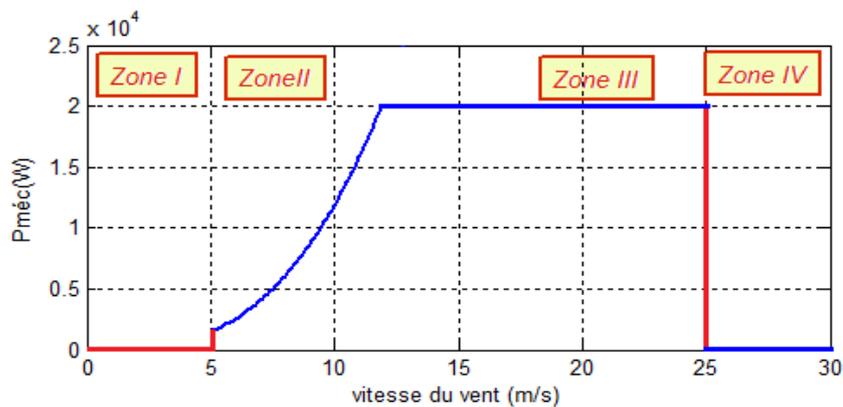


Fig. 2.10 Zones de fonctionnement de l'éolienne

- Dans la zone I, l'éolienne est arrêtée car le vent n'est pas assez fort pour que la production d'énergie soit rentable vis-à-vis de l'énergie de fonctionnement (voir figure 2.11.b).
- Dans la zone II, l'aérogénérateur fonctionne en charge partielle. L'objectif est d'optimiser le rendement énergétique. Ainsi, la vitesse de rotation évolue en fonction de la vitesse du vent de sorte qu'elle soit maintenue sur le point de fonctionnement de rendement aérodynamique maximal. Et pour cela, on doit garder le coefficient de puissance toujours égale à sa valeur maximal afin d'avoir l'optimum de la puissance capturée par la turbine. Le contrôle vise à faire varier la vitesse de rotation de l'éolienne de manière que λ reste aux alentours de λ_{opt} . L'angle de calage étant fixe, le coefficient de puissance de l'éolienne est égal à sa valeur maximale C_{pmax} (voir figure 2.11.b).
- La zone III (voir figure 2.11.c) correspond à un vent fort, pour un fonctionnement à pleine charge. Il faut limiter la puissance afin de ne pas abîmer le système [44].
- La zone IV au delà de la vitesse de la vitesse maximale admissible, un dispositif d'urgence est actionner pour arrêté l'éolienne, c'est la mise en drapeau ($\beta = 90^\circ$)

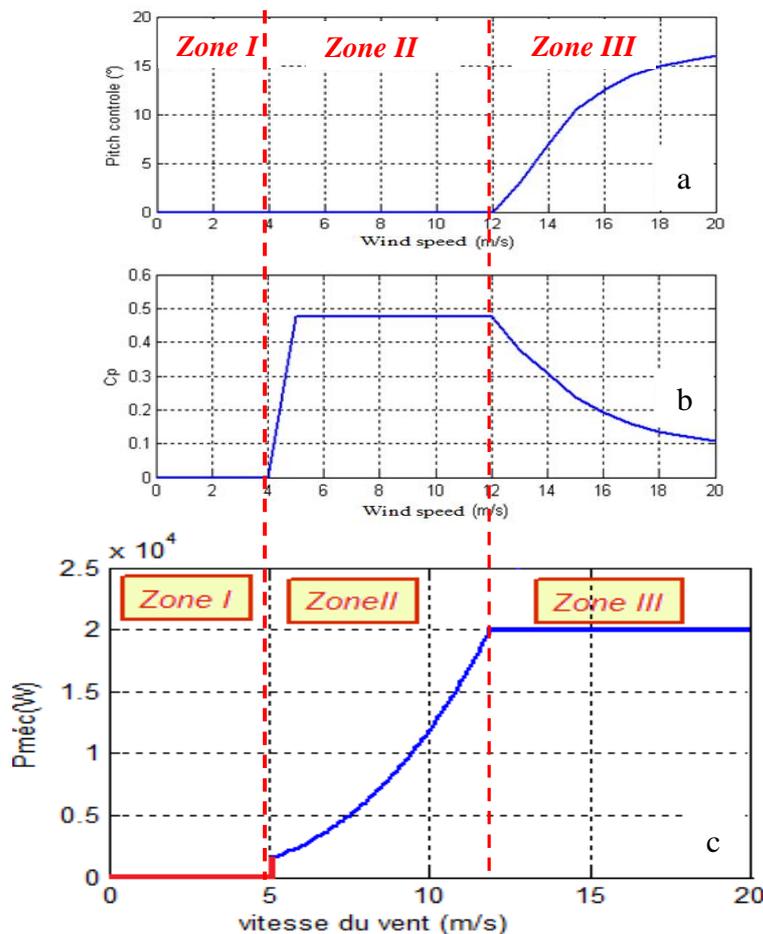


Fig. 2.11 Zone II (MPPT) et zone III (Pitch contrôle
a- Vitesse du vent ; b- Coefficient de puissance C_p ; c- Puissance.

II.2.5.1 Extraction de la puissance maximale (Zone II)

Cette méthode de contrôle MPPT (Maximum Power Point Tracking) consiste à régler le couple électromagnétique sur l'arbre de la GADA de manière à fixer la vitesse de rotation de celle-ci à une vitesse de référence [45]. Pour ceci, un asservissement de la vitesse de rotation de la GADA doit être effectué comme le montre la figure 2.12. Le couple électromagnétique de référence C_{em} permettant d'obtenir une vitesse mécanique de rotation (Ω_m) égale à sa valeur de référence Ω_{m-ref} dont l'image est obtenue en sortie du régulateur de vitesse. Ce régulateur, de type proportionnel intégral (PI), permet ainsi d'asservir la vitesse de rotation et d'atténuer l'effet du couple mécanique.

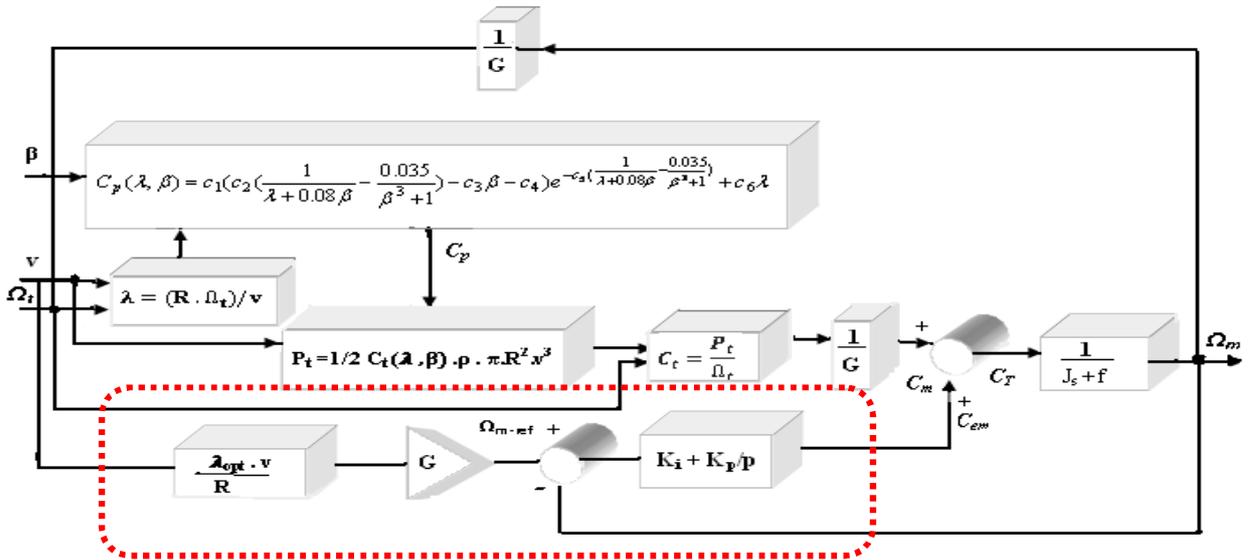


Fig. 2.12 Schéma bloc de l'asservissement de la vitesse mécanique de la turbine.

Pour un point de fonctionnement à vitesse du vent fixe, on souhaite que la puissance mécanique soit maximale, ce qui correspond à la valeur maximale de $C_p = 0.475$. Celle-ci est obtenue pour $\beta = 0^\circ$ [46], la vitesse relative (λ) est égale à sa valeur optimale λ_{opt} . La vitesse de rotation de référence de la turbine Ω_{t-ref} est définie par l'équation (2.22):

$$\Omega_{t-ref} = \frac{\lambda_{opt} \cdot v}{R} \quad (2.22)$$

Alors, on déduit la vitesse de rotation de référence de la GADA en prenant en compte le gain du multiplicateur:

$$\Omega_{m-ref} = G \cdot \Omega_{t-ref} \quad (2.23)$$

Le profil de vitesse du vent est représenté par la figure 2.13.a et la figure 2.13.b correspond à la réponse de la vitesse mécanique par rapport à la vitesse de référence, la vitesse suit parfaitement la référence avec un temps de réponse de 0.01s. La figure 2.13.c représentent la variation de λ avec et sans boucle d'asservissement on remarque que λ varie avec la variation du vent par contre avec l'introduction de la boucle d'asservissement de la vitesse mécanique λ est maintenue constante tous le long de la simulation. Pour le coefficient de puissance (voir la figure 2.13.d) on remarque qu'il varie avec la variation du vent par contre avec l'introduction de la boucle d'asservissement de la vitesse mécanique le coefficient de la puissance mécanique est maintenue constant et à sa valeur maximal qui correspond à 0.475 et ce malgré la variation du vent. Pour la puissance mécanique (voir figure 2.13.e) on remarque que la puissance obtenue avec régulation de la vitesse mécanique comparant à celle obtenue sans boucle de régulation a augmenté considérablement avec le même profil du vent ceci est l'avantage de la boucle de régulation.

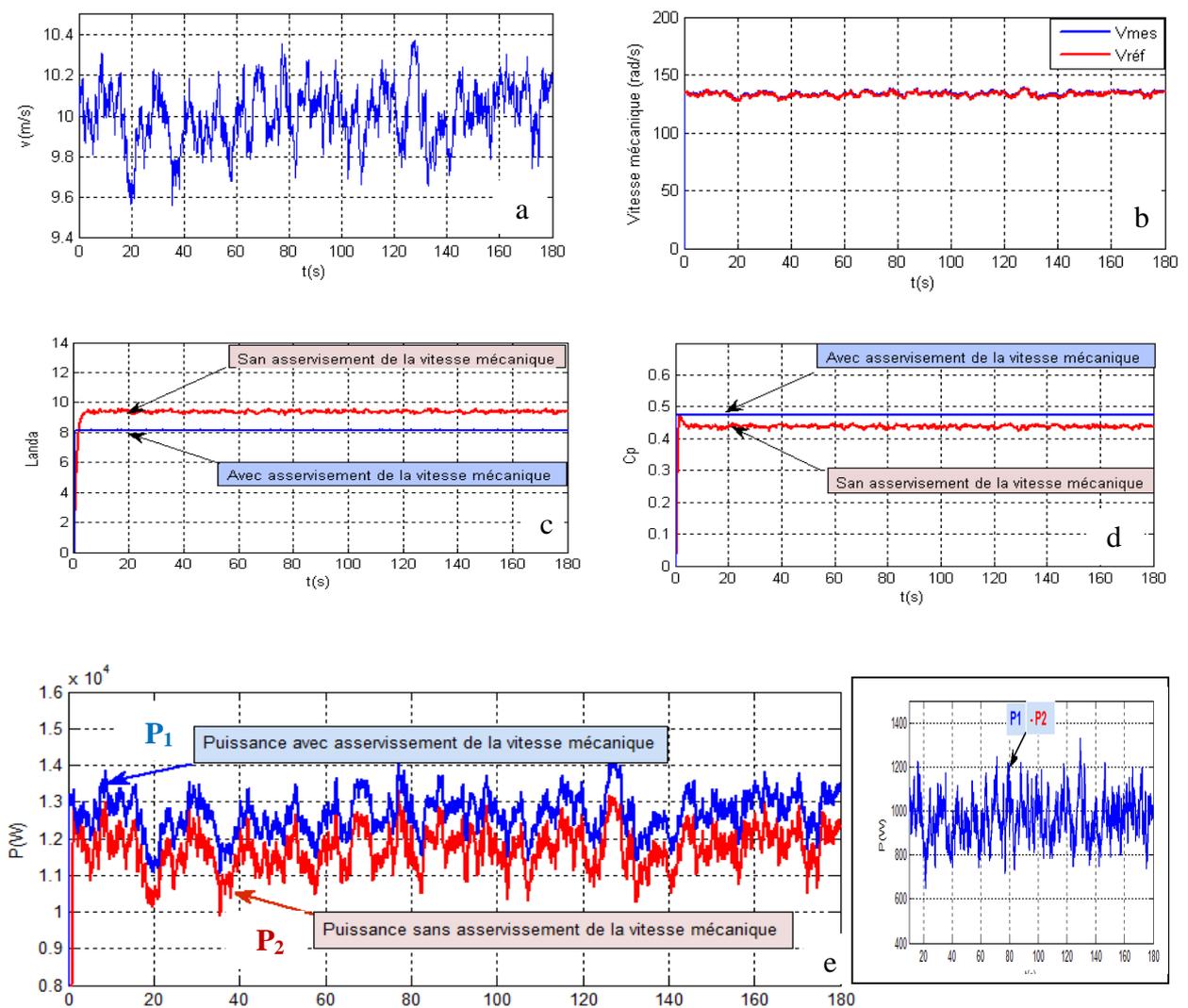


Fig. 2.13 Résultats de fonctionnement dans la zone II avec asservissement de vitesse mécanique
 a- Vitesse du vent ; b- Vitesse mécanique ; c- Landa; d- C_p Coefficient de puissance
 e- Puissance mécanique avec asservissement et sans asservissement

Pour tester le comportement de nos programmes dans la zone II, nous avons réalisé les simulations sous Simulink pour différents profils de vent à vitesse variable. La figure 2.14.a représente la variation du vent pour des valeurs de 8, 10 et 12 m/s. Le coefficient de puissance est maintenu constant durant toute la période de la simulation (voir figure 2.14.b) et ce malgré la variation de la vitesse du vent. Les puissances mesurées ont atteint leurs valeurs maximales pour chaque valeur de vitesses du vent (voir figure 2.14 c et d).

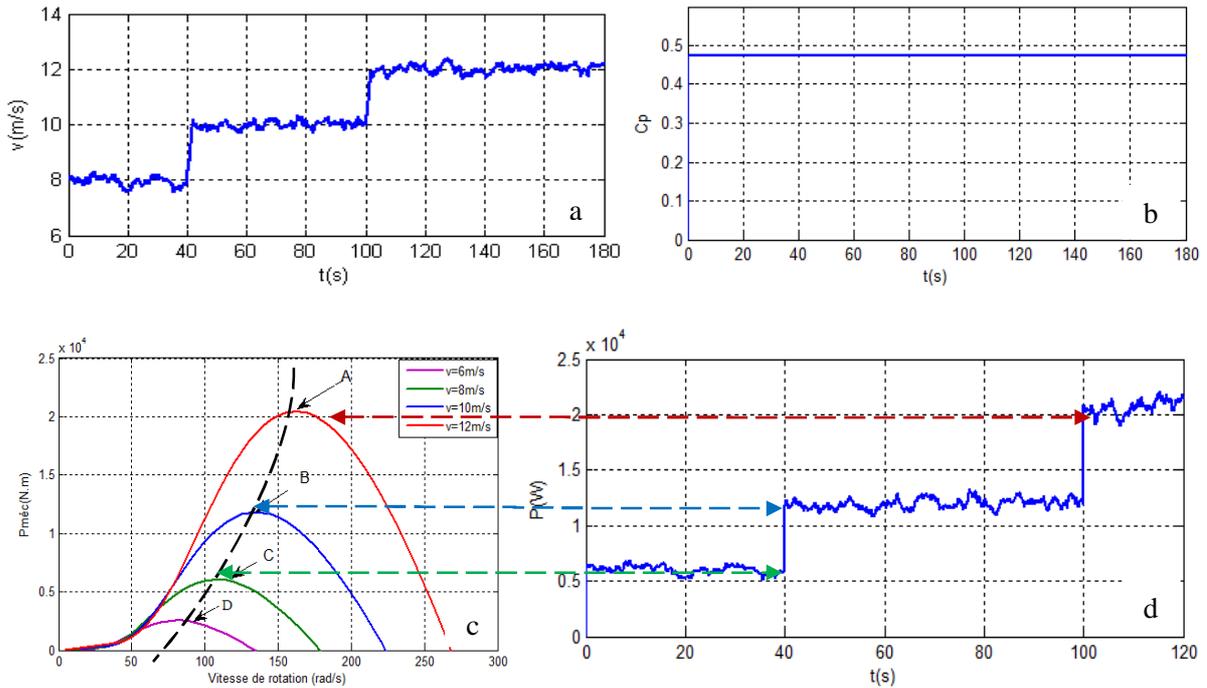


Fig. 2.14 Control de la puissance mécanique en zone II avec vitesse du vent variable
 a- Vitesse du vent ; b- coefficient de puissance C_p ;
 c- Caractéristique Puissance de la turbine -vitesse mec ; d- Puissance mécanique .

II.2.5.2 Pitch contrôle avec PI classique (Zone III)

Le système d'orientation des pâles sert à limiter la puissance générée. Les pâles sont tournées par un dispositif de commande appelé Pitch angle contrôle. Pour des vitesses du vent au delà de la vitesse de vent nominale en réglant l'angle d'orientation des pâles pour dégrader le coefficient de puissance (voir figure 2.15).

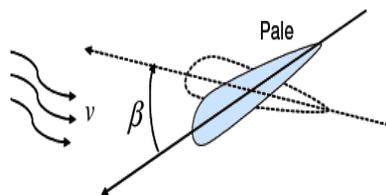


Fig. 2.15 Orientation des pâles [47]

Le système d'orientation de l'angle des pâles est rapproché par une fonction de transfert de 1^{er} ordre et par un intégrateur [48] [49]. Cet actionneur est commandé en boucle fermée pour asservir l'angle de calage des pales β voir la figure 2.16.

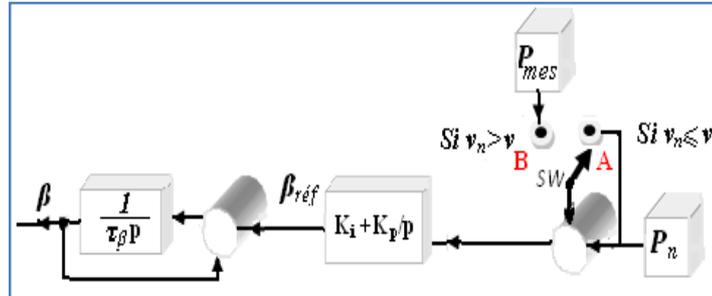


Fig. 2.16 Contrôle de la puissance électrique

Avec

τ_β : Constante de temps de l'actionneur (s).

β_{ref} : Référence d'angle reçue du processus de la commande de la puissance électrique.

Si la vitesse du vent est inférieure ou égale à v_n , le retour de la boucle fermée sera la P_n nominale (*position A*)(voir figure 2.17).

Si la vitesse du vent est supérieure à v_n , le retour sera la puissance électrique mesurée (*position B*). L'alternance entre les positions A et B assure la régulation de β .

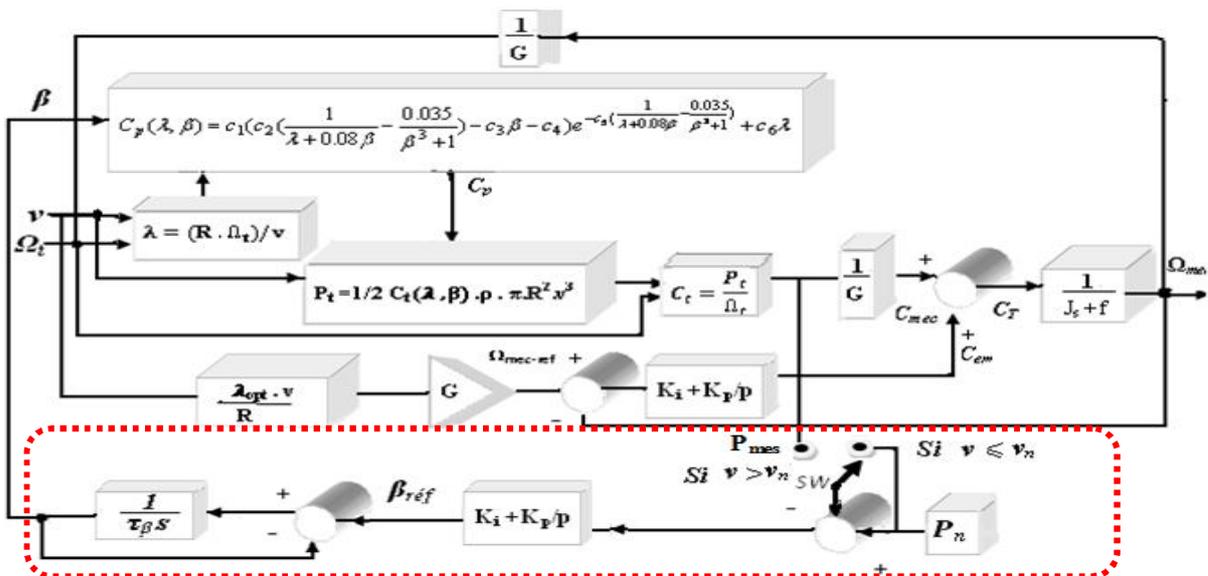


Fig. 2.17 Schéma bloc de la commande et contrôle de la puissance mécanique dans les zones II et III.

II.2.5.3 Pitch contrôle avec régulateur fractionnaire (PI^α)

Le calcul fractionnaire dont les origines théoriques sont très anciennes alors que son développement et ses applications sont très récents [50]. Ce n'est qu'au début des années 1951, que Davidson et Cole dans leurs travaux sur la relaxation diélectrique dans certains liquides, ont pu mettre à jour des phénomènes naturels dont les modèles faisaient appel à la dérivée d'ordre fractionnaire.

Cette théorie connaît actuellement une grande popularité parmi les chercheurs aussi bien dans les sciences fondamentales qu'en ingénierie. Notre intérêt pour l'introduction de ces systèmes dans les schémas de commande de la chaîne éolienne a été motivé par les très bonnes performances des systèmes d'ordre fractionnaire relativement à celles des systèmes d'ordre entier. Le régulateur fractionnaire $PI^\alpha D^\mu$ est une extension du régulateur PID dont la fonction de transfert est [51] [52]:

$$H(p) = K_p + K_i p^{-\alpha} + K_d p^\mu \quad (2.24)$$

Où α et μ sont des nombres réels positifs ; K_p est le gain proportionnel, K_i la constante d'intégration et K_d la constante de différentiation. Il est évident qu'en prenant $\alpha = 1$ et $\mu = 1$ on obtient le régulateur PID classique. La figure 2.18 représente un exemple de la structure interne des régulateur PI et PI^α sous Simulink.

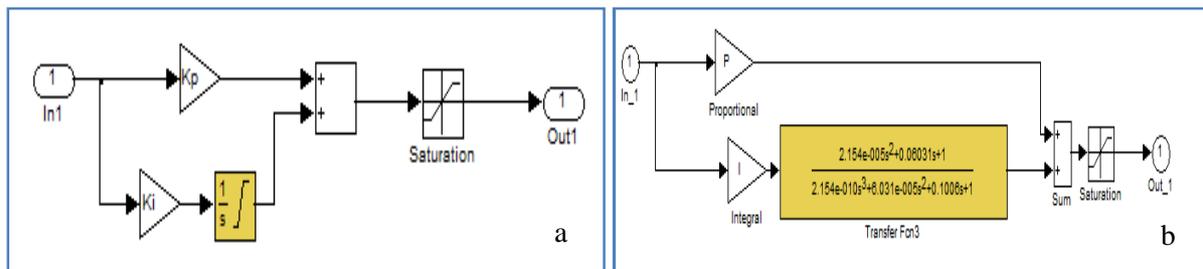


Fig. 2.18 Exemple de contrôleur PI et de PI^α fractionnaire.
 a- PI classique ; b- PI^α fractionnaire.

La fonction de transfert de l'opérateur intégrale d'ordre fractionnaire est représentée par la fonction irrationnelle suivante :

$$G_1(p) = \frac{1}{p^\alpha} \quad (2.25)$$

Dans une bande de fréquence donnée $[w_b, w_h]$, cette opérateur d'ordre fractionnaire peut être modelé dans le domaine fréquentiel par un pôle à puissance fractionnaire (PPF) comme suit :

$$G(p) = \frac{K}{\left(1 + \frac{p}{w_c}\right)^\alpha} \quad (2.26)$$

Où α serait un réel positif non entier tel que $0 < \alpha < 1$; $p = jw$ est le symbole de la transformée de Laplace ; w_c est la fréquence de coupure et $K = \frac{1}{w_c^\alpha}$ et ε_r est l'erreur maximale permise entre la pente de la réponse fréquentielle de l'opérateur de l'équation (2.25) et le PPF de l'équation (2.26). Logiquement, ce régulateur peut améliorer le niveau de performances du système de commande, vu qu'il présente plus de paramètres de réglage [53] [54] .

Dans le but d'implémenter des modèles d'ordre fractionnaire dans les schémas de commande présentés dans ce travail, nous utiliserons la méthode appelée "Méthode de la fonction de singularité" développée par Charef et al [55]. Pour un système d'ordre fractionnaire du premier ordre la méthode d'approximation consiste à approximer la pente de 20 mdB/dec sur le tracé de Bode du PPF par un nombre de ligne sous forme de zig-zag, produite par une alternance de pente 20 dB/dec et 0 dB/dec correspondant à une alternance des pôles et de zéros sur l'axe réel négative du plan tel que $p_0 < z_0 < p_1 < z_1 < \dots < z_{N-1} < p_N$. D'où l'approximation suivante [56] :

$$G(p) = \frac{K}{\left(1 + \frac{p}{w_c}\right)^\alpha} \approx K \cdot \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{p}{z_i}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{p}{p_i}\right)} = K \cdot \frac{\prod_{i=0}^{N-1} \left(1 + \frac{p}{(ab)^i a p_0}\right)}{\prod_{i=0}^N \left(1 + \frac{p}{(ab)^i p_0}\right)} \quad (2.27)$$

Où $(N+1)$ est le nombre total des singularités qui peut être déterminé par la bande de fréquences du système .Les pôles et les zéros de la fonction de singularités peuvent être obtenus comme suit:

$$p_i = (ab)^i \cdot p_0 \quad ; \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (2.28)$$

$$z_i = (ab)^i \cdot a \cdot p_0 \quad ; \quad i = 1, 2, 3, \dots, N - 1 \quad (2.29)$$

$$\text{Avec : } a = 10^{\frac{\varepsilon p}{10(1-\alpha)}} \quad ; \quad p_0 = w_c \sqrt{b} \quad ; \quad z_0 = a \cdot p_0 \quad ; \quad b = 10^{\frac{\varepsilon p}{10\alpha}} \quad ; \quad w_c = \sqrt{10^{\frac{\varepsilon r}{10\alpha}} - 1} \quad ;$$

$$N = \text{partie entiere} \left[\frac{\log\left(\frac{w_{max}}{p_0}\right)}{\log(ab)} \right] + 1 \quad (2.30)$$

Avec e_p l'erreur tolérée en dB avec une bande d'approximation w_{\max} .

Nous avons programmés et simulé cette méthode sous Matlab pour différentes valeurs de α . La fonction de transfert que nous avons retenue pour notre système de Pitch contrôle est la suivante : Pour $\alpha = 0.4$:

$$F(p) = \frac{4.642 \cdot 10^{-17} p^7 + 3.706 \cdot 10^{-12} p^6 + 3.788 \cdot 10^{-8} p^5 + 5.577 \cdot 10^{-5} p^4 + 0.01202 p^3 + 0.3788 p^2 + 1.72 p + 1}{4.642 \cdot 10^{-20} p^8 + 1.172 \cdot 10^{-14} p^7 + 3.788 \cdot 10^{-10} p^6 + 1.764 \cdot 10^{-6} p^5 + 0.001202 p^4 + 0.1202 p^3 + 1.758 p^2 + 3.70 p + 1} \quad (2.31)$$

Pour tester le comportement de programme pitch contrôle avec des régulateur fractionnaires, nous avons effectué une comparaison entre lorsque le système est contrôlé par un régulateur classique et lorsque le système est contrôlé par un régulateur fractionnaire (voir figure 2.19.a). Nous remarquons que le régulateur PI donne un bon suivie de la référence, par contre le contrôleur PI^α fractionnaire donne un suivi plus précis avec un très petit dépassement (voir figure 2.19.b).

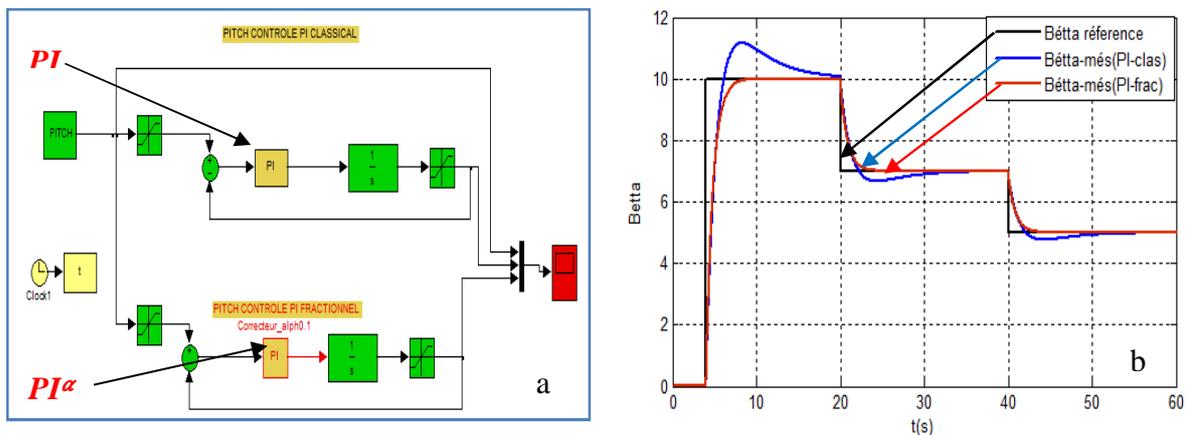


Fig. 2.19 Pitch angle avec des régulateurs classique et PI fractionnaires.
a. Bloc de contrôle sous Simulink ; b. contrôle avec PI classique et fractionnaire

La figure 2.20 représente le pitch contrôle fonctionnement dans la zone III. Pour des variations du vent d de 13, 15 et 17 m/s voir (figure 20.a), le système de contrôle réagit par des variations de l'angle de calage β (voir figure 20.b) ce qui engendre une dégradation de la valeur de C_p par contre la puissance mécanique est maintenue constant durant toute la période de la simulation (voir respectivement les figures 20.c et 20.d).

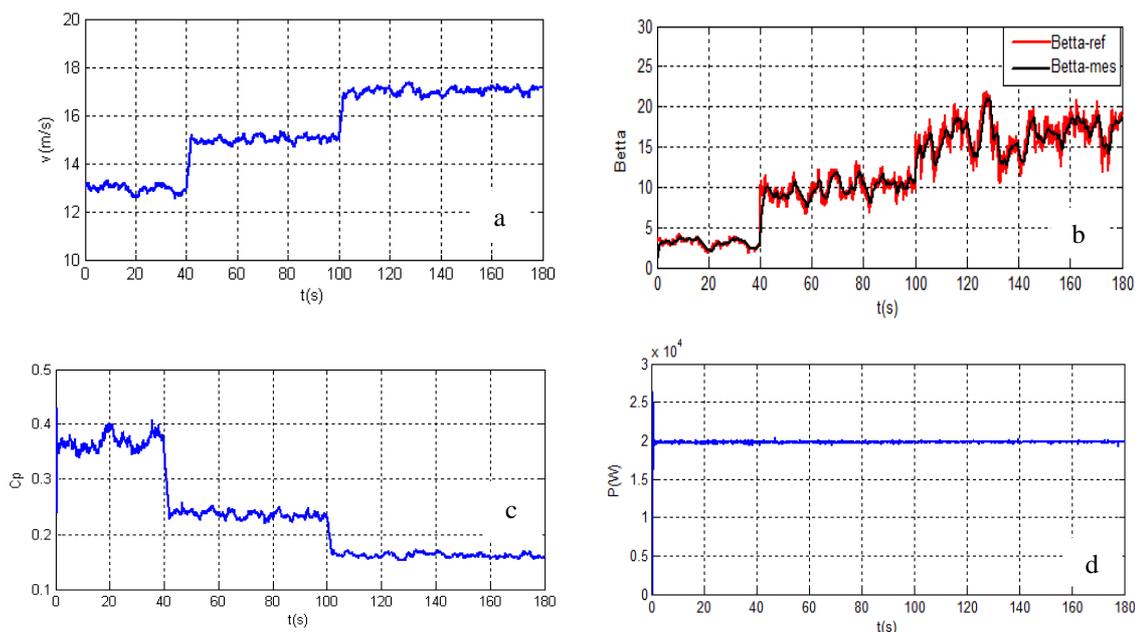


Fig. 2.20 Contrôle de la puissance mécanique dans la zone III avec vitesse du vent variable
 a- Vitesse du vent ; b- Variation de l'angle pitch contrôle ;
 c- C_p coefficient de puissance ; d- Puissance mécanique .

II.3 Modélisation et simulation de la partie électrique

Nous nous sommes orientés vers le choix d'une machine asynchrone à double alimentation afin de permettre une production optimale d'électricité quelles que soient les conditions de la vitesse du vent. La GADA permet d'avoir une plage de vitesse de rotation variant de $\pm 30\%$ autour de la vitesse de synchronisme et le contrôle de la tension rotorique de la GADA nous permet de maîtriser les puissances produites tant au niveau actif que réactif, ce qui est un point très intéressant pour la gestion de l'éolienne et la participation aux services systèmes. Dans ce chapitre nous allons considérer le fonctionnement de la génératrice en fonction des conditions imposées aux références des puissances, Pour pouvoir contrôler facilement la production d'électricité de l'éolienne, nous allons réaliser un contrôle indépendant des puissances actives et réactives et nous analyserons les performances de deux commandes différentes (commande directe et indirecte) avec deux types des régulateurs (PI classique et PI-flou).

II.3.1 Modélisation de la GADA

Une fois le stator de la machine connecté au réseau électrique, un flux magnétique apparaît au stator. Ce flux dépend de la réluctance du circuit magnétique, du nombre de spires dans le bobinage et du courant statorique. Lors de la rotation, le flux magnétique généré par le stator

créée des forces électromotrices (E_r) dans les enroulements rotoriques. Le rapport entre celles créées au rotor et au stator (E_s) est défini par :

$$\frac{E_r}{E_s} = \frac{N_r}{N_s} \cdot \frac{w_s - p \cdot \Omega_m}{w_s} = m_r \cdot \frac{w_s - w_r}{w_s} \quad (2.32)$$

Avec

N_r et N_s : respectivement le nombre des spires des bobinages rotorique et statorique ;

p : nombre de paires de pôles ;

m_r : rapport de transformation rotor/stator équivalent au rapport des nombres de spires rotoriques et statoriques.

En définissant le glissement par :

$$g = \frac{w_s - w_r}{w_s} \quad (2.33)$$

ω_s et ω_r : respectivement les pulsations statorique et rotorique de la GADA.

L'équation (2.32) devient :

$$\frac{E_r}{E_s} = g \cdot m_r \quad (2.35)$$

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

$$\frac{i_r}{i_s} = \frac{1}{m_r} \quad (2.36)$$

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

$$\frac{S_r}{S_s} = \frac{i_r}{i_s} \cdot \frac{E_r}{E_s} = g \quad (2.37)$$

La pulsation au stator (imposée par le réseau) étant supposée constante, il est donc possible de contrôler la vitesse de la GADA en agissant sur la puissance apparente rotorique via le glissement g . Les équations des tensions statoriques et rotoriques de la GADA dans le repère de Park sont:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \dot{\theta}_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \dot{\theta}_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \dot{\theta}_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \dot{\theta}_r \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.38)$$

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (2.39)$$

Et, l'équation mécanique de la machine est donnée par l'expression suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (2.40)$$

Le couple électromagnétique (C_{em}) est :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (I_{rq} \phi_{sd} - I_{rd} \phi_{sq}) \quad (2.41)$$

A cet effet, nous allons déterminer les équations qui lient les puissances actives et réactives statoriques aux grandeurs rotoriques sur lesquelles nous agissons pour commander la machine. Il s'agit au fait d'orienter le flux statorique suivant l'axe d du référentiel tournant afin d'assurer un découplage entre le stator et le rotor [57] [58].

Soit :

$$\phi_{sd} = \phi_s \quad \text{et} \quad \phi_{sq} = 0 \quad (2.42)$$

Donc,

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} I_{rq} \phi_{sd} \quad (2.43)$$

En tenant compte de (2.42) les équations des flux (2.39) deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + M I_{rq} \end{cases} \quad (2.44)$$

Si l'on suppose que le réseau électrique soit stable et que la tension simple V_s et le flux statorique ϕ_s soient constant, d'après l'équation (2.43) nous constatons que le couple électromagnétique C_{em} est directement proportionnel à la composante en quadrature du courant rotorique I_{rq} . Et que, si l'on néglige la résistance des enroulements statoriques, les équations (2.38) de la machine se réduisent à :

$$\begin{cases} V_{sd} = \frac{d\phi_s}{dt} \\ V_{sq} = \omega_s \phi_s \end{cases} \quad (2.45)$$

Où, ω_s est la pulsation électrique des grandeurs statoriques, d'où on déduit que :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = \omega_s \phi_s = V_s \end{cases} \quad (2.46)$$

Puis, en considérant (2.39), on déduit les expressions suivantes :

$$\begin{cases} I_{sd} = -\frac{M}{L_s} I_{rd} + \frac{\phi_s}{L_s} \\ I_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (2.47)$$

Sachant que les puissances actives et réactives statoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = V_{sq} I_{sd} - V_{sd} I_{sq} \end{cases} \quad (2.48)$$

En considérant l'équation (2.48), les expressions des puissances se réduisent à :

$$\begin{cases} P_s = V_s I_{sq} \\ Q_s = V_s I_{sd} \end{cases} \quad (2.49)$$

Alors, en substituant dans l'équation précédente les courants par leurs expressions (2.47), on obtient :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rd} + V_s \frac{\phi_s}{L_s} \end{cases} \quad (2.50)$$

A partir de l'équation (2.46), nous obtenons l'expression suivante :

$$\phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (2.51)$$

L'expression des puissances (2.50) peut être réécrite sous la forme ci dessous :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{rd} + \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (2.52)$$

Ces dernières expressions montrent que la puissance statorique est proportionnelle à la composante de courant rotorique sur l'axe q et que la puissance réactive statorique n'est pas proportionnelle au composant de courant rotorique sur l'axe d due à une constante imposée par le réseau. Ainsi, ces puissances statoriques peuvent être contrôlées indépendamment l'une de l'autre. Afin de pouvoir contrôler correctement la machine, il faut établir la relation entre les courants et les tensions rotoriques :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{rd} + \frac{M V_s}{L_s \omega_s} \\ \phi_{rq} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{rq} \end{cases} \quad (2.53)$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{dI_{rd}}{dt} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{dI_{rq}}{dt} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{rd} + g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (2.54)$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma \cdot L_r \frac{dI_{rd}}{dt} - e_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \sigma \cdot L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + e_{rd} + e_\emptyset \end{cases} \quad (2.55)$$

$$\begin{cases} V_{rd} + e_{rq} = R_r I_{rd} + \sigma \cdot L_r \frac{dI_{rd}}{dt} \\ V_{rq} - e_{rd} - e_\emptyset = R_r I_{rq} + \sigma \cdot L_r \frac{dI_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (2.56)$$

$$\text{Où, } \sigma = 1 - \frac{(M)^2}{L_s \cdot L_r} \quad \text{Et } \begin{cases} e_{rq} = g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{rq} \\ e_{rd} = g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{rd} \\ e_\emptyset = g \frac{M V_s}{L_s} \end{cases} \quad (2.57)$$

À partir du modèle que nous venons de développer, nous pouvons montrer les relations entre les tensions appliquées au rotor de la machine et les puissances statoriques par le schéma bloc sous Simulink de la GADA (voir figure 2.21).

