الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DR. YAHIA FARES DE MEDEA

FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

**Département du Génie Électrique
et de l'Informatique**



Mémoire de Fin d'Études

**Présenté pour l'obtention du Diplôme
de Master en Génie Électrique**

*Option : Command Électrique et Électronique
Industrielle*

THEME

Modélisation et Simulation d'un système (PV - éolien) hybride à L'aide des techniques de L'intelligence artificielle

Proposé et dirigé par,

Mr. Ahmed MEDJBER
Dr. Abdellhafidh MOUALDIA

Préparé et présenté par,

Mr. Abderrahmene ACHOURI

Mr. Smail BEN AISSA

Année Universitaire 2014-2015

Résumé.

ملخص

هذا العمل يقوم بدراسة نضام هجين للطاقة (الفوتوضوئية _ الرياح) مربوطة بالشبكة الكهربائية ويستعمل لذالك تعقب نقطة الاستطاعة العضمى لمنبعي الطاقة و لهذا هنالك قواعد تعتمد على خوارزمية النمذجة و تقنيات الذكاء الاصطناعي والتي تتمثل في المنطق الضبابي المستعمل

لكن لاستمرارية الطاقة المنتجة الى الشبكة قمنا بنمذجة انظمة للحصول على طاقة عضمى

Résumé

Ce travail porte sur l'étude d'un système hybride d'énergie (photovoltaïque-éolien), connecté au réseau électrique, suivi par le point de puissance maximum **(MPPT)** pour les deux sources d'énergie. Avec des méthodes basées sur des algorithmes d'optimisation et des méthodes d'intelligence artificielle telles que la logique floue et classique comme PI ont été utilisé, mais pour stabiliser la production d'énergie vert le réseau nous avons fait un architecteur qui couplé les systèmes pour adapter le maximum de puissance

Abstract

This paper focuses on developing and optimizing of a pumping system fed by hybrid power energy (photovoltaic-wind), in a remote area where the grid network connection is available. To reach the maximum power energy from the both sources, two kind of MPPT procedures haven been used the first is based on the artificial intelligence methods such as fuzzy logic finally bey to stability product energy to grid have in architected coupled the system bey has been in maximal presented

Liste des Symboles et Acronymes

LISTE DES SYMBOLES

C	: Vitesse de la lumière (3.10^8 m/s)
σ	: Longueur d'onde (m)
h	: Constante de Planck ($6{,}62.10^{-34}$ J.s)
I	: Courant délivré par la cellule photovoltaïque
V	: Tension délivrée par la cellule photovoltaïque
V_G	: Tension du générateur photovoltaïque
I_G	: Courant du générateur photovoltaïque
I_{ph}	: Courant photogénéré
I_s	: Courant de saturation de la diode dépendant de la température
I_{s1}	: Courant de saturation de la première diode
I_{s1}	: Courant de saturation de la deuxième diode
I_d	: Courant de diode
I_{d1}	: Courant traversant la première diode de la cellule photovoltaïque
I_{d2}	: Courant traversant la deuxième diode de la cellule photovoltaïque
I_{d1G}	: Courant traversant les premières diodes du générateur photovoltaïque
I_{d1G}	: Courant traversant les deuxièmes diodes du générateur photovoltaïque
I_{RSh}	: Courant dérivé par la résistance shunt de la cellule photovoltaïque
$I_{RSh,G}$	: Courant dérivé par la résistance shunt du générateur photovoltaïque
R_s	: Résistance série de la cellule photovoltaïque
R_{sh}	: Résistance shunt de la cellule photovoltaïque
R_{sG}	: Résistance série du générateur photovoltaïque
R_{shG}	: Résistance shunt du générateur photovoltaïque
R_{sh0}	: résistance parallèle de référence donnée par le constructeur
q	: Charge de l'électron $=1.602.10^{-19}$ C
K	: Constante de Boltzmann $=1.381.10^{-23}$ J/K
T	: Température de la cellule en Kelvin (K)
T_0	: Température ambiante (T_0=25°C)
E	: Eclairement (W/m^2)
E_0	: Eclairement dans les conditions standards (E_0=1000W/m^2)
n_s	: Nombre de cellules en séries
n_p	: Nombre de cellules en parallèles
n_1	: Facteur d'idéalité de la première diode
n_2	: Facteur d'idéalité de la deuxième diode
V_{co}	: Tension de circuit ouvert
I_{co}	: Courant de circuit ouvert

I_{cc} : Courant de court circuit
V_{cc} : Tension de court circuit
Eg *: Energie de gap du semi conducteur*
IBB : courant de la batterie (A)
IGAZ : courant de gazage de la batterie (A)
CB(t) : Capacité de batterie (Ah)
CBi : Capacité initiale de batterie (Ah)
C10 : Capacité de batterie au taux de dix heurs de décharge (Ah)
IG0 : Courant normaliser de gazéification (A)
CV : Coefficient de tension (V-1)
VELE : Tension d'un élément de la batterie (V)
CT : Coefficient de température (K-1)
TBB : Température de la batterie (K)
QMAXC : Capacité maximale de charge (Ah)
R0D : Résistance interne de déchargement (Ω)
QMAXD : Capacité maximale de décharge (Ah)
α : Rapport cyclique du hacheur
M (α) : Le rapport de conversion
RL : Résistance parasite
CE : Capacité d'entrée du hacheur
CS : Capacité de sortie du hacheur
Z : Charge du convertisseur
Tr : Transistor bicommandable
L : Inductance du convertisseur.
vL : Tension aux bornes de l'inductance L
VSO : Variations de la tension de sortie
VPV : Ondulation de la tension d'entrée
T : Période
t : temps (s)
η : Rendement du convertisseur
D : Pas d'incrémentation
ε : Paramètre de l'algorithme Perturbation et observation
k : Instant d'échantillonnage.
E(k) : Erreur pour un échantillon k
CE(k) : Changement d'erreur pour un échantillon k.
P(k) : Puissance du générateur photovoltaïque
V(k) : Tension de sortie du générateur photovoltaïque
C1, C2 : Capacités du filtre intermédiaire de l'onduleur à trois niveaux
Uc1, Uc2 : Tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux

i_{d1}, i_{d2}, i_{d0} : Courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux

i_{red1}, i_{red2}, i_{red0} : Courants redressés

i_1, i_2, i_3 : Courants de la charge

i_{res1}, i_{res2}, i_{res3} : Courants de réseau

V_A, V_B, V_C : Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge

V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} : Tensions entre chaque bras de l'onduleur et le point milieu M de l'alimentation continue de l'onduleur

V_{NM} : Tension entre le point neutre de la charge et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur

V_{AB}, V_{BC}, V_{CA} : Tensions composées

m : Indice de modulation

f_p : Fréquence de la porteuse (Hz)

f : Fréquence de la tension de référence (Hz)

r : Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension

i_{c1} : Le courant du condensateur C_1

i_{c2} : Le courant de condensateur C_2

F_{KS} : Fonction de connexion de chaque interrupteur

B_{KS} : Commande de base des transistors

F_{Km} : Fonction de connexion du demi-bras

F_C : Fonction liée à la cellule de commutation
M : Point milieu fictif de l'onduleur trois niveaux
V_{ref} : Tension de référence
V_K : Potentiel au noeud K
V_{KN} : Différence de potentiel entre le bras K et le point fictif M de l'onduleur
$[N(t)]$: Matrice de conversion simple
$[M(t)]$: Matrice de conversion composée
V_m : Amplitude de la référence
V_{pm} : Amplitude de la porteuse
Ω_s : Vitesse angulaire de synchronisme (rad/s)
Ω_{mec} : Vitesse angulaire mécanique de la turbine (rad/s)
Ω_{ref} : Vitesse angulaire mécanique de référence (rad/s)
V_1 : Vitesse du vent en amont de l'aérogénérateur (m/s)
V_2 : Vitesse du vent en aval de l'aérogénérateur (m/s)
V : Vitesse du vent (m/s)
V_n : Vitesse de vent nominale (m/s)
$\Omega 1$: Vitesse de rotation avant multiplicateur (rad/s)
$\Omega 2$: Vitesse de rotation après multiplicateur (rad/s)
ωs : Pulsation de synchronisme (rad)
ω mec : Pulsation mécanique (rad)
β : Angle de calage des pales
g : Glissement
J : Inertie totale des parties tournantes (Kg.m2)
f : Coefficient de frottements visqueux
fr : coefficient de frottement
G : Gain du multiplicateur
ρ : Densité d'air (1,25 Kg/m en atmosphère normale)
S : Surface des pales (m2)
Pm : Puissance mécanique extraite de l'éolienne (W)
Pn : Puissance nominale (W)
Cp : Coefficient de puissance de la turbine
Λ : Vitesse spécifique
λnom : Vitesse spécifique nominale.
R : Rayon de l'aérogénérateur (m)
CTurbine : Couple de la turbine (Nm)
Cmec : Couple mécanique sur l'axe du générateur en (Nm)

Cmec : Couple des frottements visqueux (Nm)
Cpmax : Couple maximal
Cem : Couple électromagnétique (Nm).
Cem-ref : Couple électromagnétique de référence (Nm)
CTurbine-estimé : Couple de la turbine estimé (Nm)
a, b, c : Indices des phases l'enroulement rotoriques
A, B, C : Indices des phases de l'enroulement statorique
d, q : Axes direct et en quadrature correspondant au référentiel lié au champ tournant
Vs, Vr : Tensions statoriques et rotoriques
is, ir : Courants statoriques et rotoriques
Rs, Rr : Résistances des enroulements statoriques et rotoriques
φs, φr : Flux statoriques et rotoriques ;
Ls, Lr : Inductances de fuites des statoriques et rotoriques
Ms, Mr : inductances mutuelles
Id : Courant direct
Iq : Courant en quadrature
p : Nombre de paire de pôles
P : Puissance active statorique de la MADA (W)
Q : Puissance réactive statorique de la MADA (VAR)
θ : Angle entre l'axe de la phase du premier enroulement statorique et l'axe du rotor
θs : Angle entre l'axe de la première phase de l'enroulement statorique et l'axe d
θr : Angle entre l'axe de la première phase du rotor et l'axe d
Kp : Gain proportionnel du régulateur
Ki : Gain intégral du régulateur
VKN : tension liée au bras « i » du redresseur
Vresi : Tension de la phase « i » du réseau triphasé
iresi : Courant de la phase « i » du réseau triphasé
Rres : Résistance du réseau
Lres : Inductance du réseau
FTBO(S) : Fonction de transfert en boucle ouverte du courant
FTBF(S) : Fonction de transfert en boucle fermé du courant
Te : Constante de temps exigée du régulateur de courant
PI : Régulateur de vitesse

ACRONYMES

D	: Diode.
T	: Transistor.
IGBT	: Transistor Bipolaire à Grille Isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor)
GTO	: Thyristor à extinction par la Gâchette (Gate Turn-Off Thyristor)
NPC	: Neutrel Point Clamped.
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
THD	: Distorsion d'Harmonique Totale (Total Harmonics Distorsion)
PV	: Photovoltaïque.
GPV	: Générateur Photovoltaïque.
MPPT	: Maximum Power Point Tracking
PPM	: Point de Puissance Maximum.
PI	: Proportionnel Intégral.
MADA	: Machine Asynchrone à Double Alimentation
MCC	: Machine à Courant Continu.
HAWT	: Horizontal Axe Wind Turbine
VAWT	: Vertical Axe Wind Turbine
FF	: Facteur de Forme.
DC/DC	: Convertisseur Continu / Continu
NG	: Négatif Grand.
NP	: Négatif Petit.
PG	: Positif Grand.
PP	: Positif Petit.
ZE	: Zéro
Popt	: Puissance optimale.
P&O	: Perturbation et observation.
Wc	: Watt-Crête

Sommaire

SOMMAIRE

Introduction générale.....1

Chapitre I

Etat de l'art sur le système d'énergie hybride

I.1. Introduction.....03
I.2. l'origine de la notion du système.....03
I.3. Définition et missions des systèmes hybrides.....03
I.4. Principaux Composants des systèmes hybrides.....04
I.4.1. Générateurs photovoltaïques.....04
I.4.2. Eoliennes.....06
I.4.3. générateur diesel.....14
I.4.4. Systèmes de stockage.....15
I.4.5. Système de supervision.....15
I.4.6. Convertisseurs.....15
I.4.7. Charges.....16
I.5. Structure des systèmes de génération.....16
I.5.1. Les systèmes autonomes et isolés.....17
I.5.2. Exemples de topologies de systèmes hybrides.....17
I.6. Configuration de bus dans les systèmes hybrides.....20
I.6.1 . Architecture à bus à CC.....20
I.6.2. Architecture mixte à bus à CC/CA.....21
I.6.3. Configuration de bus CA.....22
I.7. Commande des SEH.....24
I.8. Stratégie de fonctionnement.....24
I.9. Conclusion.....25

CHAPITRE II

Modélisation de générateur photovoltaïque et batterie

II.1. Introduction.....26
II.2. Cellules photovoltaïques.....26
II.2.1. Structure d'une cellule photovoltaïque.....26

II.2.2. Principe de fonctionnement 27
II.3. Regroupement des cellules 28
II.3.2.Regroupement des modules en série ou en parallèle (Les panneaux) 29
II.3.3.Regroupement des panneaux en série et en parallèle (Le champ) 29
II.4. Modélisation d'une cellule photovoltaïque 30
II.4.1. Modélisation d'une cellule photovoltaïque à une seule diode 30
II.4.2. Modélisation d'une cellule photovoltaïque à deux diodes 31
II.5. Modélisation d'un générateur (champ) photovoltaïque(GPV) 33
II.5.1. Modélisation d'un générateur (champ) photovoltaïque à une seule diode 33
II.5.2. Modèle électrique d'un générateur (champ) photovoltaïque à deux diodes (GPV) .. 34
II.6. Résultat de la simulation de GPV à une seule diode 35
II.6.1. Influence de l'éclairement 35
II.6.2. Influence de la température 36
II.6.3.Influence du branchement série parallèle sur les caractéristiques I(V) et P(V)..... 36
II.7. Modélisation des accumulateurs électrochimiques 36
II.7.1. Description du modèle 38
II.7.2. Résultat de la simulation 41
II.8. Conclusion 42

CHAPITRE III

Convertisseurs à MLI utilisés dans la chaine hybride

III.1.Introduction 43
III.2. Modélisation des systèmes de conversion d'énergie électrique 43
III.2.1. Présentation de l'onduleur à deux niveaux 43
III.2.2. Modélisation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux 44
III.2.3. Modulation triangulo-sinusoïdale 46
III.3. Modèle d'un convertisseur continu-continu (hacheur dc-dc) 48
III. 3.1. Convertisseur Buck (hacheur dévolteur) 48
III.3.2. Convertisseur Boost (hacheur survolteur) 54
III.3.3. Convertisseur Buck-Boost (hacheur dévolteur-survolteur) 58
III.3.4. Commande hacheur buck_boost par La méthode incrémental de la conductance .. 61
III.4. Conclusion 63

CHAPITRE IV

l'éolienne base sur la MADA

IV.1 Introduction 64
IV.2. définition de l'énergie éolienne 64
IV.2.1. principe fonctionnement 64
IV.2.1. principaux composants d'une éolienne 65
IV.2.3. machine asynchrone à double alimentions (MADA) 66
IV.3.Modélisation d'une chaine conversion éolienne 69
IV.3.1. Modèle de la turbine éolienne 70
IV.3.2. Modèle de la machine asynchrone à double alimentions (MADA) 75
VI.3.3. Modélisation d'une chaine de conversion éolienne côté réseaux 86
VI.4. conclusion 90

Chapitre V

Commande et gestion de la chaine hybride

V.1. Introduction 92
V.2. Contrôle par logique floue et PI de la référence du convertisseur 92
V.2.1. Régulateur PI 92
V.2.2. contrôleur flou 93
IV.3. Simulation de la PLL avec MATLAB-Simulink 97
IV.4. Architecture de l'installation étudiée 98
V.5. Algorithme de gestion d'énergie hybride 100
V.6. Résultats de simulation et interprétation 100
V.7. Conclusion 103

Conclusion générale 104

LISTES DES FIGURES

Figure I.1. Modules photovoltaïques sur support 07
Figure I.2. Conversion de l'énergie cinétique du vent..... 08
Figure. I.3. Principaux organes du système de conversion éolien 08
Figure I.4. Schéma de principe d'un système éolien..... 10
Figure I.5. Eolienne à axe vertical..... 11
Figure I.6. Eolienne à axe horizontal..... 12
Figure I.7. Eolienne en aval..... 12
Figure I.8. Eolienne en amont. 13
Figure II.9. Eolienne à vitesse fixe..... 13
Figure I.10. Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA..... 14
Figure I.11. Système éolien basé sur la machine synchrone à aimants permanents. 16
Figure I.12. Configuration du générateur diesel 17
Figure I.13. Architecture des SEH..... 19
Figure I.14. Solaire-éolien, stockage à batteries..... 20
Figure I.15. Solaire-éolien, batteries de stockage et hydrogène. 21
Figure I.16. Éolien-diesel, stockage à hydrogène..... 21
Figure I.17. Petits systèmes de puissance CA avec composants couplés du côté CC. 22
Figure I.18. Configuration du SEH à bus CC..... 23
Figure I.19 . Configuration du SEH à deux bus à CC et à CA 24
Figure I.20. Configuration de bus CA 26
Figure II.1. Structure d'une cellule photovoltaïque au silicium (jonction P-N) 29
Figure II.2: Diagramme de bandes d'énergie au voisinage de la jonction P-N. 30
Figure II-3 : Cellule, module et panneaux photovoltaïque. 31
Figure II-4 : Champ photovoltaïque. 31
Figure II-5: Schéma équivalent d'un panneau photovoltaïque à une diode 32
Figure II.6. Schéma électrique équivalent du modèle à deux exponentielles de la cellule solaire .....…34
Figure II-7: Schéma électrique équivalent d'un groupe de panneaux, modèle 1diode.....35
Figure II.8: Schéma électrique équivalent d'un générateur photovoltaïque 36

Figure II.9 : Caractéristiques obtenues pour les conditions standards d'éclairement 1000 W/m² et de température 25 °C 37

Figure II.10 : Influence de l'éclairement sur les caractéristiques I(V) et P(V) 37

Figure. II.11 : Influence de la température sur les caractéristiques I(V) et P(V). 38

Figure. II.12 : Influence du branchement série parallèle sur les caractéristiques I(V) et P(V. 38

Figure. II.13: Modèle équivalent d'une batterie plomb-acide. 39

Figure II.14: Schéma de bloc d'une batterie. 40

Figure. II.15: Comportement de la batterie lors de la charge. 43

Figure. II.16: Comportement de la batterie lors de la décharge. 44

Figure III.1. Schéma de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux 45

Figure III.2. Principe La commande PWM d'un onduleur deux niveaux. 48

Figure III.3. Signale de sorte d'un onduleur deux niveaux 49

Figure III.4. Analyse FFT signale sorte d'un onduleur deux niveaux. 49

Figure III.5. Tension idéale du commutateur Vs(t), rapport cyclique D et période de commutation Ts 50

Figure III.6. Circuit ideal d'un convertisseur Buck 50

Figure III.7. Circuit équivalent d'un hacheur buck quand le commutateur est fermé

T ∈[0, DTs] 51

Figure III.8. Circuit équivalent d'un hacheur buck quand le commutateur est ouvert T ∈ [DTs, Ts]. 51

Figure III.9. Forme d'onde de la tension d'inductance vl (t) pour un hacheur buck ideal 53

Figure III.10. Rapport de conversion M(D) en fonction du rapport cyclique D pour un

Hacheur buck. 54

FigureIII.11.Circuit idéal d'un convertisseur Boost 56

Figure III.12 Circuit équivalent d'un hacheur boost quand le commutateur est fermé

T ∈ [0, DTs] 57

Figure III.13. Circuit équivalent d'un hacheur boost quand le commutateur estouvert

T ∈ [DTs, Ts] 57

Figure III.14. Rapport de conversion M(D) en fonction du rapportcyclique D pour un

hacheur boost 59

Figure III.15.Circuit idéal d'un convertisseur buck-boost 60

Figure III.16.Circuit idéal d'un convertisseur buck-boost commutateur est fermé

T ∈ [0, DTs]. 61

Figure III.17. Circuit équivalent d'un hacheur buck-boost quand le.commutateur est ouvert T∈[DT_S, T_S] 61
Figure III.18. Rapport de conversion M(D) en fonction du rapport cyclique D pour un hacheur buck-boost. 62
Figure III.19. Signe de dP/dV pour différentes zones de fonctionnement. 64
Figure III.20. Organigramme de l'algorithme d'incrémentation de conductance (INC). 65
Figure IV.1. Principe de la conversion. 67
Figure IV.2. Composants d'une éolienne. 67
Figure IV.3. Chaine de conversion éolienne. 69
Figure IV.4. Différentes configurations de fonctionnement de la MADA. 71
Figure IV.5. Chaine de conversion éolienne. 71
Figure IV.6. Principe de la théorie de Betz. 72
Figure IV.7. Coefficient de puissance et vitesse spécifique. 73
Figure IV.8. Schéma bloc du modèle de la turbine. 75
Figure IV.9. Schéma bloc avec asservissement de la vitesse. 76
Figure IV.10. Caractéristique de la puissance générée. 77
Figure IV.11. Représentation spatiale de la MADA. 77
Figure IV.12. Repère référentiel de Park. 79
Figure IV.13. Représentation spatiale de l'orientation du flux statorique. 81
Figure IV.14. Schéma bloc de la MADA à réguler. 84
Figure IV.15. Schéma bloc de la commande de puissance directe. 84
Figure IV.16. Schéma bloc de la commande de puissance indirecte. 85
Figure IV.17. Profil de vent (m/sec) 86
Figure IV.18. (a) Vitesse mécanique de la génératrice (rad/sec). (b) Couple électromagnétique. 86
Figure IV.19. (a) Flux statorique (wb), (b) Flux rotorique (wb) directe et en quadrature de la MADA 86
Figure IV.20. (a) Evolution du courant rotorique (A) en fonction de la vitesse du vent, (b) Zoom courant rotorique 87

Figure IV.21. (a) Evolution du courant statorique (A) en fonction de la vitesse du vent, (b)Zoom courant statorique. 87
Figure IV.22. (a) Puissance active (watt), (b) puissance réactive (VAR) de la MADA coté machine. 87
Figure IV.23. (a) Courant et tension de phase de la MADA, (b) ZOOM. 88
Figure IV.24. Connexion du CCR au réseau électrique. 89
Figure IV.25. Filtre RL le repère dq. 90
Figure IV.26. Modèle de bus continu. 91
Figure IV.27. (a) Courant directe (A), (b) Courant en quadrature (A) d'un filtre coté réseau 92
Figure IV.28. Tension de bus continu en fonction de référence. 92
Figure V.1. Schéma de régulation par PI. 94
Figure V.2. Schéma synoptique d'un contrôleur flou. 96
Figure V.3. Exemple de Fuzzification. 96
Figure V.4. Schéma bloc d'un contrôleur flou. 98
Figure V.5. Schéma block Simulink de la de la PLL. 100
Figure V.6. Caractéristique a)-la position (rad) b)- fréquence(HZ). 101
Figure V.7. Schéma globale fonctionnement la chaine hybride. 102
Figure V.8. Algorithme de la gestion d'énergie hybride. 102
Figure V.9. Résultat de simulation de chaine hybride. 105

LISTES DES Tableau

Tableau I.1. Classification des SEH par gamme de puissance. 06

Tableau III.1. table de vérité de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux..... 47

Tableau V.1. Matrice d'inférence..... 97

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

Face à l'épuisement des ressources énergétiques fossiles et aux problèmes environnementaux causés par l'émission des gaz à effet de serre, lors de l'exploitation de ces ressources, des ressources énergétiques alternatives ont été développées et doivent continuer à l'être.

Le développement et l'exploitation des ressources énergétiques renouvelables et des systèmes de production décentralisés d'électricité d'origine renouvelable ont connu une forte croissance ces dernières années, d'ici une vingtaine d'années, tout système énergétique durable sera basé sur l'utilisation rationnelle des sources traditionnelles et sur un recours accru aux énergies renouvelables. Il est intéressant de les exploiter sur le lieu de consommation, en les transformant directement soit en chaleur, soit en électricité selon les besoins. Cette production par sources d'énergies renouvelables offre une plus grande sûreté d'approvisionnement des consommateurs tout en respectant l'environnement. Cependant le caractère aléatoire de ces sources nous impose d'établir des règles de dimensionnement et d'utilisation de ces systèmes pour les exploiter au mieux, Les techniques d'extraction de la puissance de ces ressources demandent des recherches et des développements plus approfondis visant à fiabiliser, baisser les coûts (de fabrication, d'usage et de recyclage) et augmenter l'efficacité énergétique.

La production d'électricité au moyen d'un **système hybride** combinant plusieurs sources d'énergies renouvelables est d'un grand intérêt pour les pays en développement, comme les pays de Maghreb, Ces pays possèdent de nombreuses régions, isolées et éloignées des réseaux classiques de distribution d'électricité, Ainsi, l'extension de ces réseaux serait d'un coût financier exorbitant. Pour résoudre ce problème, l'exploitation du potentiel en énergies renouvelables dont dispose ces pays doit être une priorité.

Le travail qui a été défini pour cette étude concerne une application stationnaire de petite taille, isolée du réseau, alimentée par un système hybride autonome, L'objectif assigné est d'étudier les performances d'un système hybride et d'évaluer les potentialités d'une installation de conversion d'énergies utilisant des sources renouvelables, un groupe électrogène comme générateur de secours et leurs hybridations avec des batteries et autres composant système, Par ailleurs, il fait état des récents développements concernant les systèmes de conversion de l'énergie renouvelables et les composants qui y sont associés. Ce travail présente aussi une modélisation et simulation d'un système de conversion hybride,

Dans ce contexte, cette étude constitue une contribution pour une meilleure intégration des sources d'énergie renouvelable dans un **système d'énergie hybride SEH**.

Afin d'accomplir au mieux cette étude, le présent mémoire est structuré en cinq principaux chapitres en plus de l'introduction générale et de la conclusion générale [73].

Dans le premier chapitre, une recherche bibliographique sur les systèmes hybrides de génération d'énergie renouvelable a été faite, Nous nous intéressons à l'état de l'art, en particulier relatif aux sources d'énergie qui composent ces systèmes habituellement. Nous décrivons les différentes solutions technologiques permettant d'exploiter les différentes sources d'énergies renouvelables existantes en réseau électrique.

Le deuxième chapitre concerne une présentation la modélisation et la commande des équipements d'électronique de puissance utilisés dans les systèmes photovoltaïques avec stockage, les différentes méthodes de recherche du point de puissance maximale

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation et la commande des différents convertisseurs de la chaîne hybride photovoltaïque – éolienne, ainsi, la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux est abordée. Plusieurs stratégies de commande utilisant une porteuses bipolaires sont élaborées, les performances de ces stratégies sont analysées sur la base de la caractéristique de réglage et du taux d'harmonique. La réversibilité de l'onduleur de tension à un niveau lui permet de fonctionner en redresseur de courant. Les modèles élaborés pour les onduleurs de tension à un niveau sont utilisables pour le redresseur en tenant compte des nouvelles conventions des deux sources, une stratégie de commande de modulation vectorielle à une porteuses bipolaires triangulaires est étudiée.

Par ailleurs, l'analyse et la modélisation du fonctionnement électrique du convertisseur *DC/DC* abaisseur-élévateur (*Buck_boost*) sont abordées.

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

Le dernier chapitre est consacré à l'optimisation et la gestion de la chaîne hybride, Pour ce faire un algorithme pour adapter les maximas puissance au réseau

Chapitre I
Etat de l'art sur le système d'énergie hybride

I .1 Introduction

Le terme « Système d'Energie Hybride » fait allusion aux systèmes de génération d'énergie électrique utilisant plusieurs types de sources, La combinaison des sources d'énergie renouvelable comme l'éolienne, le photovoltaïque ou les petites centrales hydroélectriques peut constituer un complément ou une alternative aux groupes électrogènes diesels, Les systèmes d'énergie hybrides sont généralement autonomes par rapport aux grands réseaux interconnectés et sont souvent utilisés dans les régions isolées mais la présence du générateur diesel dans ce type de système hybride autonome suscite certaines discussions quant aux notions de « propreté » et de durabilité [1] et [2].

I .2 l'origine de la notion du système.

Un système est un ensemble d'objets organisés en fonction d'un but et immergé dans un environnement.

- Le système est un outil conceptuel,
- L'ensemble doit former une identité ou une unité cohérente et autonome,
- Les objets ou éléments peuvent être réels ou conceptuels,
- La notion d'organisation implique des relations, interrelations, interactions dynamiques entre les objets [3].

I .3 Définition et missions des systèmes hybrides

Un système d'énergie hybride (SEH) est défini comme une installation qui utilise deux ou plus des technologies de la génération d'énergies :

une ou plusieurs sources de production d'énergie classique (groupe diesel en général) et au moins une source de production d'énergies renouvelables, L'objectif d'utiliser des technologies multiples est de réunir les avantages et les meilleures caractéristiques opérationnelles de chaque système [4] et [5].

Les performances d'un SEH (le rendement et la durée de vie) sont influencées d'une part par sa conception, c'est-à-dire le dimensionnement des composants, le type de composants, l'architecture etc., et d'autre part par le choix de la stratégie de fonctionnement, Quelques paramètres permettant d'évaluer ces performances sont : l'économie de carburant, le coût du kW, le nombre et la durée des pannes, le nombre d'arrêts pour l'entretien etc.

Dans l'un de ses travaux, Museli et al,[6] a suggéré que la configuration optimale pour les systèmes hybrides devrait être déterminée en minimisant le coût du kilowatt heure. Ashok [7] a développé pour sa part un modèle de système fiable basé sur un modèle d'optimisation hybride pour la production d'électricité renouvelable (HOMER), Ainsi, pour

trouver un système hybride optimal parmi des combinaisons de l'énergie renouvelable différentes nous procédons en minimisant le coût du cycle de la vie totale, La durée de vie des composants d'un SEH peut être beaucoup plus courte que la durée de vie normale des composants individuels (fonctionnement en réseaux interconnectés) [4], Les points les plus critiques sont en général la dégradation des batteries, l'endommagement des démarreurs diesel et du système mécanique de freinage des éoliennes, ainsi que la carbonisation excessive des cylindres du moteur diesel.

Le champ d'application des SEH est très large et par conséquent, il est difficile de classer ces systèmes. On peut néanmoins essayer de réaliser un classement par gamme de puissance (tableau I-1).

Puissance du SEH [KW]	Application
Faible : < 5	Systèmes autonome : stations de télécommunications, pompage de l'eau, autre application isolés
Moyenne : 10-250	Micro réseaux isolés : alimentation d'un village isolé, des zones rurales…
Grande : > 500	Grands réseaux isolés (ex : réseaux insulaires)

Tableau I.1. Classification des SEH par gamme de puissance.

Les grandes installations de SEH en site isolé peuvent être classifiées en fonction du degré de pénétration de l'énergie renouvelable [5] défini par la proportion de la puissance (énergie) produite par les sources d'énergie renouvelable et la puissance demandée par la charge demandée.

I.4.Principaux Composants des systèmes hybrides

Les systèmes d'énergie hybride sont en général constitués de sources d'énergie classique (groupe électrogène), de sources d'énergie renouvelable (éolienne, solaire), Ils peuvent aussi inclure d'autres sources d'énergie comme l'énergie hydroélectrique, marémotrice, géothermique etc.), des convertisseurs statiques et dynamiques, des systèmes de stockage (batterie, volant d'inertie, le stockage hydrogène…), des charges principales et de délestages et un système de surveillance.

I.4.1.Générateurs photovoltaïques

Une cellule élémentaire composée de matériaux semi-conducteurs est capable de convertir l'énergie de photons reçus à sa surface en une différence de potentiel, créée par une délocalisation d'électrons dans le matériau. La circulation des électrons dans le circuit extérieur permet à la cellule PV de fonctionner comme un générateur.

Les cellules PV sont combinées ensemble pour former un module PV qui peut produire une certaine quantité d'énergie sous des conditions d'éclairement et de

température

variables. Par la suite les modules PV peuvent être regroupés à leur tour afin de former un générateur PV, Il est dimensionné selon la puissance nécessaire pour une installation donnée [8].

La plupart des cellules PV mesurent autour de 100 cm^2 et ne produisent qu'une très faible puissance électrique, typiquement de 1 à 3 W avec une tension de moins d'un volt [9], [10] et [11].

Le rendement énergétique d'un module dépend de la nature des matériaux utilisés. Les valeurs communément rencontrées sont de l'ordre (13 à 16 % pour les cellules composées de silicium monocristallin, 11 à 13 % avec du silicium polycristallin et 7 à 8 % avec du silicium amorphe).

Les modules PV sont protégés par des diodes by-pass (diode by-pass, diode anti-retour) afin d'éviter le fonctionnement inverse des cellules occultées, pouvant entraîner une surchauffe voire une destruction de celles-ci.

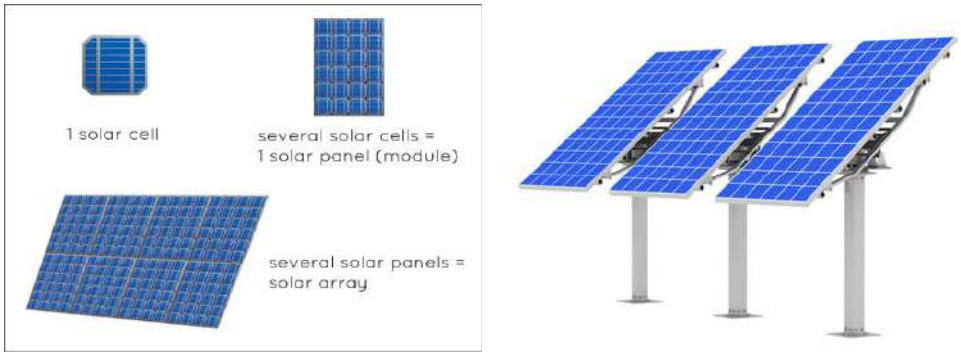


Figure I.1. Modules photovoltaïques sur support

I.4.1.1.Caractéristiques d'un module PV

Voici la description des paramètres d'un module [12] :

- *La puissance crête Pc* : la puissance maximale produite par un module photovoltaïque dans les conditions standards : ensoleillement de 1000 W/m² à l'horizontale, température ambiante de 25°C, masse d'air optique (AM) égale à 1,5.
- *La caractéristique I (V):* Courbe représentant le courant I débité par le module en fonction de la tension aux bornes de celui-ci.
- *Tension à vide Vco :* Tension aux bornes du module en l'absence de tout courant, pour un éclairement " plein soleil ".
- *Courant de court-circuit Icc :* Courant débité par un module en court-circuit pour un éclairement " plein soleil ".
- *Point de fonctionnement optimum (Um, Im) :* Lorsque la puissance de crête est maximum en plein soleil, Pm = Um. Im

- *Rendement maximal :* Rapport de la puissance électrique optimale à la puissance de radiation incidente.
- *Facteur de forme :* Rapport entre la puissance optimale Pm et la puissance maximale que peut avoir la cellule : Vco. Icc.

I.4.2 Eoliennes

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice (Figure. I.2.) [01].

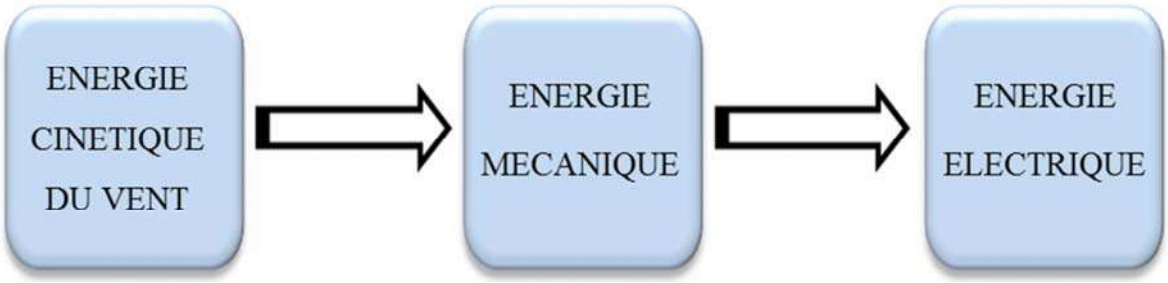


Figure. I.2. Conversion de l'énergie cinétique du vent [01].

Le SCE (Système de Conversion Eolien) est constitué d'un générateur électrique, entrainé par une turbine éolienne à travers le multiplicateur, d'un système de commande, d'un convertisseur statique, d'un transformateur et enfin d'un réseau électrique. Selon la Fig. I.3.

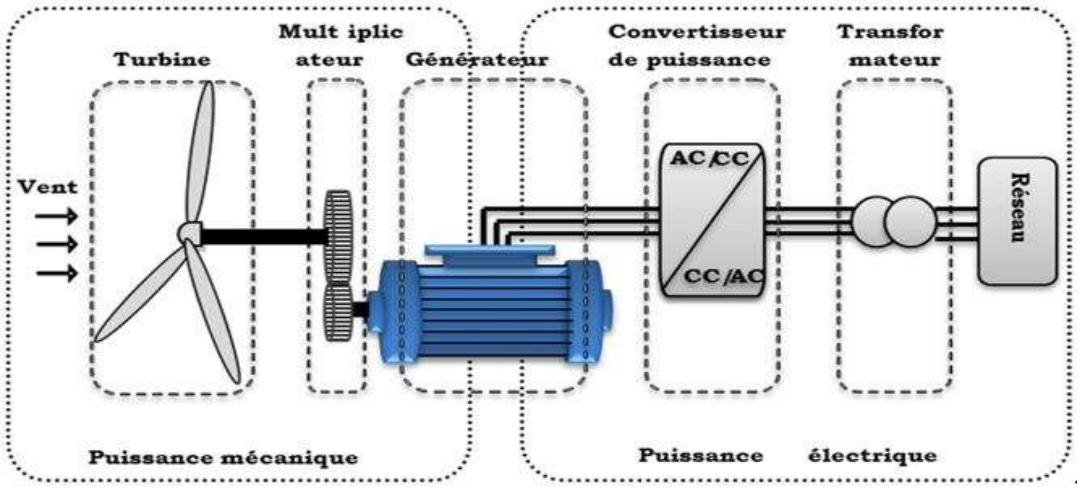


Figure. I.3. Principaux organes du système de conversion éolien [04].

L'énergie éolienne est une énergie "renouvelable" non dégradée, géographiquement diffuse, et surtout en corrélation saisonnière (l'énergie électrique est largement plus demandée en hiver et c'est souvent à cette période que la moyenne des vitesses des vents est la plus élevée). De plus, c'est une énergie qui ne produit aucun rejet atmosphérique ni déchet radioactif. Elle est toutefois aléatoire dans le temps et son captage reste assez complexe, nécessitant des mâts et des pales de grandes dimensions (jusqu'à 60m pour des éoliennes de plusieurs mégawatts) dans des zones géographiquement dégagées pour éviter les phénomènes de turbulences [01].

I.4.2.1. Historique et croissance d l'exploitions de l'énergie éolienne

Le vent, comme étant une source d'énergie traditionnelle non polluante, a été exploité depuis plusieurs siècles pour la propulsion des navires (avant 3000 ans environ), l'entrainement des moulins (environs 200000 moulins à vent en Europe vers le milieu du 19ème siècle), le pompage d'eau et le forgeage des métaux dans l'industrie. Ces dernières utilisations sont toutes basées sur la conversion de l'énergie du vent captée par des hélices en énergie mécanique exploitable, [14].

Ce n'est qu'après l'évolution de l'électricité comme forme moderne de l'énergie et les recherches successives sur les génératrices électriques, que le danois Poul La Cour a construit pour la première fois en 1891 une turbine à vent générant de l'électricité [05].

Après la fabrication du premier aérogénérateur, les ingénieurs danois ont amélioré cette technologie durant la 1ère et la 2ème guerre mondiale avec une grande échelle [14].

C'est principalement la crise pétrolière de 1974 qui relança les études et les expériences avec une échelle plus élevée, ce qui oblige plusieurs pays de commencer l'investissement pour améliorer et moderniser la technologie des aérogénérateurs. Parmi ces investissements, on cite le premier marché important de la Californie entre 1980 et 1986, notamment au début avec des turbines de moyenne puissance (55 kW), puis 144 machines (avec un total de 7 MW) en 1981 et 4687 machines d'une puissance totale de (386 MW) en 1985 [14].

Après ces années, le marché européen a réellement décollé, ce qui permet un développement important de cette industrie de l'éolienne et surtout dans des pays comme l'Allemagne, l'Espagne et le Danemark. Ces pays ont une contribution importante au marché

mondial qui atteint 10000 MW en 1998 et environ 47000 MW en 2004 avec une croissance moyenne annuelle de 7500 MW [14].

Le coût global de l'énergie nécessaire à la production d'électricité à partir du vent est maintenant concurrentiel avec les sources d'énergie traditionnelles comme les combustibles fossiles. Cette réduction du coût de l'électricité est le résultat de progrès importants de la technologie utilisée par cette industrie (amélioration des conceptions aérodynamiques, amélioration des matériaux utilisés) [02].

Actuellement, l'énergie éolienne est bien implantée parmi les autres sources d'énergie avec une croissance très forte [02].

I.4.2.2 Différents types d'éoliennes

Après ses premières utilisations à l'époque de la Perse Antique, la technologie qui permet de profiter de l'énergie du vent a évolué sous diverses formes et types de machines. La structure de base des turbines éoliennes consiste aujourd'hui en un rotor pour capter l'énergie du vent en la transformant en énergie en rotation, un système d'engrenage pour démultiplier la vitesse de rotation du rotor, une machine électrique pour convertir l'énergie mécanique en électricité. Un schéma de principe est donné à la (figure I.4.) Il existe différentes façons de classer les turbines éoliennes mais celles-ci appartiennent principalement à deux groupes selon l'orientation de leur axe de rotation : celles à axe horizontal et celles à axe vertical.

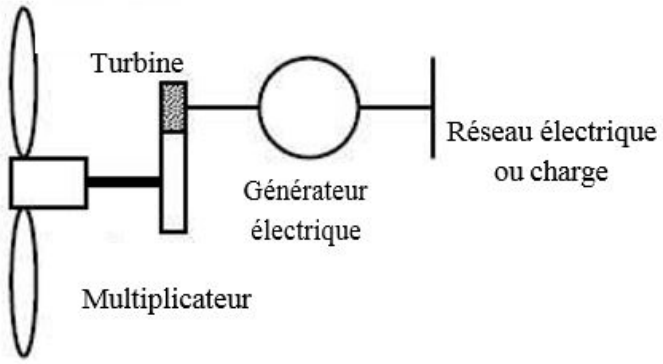


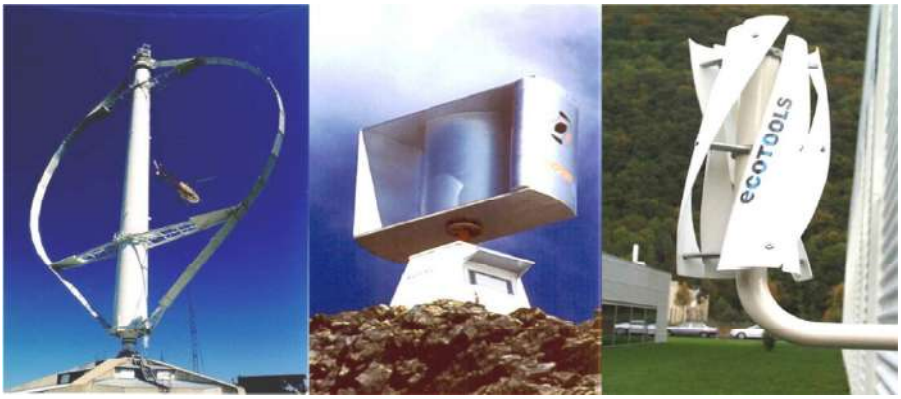
Figure I.4. Schéma de principe d'un système éolien

a. Éoliennes à axe vertical (VAWT)

L'axe de rotation d'une VAWT est vertical par rapport au sol et perpendiculaire à la direction du vent (Figure I.5.), Ce type de turbine peut recevoir le vent de n'importe quelle direction, ce qui rend inutile tout dispositif d'orientation. Le générateur et la boite

d'engrenages sont disposés au niveau du sol, ce qui est plus simple et donc économique [39]. La maintenance du système est également simplifiée dans la mesure où elle se fait au sol. Ces turbines ne disposent pas de commande d'angle de pale comme certaines.

Un inconvénient, pour certaines VAWT, est de nécessiter un dispositif auxiliaire de démarrage. D'autres VAWT utilisent la poussée (drag) plutôt que la portance aérodynamique (lift, effet qui permet à un avion de voler), ce qui se traduit par une réduction du coefficient de puissance et un moindre rendement. La majorité des VAWT tourne à faible vitesse, ce qui est très pénalisant dans les applications de génération d'électricité avec connexion au réseau public (50 ou 60 Hz) car la boite de vitesses doit permettre une importante démultiplication. Le faible rendement aérodynamique et la quantité de vent réduite qu'elles reçoivent au niveau du sol constituent les principaux handicaps des VAWT face aux HAWT [40].



Darrieus *Darrieus de type H* *Savonius*

Figure I.5. Eolienne à axe vertical

b. Éoliennes à axe horizontal (HAWT)

Les éoliennes à axe horizontal beaucoup plus largement employées, même si elles nécessitent très souvent un mécanisme d'orientation des pales, présentent un rendement aérodynamique plus élevé, démarrent de façon autonome et présentent un faible encombrement au niveau du sol [24], Une éolienne à axe horizontal est une hélice perpendiculaire au vent, montée sur un mât. La hauteur est généralement de 20m pour les petites éoliennes, et supérieure au double de la longueur d'une pale pour les modèles de grande envergure. Aujourd'hui les plus grandes éoliennes mesurent jusqu'à 180m en bout de pale avec un moyeu à 120m pour une puissance de 6MW, Il existe deux catégories d'éolienne à axe horizontal.

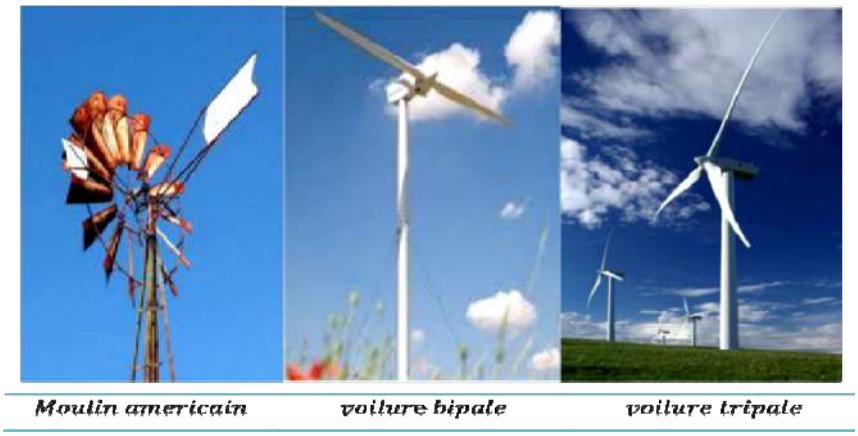


Figure I.6. Eolienne à axe horizontal

c. Éoliennes en aval

Ce sont les plus simples car leositionnement du rotor est naturel et automatique en fonction de la direction du vent. Le rotor se situe alors derrière le pylône (Figure I.7.). Cependant, comme la liaison électrique s'effectue le plus souvent par des câbles pour les aérogénérateurs de forte puissance, il faut quand même prévoir un système d'orientation permettant leur détorsion. Le grand avantage de ce montage réside dans le fait que les pales du rotor peuvent être plus flexibles, ce qui allège donc leur construction et diminue aussi la taille du pylône. Par contre, le pylône (bien qu'il soit plus petit) fait obstacle au vent et lorsque la pale passe dans l'ombre de celui-ci, elle subit une forte variation d'efforts de flexion et de rotation. Ceci augmente le risque de rupture de la pale par fatigue du matériau et génère une production fluctuante d'électricité

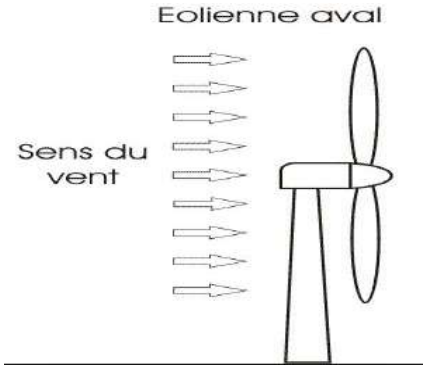


Figure I.7. Eolienne en aval

d. Éoliennes en amont

Ce sont les plus répandues. Le rotor est orienté dans la direction du vent afin que le vent en amont ne soit pas perturbé par le pylône (Figure II.5). A l'arrière du pylône, il y a en effet de fortes perturbations du vent, son écoulement étant ralenti par l'obstacle que forme le pylône.

Il en est de même devant le pylône mais dans de moindres proportions. C'est pour

cette raison que le rotor se trouve à une certaine distance du pylône. Cependant, chaque fois qu'une des pales passe devant le pylône, la puissance instantanée de l'éolienne diminue brièvement, Ce phénomène est cependant compensé par la forte inertie de l'hélice.

Les pales des éoliennes face au vent doivent être rigides pour ne pas risquer de heurter le pylône par fort vent, Ceci est l'inconvénient majeur de ce type de structure. En plus, il est obligatoire de munir l'éolienne d'un mécanisme d'orientation afin que le rotor soit toujours tourné face au vent.

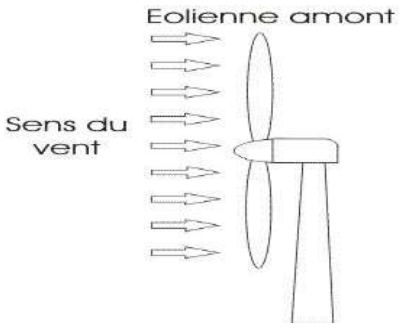


Figure I.8. Eolienne en amont

e. éolienne a vitesse fixe

Les éoliennes à vitesse fixe sont les premières à avoir été développées. Elles reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage directement couplée sur le réseau électrique (Figure II.9), Sa vitesse Ω_{mec} est alors imposée par la fréquence du réseau et par le nombre de paires de pôles de la génératrice. Cette machine est entraînée par un multiplicateur et sa vitesse est maintenue approximativement constante par un système mécanique d'orientation des pales (pitch control).

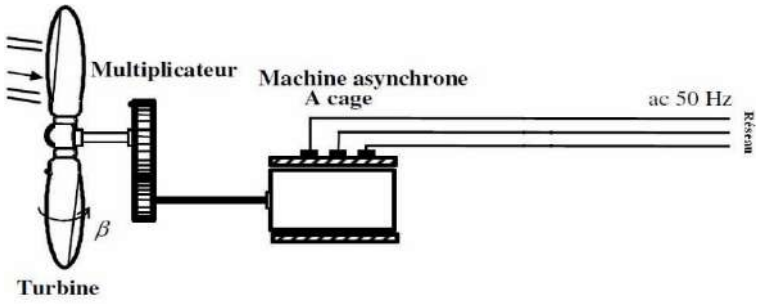


Figure II.9. Eolienne à vitesse fixe

f. éolienne a vitesse variable utilisant une MADA

Afin de maximiser la puissance convertie, la vitesse de la turbine doit donc être adaptée par rapport à la vitesse du vent. C'est pourquoi les éoliennes de forte puissance raccordées aux réseaux moyenne et haute tension fonctionnent de plus en plus fréquemment à vitesse variable. La configuration de la figure II.8, est basée sur une machine asynchrone à double alimentation (MADA). La vitesse variable est réalisée par l'intermédiaire des convertisseurs de puissance, situés au circuit rotorique [14] [18].

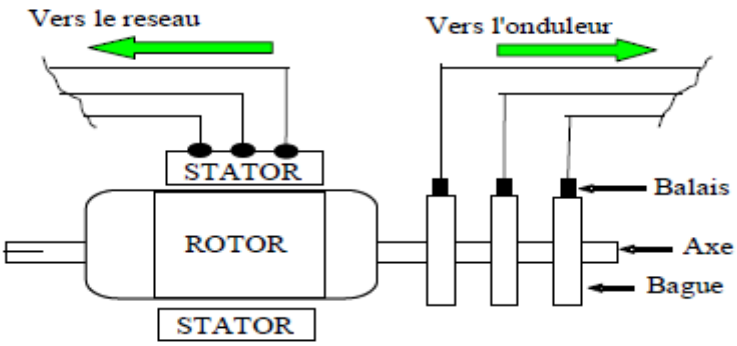


Figure I.10. Eolienne à vitesse variable basée sur une MADA

Elles augmentent la plage de fonctionnement, notamment pour les faibles vitesses de vent où le maximum de puissance est converti. Indirectement la disponibilité et la puissance générée du système sont augmentées.

I.4.2.3. les avantages et inconvénients

Avantages

- Elles nécessitent un système d'orientation des pales simplifié. En effet, la possibilité de contrôler la vitesse du générateur via le couple électromagnétique permet de réduire le rôle du système d'orientation des pales, qui interviendra essentiellement pour limiter la vitesse de la turbine et la puissance générée en présence de vitesses de vent élevées. En conséquence, pour de faibles vitesses de vent, l'angle d'orientation des pales devient fixe.

- Elles réduisent les efforts mécaniques de part le fait que lors de variations du vent, la vitesse

De la turbine est adaptée. "Élasticité" ainsi créée permet d'amoindrir l'incidence des rafales de vent sur la puissance générée pour ce domaine de fonctionnement.

- Elles réduisent le bruit lors des fonctionnements à faible puissance car la vitesse est alors lente.

Elles permettent une meilleure intégration de l'éolienne dans le réseau électrique.

- L'énergie éolienne est une énergie renouvelable inépuisable, c'est-à-dire que contrairement aux énergies fossiles, les générations futures pourront toujours en bénéficier.

- L'énergie éolienne n'est pas non plus une énergie à risque comme l'est l'énergie nucléaire et ne produit évidemment pas de déchets radioactifs dont on connaît la ténacité de la durée de vie.

- Du point de vue écologique: moins de rejet de gaz carbonique.

- Lorsque de grands parcs d'éoliennes sont installés sur des terres agricoles, seulement environ 2% du sol est requis pour les éoliennes. La surface restante est disponible pour l'exploitation agricole, l'élevage et d'autres utilisations.

- Une éolienne est en grande partie recyclable car construite en acier. Après son temps de Fonctionnement (environ 20 ans), elle est entièrement démontable.

- L'énergie éolienne crée plus d'emplois par unité d'électricité produite que n'importe quelle source d'énergie traditionnelle.

- C'est l'énergie la moins chère entre les énergies renouvelables.

- C'est une source d'énergie locale qui répond aux besoins locaux en énergie. Ainsi les pertes en lignes dues aux longs transports d'énergie sont moindres. Cette source d'énergie peut de plus stimuler l'économie locale, notamment dans les zones rurales.

- Ce type d'énergie est facilement intégré dans un système électrique existant déjà.

Inconvénients

- Degradation de l'aspect visual.

- Bruit et champs électromagnétiques des moteurs.

- L'impact sur les oiseaux: certaines études montrent que ceux-ci évitent les aérogénérateurs.

Les sites éoliens ne doivent pas être implantés sur les parcours migratoires des oiseaux, afin que ceux-ci ne se fassent pas piéger par les aéro-turbines.

- La réception des ondes hertziennes peut être perturbée, ce qui provoque une image bruitée

sur les récepteurs de télévision.

- Les parcs éoliens produisent des interférences avec les radars et en particulier avec les radars météorologiques.

I.4.2.4 Génératrices synchrones

Dans le cas des entraînements directs (sans multiplicateur mécanique), on utilise des machines synchrones (voire figure I.11). Leurs performances, notamment en terme de couple massique, sont très intéressantes lorsqu'elles ont un très grand nombre de pôles. Leur fréquence étant alors incompatible avec celle du réseau, le convertisseur de fréquence s'impose naturellement. C'est pourquoi les machines à entraînement direct sont toutes à vitesse variable.

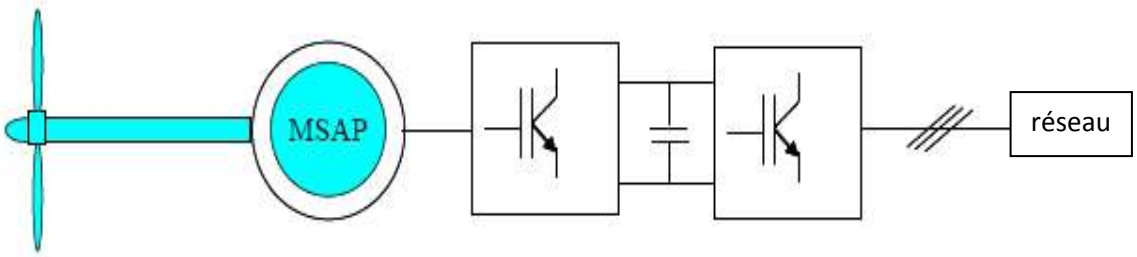


Figure I.11. Système éolien basé sur la machine synchrone à aimants permanents [15]

est possible de valoriser. L'utilisation de cette cogénération permet d'atteindre des rendements très intéressants, jusqu'à 80% dans certains cas.

Les piles à combustibles (PAC), générateurs statiques d'électricité et de chaleur. Deux technologies sont actuellement prometteuses et connaissent d'intenses efforts de R&D, D'une part les PAC à membrane polymère PEMFC (Proton Exchange Membrane Fuel Cell) fonctionnant à des températures basses comprises entre 50 et 90 °C qui sont les plus développées. Le rendement en électricité, supérieur à 80% en théorie, est supérieur à 50% en pratique. D'autre part les PAC à oxydes solides SOFC (Solid Oxyde Fuel Cell) fonctionnant à des températures supérieures à 600 °C ce qui implique un moins haut rendement mais permet de valoriser la chaleur produite en cogénération.

I.4.3. Générateur diesel

Dans le cas des installations à sources d'énergie renouvelables autonomes, il est nécessaire de recourir au stockage ou d'ajouter un ou plusieurs groupes électrogènes diesels. Dans un SEH, le générateur classique est généralement le moteur diesel directement couplé au générateur synchrone (figure I.12), La fréquence du courant alternatif à la sortie est maintenue par un gouverneur de vitesse (régulateur de vitesse) sur le moteur diesel [17]. Le gouverneur fonctionne en ajustant le flux de carburant au diesel, pour garder la vitesse du moteur et la vitesse du générateur constante. La fréquence du réseau est directement liée à la vitesse de rotation du générateur et elle est donc maintenue au niveau désiré.

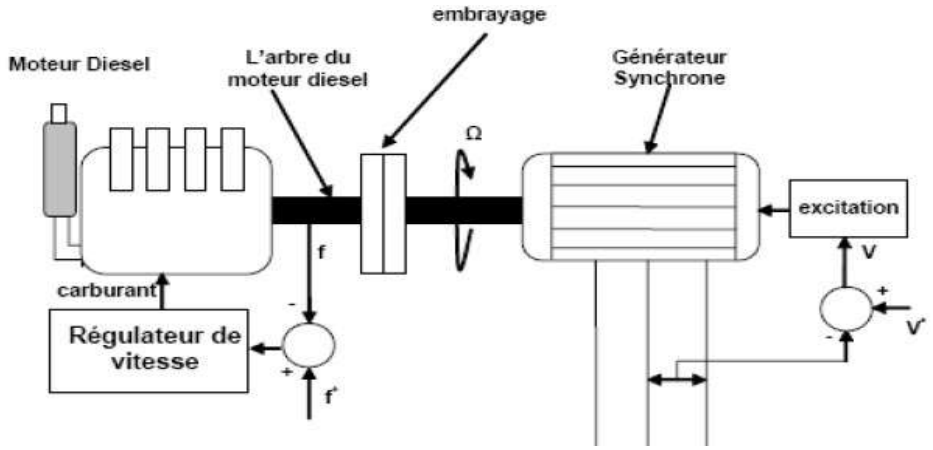


Figure I.12. Configuration du générateur diesel

Les réseaux de courant alternatif avec diesel, tout comme ceux interconnectés fournissent pour leurs charges, deux formes d'énergie : active et réactive.

Quand plusieurs générateurs diesels fournissent de l'énergie au réseau, ceux-ci sont connectés généralement à un bus à CA. Dans ce cas, un système de commande doit être utilisé pour une distribution correcte de la puissance fournie par les générateurs diesels.

I.4.4.Systèmes de stockage

Le stockage d'énergie est un facteur clef dans un système d'énergie hybride en site isolé. Dans la plupart des cas, les batteries représentent encore la technologie la plus rentable. Elles sont d'habitude du type plomb – acide. Les batteries nickel – cadmium sont rarement utilisées. La technologie des batteries plomb-acide bénéficie en effet d'avantages, tels son faible coût (par rapport à d'autres technologies) et une maturité étayée par un retour d'expérience conséquent. Cette technologie est par ailleurs largement disponible dans le commerce.

Le stockage d'énergie est souvent utilisé dans les petits systèmes hybrides à fin de pouvoir alimenter la charge pour une durée relativement longue (des heures ou même des jours). Il est parfois aussi utilisé avec les SEH connectés à des grands réseaux de courant alternatif isolés. Dans ce cas, il est utilisé pour éliminer les fluctuations de puissance à court terme [19].

L'emploi des batteries plomb-acide est sujet à des contraintes qu'il est nécessaire de respecter pour garantir son bon fonctionnement et sa longévité. Elles ne peuvent rester longtemps inutilisées sans conséquences néfastes sur leur durée de vie. Les cycles répétés de charge/décharge aléatoires doivent être évités. Leur état de charge ne doit pas atteindre de valeurs extrêmes pour éviter toute dégradation prématurée [8].

I.4.5. Système de supervision

La plupart des systèmes hybrides comportent une certaine forme de commande. Parfois, la commande est intégrée individuellement dans chaque composant du système.

Un autre type de commande plus global permet la surveillance de certains ou de tous les composants, Les fonctions spécifiques peuvent inclure la commande de démarrage et d'arrêt des générateurs diesels, l'ajustement de leurs points de fonctionnement, le chargement des batteries et la répartition de la puissance pour les différents types de charges.

I.4.6.Convertisseurs

Dans un SEH, des convertisseurs sont utilisés pour charger des batteries de stockage et pour transformer le courant continu (CC) en à courant alternatif (CA) et vice-versa. Trois types de convertisseurs sont souvent rencontrés dans les SEH : les redresseurs, les onduleurs et les hacheurs.

- Les redresseurs réalisent la conversion CA/CC, Dans le SEH, ils sont souvent utilisés pour charger des batteries à partir d'une source à CA. Ce sont des appareils relativement simples, pas chers et à bon rendement ils sont généralement monophasés ou triphasés.
- Les onduleurs convertissent le CC en CA. Ils peuvent fonctionner en autonome pour alimenter des charges à CA ou en parallèle avec des sources à CA. Les onduleurs sont autonomes lorsqu' ils imposent leur propre fréquence à la charge.
- Les hacheurs, le troisième type de convertisseurs, permettent de réaliser la conversion CC/CC pour adapter la tension entre deux sources.

I.4.7. Charges

Les charges électriques rendent utile la puissance électrique. Il existe des charges à caractère résistif et inductif. Les charges résistives incluent les ampoules à incandescence, les chauffe-eau etc. Les appareils utilisant des machines électriques sont des charges résistives et inductives. Elles sont les principaux consommateurs de puissance réactive. Les charges à CC peuvent avoir aussi des composants inductifs, mais les seuls effets introduits par ceux-ci sont les variations transitoires de tension et courant pendant les changements dans le fonctionnement du système.

I.5. Structure des systèmes de génération

En plus d'un ou plusieurs générateurs diesels (GD) et d'au moins une source d'énergie renouvelable, un SEH peut aussi incorporer un système de distribution à courant alternatif

(CA), un système de distribution à courant continu (CC), un système de stockage, des convertisseurs, des charges, des charges de délestage et une option de gestion des charges ou un system de supervision. Toutes ces composantes peuvent être connectées en différentes architectures. Celles-ci sont résumées dans la Figure I-13. Dans la plupart des cas, les systèmes hybrides classiques contiennent deux bus [20] : un bus à CC pour les sources, les charges à CC et les batteries et un bus à CA pour les générateurs à CA et le système de distribution.

Les sources d'énergie renouvelable peuvent être connectées au bus à CA ou à CC en fonction de la dimension et la configuration du système, L'interconnexion entre les deux bus peut être réalisée par l'intermédiaire de l'électronique de puissance : onduleurs/redresseurs ou convertisseurs bidirectionnels. A part la charge principale, un système hybride peut contenir aussi des charges auxiliaires (charge différée, charge optionnelle, charge de délestage) pour réaliser l'équilibre énergétique. Si la charge principale est alimentée sans interruption, les charges auxiliaires sont alimentées en énergie par ordre de priorité, seulement quand il existe un surplus d'énergie. Ainsi, dans un SEH avec des batteries de stockage et charges auxiliaires, s'il existe un excès d'énergie (venant des sources d'énergie renouvelable et des diesels), celui- ci passera d'abord dans les batteries et ensuite, il sera utilisé pour alimenter les autres charges auxiliaires en fonction

de leur priorité. Dans un tel système, les batteries de stockage jouent un double rôle : charge et source.

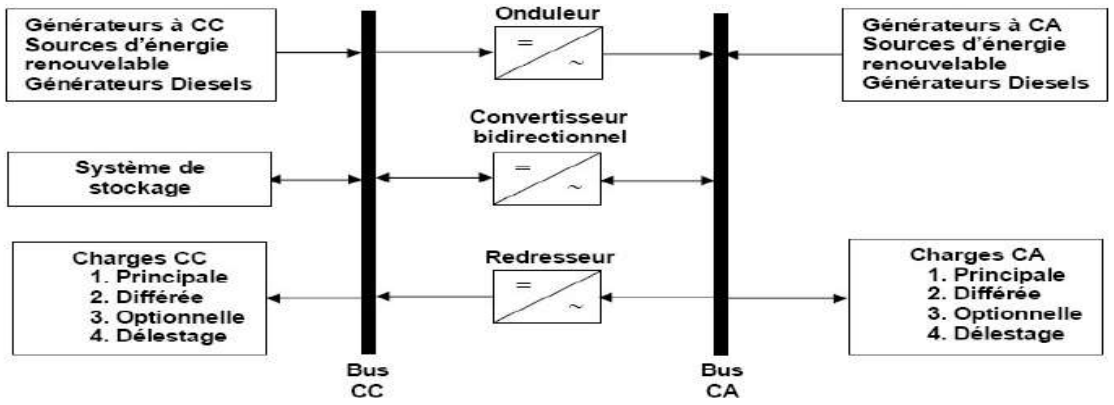


Figure I.13. Architecture des SEH

I.5.1 Les systèmes autonomes et isolés

On peut potentiellement envisager l'utilisation d'un système d'énergie hybride via des alternatives énergétiques possédant les même propriétés que les hydrocarbures tel que : Les énergies renouvelable pour tout système nécessitant de l'énergie. Néanmoins, aujourd'hui, la mise en application de ce type de systèmes reste encore limitée aux sites

isolés, Il reste à fournir d'importants efforts de recherche et de développement afin de démontrer leur viabilité et d'identifier des applications bien adaptées à leur utilisation. Des recherches sont en cours pour améliorer le coût et le rendement des composants du système (rendement des panneaux solaires, des aérogénérateurs, convertisseurs, etc.), On recense à l'heure actuelle de nombreux projets de réalisation de systèmes électriques, intégrant entre autres, des sources renouvelables et un stockage d'énergie via batteries de stockage et hydrogène, installation isolée.