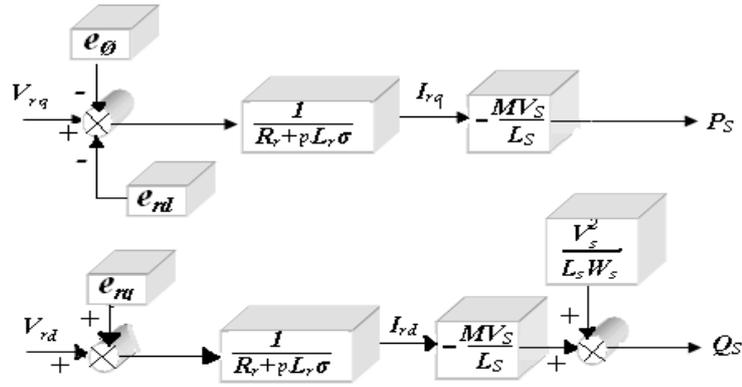


Fig. 2.21 Structure interne de la GADA.

On remarque que les puissances et les tensions sont liées par une fonction de transfert du premier ordre. De plus, du fait de la faible valeur du glissement g , il sera possible d'établir sans difficulté une commande vectorielle car les influences des couplages resteront faibles et les axes d et q pourront être commandés séparément avec leurs propres régulateurs [59] [60].

II.3.2 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux de type NPC

L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de six interrupteurs et six diodes montées en antiparallèle permettant d'assurer la réversibilité du courant dans chaque bras du convertisseur. Il délivre en fonction des états des interrupteurs deux niveaux de tensions $-E/2$ et $E/2$ comme indiqué dans le tableau 2.1.

Tabl. 2.1 Les tensions de sorties de l'onduleur à deux niveaux en fonction des états des interrupteurs.

Séquence	K_{i1}	K_{i2}	C_i	U_{i0}
1	0	1	-1	-E/2
2	1	0	1	+E/2

Avec :

i : indice de phase tel que $i = a, b, c$;

C_i : variable d'état d'un bras de l'onduleur ;

$C_i = 1$ ($K_{i1}=1$ et $K_{i2}=0$) et $C_i = -1$ ($K_{i1}=0$ et $K_{i2}=1$) ;

U_{io} : tension entre une phase et le point milieu O fictive de la source.

Et

$$U_{io} = C_i \frac{E}{2} \tag{2.58}$$

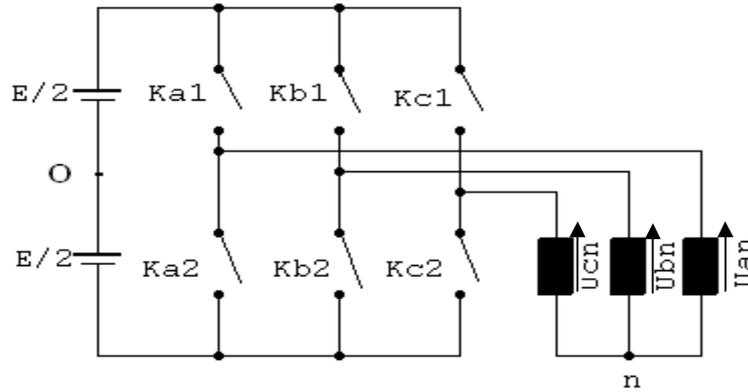


Fig. 2.22 Onduleur de tension à deux niveaux

Si on considère tous les interrupteurs, toutes les phases, et tous les états possibles, on obtient 2^3 combinaisons, lesquelles sont présentées dans le tableau B.1 (voir Annexe B).

Les tensions entre phases (composées) sont exprimées par les relations suivantes :

$$U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} ; U_{bc} = U_{bo} - U_{co} ; U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \tag{2.59}$$

Si le système est équilibré, la somme des tensions entre une phase et le neutre est nulle soit :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \tag{2.60}$$

Avec :

$$U_{an} = \left(\frac{1}{3}\right) (U_{ab} - U_{ca}) \tag{2.61}$$

$$U_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right) (U_{bc} - U_{ab}) \tag{2.62}$$

$$U_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right) (U_{ca} - U_{bc}) \tag{2.63}$$

En remplaçant les tensions U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} par leurs valeurs définies on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{ao} \\ U_{bo} \\ U_{co} \end{bmatrix} \tag{2.64}$$

Soit

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{bmatrix} \cdot \frac{E}{6} \quad (2.65)$$

Les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur à deux niveaux sont obtenus à partir des intersections d'un signal triangulaire à trois signaux de références sinusoïdaux déphasés entre eux de 120° .

- *Références*

$$\begin{cases} U_{aref} = A_r \sin(2\pi f_r t) \\ U_{bref} = A_r \sin\left(2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{cref} = A_r \sin\left(2\pi f_r t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.66)$$

- *Porteuse*

$$U_p(t) = \begin{cases} A_p \left(4 \frac{t}{T_p} - 1\right) & \text{Si } 0 < t \leq \frac{T_p}{2} \\ A_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p}\right) & \text{Si } \frac{T_p}{2} < t < T_p \end{cases} \quad (2.67)$$

Avec U_{refi} : signal de référence; U_{port} : signal de la porteuse ; E : tension appliquée à l'entrée de l'onduleur ; U_{io} : tension entre le point de la phase i et le point milieu (O). L'algorithme de commande est :

Tab. 2.2 Algorithme de commande de l'onduleur à deux niveaux

Test	$U_{refi} \geq U_{port}$	$U_{refi} < U_{port}$
U_{io}	$E/2$	$-E/2$

II.3.3 Commande séparé des puissances active et réactive

Il existe deux méthode pour assurer une commande séparée des puissances de la machine : méthode directe et méthode indirecte celles-ci ferons l'objet d'une étude et simulation dans la suite de cet travail. Pour la méthode directe les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine cette méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives. La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques.

II.3.3.1 Commande directe avec PI classique

Cette méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives. L'appellation commande directe vient du fait que les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotorique de la machine [61] [62]. L'intérêt que présente cette méthode est que sa mise en œuvre est simple et qu'elle consiste à placer une boucle de régulation sur chaque puissance avec un régulateur PI (voir figure 2.23), tout en compensant les termes de perturbation et nous négligeront les termes de couplage entre les deux axes de contrôle du fait de la faible valeur de glissement.

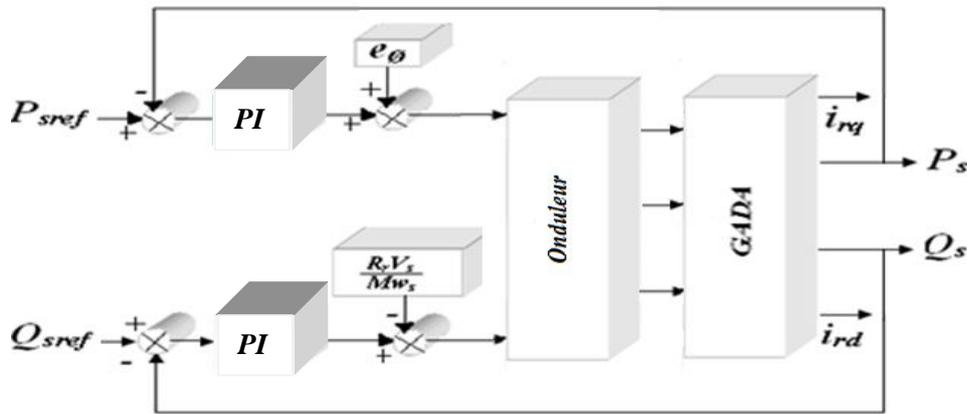


Fig. 2.23 Schéma bloc de la commande directe avec PI classique

Nous synthétisons les régulateurs par la méthode de la compensation de la constante de temps du processus à réguler [63]. Notons que la méthode par compensation des pôles n'a d'intérêt que si les paramètres de la machine sont connus avec une certaine précision car les gains des régulateurs dépendent de ces paramètres.

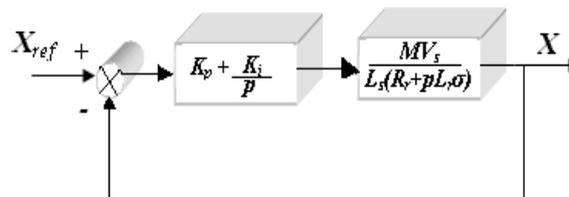


Fig. 2.24 Schéma bloc du système de régulation

On déduit la fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) du système de régulation de la figure 2.24 :

$$FTBO = \frac{p + \frac{k_i}{k_p}}{\frac{p}{k_p}} \cdot \frac{MV_s}{L_s L_r \sigma} \cdot \frac{1}{p + \frac{R_r}{L_r \sigma}} \tag{2.68}$$

La méthode de compensation des pôles consiste à éliminer le zéro de la fonction de transfert et ceci nous conduit à l'égalité suivante:

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_r}{L_r \sigma} \quad (2.69)$$

On obtient,

$$FTBO = \frac{k_p \frac{MV_s}{L_s L_r \sigma}}{p} \quad (2.70)$$

Et, la fonction de transfert en boucle fermée (*FTBF*) est la suivante:

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r p} \quad (2.71)$$

$$\text{Avec } \tau_r = \frac{1}{k_p} \frac{L_s L_r \sigma}{MV_s} \quad (2.72)$$

Où, τ est le temps de réponse du système que l'on se fixe de l'ordre de 10 ms et les gains des régulateurs *PI* sont exprimés en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} k_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s L_r \sigma}{MV_s} \\ k_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{R_r L_s}{MV_s} \end{array} \right. \quad (2.73)$$

- *Résultats de la simulation de la commande directe avec vent constant*

La modélisation de la commande directe a été implantée dans l'environnement MATLAB, Simulink voir figure 2.25 .Afin de tester la boucle de régulation nous avons soumis ce système à des échelons de puissances active et réactive. D'après les figures 2.26 .a et 2.26.b que les puissances active et réactive suivent respectivement leurs valeurs de consigne .Les figures 2.26.c et 2.26.d représentent respectivement les courants quadratiques sur l'axe *q* et *d*. On remarque que le premier à la même forme que celle de la puissance active par contre le second courant i_{rd} suit l'allure de la puissance réactive, ce qui est en conformité avec le principe de commande de découplée des puissances.

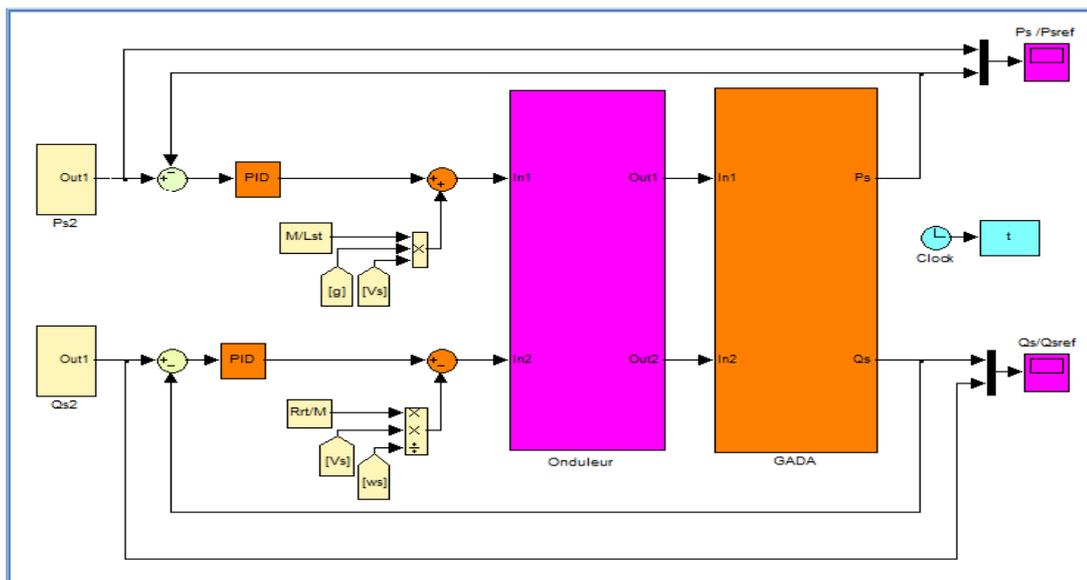


Fig. 2.25 Schéma bloc de la commande directe de la GADA sous Simulink.

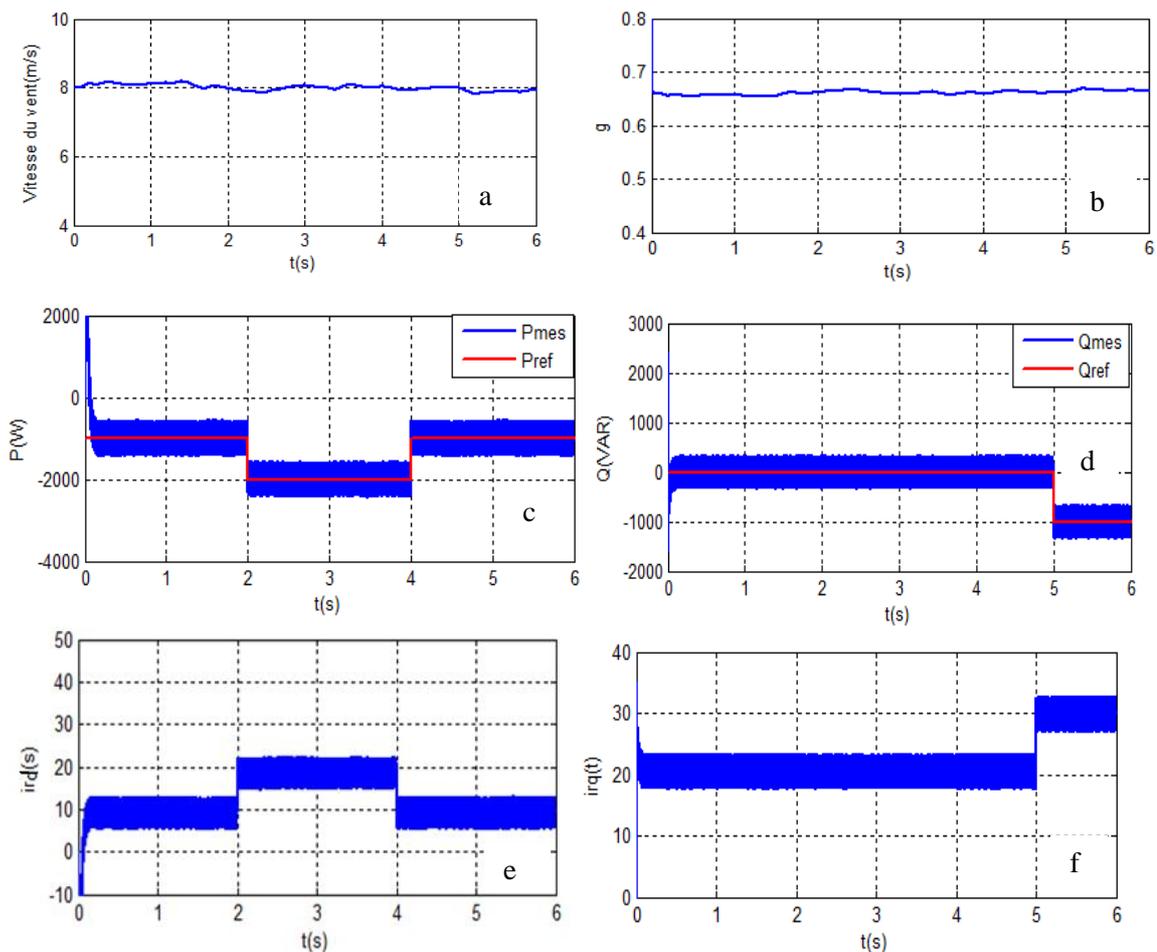


Fig. 2.26 Commande séparé directe des Puissances active et réactive avec vitesse du vent constante
 a- vitesse du vent ; b- Glissement ; c- Puissance active ; d- Puissance réactive ; e- Courant i_{rd} ; f- Courant i_{rq} .

- *Résultats de la simulation de la commande directe avec vent variable*

Nous avons refait la simulation sous les mêmes conditions de la simulation dernière sauf que cette fois-ci la turbine est soumise à une contrainte d'un vent à vitesse variable (voir figure 2.27.a). La figure 2.27.b représente le glissement engendré par ce profile du vent. Nous remarquons que les puissances active et réactive ont du mal à suivre les valeurs des consignes des puissances (voir figures 2.27.c et 2.27.d).

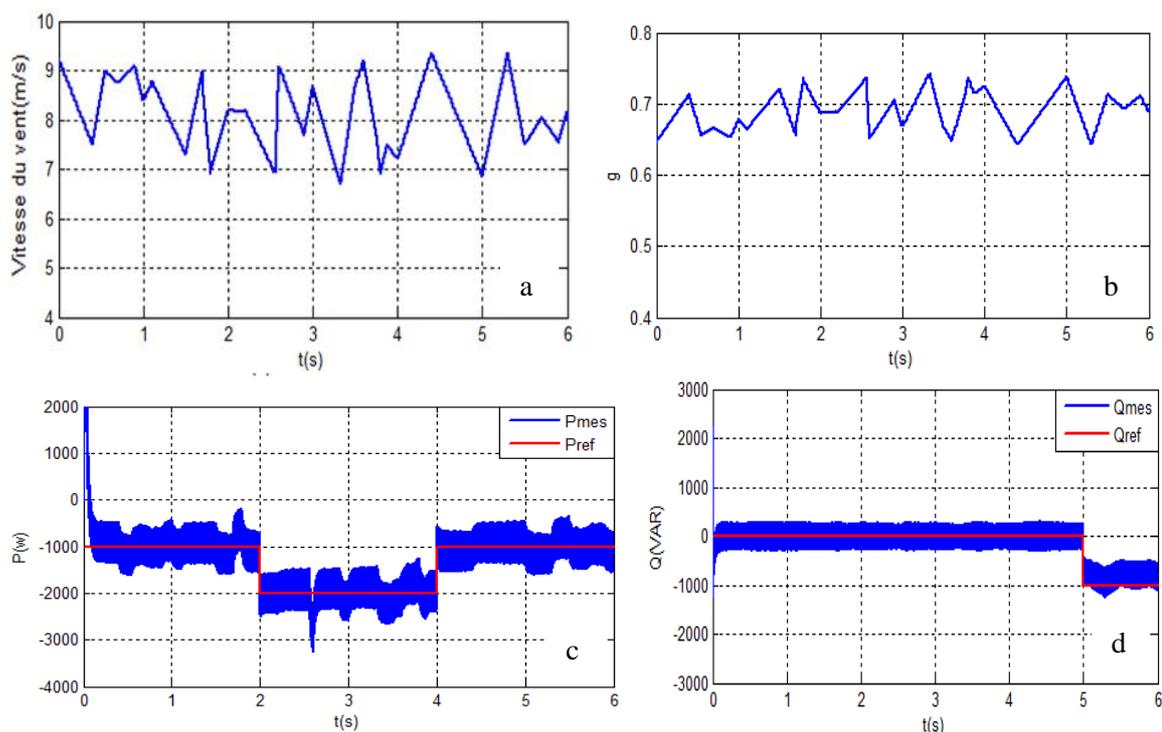


Fig. 2.27 Commande séparée directe des Puissances active et réactive avec PI classique et vitesse du vent variable

a- vitesse du vent ; b- Glissement ; c- Puissance active ; d- Puissance réactive.

II.3.3.2 Commande indirecte des puissances active et réactive avec PI-flou

Pour améliorer le système de contrôle précédent, nous allons étudier une commande indirecte des puissances active et réactive. La figure 2.28 représente le schéma bloc du système de régulation sans boucle de puissance. Cette structure consiste à contrôler les puissances indirectement par le réglage des deux composantes directe et en quadratique du courant rotorique.

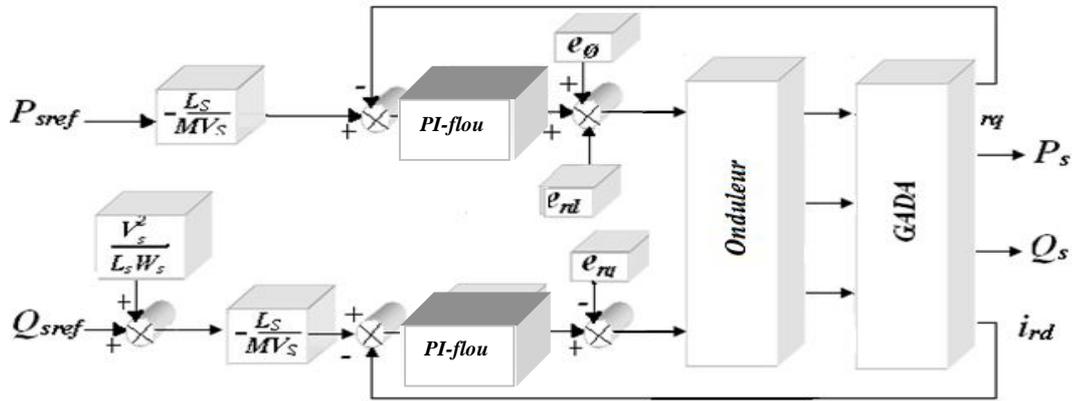


Fig. 2.28 Schéma bloc du réglage indirect avec PI-flou

On adoptera donc, pour les entrées du correcteur flou, ces deux grandeurs caractéristiques notées e et de . Quant à sa sortie elle représente l'incrément du signal de commande à appliquer au processus à commander. La structure générale d'un régulateur PI-flou est illustrée par la figure 2.29.

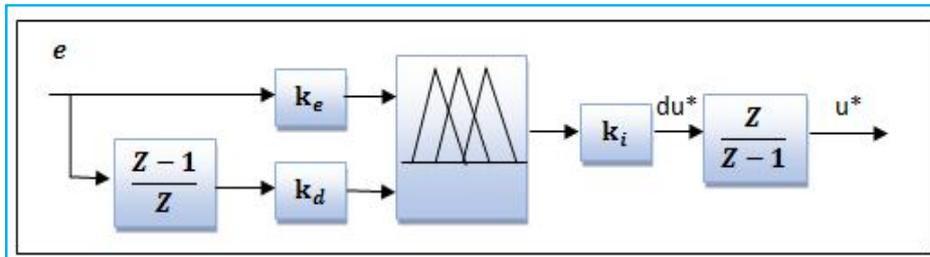


Fig. 2.29 Structure interne d'un contrôleur PI flou

Avec :

E : l'erreur, elle est définie par : $e(k) = \Omega_{eref}(k) - \Omega_e(k)$.

de : la variation de l'erreur

k_e, k_d, k_i : gains qui peuvent être constants ou variables.

Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et d'améliorer les performances dynamiques et statiques ciblées par la commande. On les appelle "facteurs d'échelle", ils permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure [64] [65]. Les règles d'inférence permettent de déterminer le comportement du contrôleur flou qui doit donc inclure des étapes intermédiaires qui lui permettent de passer des grandeurs réelles vers les grandeurs floues et vice versa [66] ; ce sont les étapes de fuzzification et de defuzzification. Pour les fonctions d'appartenance, on choisit pour chaque variable les formes

triangulaires et trapézoïdales comme le montre la figure 2.30 .Explicitons maintenant les notations des sous-ensembles flous utilisés pour fuzzifier les trois variables suivantes :

- N : Négatif ;
- ZE : Environ Zéro ;
- P : Positif;

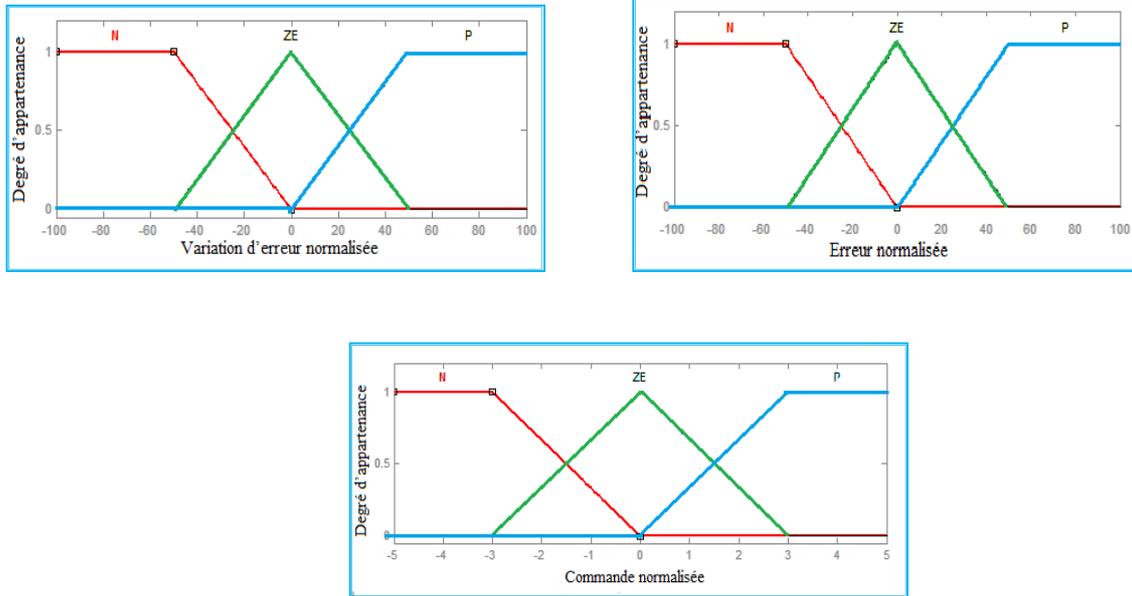


Fig. 2.30 Fonctions d'appartenance des différents variables linguistiques (RLF de puissance).

Pour notre cas chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur PI-flou possède trois ensembles flous, ce qui donne un ensemble de neuf règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

Tab. 2.3 La Base des règles de contrôle PI-flou.

E_i	N	ZE	P
ΔE_i			
N	N	N	ZE
ZE	N	ZE	P
P	ZE	P	P

Les valeurs contenues dans ces cellules ont été déterminées de façon logique en étudiant toutes les combinaisons possibles des variables d'entrée. D'après cette matrice, on peut définir les 9 règles. Nous avons effectué le contrôle séparé indirecte des puissances active et réactive de la GADA avec des régulateurs PI-flou sous les mêmes contraintes de la dernière simulation avec un vent à vitesse variable. D'après les résultats nous remarquons que le contrôle par PI-flou a surpassé le contrôle direct par (PI) en ce qui concerne la qualité de la réponse dynamique du système [67]. En effet, ce dernier réduit davantage le temps de réponse en produisant un

dépassement limité accompagné de faibles oscillations autour de la consigne et ce si sous la contrainte d'un vent variable sachant que le régulateur flou est efficace pour les régimes transitoire et les régulateurs (PI) pour le régime permanent ; la combinaison des deux régulateurs à donné une bonne stabilité de système.

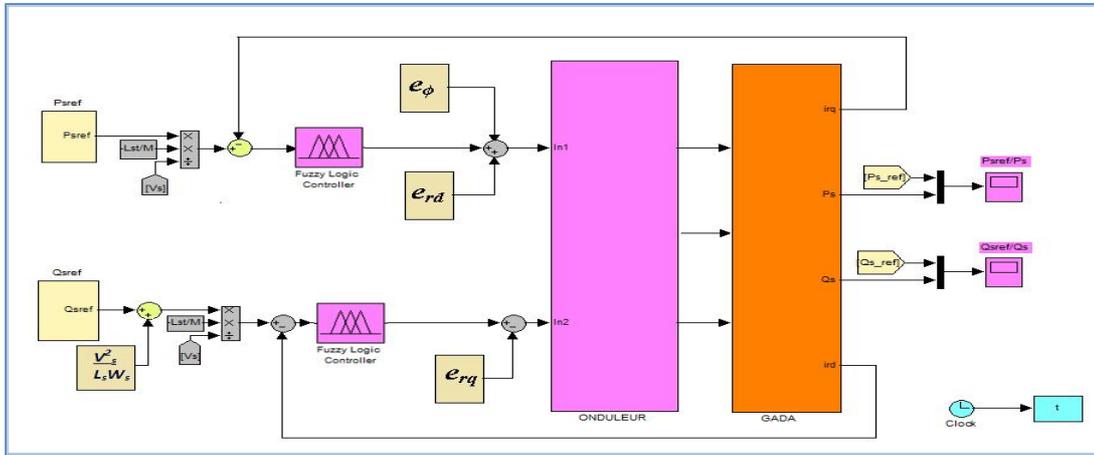


Fig. 2.31 Schéma bloc sous Simulink de réglage indirect avec PI-flou.

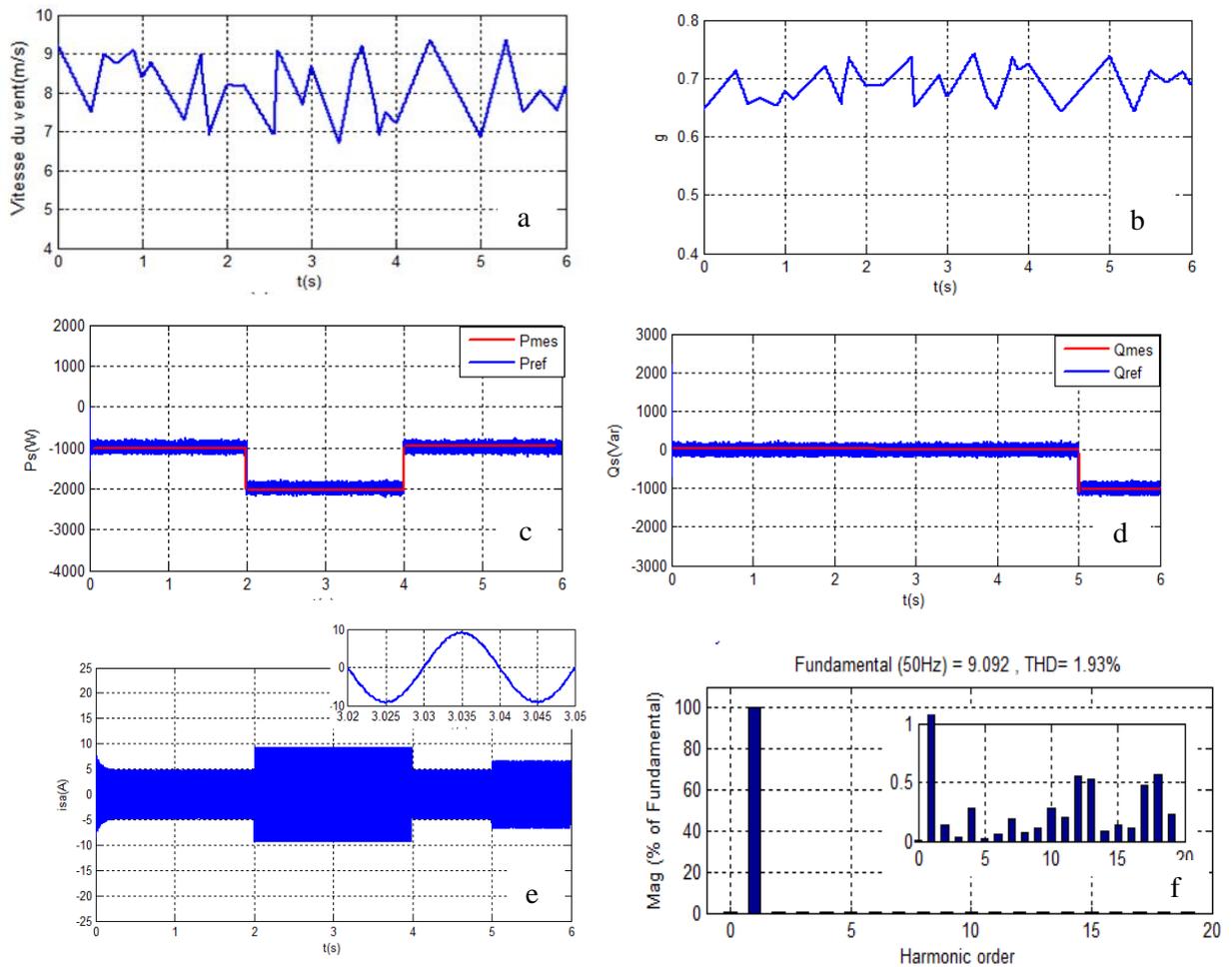


Fig. 2.32 Commande séparé indirecte des puissances active et réactive PI-flou avec vitesse du vent variable
 a- Vitesse du vent ; b- Glissement ; c- Puissance active ;
 d- Puissance réactive ; e- i_{sa} ; f- Analyse spectrale de courant statorique.

II.4 Conclusion

Le fonctionnement d'une turbine éolienne se décompose en plusieurs zones de fonctionnement et chaque zone possède sa propre commande suivant la vitesse du vent agissant sur la turbine. Une structure de contrôle d'une turbine éolienne à vitesse variable dans sa plage entière de fonctionnement est présentée où nous avons établie la modélisation du profil du vent ainsi que les modèles mathématiques des composantes du système de la turbine sous l'effet de différentes valeurs de la vitesse du vent. Pour un fonctionnement à vitesse inférieure à la vitesse nominale, nous avons appliqué une procédure de control MPPT pour extraire la puissance maximale disponible au niveau de la turbine éolienne. Les résultats des tests par simulation ont permis de vérifier la validité de la méthode proposée.

Pour des vitesses du vent supérieur à la vitesse nominale, la turbine devrait fonctionner en zone de pleine charge et la puissance produite doit être maintenue égale à la puissance nominale, en conséquence l'angle de calage des pales β doit être modifié afin de diminuer le coefficient de puissance $C_p(\lambda, \beta)$. A cet effet, nous avons opté pour un système de réglage de β à l'aide des régulateurs PI fractionnaire (Pitch control). Le système de commande proposé est validé par la simulation numérique et ses performances sont comparées avec celles d'un contrôleur PI classique.

La modélisation et la commande de la machine asynchrone à double alimentation pour le fonctionnement en générateur sont traitées en second volet de ce chapitre. Au terme de ce travail, la commande indirecte avec des régulateurs PI-flou présente des résultats convenables et le système a pu suivre la variation de vitesse du vent tout en gardant les performances exigées des puissances active et réactive séparées.



Chapitre III
Etude des convertisseurs statiques
(Modélisation et Simulation)

III.1 Introduction

Les convertisseurs statiques sont de plus en plus exploités dans diverses applications. On les retrouve dans des applications domestiques, le transport ferroviaire urbain ou maritime et dans plusieurs domaines industriels. La valeur de la tension de blocage des semi-conducteurs est repoussée à des valeurs dépassant les 10 KV et ce grâce à l'amélioration des techniques de leurs réalisations. Dans ce chapitre, nous allons présenter une brève synthèse des principales topologies des onduleurs multiniveaux à commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et à commande espace vectorielle (SVM). L'alimentation des onduleurs multiniveaux seront assurés par des générateurs partiels PV chacun est connecté à un hacheur survolteur adapté par une commande MPPT par la méthode de Perturbation et Observation (P&O). Nous consacrons la dernière partie de ce chapitre à la modélisation du convertisseur matriciel, en traitant sa topologie matricielle et ces performances.

III.2 Modélisation d'un système PV

Le système étudié est constitué par le générateur PV, le convertisseur DC-DC est un hacheur de type survolteur commandé par un signal à modulation de largeur d'impulsion avec une stratégie de poursuite du Point de Puissance Maximale (Maximum Power Point Tracker) pour maximiser l'extraction de la puissance de recherche du point de puissance maximale MPPT. La figure 3.1 représente le schéma synoptique de l'ensemble du système PV, La commande MPPT délivre l'action de contrôle appropriée afin de suivre le point de puissance maximale en chaque instant. Ce contrôle agit directement sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC.

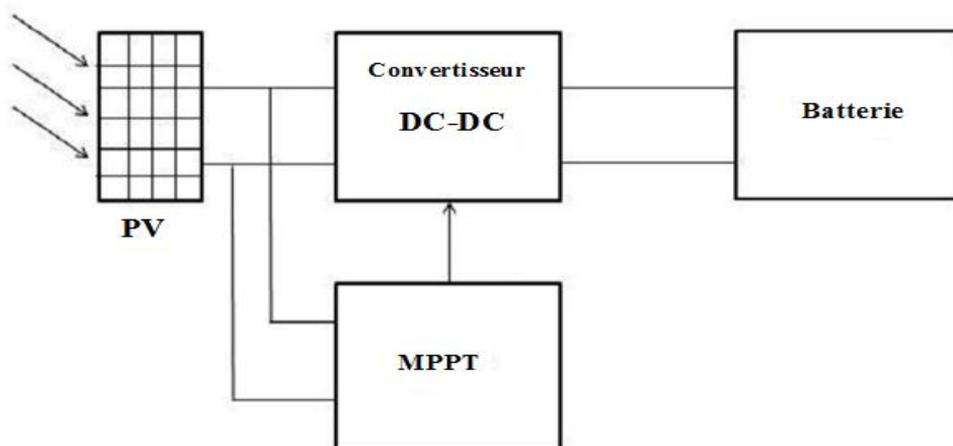


Fig. 3.1 Système GPV

III.2.1 Modèle du module photovoltaïque

La figure 3.2 représente le modèle électrique d'une cellule solaire qui consiste en une source de courant idéale, branchée avec une résistance série R_s et une résistance shunt R_{sh} en parallèle. La diode D décrit les propriétés de semi conducteur de la cellule .Ce modèle à une diode empirique) est actuellement le plus utilisé en raison de sa simplicité [68] [69].

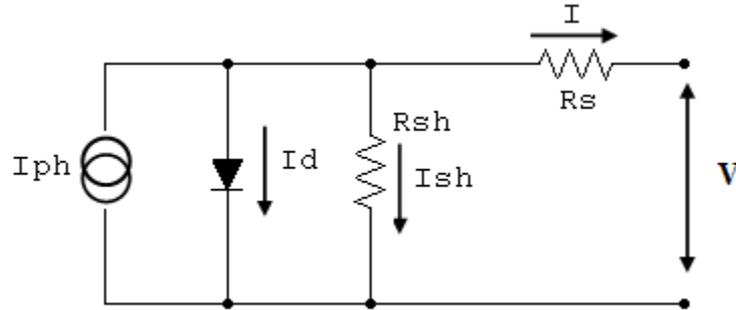


Fig. 3.2 Circuit équivalent d'une cellule photovoltaïque.

Avec

R_{sh} : représente les fuites autour de la jonction p-n dues aux impuretés et sur les coins de cellule.

R_s : la résistance interne de la cellule ; elle dépend principalement de la résistance du semi-conducteur utilisé, de la résistance de contact des grilles collectrices et de la résistivité de ces grilles.

A partir du circuit de la figure 3.2, on peut déduire:

$$I = I_{ph} - I_d - I_{sh} \quad (3.1)$$

Avec :

I_{ph} : Photo courant crée par la cellule (proportionnel au rayonnement incident) [A].

I_d : Courant appelé courant de l'obscurité total [A].

I_{sh} : Courant circulant dans R_{sh} [A] .

L'équation du courant photo-généré (I_{ph}) ramené aux conditions de référence ($\lambda = 1kw/m^2$, $T=25^\circ$, $C = 298K$) est donné par :

$$I_{ph} = \lambda [I_{sc} + K_I (T - T_{ref})] \quad (3.2)$$

Avec:

λ : Eclairage de fonctionnement [kw/m^2].

T et T_{ref} : Température de fonctionnement et de référence respectivement [K].

I_{sc} : Courant de court circuit à la température de référence [A].

K_I : Coefficient de température du courant du court circuit.

Le courant circulant dans la diode est donné par l'équation suivante:

$$I_d = I_o \left(e^{\left(\frac{q(V+I_{RS})}{kT\gamma} \right)} - 1 \right) \quad (3.3)$$

Avec:

V : La tension imposée aux bornes de la cellule [V].

I : Le courant délivré par la cellule [A].

I_o : Courant de saturation de la diode [A].

K : Constant de Boltzmann [$1,38.10^{-23}$ /K].

q : La charge de l'électron [$1,6. 10^{-19}$ C].

γ : Facteur d'idéalité de la jonction $p-n$.

Le courant total délivré par le générateur photovoltaïque est donné par l'équation suivante [70] :

$$I = I_{ph} - I_o \left(e^{\left(\frac{q(V+I_{RS}R_s)}{kT\gamma} \right)} - 1 \right) - (V + I_{RS})/R_{sh} \quad (3.4)$$

III.2.2 Caractéristiques d'un système PV

Sous les conditions de la température et de l'éclairement constants, ($G=1000w/m^2$; $T=25C^\circ$).

La figure 3.3.a représente la caractéristique courant / tension d'une cellule. Sur cette courbe, on repère le point de fonctionnement à vide : V_{co} pour $I = 0A$ et le point de fonctionnement en court-circuit : I_{sc} pour $U = 0V$. La figure 3.3.b représente la caractéristique puissance en fonction de tension. Cette courbe passe par un maximum de puissance (P_{max}) a cette puissance correspond, une tension V_{pm} et un courant I_{pm} que l'on peut repérer sur la courbe ($I = f(V)$).

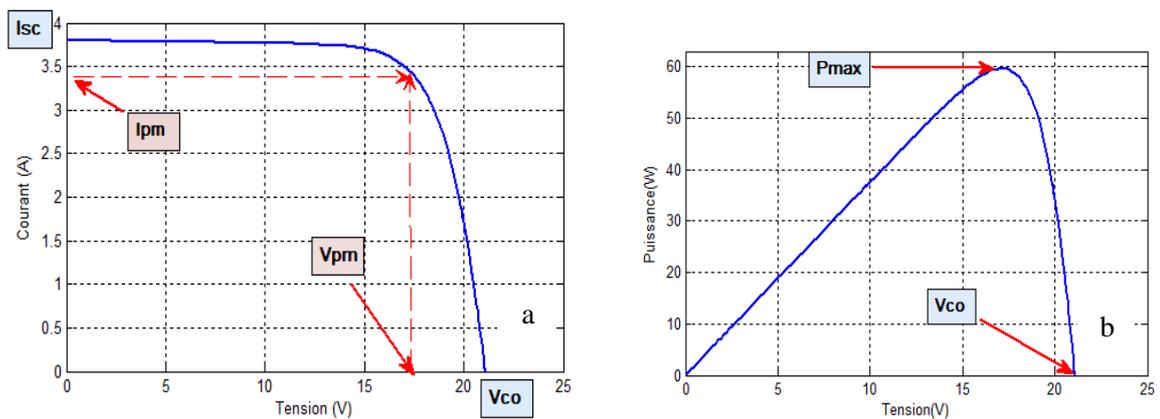


Fig. 3.3 Caractéristique d'un module PV.

a- Caractéristique $I=f(V)$.

b- Caractéristique $P=f(V)$.

III.2.2.1 Influence de l'éclairement et de la température

Pour différentes valeurs de l'ensoleillement G on a tracé les caractéristiques ($I=f(V)$) et la variation de la puissance délivrée par le générateur en fonction de la tension (voir figure 3.4). Associées à une température constante, sur ces courbes, on remarque que la puissance maximum délivrée par la cellule augmente avec l'augmentation de l'éclairement.

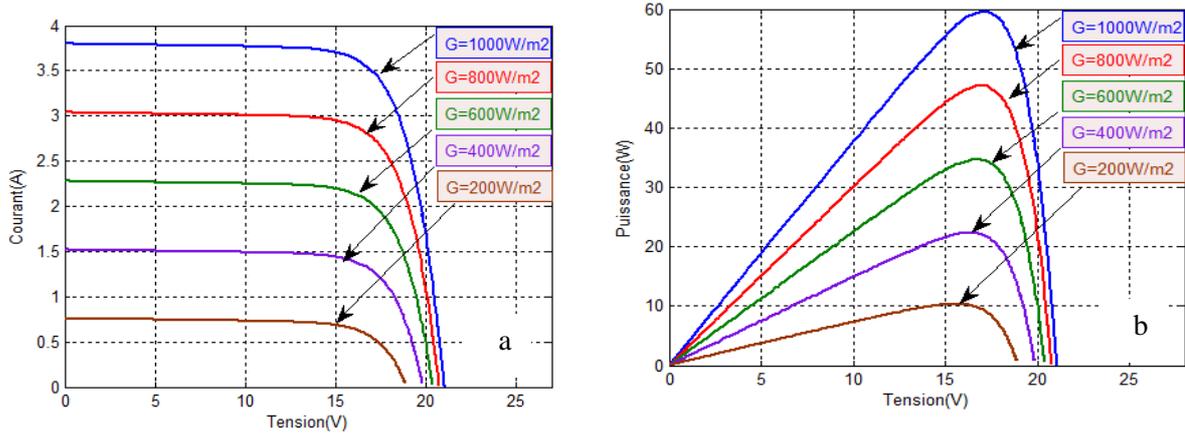


Fig. 3.4 Influence de l'éclairement sur le PV ($T=25^\circ\text{C}$)
 a- Caractéristique $I=f(V)$. b- Caractéristique $P=f(V)$.

La Figure 3.5 montre l'influence de la température sur la caractéristique ($I=f(V)$) pour $G=1000\text{W/m}^2$. La température influe négativement sur la tension de circuit ouvert et quand la température augmente la tension de circuit ouvert diminue par conséquent la puissance maximale du générateur subit une diminution.

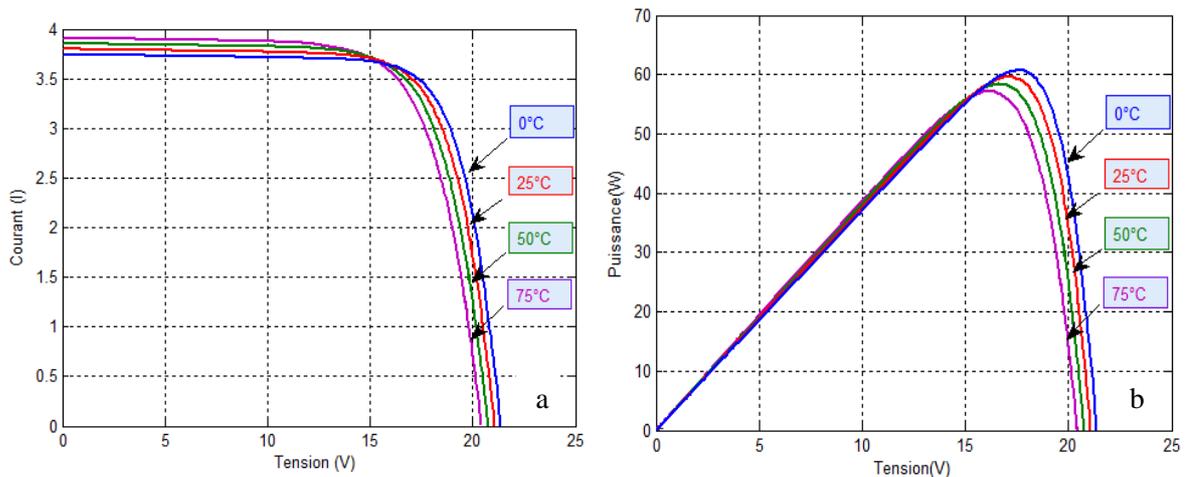


Fig. 3.5 Influence de la température sur le PV ($G=1000\text{W/m}^2$)
 a- Caractéristique $I=f(V)$. b- Caractéristique $P=f(V)$.

III.2.2.2 Association des modules PV (série ; parallèle et mixte)

Afin d'obtenir des puissances de quelque kW sous une tension convenable, il est nécessaire d'associer les modules en panneaux, et de les monter en rangées de panneaux série et parallèle pour former ce que l'on appelle un générateur photovoltaïque ou sous-station.

Pour produire plus de puissance, les panneaux sont assemblés en série et en parallèle. L'association en série des PV délivre une tension égale à la somme des tensions individuelles et un courant égal à celui d'un seul panneau (voir figure 3.6).

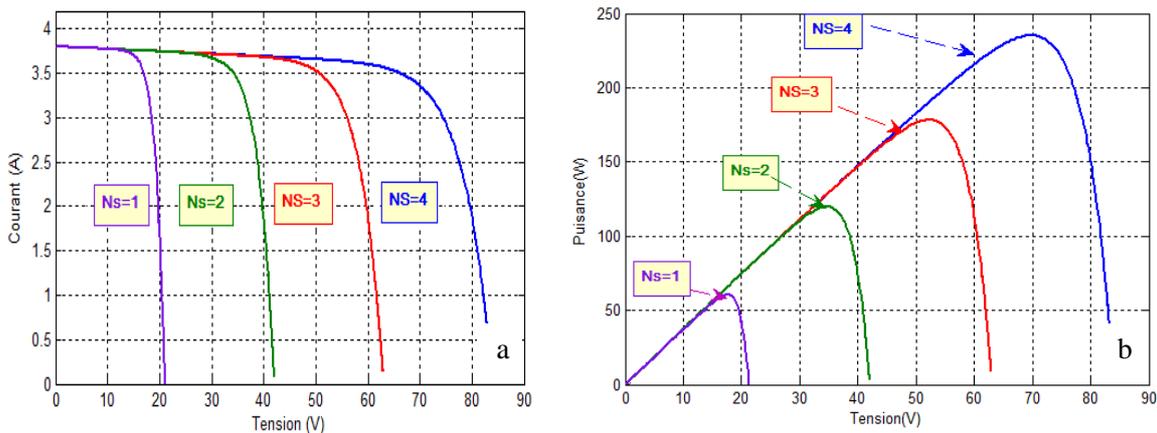


Fig. 3.6 Association des modules PV en série ($N_p=1$).
a- Caractéristique $I=f(V)$. b- Caractéristique $P=f(V)$.

L'association en parallèle des PV délivre un courant égal à la somme des courants individuels et une tension égale à celui d'un seule PV (voir figure 3.7).

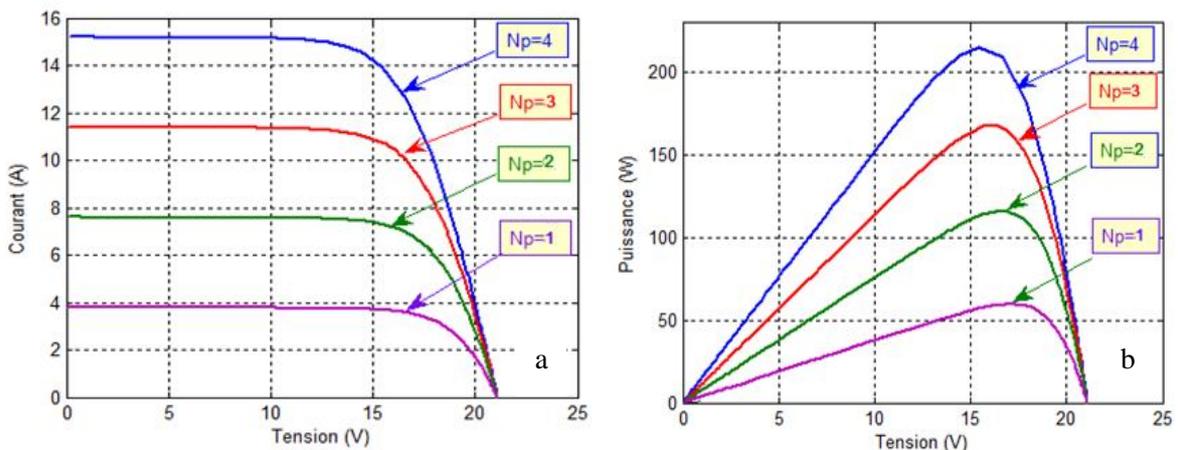


Fig. 3.7 Association des modules PV en parallèles ($N_s=1$).
a- Caractéristique $I=f(V)$. b- Caractéristique $P=f(V)$.

Pour avoir une satisfaction en courant et en tension, on est obligé d'utiliser un groupement mixte, c'est à dire Série-Parallèle (voir figure 3.8).

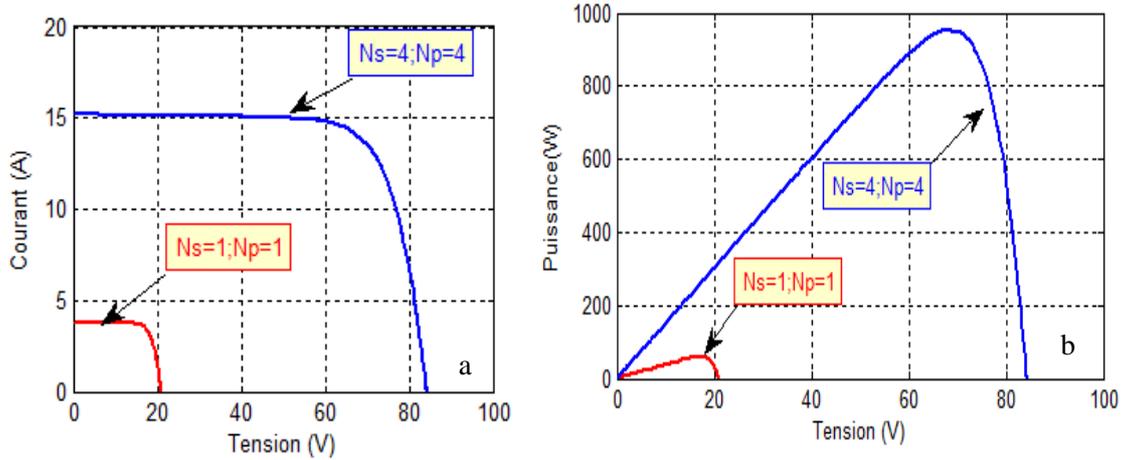


Fig. 3.8 Association mixte $N_s \times N_p$ modules solaires.
 a- Caractéristique $I=f(V)$ b- Caractéristique $P=f(V)$

III.2.3 Association de hacheur survolteur et extraction de puissance maximale du PV (MPPT)

Pour que le module fournisse sa puissance maximale disponible il faut insérer un convertisseur DC-DC (hacheur) survolteur, son application typique est de convertir sa tension d’entrée en une tension de sortie supérieure. Ce convertisseur connu aussi sous le nom de boost ou hacheur parallèle [71]. Il est caractérisé par son rapport cyclique α ($0 < \alpha < 1$) avec lequel on peut exprimer les valeurs moyennes des grandeurs de sortie avec celles de l’entrée. Le schéma électrique du hacheur survolteur est donné par la figure 3.9.

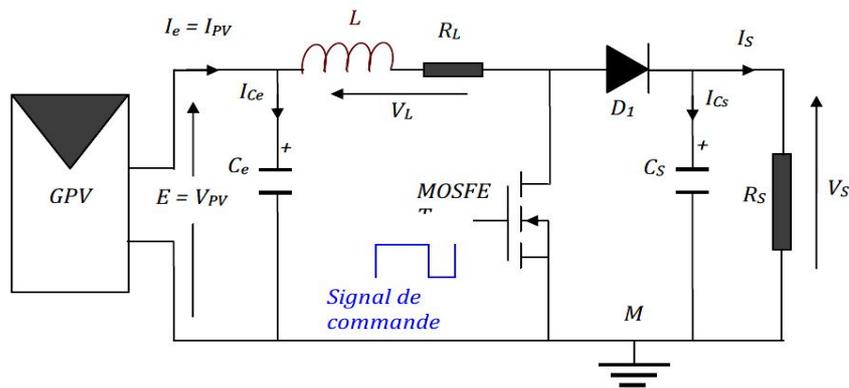


Fig. 3.9 Convertisseur (DC/DC) survolteur de tension (type Boost)

Nous nous considérons les interrupteurs parfaits [72]. Nous avons donc deux séquences de fonctionnement selon l’état de l’interrupteur S , que nous pouvons représenter chacune par une équation différentielle :

L'application des lois de Kirchhoff sur les deux circuits équivalents des deux phases de fonctionnement donne.

Pour la première période αT_s :

$$Ic_e = C_e \frac{dV_g}{dt} = I_e - I_L \quad (3.5)$$

$$Ic_s = C_s \frac{dV_o}{dt} = -I_s \quad (3.6)$$

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_g - R_L I_L \quad (3.7)$$

Pour la deuxième période $(1-\alpha) T_s$:

$$Ic_e = C_e \frac{dV_g}{dt} = I_e - I_L \quad (3.8)$$

$$Ic_s = C_s \frac{dV_o}{dt} = I_L - I_s \quad (3.9)$$

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} = V_g - V_s - R_L I_L \quad (3.10)$$

$$V_s = \frac{1}{1-\alpha} V_e \quad (3.11)$$

$$I_s = (1 - \alpha) I_e \quad (3.12)$$

Le MPPT numérique se base sur un algorithme de contrôle adaptatif permettant de maintenir le système à son point de fonctionnement de puissance maximale. La technique de MPPT choisie se base sur la Technique de Perturbation et Observation [73-76]. Le principe de cette technique consiste à perturber (diminuer ou augmenter) la tension V_{PV} d'une faible amplitude autour de sa valeur initiale et d'analyser le comportement de la variation de puissance P_{PV} qui en résulte.

Ainsi, comme l'illustre la figure 3.10, nous pouvons déduire que si une incrémentation positive de la tension V_{PV} engendre un accroissement de la puissance P_{PV} , cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du point de puissance maximale. Si au contraire, la puissance décroît, cela implique que le système a dépassé le point de puissance maximale. Un raisonnement similaire peut être effectué lorsque la tension décroît. A partir de ces diverses analyses sur les conséquences d'une variation de tension sur la caractéristique $P_{PV}=f(V_{PV})$, il est alors facile de situer le point de fonctionnement par rapport au point de puissance maximale, et de le faire converger vers le maximum de puissance.

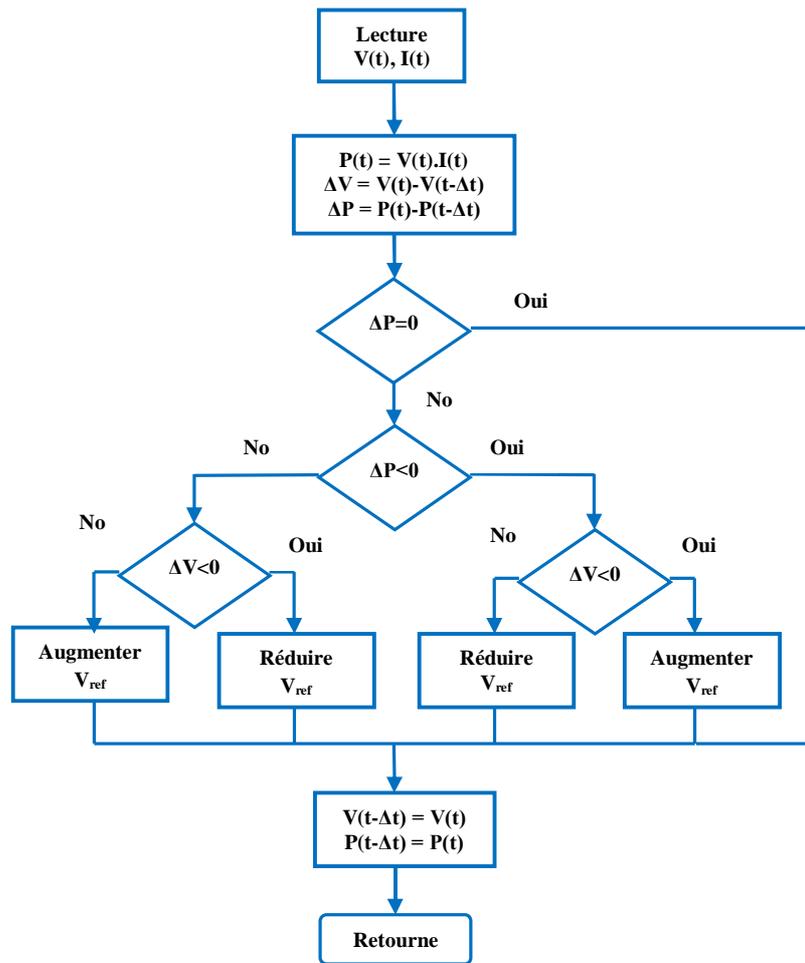


Fig. 3.10 Algorithme de la Perturbation et Observation (P&O).

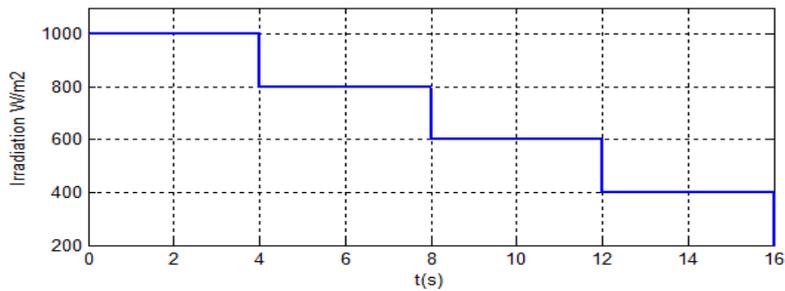


Fig. 3.11 Variation de l'éclairement

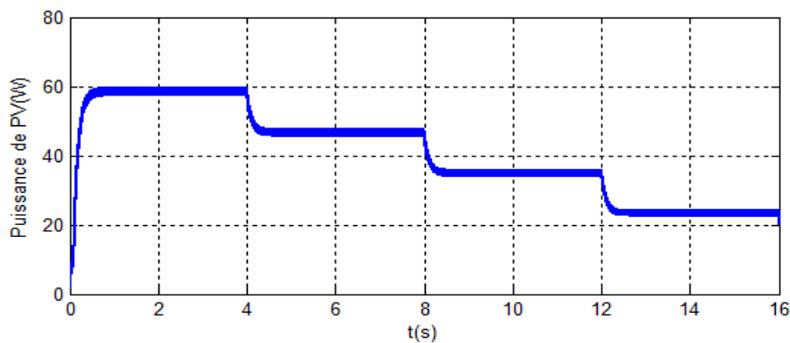


Fig. 3.12 Puissance du PV pour une $T=25^{\circ}\text{C}$.

Lors de la simulation, nous avons soumis le système à une variation de luminosité de [1000, 800, 600 et 400] W/m^2 aux instants [0, 4, 8, 12] s sous l'effet d'une température constante. D'après les résultats, nous constatons que la technique MPPT suit la variation de l'irradiation avec une rapidité assez satisfaisante, voir figure 3.11 et 3.12 qui représentent respectivement la variation de l'éclairement et la puissance délivré par le système PV.

III.3 Les onduleurs multiniveaux

L'évènement de nouvelles technologies dites multiniveaux et de nouvelles topologies de convertisseurs. Grâce aux associations série-parallèle des semi-conducteurs, les convertisseurs permettent de générer à leur sortie des tensions de niveaux désirés. L'idée générale des convertisseurs multiniveaux est de synthétiser, à leur sortie, une tension de la forme d'une onde escalier à plusieurs niveaux, se rapprochent de l'onde sinusoïdale avec un minimum du taux de distorsion d'harmonique (THD). Cette forme est fondamentalement obtenue en divisant la tension à l'entrée de l'onduleur en plusieurs sections, de sorte que chaque phase de la sortie puisse être connectée entre plusieurs niveaux de la tension d'entrée. Dans notre étude les tensions d'entrées des onduleurs multiniveaux sont assurés par des systèmes PV.

Les figures 3.13, 3.14 et 3.15 illustrent des structures d'onduleurs qui génèrent par rapport au point milieu respectivement des tensions de 2, 3 et n niveaux. Plus le nombre des niveaux de la tension générée par le convertisseur est grand, plus son THD sera faible. À titre d'exemple la figure 3.16 qui présente une comparaison des THD des tensions simples à la sortie des onduleurs 5 et 13 niveaux. Les harmoniques occasionnent des pertes joules et des courants de Foucault dans la charge, un couple oscillant, des bruits au niveau du circuit de commande et introduisent des non-linéarités qui rendent plus difficile la stabilisation du système de réglage [78].

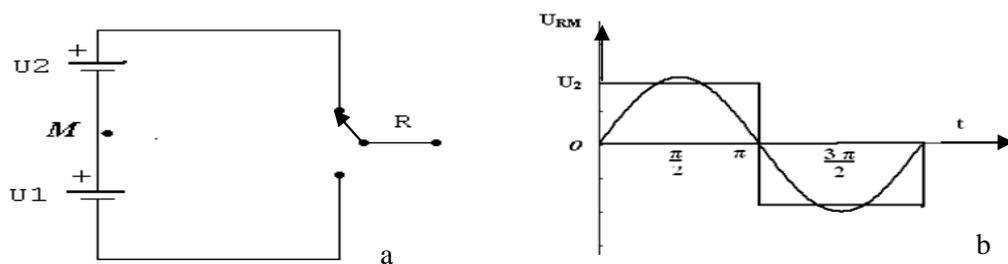


Fig. 3.13 Topologie de convertisseur à 2 niveaux.

a- Structure à 2 niveaux

b- Tension à 2 niveaux

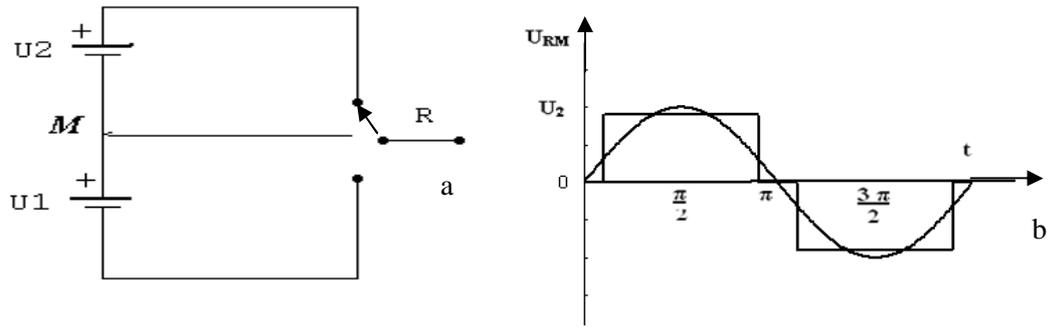


Fig. 3.14 Topologie de convertisseur à 3 niveaux
 a- Structure à 3 niveaux b- Tension à 3 niveaux

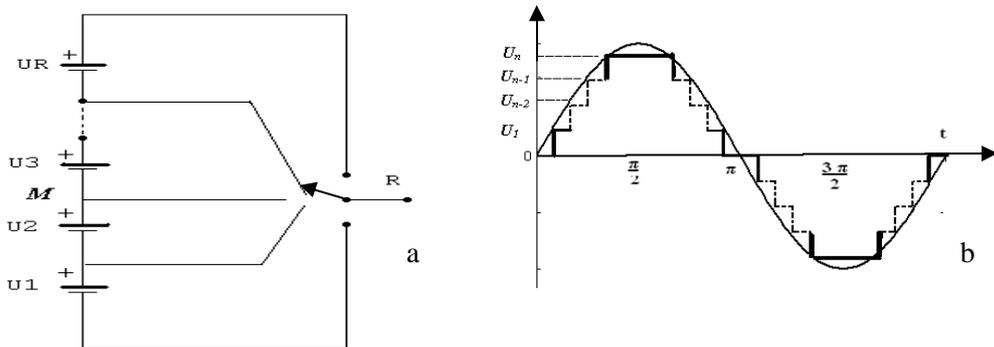


Fig. 3.15 Topologie de convertisseur à n niveaux
 a- Structure à n niveaux b- Tension à n niveaux

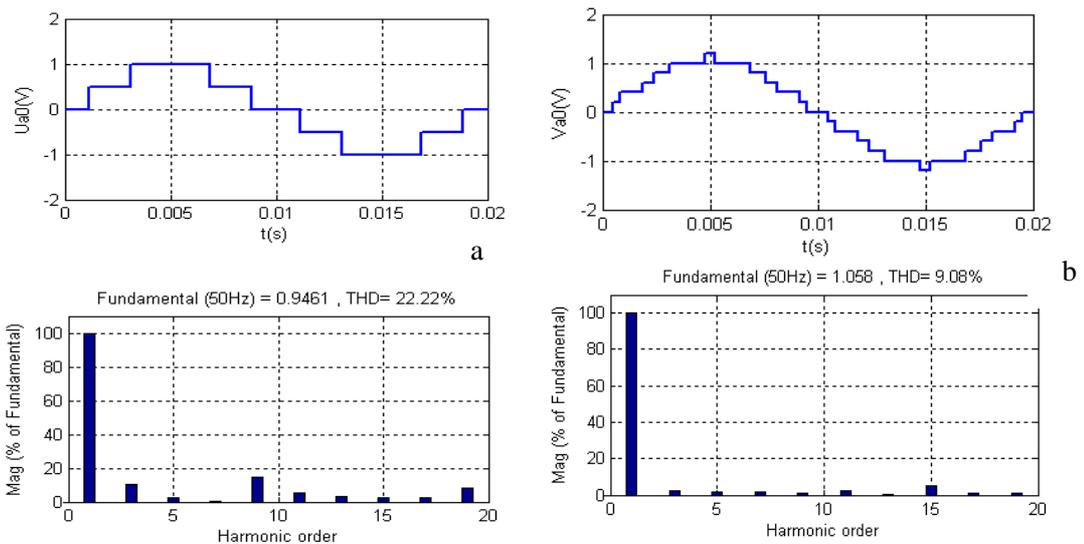


Fig. 3.16 Tension de sortie et son analyse spectrale
 a- Onduleur à 5 niveaux b- Onduleur à 13 niveaux

III.3.1 Etat de l'art des onduleurs multiniveaux

La figure 3.17 représente la structure d'un convertisseur triphasé à potentiel distribué, dans laquelle les diodes sont utilisées pour réaliser la connexion avec le point de référence O . Dans cette structure pour obtenir une tension de N niveaux, il faut que $U_{c1}=U_{c2}=\dots=U_{ci}=E/(N-1)$, où E est la tension totale du bus continu avec $(N-1)$ nombre de capacités nécessaires [79].

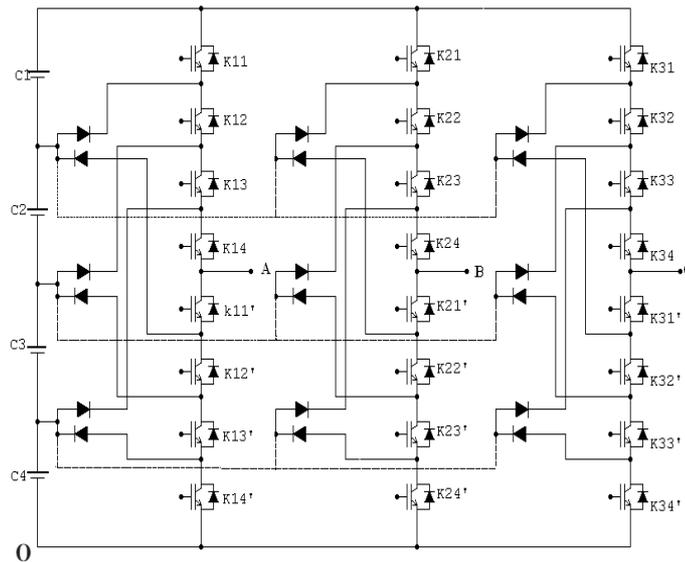


Fig. 3.17 Structure triphasée d'un convertisseur multiniveaux à potentiel distribué.

Chaque branche du convertisseur est considérée comme un commutateur dont les positions permettent de modifier le potentiel du point A. Ce point est connecté à chaque fois à l'une des tensions aux bornes des condensateurs, (Voir les figures 3.18.a et 3.18.b).

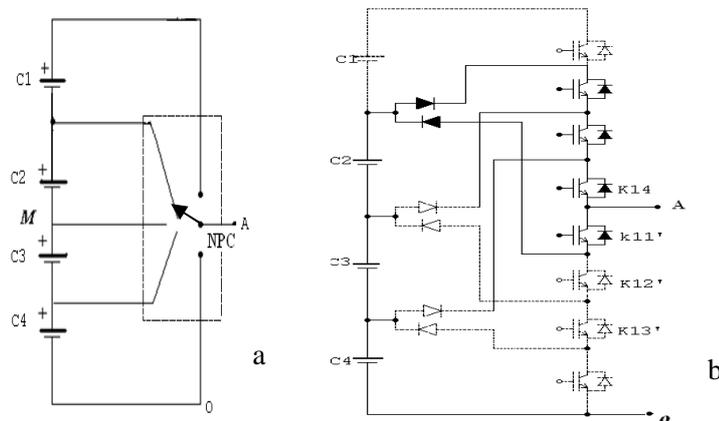


Fig. 3.18 Topologie d'un bras à potentiel distribué.

a- Schéma de principe

b- Génération de : $U_{A0} = U_{C4} + U_{C3} + U_{C2} = \frac{3E}{4}$

La topologie Neutral Point Clamped (NPC) est proposée dans [80] pour la génération de trois niveaux de tension. Celle ci présente plusieurs avantages dont on énumère les suivants :

- la forme d'onde à trois niveaux à une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé à deux niveaux, ce qui rend les filtres passifs moins volumineux, ou inexistants.
- elle est configurable de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, et ainsi elle permet de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur.

Cette topologie présente également plusieurs limitations, telles que :

- un nombre de niveaux supérieur à trois rend l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs complexes lors de leur mise en série;
- inégalité des tensions inverses supportées par les diodes et inégalité de commutations entre interrupteurs situés à l'extérieur de la structure par rapport aux autres.

En effet, la tension bloquée par chaque diode dépend de sa position dans le montage. Dans [81] ; les auteurs proposent une solution à ce problème en l'insérant un nombre élevé de diodes en série. La figure 3.19 montre la structure pyramidale qui permet une connexion systématique des diodes, quelque soit le niveau désiré .En fonction du niveau de la tension désirée, les diodes se connectent mutuellement en série afin que chacune d'elle bloque la même tension $E/(N-1)$. Entre autre [82] propose de sur-dimensionner les interrupteurs situés à l'intérieur de la branche, afin qu'ils puissent supporter la cadence des commutations car les interrupteurs situés aux extrémités de chaque branche subissent peu de commutations, tandis que ceux situés au tour du point A en subissent plus. Compte tenu de l'inégalité de la durée de conduction des interrupteurs, la durée nécessaire pour le chargement ou le déchargement des condensateurs sera affectée. L'onde de tension subit une modification à cause de non uniformité de sa valeur entre deux niveaux consécutifs, ainsi qu'une augmentation de la dérivée de la tension dU/dt . Donc, cette topologie nécessite un contrôle rigoureux de l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs. D'autres stratégies permettant d'équilibrer ces tensions sont proposées dans [83] [84].

La figure 3.20 présente d'autres variantes de la topologie NPC. La figure 3.20.a montre une connexion en cascade de deux convertisseurs de type NPC qui permet d'obtenir une tension à cinq valeurs différentes, mais elle ne résout pas le problème de l'inégalité des tensions de blocage que doivent supporter les interrupteurs. Cette variante est mieux adaptée aux

applications de faible puissance [84]. La figure 3.20.b est proposée par [85]; elle a le même nombre d'interrupteurs que la topologie NPC de base à cinq niveaux, mais l'accès au point neutre se fait à travers des interrupteurs bidirectionnels qui ne supportent pas la même tension. Cette variante est aussi mieux adaptée pour des applications de faible puissance [86].

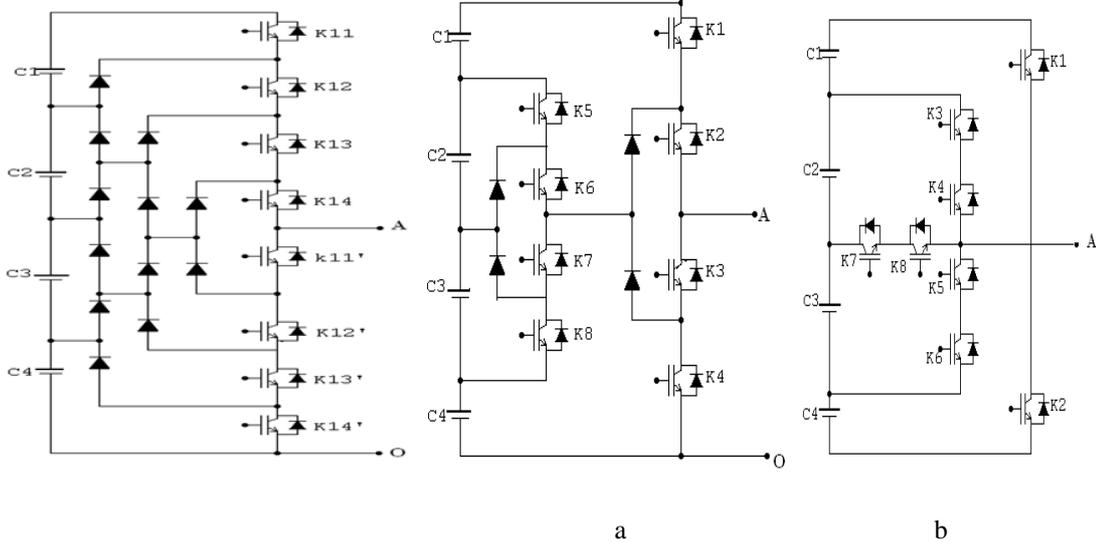


Fig. 3.19 Structure pyramidale

Fig. 3.20 Topologie à potentiel distribué

a- Connexion en cascade de deux convertisseurs NPC sur un même bras
b- Enchevêtrement de convertisseurs avec interrupteurs bidirectionnels

III.3.2 Topologies de la conversion multiniveaux

III.3.2.1 Topologie à cellules imbriquées

T. Meynard et H. Foch [87] proposent une topologie multiniveaux à plusieurs cellules imbriquées les unes dans les autres comme le montre la figure 3.21.

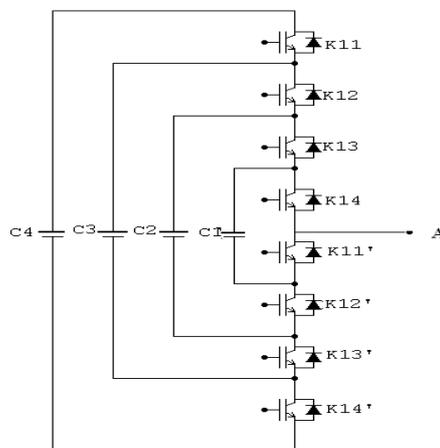


Fig. 3.21 Topologie des multiniveaux à cellules imbriquées.

Le principe de fonctionnement de cette topologie est quasiment identique à celui de la topologie NPC. Elle présente plusieurs avantages, notamment :

- la tension de blocage des interrupteurs est partout la même ;
- sa modularité permet une extension et une adaptation aisées des stratégies de commande à un nombre élevé de niveaux ;
- les condensateurs n'étant jamais mis en série entre des niveaux différents, donc le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus.