I.5.2. Exemples de topologies de systèmes hybrides

Nous présentons ici une rapide synthèse des études de quelques topologies possibles pour un système hybride, qui ont été réalisées et qui nous ont conduits à l'étude de ces systèmes.

Quelques exemples, habituellement utilisés à l'échelle industrielle, d'architectures de chaînes de conversion d'énergie sont donnés en association avec différents types de génératrices. Dans les limites de nos travaux, nous nous sommes intéressés à des systèmes hybrides de petite puissance

I.5.2.1. Solaire-éolien, batteries de stockage

Fréquemment rencontrée dans les pays développés : alternative au réseau et dans les pays en voie de développement électrification rurale

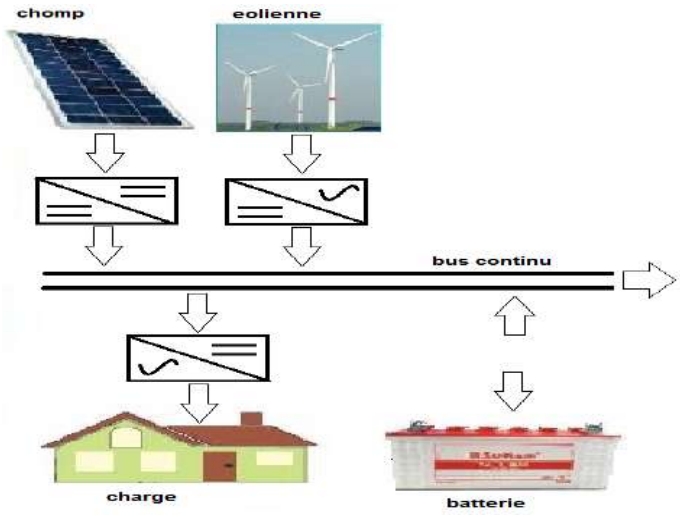


Figure I.14. Solaire-éolien, stockage à batteries, [21]

I.5.2.2. Solaire-éolien, batteries de stockage et hydrogène,

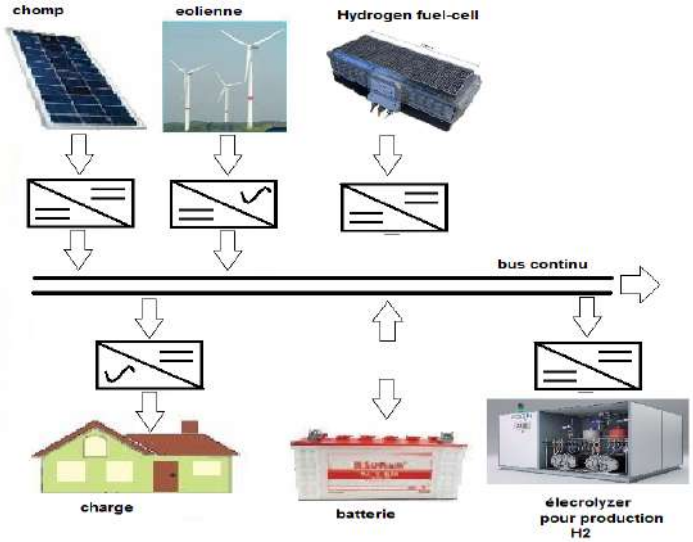


Figure I.15. Solaire-éolien, batteries de stockage et hydrogène, [22]

I.5.2.3. Eolien-diesel, stockage à hydrogène,

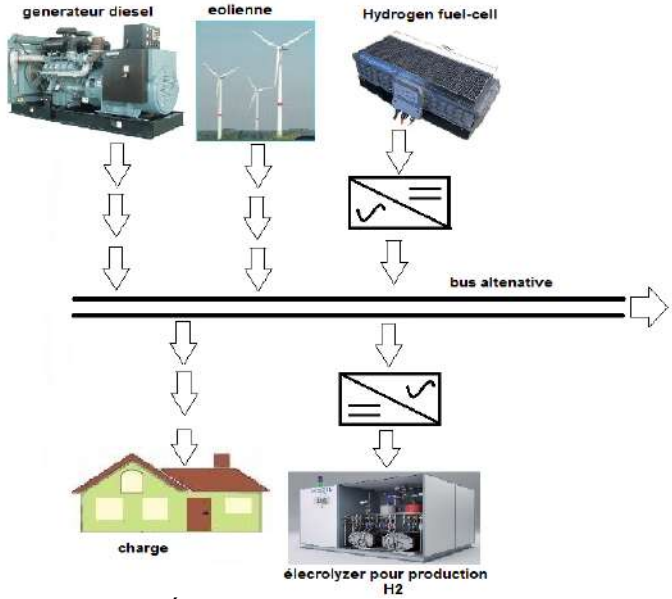


Figure I.16. Éolien-diesel, stockage à hydrogène, [25]

On a présenté un aperçu des topologies des systèmes hybrides les plus répandues, Les figures (I.14 ; I.15 ; I.16) montrent les diagrammes schématiques de quelques exemples des types de systèmes hybrides.

L'analyse des divers systèmes présents en littérature montre un schéma (modèle) général de système hybride, avec des types différents de convertisseurs nécessaires

CA/CC – CC/CC, unidirectionnel – bidirectionnel, différents niveaux de tensions et courants ainsi que des systèmes de contrôle différents.

I.6. Configuration de bus dans les systèmes hybrides

Les générateurs électriques d'un SEH peuvent être connectés en différentes configurations. Ces configurations constituées par des sources d'énergies renouvelables, des batteries et des générateurs diesels se résument en trois types :

Architecture à Bus CC (bus à courant continu) et architecture à Bus CC-CA (la connexion mixte, bus à CA et bus à CC) [26], architecture à Bus CA (bus à courant alternatif) [27]. Nous présenterons ci-après, une description ainsi que les avantages et les inconvénients de chaque configuration.

I.6.1. Architecture à bus à CC

Cette technologie est née du besoin de coupler des consommateurs CA (plage de puissance moyenne) avec des générateurs CC et, de plus, de charger la batterie du côté CC par le biais d'un groupe électrogène (à ce propos, voir la figure I.17.).

Ces configurations d'installation servent à l'alimentation de consommateurs éloignés (par ex. petites entreprises ou fermes). La plage de puissance globale est située entre 1 et 5 kW, la tension CC allant de 12 à 48 V.

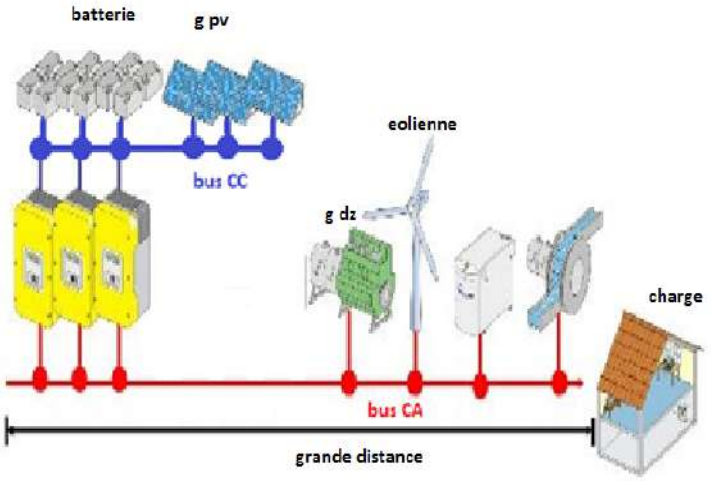


Figure I.17. Petits systèmes de puissance CA avec composants couplés du côté CC [28]

Un couplage CC (toute l'énergie converge vers un bus CC)[29][30].

Dans le système hybride présenté dans la (figure I-20), la puissance fournie par chaque source est centralisée sur un bus à CC. Ainsi, les systèmes de conversion d'énergie à CA fournissent d'abord leur puissance à un redresseur pour être convertie en CC. Le ou les générateur(s) diesel(s) sont connectés en série avec l'onduleur pour alimenter les charges à CA, Les générateurs diesels ne peuvent donc pas alimenter les charges à CA directement. L'onduleur doit alimenter les charges à CA à partir du bus à CC et doit suivre la consigne

fixée pour l'amplitude et la fréquence [31], Les batteries et l'onduleur sont dimensionnés pour alimenter des pics de charge, alors que le générateur diesel est dimensionné pour alimenter les pics de charge et les batteries en même temps. La puissance délivrée peut être contrôlée par la commande du courant d'excitation de la partie électrique du générateur diesel ou en incorporant un régulateur de charge dans les sources d'énergie renouvelable. Les avantages et les désavantages d'un tel système sont présentés ci-après.

- *Avantages*

- La connexion de toutes les sources sur un bus à CC simplifie le système de commande.
- Le générateur diesel peut être dimensionné de façon optimale, c'est-à-dire de sorte à fonctionner à puissance nominale pendant le processus de chargement des batteries jusqu'à un état de charge de 75-85 %.

- *inconvénients*

- Le rendement de l'ensemble du système est faible, parce qu'une certaine quantité d'énergie est perdue à cause des batteries et des pertes dans les convertisseurs.
- Les générateurs diesels ne peuvent pas alimenter directement la charge, l'onduleur doit donc être dimensionné pour assurer le pic de charge.

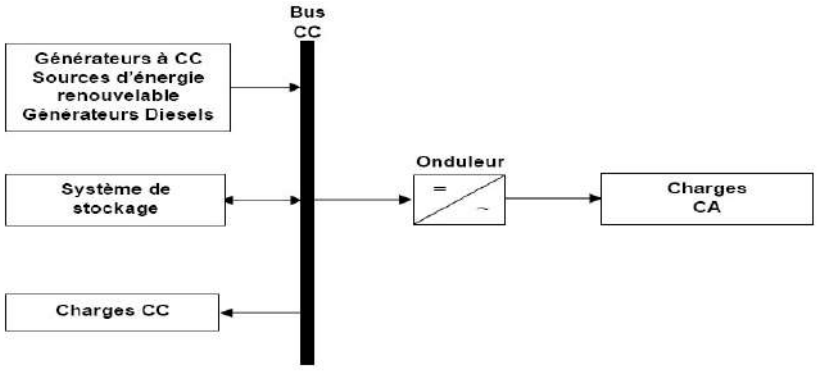


Figure I.18. Configuration du SEH à bus CC

I.6.2. Architecture mixte à bus à CC/CA

La configuration à deux bus, à CC et à CA, est présentée dans la (figure I-19), Celle-ci a des performances supérieures par rapport à la configuration antérieure (un couplage CC). Dans cette configuration, les sources d'énergie renouvelable et les générateurs diesels peuvent alimenter une partie de la charge à CA directement, ce qui permet d'augmenter le rendement du système et de réduire la puissance nominale du GD et de l'onduleur, Le ou les générateur(s) diesel(s) et l'onduleur peuvent fonctionner en autonome ou en parallèle en synchronisant leurs tensions en sortie. Les convertisseurs situés entre les deux bus (le

redresseur et l'onduleur) peuvent être remplacés par un convertisseur bidirectionnel, qui, en fonctionnement normal, réalise la conversion CC/CA (fonctionnement onduleur) [32], [33], Quand il y a un surplus d'énergie de la part du générateur diesel, il peut aussi charger les batteries (fonctionner en redresseur).

L'onduleur bidirectionnel peut alimenter les pics de charge quand le générateur diesel est surchargé.

Pour les systèmes hybrides ayant une puissance en-dessous de 100 kW, la connexion mixte, bus à CA et bus à CC, avec des batteries de stockage, est très répandue [34] [35].

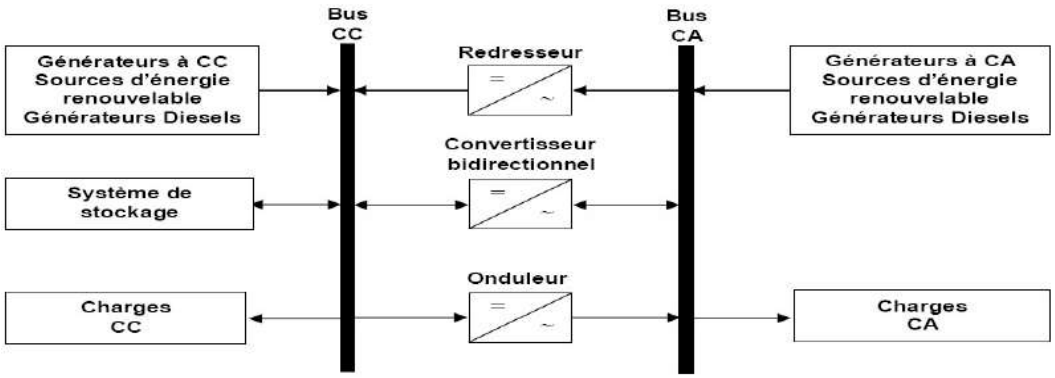


Figure I.19. Configuration du SEH à deux bus à CC et à CA

- *Avantages*

- Le GD et l'onduleur peuvent fonctionner en autonome ou en parallèle. Quand le niveau de la charge est bas, l'un ou l'autre peut générer le nécessaire d'énergie. Cependant, les deux sources peuvent fonctionner en parallèle pendant les pics de charge.
- La possibilité de réduire la puissance nominale du GD et de l'onduleur sans affecter la capacité du système d'alimenter les pics de charge.

- *Inconvénients*

- La réalisation de ce système est relativement compliquée à cause du fonctionnement parallèle (l'onduleur doit être capable de fonctionner en autonome et non-autonome en synchronisant les tensions en sortie avec les tensions en sortie du GD).

I.6.3. Configuration de bus CA

De nouvelles approches sont proposées pour améliorer la modularité par un couplage CA (toute l'énergie converge vers un même bus CA) [36][37]. Toutes les sources de productions sont reliées au bus AC via des convertisseurs sauf le générateur diesel qui peut

fixer la fréquence de bus.

- *L'aspect pratique de la configuration de bus exclusivement CA.*

Un couplage de tous les consommateurs et de tous les générateurs du côté CA (voir figure I.20.) permet désormais de réaliser des systèmes flexibles constitués de composants modulaires. En fonction de l'application et des sources d'énergie disponibles, il est possible d'intégrer différentes sources énergétiques, aussi bien renouvelables que conventionnelles. Le système peut en outre être élargi en toute simplicité par ajout de composants ou de générateurs électriques pour répondre à des besoins en énergie croissants.

Ces structures peuvent être utilisées pour l'alimentation de tous les consommateurs électriques, y compris dans les régions rurales des pays en voie de développement et des

pays nouvellement industrialisés dans lesquels l'électricité, l'approvisionnement en eau et la purification de l'eau potable sont des besoins vitaux.

L'ingénierie des systèmes modulaires avec couplage du côté CA a été développée pour la première fois par l'Institut national de l'énergie solaire (ISET, Université de Kassel) et par l'entreprise SMA Technologie AG.

L'utilisation du courant alternatif présente plusieurs avantages et inconvénients :

- *Avantages*

- Un découplage des différentes sources de production, ce qui permet d'agir de façon assez indépendante les unes sur les autres .
- Le générateur diesel peut fixer la tension et la fréquence de bus (AC).
- Capacité d'augmenter et de réduire la tension à l'aide d'un simple dispositif passif (transformateur);
- Appareillage de connexion bon marché et disponible facilement;
- Les circuits triphasés produisent un champ magnétique rotatif permettant des moteurs compacts et efficaces;
- La fréquence peut être utilisée comme moyen de contrôle (dérive de fréquence) [38].

- *Inconvénients*

- Le rendement de l'ensemble du système est faible, parce qu'une certaine quantité d'énergie est perdue à cause des batteries et des pertes dans les convertisseurs .
- La connexion de toutes les sources sur un bus à CA complique le système de commande

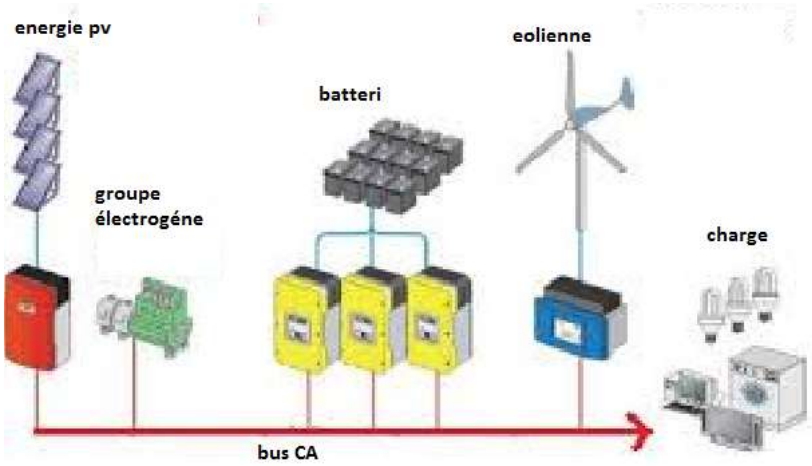


Figure I.20. Configuration de bus CA

I.7. Commande des SEH

Le problème principal dans la commande de SEH est de pouvoir fournir l'énergie demandée par la charge, malgré les grandes variations de l'énergie produite, tout en maintenant la fréquence et la tension du bus à CA dans des limites acceptables. Les variations de la production sont causées par la nature stochastique des ressources renouvelables.

Deux aspects principaux doivent être pris en compte dans la commande du SEH :

1. La stratégie de fonctionnement, qui implique des décisions liées au flux d'énergie à l'échelle de plusieurs heures ou jours et des actions pour améliorer le fonctionnement du système,

2. La qualité de l'énergie, à l'échelle des secondes ou millisecondes. Cela concerne la stabilité de la fréquence et de la tension, les protections, etc.

I.8. Stratégie de fonctionnement

La stratégie de fonctionnement est un algorithme qui permet au système de supervision d'un SEH de décider combien et quels générateurs il faut mettre en marche, quelles charges sont connectées et comment utiliser le stockage, si disponible [13] [17].

Le fonctionnement d'un SEH dépend des paramètres suivants :

- Le profil de charge : les variations diurnes, les variations saisonnières, les pics et les creux, etc.
- Les caractéristiques des ressources renouvelables : les valeurs moyennes, l'écart type, la fréquence des événements, les valeurs extrêmes, les variations diurnes et saisonnières, etc,

- Les caractéristiques des générateurs classiques : le type de carburant, les limites de fonctionnement, etc.
- La configuration du système : le nombre et les types de composants (les sources d'énergie renouvelable, les sources classiques, les charges contrôlables, les types de stockage, les convertisseurs de puissance, etc.)
- Les normes de qualité de l'énergie :
  les exigences en ce qui concerne les variations de la fréquence et de la tension.

Par conséquent, certaines stratégies de fonctionnement peuvent être plus efficaces dans des applications particulières, en fonction des objectifs du système et les caractéristiques présentées ci-dessus. Une brève description de quelques stratégies de fonctionnement est donnée ci-après.

I.9. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une description générale des systèmes hybrides.

Tous les composants ont été introduits afin de permettre une bonne compréhension du fonctionnement des systèmes.

Afin de faciliter la conception, nous avons aussi mis en valeur les avantages, les inconvénients et les limites d'utilisation des ces systèmes.

Chapitre II

Modélisation de générateur photovoltaïque et batterie

II.1. Introduction

L'énergie solaire est la source d'énergie la plus abondante parmi les énergies renouvelables. L'électricité photovoltaïque est obtenue par transformation directe de la lumière des rayonnements solaires en électricité, au moyen de cellules photovoltaïque.

Nous nous intéressons dans ce chapitre à la conversion photovoltaïque ; dans un premier temps, nous décrirons brièvement la structure et le fonctionnement des cellules et des générateurs photovoltaïques (GPV) ; dans un environnement *Matlab Simulink.* Ainsi, nous étudierons l'influence des paramètres météorologiques (Température et Eclairement) et des paramètres internes (résistances série et shunt) sur le comportement électrique d'une cellule solaire. Deux modèles de GPV seront abordées dans ce chapitre, à savoir, le modèle à une seule exponentielle et le modèle à deux exponentielles.

II.2. Cellules photovoltaïques

Les cellules photovoltaïques sont des dispositifs à semi-conducteurs, elles sont généralement faites du silicium sous ses différentes formes. Elles ne mettent en œuvre aucun fluide et ne contiennent pas de substances corrosives, ni aucune pièce mobile. Elles produisent de l'électricité du moment qu'elles sont exposées au rayonnement solaire. Elles ne nécessitent pratiquement aucun entretien ; elles ne polluent pas et ne produisent aucun bruit. Les cellules photovoltaïques sont donc la façon la plus sûre et la plus écologique de produire de l'énergie.

Plusieurs technologies ont vu le jour; chacune propose un type de cellule avec un rendement et un coût qui lui est propre.

- *Les cellules monocristallines* : la technologie monocristalline propose des cellules industrielles à base de silicium massif monocristallin avec un rendement de 12 à 18%. Cette technologie soufre d'un coût de fabrication élevé dû principalement à la qualité du matériau.

- *Les cellules poly-cristallines :* la technologie poly-cristalline propose des cellules moins coûteuses, à base de silicium massif poly-cristallin, avec un rendement variant entre 11 et 13%. La technologie couches minces consiste à déposer une couche mince de semi-conducteur sur des substrats à bas coût : silicium métallurgique (peu purifié), plaques de verre, métal…etc. Le rendement reste cependant inférieur à 10%.

- *Les cellules amorphes :* ont un coût de production bien plus bas, mais malheureusement leur rendement n'est que 8 à 10%. Cette technologie permet d'utiliser des couches très minces de silicium. Elles sont utilisées le plus souvent dans les petits produits de consommation comme les calculatrices et les montres, mais aussi plus récemment sur les grandes surfaces utilisées pour la couverture des toits

II.2.1. Structure d'une cellule photovoltaïque

La structure de base d'une cellule PV est une jonction PN (Figure I.1) constituée de la manière suivante : un cristal semi-conducteur dopé P est recouvert d'une zone mince dopée N (quelques millièmes de mm). Entre les deux zones se développe une jonction. La zone N est couverte par une grille métallique qui sert de cathode, tandis qu'une plaque métallique (contact arrière) recouvre l'autre face du cristal et joue le rôle d'anode. L'épaisseur totale du cristal est de l'ordre du millimètre.

Il est à noter que les cellules photovoltaïques peuvent être réalisées à partir des diodes Schottky (métal déposé sur un semi-conducteur de type P ou N). Réciproquement, le

fonctionnement d'une jonction P-N (dont le semi-conducteur de type P est fortement dopé) est analogue à celui d'une diode Schottky.

Un rayon lumineux frappe le dispositif peut pénétrer dans le cristal à travers la grille et provoquer l'apparition d'une tension entre la cathode et l'anode. Le dessus et le dessous de la cellule doivent alors être recouverts de contacts métalliques pour collecter l'électricité générée.

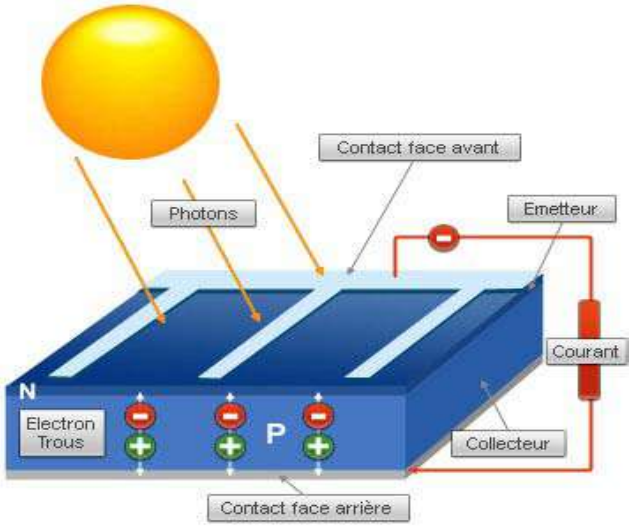


Figure II-1: *Structure d'une cellule photovoltaïque au silicium (jonction P-N).*

II.2.2. Principe de fonctionnement

Le phénomène de conversion photovoltaïque est dû à la variation de la conductivité d'un matériau sous l'effet de la lumière, selon le concept décrit ci-après, Son principe réside en une collision des photons incidents (flux lumineux) avec les électrons libres et les électrons de valence en leur communiquant une énergie de photon ($W_{ph} = h_p \frac{c}{\lambda_{ph}}$) avec λ_{ph} représente la longueur d'onde, h_p constante de Planck et c la vitesse de la lumière. Si cette énergie est supérieure ou égale à l'énergie de gap (W_g) de ce semi-conducteur, l'électron passe de la bande de valence B_V à la bande de conduction B_C en laissant un trou derrière, d'où l'apparition des paires électron-trou dans la jonction[41]. Donc toute particule minoritaire prés de la jonction a une probabilité très forte pour la traverser et la jonction s'oppose uniquement au passage des porteurs majoritaires.

Lorsqu'un matériau est exposé à la lumière du soleil, les atomes exposés au rayonnement sont " bombardés " par les photons constituant la lumière; sous l'action de ce bombardement, les électrons de valence ont tendance à être " arrachés / décrochés: si l'électron revient à son état initial, l'agitation de l'électron se traduit par un échauffement du matériau. L'énergie cinétique du photon est transformée en énergie thermique.

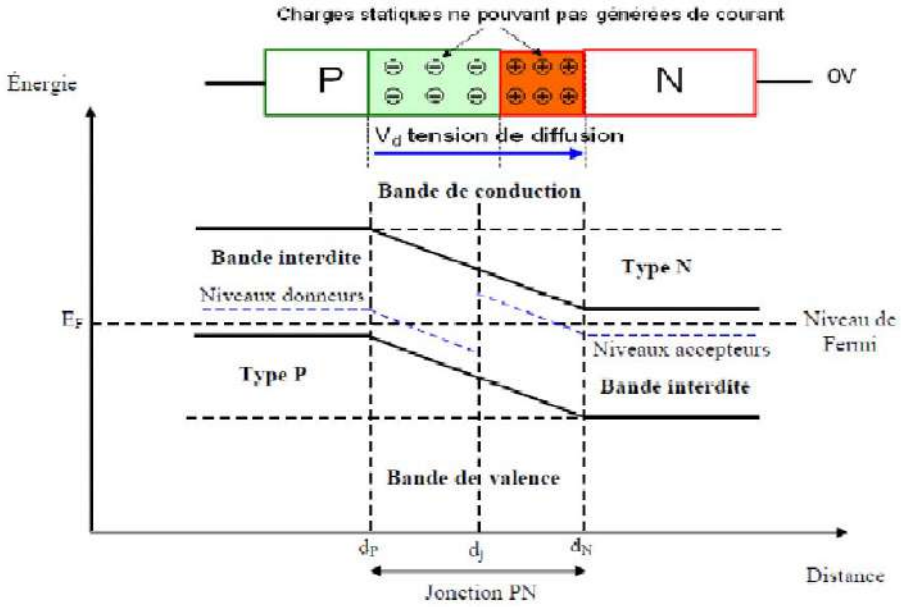


Figure II.2: Diagramme de bandes d'énergie au voisinage de la jonction P-N.

Par contre, dans les cellules photovoltaïques, une partie des électrons ne revient pas à son état initial. Les électrons " décrochés " créent une tension électrique continue faible. Une partie de l'énergie cinétique des photons est ainsi directement transformée en énergie électrique, c'est l'effet photovoltaïque.

II.3. Regroupement des cellules

II.3.1. Regroupement en série (modules)

Une association de (Ns) cellule en série figure (II.4) permet d'augmenter la tension du générateur photovoltaïque. Les cellules sont alors traversées par le même courant et la caractéristique résultant du groupement série est obtenues par addition des tensions élémentaires de chaque cellule. L'équation résume les caractéristique électriques d'une association série de (Ns) cellules [41].

$$Vco=Ns*Vso \quad ; Icc=Ic \tag{II-1}$$

Icc: courant de court circuit de Ns cellules en série.
Vco: la somme des tensions en circuit ouvert de Ns cellules en serie

La puissance des modules PV s'exprime en Watts-crête (Wc) ou en Watts-peak (Wp). Cette dernière représente la puissance que peut fournir un module lorsqu'il est fermé sur sa charge nominale (optimale), sous les conditions standards de fonctionnement, [42,43,44].

II.3.2. Regroupement des modules en série ou en parallèle (Les champ)

Une association parallèle de (NP) cellule figure (II.4) est possible et permet d'accroitre le courant de sortie du générateur ainsi créé. Dans un groupement de cellules identiques connectées en parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et la caractéristique résultante du groupement est obtenue par addition des courants [42].

; Icc= Ns*Ic (II-2)

Icc : la somme des courants en circuit ouvert de Ns cellules en série
Vco : la tension en circuit ouvert de Np cellules en parallèle

L'association série et parallèle de plusieurs modules permet de réaliser un panneau photovoltaïque.

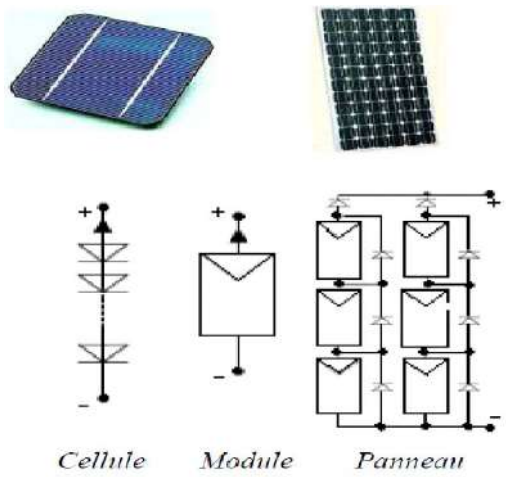


Figure II-3 : Cellule, module et panneaux photovoltaïque.

On utilise généralement ce type d'association pour en tirer une tension importante puisque l'association en série des photopiles délivre une tension égale à la somme des tensions individuelles et un courant égal à celui d'une seule cellule. La caractéristique d'un groupement de deux modules solaires est représentée ci-dessous, ce qui peut être généralisé sur une gamme de Ns modules solaires en série. Ce genre de groupement augmente le courant.

Afin d'obtenir des puissances de quelques kW, sous une tension convenable, il est nécessaire d'associer les modules en panneaux et de monter les panneaux en rangées de panneaux série et parallèle pour former ce que l'on appelle un générateur photovoltaïque [7].

Plusieurs panneaux qui sont regroupés dans une centrale solaire photovoltaïque sont appelés champ photovoltaïque ou générateur photovoltaïque GPV.



Figure II-4 : Champ photovoltaïque.

La plupart des panneaux PV commerciaux sont constitués par des sous-réseaux de cellules tels qu'il est décrit plus haut. Le nombre de cellules par sous-réseaux est le fruit d'un compromis économique entre protection et pertes d'une partie importante du GPV en cas de

défaut partiel. .
Leurs performances sont données dans des conditions normalisées STC (tests d'étanchéité, résistance mécanique, variations de température, …, selon les normes IEC 61215 et IEC 61646) : un spectre AM1,5 sous un éclairement de 1000 [W/m2] et une température de la cellule de 25 [°C], à ne pas confondre avec les conditions nominales, qui sont un éclairement de 800 [W/m2], une température ambiante de 20 [°C] et une vitesse du vent égale à 1 [m/s] [43]. Les modules les plus courants sont composés de 36 à 96 cellules ;

Un module de 12V nominal est composé par la mise en série de 36 cellules cristallines. Ces cellules sont protégées par une enveloppe supérieure et inférieure.

II.4. Modélisation d'une cellule photovoltaïque

L'objectif, est d'obtenir la caractéristique de la puissance fournie au bus continu, P_{PV}, en fonction des conditions météorologiques et électriques, c'est-à-dire l'éclairement dans le plan des panneaux, leur température ainsi que le niveau de tension du bus continu.

II.4.1. Modélisation d'une cellule photovoltaïque à une seule diode

Nous souhaitons obtenir les caractéristiques tension/courant et tension/puissance et déterminer la puissance maximale que peuvent fournir chacun des deux groups de panneaux, pour un ensoleillement et une température donnés. Un travail de comparaison, en terme de simplicité, de temps de calcul et de précision a été effectué en [45] et sa nous a permis de choisir le model a une diode pour notre modélisation.

Il a également été constaté que, les modèles sont très bons pour des ensoleillements supérieurs a la centaine de Watts par mètre carré et que les erreurs n'excédent pas 6% pour des ensoleillements plus faibles.

II.4.1.1. Modèle électrique d'une cellule photovoltaïque à une diode :

Le modèle d'une cellule à une diode est caractérisé par son schéma électrique équivalent. La source de courant modélise la convection du rayonnement solaire en énergie électrique, la résistance shunt R_{sh} représente l'état de la surface à la périphérie de la cellule, la résistance série R_s correspond au diverses résistance de contact et de connexion réalises sur une cellule et la diode en parallèle modélise la jonction PN. Ces deux résistances représentent les différentes pertes au niveau d'une cellule.