Le principal désavantage de cette topologie réside dans le nombre de condensateurs, ce qui peut représenter un volume prohibitif. En plus, si l'application dans laquelle le convertisseur est utilisé, exige aux bornes des condensateurs des tensions initiales non nulles, il faut associer à la stratégie de commande une stratégie de pré-charge adéquate.

III.3.2.2 Topologie basée sur la mise en série des onduleurs monophasés

La figure 3.22 présente la structure d'un convertisseur multiniveaux basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés (ou pont en H , ou cellule partielle). Les cellules sont connectées en étoile, ou en triangle. Chaque cellule partielle est alimentée par une source de tension continue. Elles ont toutes la même valeur et doivent être isolées les unes des autres, afin d'éviter un court-circuit lors de leur mise en série. La figure 3.23 illustre une configuration de commutation permettant d'obtenir la tension U_{AO} . Sur la figure 3.23.a, la première cellule génère une tension de IV , et la deuxième une tension de $0V$ qui pourrait aussi s'obtenir en activant les deux interrupteurs inférieurs (K_{13} et K_{14}). La tension résultante est égale à la somme des tensions des cellules partielles .

Cette topologie présente plusieurs avantages, parmi lesquels [88]:

- la modularité de sa structure permet facilement son extension à un nombre élevé de cellules sur chaque phase, sans complexité supplémentaire ;
- l'équilibrage naturel des tensions est réalisé,
- les interrupteurs supportent la même tension de blocage;
- il devient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tension à partir d'une ou plusieurs alimentations basses tension.

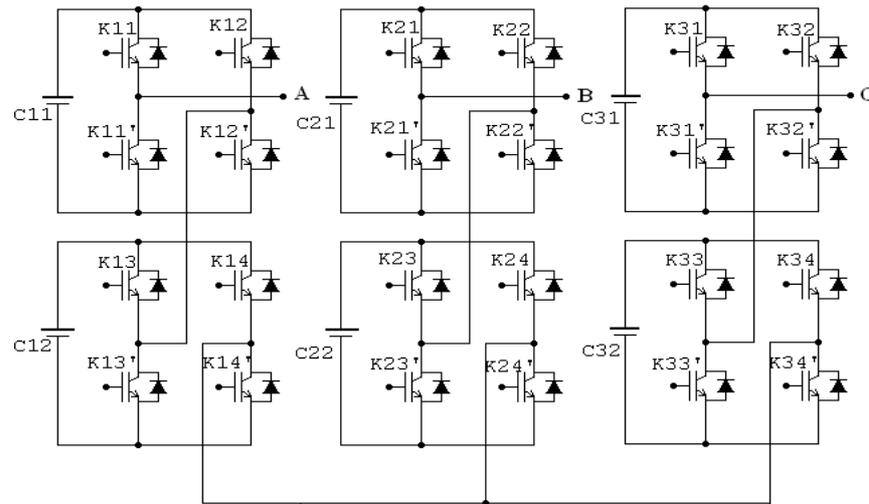


Fig. 3.22 Mise en série de deux onduleurs monophasés par phase

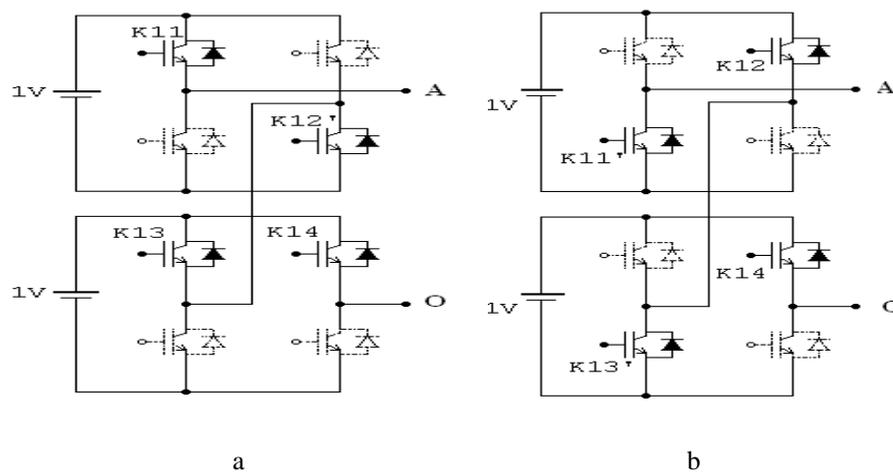


Fig. 3.23 Possibilités de commutation.

- a- Exemples de possibilité de commutation pour $U_{ao} = +1V$
 b- Exemples de possibilité de commutation pour $U_{ao} = -2V$

III.3.2.3 Topologies hybrides

Les topologies résumées ci-dessus constituent les structures de base des convertisseurs multiniveaux. À partir d'elles, des combinaisons sont possibles afin d'obtenir des topologies hybrides. Un exemple de structure hybride est montré à la figure 3.24.a. Deux onduleurs monophasés sont mis en série sur la même phase dont l'un est un pont en H et l'autre est un onduleur de type NPC monophasé. Seule la cellule NPC est alimentée, ce qui réduit considérablement le volume de l'alimentation du système global. Il est également possible de connecter en série deux structures à cellules imbriquées [89], comme le montre la figure 3.24.b.

Les topologies hybrides permettent au convertisseur de générer un nombre de niveaux plus élevé que celles dites homogènes. Ainsi, vu de la charge, le convertisseur génère une tension avec moins d'harmoniques pour un même nombre de semi-conducteurs. Mais elles exigent des stratégies de commandes un peu plus complexes et peuvent poser des problèmes aux niveaux des échanges énergétiques entre convertisseurs [89] [90].

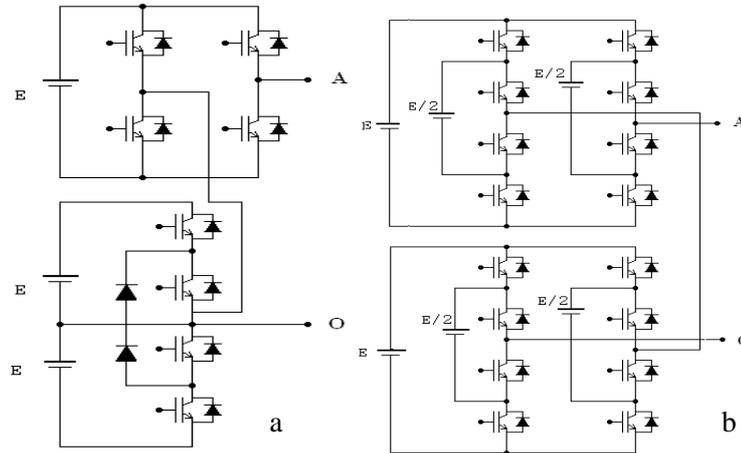


Fig. 3.24 Exemple de topologies hybrides

- a- Mise en série de deux convertisseurs d'un pont en H
- b- Mise en série d'un NPC et à cellules imbriquées

III.3.3 Stratégies de commande des convertisseurs multiniveaux

Les stratégies de commandes des convertisseurs multiniveaux sont l'adaptation de celles appliquées aux convertisseurs à deux niveaux. Dans cette section, nous présentons quelques une d'entre elles et nous présentons également les algorithmes de chaque type de commande et leurs simulations. Les stratégies de commandes sont :

- commande par modulation de largeur d'impulsions;
- commande par modulation vectorielle.

III.3.4 Onduleurs multiniveaux structure NPC à commande MLI

Dans cette section on va présenter pour chaque niveau les structures des onduleurs multiniveaux, leurs algorithmes de commande et finalement les résultats des simulations. Toutes les simulations sont réalisées avec un indice de réglage $r = A_{ref}/A_{port} = 0.85$ et un indice de modulation $m = f_p/f_r = 21$.

Où,

A_r : amplitude de la tension de référence (V);

A_p : amplitude de la tension de porteuse (V);

f_r : fréquence de la référence (Hz);

f_p : fréquence de la porteuse (Hz).

Dans le but de compléter l'analyse des résultats obtenus et de donner une interprétation judicieuse, une analyse d'harmonique pour la tension de sortie U_{ab} est effectuée. On finalise avec un tableau comparatif des THD de tous les niveaux des onduleurs étudiés.

III.3.4.1 Onduleur à trois niveaux NPC (MLI)

La figure 3.25 représente la structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux. La source de tension continue est constituée par la mise en série de deux groupes systèmes PV de même dimensionnement délivrant au point (O) une demi-tension $E/2$.

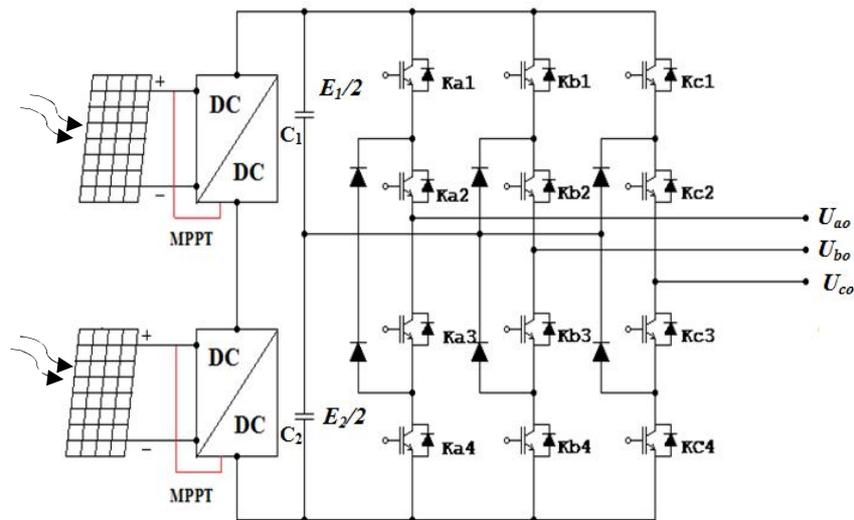


Fig. 3.25 Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux

Avec C_i : $C_i = -1$; $C_i = 0$ où $C_i = 1$.

L'onduleur de tension à trois niveaux délivre en sortie trois niveaux de tensions $-E/2$, 0 , et $E/2$.

Elle est obtenue en utilisant l'expression ci-dessous :

$$U_{io} = C_i \cdot E/2 \quad (3.13)$$

Et, les tensions simples sont déterminées par la relation :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = 1/6 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{a0} \\ U_{b0} \\ U_{c0} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur NPC sont obtenus à partir des intersections des trois signaux de référence sinusoïdaux déphasés entre eux de 120° et la porteuse. L'algorithme de commande triangulo-sinusoïdal pour les trois niveaux se résume pour un bras selon le tableau 3.1. Et sur le tableau C.1 montre les tensions de sortie pour les 3 niveaux en fonction des différentes configurations des interrupteurs (voir Annexe C.1).

Tab. 3.1 Algorithme de commande de l'onduleur à trois niveaux

Test	$U_{refi} \geq 0$		$U_{refi} < 0$	
	$U_{refi} \geq U_{port}$	$U_{refi} < U_{port}$	$U_{refi} \geq U_{por}$	$U_{refi} < U_{port}$
U_{i0}	$E/2$	0	0	$-E/2$

III.3.4.2 Onduleur à cinq niveaux type NPC (MLI)

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC est montré par la figure 3.26. Il se compose de trois bras symétriques chacun constitué de huit interrupteurs en série. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche [91] [92]. Vu la symétrie de la structure de l'onduleur triphasé à structure NPC à cinq niveaux, la modélisation de ce dernier se fait par bras.

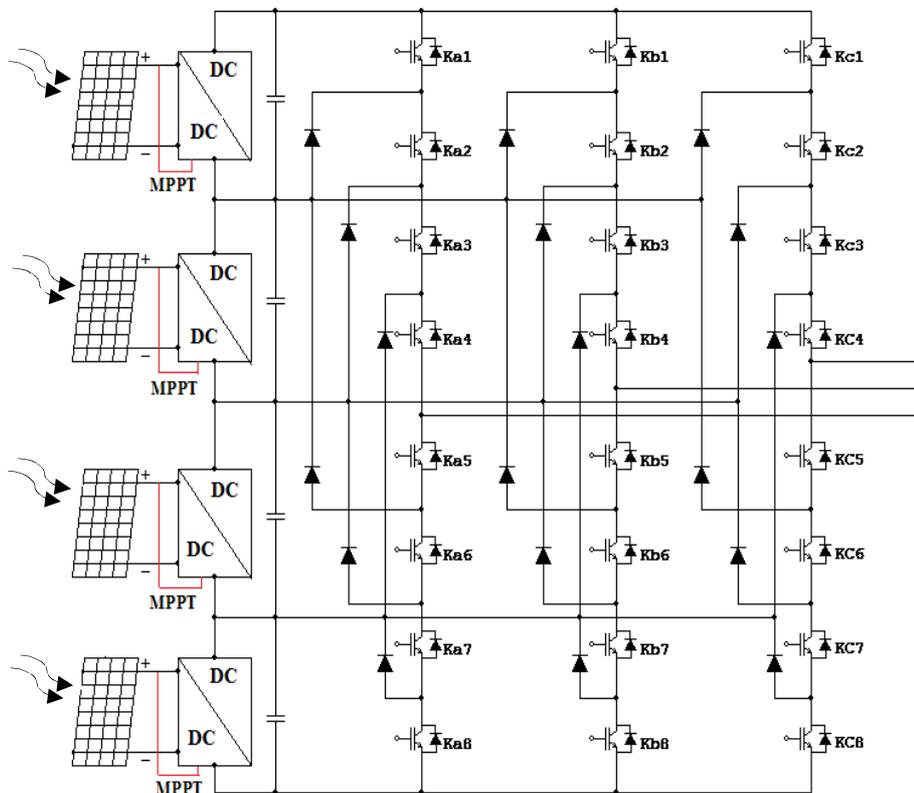


Fig. 3.26 Structure de l'onduleur triphasé NPC à cinq niveaux.

Pour les onduleurs avec un nombre de niveaux supérieurs à trois, la technique sinusoïdale classique avec un signal triangulaire unique ne permet pas la génération de tous les signaux de commande nécessaires. Alors, c'est la modulation sinusoïdale à triangles multiples qui le permet. Pour commander l'onduleur à cinq niveaux par la modulation de largeur d'impulsion, on utilise une stratégie de commande permettant de générer une tension, la plus sinusoïdale possible. Il s'agit de la commande triangulo- sinusoïdale à quatre porteuses dont l'algorithme est défini par le tableau 3.2 [93]. Le tableau C.2 montre les tensions de sortie pour les 5 niveaux en fonction des différentes configurations des interrupteurs (voir Annexe C.2).

Tab. 3.2 Algorithme de commande de l'onduleur à cinq niveaux

Test	$U_r \geq U_{p1}$	$U_r < U_{p1}$	$U_r \geq U_{p2}$	$U_r < U_{p2}$	$U_r \geq U_{p3}$	$U_r < U_{p3}$	$U_r \geq U_{p4}$	$U_r < U_{p4}$
U_{KM}	$E/2$	0	$E/4$	0	0	$-E/4$	0	$-E/2$

III.3.4.3 Onduleur de tension à sept niveaux type NPC(MLI)

La structure de cet onduleur est donnée par la figure 3.27. Cette structure se compose de trois bras symétriques constitués chacun de 12 interrupteurs en série [94] [95].

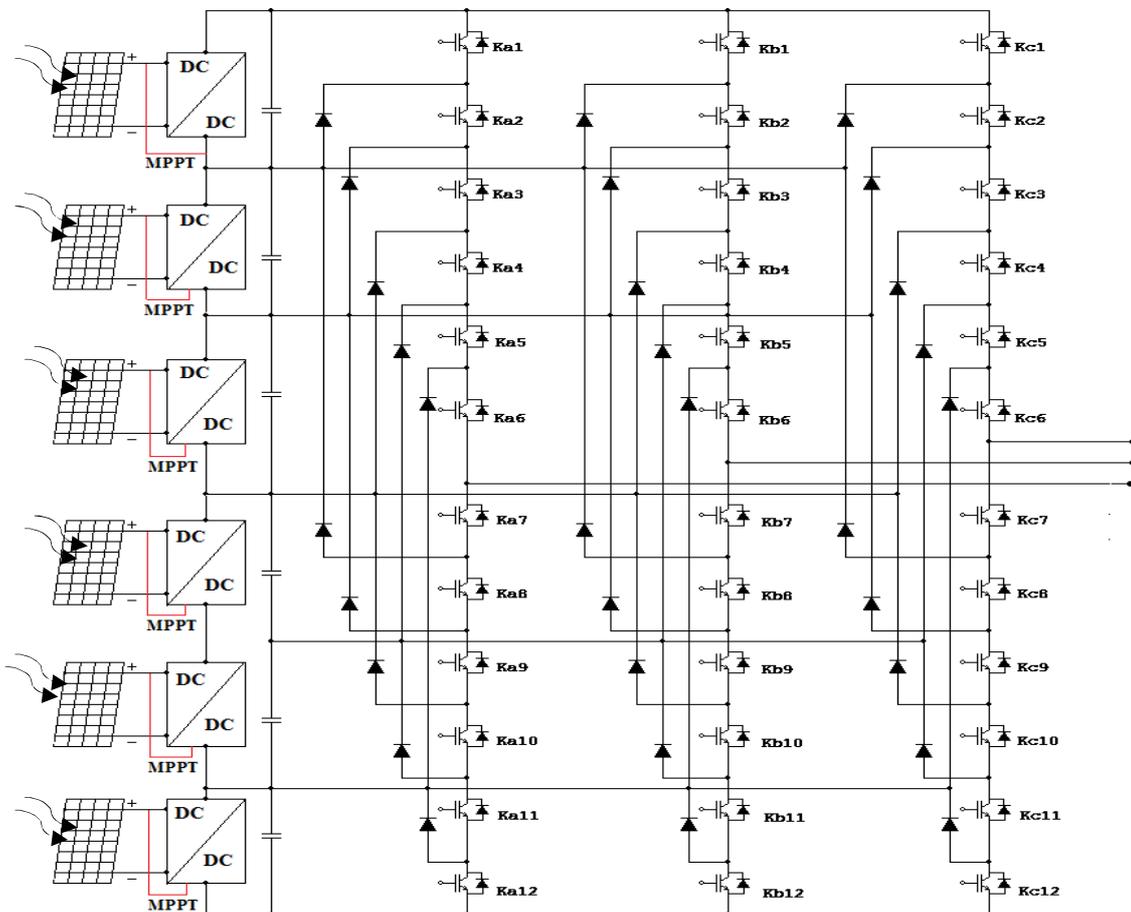


Fig. 3.27 Structure de l'onduleur NPC à sept niveaux

La modélisation de ce dernier se fait par bras, L'onduleur à sept niveaux de type NPC possède des séquences fonctionnelles qui sont regroupées dans la table 3.3 de commutation. Le tableau C.3 montre les tensions de sortie pour les 7 niveaux en fonction des différentes configurations des interrupteurs (voir Annexe C.3).

Tab. 3.3 Algorithme de commande de l'onduleur à sept niveaux

Teste	\geq	$<$										
U_{ref}	U_{port1}	U_{port1}	U_{port2}	U_{port2}	U_{port3}	U_{port3}	U_{port4}	U_{port4}	U_{port5}	U_{port5}	U_{port6}	U_{port6}
U_{km}	$E/2$	$E/3$	$E/3$	$E/6$	$E/6$	0	0	$-E/6$	$-E/6$	$-E/3$	$-E/3$	$-E/2$

III.3.4.4 Onduleur de tension à neuf niveaux type NPC (MLI)

La structure de cet onduleur est donnée par la figure 3.28. Cette structure se compose de trois bras symétriques constitués chacun de huit interrupteurs en série et quatre autres en parallèles, plus deux diodes permettant l'obtention du zéro de la tension U_{km} . Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche.

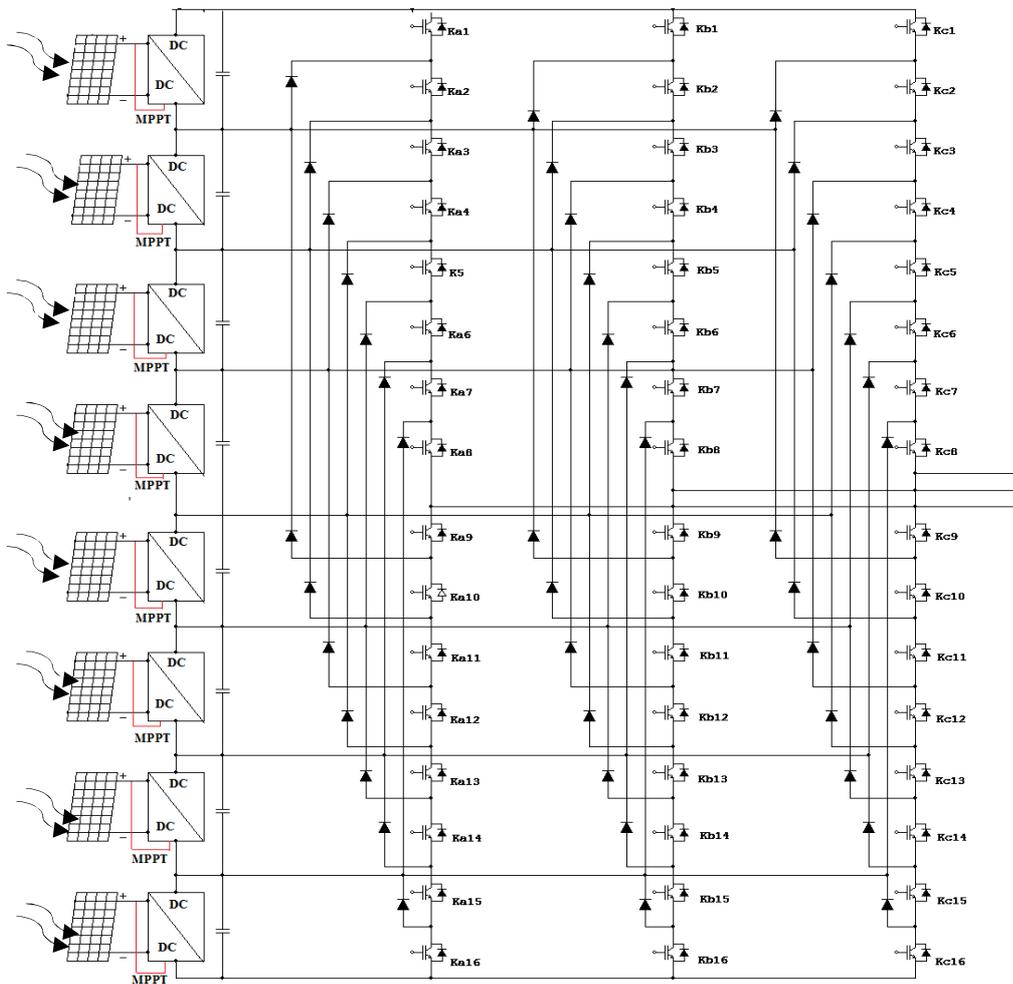


Fig. 3.28 Structure de l'onduleur NPC à neuf niveaux

La modélisation de ce dernier se fait par bras, L'onduleur à neuf niveaux de type NPC possède neuf séquences fonctionnelles qui sont regroupées dans la table 3.4 de commutation. Le tableau C.4 montre les tensions de sortie pour les 9 niveaux en fonction des différentes configurations des interrupteurs (voir Annexe C.4).

Tab. 3.4 Algorithme de commande de l'onduleur à neuf niveaux

U_{ref}	\geq	$<$	\geq	$<$	\geq	$<$	\geq	$<$	\geq	$<$	\geq	$<$	\geq	$<$	\geq	$<$
U_{Km}	U_{port1}	U_{port1}	U_{port2}	U_{port2}	U_{port3}	U_{port3}	U_{port4}	U_{po} <i>rt4</i>	U_p <i>ort5</i>	U_{port5}	U_{port6}	U_{port6}	U_{port7}	U_{port7}	U_{port8}	U_{port8}
U_{Km}	$E/2$	$E3/8$	$E3/8$	$E/4$	$E/4$	$E/8$	$E/8$	0	0	$-E/8$	$-E/8$	$-E/4$	$-E/4$	$-E3/8$	$-E3/8$	$-E/2$

Les figures 3.30.a et 3.31.a, montrent respectivement les signaux de commande des interrupteurs des onduleurs à trois et cinq niveaux. Les figures 3.30.b et 3.31.b montrent les tensions simple de la phase a et les figures 3.30.c et 3.31.c les tensions composée entre la phase a et b des onduleurs trois et cinq niveaux. Finalement, l'analyse spectrale de la tension U_{ab} des onduleurs trois et cinq niveaux NPC à commande MLI .

Les figures 3.32.a et 3.33.a, montrent respectivement les signaux de commande des interrupteurs des onduleurs à trois et cinq niveaux. Les figures 3.32.b et 3.33.b montrent respectivement les tensions simple de la phase a et les figures 3.32.c et 3.33.c les tensions composée entre la phase a et b des onduleurs trois et cinq niveaux. Finalement, l'analyse spectrale de la tension U_{ab} des onduleurs à trois et à cinq niveaux NPC à commande MLI. D'après les résultats obtenu nous remarquons que selon l'analyse des spectres d'harmoniques le THD de la tension composé de sortie s'améliore avec l'augmentation de niveau de l'onduleur (voir tableaux 3.5 et figure 3.29) .

Tab. 3.5 THD (U_{ab}) des onduleurs NPC multiniveaux(MLI)

Structure	THD%
Onduleur à deux niveaux	85.47
Onduleur à trois niveaux	38.92
Onduleur à cinq niveaux	28.76
Onduleur à sept niveaux	13.29
Onduleur à neuf niveaux	10.64

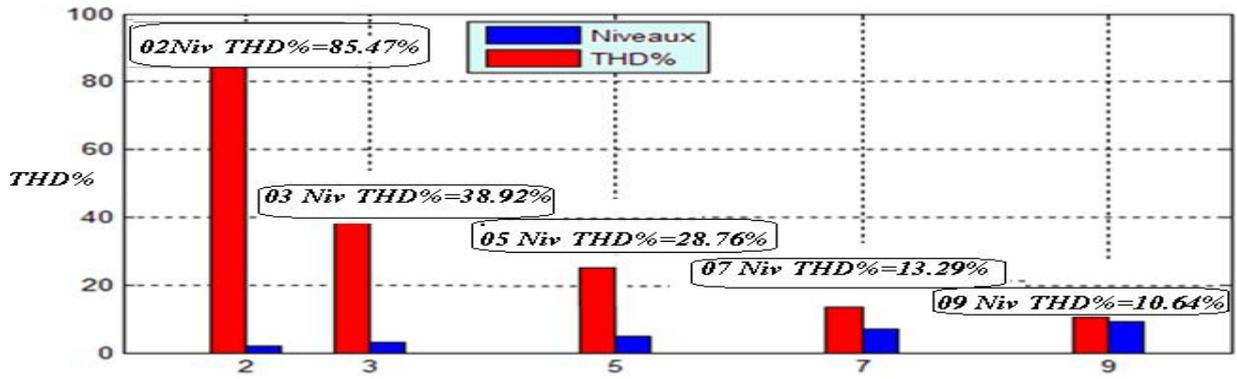


Fig. 3.29 THD% (U_{ab}) des onduleurs multiniveaux.

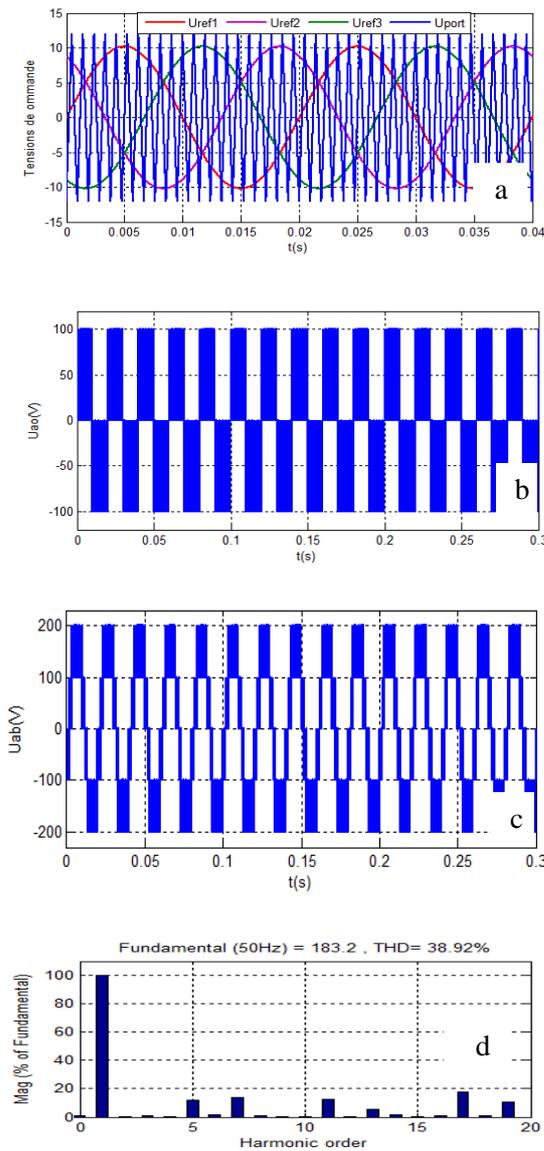


Fig. 3.30 Résultats de la simulation de l'onduleur à 3 niveaux type NPC (MLI)
 a-Signaux de commande des interrupteurs ; b- U_{ao} ;
 c- U_{ab} ; d- analyse spectrale de U_{ab} .

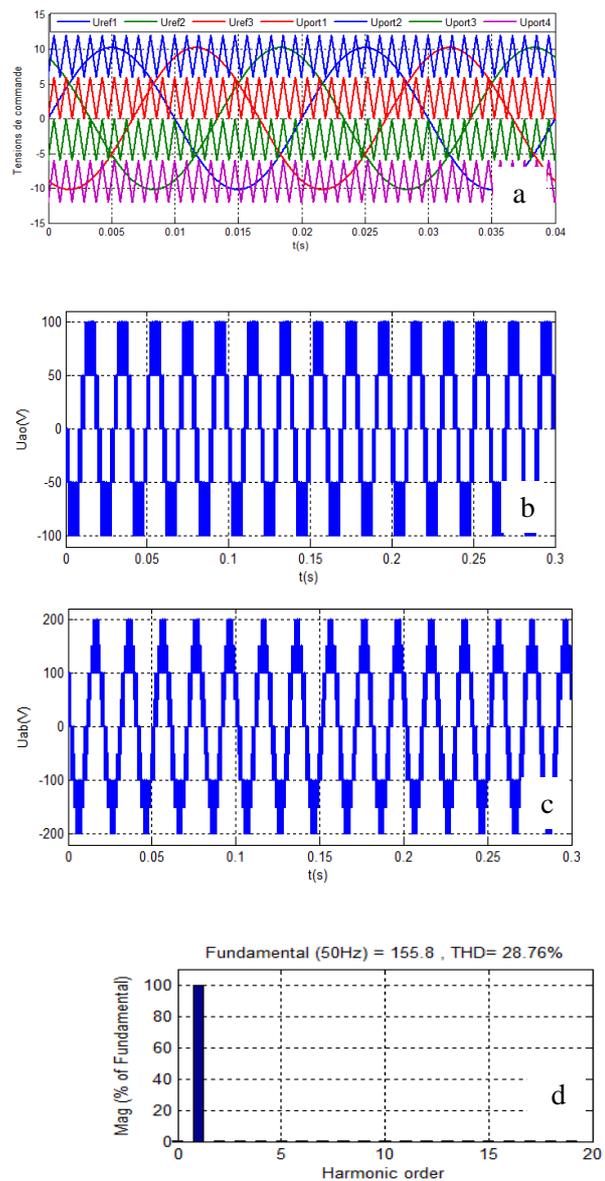


Fig. 3.31 Résultats de la simulation de l'onduleur à 5 niveaux type NPC (MLI)
 a-Signaux de commande des interrupteurs ; b- U_{ao} ;
 c- U_{ab} ; d- analyse spectrale de U_{ab} .

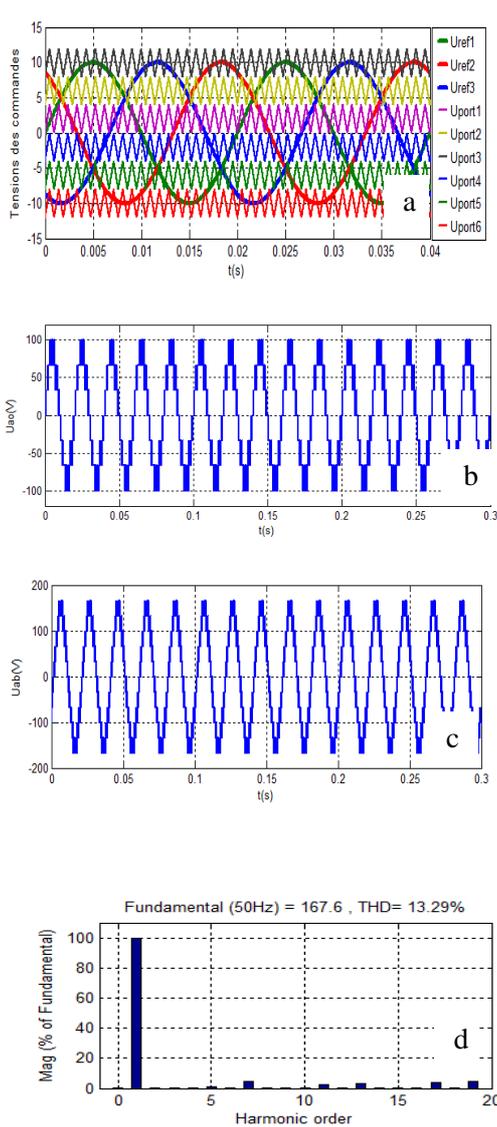


Fig. 3.32 Résultats de la simulation de l'onduleur à sept niveaux type NPC (MLI)
 a-Signaux de commande des interrupteurs ;
 b- U_{ao} ; c- U_{ab} ; d- analyse spectrale de U_{ab} .

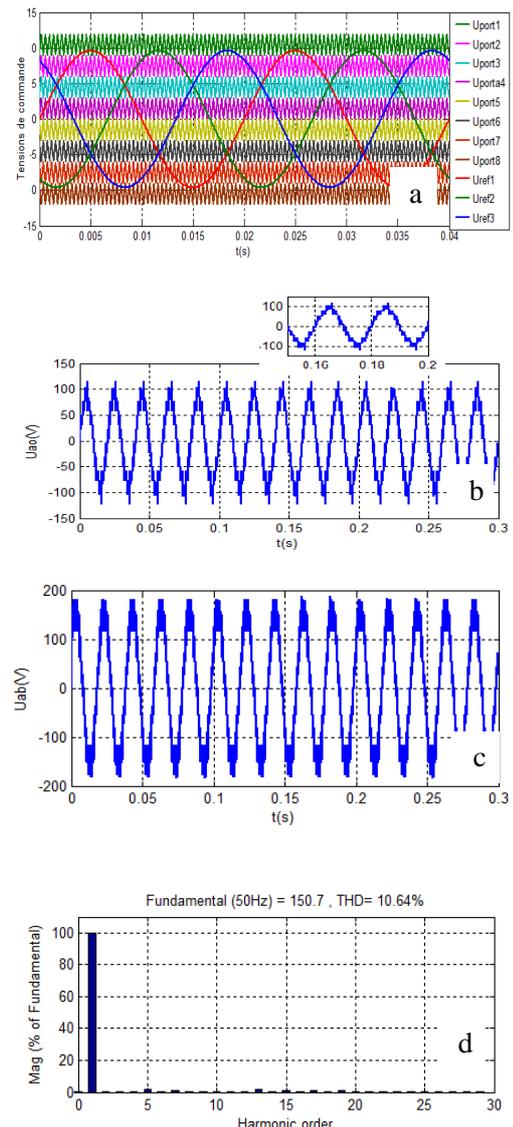


Fig. 3.33 Résultats de la simulation de l'onduleur à neuf niveaux NPC (MLI)
 a-Signaux de commande des interrupteurs ;
 b- U_{ao} ; c- U_{ab} ; d- analyse spectrale de U_{ab} .

III.3.5 Onduleur multiniveaux MLI vectorielle (SVM)

Cette modulation consiste à représenter par un vecteur, les tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire obtenir. La transformation de Clark permet d'approcher au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation. La génération des signaux de commande des interrupteurs se fait de façon à suivre au mieux le vecteur défini par les composantes de Clark du système à la tension de sortie de l'onduleur. Il s'agit alors de déterminer la position du vecteur de consigne dans le repère α, β et le secteur dans lequel il se trouve (voir Annexe C.2.1 modélisation d'un onduleur à deux niveaux MLI à commande vectorielle avec six secteurs d'identification).

Contrairement à la modulation sinusoïdale la modulation vectorielle permet d'assurer d'une manière globale, la commande de l'ensemble des interrupteurs constituant l'onduleur. Cette technique suit les principes suivants [96] [97]:

- le signal de référence est échantillonné à des temps réguliers T ,
- pour chaque phase, on réalise une impulsion de largeur T centrée sur la période dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage,
- tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux extrémités de la période.

III.3.5.2 Onduleur à trois niveaux MLI vectorielle (SVM)

Les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux s'expriment dans le plan α, β , en considérant toutes les combinaisons possibles dans le tableau C.2.2 (voir Annexe .C).La représentation vectorielle des vecteurs v_0 à v_{20} , dans le plan α, β , sont représentés géométriquement par trois hexagones coaxiaux voir la figure 3.34.

- le petit hexagone, qu'on appellera H_{exA} , délimité par les vecteurs v_1 à v_6 , d'amplitude identique égale à $0.408.E$,
- l'hexagone moyen, qu'on appellera H_{exB} , délimité par les vecteurs v_8 à v_{13} , d'amplitude identique égale à $0.612.E$,
- le grand hexagone, qu'on appellera H_{exC} , délimité par les vecteurs v_{15} à v_{20} , d'amplitude identique égale à $0.816.E$.

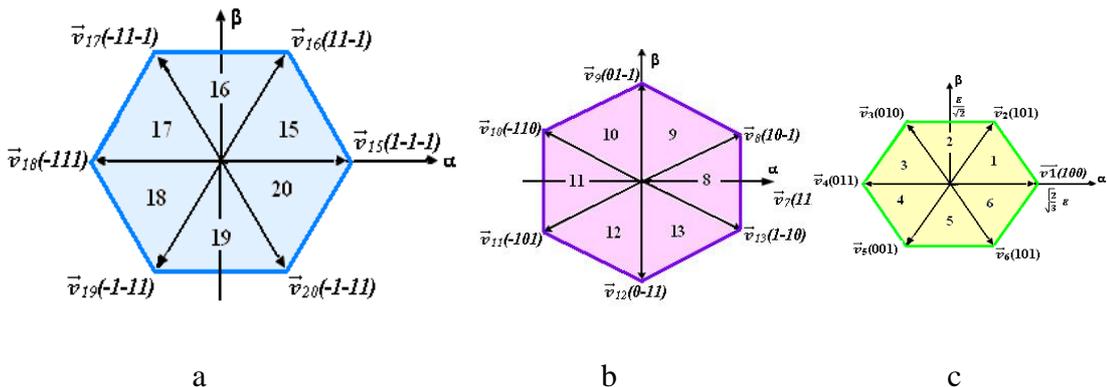


Fig. 3.34 Hexagones en fonction des ordres de commutation
 a- Hex_A ; b- Hex_B ; c- Hex_C .