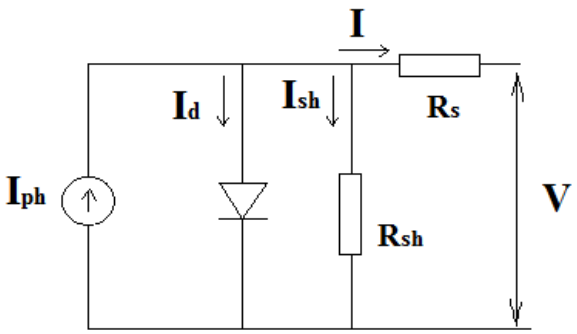


Figure II-5: Schéma équivalent d'un cellule photovoltaïque à une diode

II.4.1.2. Modèle mathématique d'une cellule photovoltaïque à une diode :

Le modèle mathématique est donné par l'équation suivante :

$$I = Iph - Id - Ish \quad \text{(II-3)}$$

$$I = I_{ph} - I_0 \left[\exp\left(\frac{q(V + R_s I)}{N_{cs}.Gamma.k.T_C}\right) - 1\right] - \frac{V - R_s.I}{R_{sh}} \quad \text{(II-4)}$$

Telle que :
I : Courant fourni par la cellule photovoltaïque (A).

V : Tension aux bornes de la cellule (V).

I_{ph} : Photo-courant, proportionnelle à l'irradiation G, avec une correction en fonction de T_C (A).

$$I_{ph} = [\, I_{ph\,ref} - \mu_{I_{sc}}(T_C - T_{C\,ref})]\frac{G}{G_{ref}} \quad \text{(II-5)}$$

G et G_{ref} : Irradiation efficace et référence (W / m²).
T_C et $T_{C\ ref}$: Température de la cellule efficace et de la référence (° K).
$\mu_{I_{sc}}$= Coefficient de température du courant photoélectrique (ou court-circuit).
Io = Courant de saturation inverse, en fonction de la température (A)

$$I_0 = I_{0\,ref}.\left(\frac{T_C}{T_{C\,ref}}\right)^3 .exp\left(\frac{q.E_g}{Gamma.k} \times \left(\frac{1}{T_{C\,ref}} - \frac{1}{T_C}\right)\right) \quad \text{(II-6)}$$

Rs = Résistance série (ohm).
Rsh = Résistance du shunt (ohm).
q = La charge de l'électron = $1{,}6\times10^{-19}$ Coulomb.
k = constante de Boltzmann = $1{,}38\times10^{-23}$ J / K.
Gamma : Le facteur de qualité de la diode, normalement entre 1 et 2.
N_{CS} = Nombre de cellules en série.

II.4.2. Modélisation d'une cellule photovoltaïque à deux diodes

II.4.2.1. Modèle électrique d'une cellule photovoltaïque à deux diodes:

C'est le modèle qui décrit le mieux la caractéristique courant-tension d'une cellule photovoltaïque (Figure I.23) , trois mécanismes essentiels sont pris en compte [18][67][103] :

- ✓ Le mécanisme de recombinaisons dans les régions quasi-neutres, modélisé par un terme exponentiel I_{d1} comportant un courant de saturation I_{S1}.
- ✓ Le mécanisme de recombinaisons dans la zone de charge d'espace, représenté par un terme exponentiel I_{d2} comportant un courant de saturation inverse I_{S2}.
- ✓ Le troisième mécanisme pris en compte est l'effet Joule qui se traduit par des

pertes d'énergie dans les résistances série R_S et shunt R_{sh}.

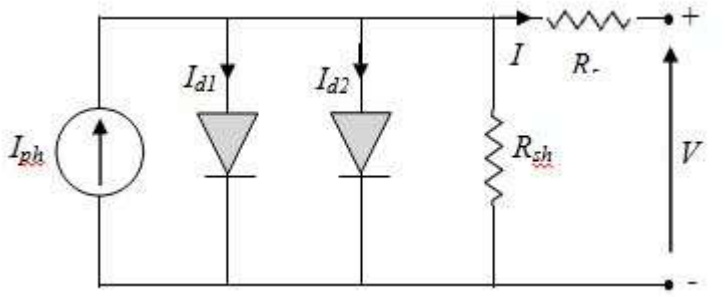


Figure II.6. Schéma électrique équivalent du modèle à deux exponentielles de la cellule solaire.

II.4.2.2. Modèle mathématique d'une cellule photovoltaïque à deux diodes :

Le modèle mathématique est donné par l'équation suivante :

$$I = I_{ph} - I_{d1} - I_{d2} - I_{sh} \tag{II-7}$$

$$I = I_{ph} - I_{01}\left[\exp\left(\frac{q(V+R_sI)}{N_{cs}.Gamma.k.T_C}\right)-1\right] - I_{02}\left[\exp\left(\frac{q(V+R_sI)}{N_{cs}.Gamma.k.T_C}\right)-1\right] - \frac{V-R_s.I}{R_{sh}} \tag{II-8}$$

I : Courant fourni par le module de (A).
V : Tension aux bornes du module (V).
I_{ph} : Photo-courant, proportionnelle à l'irradiation G, avec une correction en fonction de T_C (A).

$$I_{ph} = [\, I_{ph\,ref} - \mu_{I_{sc}}(T_C - T_{C\,ref})]\frac{G}{G_{ref}} \tag{II-9}$$

$$I_{ph} = [1 + (T_C\text{-}T_{C\,ref}).5.10^{-4}]\frac{G}{G_{ref}} * I_{ph\,ref} \tag{II-10}$$

G et G_{ref} = Irradiation efficace et de référence (W / m²).
T_C et $T_{C\,ref}$ = Température de cellule efficace et de référence (° K).
$\mu_{I_{sc}}$ = Coefficient de température du courant photoélectrique (ou court-circuit).
Io = Courant de saturation inverse, en fonction de la température (A)

$$I_{01} = K1.(Tc)^3.exp\left(\frac{.E_g}{T_c\ k}\right) \tag{II-11}$$

$$I_{01} = K2.(Tc)^{2.5}.exp\left(\frac{.E_g}{T_c\ k}\right) \tag{II-12}$$

$K1 = 1.2\frac{A}{m^2}.k^3$; $K2 = 2{,}9.10^5\frac{A}{m^2}.k^{5/2}$

k = constante de boltzman.

II.5. Modélisation d'un générateur (champ) photovoltaïque (GPV)

II.5.1. Modélisation d'un générateur (champ) photovoltaïque à une seule diode

II.5.1.1. Modèle électrique d'un champ photovoltaïque à une diode :

Chaque group de panneau est une association série/parallèle de $N_S.N_P$ panneau élémentaires. Si touts les panneaux sont identiques et fonctionnent dans les mêmes conditions, nous obtenons le GPV suivant :

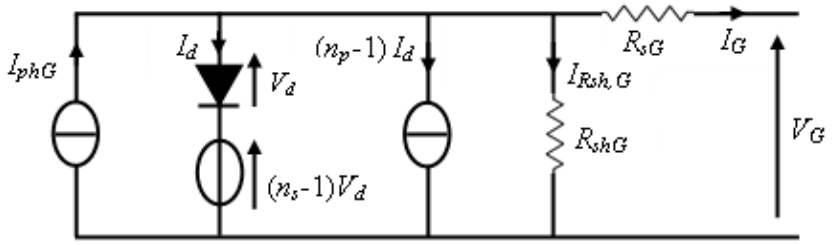


Figure II-7: *Schéma électrique équivalent d'un groupe de panneaux, modèle 1diode*

II.5.1.2. Modèle mathématique d'un champ photovoltaïque à une diode :

Nous adoptons dans ce qui suit, les notations suivantes :

$$I' = N_{pp} \times I \qquad V' = N_{ps} \times V \qquad R'_S = \frac{N_{ps}}{N_{pp}} R_S \qquad R'_P = \frac{N_{ps}}{N_{pp}} R_P$$

Nous obtenons, une fonction implicite de la forme :

$$I' = N_{pp}.I_{ph} - N_{pp}.I_0 \left[\exp\left(\frac{q(V' + R'_s I')}{N_{ps}.N_{cs}.Gamma.k.T_C}\right) - 1\right] - \frac{V' - R'_s.I'}{R'_{sh}} \qquad \text{(II-13)}$$

II.5.1.3. Paramètres externes :

Ce sont des paramètres pouvant être détermines à partir des courbes I(V) ou de l'équation caractéristique . Les plus usuels sons les suivants [45] :

- *Courant de court-circuit I_{cc}*

C'est le courant pour lequel la tension aux bornes de la cellule ou du générateur PV est nulle. Dans le cas idéal (R_s nulle, R_{sh} infini) ce courant s confond avec le photo-courant I_{ph}.

Dans le cas contraire, en annulant la tension V dans l'équation (II-14) et on obtient :

$$I_{CC} = I_{ph} - I_0 \left[\exp\left(\frac{q(R_s I_{CC})}{N_{cs}.Gamma.k.T_C}\right) - 1\right] - \frac{R_s.I_{CC}}{R_{sh}} \qquad \text{(II-14)}$$

Pour la plupart des photopiles (dont la résistance serie est faible), on peut négliger le terme $I_0 \left[\exp\left(\frac{q(V+R_s I)}{N_{cs}.Gamma.k.T_C}\right) - 1\right]$ devant I_{ph}.

L'expression approchée du courant de court-circuit est alors celle donnée par l'expression

$$I_{CC} \cong \frac{\mathrm{I_{ph}}}{1+\frac{\mathrm{R_s}}{\mathrm{R_{sh}}}} \quad \text{(II-15)}$$

- *Tension de circuit ouvert V_{co}*

C'est la tension pour laquelle le courant débité par le GPV est nul (la tension maximale d'une photopile ou d'un générateur PV). Son expression est déduite de l'expression suivante :

$$0 = I_{ph} - I_0\left[\exp\left(\frac{q.V_{CO}}{N_{cs}.Gamma.k.T_C}\right)-1\right]-\frac{V_{CO}}{R_{sh}} \quad \text{(II-16)}$$

Dans le cas idéal, sa valeur est légèrement inferieure à $\mathrm{V_{CO}} = \frac{N_{CS}.Gamma.k.T_C}{q}.\ln\left(\frac{\mathrm{I_{ph}}}{\mathrm{I_0}}+1\right)$

II.5.2. Modèle électrique d'un générateur (champ) photovoltaïque à deux diodes (GPV)

Le modèle électrique de générateur photovoltaïque est donné par la figure suivante [51]:

II.5.2.1. Modèle électrique d'un champ photovoltaïque à deux diodes :

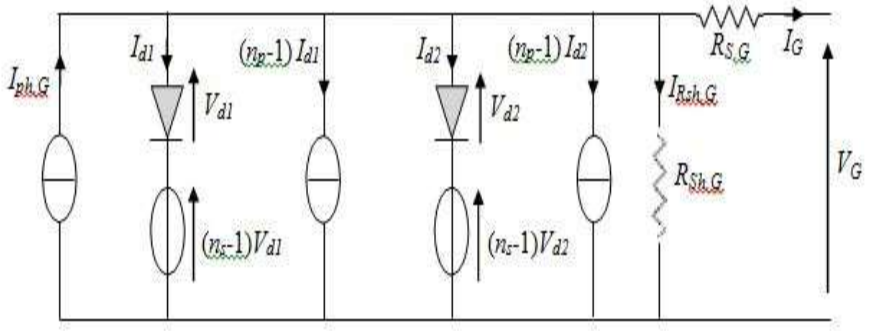


Figure II.8: Schéma électrique équivalent d'un générateur photovoltaïque

II.5.2.1. Modèle mathématique d'un champ photovoltaïque à deux diodes :

Nous adoptons dans ce qui suit, les notations suivantes :

$$I_1' = \mathrm{N_{pp}} \times I_{01} \qquad I_2' = \mathrm{N_{pp}} \times I_{02} \quad V' = \mathrm{N_{ps}} \times \mathrm{V} \qquad \mathrm{R'_S} = \frac{\mathrm{N_{ps}}}{\mathrm{N_{pp}}}\mathrm{R_S}$$

$$\mathrm{R'_P} = \frac{\mathrm{N_{ps}}}{\mathrm{N_{pp}}}\mathrm{R_P} + \frac{\mathrm{N_{ps}}}{\mathrm{N_{pp}}}\mathrm{R_P}(\alpha-1)e^{-5.5*G/Gref} \quad \text{(II-17)}$$

Alors on obtient, une fonction implicite de la forme :

$$I' = N_{pp}.I_{ph} - I_1'\left[\exp\left(\frac{q(V' + R'_s I')}{N_{ps}.N_{cs}.Gamma.k.T_C}\right) - 1\right] - I_2'\left[\exp\left(\frac{q(V' + R'_s I')}{N_{ps}.N_{cs}.Gamma.k.T_C}\right) - 1\right] - \frac{V' - R'_s.I'}{R'_{sh}} \quad \text{(II-18)}$$

II.6. Résultat de la simulation de GPV à une seule diode:

La figure suivante la caractéristique I(V) et P(V) du générateur photo voltaïque en utilisant le modèle à une diode étude lors d'un fonctionnement sous les conditions standards. (Tc=25°C et G_{ref}=1000 W/m^2).

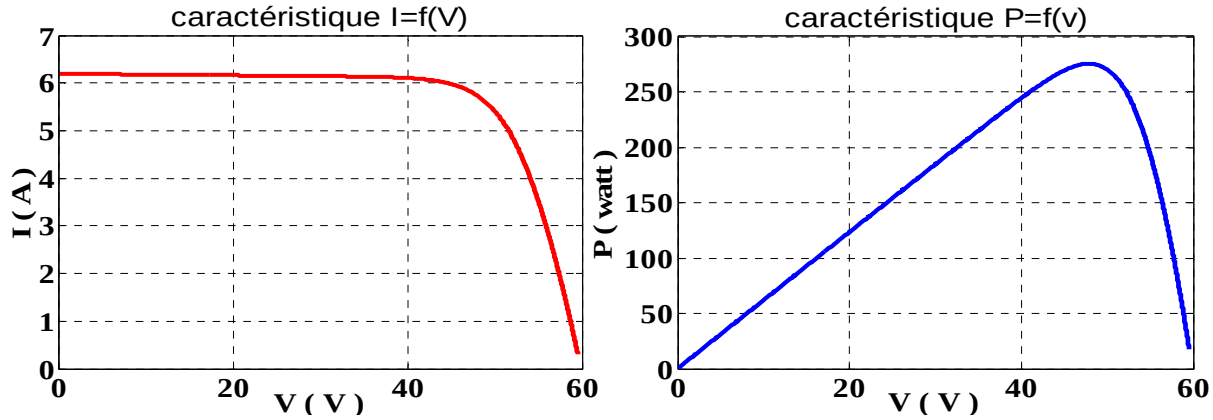


Figure II.9 : Caractéristiques obtenues pour les conditions standards d'éclairement 1000 W/m² et de température 25 °C.

II.6.1. Influence de l'éclairement

Le photo-courant I_{ph} est pratiquement proportionnel à l'éclairement ou aux flux lumineux G.

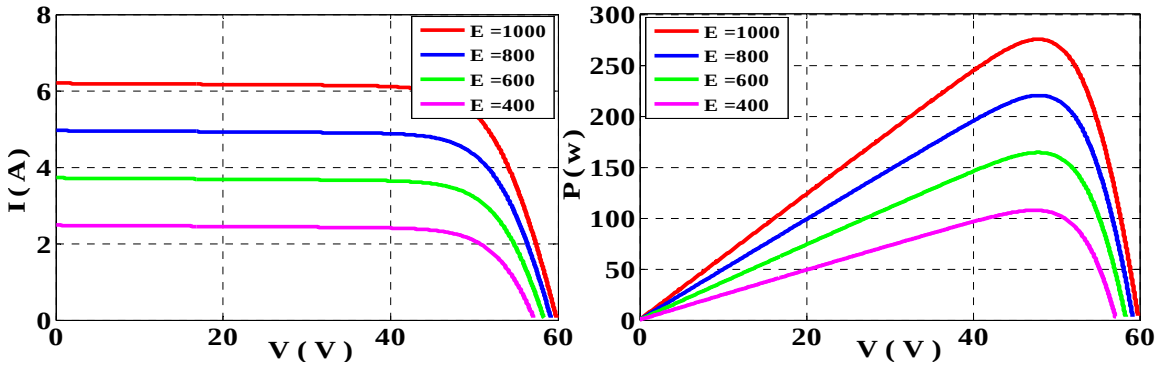


Figure II.10 : Influence de l'éclairement sur les caractéristiques I(V) et P(V).

Les figures représentent les caractéristiques I(V) et P(V) d'un panneau photovoltaïque sous diverses valeurs d'éclairement. A chacune de ces valeurs de G, correspond une puissance électrique maximale que pourrait fournir le panneau. Notons aussi la légère diminution de la tension du circuit ouvert V_{CO}, suite à une chute du flux lumineux.

I.6.2. Influence de la température

Si la température augmente, le photo-courant augmente, implique le courant augmente. Par contre la tension du circuit ouvert V_{CO} engendre une diminution.

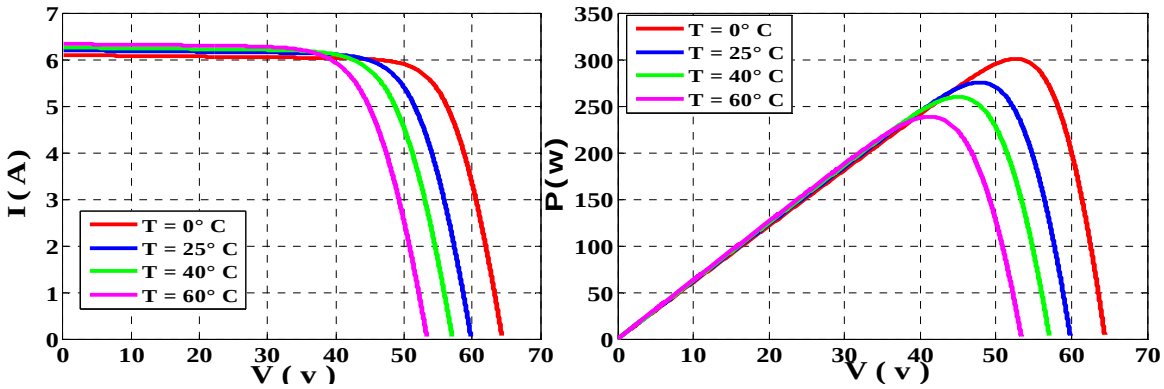


Figure. II.11 : *Influence de la température sur les caractéristiques I(V) et P(V).*

L'augmentation de la température se traduit aussi par une diminution de la puissance maximale disponible. On résume, un niveau d'ensoleillement élevé favorise la production d'électricité par l'effet photovoltaïque, tandis que les températures élevées diminuent le rendement des panneaux.

I.6.3. Influence du branchement série parallèle sur les caractéristiques I(V) et P(V)

Dans un groupement en série, les cellules sont traversées par le même courant et la caractéristique résultante du groupement en série est obtenue par addition des tensions à courant donné.

Les propriétés du groupement en parallèle des cellules sont duales de celles du groupement en série. Ainsi, dans un groupement de cellules connectées en parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et la caractéristique résultante du groupement est obtenue par addition des courants à tension donnée comme indique la figure suivante.

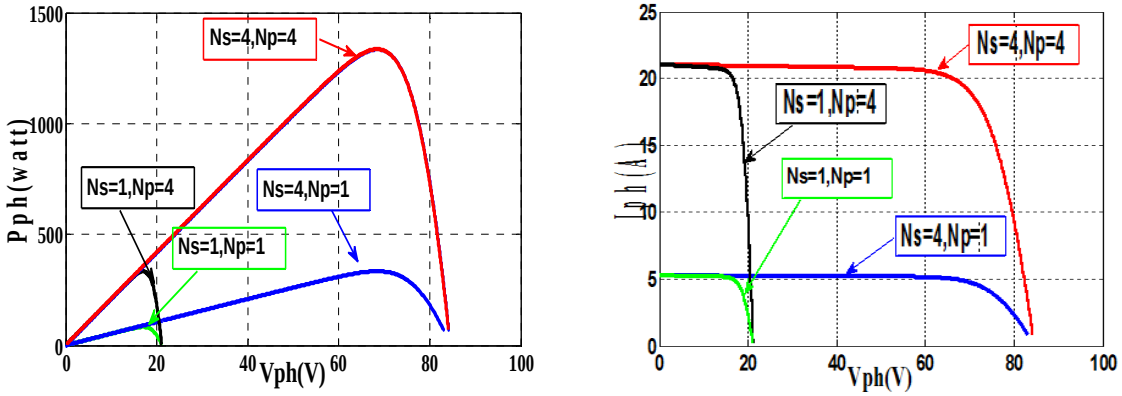


Figure. II.12 : Influence du branchement série parallèle sur les caractéristiques I(V) et P(V).

II.7. Modélisation des accumulateurs électrochimiques

Compte tenu du caractère relativement complexe des accumulateurs électrochimiques, il s'avère difficile de développer un modèle général. Les différents model existant dans la littérature [1] sont d'une mise en œuvre complexe notamment à cause du nombre élevé de paramètres à déterminer.

Les deux types de batteries, utilisés le plus couramment, notamment dans les systèmes photovoltaïques, sont les batteries avec accumulateurs au plomb-acide (Pb acide) et les batteries avec accumulateurs au Nikel-cadmium (Ni-Cd). La batterie au plomb-acide est la plus connue, aussi c'est sur celle-ci que notre étude se base.

Le circuit sur la figure décrit les caractéristiques d'une batterie plomb-acide d'une manière complète, pourtant très simplifiée, rapportée par Lu, Liu et Wu [2] ;

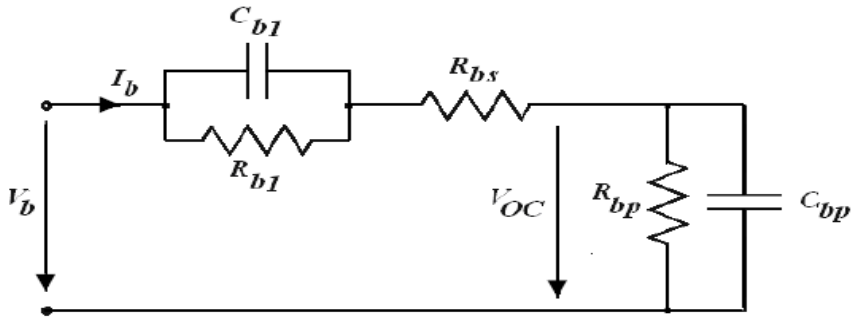


Figure. II.13: *Modèle équivalent d'une batterie plomb-acide.*

C_{bp} est la capacité de la charge de la batterie

La résistance interne de la batterie est représentée par les deux résistances R_{bs} et R_{b1} en série. La résistance en bloc d'électrolyte et de plaques est représentée par la résistance R_{bs}, tandis que la résistance R_{b1} représente la diffusion d'électrolyte. Ceci représente la tension du circuit ouvert de la batterie dés qu'une charge est reliée, de même on peut observer un saut soudain de tension avec l'application d'un courant de remplissage. C'est le fabriquant qui spécifie les valeurs de ces résistances et capacités.

La décharge spontanée, est représentée par la résistance R_{bp} parallèle avec le condensateur principal C_{bp}. Elle est provoquée par électrolyse de l'eau aux tensions élevées et par la fuite lente à travers les bornes de batterie aux basses tensions [44]

La constante de temps est donnée par :$\tau_{b1} = R_{b1}C_{b1}$

L'impédance équivalente d'entrée d'une batterie plomb-acide s'exprime par la fonction de transfert suivante :

$$z(S) = \frac{a_2S^2 + a_1S + a_0}{b_2S^2 + b_1S + b_0} \quad \text{(II-19)}$$

$$z(p) = Rbs + (Rb1 \| Cb1) + (Rbp \| Cbp) \quad \text{(II-20)}$$

$$z(S) = Rbs + \frac{Rb1}{Rb1.Cb1\,S + 1} + \frac{Rbp}{Rbp.Cbp\,S + 1} \quad \text{(II-21)}$$

Les facteurs a_1, a_2, b_1, b_2 et a_0 s'expriment en fonction des éléments du circuit de la figure.

- a_2=Rbs.Rb1.Rbp.Cb1.Cbp
- a_1=Rbs.Rb1.Cb1+Rbs.Rbp.Cbp+Rb1.Rbp.Cbp+Rbp.Rb1.Cb1
- a_0=Rbs+Rb1+Rbp

- b_2=Rb1RbpCb1Cbp
- b_1=Rb1Cb1+RbpCbp
- b_0=1

C'est donc un modèle qui décrit assez bien l'ensemble des composantes d'une batterie plomb-acide, mais pas ses caractéristiques lentement changeantes telles la charge et la décharge. Une modélisation plus robuste de la même batterie a été proposée dans la littérature [4][74].

II.7.1. Description du modèle

La structure générale d'une batterie. Elle est représentée par quatre blocs comme indique la figure (II.4.) :

a) Bloc capacité ;
b) Bloc de tension ;
c) Bloc de l'état de charge (SOC) ;
d) Bloc des pertes par le courant de gazage.

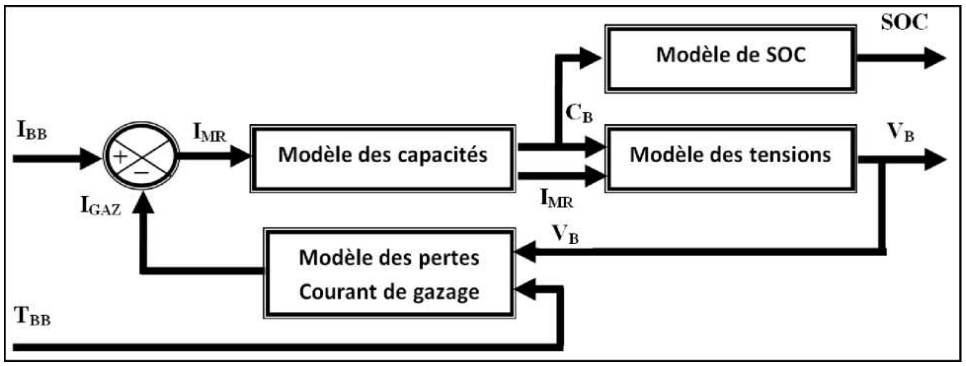


Figure II.14: *Schéma de bloc d'une batterie*

D'après le modèle proposé, Le courant principal de réaction de la batterie I_{MR} s'exprime comme suit:

$$I_{MR}(t) = I_{BB}(t) - I_{GAZ}(t) \qquad \text{(II-22)}$$

Avec :
I_{BB} : Courant de la batterie (A);
I_{GAZ} : Courant de gazage de la batterie (A).

II.7.1.1. Modèle de la capacité :

La capacité représente la quantité du courant qui peut être extraite d'une électrode via les « masses actives », c'est-a-dire l'électrolyte et les matériaux actifs des électrodes, sur une décharge, et en pratique, elle dépend du courant, ainsi que de la température [42].
Le modèle de la capacité est décrit par l'intégrale du courant $I_{MR}(t)$ pendant un temps déterminé.

$$C_B(t) == \int^{t} I_{MR}(t) + C_{Bi}(t)dt \qquad \text{(II-23)}$$

Avec :

$C_B(t)$: Capacité de batterie (Ah);

$C_{Bi}(t)$: Capacité initiale de batterie (Ah).

II.7.1.2. Modèle des pertes par courant de gazéification

Le courant de gazéification du batterie est donné par l'équation suivante:

$$I_{GAZ}(t) = \frac{C_{10}}{100Ah} I_{GO} e^{[C_V(V_{ELE}(t)-2.23)+C_T(T_{BB}(t)-20)]} \quad \text{(II-24)}$$

Avec :

C_{10} : Capacité de batterie au taux de dix heures de décharge (Ah).

I_{GO} : Courant normalisé de gazéification (A);

C_V : Coefficient de tension (V^{-1});

V_{ELE} : Tension d'un élément de la batterie (V);

C_T : Coefficient de température (K^{-1});

T_{BB} : Température de la batterie (K).

II.7.1.2. Modèle de l'état de charge (ou SOC)

L'état de charge de la batterie est décrit comme étant le rapport entre la valeur de la capacité de batterie $C_B(t)$ et la valeur de la capacité de la batterie après un temps de décharge de dix heures C_{10}.

$$SOC(t) = \frac{C_B(t)}{C_{10}} 100\% \quad \text{(II-25)}$$

Une batterie électrochimique ne peut être exploitée, a sa pleine puissance, sur toute sa plage d'état de charge. Il existe en effet, une zone de travail a privilégier pour la batterie, globalement entre 30 et 70% de l'état de charge qui permet de solliciter la batterie avec des rendements acceptables. Il en résulte une perte de potentiel considérable qui est fonction de la puissance souhaitée, en d'autres termes de la rapidité de charge ou de décharge [43].

II.7.1.3. Modèle de la tension

La tension est caractérisée par deux processus, la tension de charge et la tension de décharge de la batterie. Pour les distinguer nous utiliserons le *C* comme indice de charge et *D* pour la décharge.

- *Pour la charge* $I_{BB} > 0$

La tension de charge est décrite par l'équation suivante :

$$V_B(t) = E_B(t) - R_{OC} I_{MR}(t) \quad \text{(II-26)}$$

Avec :

R_{OC} : La résistance interne de chargement (Ω).

E_B : La tension interne de la batterie

La tension interne de la batterie $E_B(t)$ elle est décrite par l'équation ci-dessous :

$$E_B = E_{OC} + A_C X(t) + \frac{C_C X(t)}{(D_C - X(t))^{EFC}} \quad \text{(II-27)}$$

Avec :

E_{OC} : Limite de tension interne de la batterie pour un courant nul et la batterie complètement déchargée.

$X(t)$: Capacité maximum normalisée de charge/décharge.

$$X(t) = \frac{Q_{MAXC}}{Q_{MAX}(I_{MR}(t))} C_B(t) \quad \text{(II-28)}$$

Avec :

Q_{MAXC} : Capacité maximale de charge (Ah).

$Q_{MAX}(I_{MR}(t))$: Capacité maximale de la batterie.

$$Q_{MAX}(I_{MR}(t)) = C_1 I_{MR}^3(t) + C_2 I_{MR}^2(t) + C_3 I_{MR}^1(t) + C_4 \quad \text{(II-29)}$$

Où les paramètres A_C, C_C, D_C, EFC, C_1, C_2, C_3, C_4 sont relatifs à la batterie (Annexe).

- *Pour la décharge* $I_{BB} < 0$

La tension de décharge est décrite par l'équation suivante :

$$V_B(t) = E_B(t) - R_{OD} I_{MR}(t) \quad \text{(II-30)}$$

Avec :

R_{OD} : La résistance interne de la décharge (Ω).

Effectivement, en charge, la résistance interne dépend encore de l'état de charge de l'accumulateur électrochimique. Sa valeur devient d'autant plus importante lorsque nous approchons de la pleine charge.

Et dans un raisonnement à courant constant, il y aura d'autant plus de pertes que nous nous approchons de la pleine charge et le rendement en charge de l'accumulateur sera donc plus faible dans cette zone [6].

E_B : La tension interne de la batterie.

$$E_B = E_{OD} + A_D X(t) + \frac{C_D X(t)}{(D_D - X(t))^{EFD}} \quad \text{(II-31)}$$

Avec :

E_{OD} : Limite de la tension interne de batterie pour un courant nul et la batterie complètement chargée;

$X(t)$: Capacité maximum normalisée de charge/décharge.

$$X(t) = \frac{Q_{MAXCD}(Q_{MAXCD} - C_B(t))}{Q_{MAX}(I_{MR}(t))} \quad \text{(II-32)}$$

Avec :

Q_{MAXCD} : Capacité maximale de décharge (Ah);

$Q_{MAX}(I_{MR}(t))$: Capacité maximale de la batterie.

$$Q_{MAX}(I_{MR}(t)) = D_1 I_{MR}^3(t) + D_2 I_{MR}^2(t) + D_3 I_{MR}^1(t) + D_4 \quad \text{(II-33)}$$

Où les paramètres A_D, C_D, D_D, EFD, D_1, D_2, D_3, D_4 sont relatifs à la batterie (Annexe).

II.7.2. Résultat de la simulation

Pour valider le modèle proposé [41], nous avons entrepris des essais par simulation de la charge et de la décharge de la batterie, pour différents courants batterie I_{BB} .Les allures des courbes V_{BB} (t) et SOC (t) décrivent les résultats que nous avons obtenus avec une batterie 12 V, sachant que dans notre application nous utilisons deux batteries de 12 [V] en série (voir ses caractéristiques en l'annexe).