Remarque: L'Hex_A est identique à l'Hex_C, sauf que l'amplitude est divisée par 2, L'Hex_C est totalement semblable à l'hexagone de l'onduleur deux niveaux. La seule différence réside au niveau des ordres de commutation qui rappellent le 0 et le 1 dans le cas deux niveaux, le -1 et le 1 dans le cas trois niveaux.

L'algorithme pour les 21 secteurs est représenté par les tableaux 3.6 et 3.7 [98], pour Hex_A voir Annexe C2.

Tab. 3.6 Algorithme de détection des secteurs (b). Cas de l'Hex_B

v_β	≥ 0				< 0			
v_α	≥ 0		< 0		> 0		< 0	
v_β	$\geq \sqrt{3} v_\alpha$	$< \sqrt{3} v_\alpha$	$\geq -\sqrt{3} v_\alpha$	$< -\sqrt{3} v_\alpha$	$< -\sqrt{3} v_\alpha$	$> -\sqrt{3} v_\alpha$	$< \sqrt{3} v_\alpha$	$> \sqrt{3} v_\alpha$
Secteur	9	8	10	11	13	8	12	11

Tab. 3.7 Algorithme de détection des secteurs (c). Cas de l'Hex_C

v_β	≥ 0				< 0			
v_α	≥ 0		< 0		> 0		< 0	
v_β	$\geq \sqrt{3} v_\alpha$	$< \sqrt{3} v_\alpha$	$\geq -\sqrt{3} v_\alpha$	$< -\sqrt{3} v_\alpha$	$< -\sqrt{3} v_\alpha$	$> -\sqrt{3} v_\alpha$	$< \sqrt{3} v_\alpha$	$> \sqrt{3} v_\alpha$
Secteur	16	15	16	17	19	20	19	18

III.4 Convertisseur matricielle triphasé CMT

Le CMT est devenu un axe de recherche important et plus attractif par beaucoup de chercheurs dans le domaine des entraînements à vitesse variable, et ce, grâce aux avantages de celui-ci par rapport aux convertisseurs classiques :

- la commande découplée de l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie;
- un courant sinusoïdal à l'entrée avec un déphasage ajustable, donc la possibilité de fonctionner à un facteur de puissance unitaire pour n'importe quelle charge;
- le rapport entre la tension de sortie et celle de l'entrée est maximisé au possible ;
- la possibilité d'avoir un écoulement de puissance bidirectionnel et par conséquent d'obtenir un fonctionnement dans les quatre quadrants ;
- un taux d'harmoniques réduit aussi bien pour les courants d'entrée que pour les courants de sortie;
- une large gamme de fréquence opérationnelle pour la tension de sortie;
- l'absence d'un grand condensateur pour le stockage de l'énergie comme dans le cas d'une cascade redresseur/lien continu/onduleur, ce qui permet de réduire le coût et le dimensionnement du convertisseur.

Le convertisseur matriciel fut décrit pour la première fois en 1976 par L.Gyugi et B.Pelly [99]. En 1980, M. Venturini et A.Alesina [100] élaborent un algorithme de commande permettant de calculer les temps de conduction des interrupteurs en fonction de la forme de l'onde de sortie désirée. En 1985, J .Rodriguez et G .Kastner [101] présentent l'analyse d'un convertisseur matriciel en utilisant la notion de vecteur d'espace. L.Huber et D.Borojevic élaborent [102] en 1989, une commande par modulation du vecteur d'espace. Plus tard d'autres travaux sur l'élaboration d'algorithmes de commande ont également été réalisés. Dans la littérature, on trouve plusieurs stratégies de commande pour notre travail, le choix est porté sur la méthode qui est basée sur la différence des erreurs entre les valeurs mesurées et les valeurs de sorties désirées, (Least Mean Square errors LMSE) [103]. Cette méthode présente un avantage exceptionnel, qui réside dans le taux d'harmonique réduit. C'est donc dans ce cadre que nous allons adopter la modélisation dont l'algorithme de commande sera développé. Le convertisseur matriciel triphasé (CMT) permet d'assurer la conversion d'un réseau triphasé en un autre réseau triphasé de fréquence et d'amplitude variables. Il est composé d'une partie puissance et d'une partie contrôle-commande (voir figure 3.35). C'est un convertisseur direct, totalement réversible .La dénomination directe découle du fait que ce convertisseur ne possède aucun étage de stockage intermédiaire dans la chaîne de conversion.

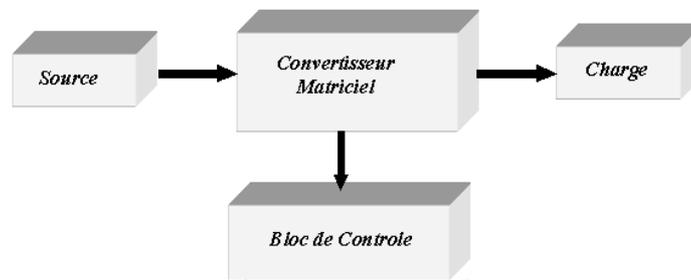


Fig. 3.35 Système à base de convertisseur matriciel

III.4.1 Structure de convertisseur Matriciel

La figure 3.36 présente la structure d'un CMT, ayant à l'entrée les tensions de phases U_{e1} , U_{e2} , U_{e3} et en sortie les tensions de phase désirée U_{sa} , U_{sb} et U_{sc} . Les phases d'entrées sont connectées aux phases de sorties par l'intermédiaire de neuf interrupteurs à quatre segments à commutation forcée [104] [105], qui représentent les éléments K_{a1} , K_{a2} , ..., K_{c3} qu'on illustre par des commutateurs bidirectionnels, capables de bloquer la tension dans les deux sens.

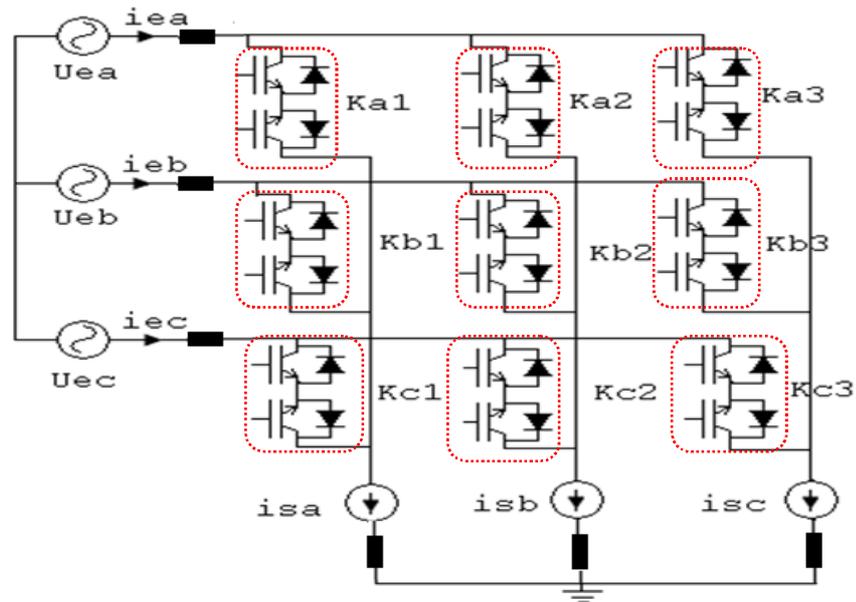


Fig. 3.36 Structure interne du convertisseur matriciel

Les tensions à l'entrée du convertisseur matriciel sont définies par:

$$\begin{cases} U_{ea}(t) = U_{emax} \sin(w_e t) \\ U_{eb}(t) = U_{emax} \sin\left(w_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{ec}(t) = U_{emax} \sin\left(w_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.15)$$

U_{emax} : amplitude maximale de la tension d'entrée ; w_e : pulsation des tensions d'entrée.

De même, la référence de courant de ligne à prélever sur le réseau à une amplitude I_e . Le courant est en phase avec la tension d'entrée, soit :

$$\begin{cases} I_{ea}^*(t) = I_{emax} \sin(w_e t) \\ I_{eb}^*(t) = I_{emax} \sin\left(w_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{e3}^*(t) = I_{emax} \sin\left(w_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.16)$$

Le CMT sera conçu et contrôlé afin d'obtenir à la sortie des tensions désirée qui seront définies par :

$$\begin{cases} U_{sa}(t) = U_{smax} \sin(w_s t) \\ U_{sb}(t) = U_{smax} \sin\left(w_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{sc}(t) = U_{smax} \sin\left(w_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.17)$$

U_s : amplitude maximale de la tension désirée de la sortie w_s : pulsation des tensions alternatives. Les courants de sortie, d'amplitude I_s et de phase φ_s par rapport aux tensions simples de sortie, sont définis par :

$$\begin{cases} I_{sa}(t) = I_{smax} \sin(\omega_s t + \varphi_s) \\ I_{sb}(t) = I_{smax} \sin\left(\omega_s t + \varphi_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{sc}(t) = I_{smax} \sin\left(\omega_s t + \varphi_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.18)$$

La formulation des grandeurs électriques du convertisseur s'appuie principalement sur une écriture matricielle (matrice de connexion nommée $[F]$) [106] ainsi que sur l'utilisation des fonctions de connexions (f_{ij}) d'écrite par l'équation:

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{ka1} & f_{ka2} & f_{ka3} \\ f_{kb1} & f_{kb2} & f_{kb3} \\ f_{kc1} & f_{kc2} & f_{kc3} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Ces fonctions logiques de connexion décrivent l'état des interrupteurs constituant ce convertisseur. Une fonction de connexion égale à un ($f_{kij}=1$) correspond à un interrupteur fermé alors que cette même fonction de connexion égale à zéro ($f_{kij}=0$) correspond à un interrupteur ouvert. Ainsi, la formulation matricielle du comportement électrique instantané du convertisseur peut se traduire par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} U_{san} \\ U_{sbn} \\ U_{scn} \end{bmatrix} = [F] \begin{bmatrix} U_{ean} \\ U_{ebn} \\ U_{ecn} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} = [F]^T \begin{bmatrix} I_{ea} \\ I_{eb} \\ I_{ec} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

III.4.2 Algorithme de commande des trois phases du CMT

Un convertisseur matriciel se compose de 3x3 commutateurs. Ce nombre permet 512 combinaisons des états de commutation. Pour que le convertisseur fonctionne en toute sécurité, on doit, grâce à sa commande éviter les combinaisons qui provoquent un court-circuit de l'alimentation électrique et celles qui provoquent des circuits ouverts de la charge. A cet effet, les 512 combinaisons des états seront réduites à 27 états seulement qui peuvent être réalisés. Le tableau C.7 (voir Annexe C.3). Montre les 27 combinaisons possibles appliquées pour différents modes de fonctionnement du CMT. La stratégie de contrôle que nous allons appliquer aux trois phases du CMT est basée sur la technique de la différence des erreurs entre les valeurs mesurées et les valeurs de sorties désirées (Least Mean Square errors *LMSE*):

E_1 , lorsque K_{a1} , K_{b2} , K_{c3} sont fermés (mode 1),

E_2 lorsque K_{a2} , K_{b3} , K_{c1} sont fermés (Mode 2),

.....

E_{27} lorsque K_{c1} , K_{c2} , K_{c3} sont fermées (mode 27).

Les équations de E_1 , E_2 , ..., E_{27} , sont représentées par:

$$\left\{ \begin{array}{l} E_1(t) = [U_{sa,des}(t) - U_{ea}(t)]^2 + [U_{sb,des}(t) - U_{eb}(t)]^2 + [U_{sc,des}(t) - U_{ec}(t)]^2 \\ E_2(t) = [U_{sa,des}(t) - U_{ec}(t)]^2 + [U_{sb,des}(t) - U_{ea}(t)]^2 + [U_{sc,des}(t) - U_{eb}(t)]^2 \\ \dots \dots \dots \\ \dots \dots \dots \\ E_{27}(t) = [U_{sa,des}(t) - U_{ec}(t)]^2 + [U_{sb,des}(t) - U_{ec}(t)]^2 + [U_{sc,des}(t) - U_{ec}(t)]^2 \end{array} \right. \quad (3.21)$$

SI $\min(E_1, E_2, E_3, E_4, \dots \dots \dots E_{27}) = E_1$ Alors $K_{a1} K_{b2} K_{c3}$ sont fermés

SI $\min(E_1, E_2, E_3, E_4, \dots \dots \dots E_{27}) = E_2$ Alors $K_{a2} K_{b3} K_{c1}$ sont fermés

SI $\min(E_1, E_2, E_3, E_4, \dots \dots \dots E_{27}) = E_3$ Alors $K_{a3} K_{b1} K_{c2}$ sont fermés

.....

SI $\min(E_1, E_2, E_3, E_4, \dots \dots \dots E_{27}) = E_{27}$ Alors $K_{c1} K_{c2} K_{c3}$ sont fermés

Les relations entre les courants d'entrée et les courants de sortie sont données par:

$$i_{ea}(t) = \begin{cases} i_{sa}(t) & \text{MODE 1} \\ i_{sb}(t) & \text{MODE 2} \\ \dots \dots \dots \\ 0 & \text{MODE 27} \end{cases} \quad i_{eb}(t) = \begin{cases} i_{sb}(t) & \text{MODE 1} \\ i_{sc}(t) & \text{MODE 2} \\ \dots \dots \dots \\ 0 & \text{MODE 27} \end{cases} \quad i_{ec}(t) = \begin{cases} i_{sc}(t) & \text{MODE 1} \\ i_{sa}(t) & \text{MODE 2} \\ \dots \dots \dots \\ i_{sa}(t) + i_{sb}(t) + i_{sc}(t) & \text{MODE 27} \end{cases} \quad (3.22)$$

III.4.3 Résultats de la simulation avec charge RL

La charge RL et son alimentation peuvent être modélisées par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_{sa} = Ri_{sa}(t) + L \frac{di_{sa}(t)}{dt} \\ U_{sb} = Ri_{sb}(t) + L \frac{di_{sb}(t)}{dt} \\ U_{sc} = Ri_{sc}(t) + L \frac{di_{sc}(t)}{dt} \end{cases} \quad (3.23)$$

$$[LR] = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$D[I] = [VL] + [LR][I] ; [I] = [i_a \ i_b \ i_c]^T ; [VL] = \frac{1}{L} [v_a \ v_b \ v_c]^T \quad (3.25)$$

La figure 3.37 représente dans une période les états des neufs interrupteurs de convertisseur matriciel. Le convertisseur matriciel a été modélisé suivant le principe de fonctionnement cités ci-dessus, avec une chargé triphasée LR ($R = 20\Omega$, $L = 40\text{mH}$), les paramètres de la source de la tension d'entrée sont $U_e = 220$ et $f_e = 50$ Hz. D'après les figures 3.38.a_{1;2;3} ; 3.39.a_{1;2;3} ; 3.40.a_{1;2;3} qui représentent les tensions de sorties et 3.38.c_{1;2;3} ; 3.39.c_{1;2;3} ; 3.40.c_{1;2;3} qui représentent les courants des sorties pour $f_s=25$ Hz ; $f_s=50$ Hz ; $f_s=100$ Hz ; on remarque qu'ils suivent les valeurs désirées ; les figures 3.38.c_{1;2;3} ; 3.39.c_{1;2;3} ; 3.40.c_{1;2;3} représentent les courants d'entrées.

- Résultats de l'alimentation d'une charge $L=0.04H$; $R = 20\Omega$ par un CMT

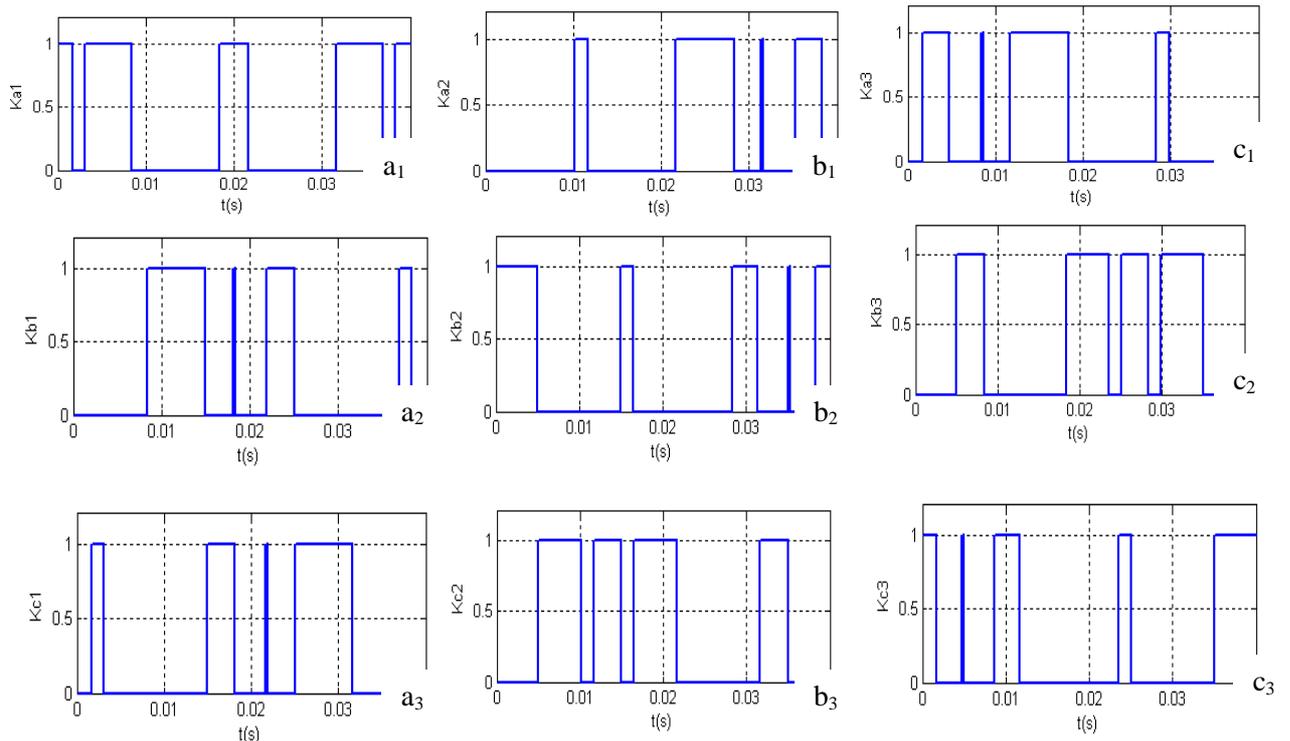


FIG. 3.37 Etats des interrupteurs du convertisseur matriciel pour une période ($f_c=50\text{Hz}$ et $f_s=25\text{Hz}$)
 $a_1; a_2; a_3$: Tensions de sortie $U_{sa}; U_{sb}; U_{sc}$; $b_1; b_2; b_3$: Courants d'entrée $i_{ea}; i_{eb}; i_{ec}$;
 $c_1; c_2; c_3$: Courants de sortie $i_{sa}; i_{sb}; i_{sc}$.

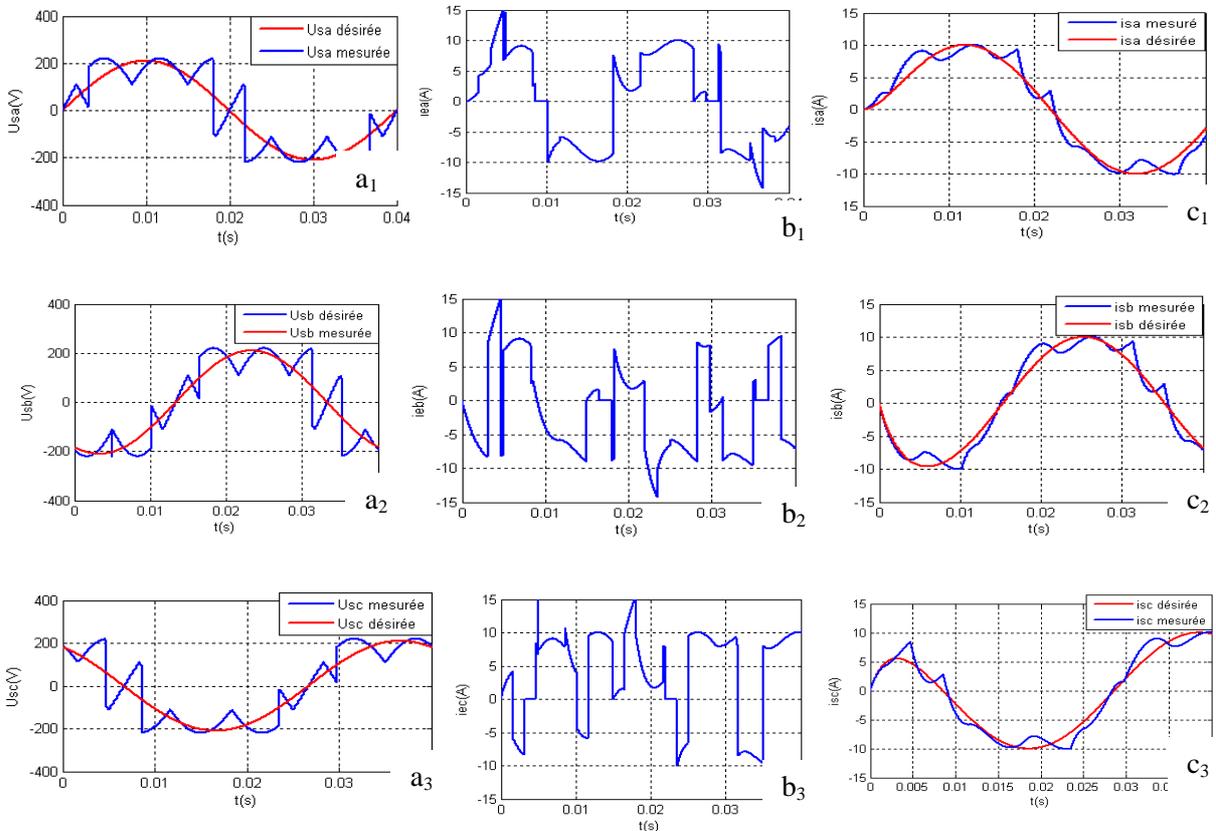


Fig. 3.38 Résultats de simulation ; $f_s=25\text{Hz}$; $U_{maxe}=220\text{V}$; $U_{maxs}=210\text{V}$
 $a_1; a_2; a_3$: Tensions de sortie $U_{sa}; U_{sb}; U_{sc}$; $b_1; b_2; b_3$: Courants d'entrée $i_{ea}; i_{eb}; i_{ec}$;
 $c_1; c_2; c_3$: Courants de sortie $i_{sa}; i_{sb}; i_{sc}$.

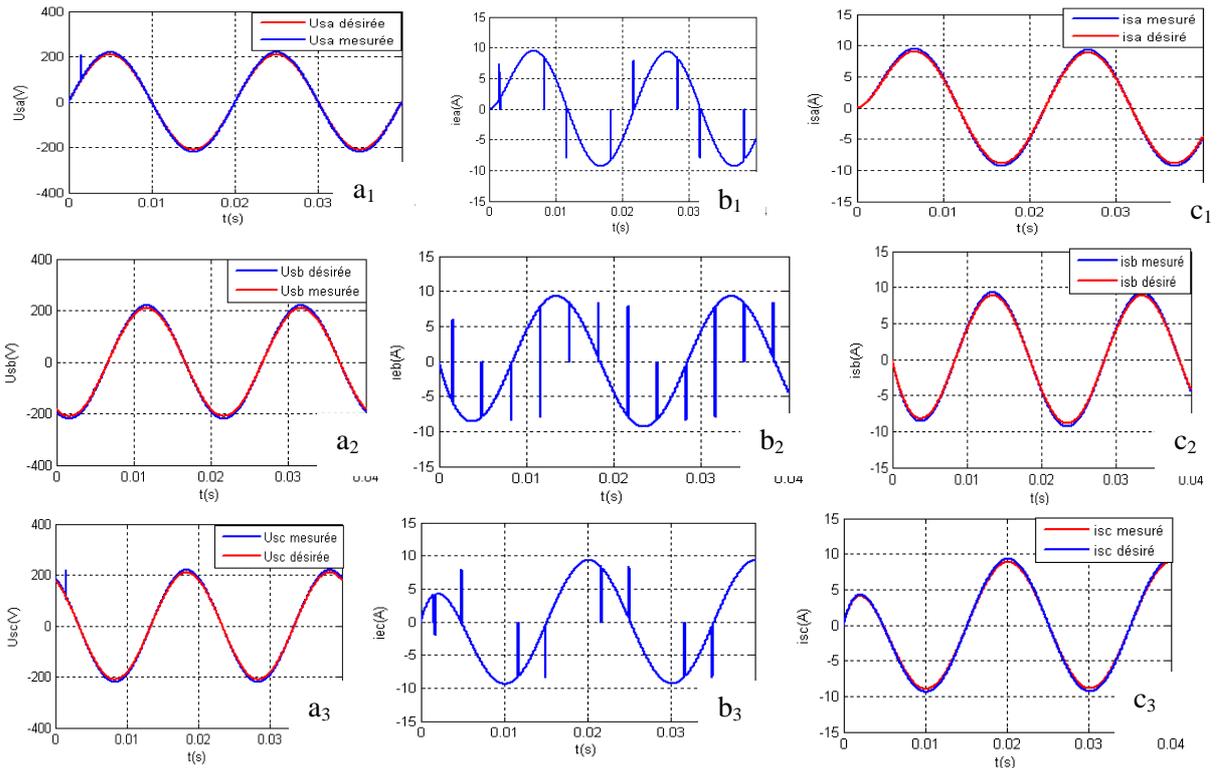


Fig. 3.39 Résultats de simulation ; $f_s=50\text{Hz}$; $U_{\text{maxe}}=220\text{V}$; $U_{\text{maxs}}=210\text{V}$;
 a_1 ; a_2 ; a_3 ; Tensions de sortie U_{sa} ; U_{sb} ; U_{sc} ; b_1 ; b_2 ; b_3 : Courants d'entrée i_{ea} ; i_{eb} ; i_{ec} ;
 c_1 ; c_2 ; c_3 : Courants de sortie i_{sa} ; i_{sb} ; i_{sc} .

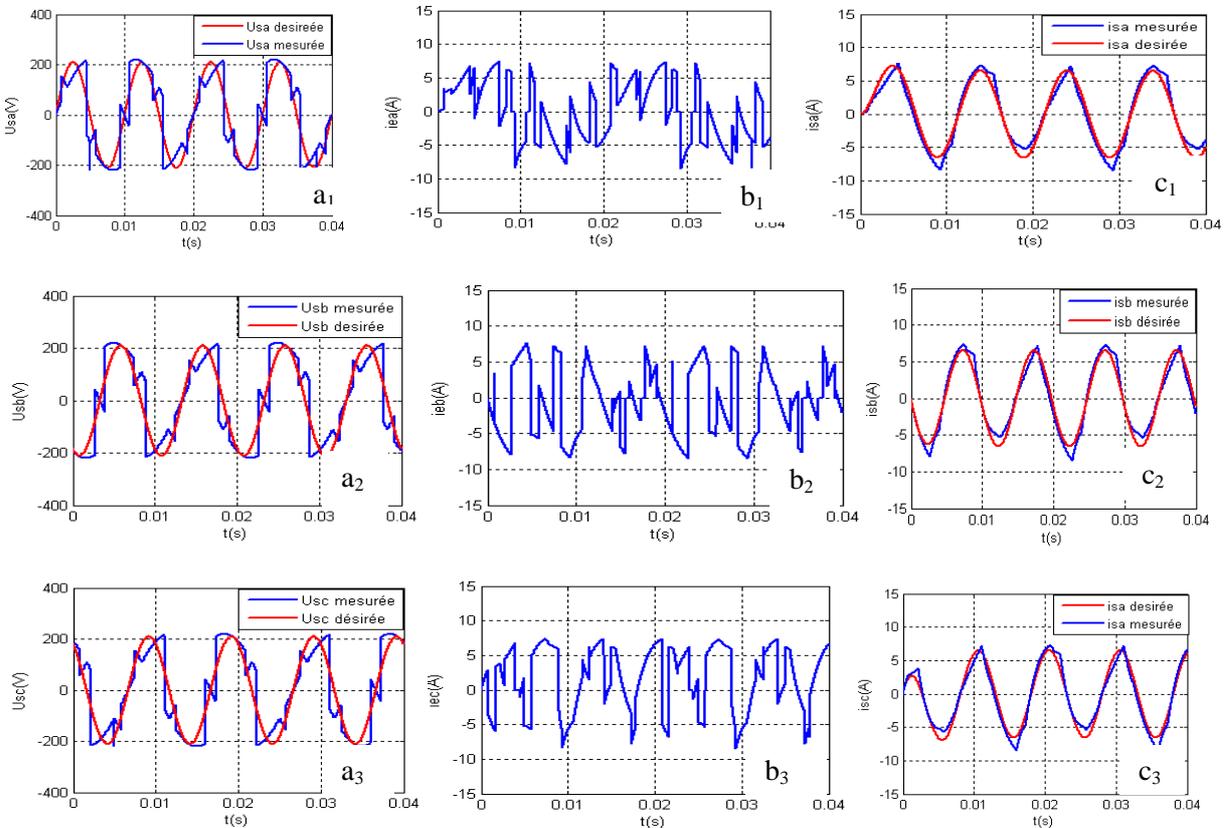


Fig. 3.40 Résultats de simulation ; $f_s=100\text{Hz}$; $v_{\text{maxe}}=220\text{V}$; $v_{\text{maxs}}=210\text{V}$;
 a_1 ; a_2 ; a_3 ; Tensions de sortie U_{sa} ; U_{sb} ; U_{sc} ; b_1 ; b_2 ; b_3 : Courants d'entrée i_{ea} ; i_{eb} ; i_{ec} ; c_1 ; c_2 ; c_3 :
 Courants de sortie i_{sa} ; i_{sb} ; i_{sc} .

III.5 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté brièvement les différentes caractéristiques des générateurs PV et établie le modèle mathématique d'un module photovoltaïque permettant de déterminer les caractéristiques tension-courant et tension-puissance ainsi que l'influence des paramètres externes sur les caractéristiques du PV (température, ensoleillement,...). Après, nous avons adapté le générateur PV avec un convertisseur de puissance DC/DC de type survolteur et dont le rapport cyclique est généré par un algorithme de poursuite du point de puissance maximale (MPPT) et nous avons considéré l'ensemble de ces systèmes PV comme sources d'alimentation des onduleurs multiniveaux.

Dans la deuxième partie, nous avons établie une étude sur les onduleurs multiniveaux où nous avons représenté leurs différentes topologies ; leurs principes de fonctionnement et leurs algorithmes de commande. Notre choix d'étude s'est porté sur les topologies à structures NPC pour deux types de commandes, la commande à MLI sinusoïdale et à MLI à espace vectorielle. La validité des algorithmes de ces deux types de commande ont été vérifiées par simulation pour différents niveaux des onduleurs. A l'issue de notre analyse fréquentielle des tensions de sorties de ces onduleurs multiniveaux, il ressort que le THD s'améliorent au fur et à mesure qu'on augmente les niveaux des onduleurs.

Nous avons consacré la dernière partie à l'étude du convertisseur matriciel qui est en pleine expansion, notamment dans le domaine de l'aéronautique. Malgré ses avantages, il n'est pas encore utilisé dans les industries car leur commande est trop complexe. En effet, il existe plusieurs commandes avec des algorithmes assez poussés, dans notre étude nous avons étudié l'algorithme de commande qui est basé sur la technique de la différence des erreurs entre les valeurs mesurées et les valeurs de sorties désirées (Least Mean Square errors LMSE). Les résultats obtenus avec cette stratégie de commande, et les formes d'ondes des tensions et des courants de sortie alimentant une charge RL montrent les performances et les avantages de cette stratégie et le bon fonctionnement du convertisseur matriciel. Nous concluons que cette technique est satisfaisante vu la qualité des signaux obtenus pour une charge RL à différentes fréquences de sortie désirée.



Chapitre IV
Association des convertisseurs statiques
avec la GADA

IV .1 Introduction

Dans la première partie de ce chapitre nous présenterons les différents modes d'alimentations de la génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) dans une chaîne éolienne. Nous allons étudier son comportement lorsqu'elle est alimentée par des onduleurs à trois, cinq, sept et neuf niveaux à structure NPC commandés par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Les résultats obtenus par simulations seront comparés et un tableau comparatif sera présenté. Autres convertisseurs statiques feront l'objet de l'alimentation de la GADA tels que :

- Onduleur à trois niveaux à espace vectorielle avec 21 vecteurs et 13 secteurs de commandes.
- Convertisseur triphasé matriciel CMT, dont l'algorithme de commande a été détaillé au chapitre III.

IV.2 GADA alimentée par des onduleurs NPC multiniveaux à commande MLI

Les figures 4 :1 ; 3 ; 5 ; 7 représentent respectivement les circuits des puissances de la chaîne éolienne. Le stator de la GADA est connecté directement au réseau et le rotor est alimenté par un onduleur (MLI) à trois; cinq ; sept et finalement neuf niveaux .Les alimentations des onduleurs sont assurées par des générateurs PV. Les résultats des simulations sont obtenus pour une vitesse du vent constante de 9 m/s ce qui correspond à une vitesse mécanique de 120 rad/s. L'alimentation de la GADA est assurée par des onduleurs à structure NPC multi-niveaux à commande MLI pour un indice de modulation $m=21$ et un indice de réglage $r = 0.85$. Les figures 4.2.a ; 4.4.a ; 4.6.a ; 4.8.a représentent respectivement les signaux des commandes des interrupteurs des onduleurs multiniveaux et les figures 4.2.b ; 4.4.b ; 4.6.b ; 4.8.b représentent respectivement les tensions et les courants rotorique de la phase *a*. Nous remarquons que les tensions rotoriques changent de forme chaque fois qu'on augmente les niveaux des onduleurs sa forme s'approche de plus en plus à une sinusoïdale d'où l'intérêt de l'alimentation par des onduleurs multiniveaux. Nous constatons aussi que d'après les figures 4.2.c ; 4.4.c ; 4.6.c ; 4.8.c qui représentent respectivement les mesures des puissances actives et réactives ; que ces grandeurs suivent leurs valeurs des consignes et que le changement de la puissance active aux instants 2s et 4s n'a pas eu d'influence sur la puissance réactive de même pour le changement de la puissance réactive à l'instant $t=5s$. Ceci est l'indice du découplage entre la puissance active et réactive.

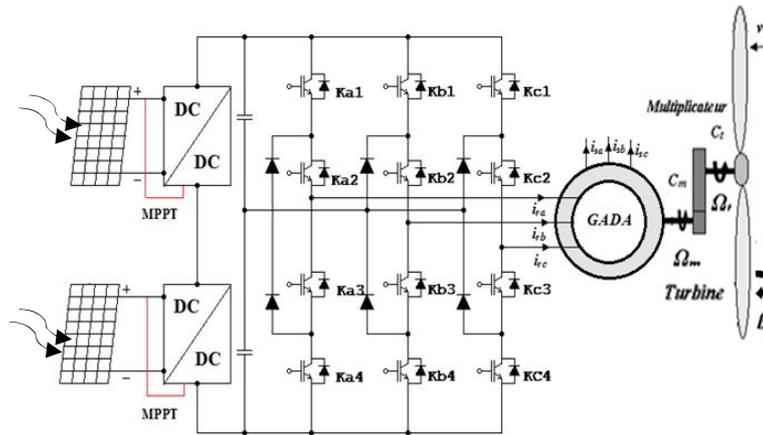


Fig. 4.1 GADA alimentée par un onduleur NPC à trois niveaux (MLI).

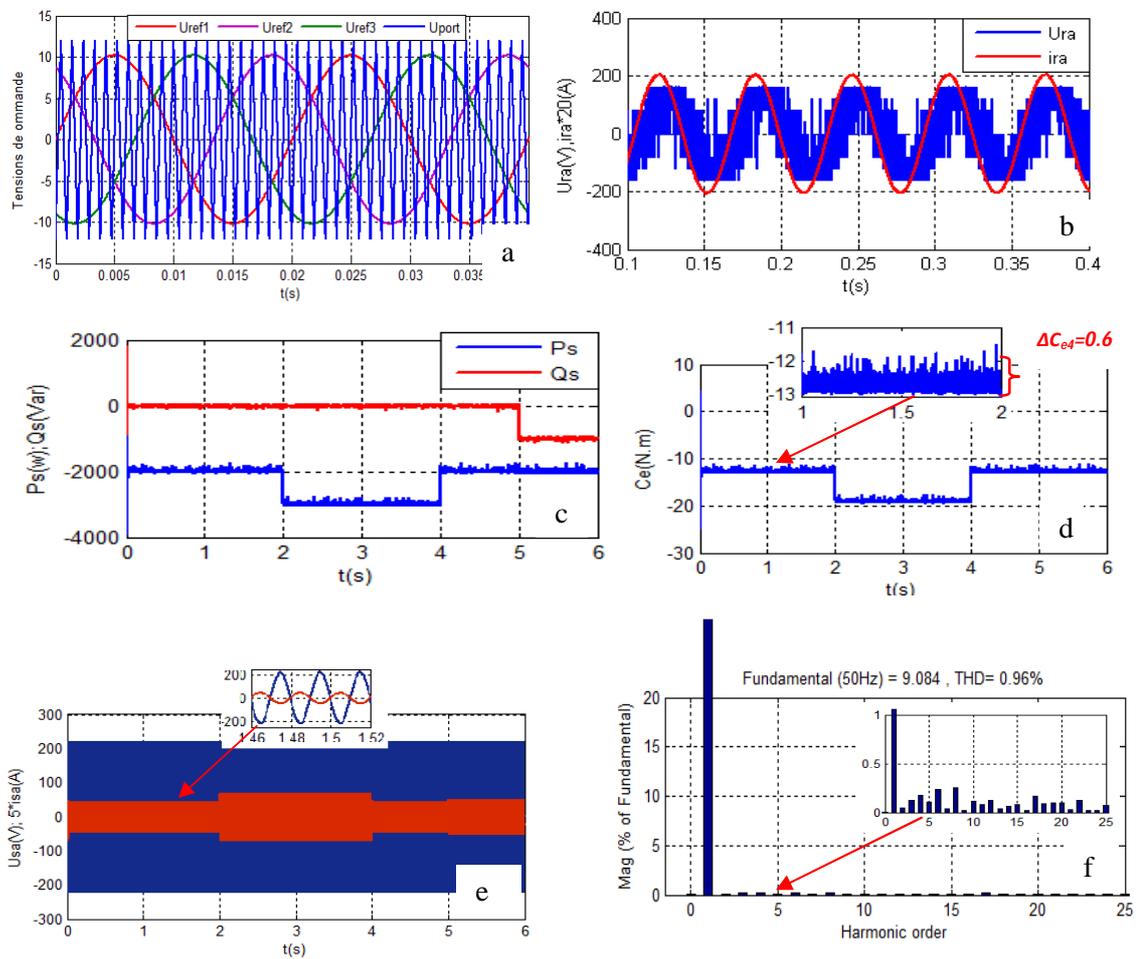


Fig. 4.2 Résultat de l'alimentation de la GADA par un onduleur NPC à trois niveaux (MLI)
 a- Tensions de commande des interrupteurs ; b- Tensions U_{ar} ; c- Puissance active et réactive ;
 d- Couple C_e ; e- Tension simple U_{sa} et courant i_{sa} ; f- Analyse spectrale de courant statorique.

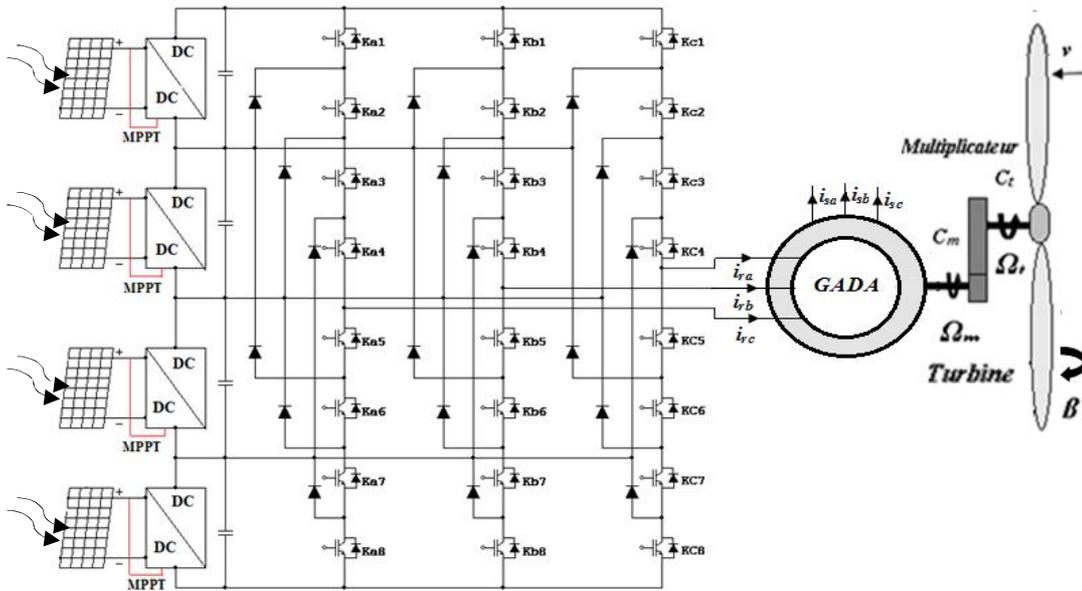


Fig. 4.3 GADA alimentée par un onduleur NPC à cinq niveaux (MLI).

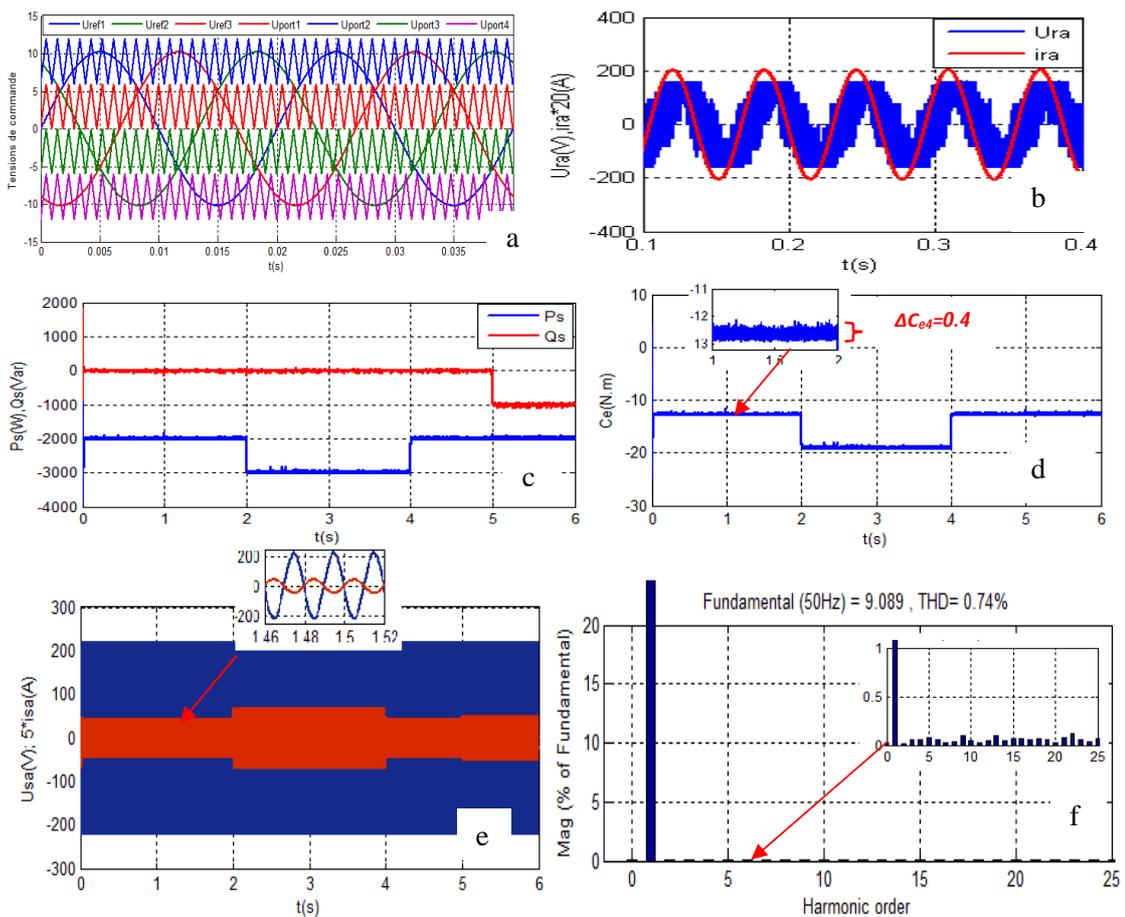


Fig. 4.4 Résultat de l'alimentation de la GADA par un onduleur NPC à cinq niveaux (MLI)
 a- Tensions de commande des interrupteurs ; b-Tensions U_{ar} ; c- Puissance active et réactive ;
 d- Couple C_e ; e- Tension simple U_{sa} et courant i_{sa} ; f- Analyse spectrale de courant statorique.

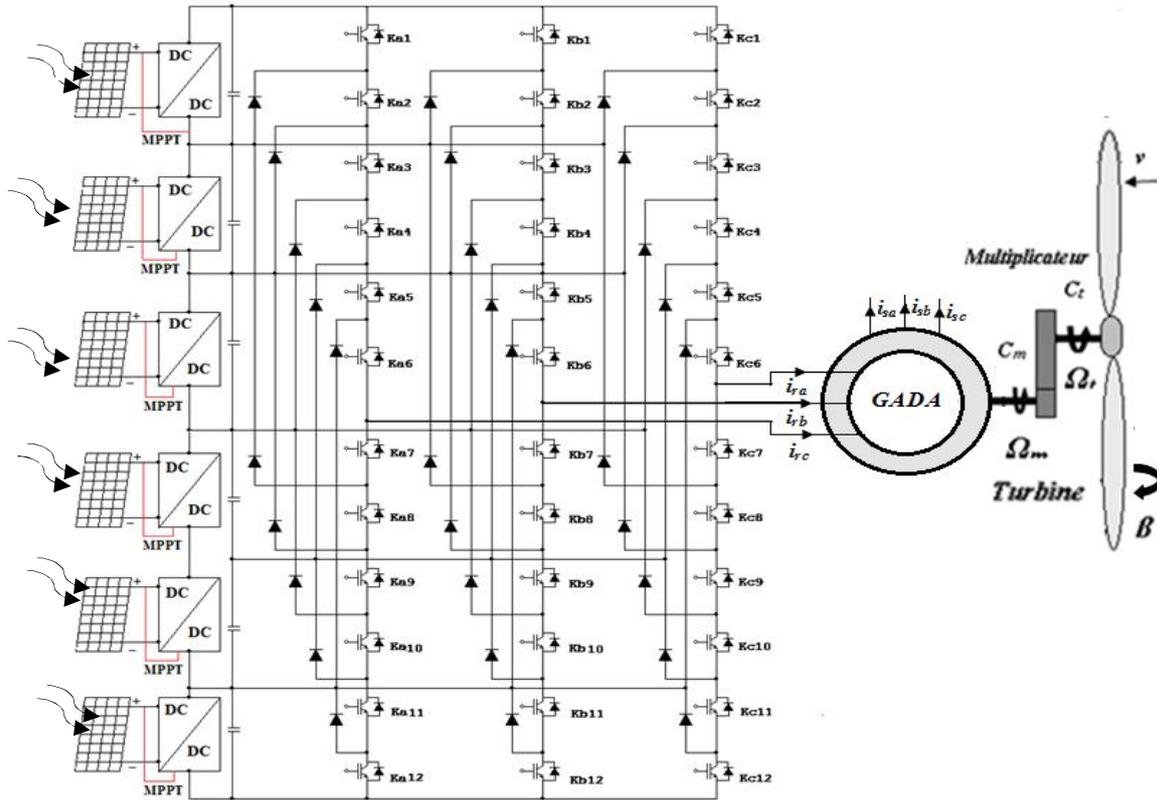


Fig. 4.5 GADA alimentée par un onduleur NPC à sept niveaux (MLI)

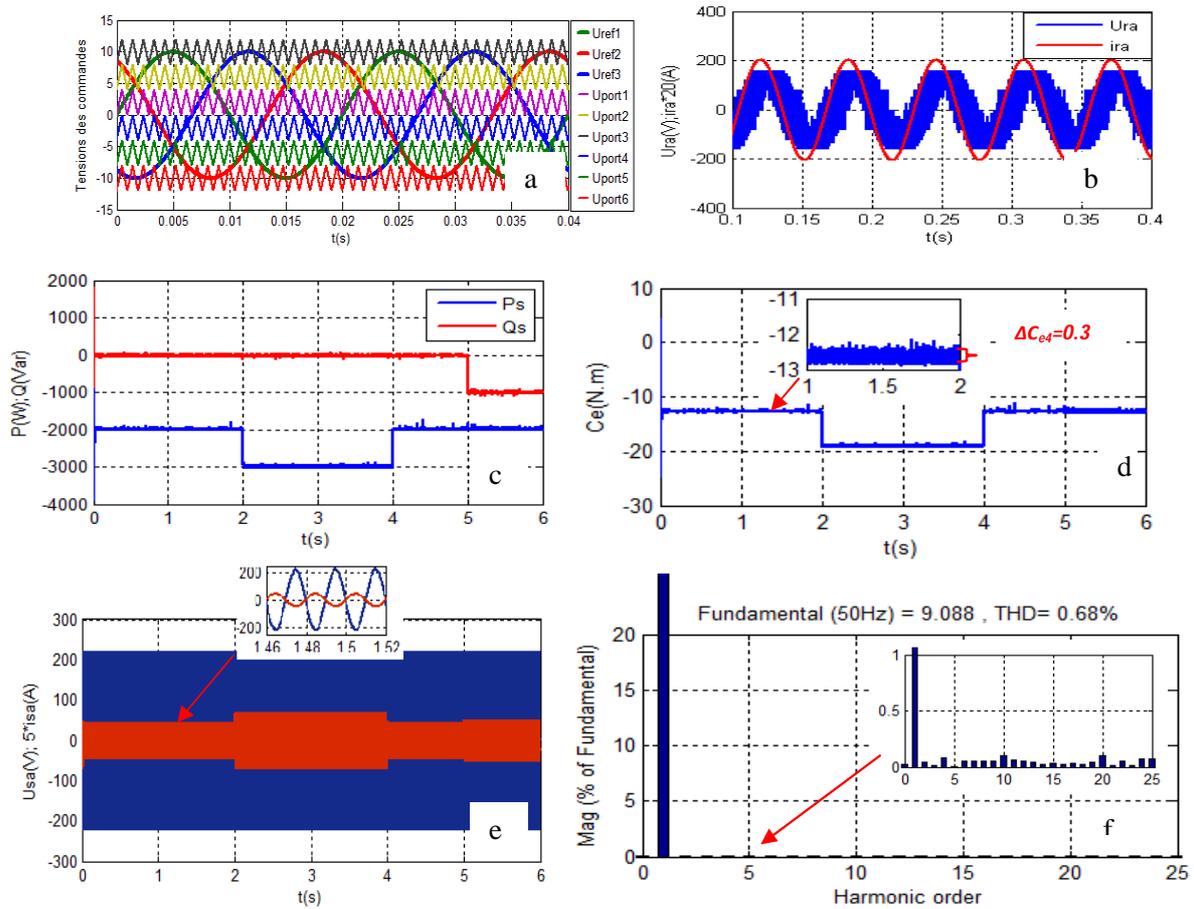


Fig. 4.6 Résultats de la GADA alimentée par un onduleur NPC triphasé à sept niveaux (MLI)
 a- Tensions de commande des interrupteurs ; b- Tensions U_{ar} ; c- Puissance active et réactive ;
 d- Couple C_e ; e- Tension simple U_{sa} et courant i_{sa} ; f- Analyse spectrale de courant statorique.

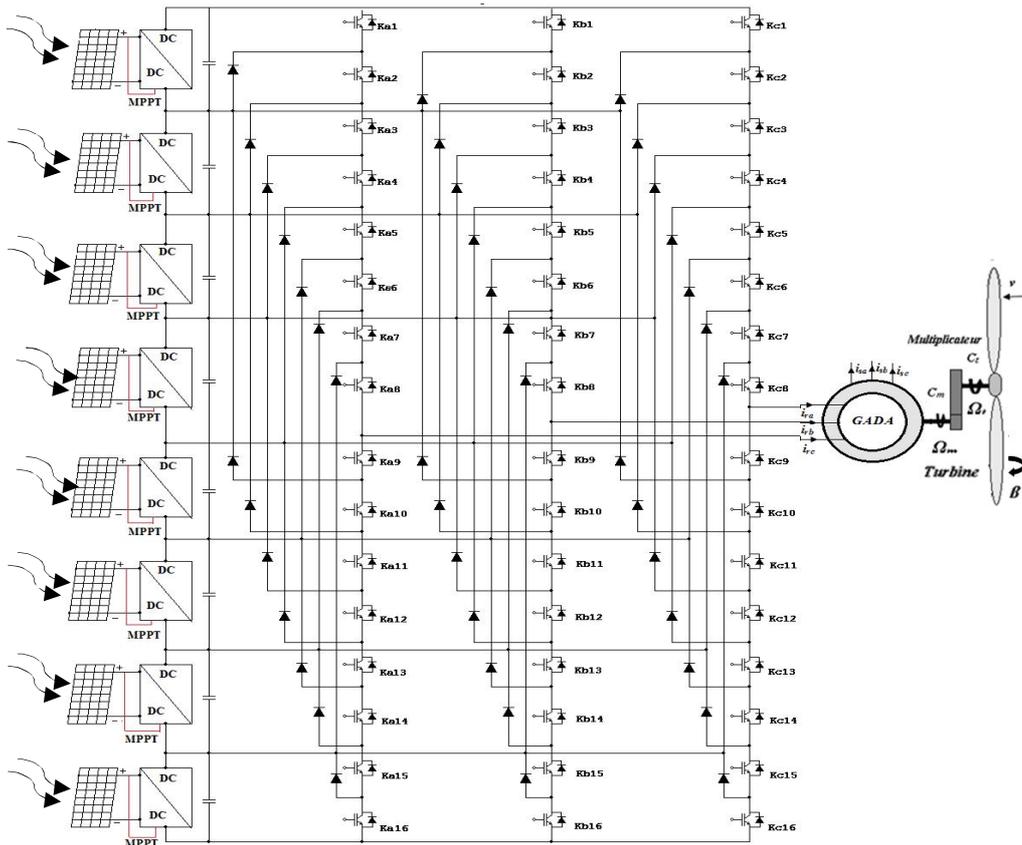


Fig. 4.7 GADA alimentée par un onduleur NPC à neuf niveaux (MLI)

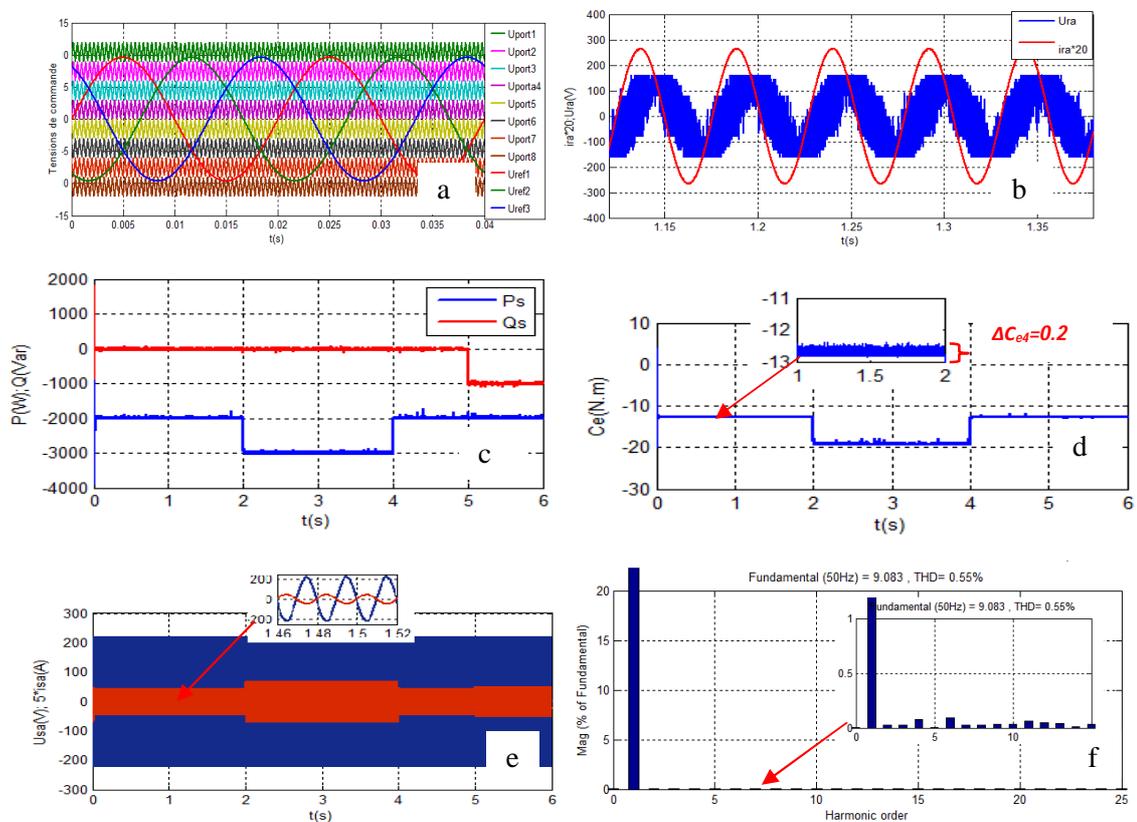


Fig. 4.8 Résultats de la GADA alimentée par onduleur triphasé à neuf niveaux (MLI)
 a- Tensions de commande des interrupteurs ; b- Tensions U_{ar} ; c- Puissance active et réactive ;
 d- Couple C_e ; e- Tension simple U_{sa} et courant i_{sa} ; f- Analyse spectrale de courant statorique.

Les couples représentés respectivement par les figures 4.2.d ; 4.4.d ; 4.6.d ; 4.8.d, ont les mêmes allures que les puissances actives ; d’après le zoom effectué sur ces mesures nous pouvant distinguer les amplitudes des oscillations ΔC . Nous remarquons que chaque fois qu’on augmente les niveaux des onduleurs, ΔC se réduit de plus en plus ce qui engendre moins des pertes d’énergies dans la chaîne éolienne [107].

Les figures 4.2.e ; 4.4.e ; 4.6.e ; 4.8.e, représentent respectivement l’évolution des courants et les tensions statorique. D’après les zooms effectués sur ces deux grandeurs pour chaque alimentation, nous constatons que les fréquences de la tension et du courant statorique sont constantes est égale à 50HZ et les amplitudes des tensions statoriques sont égales à 220V ce qui représentent les conditions de raccordement de la GADA au réseau électrique. D’après les figures 4.2.f ; 4.4.f ; 4.6.f ; 4.8.f, nous remarquons que le THD du courant statorique délivré par la GADA s’est réduit jusqu’à 0.56% pour le cas de l’alimentation de la GADA par l’onduleur à neuf niveaux. Afin de valider les hypothèses dernières nous avons relevé par simulation les THD des courants statoriques délivrés par la GADA pour les alimentations de cette dernière avec des onduleurs 2 ; 3 ; 5 ; 7 et 9 niveaux NPC à commande MLI, et ceci lorsque la génératrice fonctionne pour différentes vitesses du vent (6 : 12 m/s). Les résultats sont consignés dans le table 4.1 et leurs représentations graphique par la figure 4.9. On remarque que plus la vitesse du vent augmente plus le THD devient optimal.

Tab. 4.1 Comparaison de THD de courant statorique pour un vent à vitesse variable (Alimentation de la GADA par des onduleurs NPC multiniveaux MLI)

Vitesse du vent	6	6.5	7	7.5	8	8.5	9	9.5	10	10.5	11	11.5	12
Vitesse mécanique	80	85.5	93.1	100	106.43	113.1	120	126.4	133	140	146.4	153	160
THD% (2 Niv)	5.18	4.88	3.33	3.28	2.5	1.66	1.18	1.22	0.99	0.81	0.69	0.62	0.56
THD% 3 Niv	5.11	3.20	2.92	1.84	1.59	1.12	0.96	0.83	0.81	0.71	0.68	0.61	0.54
THD% 5 Niv	4.39	2.87	2.16	1.67	1.39	0.97	0.74	0.73	0.60	0.56	0.54	0.53	0.51
THD% 7 Niv	4.29	2.51	1.97	1.55	1.02	0.88	0.68	0.61	0.54	0.54	0.51	0.48	0.48
THD% 9 Niv	4.11	2.20	1.67	1.32	0.97	0.75	0.55	0.56	0.52	0.51	0.47	0.45	0.45

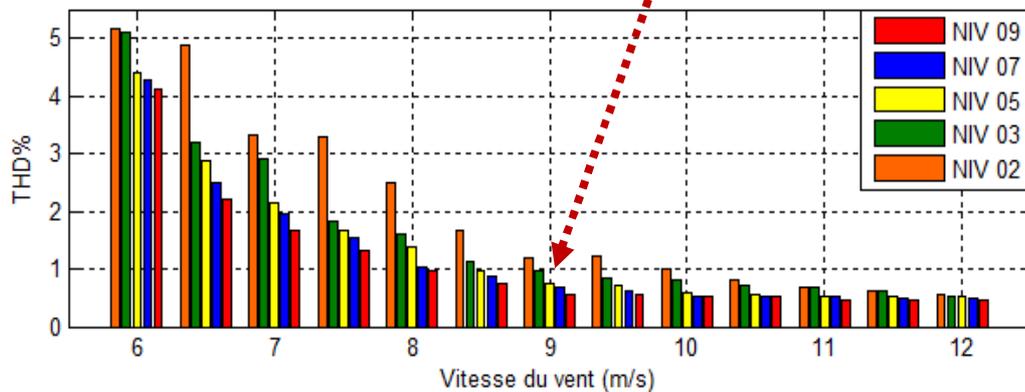


Fig. 4.9 Evolution de THD de i_{sa} en fonction de la vitesse du vent de la GADA alimentée par des onduleurs NPC multiniveaux (MLI).

IV.3 GADA alimentée par un onduleur NPC à trois niveaux à commande SVM

Cette partie traite de l'amélioration du contrôle de la puissance indirecte lorsque la GADA est alimentée par l'onduleur NPC à trois niveaux à commande SVM avec une commande de contrôle des 21 vecteurs dans 13 secteurs. L'objectif de cette commande est de contrôler séparément les puissances active et réactive produites par l'éolienne et transmise au réseau électrique, ce contrôle indirect se base sur la commande à espace-vectorielle par régulation à hystérésis des courants rotorique. Le circuit de puissance de cette commande est illustré par la figure 4.10. L'alimentation de l'onduleur à commande d'espace vectorielle (SVM) [108] est assurée par deux générateurs PV.

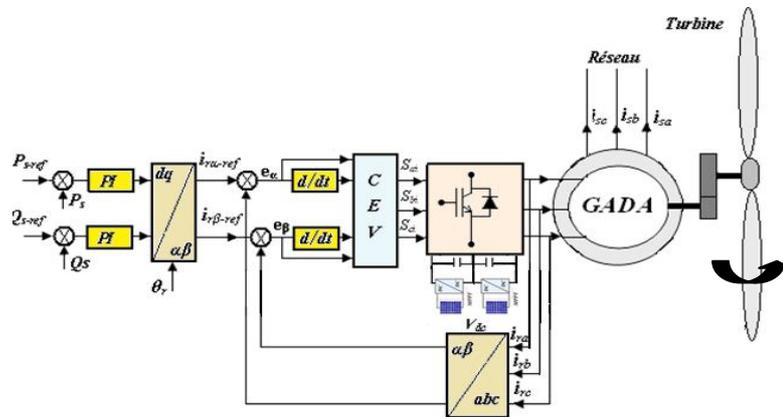


Fig. 4.10 Alimentation de la GADA par un onduleur à trois niveaux SVM

L'idée de base est de maintenir les courants rotorique $i_{r\alpha}$ et $i_{r\beta}$ dans leurs limites d'hystérésis h_1 , h_2 , h_3 . De ce fait, on a défini 13 secteurs (voir figure 4.11). Après plusieurs essais, on a limité l'hystérésis aux valeurs suivantes :

$$h_1/2 = 0.445A, h_2/2 = 0.47 A, h_3/2 = 0.495A.$$

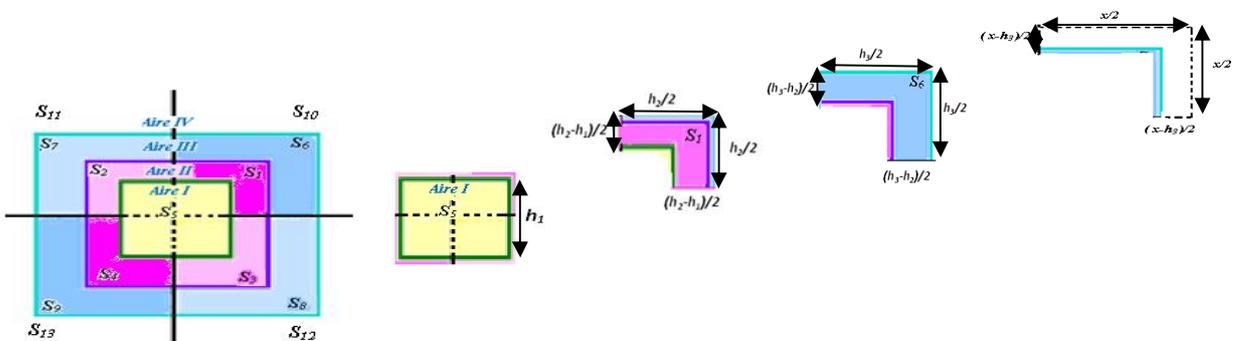


Fig. 4.11 Représentation des 13 secteurs

Les courants rotoriques mesurés et les courants des références sont transformés dans le repère α, β . et sont exprimés par :

$$\begin{cases} \overline{i_{rRef}} = \overline{i_{rRef\alpha}} + j\overline{i_{rRef\beta}} \\ \overline{i_{rMes}} = \overline{i_{rMes\alpha}} + j\overline{i_{rMes\beta}} \end{cases} \quad (4.1)$$

De la même façon, le vecteur d'erreur est défini par :

$$\overline{e} = \overline{i_{rRef}} - \overline{i_{rMes}} \quad (4.2)$$

Cette expression peut être exprimée dans le repère $\alpha \beta$ par l'expression suivante:

$$\overline{e} = \overline{e_\alpha} + j\overline{e_\beta} \quad (4.3)$$

L'extrémité de ce vecteur de référence $\overline{i_{rRef}}$ est situé dans le centre de la zone I alors l'extrémité du courant mesurée $\overline{i_{rMes}}$ peut être située dans l'une des quatre zones (I, II, III et IV) sont limités par les bandes d'hystérésis h_1, h_2, h_3 (voir la figure 4.12).

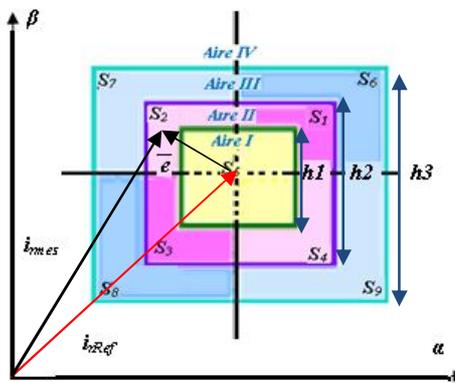


Fig. 4.12 Les vecteurs de commande dans le plan α, β

Pour commander l'onduleur à trois niveaux par modulation de commande d'espace vectorielle, on a utilisé les conditions d'appartenance des vecteurs d'erreur dans les quatre aires et nous avons appliqué l'algorithme suivant [109] :

- e appartient à l'aire I (A_I)
Si $|e_\alpha| \leq \frac{h_1}{2}$ et $|e_\beta| \leq \frac{h_1}{2}$
- e appartient à l'aire II (A_{II})
Si $\frac{h_1}{2} < |e_\alpha| < \frac{h_2}{2}$ et $\frac{h_1}{2} < |e_\beta| < \frac{h_2}{2}$

Ou $\frac{h_1}{2} < |e_\alpha| < \frac{h_2}{2}$ et $0 < |e_\beta| < \frac{h_1}{2}$

Ou $0 < |e_\alpha| < \frac{h_1}{2}$ et $\frac{h_1}{2} < |e_\beta| < \frac{h_2}{2}$

- e appartient à l'aire III (A_{III})

Si $\frac{h_2}{2} \leq |e_\alpha| < \frac{h_3}{2}$ et $\frac{h_2}{2} \leq |e_\beta| < \frac{h_3}{2}$

Ou $\frac{h_2}{2} < |e_\alpha| < \frac{h_3}{2}$ et $0 < |e_\beta| < \frac{h_2}{2}$

Ou $0 < |e_\alpha| < \frac{h_3}{2}$ et $\frac{h_2}{2} < |e_\beta| < \frac{h_3}{2}$

- e appartient à l'aire IV (A_{IV})

Si $|e_\alpha| \geq \frac{h_3}{2}$ et $|e_\beta| \geq \frac{h_3}{2}$

Le tableau 4.2 présente les conditions d'appartenance du vecteur d'erreur pour les treize secteurs possibles et le tableau 4.3 représente les 21 vecteurs qui sont représentés par les trois hexagones voir figure 4.13.

Tab. 4.2 Conditions d'appartenances dans les 13 secteurs.

e_α	e_β	A_I	A_{II}	A_{III}	A_{IV}
-	-	S_5	S_1	S_6	S_{10}
+	-	S_5	S_2	S_7	S_{11}
-	+	S_5	S_3	S_8	S_{12}
+	+	S_5	S_4	S_9	S_{13}

Tab. 4.3 Représentation des 21 vecteurs

$\frac{de_\alpha}{dt}$	$\frac{de_\beta}{dt}$	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9	S_{10}	S_{11}	S_{12}	S_{13}
0	0	v_2	v_3	v_1	ZVV	ZVV	v_8	v_9	v_{13}	ZVV	v_{16}	v_{17}	v_{15}	ZVV
1	0	v_2	v_3	ZVV	v_4	ZVV	v_9	v_{10}	ZVV	v_{11}	v_{16}	v_{17}	ZVV	v_{18}
0	1	v_1	ZVV	v_6	v_5	ZVV	v_8	ZVV	v_{13}	v_{12}	v_{15}	ZVV	v_{20}	v_{19}
1	1	ZVV	v_4	v_6	v_5	ZVV	ZVV	v_{10}	v_{12}	v_{11}	ZVV	v_{18}	v_{20}	v_{19}

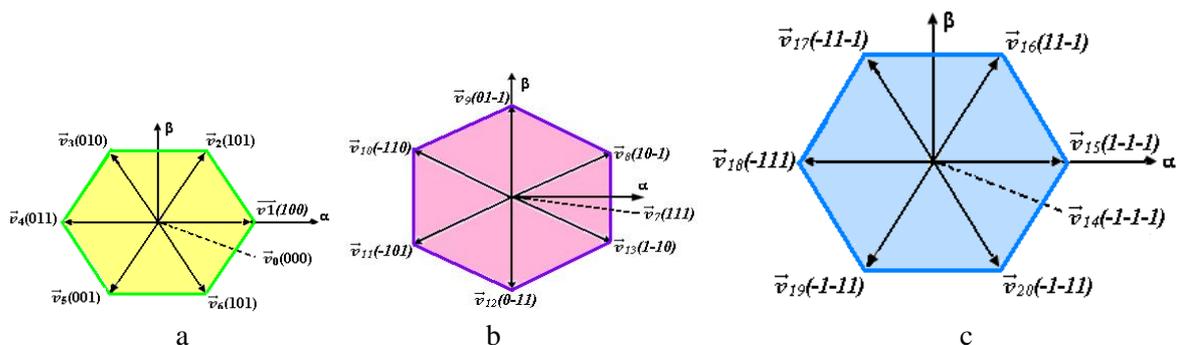


Fig. 4.13 Les trois hexagones de la commande de l'onduleur (NPC) à commande SVM à trois niveaux

La figure 4.14 représente le schéma bloc sous Simulink de la GADA alimentée par l'onduleur trois niveaux SVM. La figure 4.15.a représente les aires I ; II et III et la figure 4.15.b l'évolution de courant $i_{r\alpha}$ en fonction de courant $i_{r\beta}$; nous constatons qu'ils représentent une trajectoire circulaire dans le plan α, β et que les puissances active et réactive suivent respectivement leurs valeurs des références (voir les figure 4.15.c).La figure 4.15.d présente le couple avec un taux d'oscillation $\Delta C = 0.3$.

Nous constatons d'après la figure 4.18.e qui représente le courant et la tension statorique, que les fréquences de la tension et courant statorique pour toute la période de la simulation, est constante et égale à 50Hz, et que l'amplitude de la tension statorique est constante et égale à celle du réseau, par contre l'amplitude du courant varie avec la variation des consignes des puissances.

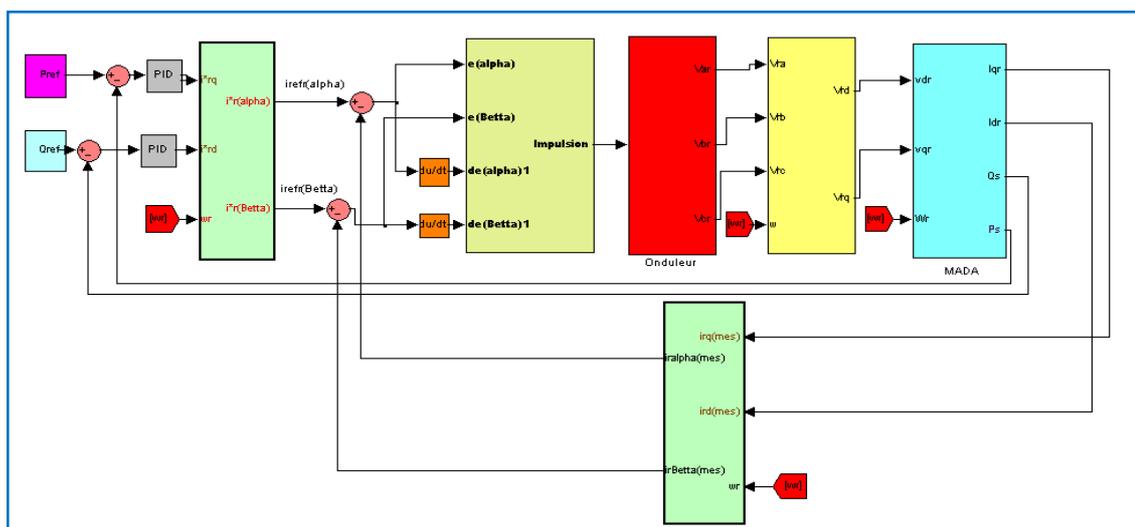


Fig. 4.14 Schéma bloc sous Sumilnk de la GADA alimentée par onduleur à trois niveaux SVM

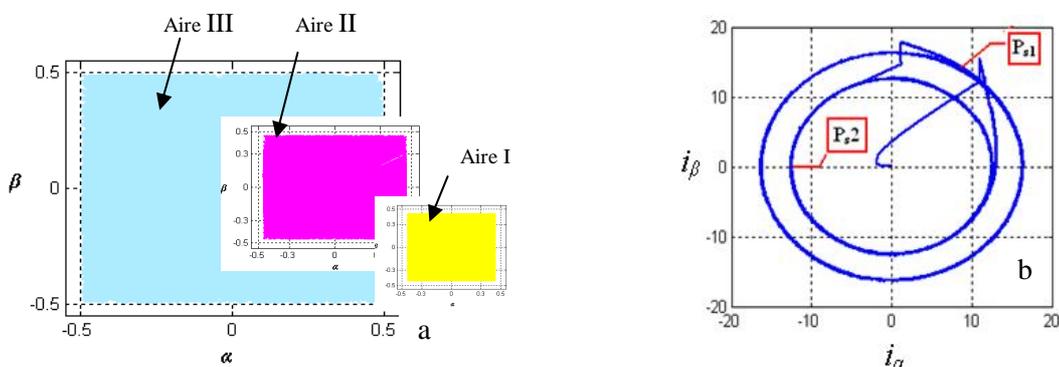


Fig. 4.15 Représentation des courants i_{α} et i_{β} .
 a- Représentation des aires ; b- Courant i_{α} en fonction de i_{β} .

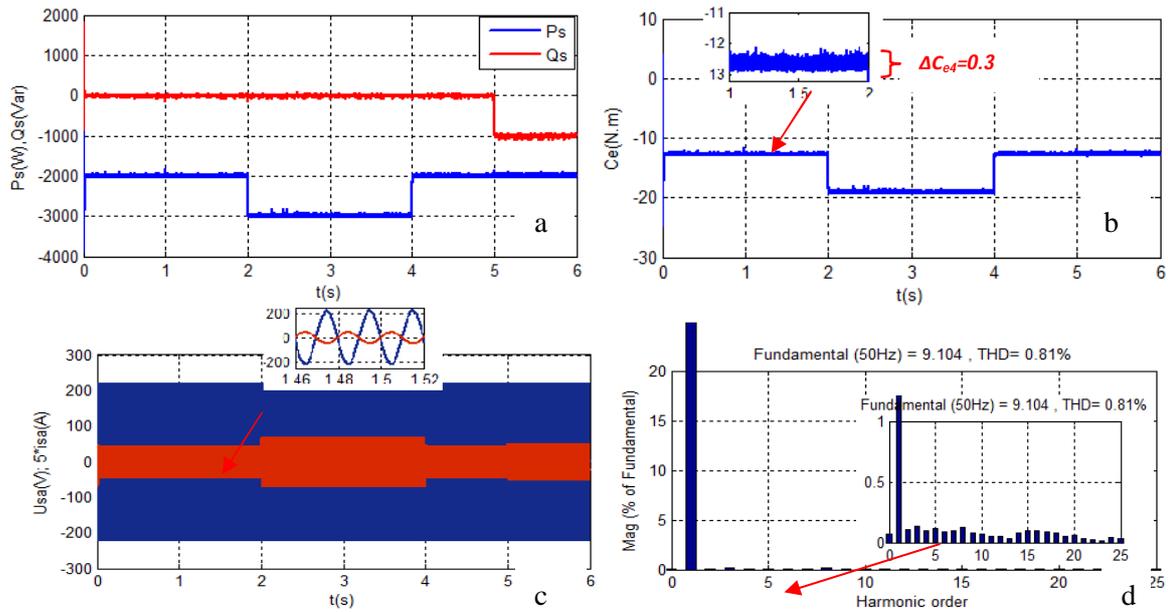


Fig. 4.16 Résultats de l'alimentation de la GADA par un onduleur trois niveaux SVM à 21 secteurs
 a- Puissance active et réactive ; b- Couple; c- Tension statorique U_{sa} et Courant statorique $i_{s\alpha}$;
 d- Analyse Spectrale de courant statorique.