Ces résultats sont portés sur les deux figures suivantes :

✓ **Charge: $I_{BB} > 0$**

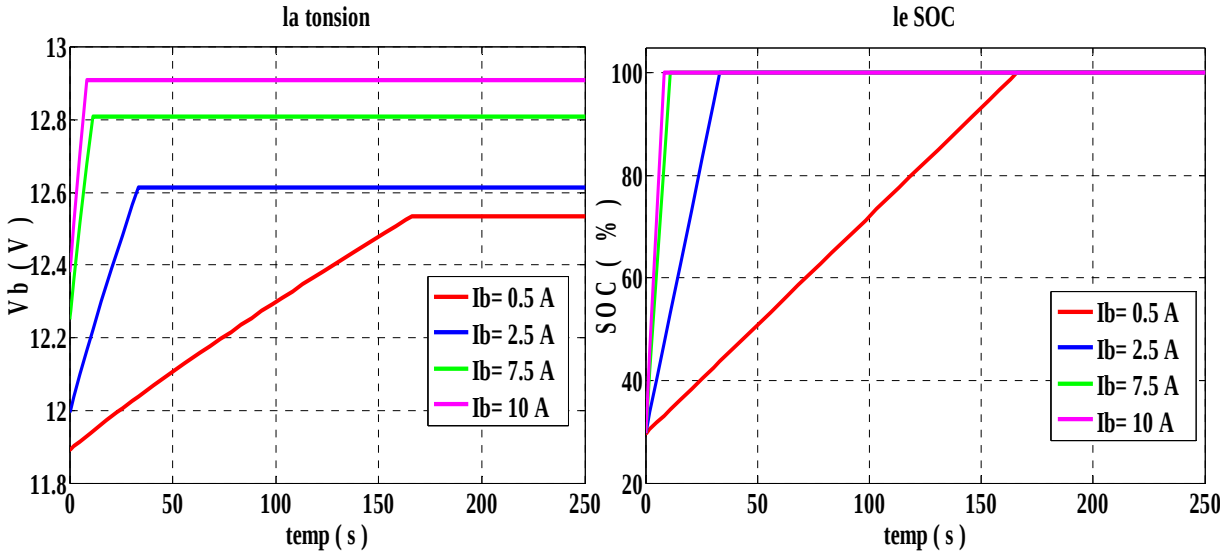


Figure. II.15: *Comportement de la batterie lors de la charge.*

La figure montre bien l'effet de l'importance du courant sur le temps de chargement de la batterie. Pour exemple, la batterie se charge sur une durée de 10 [s] pour un courant de 10A, alors qu'elle met 170 s lors d'un courant de 0,5A. Nous observons également, que lorsque le courant est faible la tension finale de charge est relativement faible n'atteignant jamais sa valeur nominale. Ces courbent montrent aussi l'effet de la capacité initiale de la batterie.

✓ **Décharge : $I_{BB} < 0$:**

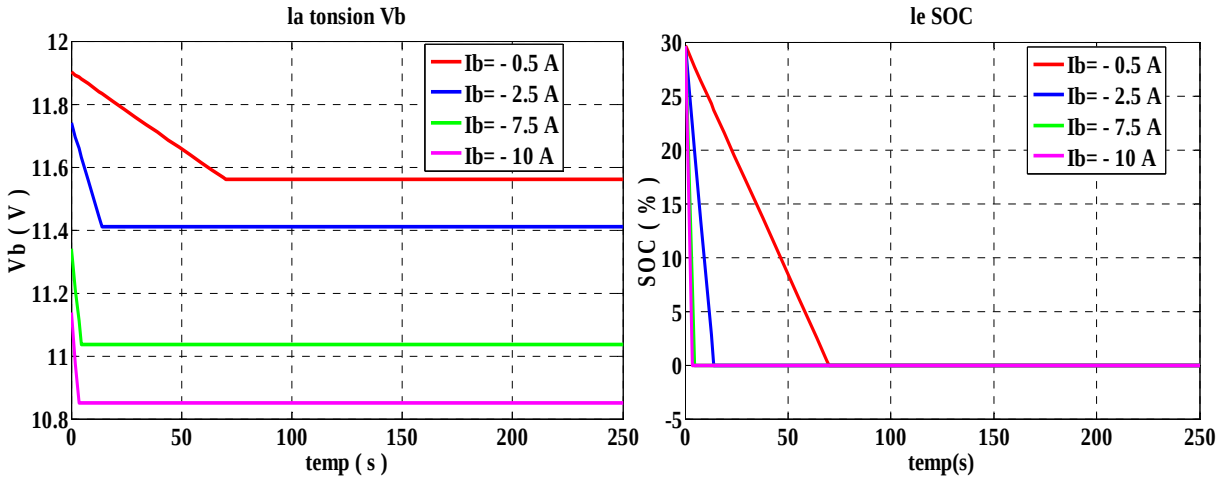


Figure. II.16: *Comportement de la batterie lors de la décharge.*

Pour le processus de la décharge, nous observons un comportement à peu de choses près identique sauf qu'il semblerait présenter un petit changement dans la forme de l'allure de la courbe. Ceci peut s'expliquer par le phénomène d'hystérésis présent dans la batterie.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procédé à la modélisation d'un générateur photovoltaïque en utilisant le modèle à une et à deux exponentielles. Ce dernier est le modèle le plus adapté pour une bonne compréhension des phénomènes physiques intervenant dans chaque région du dispositif, ainsi que pour une simulation adéquate du fonctionnement des cellules solaires.

La simulation effectuée nous a permis d'obtenir des caractéristiques très proches de celles du générateur photovoltaïque réel, ce qui nous a permis de valider notre modélisation.

Comme les caractéristiques du générateur photovoltaïque dépendent des paramètres internes de ce dernier et des paramètres météorologiques, il nous a parut nécessaire d'étudier l'influence de ces paramètres sur les caractéristiques de sortie du générateurs photovoltaïque.

Par ailleurs, nous avons constaté que l'influence de la variation des paramètres internes de la cellule sur les caractéristiques du GPV est moins importante que celle des paramètres météorologiques. Ainsi, dans la suite de notre travail on s'intéressera uniquement à l'étude de l'influence des paramètres météorologique sur les caractéristiques du générateur photovoltaïque, Dans le prochain chapitre, nous allons étudier la modélisation d'une éolienne à vitesse variable.

Chapitre III
Convertisseurs à MLI utilises dans la chaine hybride

III.1. Introduction

L'adaptation d'impédance entre un système hybride générateur photovoltaïque (*GPV*) et l'éolienne (Geol) est un problème technologique que signifie essentiellement le transfert du maximum de puissance au réseau, Le circuit de base d'un système de poursuite du point de puissance maximale est un convertisseur *DC/DC ou DC/AC* piloté par un circuit de commande.

Dans ce qui suit, nous allons analyser et modéliser le fonctionnement électrique des deux types de convertisseurs :*deux Onduleur à deux niveaux bidirectionnel , et hacheur Buck-Boost*.

La MLI vectorielle est surtout applicable aux variateurs de vitesse triphasée Sans neutre. La SVM est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones contrairement à d'autre méthode. Elle produit des tensions avec un taux d'harmoniques plus faible Cette technique de commande est basée sur une transformation des variables triphasées dans un système plus simple à deux cordonnées (d, q). La commande vectorielle a été utilisée pour simplifier la complexité du modèle mathématique.

Un MPPT, de l'anglais Maximum Power Point Tracking est un principe permettant de suivre, comme son nom l'indique, le point de puissance maximale d'un générateur électrique non linéaire.

Un générateur photovoltaïque est un générateur dont la caractéristique I=f(U) est fortement non linéaire. En conséquence, pour un même éclairement, la puissance délivrée sera différente selon la charge. Un contrôleur MPPT permet donc de piloter le convertisseur statique reliant la charge (une batterie par exemple) et le panneau photovoltaïque de manière à fournir en permanence le maximum de puissance à la charge.

III.2. Modélisation des systèmes de conversion d'énergie électrique

III.2.1. Présentation de l'onduleur à deux niveaux

Pour l'entraînement électrique asynchrone, le convertisseur continu alternatif est un onduleur de tension. Il est constitué de trois bras (A, B, C) composés chacun de deux transistors IGBT et de deux diodes en antiparallèle. Aux différentes configurations des interrupteurs correspondent les huit vecteurs tension appliqués à la machine figure (III-1), [45].

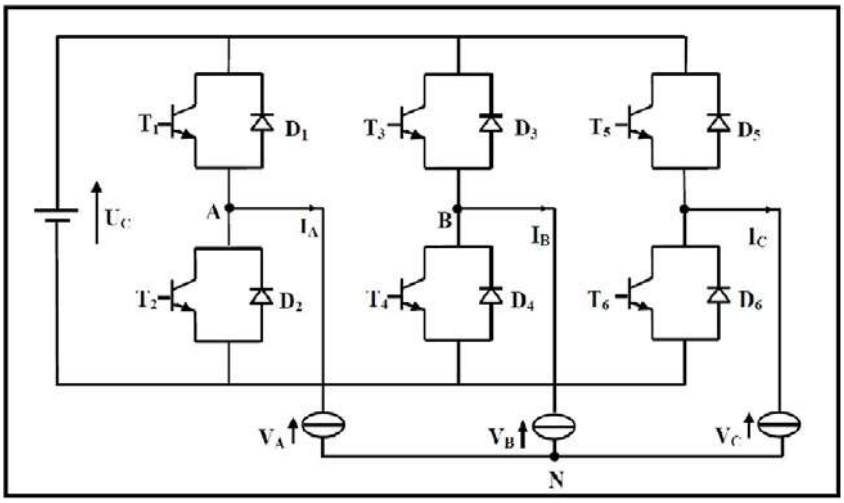


Figure III.1. Schéma de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Description et fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad \text{(III.1)}$$

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad \text{(III.2)}$$

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} + V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} + V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad \text{(III.3)}$$

$$V_{nn_0} = (1/3)\left[V_{nn_0} + V_{nn_0} + V_{nn_0}\right] \quad \text{(III.4)}$$

III.2.2. Modélisation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux

L'état des interrupteurs, supposés parfaits $\Leftrightarrow$ $S_j(j = a, b, c)$

S_j= 1 si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert,

S_j= 0 si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

$$V_{jn_0} = S_j U_c - \frac{U_c}{2} \quad \text{(III.5)}$$

$$\overrightarrow{V_{sn}} = \sqrt{\frac{2}{3}}\left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}\right] \quad \text{(III.6)}$$

Différents combinaisons des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c) figure () $\Longrightarrow$8 positions du vecteur V s 2 correspondent au vecteur nul :

$$\overrightarrow{V_0} \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0,0,0) \quad \text{(III.7)}$$

$$\overrightarrow{V_7} \Leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1,1,1) \quad \text{(III.8)}$$

$$\overrightarrow{V_{sn}} = \sqrt{\frac{2}{3}}\left[V_{an} + V_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}}\right] \quad \text{(III.9)}$$

$$\overrightarrow{V_{sn}} = \overrightarrow{V_{sn_0}} \quad \text{(III.10)}$$

$$\overrightarrow{V_{sn}} = \sqrt{\frac{2}{3}}\left[\frac{2}{3}V_{an} + j\frac{\sqrt{3}}{2}(V_{bn} - V_{cn})\right] \quad \text{(III.11)}$$

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad et \quad \vec{V}sn = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad \text{(III.12)}$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension $\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix}$. Nous pouvons donc dresser un tableau, des différents états de l'onduleur, [5].

Vecteur	Sa	Sb	Sc	Vsa	Vsb	Vsc	Vsα	Vsβ	Vecteur VI
V0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V5	0	0	1	-E/3	-E/3	2E/3	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{\frac{j4\pi}{3}}$
V3	0	1	0	-E/3	2E/3	-E/3	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{\frac{j2\pi}{3}}$
V4	0	1	1	-2E/3	E/3	E/3	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$
V1	1	0	0	2E/3	-E/3	-E/3	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$
V6	1	0	1	E/3	-2E/3	E/3	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{\frac{j5\pi}{3}}$
V2	1	1	0	E/3	E/3	-2E/3	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{\frac{j\pi}{3}}$
V7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tableau III.1. table de vérité de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Avec :

$$V_{ref} = \sqrt{V_{ref}^2 + V_{ref}^2 . e^{j\left(\alpha - \frac{\pi}{2}\right)}} \qquad \text{(III.13)}$$

Le vecteur de référence Vref est appr~~o~~ximé sur la période de modulation, par la génération d'un vecteur moyen élaboré par l'application des vecteurs disponibles, Voir tableau.V-1. Elle consiste à considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Concordia pour se ramener dans le plan (IIIα, IIIβ). Le système triphasé des tensions à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan. **>.03**

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \qquad \text{(III.14)}$$

Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du variateur, mais on peut chercher les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone), et les appliquer successivement pendant une fraction adéquate de la période d'échantillonnage, de façon à obtenir en valeur moyenne le vecteur recherché.

III.2.3. Modulation triangulo-sinusoïdale

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante généralement sinusoïdale, et une onde de modulation ou porteuses, généralement triangulaire ou en dent de scie, d'où l'appellation triangulo–sinusoïdale.

- L'indice de modulation « *m* » défini comme étant le rapport de fréquence de la porteuse (f_P) à celle de la tension de référence (f): $\left[m = \frac{f_p}{f}\right]$;
- Le taux de modulation ou coefficient de réglage en tension « *r* » est défini comme étant le rapport de l'amplitude de la référence (V_m) à celle de la porteuse: (V_{pm}): $\left[r = \frac{V_m}{U_{pm}}\right]$

La modulation est dite *synchrone* quand « *m* » est entier, et *asynchrone* dans le cas contraire. En modulation synchrone, si l'indice de modulation *m* est impair le développement en série de fourrier de la tension de sortie ne comporte alors que des harmoniques impairs. Si l'indice *m* est pair, on trouve la composante continue ainsi que les harmoniques pairs et impairs. Si le maximum de la référence correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension bénéficie d'une double symétrie par rapport au quart et au milieu de la période.

III.2.3.1 Cas d'une porteuses bipolaires triangulaires

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à trois niveaux ainsi que les porteuses triangulaires sont données respectivement par les équations (III-24) et (III-25) :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(wt) \\ V_{ref2} = V_m \sin(wt - \frac{2}{3}\pi) \\ V_{ref3} = V_m \sin(wt - \frac{4}{3}\pi) \end{cases} \quad \text{(III.15)}$$

$$V_p(t) = \begin{cases} U_c\left(2\frac{t}{T_p} - 1\right) & 0 \le t \le T_p \\ U_c\left(-2\frac{t}{T_p} + 3\right) & \frac{T_p}{2} \le t \le T_p \end{cases} \quad \text{(III.16)}$$

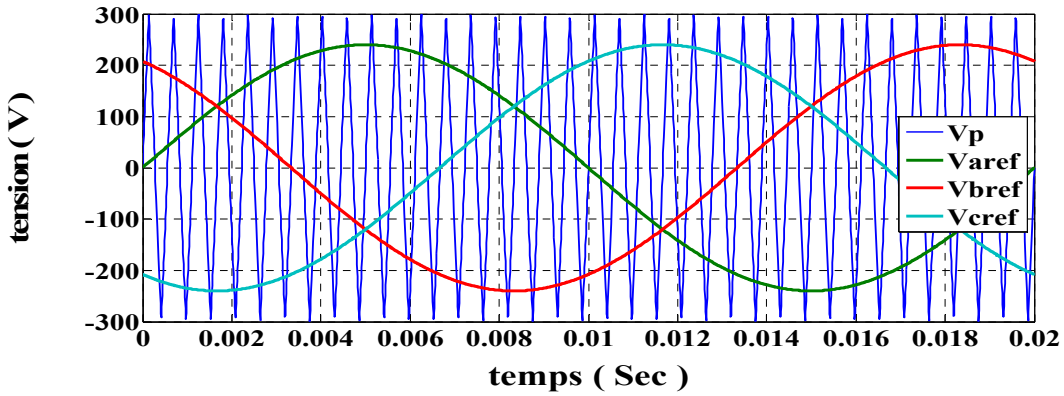


Figure III.2. Príncipe La commande PWM d'un onduleur deux niveaux

L'algorithme de commande de cette stratégie est comme suite :

$$\begin{cases} Vrefk \geq U\,p1 \Rightarrow VK1 = Uc \\ Vrefk < U\,p1 \Rightarrow VK1 = -U_c \end{cases} \quad \text{(III.17)}$$

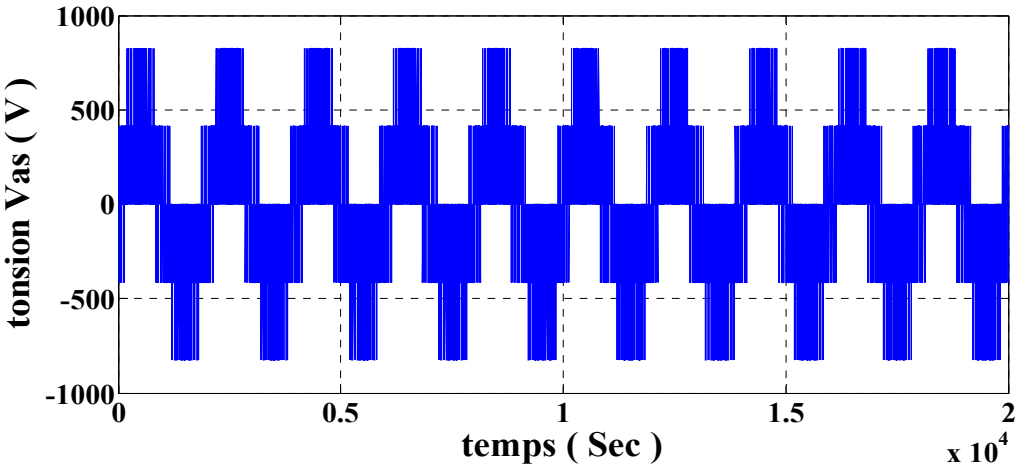


Figure III.3. signale de sorte d'un onduleur deux niveaux

On constate qu'il n y a pas de symétrie dans la tension simple *VA* pour toutes les valeurs de l'indice de modulation « *m* », donc en plus des harmoniques impairs existent des harmoniques de rang pairs et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de 2mf. Cependant, la première famille centrée autour de la fréquence *mf* est la plus importante du point de vue amplitude. Le taux de modulation « *r* » permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de 0(*r*=0.80) à 1.1U_C (*r*=1.1). Le taux d'harmoniques diminue quand *r* augmente.

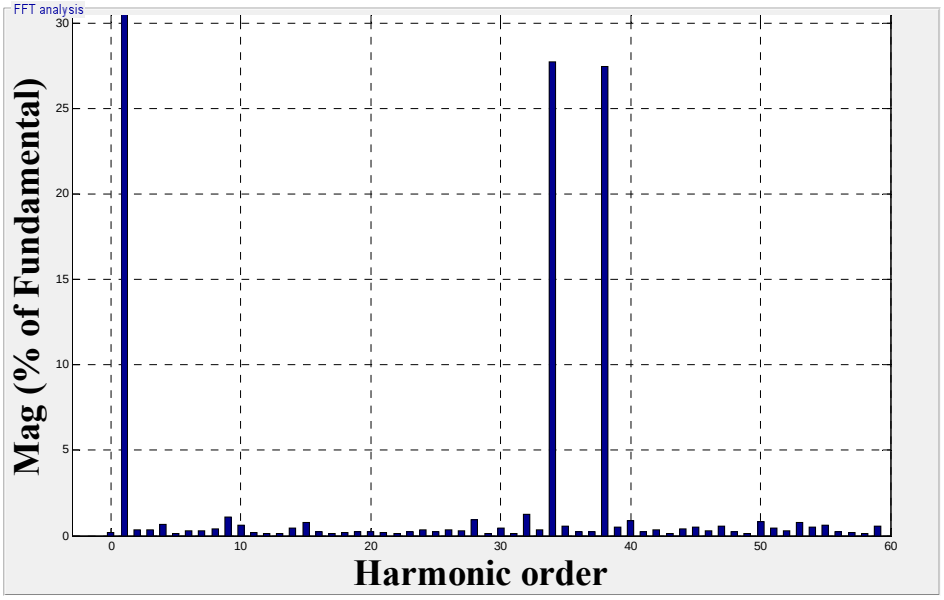


Figure III.4. anlyse FFT signale sorte d'un onduleur deux niveaux

III.3. Modèle d'un convertisseur continu-continu (hacheur dc-dc)

Dans cette section, les principes de la conversion de la puissance de commutation sont introduits et les détails des différents circuits de convertisseurs DC-DC sont discutés. Les modèles mathématiques pour les convertisseurs buck, boost et buck/boost sont dérivés de représenter l'état stable du circuit et des comportements dynamiques.

Une commutation d'un convertisseur est constituée de condensateurs, des inductances et des interrupteurs. Tous ces dispositifs idéalement ne consomment pas d'énergie, qui est la raison de la haute efficacité de commutation des convertisseurs. L'interrupteur est réalisée avec un dispositif à semi- conducteurs en mode commuté, généralement un MOSFET.

Si le dispositif semi-conducteur est bloqué, son courant est nul et donc la dissipation de puissance est égale à zéro. Si le dispositif est dans l'état saturé, la chute de tension à travers sera proche de zéro et donc la puissance dissipée sera très faible [26, 33 et 34].

Au cours de l'opération du convertisseur, le commutateur est commuté à une fréquence constante f_S avec un temps de fermeture DT_S, et un temps d'ouverture (1-D) T_S, où T_S est la période de commutation égal $1/f_S$ et D est le rapport cyclique de commutation ($D \in$ [DT, ts]) (voir Figure II.29).

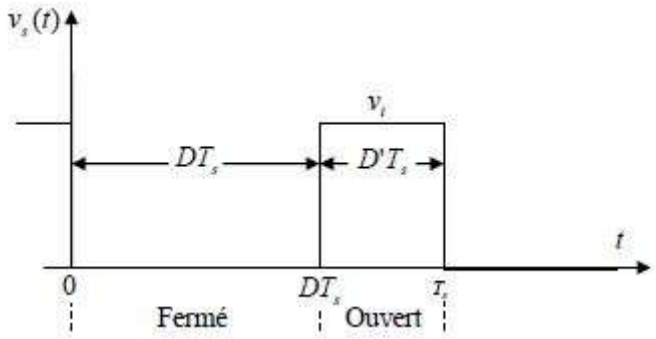


Figure III.5. Tension idéale du commutateur Vs(t), rapport cyclique D et période de commutation Ts [26][74].

III. 3.1. Convertisseur Buck (hacheur dévolteur)

Le convertisseur buck (Figure II.30) peut souvent être trouvé aussi dans la littérature dévolteur ou abaisseur de tension. Cela donne une indication de son application typique de la conversion de sa tension d'entrée en une tension de sortie plus faible, où le rapport de conversion $M=V_O/V_i$ varie avec le rapport cyclique D du commutateur.

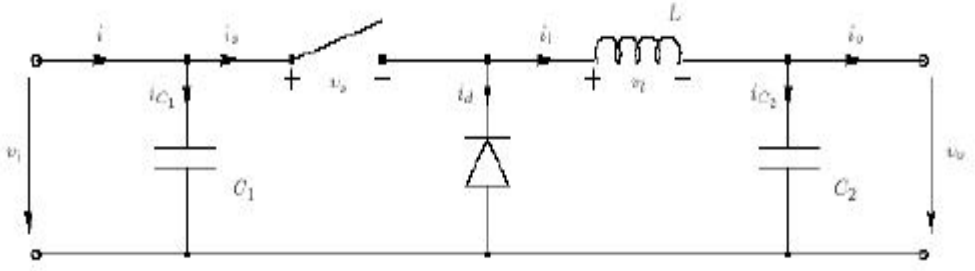


Figure IV.6. Circuit idéal d'un convertisseur Buck [26].

Lorsque le commutateur de la figure (II.30) est fermé ($T \in [0, DT_S]$), la diode sera bloquée et le courant circulera dans la charge à travers l'inductance (Figure III.5.).

Dès que le commutateur est ouvert ($T \in [DT_S, T_S]$), l'inductance maintiendra la circulation

du courant dans la charge, mais maintenant la boucle se referme à travers de la diode placée en avant .

III.3.1.1. Modèle du circuit équivalent

Pour avoir le modèle mathématique du convertisseur buck, on l'analyse pour des deux états (interrupteur ouvert et fermé) doivent être analysés. La figure (II.31) montre le schéma de circuit équivalent d'un convertisseur buck avec le commutateur fermé. La figure (III.7.) représente le convertisseur buck avec le commutateur ouvert pendant l'intervalle de temps *D'Ts*, où D' désigne le complément du rapport cyclique *D*, défini comme suit :

$$D' = 1 - D \tag{III.18}$$

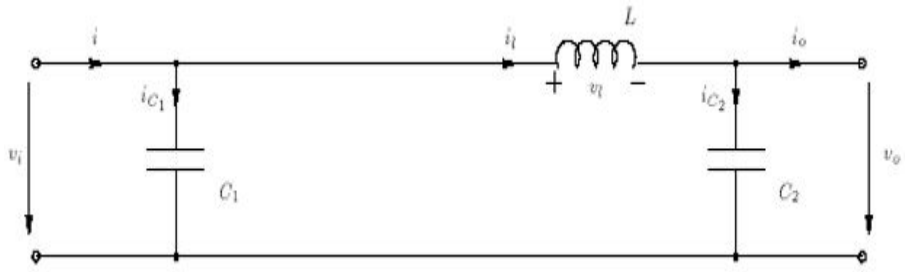


Figure I

III.7. Circuit équivalent d'un hacheur buck quand le commutateur est fermé T ∈ [0, DTs] [26].

L'application de la loi de Kirchhoff pour le circuit de la figure (II.31) (interrupteur fermé) conduit à la série suivante d'équations :

$$\begin{cases} i_{c_1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t) \\ i_{c_2}(t) = C_2 . \frac{dV_0(t)}{dt} = i_1(t) - i_0(t) \\ v_l(t) = L . \frac{di_L}{dt} = v_i(t) - v_0(t) \end{cases} \tag{III.19}$$

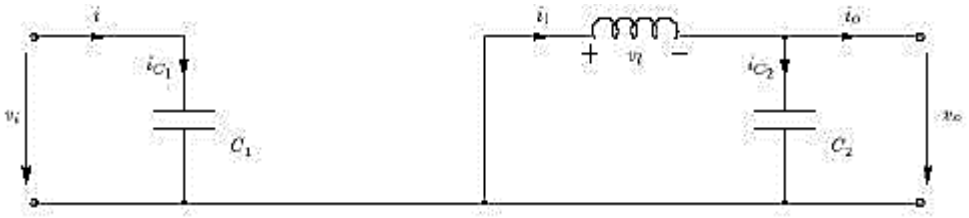


Figure III.8. Circuit équivalent d'un hacheur buck quand le commutateur est ouvert T ∈ [DTs, Ts] [26][74].

Utilisation de la loi de Kirchhoff sur la figure (III.8) (interrupteur ouvert), une deuxième série d'équations est obtenue :

$$\begin{cases} i_{c_1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) \\ i_{c_2}(t) = C_2 . \frac{dV_0(t)}{dt} = i_1(t) - i_0(t) \\ v_l(t) = L . \frac{di_L(t)}{dt} = -v_0(t) \end{cases} \quad \text{(III.20)}$$

Ce sont les équations de base utilisées pour calculer l'ensemble des modèles mathématiques décrivant les différentes propriétés de hacheur buck.

III.3.1.2. Approximation des Petites ondulations

chaque variable dans les équations (III.18) à (III.20) a une valeur continue plus une composante harmonique d'ondulation. Cela peut être exprimé en général par :

$$x(t) = X + x_{ond}(t) \quad \text{(III.21)}$$

où *X* représente la composante continue de *x(t)* qui est équivalente à sa valeur moyenne $<x(t)>$, tandis que $x_{ond}(t)$ désigne l'ondulation du signal.

Pour un convertisseur bien conçu, l'amplitude de l'ondulation sera beaucoup plus petite que la composante continue :

$$|x_{ond}(t) \ll X| \quad \text{(III.22)}$$

Par conséquent, l'ondulation peut être négligé, et le signal peut être approché par sa composante continue :

$$X(t) \cong X = < x(t) > \quad \text{(III.23)}$$

Cette approximation est appelée approximation des petites ondulations ou l'approximation des ondulations linéaires et rend l'analyse mathématique de la commutation des convertisseurs beaucoup plus facile. Les équations (III.20) à (III.23) peut maintenant être réécrits; pour DT_S les équations sont les suivantes *:*

$$\begin{cases} i_{c_1} = I - I_l \\ i_{c_2} = I_l - I_0 \\ v_l = -v_0 \end{cases} \quad \text{(III.24)}$$

$$\begin{cases} i_{c_1} = I \\ i_{c_2} = I_l - I_0 \\ v_l = -v_0 \end{cases} \quad \text{(III.25)}$$

III.*3.1.3. Volt-second balance et charge-balance:*

Les valeurs de la composante continue de la tension d'inductance et du courant de condensateur sont définies comme la moyenne de leur signal original :

$$V_l = < v_l > = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_l(t) dt \quad \text{(III.26)}$$

$$I_c = < i_c > = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt \quad \text{(III.27)}$$

Utilisant la relation $v_l = L\frac{d_{i_l}}{d_t}$ et $i_c = C\frac{d_{v_c}}{d_t}$ on obtient :

$$i_l(T_s) - i_l(0) = \frac{1}{L}\int_0^{T_s} v_l(t)dt \quad \text{(III.28)}$$

$$v_c(T_s) - v_c(0) = \frac{1}{C}\int_0^{T_s} i_c(t)dt \quad \text{(III.29)}$$

Si l'opération de l'état stable est supposée, les valeurs initiales et finales pendant une période de commutation doivent être égales :

$$i_l(t + T_s) = i_l(t) \quad \text{(III.30)}$$

$$v_c(t + T_s) = v_c(t) \quad \text{(III.31)}$$

Ces conditions sont appelées *inductor volt-seconde balance* et *capacitor charge balance* (l'équilibre des charges capacitives) respectivement [33], il est maintenant possible de réécrire les équations (III.28) et (III.29) comme suit :

$$0 = \frac{1}{L}\int_0^{T_s} v_l(t)dt \quad \text{(III.32)}$$

$$0 = \frac{1}{C}\int_0^{T_s} i_c(t)dt \quad \text{(III.33)}$$

En comparant les équations (IV.34) et (IV.35) avec la définition des valeurs moyennes de v_l (IV-30) et (IV-31), il est évident que les valeurs de la composante continue pour la tension d'inductance et le courant de condensateur doivent être nulles :

$$V_l =< v_l >= \frac{1}{T_s}\int_0^{t_s} v_l(t)dt = 0 \quad \text{(III.34)}$$

$$I_c =< i_c >= \frac{1}{T_s}\int_0^{t_s} i_c(t)dt = 0 \quad \text{(III.35)}$$

Cette conclusion sera utilisée dans la section suivante pour obtenir les modèles de la composante continue du convertisseur.

III.3.1.4. Caractéristiques de l'état d'équilibre et rapport de conversion M(D)

Les équations (III.34) et (III.35) motivent la construction de la tension de l'inductance utilisant l'approximation des petites ondulations comme le montre la figure (III 9).

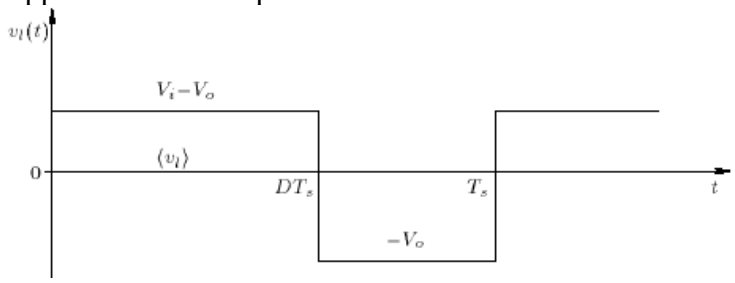


Figure III.9. Forme d'onde de la tension d'inductance vl (t) pour un hacheur buck idéal [26][74].

L'expression de la tension moyenne de l'inductance peut être facilement dérivée de la forme d'onde de la figure (III.9.).

Selon le principe de *inductor volt-seconde balance* et *capacitor charge balance* la tension moyenne d'inductance est égale à zéro au cas de l'état stable ainsi :

$$< v_l(t) >= D(V_i - V_0) + D'(-V_0) = 0 \quad \text{(III.36)}$$

En utilisant les équations (III.28)-(III.29) et (III.34)-(III.35) et en appliquant le principe de *capacitor charge balance* conduit à des expressions pour les courants moyens du condensateur:

$$< i_{c_1}(t) >= D(I - I_l) + D'I = 0 \quad \text{(III.37)}$$

$$< i_{c_2}(t) >= D(I_i - I_0) + D'(I_l - I_0) = 0 \quad \text{(III.38)}$$

En outre la conversion de (III.37)-(III.38) associée à (III.39) conduit à trois équations simples qui décrivent les caractéristiques du courant continu à l'état stable d'un hacheur buck :

$$\begin{cases} DV_i = V_0 \\ I = DI_l \\ I_l = I_0 \end{cases} \quad \text{(III.39)}$$

Où (III-40) donne le rapport de conversion *M (D)* de l'hacheur Buck :

$$M(D) = \frac{V_0}{V_i} = D \quad \text{(III.40)}$$

La figure (III.10) illustre cette relation linéaire.

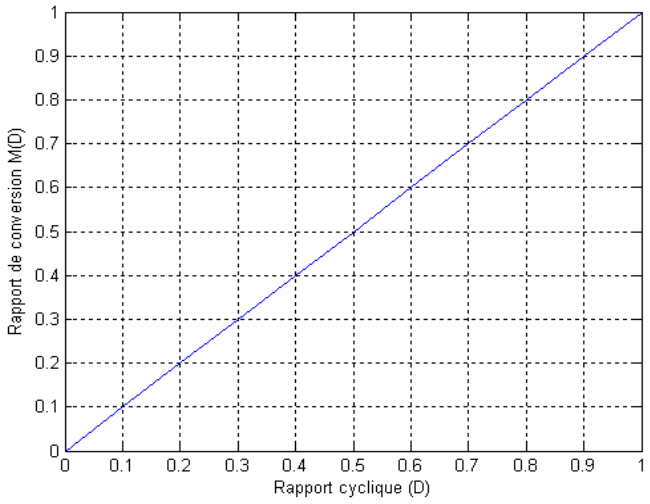


Figure III.10. Rapport de conversion M(D) en fonction du rapport cyclique D pour un hacheur buck.