Le convertisseur SVM permet de contrôler la tension du rotor en amplitude et en angle de phase avec une grande flexibilité et peut donc être utilisé pour le contrôle de la puissance active et réactive de la GADA dans une chaîne éolienne. Le contrôle est spécialement conçu pour réduire la distorsion harmonique des courants statorique générés par la GADA et des ondulations du contrôle des puissances active et réactive. Djeriri [33] a traité dans son article le contrôle directe des puissances active et réactive de la GADA dans une chaîne éolienne alimenté par un onduleur à trois niveaux SVM avec contrôle de 21 vecteurs dans 13 secteurs ,les résultats obtenus avec une tels commande a donné un courant statorique avec un THD = 0.96 (voir figure 4.17) alors que avec la même alimentation et avec un contrôle indirecte des puissance nous avons pu amélioré la qualité de courant statorque (voir la figure 4.16.d THD=0.85) .

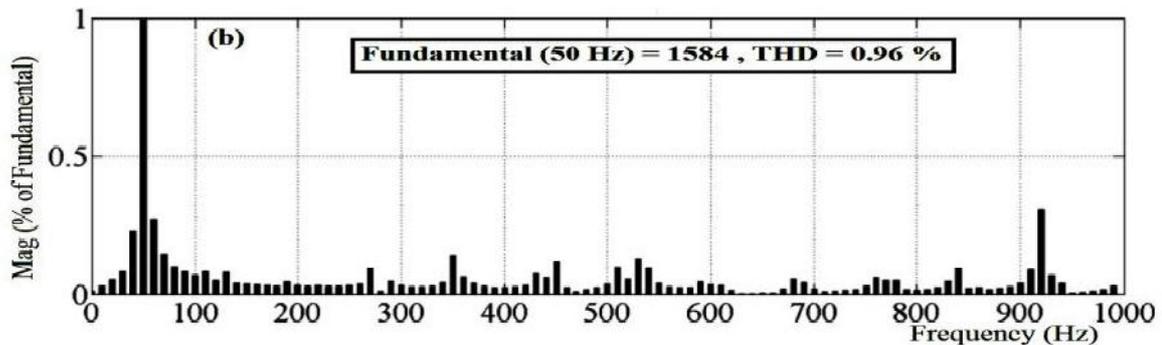


Fig. 4.17 Analyse spectral du courant $i_{s\alpha}$ à l'instant 0.25s [33].

IV.4 Alimentation de la GADA par convertisseur matriciel

La figure 4.18 présente le schéma de puissance de la GADA alimentée par un CMT. Le stator est connecté directement au réseau par contre le rotor est alimenté par un convertisseur matriciel triphasé (CMT). Le CMT convertit un réseau triphasé de fréquence et d'amplitude constante en un autre réseau triphasé de fréquence et d'amplitude variables (alternative - alternative) [110].

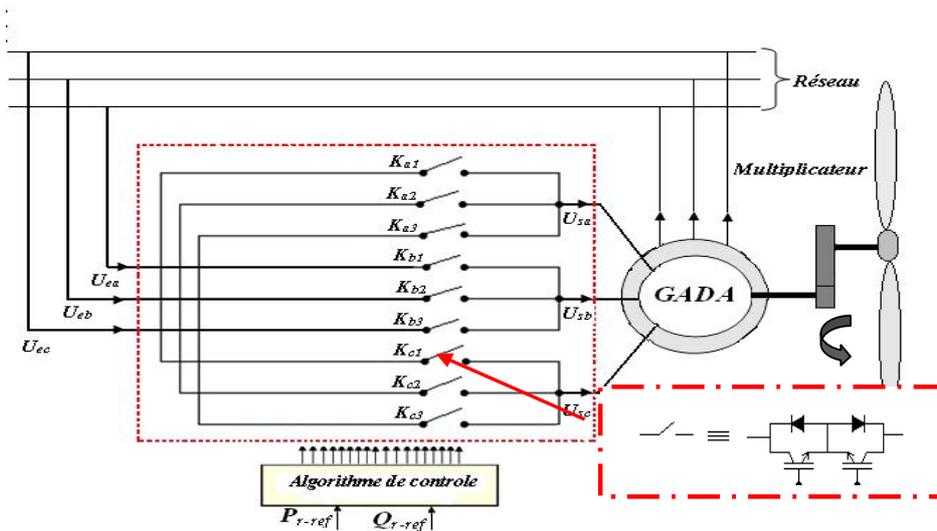


Fig. 4.18 Structure interne du CMT

Le CMT reçoit à son entrée les tensions de phases U_{e1} , U_{e2} , U_{e3} et délivre à sa sortie les tensions désirées U_{s1} , U_{s2} et U_{s3} . Les phases d'entrée sont connectées aux phases de sorties par l'intermédiaire de neuf interrupteurs à quatre segments à commutation forcée désignés par les éléments K_{a1} , K_{a2} , ..., K_{c3} qu'on illustre par des commutateurs bidirectionnels, capables de bloquer la tension dans les deux sens [111]. La figure 4.19 présente le bloc diagramme de la simulation sous Simulink d'un système de conversion électromécanique d'énergie électrique à base d'une GADA connectée directement au réseau et pilotée par son rotor via un CMT. Nous avons adopté un contrôle séparé des puissances statorique active et réactive générées par le rotor de la GADA avec une alimentation par CMT. Afin d'assurer des hautes performances et une meilleure exécution de la commande de la GADA et afin de concevoir des tensions mesurées rotorique a ce des tensions des références du rotor. L'algorithme de commande utilisé est basé sur la technique de la différence des erreurs entre les valeurs mesurées et celles de sorties désirées (voir chapitre III).

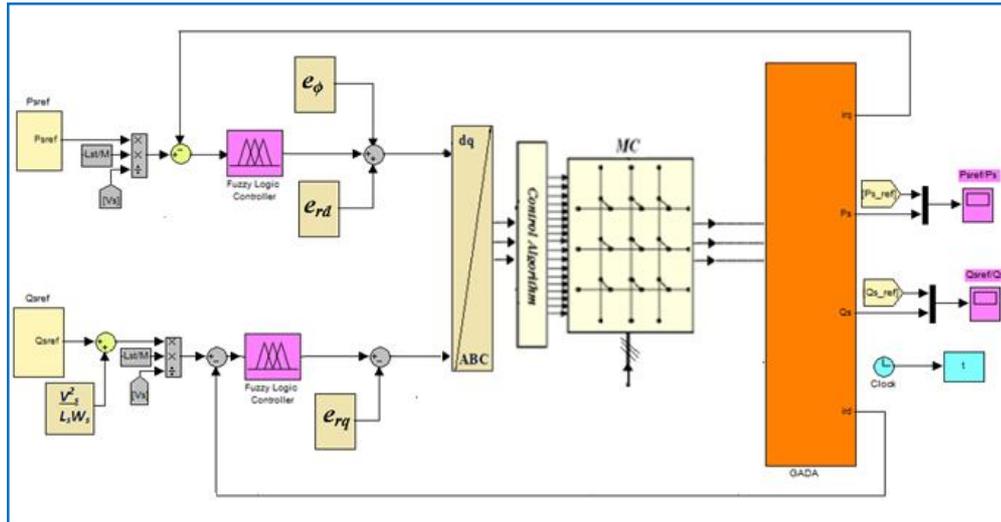


Fig. 4.19 GADA alimentée par un convertisseur matriciel

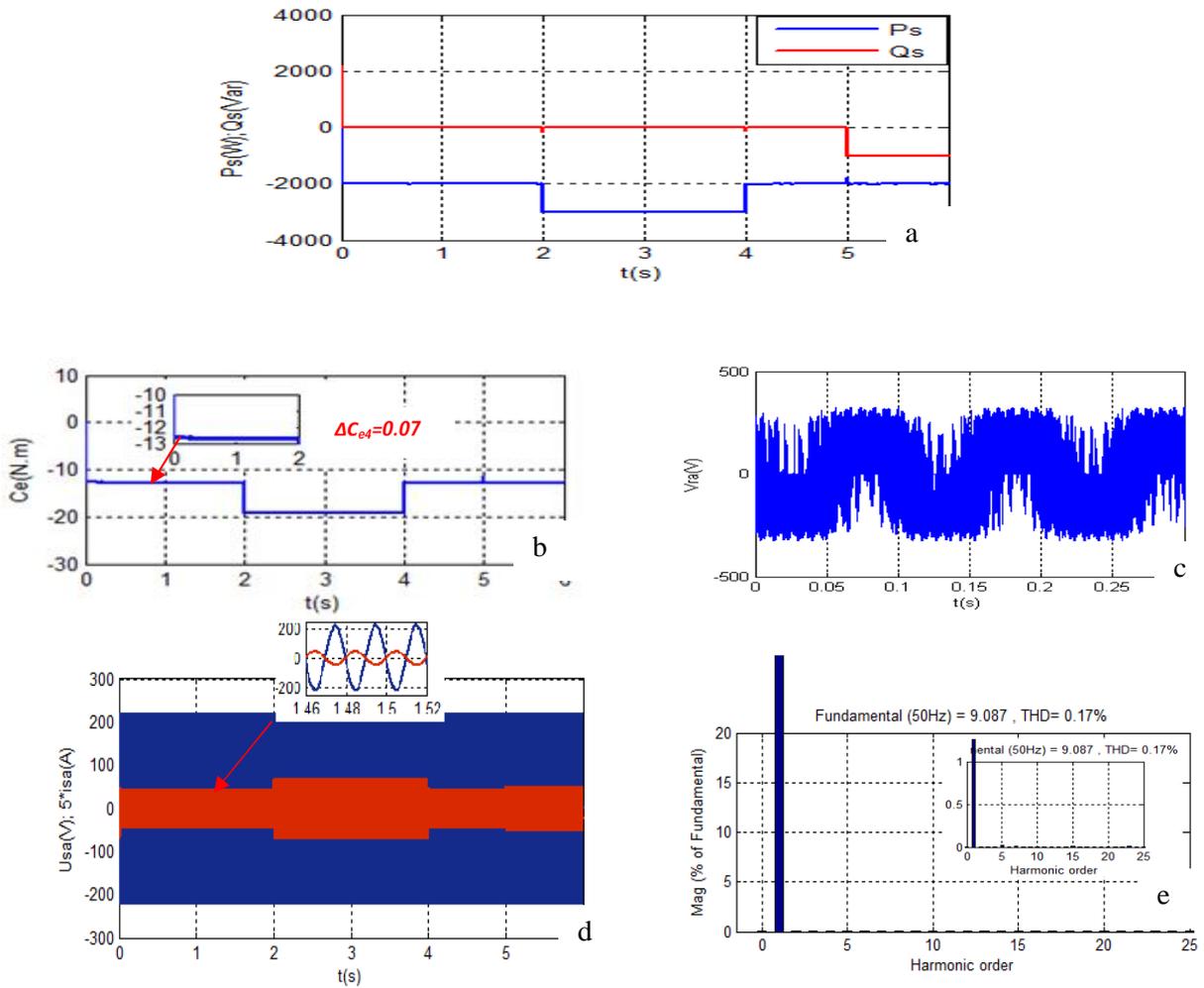


Fig. 4.20 Résultats de l'alimentation de la GADA par un CMT
 a- Puissance active et réactive ; b- Couple; c- Tension U_{sa} ;
 d- Courant i_{sa} ; e- Analyse spectral de courant statorique.

Pour une vitesse du vent constante et dans les mêmes conditions que les résultats précédents, et pour une alimentation de la GADA avec CMT, la figure 4.20.a représente la puissance active et réactive délivrée par la GADA. On remarque que ces deux paramètres suivent parfaitement leurs valeurs des consignes et avec un bon découplage. Le couple est représenté par la figure 4.20.b nous remarquons d'après son zoom que le taux d'oscillation ΔC est presque négligeable. La figure 4.20.c représente la tension rotorique délivrée par le CMT et la figure 4.21.d représente la tension et le courant statorique, on remarque que la fréquence de la tension et courant statorique pour toute la période de la simulation, est constante et égale à 50Hz, mais l'amplitude du courant varie avec la variation des consignes des puissances. Par ailleurs, l'amplitude de la tension est constante et égale à celle du réseau. L'analyse spectrale de courant statorique est représentée par la figure 4.20.e qui révèle un THD de 0.17% qui représente une valeur très réduite par rapport aux alimentations précédentes.

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons associé la GADA à des différents convertisseurs statiques cotés rotor. On a commencé par un onduleur à trois niveaux à commande MLI, les résultats délivrés par la GADA ont été satisfaisantes pour les puissances, mais pas pour le couple et le THD de courant statorique. L'alimentation avec un onduleur associé à la GADA à cinq niveaux ; sept et neuf à commande MLI ont été étudiés, les résultats obtenus par les simulations ont été satisfaisantes. Nous concluons que chaque fois qu'on augmente les niveaux des onduleurs le THD du courant statorique délivré au réseau diminue, ce qui justifie un tel choix d'alimentation.

Une alimentation avec un onduleur à trois niveaux à commande d'espace vectoriel avec des régulateurs à hystérésis a été élaborée avec une commande de 21 vecteurs. L'alimentation de la GADA par l'onduleur à trois niveaux à commande SVM a donné des bons résultats par rapport à l'alimentation par onduleur à trois niveaux à commande MLI. À la fin de ce chapitre une alimentation de la GADA par un CMT a été élaborée, les résultats obtenus avec cette dernière se sont révélés incontestablement améliorés par rapport aux alimentations précédentes.



Conclusion générale et perspectives

Ce travail consiste à la modélisation, commande, régulation et simulation d'une chaîne éolienne à base de génératrice asynchrone à double alimentation (GADA) alimentée par des onduleurs multi-niveaux triphasés à structure NPC à commandes MLI et SVM, une autre étude a été aussi élaborée lorsque la machine est alimentée par des convertisseurs matriciels triphasés (CMT).

L'utilisation de la machine asynchrone à double alimentation dans les chaînes éoliennes est en évolution rapide à cause de ses performances par rapport aux autres machines. Ainsi, la majeure partie des éoliennes est constituée de la GADA car elle apporte non seulement des solutions aux variations incessantes du vent, mais aussi permet un transfert optimal de la puissance au réseau électrique.

Dans un premier volet, nous avons abordé différentes configurations de l'utilisation de la GADA et leur adaptation dans un système éolien. La structure retenue dans notre étude est la GADA où le stator est directement relié au réseau et le rotor est alimenté par un onduleur, cette dernière est entraînée par une turbine qui à son tour, via un multiplicateur, est entraînée par la vitesse du vent. Le contrôle des puissances active et réactive de l'éolienne est réalisé par le réglage des grandeurs rotoriques de la GADA. Une modélisation du vent et des différentes parties de l'aérogénérateur sont présentés en considérant en premier lieu une approche basée sur la possibilité d'extraire le maximum de puissance mécanique avec un maximum de sécurité possible.

Sachant que la turbine fonctionne dans deux zones de fonctionnement importantes, chacune possède un algorithme adéquat de réglage qui dépend directement de la vitesse du vent. Dans ce contexte, nous avons élaboré deux algorithmes de commande qui dépendent de la vitesse du vent. Lorsque la vitesse du vent est inférieure ou égale à la vitesse nominale, une extraction de maximum de la puissance mécanique MPPT avec une boucle de régulation de la vitesse mécanique a été établie et, lorsque la vitesse du vent est supérieure à la vitesse nominale afin de sécuriser l'éolienne, nous avons élaboré une commande d'orientation des pâles (Pitch contrôle) avec des régulateurs PI classique. En perspective d'améliorer la performance du réglage du Pitch contrôle, nous avons utilisé des régulateurs de types fractionnaires. L'étude a révélé que les performances du système asservi par des régulateurs fractionnaires ont dépassés largement les performances réalisées avec un PI classique.

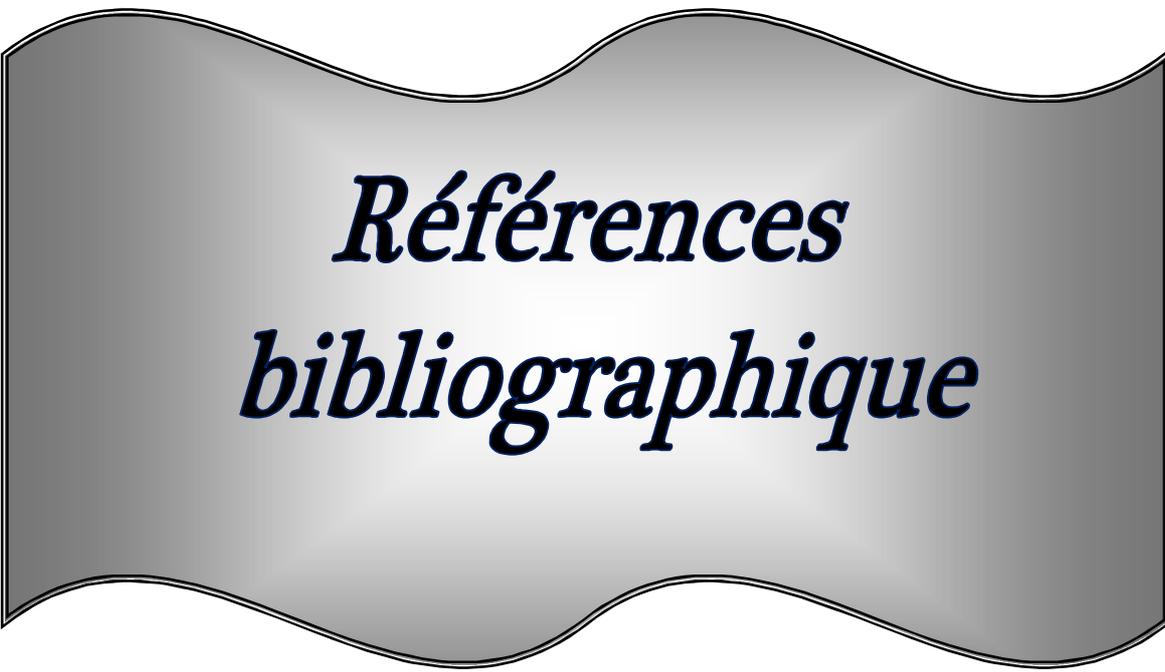
En deuxième partie, nous avons élaboré un contrôle vectoriel de la GADA avec un contrôle séparé des puissances active et réactive mises en jeu entre le réseau et l'éolien, le contrôle est basé sur la commande indirecte avec boucle de puissances avec des régulateurs PI-flou. Ce choix est justifié par la fiabilité des résultats de simulation et le comportement dynamique du système étudié sous la contrainte d'un vent variable.

Un état de l'art sur les onduleurs multi-niveaux était nécessaire dans le contenu de notre travail, pour étudier les différentes structures des onduleurs multi-niveaux et de pouvoir appliquer leurs algorithmes de commande. Pour rendre la chaîne éolienne complètement indépendante du réseau nous avons alimenté ces onduleurs multiniveaux par des systèmes PV associé à un système de contrôle MPPT qui adapte en permanence la tension aux bornes du générateur photovoltaïque afin de se rapprocher du point de puissance maximum.

L'alimentation rotorique de la GADA par des onduleurs multiniveaux à commande MLI et un onduleur trois niveaux à commande SVM ont été élaborés. Une étude comparative entre les différentes structures d'alimentation a été réalisée qui est basée sur l'analyse spectrale du courant statorique avec calcul des taux de distorsion d'harmoniques (THD). Nous avons remarqué d'après les résultats obtenues que chaque fois qu'on augmente les niveaux des onduleurs, la qualité de l'énergie délivrée par la GADA s'améliore et le THD du courant statorique diminue. Une autre structure et un algorithme de commande d'un convertisseur matricielle sont élaborés, une alimentation de la GADA par un CMT est établie d'où les résultats obtenus sont incontestablement améliorés par rapport aux alimentations par des onduleurs multi-niveaux.

L'ensemble de ces travaux de recherches peuvent être poursuivi et compléter par des perspectives pouvant contribuer à l'amélioration de l'ensemble chaîne de conversion éolienne – réseau de distribution. Parmi nos perspectives futures, nous envisageons les volets suivants:

- Etude des autres techniques MPPT utilisant l'intelligence artificielle
- La réalisation pratique de la stratégie des contrôles proposés.
- Optimiser la production en développant des stations de production électriques multi sources associées aux sources d'énergies renouvelables.



***Références
bibliographiques***

References

- [1] <http://www.andi.dz/index.php/fr/les-energies-renouvelables> Secteur des Energies renouvelables, “Perspectives d’investissement,” le 19/04/2015.
- [2] F. Dubé, C. Belleau, S. Joncas, “Control of a 10 kW wind turbine variable pitch system under operating conditions,” 21^{ème} Congrès Français de Mécanique Bordeaux, 2013.
- [3] Rui Guo, Jinsong Du, Jinghui Wu, Yiyang Liu, “*The Pitch Control Algorithm of Wind Turbine Based on Fuzzy Control and PID Control,*” Energy and Power Engineering, Volume 5, pp.6-10, 2013.
- [4] Jian Yang, Dongran Song, Hua Han, Pengsha Tong, Ling Zhou, “*The integrated control of fuzzy logic and model-based approach for variable-speed wind turbine,*” Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences volume 23 pp 1715-1734, 2015.
- [5] B. Sørensen., “*History of, and Recent Progress in, Wind-Energy Utilization,*” Annual Review of Energy and the Environment, 20(1) :pp.387–424, 1995.
- [6] J. Vestergaard, L. Brandstrup, and III R. D. Goddard. A Brie, “*A Brief History of the Wind Turbine Industries in Denmark and the United States,*” Published in the Academy of International Business (Southeast USA Chapter) Conference Proceedings, pp. 322-327, 2004.
- [7] Marcel Poulizac, “*Quand tournaient les moulins,*” Livre édition Editeur : Association Du Petit Patrimoine De Vigneux De Bretagne Collection : moulins de loire Parution : 2005.
- [8] Marc Rapin et Jean-Marc Noël, “*Énergie éolienne principes et étude de cas*”, Ouvrage publié avec le concours de l’ADEME Dunod 2010.
- [9] Geoffrey Jones; Loubna Bouamane, “*Historical Trajectories and Corporate Competences in Wind Energy*”, Harver bisnes School 2011.
- [10] Joris PEETERS, “*Simulation of dynamic drive train loads in a wind turbine*”, these de doctorat de l’Université de Katholieke, Belgium, 2006.
- [11] <http://www.connaissancedesenergies.org/leolien>, en France en Europe et dans le monde quel développement en 2015 sources RTE, EWEA, GWEC, 2015.
- [12] Bertrand Andriani, Paul Lignières, Mark Barges, Amine Bennis, Ghali Mokhtari, “*L’énergie au Royaume du Maroc Stratégie énergétique et développements récents,*”, L’énergie au Royaume du Maroc linklaters.com, 2013.

-
- [13] E.Hau, Wind Turbines, Fundamentals, Technologies, Application, Economics, 2nd ed. Springer, 2005.
- [14] Dr Ouahiba Guerri Portail Algérien des Energies Renouvelables, “*Compte rendu de la Journée sur l’Energie Eolienne en Algérie*”, Programme des Energies Renouvelables, CREG, Adrar, 17 mars 2015.
- [15] CDER journal Le Temps D’Algerie Quotidien national d’information, “*L’éolien représente le deuxième axe de développement des énergies renouvelables en Algérie,*” CDER 26 décembre 2014.
- [16] Miloud Benmedjahed, Lahouaria Boudaoud, “*Temporal Assessment of Wind Energy Resource in Algerian Desert Sites: Calculation and Modeling of Wind Noise*”, Journal of Fundamentals of Renewable Energy and Applications volume 5 Issue 3, 2015.
- [17] S.M. Boudia, “*Optimisation de l’Évaluation Temporelle du Gisement Énergétique Éolien par Simulation Numérique et Contribution à la Réactualisation de l’Atlas des Vents en Algérie*”, Thèse de Doctorat. Université de Tlemcen, 2013.
- [18] Ecosources.inf /Portail des énergies renouvelables et de l’éco construction.
- [19] La médiathèque EDF/ Pascal Amer.
- [20] S.Ghoudelbourk, D.Dib, A.Omeiri, “*Optimization and control of the mechanical Power of a wind Turbine chain*”, International Renewable Energy Congress IREC Hammamet ,Tunisia 2015.
- [21] N.Kasbadji Merzouk, “*Evaluation du gisement énergétique éolien contribution à la détermination vertical de la vitesse du vent en Algerie*”, U.N de Tlemcen Thèse doctorat 2006.
- [22] A.Boyette, “*Contrôle-commande d’un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne*”, Thèse doctorat Université de Henry Poincaré, Nancy I, 2006.
- [23] Serge Pittet , “*Modélisation Physique d’un transistor de puissance IGBT-Trainée en tension à l’enclenchement* ,”Thèse de Doctorat École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.
- [24] A.Gaillard , “*Système éolien basé sur une MADA : contribution à l’étude de la qualité de l’énergie électrique et de la continuité de service*”,Thèse doctorat Université de Henri Poincaré, Nancy-I ,2010.
- [25] P. Siva, E. Shanmuga Priya, P. Ajay-D-Vimalraj, “*Maximum Power Tracking of Doubly-Fed Induction Generator using Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System*”, International

- Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT) ISSN: 2249 – 8958, Volume-4 Issue-3, pp.116-120, 2015.
- [26] Seghir Benhalima , “*La Conception ,La Modélisation et la Simulation du Système VHC-HVDC Offshore ,*” Thèse pour l’obtention de la maîtrise en Génie Électrique École de Technologie Supérieure Université du Québec, 2012.
- [27] Tan Luong Van, and Dong-Choon Lee , “*Developing Function Models of Back-to-Back PWM Converters for Simplified Simulation,*” Journal of Power Electronics, Volume.11, N°. 1, pp.51-58, 2011.
- [28] Belabbas Belkacem, Tayeb Allaoui, Mohamed Tadjine, Ahmed Safa, “*Hybrid Fuzzy Sliding Mode Control of a DFIG Integrated into the Network*”, International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS). Volume. 3, pp. 351-364, 2013.
- [29] Yogesh Patel, Adel Nasiri, “*Multi-Level Wind Turbine Inverter to Provide Grid Ancillary Support*”, International Journal of Renewable Energy Research. Volume .4 , pp.999-1008, 2014.
- [30] Farid Merahi, Saad Mekhilef et Madjid Berkouk, “*DC-Voltage Regulation of a Five Levels Neutral Point Clamped Cascaded Converter for Wind Energy Conversion System*”, The International Power Electronics Conference, 2014.
- [31] Sridhar R. Pulikanti, Kashem Muttaqi et Danny Suintanto , “*Control of five-level flying capacitor based active-neutral-point-clamped converter for grid connected wind energy applications ,*” In Industry Applications Society Annual Meeting (IAS),IEEE,pp.1-9,2012.
- [32] Youcef Bekakra ; Djilani Ben Attous, “*DFIG Sliding Mode Control Driven by Wind Turbine with Using a SVM Inverter for Improve the Quality of Energy Injected into the Electrical Grid*”, Ecti Transactions on Electrical Eng ,Electrical Eng., Electronics, And Communications . Volume.11, N°.1, pp.63-74, 2013.
- [33] Y. Djeriri, A. Meroufel, B. Belabbes et A. Massoum, “*Three-level NPC voltage source converter based direct power control of the doubly fed induction generator at low constant switching frequency*”, Revue des Energies Renouvelables Volume. 16 N°1, 91 – 103.PP.91-102, 2013.
- [34] Ghedamsi, K., Aouzellag, D., Berkouk, E.M, “.*Control of wind generator associated to a flywheel energy storage system*”, In: Renewable energy, Elsevier. Volume .33, N°.9, pp. 2145-2156, 2008.
- [35] D.Kanimozhi, S.Saravanan, R.Satheeshkumar , “*Analysis of Doubly Fed Induction Generator Connected Matrix Converter in Wind Farm,*” International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT). Volume. 2, Issue 11, pp.-3981-3988, 2013.

- [36] Md.Rabiul Islam, Youguang Guo, and Jianguo Zhu, “*Power converters for wind turbines: Current and future development*”, Materials and processes for energy: communicating current research and technological developments, A. Méndez-Vilas, Ed. pp.571-559, 2013.
- [37] Zinelaabidine Boudjema, Abdelkader Meroufel, Ahmed Amari, “*Robust Control of a Doubly Fed Induction Generator (DFIG) Fed by a Direct AC-AC Converter*”, Przegląd Elektrotechniczny, ISSN 0033-2097, pp.213-221, 12a/ 2012.
- [38] Leithead W.E., de la Salle S., Reardon D, “*Role and Objectives of Control for Wind Turbines*”, IEE Proceedings. Volume. 138(2), 1991.
- [39] Haritza Camblong, “*Minimisation de l’impact des perturbations d’origine de l’impact des perturbations d’origine éolienne dans la génération d’électricité par des Aérogénérateurs à vitesse variable*,” Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers Centre de Bordeaux 2003.
- [40] Vincent ROGEZ, “*Modélisation simplifiée de sources de production décentralisée pour des études de dynamique des réseaux. Application à l’intégration d’une production éolienne dans un réseau de distribution insulaire*,” Thèse de Doctorat. Université de D’artois, 2004.
- [41] A. Babaie Lajimi, S. Asghar Gholamian, S. Asghar Gholamian “*Modeling and Control of a DFIG-Based Wind Turbine During a Grid Voltage Drop*,” ETASR - Engineering, Technology & Applied Science Research, Volume . 1, N°. 5, pp. 121-1252, 2011..
- [42] K.Ouari, T.Rekioua, M.Ouhrouche, “*Nonlinear Model Predictive Controller of a variable speed wind turbine driven Doubly Fed Induction Generator*,” J. Electrical Systems 9-2, pp.243-255, 2013.
- [43] Brice Beltran, Mohamed Benbouzid, Tarek Ahmed-Ali, “*Second-Order Sliding Mode Control of a Doubly Fed Induction Generator Driven Wind Turbine*,” IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume .27,N°02, pp.260-269, 2012.
- [44] Sihem Ghodelbourk, Djalel Dib, Amar Omeiri, Ahmad Tahar Azar, “*MPPT control in wind energy conversion systems and the application of fractional control (PI^α) in pitch wind turbine*,” Int. J. Modelling, Identification and Control, Volume . X, N°. Y, 2016.
- [45] Praveen Shukla, Neelabh Tiwari, Shimi, “*Maximum Power Point Tracking Control for Wind Energy Conversion System: A Review*”, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and instrumentation Engineering. Volume. 4, Issue 6, pp. 5239-5244, 2015.
- [46] S. Lalouni, D.Rekioua, K.Idjdarene, A.M.Tounzi, “*An improved MPPT algorithm for wind energy conversion system*,” J. Electrical Systems 10-4, pp.484-494, 2014.

- [47] Nesmat Abu-tabak, “*Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines : Modélisation, commande, observation et simulation*”, Thèse de doctorat école doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon, 2008.
- [48] Mouna BEN SMIDA, Anis.SAKLY, “*Pitch Angle Control for Variable Speed Wind Turbines,*” Journal of Renewable Energy and Sustainable Development (RES-D) 2015 - ISSN 2356-8569, pp.81-88, 2015.
- [49] Umesh Kumar Soni, “*Pitch Control of CFVWS Turbine Using PID Controlled Internal Pitch Loop,*” International Journal of Electrical, Electronics and Computer Systems (IJEECS). Volume -3, Issue-3, pp39-45, 2015.
- [50] S.Ladaci , “ *Contribution to the adaptive control of fractional order* ”, Thèse de doctorat de l’Université de Constantine, 2007 .
- [51] N.Maamri ,J.C. Trigeassou and D.Mehdi,“ *A frequency approach to analyze the stability of fractional differential equations with time delays* ”,ECC’09 .Budapest ,Hungary. 2009.
- [52] R.Melicio, “*Power Converter Topologies and Fractional-Order Controllers: Wind Energy Applications Speedam International Symposium*”, on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion IEEE, N°1, pp. 1334-1338, 2010.
- [53] D. Ricchiuti, M. Liserre, R. Mastromauro, A. Dell’Aquila, A. Pigazo , “ *Fractional-Order Based Droop Control of an Universal Wind-Turbine System*”, This work is supported by the Minister of Instruction University and Research under the project PRIN Universal small wind-turbines (grid- connected, stand-alone, micro-grid) 2008.
- [54] S. Canat, “*Contribution à la modélisation dynamique d’ordre non entier de la machine asynchrone à cage*”, Thèse de doctorat de Institut national polytechnique de Toulouse 2005.
- [55] A. Charef, H.H. Sun, Y.Y. Tsao, and B. Onaral , “ *Fractal system as represented by singularity function*”, IEEE Trans. On Automatic Control, 37, pp.1465-1470, 1992.
- [56] Khalfa Bettou, “ *Analyse et réalisation de correcteurs analogiques d’ordre fractionnaire,*” Thèse de Doctorat Université Mentouri de Constantine, 2011.
- [57] Alfeu J. Sguarezi Filho and Ernesto Ruppert, “*A Direct Power Controller for Doubly-Fed Induction Generator,*” (ICREPO) International Conference Renewable Energies And Power Quality, 2010.
- [58] J.S.Sathiyarayanan, Dr A. Senthil kumar, “*Fuzzy Based Power Quality Improves with Doubly Fed Induction Generator –Based Wind Turbines,*” International Journal of Engineering Research and Development, Volume 5, Issue 6, pp.15-19, 2012.

- [59] Lingling Fan and Zhixin Miao, “*Modeling and Analysis of Doubly Fed Induction Generator Wind Energy Systems*,” Academic Press is an imprint of Elsevier, 2015.
- [60] A. Abdelli, “*Optimisation multicritère d’une chaîne éolienne passive*”, Thèse doctorat université de Toulouse 2007.
- [61] Rahul Charles C. M, Vinod V, Sudheesh S, “*Stator Flux Control of DFIG based Wind Energy System with BESS*,” International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. Volume. 4 Issue pp.110-117, 2015.
- [62] S. EL Aimani, B, François, F. Minne, B. Robyns , “*Modelling and simulation of doubly fed induction generators for variable speed wind turbines integrated in a distribution network*”, 10th European conference on power electronics and applications, Toulouse, France., 2003.
- [63] Sai Sindhura K, G Srinivas Rao, “*Control And Modeling Of Doubly Fed Induction Machine For Wind Turbines*”, Int. Journal of Engineering Research and Applications; 3(6):pp.532-538, 2013.
- [64] Simoes, Marcelo Godoy, Bose, Bimal K., et Spiegel, Ronald J, “*Fuzzy logic based intelligent control of a variable speed cage machine wind generation system*”, Power Electronics, IEEE Transactions on. Volume. 12, N° 1, pp. 87-95, 1997.
- [65] R.Ganesh, R.Senthil Kumar, K.Kaviya, “*Fuzzy logic controller for doubly fed induction generator based wind energy conversion system*”, International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology (IJIRSET). 3(6), 2014.
- [66] A.Garg , K.S. Sandhu, L.M. Saini, “*Design and implementation of fuzzy logic controller for static switching control of voltage generated in self-excited induction generator*”, Energy Syst. 1–15, 2015.
- [67] S.Ghoudelbourk, D. Dib & A. Omeiri, “*Decoupled control of active and reactive power of a wind turbine based on DFIG and matrix converter*”, Energy system. Volume. 06, pp. 1-15. , 2015.
- [68] Farhan A. Salem , B. Saleh, “*Modeling, Simulation and Control Studies on Photovoltaic - Converter System for Mechatronics Design of Solar Electric Application*,” .J. Intelligent Systems and Applications, Volume. 01, pp.9-30, 2015.
- [69] Helal Al-Hamadi, “*Fuzzy Estimation Analysis of Photovoltaic Model Parameters*,” Journal of Power and Energy Engineering. Volume. 3, pp. 39-43, 2015.
- [70] Wafaa Abd El-Basit,, Ashraf Mosleh Abd El-Maksood and Fouad Abd El-Moniem Saad Soliman, “*Mathematical Model for Photovoltaic Cells*,” Leonard Journal of Sciences , Issue 23, pp. 13-28, 2013.

- [71] Luigi Piegari , Renato Rizzo ,Ivan Spina and Pietro Tricoli, “*Optimized Adaptive Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Control for Photovoltaic Generation,*” Journal Energies ,Volume 8, pp.3418-3436,2015.
- [72] S.L. Brunton, C. W. Rowley, S. R. Kulkarni, and C. Clarkson,“ *Maximum power point tracking for photovoltaic optimization using ripple-based extremum seeking control,*” IEEE Trans. Power Electron., Volume. 25, no. 10, pp. 2531–2540, 2010.
- [73] Mahmoud A. YOUNIS, Tamer KHATIB, Mushtaq NAJEEB, A Mohd ARIFFIN PRZEGL, “*An Improved Maximum Power Point Tracking Controller for PV Systems Using Artificial Neural Network ,*” A ̇ D ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review), pp.116-121 ,2012.
- [74] Y. Levron and D. Shmilovitz, “*Maximum power point tracking employing sliding mode control,*” IEEE Trans. Circuits Syst. Volume. 60, N^o. 3, pp. 724–732, 2013.
- [75] M. A. Elgendy, B. Zahawi, and D. J. Atkinson, “*Assessment of the incremental conductance maximum power point tracking algorithm,*” IEEE Trans. Sustain. Energy, Volume. 4, N^o. 1, pp. 108–117, 2013.
- [76] Hossein Afsharirad , Masoud Jabbari, “ *Simulation the Perturbation and Observation (P&O) Algorithm OF Maximum Power Point Tracking (MPPT) ”*, Visa jurnal akademik (S1): 25-30,2015.
- [77] N.Bhupesh Kumar, Dr. K.Vijaya Kumar Reddy, “*Maximum Power Point Tracking of PV Arrays using Different Techniques,*” Int. Journal of Engineering Research and Applications, Volume. 4, Issue 7, pp.49-57, 2014.
- [78] L.Augusto serpa, “*Current control strategies for multilevel grid connected inverters*”, thèse de doctorat florianoópolis, brazil 2007.
- [79] J.Song Manguelle, “ *Convertisseur multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi-secondaires basse-fréquence réaction au réseau d'alimentations*”, thèse de doctorat école polytechnique de lausanne 2004.
- [80] A.Nabae, I.Takahashi, H. Akagi , “ *A new Neutral Clamped PWM Inverter*”, IEEE-Ind. Appl.Soc. Conf. Proc. pp.761- 766, 1980.
- [81] Yuan, I. Barbi, “*Fundamentals of a New Diode Clamping Multilevel Inverter*”, IEEE trans. on Pow. Electr. Volume. 15, N^o 4, 2000.
- [82] J.S.Lai, F.Zheng Peng , “ *Multilevel converters - A new breed of power converters ”*, IEEE trans. Volume. 32, N^o 3, pp.509-517, 1996.

- [83] N.Celanovic, D.Boroyevich ,“ *A comprehensive study of neutral point voltage balancing problem in three-level neutral- point-clamped voltage source PWM inverter* ”, IEEE trans. on Pow. Elect. Volume. 15, N° 2, pp .242-249, 2000.
- [84] M.Marchesoni, M. Mazzuchelli, P. Tenca,“ *About the DC-link capacitors voltage balance in multi-point clamped converters* ”, IEEE IECON 98 24th annual conf. Volume.1, pp.548-553, 1998.
- [85] P.Bhagwat, V. R. Stefanovic, “*Generalized structure of a multilevel PWM inverter*”, IEEE-IAS’80, Conf. Proc. pp. 791-803, 1980.
- [86] W.E.Brumsickle, D. M. Divan, T. A. Lipo , “ *Reduced switching stress in high-voltage IGBT inverters via a three- level structure* ”, APEC’98, 30th annual meeting, Applied Pow. Elec Conf. and Exp. Volume. 2, pp.544-550, 1998.
- [87] T.Meynard, H.Foch , “ *Imbricated Cells Multi-Level Voltage-Source Inverter for High Voltage Applications* ”, EPE Journal, Volume. 3, 1993.
- [88] M.Marchesoni, M.Mazzuchelli, “*Multilevel converter for high power AC drives*”, IEEE trans. pp.38- 43, 1993.
- [89] W. A. Hill, C. D. Harbourt, “*Performance of medium voltage multilevel inverters*”, IEEE-IAS’99, Conf. Proc. Volume. 2, pp. 1186-1192, 1999.
- [90] J.Rodriguez, J.S.Lai, F.Zheng Peng, “*Multilevel inverters: a survey of topologies, control and applications*”, IEEE trans. on Ind. Appl. Volume. 49, pp.724-738, 2002.
- [91] Sriharirao namballa, “*Sinusoidal PWM sheme for neutral point clamped five level inverter*”, International Electrical Engineering Journal (IEEJ). Volume. 4 N°. 1, pp. 918-925, 2013.
- [92] B.Shanthi and S.P.Natarjan, “*Comparative study on carrier overlapping PWM strategies for five level flying capacitor inverter*”, International Journal of Sciences and Technique of Automatic Control and Computer Engineering IJ-STA. Volume .4 N°1, pp, 1158-1173, 2010.
- [93] Mahmud Ismaila, Idris Ismail and Nor Zaihar Yahaya, “*A Comparative Study of SPWM on A 5-Level H-NPC Inverter*”, Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology 6 (12): 2277 -2282, 2013.
- [94] A.Reddiprasanna,, P. Chandrasekhar,, G. Jayakrishna, “*A Novel Seven Level Multilevel Inverter With Photovoltaic Cell ,*” International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering ,Volume . 2, Issue 10, 2013.