III.3.1.5. Détermination des ondulations de tension et du courant

Alors que l'amplitude de l'ondulation de la tension de sortie Δv_O varie généralement de 1% de la composante continue V_O, l'amplitude de l'ondulation du courant de l'inductance Δi_l varie de plus de 10% à 20% de sa valeur continue I_l [25,34].

Il est important à savoir, parce que l'ondulation du courant de l'inductance est déterminée par la valeur de l'inductance *L*.

Si l'ondulation est trop grande, la taille de l'instrument de commutation semi conducteur doit être renforcée pour traiter les pics de courant élevé.

L'augmentation de la taille se traduirait par une augmentation de poids et de coût plus élevé. Par conséquent, une étude plus approfondie de l'ondulation du courant de l'inductance doit être fait

L'utilisation de la relation bien conne $v_l = \frac{dv_l}{dt}$ (III.41)

et l'équation (III.42), qui a été dérivée en utilisant la méthode de l'approximation des petites ondulations, l'expression suivante est obtenue :

$$\frac{di_l}{d_t} = \frac{v_l}{L} \approx \frac{v_i - v_0}{L} \quad \text{(III.42)}$$

ou $\frac{di_l}{d_t}$ représente la pente du courant d'inducteur pendant le premier intervalle de temps *DTs* de la période
de commutation.

Pour le deuxième intervalle de temps $D'T_S$ avec (III.43) de l'équation devient :

$$\frac{di_l}{d_t} = \frac{v_l}{L} \approx \frac{-v_0}{L} \quad \text{(III.43)}$$

Comme le montre les équations (III.42) et (III.41), l'approximation des petites ondulations mène à une expression linéaire de la pente de l'ondulation de commutation, d'où sa désignation alternative comme l'approximation de l'ondulation linéaire

Avec l'expression linéaire de $\frac{di_l}{dt}$ (III.43), l'équation de la crête à crête d'ondulation du courant peut
facilement être dérivée :

$$i_{icc} = 2\Delta i_l = \frac{v_i - v_0}{L} DT_s \quad \text{(III.44)}$$

Étant donné que le convertisseur est supposé être en équilibre, il n'y a pas de différence si DT_S ou

$D'T_S$ est choisie pour déterminer l'amplitude des ondulations.

L'équation (IV.44) peut maintenant être résolue à l'inductance *L* afin que l'amplitude d'ondulation du courant désiré peut être atteint :

$$L = \frac{V_i - V_0}{2\Delta i_l} DT_s \quad \text{(III.45)}$$

pour obtenir une ondulation de la tension de sortie désirée, une approche similaire peut être utilisée.

Avec la relation $i_{c_2} = c_2 \frac{dv_{c_2}}{dt}$ et l'approximation des petites ondulations (III.44), l'équation suivante est obtenue :

$$\frac{dv_{c_2}}{d_t} = \frac{i_{c_2}}{c_2} \approx \frac{I_l - I_0}{c_2} \quad \text{(III.46)}$$

Ou $\frac{dv_{c_2}}{dt}$ est la pente de l'ondulation de la tension de sortie pendant l'intervalle du temps *DTs*. Ceci mène à

l'ondulation de la tension de sortie crête à crête :

$$v_{0cc} = 2\Delta v_0 = \frac{I_l - I_0}{C_2} DT_s \quad \text{(III.47)}$$

avec Δv_O étant l'amplitude de l'ondulation de la tension de sortie,En résoudrant (III.48) pour produire *C2*, une expression qui peut être utilisée pour choisir *C2* comme une fonction de l'ondulation de la tension de sortie souhaitée :

$$C_2 = \frac{I_l - I_0}{2\Delta v_0} DT_s \quad \text{(III.48)}$$

III.3.2. Convertisseur Boost (hacheur survolteur)

Les principes de l'approximation des petites ondulations, inductor volt second balance et capacitor charge balance qui ont été présentés dans la section (III.3.1.) peuvent être utilisés dans tous les convertisseurs de commutation pour trouver les tensions et les courants de son état d'équilibre.

Le convertisseur boost, comme le montre dans la figure (III.12), est aussi connu comme le convertisseur élévateur "step-up". Le nom implique son application typique de la conversion d'une faible tension d'entrée à une haute tension de sortie, l'essentiel le fonctionnement est l'inverse d'un convertisseur buck.

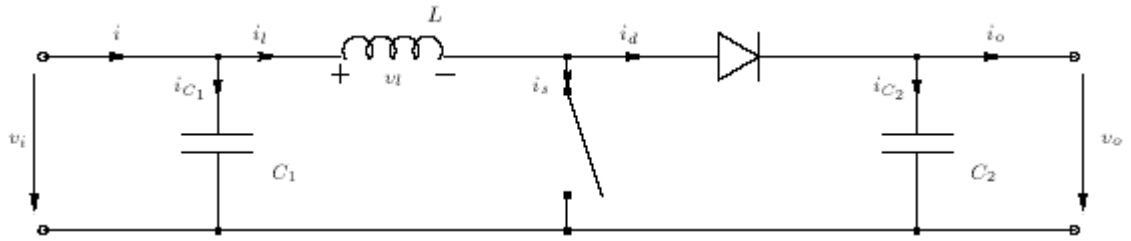


Figure III.11 Circuit idéal d'un convertisseur Boost [26][74].

III.3.2.1. Modèle du circuit équivalent

En premier temps dT_S , figure (III.12), le transistor est fermé, le courant dans l'inductance croit progressivement, au fur et à mesure elle emmagasine de l'énergie, jusqu'à la fin de la première période, le transistor s'ouvre et l'inductance *L* s'oppose à la diminution du courant I_L, ainsi elle génère une tension qui s'ajoute à la tension de source, qui s'applique sur la charge a travers la diode**.**

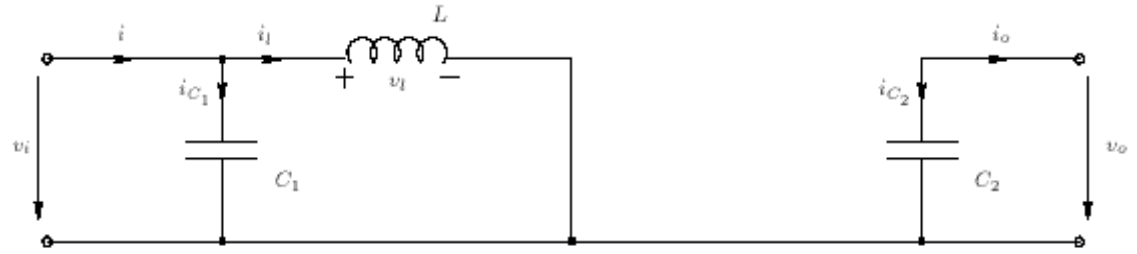


Figure III.12. Circuit équivalent d'un hacheur boost quand le commutateur est fermé $T \in [0, DT_S]$ [26][74].

Après le commutateur est ouvert dans le deuxième intervalle de temps $D'T_S$ de la période de commutation (Figure III.13.), la nature des objets de l'inductance de la discontinuité dans la circulation du courant, et le courant élevé à travers d'une diode de roue libre placée en avant à une haute tension qui est appliquée dans l'ensemble du chargement.

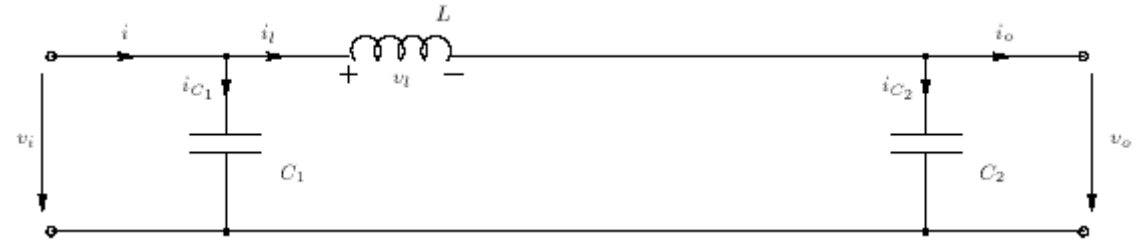


Figure III.13. Circuit équivalent d'un hacheur boost quand le commutateur est ouvert $T \in [DT_S, T_S]$ [26][74].

Pour obtenir l'état d'équilibre l'impulsion des fonctions de transfert d'un hacheur boost et l'expression de son rapport de conversion *M (D)*, les deux différents intervalles du temps DT_S et $D'T_S$ pour la période de commutation T_S doivent être considérés.

La figure (III.14) montre le circuit équivalent d'un convertisseur boost pendant l'intervalle de temps DT_S, lorsque l'interrupteur est fermé. L'application de la loi de kirchhoff des équations du circuit mène à la série suivante des expressions de DTs :

$$\begin{cases} i_{c_1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t) \\ i_{c_2}(t) = C_2 . \frac{dV_0(t)}{dt} = -i_0(t) \\ v_l(t) = L . \frac{di_L(t)}{dt} = -v_i(t) \end{cases} \quad \text{(III.49)}$$

Pour la période de temps de l'interrupteur est ouvert $D'T_S$ montré à la figure (III.49),une deuxième série d'équations peut être obtenue :

$$\begin{cases} i_{c_1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_1(t) \\ i_{c_2}(t) = C_2 . \frac{dV_0(t)}{dt} = i_l(t) - i_0(t) \\ v_l(t) = L . \frac{di_L(t)}{dt} = v_i(t) - v_0(t) \end{cases} \quad \text{(III.50)}$$

III.3.2.2. Caractéristiques de l'état d'équilibre et rapport de conversion M(D)

L'approximation des petites ondulations comme expliquée sur la page 46, il est possible de négliger l'ondulation de commutation dans les signaux de convertisseur et de les remplacer par leurs valeurs moyennes de (III.49). Cela simplifie les équations (III.51) à :

$$\begin{cases} i_{c_1} = I - I_l \\ i_{c_2} = -I_0 \\ v_l = -V_i \end{cases} \quad \text{(III.51)}$$

et (II-88) à

$$\begin{cases} i_{c_1} = I - I_l \\ i_{c_2} = I_l - I_0 \\ v_l = v_i - v_0 \end{cases} \quad \text{(III.52)}$$

Pour trouver les valeurs moyennes de *C*1 i ,*C*2 i , et *l v* pendant toutes les périodes de commutation *Ts*,

les équations (III.50) sont remplacées en (III.53):

$$< x(t) >= \frac{1}{T_s}\int_t^{t+T_s} x(\tau)\, d\tau \quad \text{(III.53)}$$

$$< x(t) >= \frac{1}{T_s}\int_t^{t+T_s} x\,\big|_{|0,DT_s|}(\tau)d\tau + \int_{t+DT_s}^{t+T_s} x\big|_{|DT_s,T|}(\tau)d\tau \quad \text{(III.54)}$$

En appliquant le principe d'inductor volt-second balance et capacitor charge balance de l'inductance tel que présenté dans la section (III.3.2.1), enfin, les moyennes d'un modèle en courant continu d'un convertisseur boost sont ;

$$\begin{cases} < i_{c_1}(t) >= D(I - I_l) + D'(I - I_l) = 0 \\ < i_{c_2}(t) >= D(I_i - I_0) + D'(I_l - I_0) = 0 \\ < v_l(t) \geq DV_i + D'(V_i - V_0) = 0 \end{cases} \quad \text{(III.55)}$$

Avec *D′ = 1-D* (III.55), ce peut être encore simplifiée pour une dernière série d'équations décrivant les caractéristiques de l'état d'équilibre en composant continu :

$$\begin{cases} V_i = D'V_0 \\ I = D'I_l \\ I_0 = I_l \end{cases} \quad \text{(III.56)}$$

Où (III.57) donne le rapport de conversion *M (D)* d'un convertisseur boost l'idéal :

$$M(D) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{D'} = \frac{1}{1-D} \quad \text{(III.57)}$$

La figure (III.15) illustre cette relation pour le convertisseur boost.

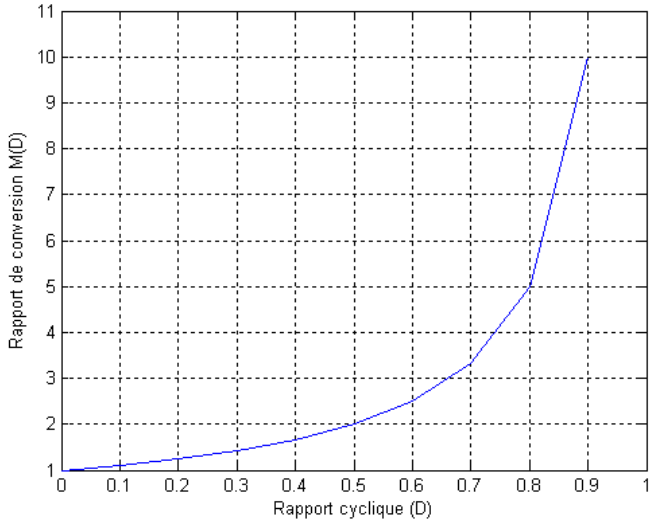


Figure III.14. Rapport de conversion M(D) en fonction du rapport cyclique D pour un hacheur boost.

III.2.2.3. Détermination des ondulations de tension et du courant

Pour le convertisseur boost, comme pour le convertisseur buck dans la section (III.2.2.2) une approximation de l'ondulation linéaire est faite pour l'ondulation de la tension de sortie v_o, l'ondulation de la tension d'entrée v_i, et pour l'ondulation du courant d'inductance i_l. Ceci permet de tirer des expressions à la dimension des composants du circuit selon les limites d'ondulation spécifiées.

Avec les équations (III.49) une approximation linéaire de la pente de ces ondulations est donnée sous :

$$\frac{dv_{c_1}}{d_t} \approx \frac{i_{c_1}}{c_1} = \frac{I-I_l}{c_1} \quad \text{(III.58)}$$

$$\frac{dv_{c_2}}{d_t} \approx \frac{i_{c_2}}{c_2} = \frac{-I_0}{c_2} \quad \text{(III.59)}$$

$$\frac{di_l}{d_t} \approx \frac{v_l}{L} = \frac{V_i}{L} \quad \text{(III.60)}$$

ou $\frac{dv_{c_1}}{dt}$; $\frac{dv_{c_2}}{dt}$; $\frac{di_l}{dt}$ sont les pentes de l'ondulation de la tension d'entrée, l'ondulation de la tension de sortie,

et l'ondulation du courant de l'inductance pendant le premier intervalle de temps DT_s, respectivement. Avec

ces équations linéaires, il est facile d'exprimer l'ondulation de crête à crête :

$$v_{icc} = 2\Delta v_i = \frac{I-I_l}{C_1} DT_s \quad \text{(III.61)}$$

$$v_{0cc} = 2\Delta v_0 = \frac{-I_0}{C_2} DT_s \quad \text{(III.62)}$$

$$i_{lcc} = 2\Delta v_l = \frac{v_i}{L} DT_s \quad \text{(III.63)}$$

En résoudrant (III.64) pour les résultats des valeurs des composants dans une série d'équations qui permettent de concevoir des ondulations spécifications données d'un convertisseur :

$$C_1 = \frac{I-I_l}{2\Delta v_i} DT_s \quad \text{(III.64)}$$

$$C_2 = \frac{-I_0}{2\Delta v_0} DT_s \quad \text{(III.65)}$$

$$L = \frac{V_i}{2\Delta i_l} DT_s \quad \text{(III.66)}$$

III.3.3. Convertisseur buck-Boost (hacheur dévolteur-survolteur)

Le convertisseur buck-boost combine les propriétés des configurations de buck et de boost. Il peut être utilisé pour transformer idéalement n'importe quelle tension d'entrée continue en n'importe quelle tension de sortie continue désirée. En pratique, l'usage de l'idéalité est naturellement limité par les pertes des composants.

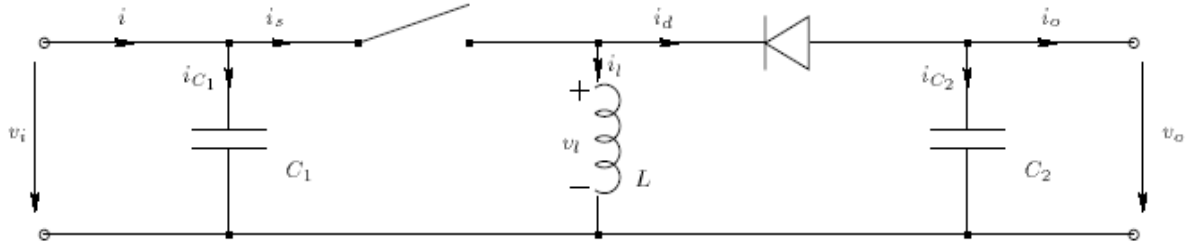


Figure III.15. Circuit idéal d'un convertisseur buck-boost [26].

III.3.3.1. Modèle du circuit équivalent

La figure (III.16) montre le schéma de circuit équivalent idéal de convertisseur buck-boost. Si l'interrupteur est fermé pendant le premier intervalle de temps *DTs* de la période de commutation T_S, un courant commence à circuler de la source d'entrée à la masse à travers l'inductance (Figure III.17), Après que le commutateur s'ouvre au début du deuxième intervalle de temps *D'Ts*, ce courant est maintenu par la nature de l'inductance, La boucle de courant se ferme à travers la charge et la diode (Figure III.18). Puisque le

courant est forcé de circuler "en arrière- backwards-" à travers la charge, la tension de sortie V_O du convertisseur Buck-Boost est négative. La variation du rapport cyclique *D* variera le rapport de conversion entre la tension de sortie et la tension d'entrée $\frac{V_O}{V_i}$.

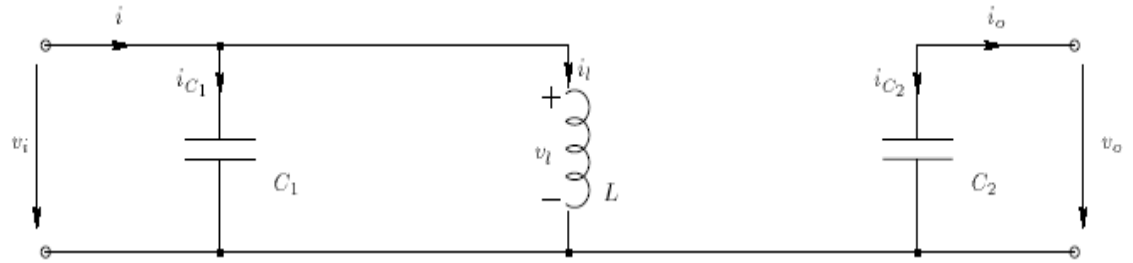


Figure III.16. Circuit équivalent d'un hacheur buck-boost quand le commutateur est fermé T ∈ [0, DTs] [26][74].

$$\begin{cases} i_{c_1}(t) = C_1 \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) - i_l(t) \\ i_{c_2}(t) = C_2 . \frac{dV_0(t)}{dt} = -i_0(t) \\ v_l(t) = L . \frac{di_L(t)}{dt} = v_i(t) \end{cases} \quad \text{(III.67)}$$

L'application de la loi de Kirchhoff et les équations de nœuds du circuit dans le premier état de commutation illustré à la figure (III.18) donne la première partie des équations du système pour la période de temps *DTs*

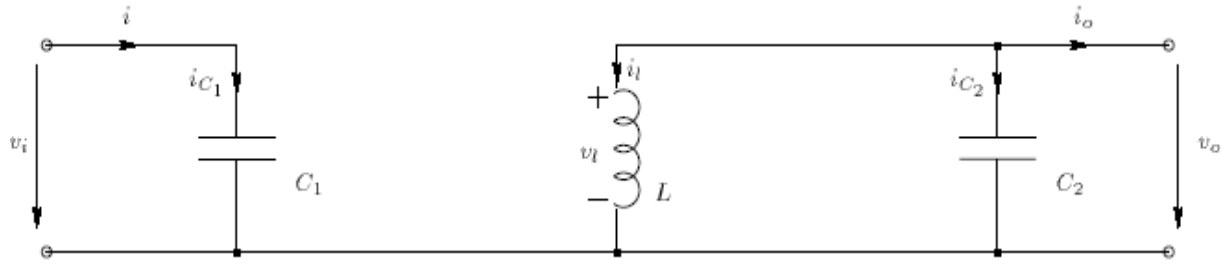


Figure III.18. Circuit équivalent d'un hacheur buck- boost quand le commutateur est ouvert T∈[DTs, Ts] [26][74].

et pour la deuxième période de temps *D'Ts*, après la figure (III.17)

$$\begin{cases} i_{c_1}(t) = C_1 . \frac{dv_i(t)}{dt} = i(t) \\ i_{c_2}(t) = C_2 . \frac{dV_0(t)}{dt} = -i_l(t) - i_0(t) \\ v_l(t) = L . \frac{di_L(t)}{dt} = v_0(t) \end{cases} \quad \text{(III.68)}$$

III.3.3.2. Caractéristiques de l'état d'équilibre et rapport de conversion M(D)

L'approximation de petites ondulations (III.68) permet de remplacer les variables en fonction du temps (II-10) et (II-101) avec leurs valeurs moyennes (II-56) Ceci donne pour*DTs:*

$$\begin{cases} i_{c_1} = I - I_l \\ i_{c_2} = -I_0 \\ v_l = -V_i \end{cases} \quad \text{(III.69)}$$

$$\begin{cases} i_{c_1} = I \\ i_{c_2} = I_l - I_0 \\ v_l = v_0 \end{cases} \quad \text{(III.70)}$$

Le modèle d'inductor volt-seconde balance et capacitor charge balance que discuté dans la section (III.3.3.1.) se mène avec (III.67) à :

$$\begin{cases} < i_{c_1}(t) >= D(I - I_l) + D'(I) = 0 \\ < i_{c_2}(t) >= D(-I_0) + D'(-I_l - I_0) = 0 \\ < v_l(t) >= DV_i + D'(V_i - V_0) = 0 \end{cases} \quad \text{(III.71)}$$

Le modèle en moyenne de l'état d'équilibre pour un convertisseur buck-boost idéal peut maintenant être obtenue en multipliant les équations (III.72).

Ceci donne avec *D'=1-D*

$$\begin{cases} DV_i = -D'V_0 \\ I_0 = D'I_l \\ I = DI_l \end{cases} \quad \text{(III.72)}$$

où (III.72) donne le rapport de conversion continu *M(D)* d'un convertisseur buck-boost idéal :

$$M(D) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{D'} = \frac{1}{1-D} \quad \text{(III.73)}$$

La figure (III.19) illustre le rapport de conversion d'un convertisseur Buck-Boost.

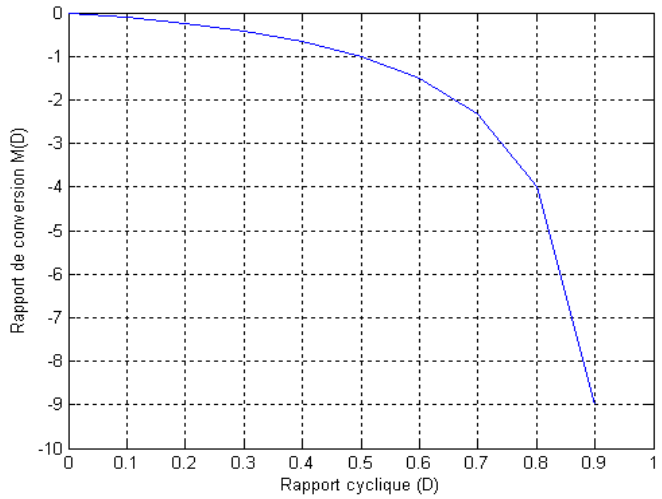


Figure III.19. Rapport de conversion M(D) en fonction du rapport cyclique D pour un hacheur buck-boost

III.3.3.3. Détermination des ondulations de tension et du courant

Une approximation des ondulations linéaires est faite, comme discuté précédemment les types des convertisseurs, afin de déterminer les équations qui le rendent plus facile à concevoir un convertisseur qui se réunira les spécifications des ondulations de commutation au maximum désirées.

Il est supposé que la pente de l'ondulation pendant l'une des deux intervalles de temps dans une période de commutation T_S est une fonction linéaire du temps.

Pour l'intervalle DT_S, ceci donne avec les équations (III.70) :

$$\frac{dv_{c_1}}{d_t} \approx \frac{i_{c_1}}{c_1} = \frac{I-I_l}{c_1} \quad \text{(III.74)}$$

$$\frac{dv_{c_2}}{d_t} \approx \frac{i_{c_2}}{c_2} = \frac{-I_0}{c_2} \quad \text{(III.75)}$$

$$\frac{di_l}{d_t} \approx \frac{v_l}{L} = \frac{V_i}{L} \quad \text{(III.76)}$$

ou $\frac{dv_{c_1}}{dt}$; $\frac{dv_{c_2}}{dt}$; $\frac{di_l}{dt}$ sont les pentes de l'ondulation de commutation Δ*vi*, Δ*vo* et *_il* respectivement. Ceci donne les expressions suivantes pour les amplitudes des ondulations crête à crête :

$$v_{icc} = 2\Delta v_i = \frac{I-I_l}{c_1} DT_s \quad \text{(III.77)}$$

$$v_{0cc} = 2\Delta v_0 = \frac{-I_0}{C_2} DT_s \quad \text{(III.78)}$$

$$i_{lcc} = 2\Delta i_l = \frac{V_i}{L} DT_s \quad \text{(III.79)}$$

Enfin (III.80) peut être transformée de telle sorte que les composants du convertisseur dépendent à des amplitudes des ondulations de commutation spécifiée Δvi, Δvo et Δil [26]

$$C_1 = \frac{I-I_l}{2\Delta v_i} DT_s \quad \text{(III.80)}$$

$$C_2 = \frac{-I_0}{2\Delta v_0} DT_s \quad \text{(III.81)}$$

$$L = \frac{V_i}{2\Delta i_l} DT_s \quad \text{(III.82)}$$

III.3.4. Commande hacheur buck_boost par La méthode incrémental de la conductance

Dans cet algorithme la dérivée de la puissance de sortie du panneau est calculée d'une autre manière, Elle est calculée en fonction de la tension *V* et sa différence *dV* et du courant I et sa différence *dI*, Cette dérivée est nulle au point de puissance maximale, positive à gauche du point MPPT et négative à droite.

La puissance du panneau solaire est donnée par :

$$P=V.I \quad \text{(III.83)}$$

La dérivé partielle $\frac{dP}{dV}$ est donnée par :

$$\frac{dP}{dV} = I + V\frac{dI}{dV} \quad \text{(III.84)}$$

$$\frac{1}{V}\frac{dP}{dV} = \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \quad \text{(III.85)}$$

On définit la conductance de la source $G = \frac{\mathrm{I}}{\mathrm{V}}$ et l'incrémentale conductance $\Delta G = \frac{\mathrm{dI}}{\mathrm{dV}}$

Puisque la tension *V* du panneau est toujours positive, la relation explique que le point de puissance maximale MPP est atteint si la conductance de la source *G* égale l'incrémentale conductance Δ*G* de la source avec un signe moins, et qu'elle est à gauche de ce point lorsque la conductance *G* est supérieure à l'incrémentale conductance Δ*G* et vice-versa, **[4]** comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} > 0 \; si \; \frac{I}{V} > -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} = 0 \; si \; \frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} < 0 \; si \; \frac{I}{V} < -\frac{dI}{dV} \end{cases} \quad \text{(III.86)}$$

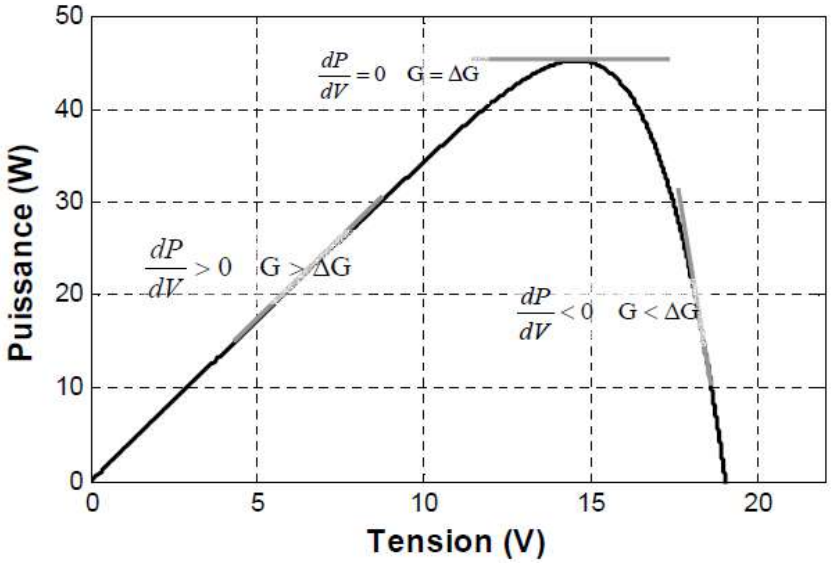


Figure III.20. Signe de dP/dV pour différentes zones de fonctionnement

Pour éviter que la différentielle *dV* de la tension du panneau ne devienne nulle, lorsque le MPP est atteint dans les précédents cycles ou par une stabilisation du point de fonctionnement, ce qui conduirait à une division par zéro, l'algorithme fait un test de *dV*. S'il est nul il teste si le *dI* = 0 si c'est le cas alors le MPP est atteint et l'algorithme ne fait aucun changement, dans le cas contraire l'algorithme teste le signe de *dI* pour déterminer la position du MPP et ajuste la tension de référence correspondante. La figure suivante donne l'organigramme de cet algorithme.

L'avantage de cet algorithme est qu'il n'oscille pas autour du MPP, à cause du test de *dI=0.* L'algorithme se stabilise une fois le MPP atteint et le signe de *dI* donne la vraie direction à emprunter pour le tracking du MPP une fois le système stable, ce qui conduit à une réponse rapide du système pour des changements brusques des conditions atmosphériques.

Mais à cause de l'approximation des dérivées *dV* et *dI* et l'utilisation d'un pas d'action constant, la condition $\frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV}$ est rarement vraie ce qui conduit à des oscillations autour du MPP. Pour remédier à ce problème une erreur marginale ε est ajoutée aux conditions du MPP, c'est à dire que le MPP est atteint si $\left|\frac{I}{V} + \frac{dI}{dV}\right| \leq \varepsilon$, la valeur de ε est limitée entre le problème de non fonctionnement dans le MPP exact et le problème de l'amplitude des oscillations.

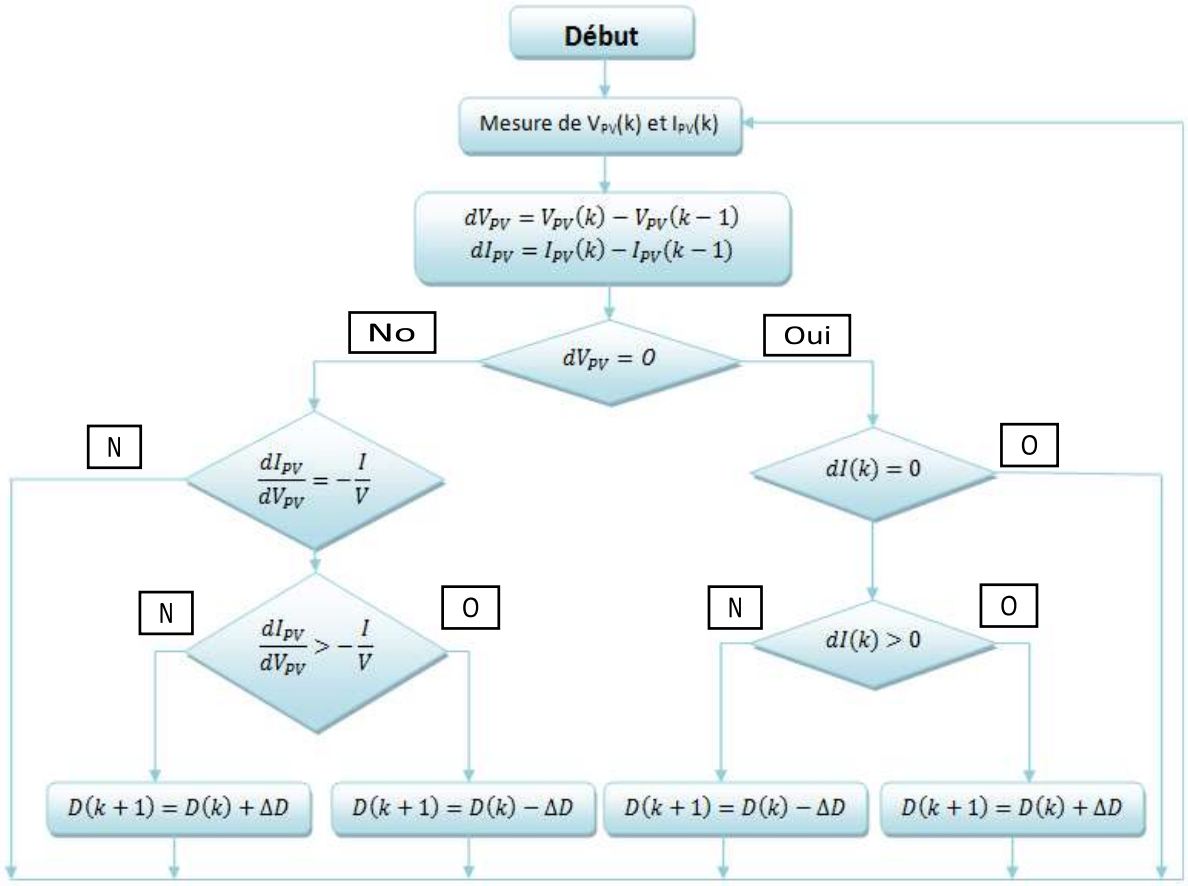


Figure III.21. Organigramme de l'algorithme d'incrémentation de conductance (INC).