- [95] C.L. Kuppaswamy, "A Novel Single Impedance Network Based Neutral Point Clamped Seven Level Three Phase Inverter with Clamping diodes for Regenerative Applications," Indian Journal of Computer Science and Engineering (IJCSE). Volume.3 N^o.4, 2012.
- [96] H.Djehgloud , " Filtrage actif de puissance ",Thèse de doctorat Université Constantine 2007.
- [97] K Veera Reddy; M Vinod ; M Niranjana; M Durga Raj; A V Ravi Kanth K , " Space Vector PWM Implementation for Z-Source Inverter", International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT) . Volume 12 pp.499-502, 2014.
- [98]T. Ghennam, E. M. Berkouk, B. Francois, "A Vector Hysteresis Current Control Applied on Three-Level Inverter. Application to the Active and Reactive Power Control of Doubly Fed Induction Generator Based Wind Turbine," International Review of Electrical Engineering, Volume. 2. N^o 2, pp. 250-259, 2007.
- [99] L.Gyugi and B.Pelly, "Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and Applications", New York: Wiley. 438, 1976.
- [100] Venturini, M. and A. Alesina, "Generalized Transformer A New Bidirectional, Sinusoidal Waveform Frequency Converter With Continuously Adjustable Input Power Factor", PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, pp. 242-252, 1980.
- [101] Rodriguez, J , " A new control technique for AC-AC converters in Control in Power Electronics and Electrical Drives", Proceedings of the Third IFAC Symposium, Oxford, UK: Pergamon, 1984.
- [102] Bekhada Hamane, Mamadou Lamine Doumbia, Hicham Chaoui, Mohamed Bouhamida, Ahmed Chériti, Mustapha Benghanem , "PI and RST Control Design and Comparison for Matrix Converters Using Venturini Modulation Strategy ",Journal of Power and Energy Engineering. Volume. 3, pp. 36-54, 2015.
- [103] H.Hosseini, E.Babaei , " A New Control Algorithm for Matrix Converters Under Distorted and Unbalanced Conditions ", Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Application CCA 2003.
- [104] Bhimrao.S.Gajbhiye, M.V.Aware, B.S.Umre , Rajesh Patil , " Single phase to three phase ac Matrix Converter for Traction Drives", IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE) .Volume. 10, Issue 2, pp.10 -18, 2015.
- [105] S.Sushmitha D^r T. Gowri Manohar, "Matrix Converter Control using FLC based PWM modulation technique for Reducing Output Voltage Harmonics", International Journal of

- Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. Volume. 4, , pp: 8404-8412, 2015.
- [106] H.Hosseini, E.Babaei , “ *A New Control Algorithm for Matrix Converters Under Distorted and Unbalanced Conditions* ”, Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Application CCA 2003.
- [107] Ghoudelbourk, S. ; Omeiri, A. ; Guebla, , “ *A. Improving the quality of energy supplied by a double-fed induction generator fed by multilevel inverters* ”, Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP), 9th International Symposium on Monchester pp:787- 792, 2014.
- [108] Ayse Kocalmis Bilhan ; Erhan Akbal , “*Modeling and simulation of two-level space vector PWM inverter using photovoltaic cells AS DC source*”,. International journal of electronics mechanical and mechatronics engineering. Volume. 2. 2, pp. 311-31, 2013.
- [109] Tarak GHENNAM, “ *Supervision d’une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d’un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation* ”, Thèse de Doctorat Ecole Militaire Polytechnique d’Alger et Ecole Centrale de Lille, 2011.
- [110] J. Monteiro, Student Member, IEEE, J. Fernando Silva, Senior Member, IEEE, S. F. Pinto, Member, IEEE, and J. Palma, “ *Matrix Converter-Based Unified Power-Flow controllers: Advanced Direct Power Control Method*”, IEEE Transaction on Power Delivery. Volume. 26,N°1;pp.420-430, 2011.
- [111] Sagar.S.Pawar, Prakash.T.Patil, “*Design of Three Phase Matrix Converter AC -AC Utility Power Supply using SPWM Technique*”, S. Pawar Int. Journal of Engineering Research and Applications, Volume. 5, Issue 4, (Part -7) 2015, pp.125-128.



Annexes

ANNEXE A

A. La théorie de Betz

C'est une loi physique qui indique que la puissance théorique maximale développée par un capteur éolien est égale à 16/27 de la puissance incidente du vent qui traverse l'éolienne. Ce résultat fut découvert par l'allemand Albert Betz en 1919 et fut publié dans son livre *Wind Energie* en 1926. Cette loi s'applique à tous types d'éoliennes à pâles, que l'on désigne par le nom générique de capteur éolien.

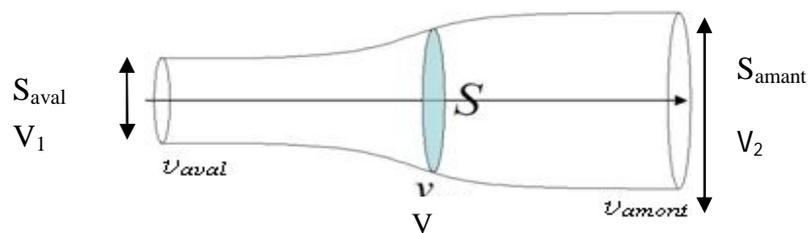


Fig. A.1 Principe de théorie de Betz

Le théorème d'Euler (variation de la quantité de mouvement de la veine de vent entre l'amont et l'aval de l'hélice) permet d'écrire la conservation du débit volumique :

$$S_0 \cdot V_0 = S_1 \cdot V_1 = S_2 \cdot V_2 \quad (\text{A.1})$$

La force s'exerçant sur les pâles de l'aéromoteur est donnée par l'expression :

$$F = \rho \cdot S_1 \cdot V_1 (V_0 - V_2) \quad (\text{A.2})$$

On obtient ainsi l'expression de la puissance mécanique fournie à l'aéromoteur :

$$P = FV_1 = \rho \cdot S_1 \cdot V_1^2 (V_0 - V_2) \quad (\text{A.3})$$

De plus, la masse d'air élémentaire dm traversant l'éolienne pendant le temps dt est :

$$dm = \rho \cdot S_1 \cdot V_1 dt \quad (\text{A.4})$$

La variation d'énergie cinétique de cette masse dm lorsque la vitesse passe de la valeur V_0 à la valeur V_2 est défini par :

$$dw_c = \frac{1}{2} \cdot dm (V_0^2 - V_2^2) \quad (\text{A.5})$$

La variation de l'énergie cinétique par seconde de la masse d'air est :

$$P_c = \frac{dW_c}{dt} = \frac{1}{2} \rho S_1 V_1 (V_0^2 - V_2^2) \quad (\text{A.6})$$

En exprimant que $P_c = P$, on en déduit que :

$$V_1 = \frac{V_0 + V_2}{2} \quad (\text{A.7})$$

Ainsi la puissance récupérable selon la théorie de Betz s'énonce

$$P_r = \frac{1}{4} \rho S_1 (V_0 + V_2) (V_0^2 - V_2^2) \quad (\text{A.8})$$

La relation devant exister entre V_0 et V_2 pour que cette puissance P_r passe par un maximum est :

$$dP_r/dV_2 = 0 \text{ soit } V_0 = 3V_2$$

Dans ces conditions la puissance maximale s'écrit :

$$P_{\max} = \left(\frac{8}{27}\right) \rho S V_0^3 = \left(\frac{16}{27}\right) \left(\frac{1}{2} \rho S V_0^3\right) \quad (\text{A.9})$$

$$P_{\max} = \left(\frac{8}{27}\right) \rho S V_0^3 = \left(\frac{16}{27}\right) \left(\frac{1}{2} \rho S V_0^3\right) \quad (\text{A.10})$$

$$P_{\max} = \left(\frac{16}{27}\right) P_d \quad (\text{A.11})$$

$$P_{\max} = \frac{16}{27} \cdot \rho \cdot \frac{S \cdot v^3}{2} = \frac{16}{27} \cdot \rho \cdot \frac{\pi \cdot R^2 \cdot v^3}{2} \quad (\text{A.12})$$

On remarque que la puissance fournie par un aérogénérateur est proportionnelle au carré du rayon de l'élise et cube de la vitesse du vent. Ce qui signifie que la puissance maximale récupérable ne pourra jamais représenter plus de $16/27 \times 100 = 59,26\%$ de la puissance disponible due au vent, c'est la limite de Betz. Betz affirme de plus que cette limite sera atteinte lorsque le capteur éolien freinera le vent à $1/3$ de sa vitesse en amont de l'éolienne. En pratique, on atteint des valeurs de 0.45 à 0.5 pour les meilleures éoliennes actuelles. Bien entendu, la puissance incidente du vent est cinétique et dépend de la surface que le capteur éolien "propose au vent", de la vitesse du vent et de la masse volumique de l'air.

ANNEXE B

B. Onduleur à deux niveaux NPC à commande MLI

L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de six interrupteurs et six diodes montées en antiparallèle permettant d'assurer la réversibilité du courant dans chaque bras du convertisseur. Il délivre en fonction des états des interrupteurs deux niveaux de tensions $-E/2$ et $E/2$ comme indiqué dans le Tableau I.1.

Tab B.1 Tension de sortie de l'onduleur à deux niveaux en fonction des états des interrupteur

Séquence	K_{i1}	K_{i2}	C_i	U_{io}
1	0	1	-1	$-E/2$
2	1	0	1	$+E/2$

Avec :

i : indice de phase tel que $i = a, b, c$;

C_i : variable d'état d'un bras de l'onduleur ; $C_i = 1$ ($K_{i1}=1$ et $K_{i2}=0$) et $C_i = -1$ ($K_{i1}=0$ et $K_{i2}=1$) ;

U_{io} : tension entre une phase et le point milieu O fictive de la source.

Ces dernières sont obtenues en appliquant la formule suivante:

$$U_{io} = C_i \frac{E}{2} \quad (\text{B.1})$$

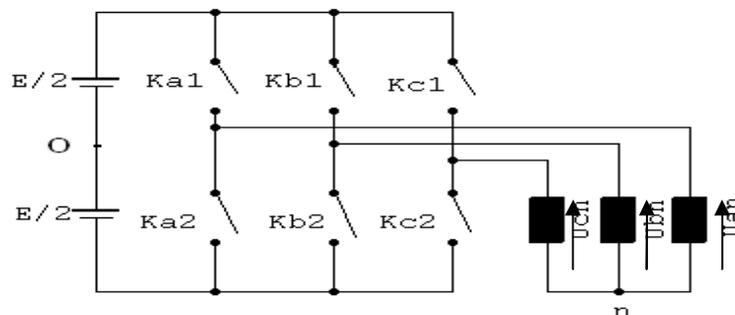


Fig. B.1 Onduleur de tension à deux niveaux

Maintenant, si on considère tous les interrupteurs, toutes les phases, et tous les états possibles, on obtient 2^3 combinaisons, lesquelles sont présentées dans le Tableau B.2.

Tableau B.2 Les tensions de sortie de l'onduleur à 2 niveaux en fonction des états des interrupteurs

N^0	K_{a1}	K_{a2}	K_{b1}	K_{b2}	K_{c1}	K_{c2}	C_a	C_b	C_c	U_{ao}	U_{bo}	U_{co}
1	0	1	0	1	0	1	-1	-1	-1	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$
2	0	1	0	1	1	0	-1	-1	1	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$
3	0	1	1	0	0	1	-1	1	-1	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$
4	0	1	1	0	1	0	-1	1	1	$-E/2$	$E/2$	$E/2$
5	1	0	0	1	0	1	1	-1	-1	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$
6	1	0	0	1	1	0	1	-1	1	$E/2$	$-E/2$	$E/2$
7	1	0	1	0	0	1	1	1	-1	$E/2$	$E/2$	$-E/2$
8	1	0	1	0	1	0	1	1	1	$E/2$	$E/2$	$E/2$

Les tensions entre phases (composées) sont exprimées par les relations suivantes :

$$U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} ; U_{bc} = U_{bo} - U_{co} ; U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \quad (B.2)$$

Si le système est équilibré, la somme des tensions entre une phase et le neutre est nulle. Soit :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (B.3)$$

Avec :

$$U_{an} = \left(\frac{1}{3}\right) (U_{ab} - U_{ca}) \quad (B.4)$$

$$U_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right) (U_{bc} - U_{ab}) \quad (B.5)$$

$$U_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right) (U_{ca} - U_{bc}) \quad (B.6)$$

En remplaçant les tensions U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} par leurs valeurs définies, on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{ao} \\ U_{bo} \\ U_{co} \end{bmatrix} \quad (B.7)$$

Soit

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c_a \\ c_b \\ c_c \end{bmatrix} \cdot \frac{E}{6} \quad (B.8)$$

Les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur à deux niveaux sont obtenus à partir des intersections d'un signal triangulaire à trois signaux de références sinusoïdaux déphasés entre eux de 120° .

- *Références*

$$\begin{cases} U_{aref} = A_r \sin(2\pi f_r t) \\ U_{bref} = A_r \sin\left(2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{cref} = A_r \sin\left(2\pi f_r t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (B.9)$$

- *Porteuse*

$$U_p(t) = \begin{cases} A_p \left(4 \frac{t}{T_p} - 1\right) & \text{Si } 0 < t \leq \frac{T_p}{2} \\ A_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p}\right) & \text{Si } \frac{T_p}{2} < t < T_p \end{cases} \quad (B.10)$$

Avec

U_{refi} : signal de référence;

U_{port} : signal de la porteuse ;

E : tension appliquée à l'entrée de l'onduleur ;

U_{io} : tension entre le point de la phase i et le point milieu (O).

L'algorithme de commande est :

Tab B.3 Algorithme de commande de l'onduleur à deux niveaux

Test	$U_{refi} \geq U_{port}$	$U_{refi} < U_{port}$
U_{i0}	$E/2$	$-E/2$

La figure B.2.a, représente la tension U_{ao} par rapport au point milieu. Les figures B.2.b. ;B.2.C montrent respectivement la tension composée entre la phase a et b . et son analyse spectrale .

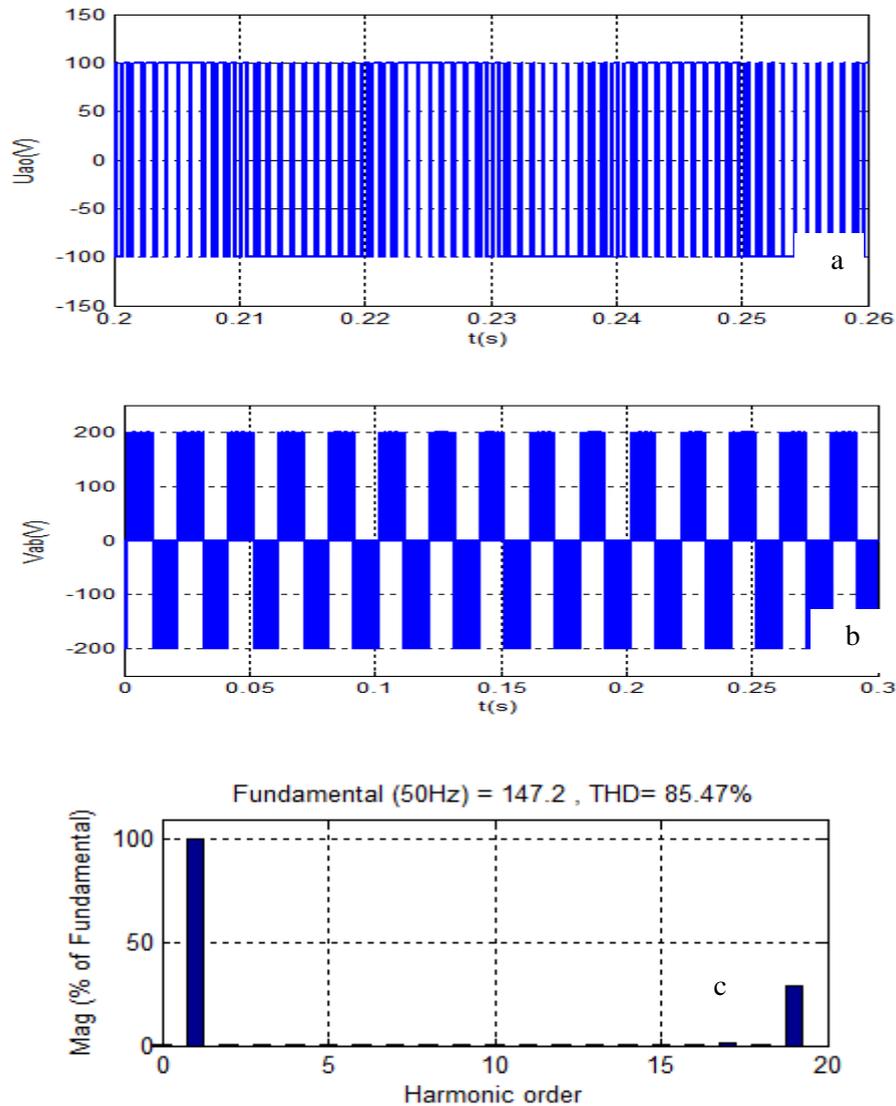


Fig. B.2 Résultat de la simulation de l'onduleur à 2 niveaux (MLI).
a- Tension composé U_{ao} ; a- Tension composé U_{ab} ; b- Analyse spectrale U_{ab}

ANNEXE C

C.1 Les onduleurs multiniveaux NPC à commande MLI

Tableau C.1 Les tensions de sorties de l'onduleur à 3 niveaux en fonction des états des interrupteurs

Séquence	K_{i1}	K_{i2}	K_{i3}	K_{i4}	U_{io}
1	0	0	1	1	$-E/2$
2	0	1	1	0	0
3	1	1	0	0	$-E/2$

Tableau C.2 Les tensions de sorties de l'onduleur à 5 niveaux en fonction des états des interrupteurs

Séquence	Etats des interrupteurs								Tension de sortie U_{io}
	K_{i1}	K_{i2}	K_{i3}	K_{i4}	K_{i5}	K_{i6}	K_{i7}	K_{i8}	
1	1	1	1	1	0	0	0	0	$+E/2$
2	0	1	1	1	1	0	0	0	$+E/4$
3	0	0	1	1	1	1	0	0	0
4	0	0	0	1	1	1	1	0	$-E/4$
5	0	0	0	0	1	1	1	1	$-E/2$

Tableau C.3 Les tensions de sorties de l'onduleur à 7 niveaux en fonction des états des interrupteurs

Séquence	Etats des interrupteurs												Tension de sortie U_{io}
	K_{i1}	K_{i2}	K_{i3}	K_{i4}	K_{i5}	K_{i6}	K_{i7}	K_{i8}	K_{i9}	K_{i10}	K_{i11}	K_{i12}	
1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	$E/2$
2	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	$E/3$
3	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	$E/6$
4	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
5	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	$-E/6$
6	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	$-E/3$
7	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	$-E/2$

Tableau C.4 Les tensions de sorties de l'onduleur à 9 niveaux en fonction des états des interrupteurs

Séquence	Etats des interrupteurs																Tension de sortie U_{io}
	K_{i1}	K_{i2}	K_{i3}	K_{i4}	K_{i5}	K_{i6}	K_{i7}	K_{i8}	K_{i9}	K_{i10}	K_{i11}	K_{i12}	K_{i13}	K_{i14}	K_{i15}	K_{i16}	
1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	$E/2$
2	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	$E3/8$
3	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	$E/4$
4	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	$E/8$
5	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	$-E/8$
7	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	$-E/4$
8	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	$-E3/8$
9	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	$-E/2$

C.2 Onduleur multiniveaux MLI vectorielle (SVM)

C.2.1 Onduleur à deux niveaux MLI vectorielle (SVM)

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les composantes $U_{s\alpha}$ et $U_{s\beta}$ de chaque vecteur de tensions (voir le tableau C.5). Il s'agit alors de déterminer la position du vecteur de consigne dans le repère α, β et le secteur dans lequel il se trouve. Celui-ci est limité par les deux vecteurs v_i et v_{i+1} définis par la figure C. 1.

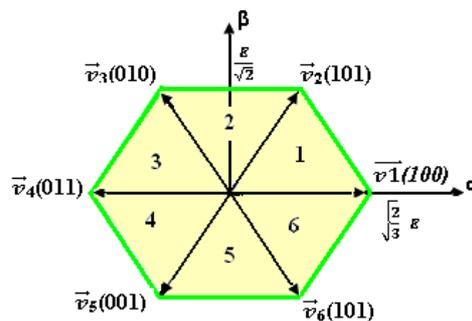


Fig. C.1 Représentation du polygone de commutation

Les tensions de référence sont reconstituées en effectuant une moyenne temporelle de ces vecteurs.

$$\begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{C.1})$$

$v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ prennent un nombre fini de valeurs définissant les limites de 6 secteurs dans le plan α, β

$$\vec{v}_0 = \vec{v}_7 = 0$$

L'algorithme de calcul des six secteurs est présenté par le tableau C.5. Les résultats de la simulation des six secteurs est présenté en figure C.2 et la tension U_{ab} à la sortie de l'onduleur avec son analyse spectrale sont représentés par la figure C.2.

Tableau C.5 Algorithme de commande des secteurs Cas de l'Hex_A

v_β	≥ 0				< 0			
v_α	≥ 0		< 0		> 0		< 0	
v_β	$\geq \sqrt{3} v_\alpha$	$< \sqrt{3} v_\alpha$	$\geq -\sqrt{3} v_\alpha$	$< -\sqrt{3} v_\alpha$	$< -\sqrt{3} v_\alpha$	$> -\sqrt{3} v_\alpha$	$< \sqrt{3} v_\alpha$	$> \sqrt{3} v_\alpha$
Secteur	2	1	2	3	5	6	5	4

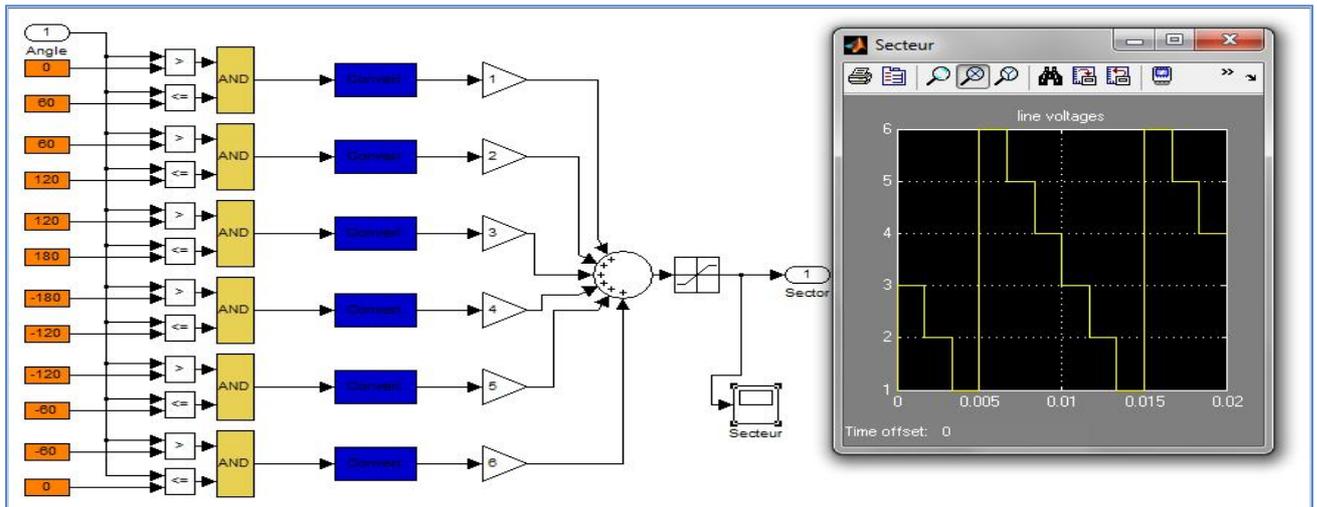


Fig. C.2 Mesure de six secteurs sous Simulink.

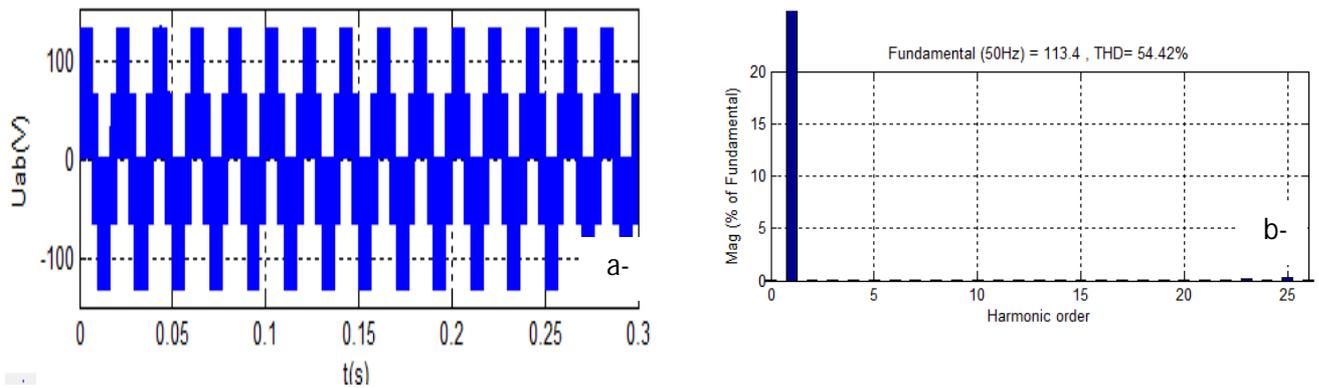


Fig. C.2 Résultat de la simulation de l'onduleur à 2 niveaux (SVM).
a- Tension composé U_{ab} ; b- Analyse spectrale .

C.2.2 Onduleur à trois niveaux MLI vectorielle (SVM) à 21 vecteurs

Tableau C.6 Représentation vectorielle des 21 vecteurs de sortie de l'onduleur à 3 niveaux dans le plan α, β .

v_{a0}	v_{b0}	v_{c0}	v_{α}/E	v_{β}/E	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_{α}/E	v_{β}/E	$\rightarrow v_i$
0	-E/2	-E/2	0.408	0	E/3	-E/6	-E/6	0.408	0	$\rightarrow v_1$
0	-E/2	0	0.204	-0.354	E/6	-E/3	E/6	0.204	-0.354	$\rightarrow v_6$
0	0	-E/2	0.204	0.354	E/6	E/6	-E/6	0.204	0.354	$\rightarrow v_2$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$\rightarrow v_0$
0	0	E/2	-0.204	-0.354	-E/6	-E/6	E/3	-0.204	-0.354	$\rightarrow v_5$
0	E/2	0	-0.204	0.354	-E/6	E/3	-E/6	-0.204	0.354	$\rightarrow v_3$
0	E/2	E/2	-0.408	0	-E/6	E/6	E/6	-0.408	0	$\rightarrow v_4$
0	E/2	-E/2	0	0.707	0	E/2	-E/2	0	0.707	$\rightarrow v_{10}$
0	-E/2	E/2	0	-0.707	0	-E/2	E/2	0	-0.707	$\rightarrow v_{13}$
E/2	0	0	0.408	0	-E/6	-E/6	-E/6	0.408	0	$\rightarrow v_1$
E/2	0	E/2	0.204	-0.354	-E/6	-E/3	E/6	0.204	-0.354	$\rightarrow v_6$
E/2	E/2	0	0.204	0.354	-E/6	E/6	-E/6	0.204	0.354	$\rightarrow v_2$
E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	0	0	$\rightarrow v_7$
E/2	-E/2	0	0.612	-0.354	E/2	-E/2	0	0.612	-0.354	$\rightarrow v_8$
E/2	0	-E/2	0.612	0.354	E/2	0	-E/2	0.612	0.354	$\rightarrow v_9$
E/2	-E/2	-E/2	0.816	0	2E/3	-E/3	-E/3	0.816	0	$\rightarrow v_{15}$
E/2	E/2	-E/2	0.408	0.707	E/3	E/3	-2E/3	0.408	0.707	$\rightarrow v_{16}$
E/2	-E/2	E/2	0.408	-0.707	E/3	-2E/3	E/3	0.408	-0.707	$\rightarrow v_{20}$
-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	0	0	$\rightarrow v_{14}$
-E/2	-E/2	0	-0.204	-0.354	-E/6	-E/6	E/3	-0.204	-0.354	$\rightarrow v_5$
-E/2	0	-E/2	-0.204	0.354	-E/6	E/3	-E/6	-0.204	0	$\rightarrow v_3$
-E/2	0	0	-0.408	0	-E/3	E/6	E/6	-0.408	0	$\rightarrow v_4$
-E/2	E/2	0	-0.612	0.354	-E/2	E/2	0	-0.612	0.354	$\rightarrow v_{11}$
-E/2	0	E/2	-0.612	-0.354	-E/2	0	E/2	-0.612	-0.354	$\rightarrow v_{12}$
-E/2	E/2	-E/2	-0.408	0.707	-E/3	2E/3	-E/3	-0.408	0.707	$\rightarrow v_{17}$
-E/2	E/2	E/2	-0.816	0	-2E/3	E/3	E/3	-0.816	0	$\rightarrow v_{18}$
-E/2	-E/2	E/2	-0.408	-0.707	-E/3	-E/3	2E/3	-0.408	-0.707	$\rightarrow v_{19}$

C.3 Convertisseur matriciel triphasé

Tableau C.7 Etats des commutations possibles pour un CMT

<i>MODE</i>	<i>Interrupteur 1</i>	<i>Interrupteur 2</i>	<i>Interrupteur 3</i>	U_{sa}	U_{sb}	U_{sc}
1	K_{a1}	K_{b2}	K_{c3}	U_{ea}	U_{eb}	U_{ec}
2	K_{a2}	K_{b3}	K_{c1}	U_{ec}	U_{ea}	U_{eb}
3	K_{a3}	K_{b1}	K_{c2}	U_{eb}	U_{e3}	U_{ea}
4	K_{a3}	K_{b2}	K_{c1}	U_{ec}	U_{eb}	U_{ea}
5	K_{a1}	K_{b3}	K_{c2}	U_{ea}	U_{ec}	U_{eb}
6	K_{a2}	K_{b1}	K_{c3}	U_{eb}	U_{ea}	U_{ec}
7	K_{a1}	K_{b2}	K_{c3}	U_{ea}	U_{eb}	U_{eb}
8	K_{b1}	K_{c2}	K_{c3}	U_{eb}	U_{ec}	U_{ec}
9	K_{b2}	K_{a3}	K_{c1}	U_{ec}	U_{ea}	U_{ea}
10	K_{a2}	K_{a3}	K_{b1}	U_{eb}	U_{ea}	U_{ea}
11	K_{b2}	K_{b3}	K_{c1}	U_{ec}	U_{eb}	U_{eb}
12	K_{a1}	K_{c2}	K_{c3}	U_{ea}	U_{ec}	U_{ec}
13	K_{a2}	K_{b1}	K_{b3}	U_{eb}	U_{ea}	U_{eb}
14	K_{b2}	K_{c1}	K_{c3}	U_{ec}	U_{eb}	U_{ec}
15	K_{a1}	K_{a3}	K_{c2}	U_{ea}	U_{ec}	U_{ea}
16	K_{a1}	K_{a3}	K_{b2}	U_{ea}	U_{eb}	U_{ea}
17	K_{b1}	K_{b3}	K_{c2}	U_{eb}	U_{ec}	U_{eb}
18	K_{a2}	K_{c1}	K_{c3}	U_{ec}	U_{e1}	U_{ec}
19	K_{a3}	K_{b1}	K_{b2}	U_{eb}	U_{eb}	U_{ea}
20	K_{b3}	K_{c1}	K_{c2}	U_{ec}	U_{ec}	U_{eb}
21	K_{a1}	K_{a2}	K_{c3}	U_{ea}	U_{ea}	U_{ec}
22	K_{a1}	K_{a2}	K_{b3}	U_{ea}	U_{ea}	U_{eb}
23	K_{b1}	K_{b2}	K_{c3}	U_{eb}	U_{eb}	U_{ec}
24	K_{a3}	K_{c1}	K_{c2}	U_{ec}	U_{ec}	U_{ea}
25	K_{a1}	K_{a2}	K_{a3}	U_{ea}	U_{ea}	U_{ea}
26	K_{b1}	K_{b2}	K_{b3}	U_{eb}	U_{eb}	U_{eb}
27	K_{c1}	K_{c2}	K_{c3}	U_{ec}	U_{ec}	U_{ec}

ANNEXE D

D.1 Modélisation de la MADA

La MADA peut être modélisée par six équations électriques et une seule équation mécanique qui représente la dynamique du rotor. Elle peut être schématisée par la figure D.1. Les phases sont désignées par s_a , s_b , s_c pour le stator et r_a , r_b , r_c pour le rotor. L'angle électrique θ définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

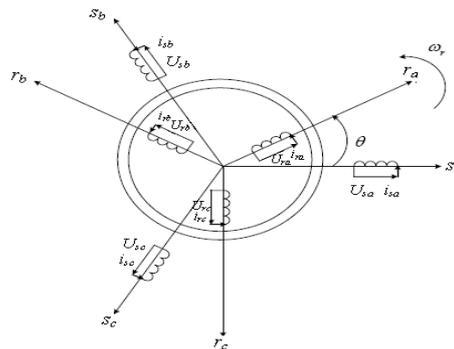


Fig. D.1 Représentation schématique d'une MADA

Les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent son fonctionnement s'écrivent comme suit :

$$[U_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (D.1)$$

$$[U_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \quad (D.2)$$

$$[U_r] \neq 0$$

Où les flux φ_s et φ_r s'expriment par :

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [M][i_r] \quad (D.3)$$

$$[\varphi_r] = [L_r][i_r] + [M][i_s] \quad (D.4)$$

tel que :

$$[U_s] = \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \end{bmatrix} ; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} ; [U_r] = \begin{bmatrix} U_{ra} \\ U_{rb} \\ U_{rc} \end{bmatrix} ; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} ; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \text{ et } [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} .$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \text{ et } [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Les inductances de la machine sont données par:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \text{ et } [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor-stator) s'écrit :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{sr} \cdot \cos\theta & M_{sr} \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sr} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cdot \cos\theta & M_{sr} \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sr} \cdot \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sr} \cdot \cos\theta \end{bmatrix} \quad (D.5)$$

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^t$$

$$[U_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} ([L_s] \cdot [i_s]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [i_r]) \quad (D.6)$$

$$[U_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} ([L_r] \cdot [i_r]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [i_s]) \quad (D.7)$$

La transformation de Park consiste à transformer un système d'enroulements triphasés d'axes a, b, c , en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q . Le schéma de la figure 2.2 montre le principe de la transformation de Park appliquée à la MADA .

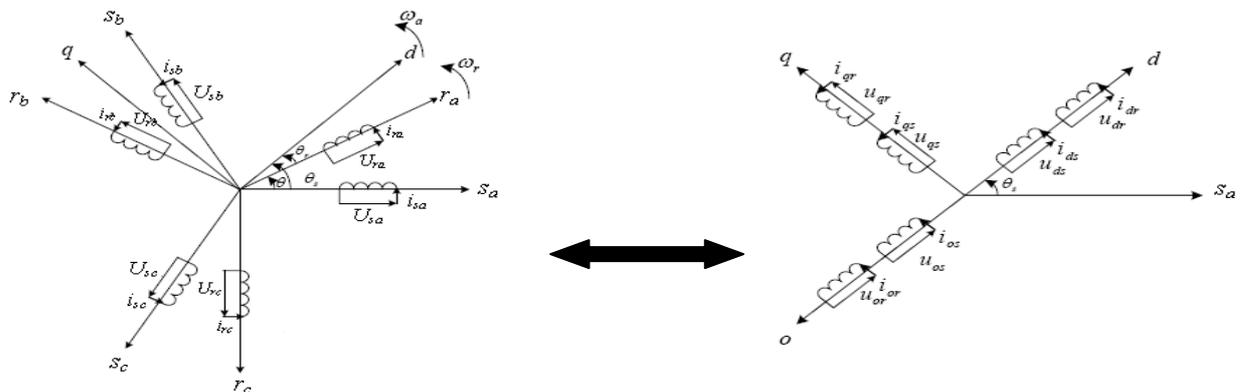


Fig D.2 Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.

Grâce à cette transformation, on définit une matrice unique appelée matrice de Park donnée par :

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\psi & \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\psi & -\sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (D.8)$$

Les grandeurs statoriques et rotoriques dans le repère de Park sont exprimées en utilisant les deux transformations suivantes :

- pour le stator : $[X_{dq0}]_s = [A_s][X_{abc}]$
- pour le rotor : $[X_{dq0}]_r = [A_r][X_{abc}]$

Tel que X est une grandeur qui peut être une tension U , un courant i , ou un flux φ . Avec :

$$[A_s] = [A(\psi = \theta_s)] \text{ et } [A_r] = [A(\psi = \theta_r)] \quad (D.9)$$

D.2 Paramètres (PV ; Turbine ; GADA)

Paramètres de PV :

MSX- 60 à 25°C, AM15, 1KW/m²

Paramètres	Valeurs
Puissance maximal P_{mpp}	60 W
Tension à puissance max V_{mp}	17.1 V
Courant à puissance max I_{mp}	3.5 A
Courant de court-circuit I_{sc}	3.8 A
Tension à circuit ouvert V_{co}	21.1 V
Coefficient de température de V_{co}	- (80 ± 10)mV/C°
Coefficient de température de I_{sc}	- (0.065 ± 0.01)% /C°
Coefficient de température de Puissance	- (0.065 ± 0.01)% /C°
NOCT	47 ± 2°C

Paramètres de la Turbine :

$P=20KW$; $R=3.6(m)$; $v_{nom} =12(m/s)$, $\rho = 1.22(Kg/m^3)$, $C_{pmax}=0.475$; $G =6$; $v_{nom} =12(m/s)$;
 $\rho = 1.22(Kg/m^3)$, $C_{pmax}=0.475$.

Paramètres de la GADA :

Paramètres	Valeurs
Puissances nominale	20 KW
Fréquence nominale	50(Hz)
Nombre de paire de pôles	2
Coefficient de frottement	0.0024N.m.s ⁻¹
Moment d'inertie du rotor de la machine	0.53 kg.m ²
Résistance statorique	0.455 Ω
Résistance rotorique	0.19 Ω
Inductances de fuites statoriques	0.07H
Inductances de fuites rotorique	0.0213H
Inductance mutuelle	0.034H