La fréquence d'échantillonnage = 1kHz, D = 0.001

III.4. conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié la modélisation et la commande des différents convertisseurs utilisés dans une chaîne hybride photovoltaïque – éolienne on a présenté le système de fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux , ce dernier est du type NPC .

On définissant les configurations électriques du fonctionnement d'un seul bras, on a pu définir un modèle en mode commandable, on optant pour une commande complémentaire optimale des différents interrupteurs qui le constituent.

Par la suite on a étudié les différentes caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur à deux niveaux pour une stratégie de commande *MLI* avec une seule porteuse, permettant de réduire le taux d'harmoniques des tensions de sortie par l'augmentation de l'indice de modulation *m*. nous allons voir le comportement de chacun de ces deux types d'onduleurs et hacheur dans une chaine hybride connectée au réseau

L'étude de topologie de base du convertisseur DC/DC *Buck-Boost* connecté à un système photovoltaïque nous a permis de déduire que ce dernier est le plus approprié pour la poursuite du point de puissance maximale (***type incrémental)*** et ce quel que soit la valeur de la charge et les variations météorologiques (température et ensoleillement)

Chapitre IV
L'éolienne basée sur la MADA

IV.1. introduction

Les systèmes éoliens connaissent un essor considérable depuis une quinzaine d'années, Grâce au caractère renouvelable et non polluant de l'énergie produite, l'intégration de ces systèmes est devenue un élément clé pour des nouvelles politiques énergétiques dans de nombreux pays [52] [54], C'est au début des années quarante que de vrais prototypes d'éoliennes à pales profilées ont été utilisés avec succès pour générer de l'électricité, Plusieurs technologies sont utilisées pour capter l'énergie du vent (capteur à axe vertical ou à axe horizontal) et les structures des capteurs sont de plus en plus performantes [54], Outre les caractéristiques mécaniques de l'éolienne, l'efficacité de la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique est très importante, Là encore de nombreux dispositifs existent et, pour la plupart, ils utilisent des machines synchrones et asynchrones.

IV.2. définition de l'énergie éolienne

L'énergie éolienne est une énergie "renouvelable" non dégradée, géographiquement diffuse, et surtout en corrélation saisonnière (l'énergie électrique est largement plus demandée en hiver et c'est souvent à cette période que la moyenne des vitesses des vents est la plus élevée), De plus, c'est une énergie qui ne produit aucun rejet atmosphérique ni déchet radioactif. Elle est toutefois aléatoire dans le temps et son captage reste assez complexe, nécessitant des mâts et des pales de grandes dimensions (jusqu'à 60 m pour des éoliennes de plusieurs mégawatts) dans des zones géographiquement dégagées pour éviter les phénomènes de turbulences [53].

L'énergie éolienne fait partie des nouveaux moyens de production d'électricité décentralisée proposant une alternative viable à l'énergie nucléaire sans pour autant prétendre la remplacer (l'ordre de grandeur de la quantité d'énergie produite étant largement plus faible), Les installations peuvent être réalisées sur terre mais également de plus en plus en mer (fermes éoliennes offshore) où la présence du vent est plus régulière, De plus, les éoliennes sont ainsi moins visibles et occasionnent moins de nuisances sonores.

IV.2.1. principe fonctionnement

Les éoliennes permettent de convertir l'énergie du vent en énergie électrique. Cette conversion se fait en deux étapes [54] :

- Au niveau de la turbine (rotor), qui extrait une partie de l'énergie cinétique du vent disponible pour la convertir en énergie mécanique.
- Au niveau de la génératrice, qui reçoit l'énergie mécanique et la convertit en énergie électrique, transmise ensuite au réseau électrique

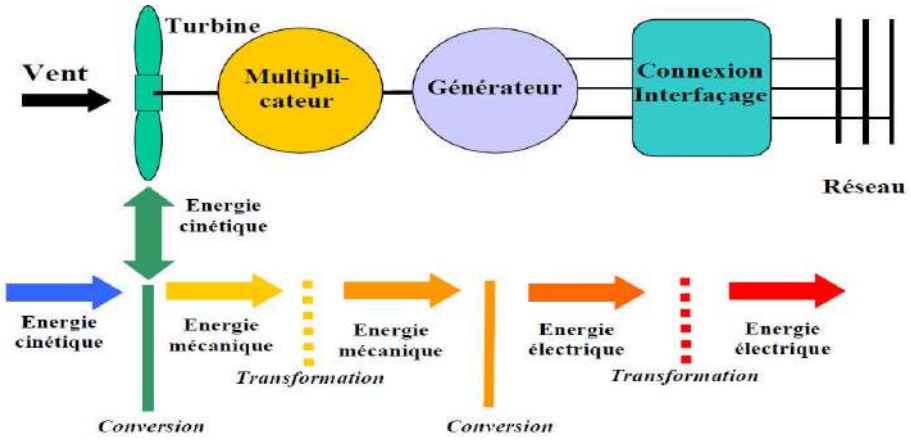


Figure IV.1. Principe de la conversion

IV.2.2 principaux composants d'une éolienne

Il existe plusieurs configurations possibles d'aérogénérateurs qui peuvent avoir des différences importantes [55]. Néanmoins, une éolienne "classique" est généralement constituée des éléments suivants [58] :

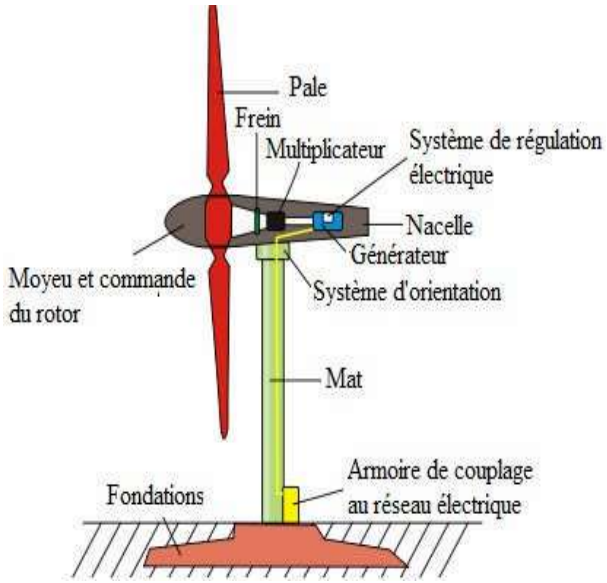


Figure IV.2. Composants d'une éolienne

- *Mât :* Il permet de placer le rotor à une hauteur suffisante pour permettre son mouvement (nécessaire pour les éoliennes à axe horizontal) et/ou placer ce rotor à une hauteur lui permettant d'être entraîné par un vent plus fort et régulier qu'au niveau du sol. Le mât abrite généralement une partie des composants électriques et électroniques (modulateur, commande, multiplicateur, générateur, etc.).

- *Rotor* : Il est composé de plusieurs pales (en général trois) et du nez de l'éolienne. Le rotor est entraîné par l'énergie du vent, il peut être branché directement ou indirectement à une pompe (cas des éoliennes de pompage) ou plus généralement à un générateur électrique. Le rotor est relié à la nacelle par le moyeu.

- *Nacelle* : Elle est montée au sommet du mât, abritant les composants mécaniques et pneumatiques.

- *Moyeu :* Le moyeu est une pièce en acier moulé, Il supporte les pales et relie le rotor à la nacelle.

- *Fondation :* Une fondation solide assurant la résistance de l'ensemble par grand vent et/ou dans des conditions de givrage.

- *Pales :* Les pales sont généralement en fibre de verre, Leur diamètre varie en fonction de la puissance désirée (entre 7m et 72m). Elles ont pour rôle de capter l'énergie du vent et de la transférer ensuite au rotor. Le nombre de pales peut varier suivant les éoliennes. Actuellement, le système tripale est le plus utilisé car il permet de limiter les vibrations.

- *Génératrice :* La génératrice est un alternateur qui transforme l'énergie mécanique en énergie électrique. Elle peut être synchrone ou asynchrone.

- *Multiplicateur :* Le multiplicateur relie l'arbre (primaire) de la turbine éolienne à l'arbre (secondaire) de la génératrice électrique. Il permet de transformer une puissance à couple élevé et à vitesse lente en une puissance à couple faible et vitesse rapide.

- *Arbre de transmission :* Il est composé de deux
arbres:

- *L'arbre primaire:* cet arbre transmet l'effort fourni par le rotor au multiplicateur. Il est dit arbre lent, car il tourne à des vitesses comprises entre (20 - 40tr/min).

- *L'arbre secondaire:* il entraîne la génératrice à des vitesses élevées (environ 2000tr/min)

et est muni d'un frein à disque actionné en cas d'urgence.

- *Système de refroidissement :* Il comprend généralement un ventilateur électrique utilisé pour refroidir la génératrice et un refroidisseur à l'huile pour le multiplicateur qui encaisse les efforts mécaniques d'un arbre à l'autre.

- *Outils de mesure du vent :* Nous avons deux types une girouette pour évaluer la direction du vent et un anémomètre pour en mesurer la vitesse.

- *Système d'orientation de la nacelle :* Les grandes éoliennes utilisent des moteurs électriques ou hydrauliques pour faire pivoter la nacelle face au vent.

- *Système de contrôle :* C'est un dispositif qui surveille l'état et le dispositif d'orientation. En cas de défaillance le système stop l'éolienne et le signale à l'ordinateur de l'opérateur via un modem téléphonique. Dans le cas des éoliennes produisant de l'électricité, un poste de livraison situé à proximité du parc éolien permet de relier ce parc au réseau électrique pour y injecter l'intégralité de l'énergie produite

IV.2.3. machine asynchrone à double alimentions (MADA)

La M A D A se compose principalement de deux parties, stator et rotor, Le rotor tourne à l'intérieur de la cavité de la machine, il est séparé du stator par un entrefer, En principe les circuits électriques du stator et du rotor sont constitués de trois enroulements identiques

couplés en étoile (ou en triangle) avec pour seule différence le circuit électrique du rotor est relié à trois ou quatre bagues sur lesquelles glissent des balais [57], Les trois enroulements du stator (A, B et C) sont parallèles aux enroulements du rotor et sont distribués sinusoïdalement, décalés de 120 degrés l'un par rapport à l'autre.

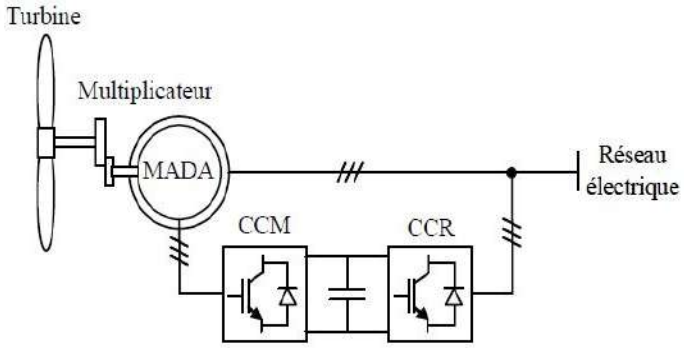


Figure IV.3. Chaine de conversion éolienne.

IV.2.3.1. Avantages et inconvénients de la MADA

Comme toute autre machine, la *MADA* présente quelques avantages et inconvénients qui sont lié à plusieurs facteurs, sa structure, sa stratégie de commande et ses applications :

- *Avantages*

Parmi ses nombreux avantages, nous citons [59][60] :

❖ La mesure des courants au stator et rotor, contrairement à la machine à cage, donnant ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.

❖ Le partage des fréquences entre le stator et le rotor : en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement.

❖ La solution avec deux convertisseurs alimentant la machine permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.

❖ La *MADA* présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances. La possibilité de fonctionner à couple constant au delà de la vitesse nominale.

❖ La *MADA* se comporte comme une machine synchrone et l'on peut pratiquer des rapports de démagnétisation très importants (de l'ordre de 1 à 6).

❖ Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation.

- *Inconvénient*

Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.

❖ Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.

❖ Nous soulignons que des études récentes, tenant compte de la chute du prix du silicium, donnent maintenant un petit avantage à la *MADA*.

IV.2.3.2. Fonctionnement de la MADA a vitesse variable

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

En effet nous savons qu'une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur. Par contre dans le cas de la MADA, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper synchronisme ou en hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [61][57].

❖ *Fonctionnement moteur hypo synchrone (g > 0)*

Le fonctionnement en mode hypo synchrone du moteur est réalisé lorsqu'il s'agit d'une plage de réglage de vitesse s'étendant de la vitesse de synchronisme Ω_S à une vitesse plus faible Ω_{min}. La puissance est fournie par le réseau au stator; la vitesse de rotation est inférieure au synchronisme, la puissance de glissement est renvoyée sur le réseau via les convertisseurs connectés au rotor (Figure VI.4.a.).

❖ *Fonctionnement moteur hypersynchrone (g < 0)*

Le fonctionnement en mode hypersynchrone du moteur est réalisé lorsque la vitesse de la machine peut varier au delà de la vitesse de synchronisme. Dans ce mode de fonctionnement une partie de la puissance fournie par le réseau va au rotor via les convertisseurs statiques et est convertie en puissance mécanique (Figure VI.4.b).

❖ *Fonctionnement générateur hyposynchrone (g > 0)*

Dans mode de fonctionnement la puissance est fournie par le dispositif d'entraînement, dans notre cas la turbine éolienne ; une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor (Figure VI.4.c).

❖ *Fonctionnement générateur hypersynchrone (g < 0)*

Dans ce mode de fonctionnement, la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine par la turbine éolienne est transmise au réseau aux pertes près. Une partie de cette puissance correspondant à $g.P_{mec}$ est transmise par l'intermédiaire du rotor (Figure VI.4.d).

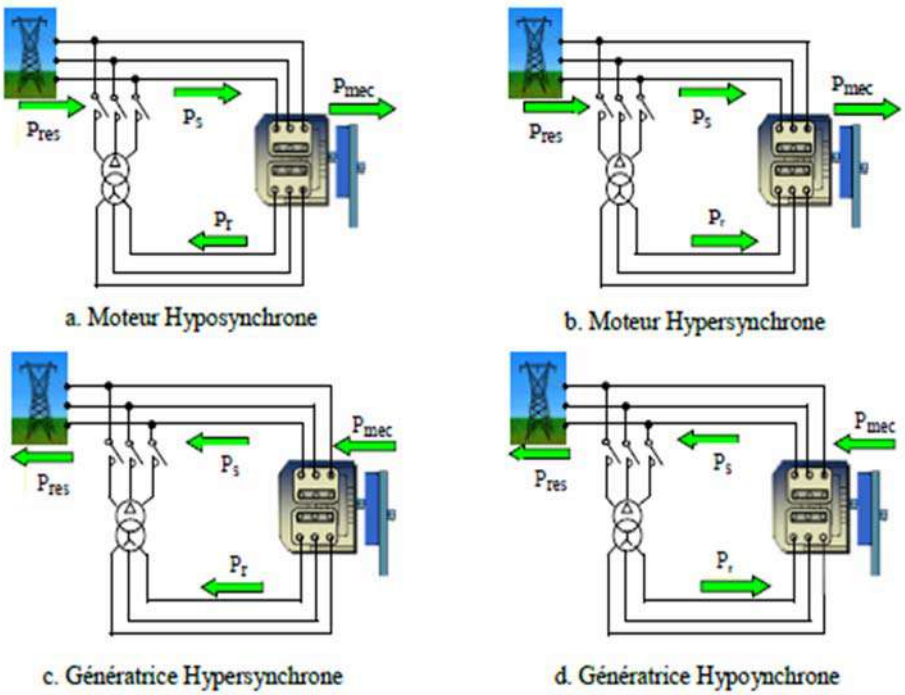


Figure IV.4. Différentes configurations de fonctionnement de la MADA

IV.3. Modélisation d'une chaine conversion éolienne

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

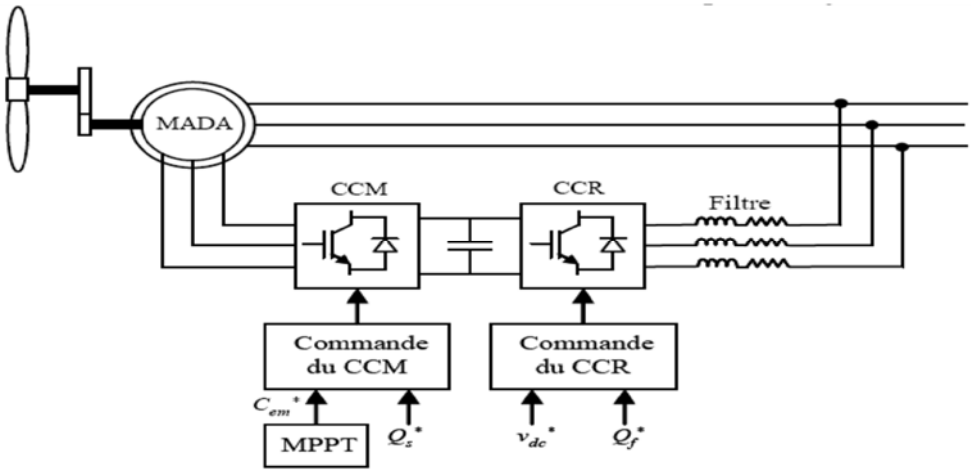


Figure IV.5. Chaine de conversion éolienne.

IV.3.1. Modèle de la turbine éolienne

IV.3.1.1. Loi de betz

La turbine à vent est un système aérodynamique complexe à modéliser, cependant des modèles mathématiques simples sont souvent utilisés,Considérons le système éolien à axe horizontal (Figure IV.6) sur lequel on a représenté la vitesse du vent V_1 en amont de l'aérogénérateur et la vitesse V_2 en aval [59].

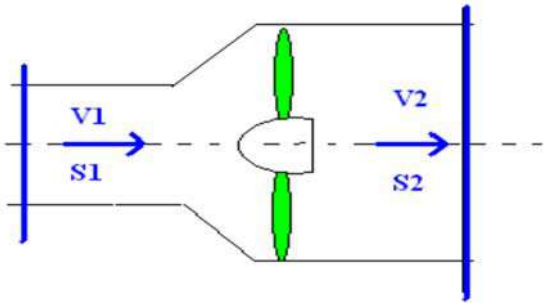


Figure VI.6. Principe de la théorie de Betz

La théorie de Betz modélise le passage de l'air avant et après les pales de l'éolienne par un tube de courant.
En supposant que la vitesse (V) du vent traversant le rotor est égale à la moyenne des deux vitesses (V_1 et V_2) donc :

$$V = \frac{V_1+V_2}{2} \quad \text{(IV-1)}$$

L'énergie éolienne provienne de l'énergie cinétique du vent. Si on considère une masse d'air, m (kg), qui se déplace avec la vitesse V (m/s), l'énergie cinétique de cette masse est :

$$E_c = \frac{1}{2}mV^2 \quad \text{(IV-2)}$$

La masse d'air en mouvement de densité ρ traversant la surface S des pales en une seconde est:

$$m = \rho S \frac{(V_1+V_2)}{2} \quad \text{(IV-3)}$$

La puissance mécanique P_m extraite de l'éolienne s'exprime comme suite

$$p_m = \frac{1}{2}m(V_1^2 - V_2^2) \quad \text{(IV-4)}$$

En remplaçant «m» par son expression dans l'équation (III-5), on aura :

$$P_m = \frac{1}{4}\rho S(V_1 + V_2)(V_1^2 - V_2^2) \quad \text{(IV-5)}$$

Un vent théoriquement non perturbé traverserait cette même surface S sans diminution de vitesse, soit à la vitesse V_1, la puissance P_{mt} correspondante serait alors:

$$P_m = \frac{1}{2}\rho S V_1^3 \quad \text{(IV-6)}$$

Le ratio entre la puissance extraite du vent et la puissance totale théoriquement disponible est appelé coefficient de puissance (C_p), il s'exprime comme suit :

$$C_p = \frac{P_m}{P_{mt}} = \frac{\left(1+\left(\frac{V_1}{V_2}\right)\right)\left(1-\left(\frac{V_1}{V_2}\right)^2\right)}{2} \quad \text{(IV-7)}$$

La figure IV.7. Représente la caractéristique *cp et landa*.

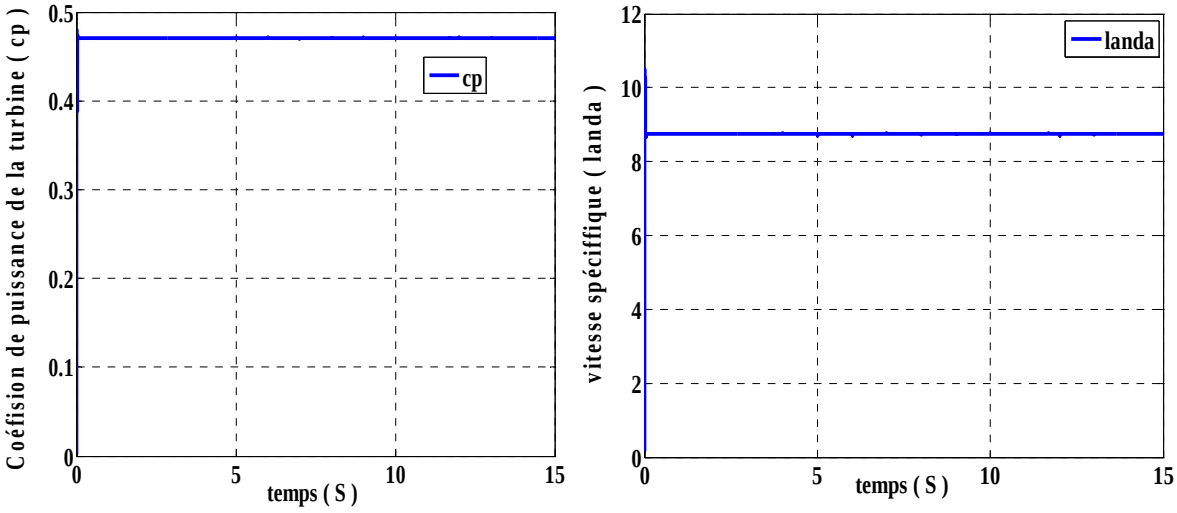


Figure IV.7. Coefficient de puissance et vitesse spécifique

On constate que le coefficient de puissance (C_p) ne dépasse pas la valeur maximale de 0.49, cette valeur théorique est appelée la limite de Betz [55].

En réalité, cette limite n'est jamais atteinte et chaque éolienne est définie par son propre coefficient de puissance exprimé en fonction de la vitesse relative λ représentant le rapport entre la vitesse de l'extrémité des pales de l'éolienne et la vitesse du vent.

IV.3.1.2. production d'énergie mécanique

En combinant les équations (IV-8), (IV-9) et (IV-10), la puissance mécanique P_m disponible sur l'arbre d'un aérogénérateur s'exprime ainsi:

$$C_p = f(\lambda,\beta) = C_1\left(\frac{C_2}{\lambda_i} - C_3 - C_4\right) exp\left(\frac{-C_5}{\lambda_i}\right) + C_6\lambda \quad \text{(IV-8)}$$

$$P_m = C_p P_{mt} = \frac{1}{2} C_p(\lambda)\rho\pi R^2 V_1^3 \quad \text{(IV-9)}$$

Avec :

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda+0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3+1} \quad \text{(IV-10)}$$

C_1=0.5176, C_2=116, C_3=0.4, C_4=5, C_5=21, C_6=0.0068 ;

β: L'angle d'orientation des pâles ;

$$\lambda = \frac{R\Omega_1}{V_1} \quad \text{(IV-11)}$$

λ : Vitesse spécifique.

Ω_1 : Vitesse de rotation avant multiplicateur

R : Rayon de l'aérogénérateur.

Le couple de la turbine peut alors être obtenu en divisant l'expression de la puissance mécanique extraite de l'éolienne par la vitesse de rotation de l'arbre mécanique Ω_1 :

$$C_{turbine} = \frac{P_m}{\Omega_1} = \frac{1}{2\Omega_1} C_p \left(\frac{R\Omega_2}{kV_1}\right) \rho\pi R^2 V_1^3 \quad \text{(IV-12)}$$

Compte tenu du rapport du multiplicateur de vitesse *K*, la puissance mécanique P_{mg} disponible sur l'arbre du générateur électrique s'exprime par:

$$P_{mg} = C_p P_{mt} = \frac{1}{2}\left(\frac{R\Omega_2}{kV_1}\right) \rho\pi R^2 V_1^3 \quad \text{(IV-13)}$$

Avec Ω_2 : Vitesse de rotation après multiplicateur.

Cette relation permet d'établir un ensemble de caractéristiques donnant la puissance disponible en fonction de la vitesse de rotation du générateur pour différentes vitesses de vent (Figure IV.6.) [55].

IV.3.1.3. modelé de multiplicateur

Le multiplicateur est la liaison entre la turbine et le générateur. Il est supposé rigide et modélisé par un simple gain. L'élasticité et le frottement du multiplicateur sont négligés. Les pertes énergétiques dans le multiplicateur sont considérées nulles. Le couple mécanique de la turbine éolienne est divisé par le gain de multiplicateur pour obtenir le couple mécanique sur l'arbre du générateur [63].

$$C_{mec} = \frac{1}{G} C_{turbine} \quad \text{(IV-14)}$$

Où :

G : Gain de multiplication ;

C_{mec} : Couple mécanique sur l'axe du générateur en ($N.m$).

Le multiplicateur adapte la vitesse de la turbine à celle du générateur comme suivant :

$$\boldsymbol{\Omega}mec = G\boldsymbol{\Omega}turbine \quad \text{(IV-15)}$$

Où :

Ω_{mec}=Vitesse angulaire mécanique du générateur (rad/s).

IV.3.1.4. modelé de l'arbre

L'équation fondamentale de la dynamique de l'arbre qui permet de déterminer l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique total (C_{mec}) appliqué au rotor s'écrit comme suite:

$$j\frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{turbine-f\Omega_{me}} \quad \text{(IV-16)}$$

J : Inertie totale des parties tournantes ($Kg.m^2$)
; *f :* Coefficient de frottements visqueux ;

$f\,\boldsymbol{\Omega}_{mec}=C_{vis}$: Couple des frottements visqueux;

$C_{turbine}=C_{mec}+C_{em}$=Couple total de l'éolienne ;

C_{em} : Couple électromagnétique du générateur en ($N.m$).

En fonctionnement générateur le couple électromagnétique C_{em} a un signe négatif.

L'inertie totale est la somme de l'inertie du générateur et de la turbine ramenée au côté générateur c'est-à-dire :

$$j = \frac{j_{turbine}}{G^2} + j_{generateur} \quad \text{(VI-17)}$$

- Les équations précédentes permettent d'établir le schéma bloc du modèle de la turbine (Figure IV.8.).

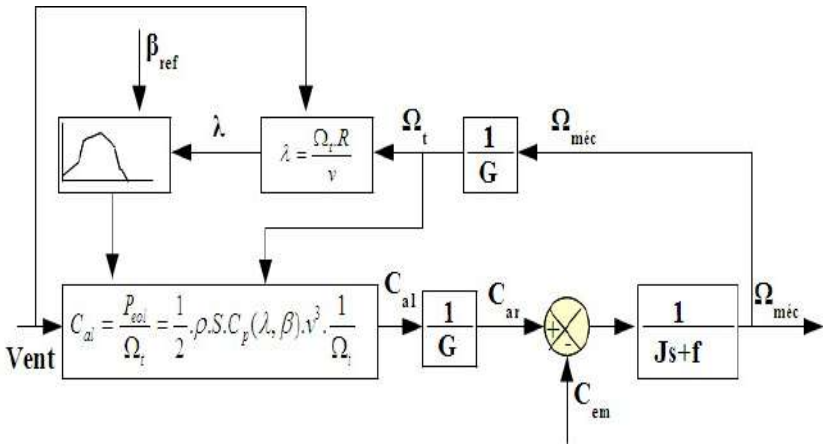


Figure IV.8. Schéma bloc du modèle de la turbine

IV.3.1.5. Extraction de puissance maximale (MPPT)

Afin de capter le maximum de puissance de l'énergie éolienne incidente, il faut ajuster en permanence la vitesse de rotation de la turbine à celle du vent. La vitesse mécanique optimale de la turbine correspond à λ_{opt} et $\beta=0$ La vitesse de la MADA est utilisée comme une grandeur de référence pour un régulateur de type proportionnel-intégral (PI à avance de phase).

Ce dernier détermine la consigne de commande qui est le couple électromagnétique qu'on devrait appliquer à la machine pour faire tourner la génératrice à sa vitesse optimale.

Le couple ainsi déterminé par le régulateur est utilisé comme grandeur de référence du couple du modèle de la turbine (Figure VI.9.), le système de variation de l'angle d'orientation des pales (variation de l'angle d'incidence) permet de modifier le rapport entre la portance et la traînée. Pour extraire le maximum de puissance (et la maintenir constante), on ajuste l'angle d'incidence des pales à la vitesse du vent.

Le « Pitch control » est une technique qui permet de régler mécaniquement l'angle d'orientation des pales afin de décaler la courbe du coefficient de puissance de la turbine [60].

Cependant, elle est assez coûteuse et est employée généralement pour les éoliennes de moyenne et de grande puissance.

Pour notre modèle, la technique « Stall Control », qui est une technique passive et qui permet un décrochage aérodynamique naturel (diminution de la portance lorsque la vitesse du vent devient plus importante).

La régulation de la vitesse de rotation de la turbine par angle de calage des pales intervient lorsque la vitesse de la génératrice dépasse de 30% sa vitesse nominale, dans le cas contraire, β sera nul.

La synthèse du régulateur PI nécessite la connaissance de la fonction de transfert de notre système. Ce qui est difficile à cause notamment du coefficient de puissance. Un simple correcteur Proportionnel (*P*) est obtenu après des tests.

À noter que β pourra varier de 0° à 90° caractérisé par une saturation.

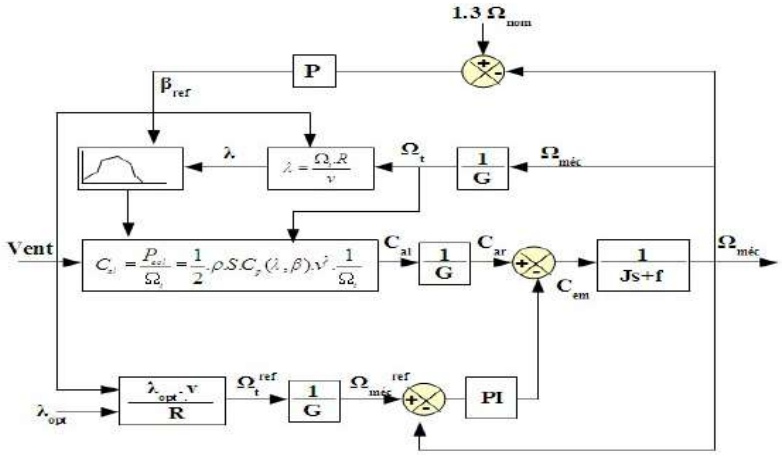


Figure IV.9. Schéma bloc avec asservissement de la vitesse

Le fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable peut être défini selon trois zones,

comme l'illustre la Figure IV.9. [Poitiers, 2003] :

- Zone 1 : la vitesse du vent est faible, insuffisante pour permettre de démarrer l'éolienne ; la vitesse de rotation et la puissance mécanique sont alors égales à zéro,

- Zone 2 : le vent atteint une vitesse minimale *vmin* pour permettre le démarrage. Une fois ce démarrage effectué, l'éolienne va fonctionner de manière à extraire le maximum de puissance disponible pour avoir un fonctionnement optimal jusqu'à ce que le vent atteigne la vitesse nominale *vn* correspondant aux valeurs nominales de la puissance mécanique *Pn* et de la vitesse de rotation W*n*.

- *Zone 3* : le vent atteint des vitesses élevées supérieures à la vitesse nominale, la vitesse de rotation et la puissance mécanique doivent être maintenues à leur valeurs nominales afin de ne pas détériorer l'éolienne. Ces limitations peuvent s'effectuer, par exemple, en orientant les pales de l'éolienne afin de dégrader le rendement de l'éolienne (augmentation de l'angle de calage des pales b). Dès que le vent a attaint sa valeur maximale *vmax*, une procédure d'arrêt de l'éolienne est effectuée afin d'éviter

Toute destruction de celle-ci.

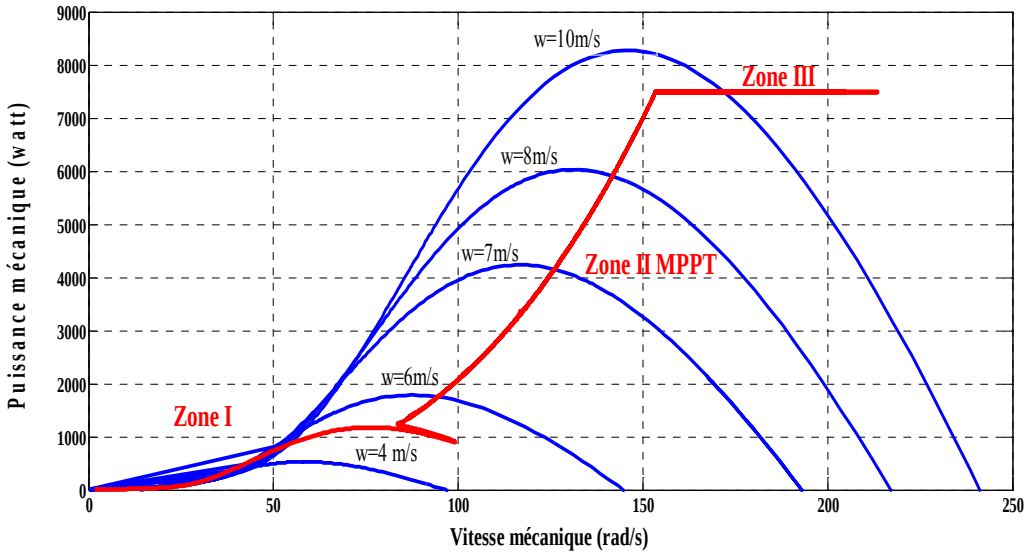


Figure IV.10. Caractéristique de la puissance générée

IV.3.2. Modèle de la machine asynchrone à double alimentions (MADA)

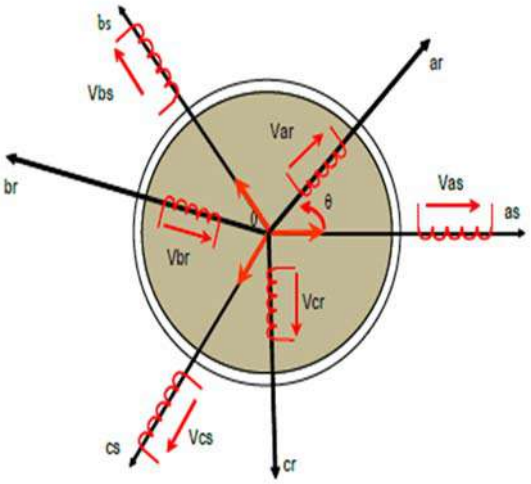


Figure IV.11. Représentation spatiale de la MADA

La modélisation de la MADA en tenant compte de la répartition de ses enroulements et sa géométrie réelle est une tache très complexe. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices :

❖ La machine est supposée idéale, c'est-à-dire que les ampères-tours sont supposés distribués sinusoïdalement le long de l'entrefer de la machine et que les harmoniques d'espace sont négligés;

❖ Les paramètres de la machine sont considérés indépendants de la température;

❖ Les pertes fer (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligeables;

❖ La saturation du circuit magnétique sera négligeable ;

❖ Les grandeurs homopolaires sont considérées comme nulles.

IV.3.2.1. Equation électrique

Les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_S][I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] = [R_S][I_s] + \frac{d}{dt}([I_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r]) \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}([I_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s]) \end{cases} \quad \text{(IV-18)}$$

Avec:

V_S, Vr : Tensions statoriques et rotoriques ;

is, ir : Courants statoriques et rotoriques ;

R_S, R_r : Résistances des enroulements statoriques et rotoriques ;

φ_S, φr : Flux statoriques et rotoriques ;

L_S, L_r : Inductances de fuites des statoriques et rotoriques ;

M_S, M_r : inductances mutuelles.

IV.3.2.2. équation magnétique

Les équations magnétiques sont données par:

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [I_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [I_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad \text{(IV-19)}$$

Avec:

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} ; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad \text{(IV-20)}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; [L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_S & M_S \\ M_S & L_s & M_S \\ M_S & M_S & L_s \end{bmatrix} \quad \text{(IV-21)}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} ; [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad \text{(IV-22)}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} ; [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad \text{(IV-23)}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{(IV-24)}$$

IV.3.2.3. équation mécanique

$$C_{em} = P[I]^t \frac{d}{d\theta}([M_{sr}][I_r]) = P\left(\varphi_{ds} I_{qr} - \varphi_{qs} I_{qr}\right) = P\frac{M}{L_s}\left(\varphi_{ds} I_{qr} - \varphi_{qs} I_{dr}\right) \quad \text{(IV-25)}$$

Donc, l'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - f_r\Omega) \quad \text{(IV-26)}$$

Où :

Ω : Vitesse de rotation de la machine ;

J : moment d'inertie de l'ensemble machine et turbine éolienne ;

fr : coefficient de frottement.

La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation de la machine). Pour remédier à cette difficulté, nous somme amenés à utiliser la transformation de variables de type de Park.

IV.3.2.4. modelé de la MADA dans le repère PARK

Afin de pouvoir travailler au niveau de l'algorithme de commande avec des grandeurs électriques constantes tout en réduisant leur nombre, on introduit une transformation de variables supplémentaires. Cette transformation est appelée transformation de Park [63].

La méthode consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes (a, b, c) en un système équivalent à deux enroulements biphasés sur les axes (*d*, q) ; en raison de la possibilité de créer une même force magnétomotrice indifféremment par des systèmes de courants diphasés ou triphasés d'espace [52].

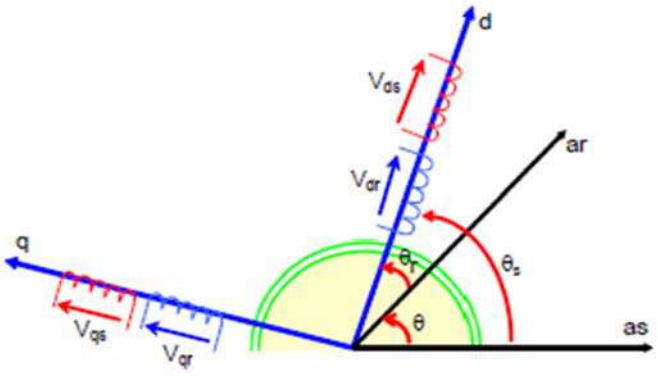


Figure IV.12. Repère référentiel de Park

Le passage aux composantes de Park est donné par une matrice de rotation suivante :

$$P(\theta)=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} cos(\theta) & cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & cos\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) \\ -sin(\theta) & -sin\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & -sin\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(IV-27)}$$

Les grandeurs (courants, tensions et flux) transformées, du système diphasé sont égales à la matrice de Park multipliée par les grandeurs du système triphasé :

$$\begin{cases} [V_{s(dq)}]=[P(\theta_s)][V_{s(abc)}] \\ [V_{r(dq)}]=[P(\theta_r-\theta)][V_{r(abc)}] \end{cases}.$$

$$\begin{cases} [I_{s(dq)}]=[P(\theta_s)][I_{s(abc)}] \\ [I_{r(dq)}]=[P(\theta_r-\theta)][I_{r(abc)}] \end{cases} \quad \text{(IV-28)}$$

$$\begin{cases} [\varphi_{s(dq)}]=[P(\theta_s)][\varphi_{s(abc)}] \\ [\varphi_{r(dq)}]=[P(\theta_r-\theta)][\varphi_{r(abc)}] \end{cases}$$

Dans le repère (d, q) les équations du flux s'expriment par :

$$\begin{cases} \varphi_{ds}=L_sI_{ds}+MI_{ds} \\ \varphi_{qs}=L_sI_{qs}+MI_{qs} \end{cases}; \quad \begin{cases} \varphi_{dr}=L_rI_{dr}+MI_{ds} \\ \varphi_{qr}=L_sI_{qr}+MI_{qs} \end{cases} \quad \text{(IV-29)}$$

Avec :
$L_s=l_sM_s$: Inductance cyclique statorique ;
$L_r=l_r-M_r$: Inductance cyclique rotorique ;
$M=\frac{3}{2}M_{sr}$: Mutuelle cyclique entre rotor-stator.

En remplaçant les équations des flux (III-29) dans les équations des tensions (IV-30), on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} R_s+L_s\frac{d}{dt} & -w_sL_s & M\frac{d}{dt} & -w_sM \\ w_sL_s & R_s+L_s\frac{d}{dt} & w_sL_s & M\frac{d}{dt} \\ M\frac{d}{dt} & -(w_s-w_r)M & R_r+L_r\frac{d}{dt} & -(w_s-w_r)L_r \\ (w_s-w_r)M & M\frac{d}{dt} & (w_s-w_r)L_r & R_r+L_r\frac{d}{dt} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad \text{(IV-30)}$$

L'expression générale du couple électromagnétique dans le repère d-q devient :

$$C_{em}=P\frac{M}{L_s}\left(\varphi_{ds}I_{qr}-\varphi_{qs}I_{dr}\right) \quad \text{(IV-31)}$$

IV.3.2.5. Principe de la commande vectorielle de la MADA

Afin de découpler la commande du couple et celle du flux de cette machine, plusieurs stratégies de commande ont été proposées pour obtenir des performances souhaitées. Ces stratégies de commande consistent souvent à rendre le comportement électromagnétique de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Cette similitude est rendue possible par l'emploi de la commande vectorielle élaborée à partir du modèle de Park. Le principe de la commande vectorielle consiste à orienter une des composantes du flux statorique suivant un axe de référence tournant à la vitesse du synchronisme, c'est-à-dire sur l'axe « d » (Figure IV.12.).

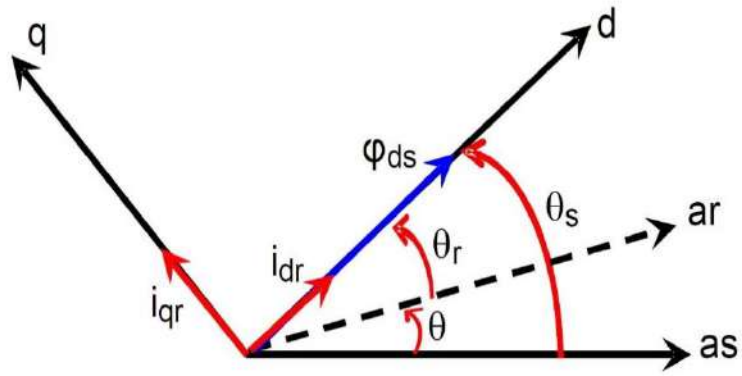


Figure IV.13. Représentation spatiale de l'orientation du flux statorique

- *Procédé d'orientation de flux*

La méthode du flux orienté est basée sur le choix du repère de référence. Par le choix du repère lié au champ tournant, il découle que le flux à orienter (statorique, rotorique ou d'entrefer) doit coïncider avec l'axe « d ». Afin d'obtenir un couple maximal, nous devons imposer l'une des conditions suivantes :

Orientation du flux rotorique

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = 0 \end{cases} \quad \text{(IV-32)}$$

Orientation du flux statorique

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \varphi_s \\ \varphi_{qs} = 0 \end{cases} \quad \text{(IV-33)}$$

Orientation du flux magnétisant

$$\begin{cases} \varphi_{dm} = \varphi_m \\ \varphi_{qm} = 0 \end{cases} \quad \text{(IV-34)}$$

Dans notre travail, nous avons choisi un référentiel lié au champ tournant statorique.

- *modelé de GADA avec orientation de flux statorique*

Le modèle de la GADA s'écrit dans le repère de Park lié au champ tournant comme suit :

- *Equation du flux statorique*

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{ds} \\ 0 = L_s I_{qs} + M I_{qs} \end{cases} \quad \text{(IV-35)}$$

- *Equation du couple électromagnétique*

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} \varphi_{ds} I_{qr} \quad \text{(IV-36)}$$

Le courant i_{qr} sera rendu variable par action sur la tension V_{qr}, le flux peut être contrôlé par le réglage du courant i_{dr}. Ce dernier est rendu variable par action sur la tension V_{dr} [56][57].

Si l'on néglige la résistance du bobinage statorique R_s, ce qui est une hypothèse assez réaliste pour les machines de moyenne et forte puissance utilisées dans l'énergie éolienne, les équations des tensions statoriques devient:

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s = w_s \varphi_{dr} \end{cases} \quad \text{(IV-37)}$$

A partir de l'équation (IV-35), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{\varphi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{dr} \\ I_{dr} = -\frac{M}{L_s} I_{qr} \end{cases} \quad \text{(IV-38)}$$

- *relations entre puissance statoriques et courants rotorique*

Dans un repère diphasé, les puissances active et réactive statoriques d'une machine asynchrone à double alimentation s'écrivent :

$$\begin{cases} P = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \\ Q = V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} \end{cases} \quad \text{(IV-39)}$$

En appliquant les hypothèses simplificatrices à l'équation (III-20) on obtient :

$$\begin{cases} P = V_s I_{qs} \\ Q = V_s I_{ds} \end{cases} \quad \text{(IV-40)}$$

Ou a partir de glissemant :

$$\begin{cases} P_r = g.P_s \\ Q_r = g.Q_s \end{cases} \quad \text{(IV-41)}$$

En remplaçant i_{ds} et i_{qs} par leurs expressions données à l'équation (III-38), nous obtenons :

$$\begin{cases} P = -V_s \frac{M}{L_s} I_{qs} \\ Q = -V_s \frac{\varphi_s}{L_s} - V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} \end{cases} \quad \text{(IV-42)}$$

En approximant $\varphi_s$par, $\frac{V_s}{w_s}$ l'expression de la puissance réactive Q devient alors :

$$Q = \frac{1}{w_s L_s} V_s^2 - V_s \frac{M}{L_s} I_{dr} \qquad \text{(IV-43)}$$

Compte tenu du repère choisi et des approximations faites et si l'on considère l'inductance magnétisante M comme constante, le système obtenu lie de façon proportionnelle la puissance active au courant rotorique d'axe q et la puissance réactive au courant rotorique d'axe d à la constante $V_s/\omega_s{}_s L$ près imposée par le réseau.

- *relation entre tension rotorique et courants rotorique*

En remplaçant les courants statoriques par leur expression dans l'équation (VI-44) on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{dr} + \frac{MV_s}{w_s L_s} \\ \varphi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{qr} \end{cases} \qquad \text{(IV-44)}$$

En remplaçant l'équation précédente (III-35) dans l'équation (III-37) on obtient :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{d}{dt} I_{dr} - g w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{d}{dt} I_{qr} + g w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{dr} + g w_s \frac{MV_s}{w_s L_s} \end{cases} \qquad \text{(IV-44)}$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés disparaissent. Nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} - g w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + g w_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) I_{dr} + g w_s \frac{MV_s}{w_s L_s} \end{cases} \qquad \text{(IV-45)}$$

Où :

V_{dr} et V_{qr} sont les composantes diphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus ;

$\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)$ est le terme de couplage entre les deux axes ;

$g w_s \frac{MV_s}{w_s L_s}$ représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation.

Les équations (IV-38), (IV-39) et (IV-45) permettent d'établir un schéma bloc du système électrique à réguler (Figure IV.14)

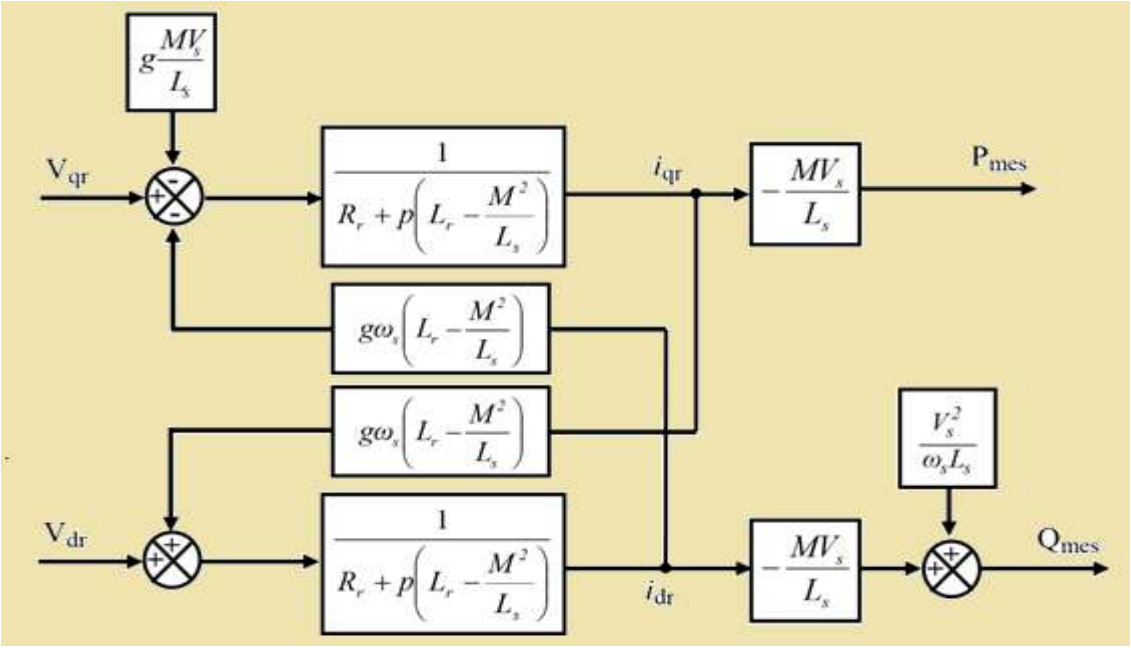


Figure IV.14. Schéma bloc de la MADA à réguler

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes liant les tensions rotoriques aux puissances actives et réactive statoriques. Ce qui nous permet de mettre en place une commande vectorielle étant donné qu'à l'influence des couplages près, chaque axe peut être commandé indépendamment avec chacun son propre régulateur. Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe q rotorique et la puissance réactive pour l'axe d rotoriques. La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator, de façon à optimiser la qualité de l'énergie renvoyée sur le réseau. La consigne de puissance active devra permettre de garder le coefficient de puissance de l'éolienne optimal [57].

Ainsi, il apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine

- *Méthode directe*

Cette méthode consiste à négliger les termes de couplage et de mettre en place un régulateur (PI) indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances active et réactive (Figure IV.14.). Cette méthode est dite méthode directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.

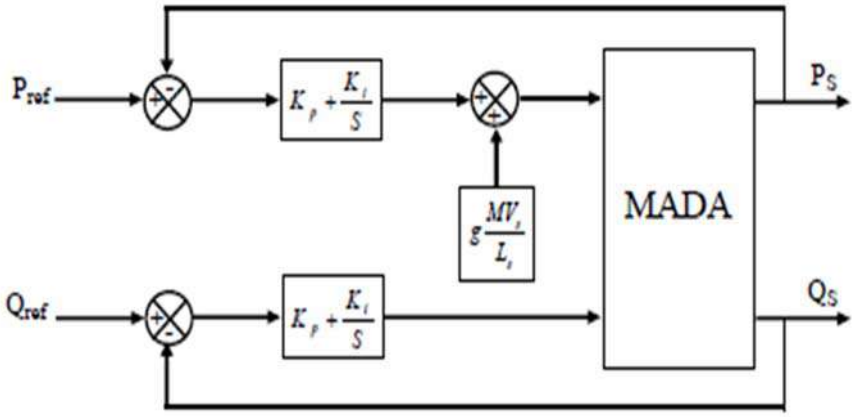


Figure IV.15. Schéma bloc de la commande de puissance directe

- *Méthode indirecte*

Cette méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en utilisant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques.

En combinant les différentes équations des flux, des tensions rotoriques, des courants et des puissances, nous pouvons exprimer les tensions en fonction des puissances. On reproduit ainsi le schéma bloc du système en sens inverse en aboutissant à un modèle qui correspond à celui de la machine mais dans l'autre sens et qui contient tous les éléments du schéma bloc de la *MADA*. On part donc de la puissance statorique en fonction des courants rotoriques et des expressions des tensions rotoriques en fonction des courant rotoriques et on trouve :

$$\begin{cases} V_{dr} = gw_s \dfrac{\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)}{\frac{MV_s}{L_s}} p - \left(\dfrac{R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)}{\frac{MV_s}{L_s}} p \right) Q + \left(\dfrac{R_r V_s}{w_s M} + \left(L_r - \dfrac{M^2}{L_s}\right) \dfrac{V_s}{w_s} p \right) \\ V_{qr} = -\left(\dfrac{R_r + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)}{\frac{MV_s}{L_s}} p \right) P - gw_s \dfrac{\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)}{\frac{MV_s}{L_s}} Q + gw_s \left(L_r - \dfrac{M^2}{L_s}\right) \dfrac{V_s}{w_s M} \end{cases} \quad \text{(IV-46)}$$

Pour obtenir une bonne stabilité du système nous introduisons une boucle de régulation des courants rotoriques dont les consignes sont directement déduites des valeurs des puissances que l'on veut imposer à la machine (Figure IV.18.).

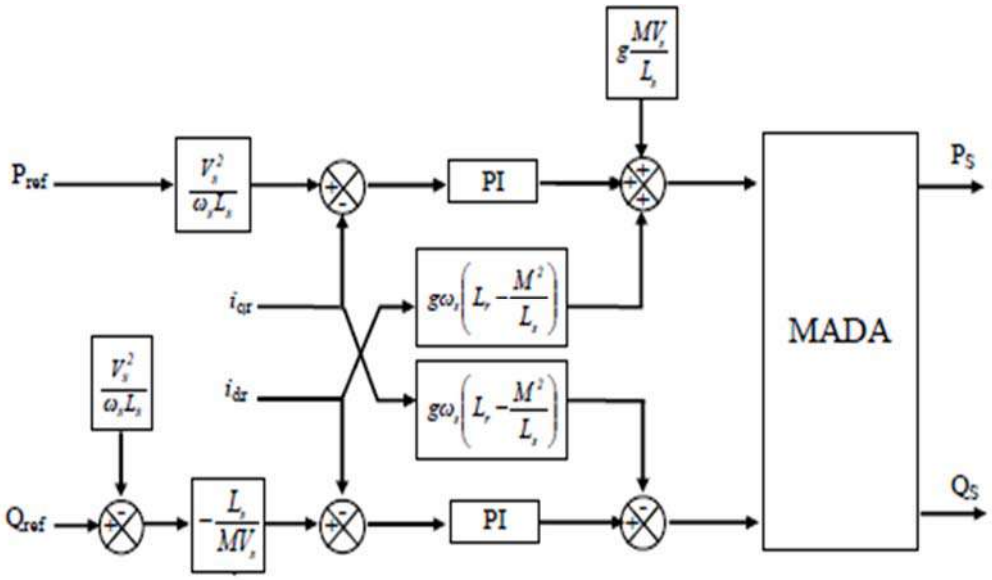


Figure IV.16. Schéma bloc de la commande de puissance indirecte

VI.3.2.6. Simulation et interprétation des résultats

Nous allons simuler notre système coté MADA et coté réseau à l'aide des contrôleurs PI et Flous, les résultats de simulation trouvé est indiqué comme suite:

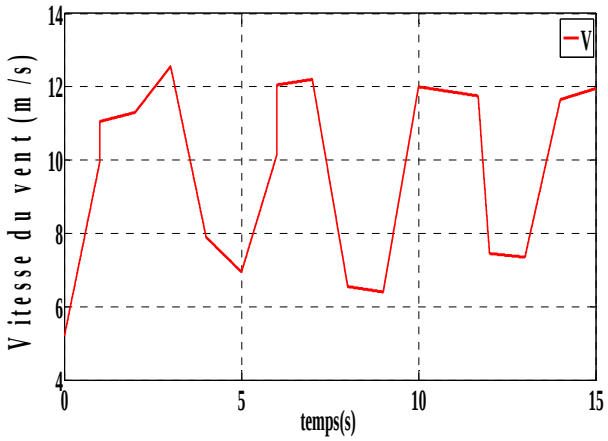
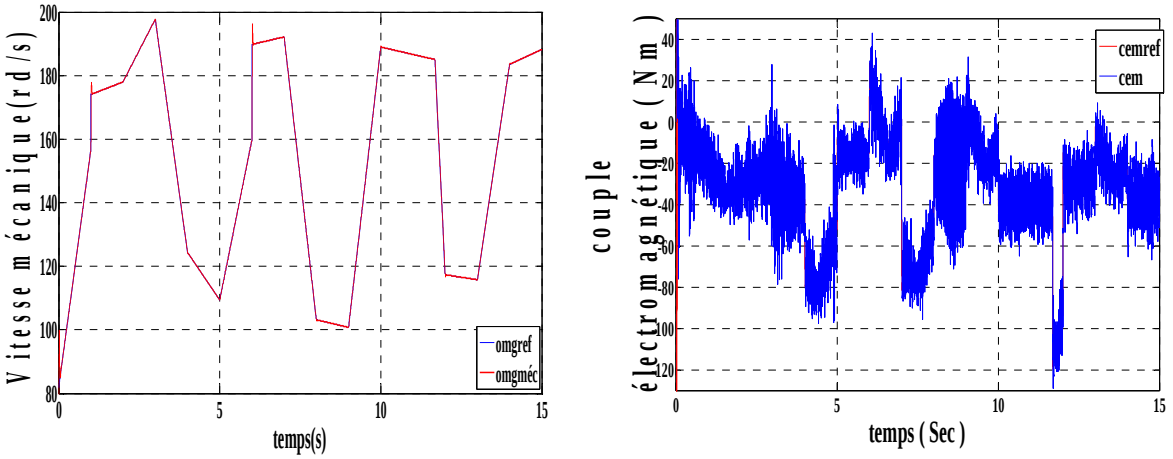
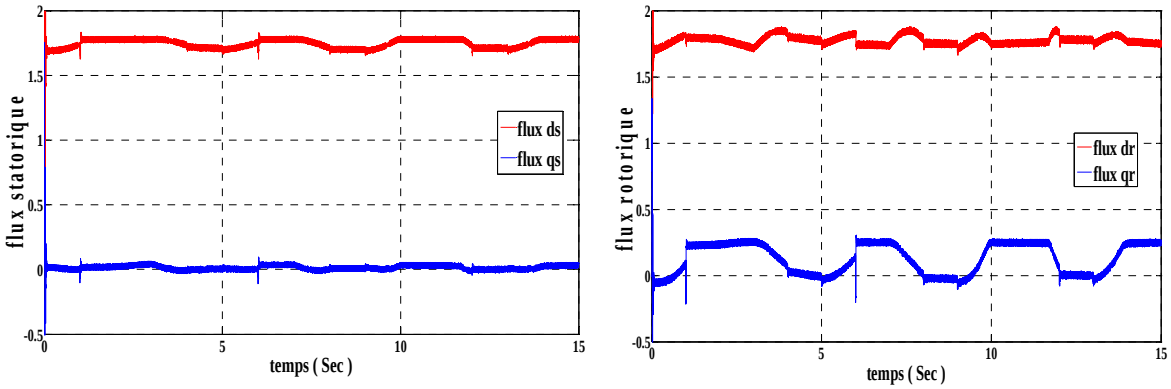


Figure IV.17. Profil de vent (m/sec).



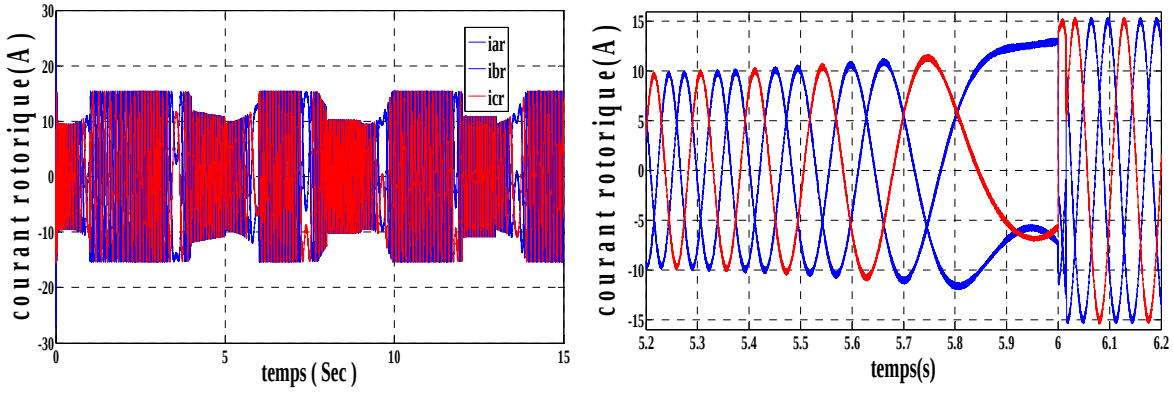
(a) (b)

Figure. IV.18. (a) Vitesse mécanique de la génératrice (rad/sec). *(b) Couple électromagnétique.*



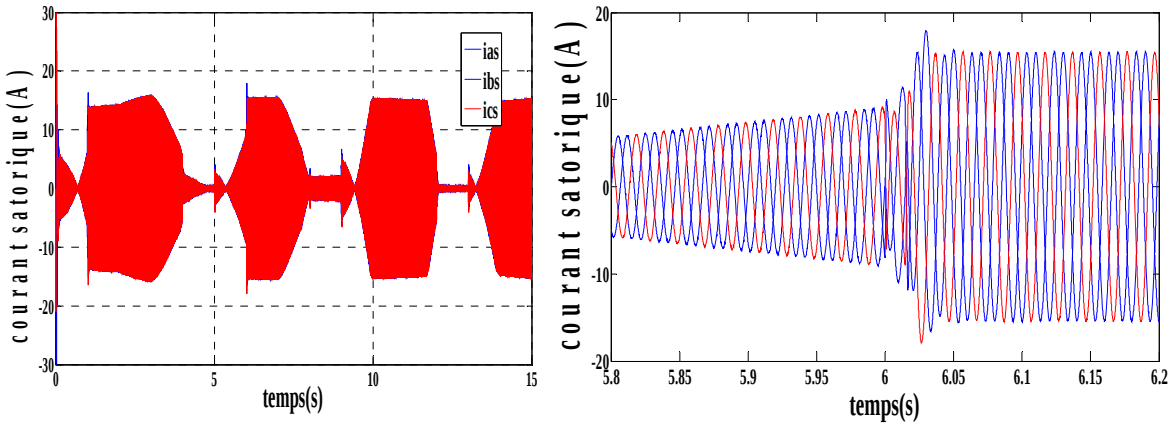
(a) (b)

Figure VI.19. (a) Flux statorique (wb), (b) Flux rotorique (wb) directe et en quadrature de la MADA



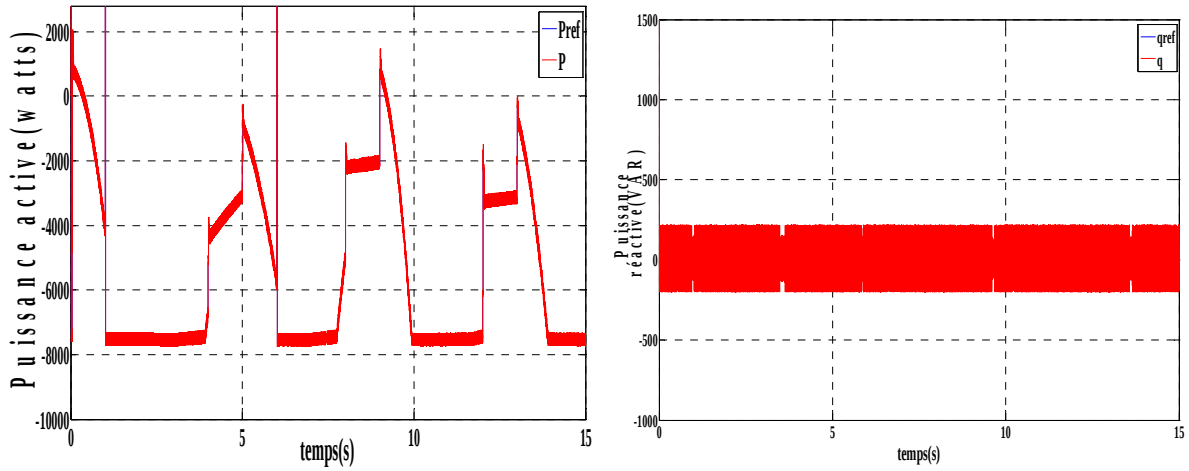
(a) (b)

Figure VI.20. (a) Evolution du courant rotorique (A) en fonction de la vitesse du vent, (b) Zoom courant rotorique.



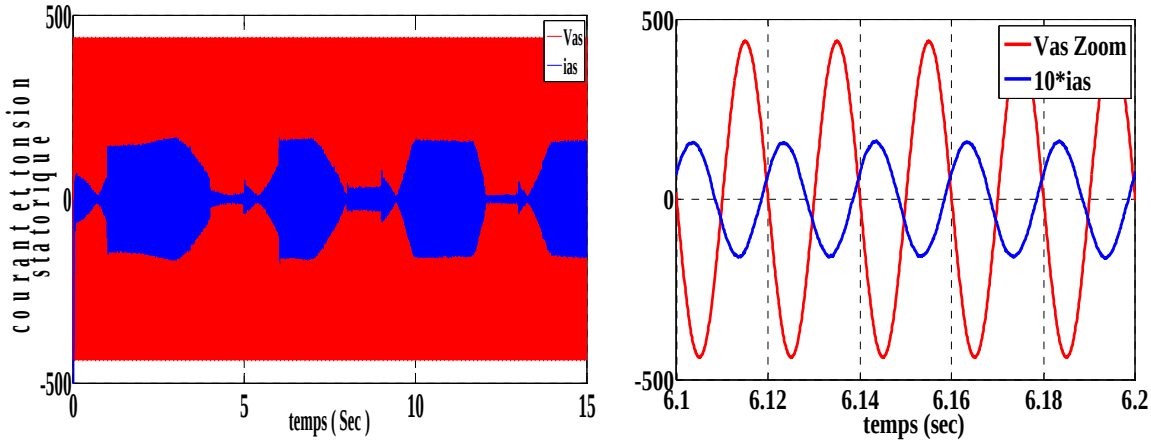
(a) (b)

Figure IV.21. (a) Evolution du courant statorique (A) en fonction de la vitesse du vent, (b) Zoom courant statorique.



(a) (b)

Figure IV.22. (a) Puissance active (watt), (b) puissance réactive (VAR) de la MADA coté machine.



(a) (b)

Figure IV.23. (a) Courant et tension de phase de la MADA, (b) ZOOM.

Les Figures ci-dessus montrent les performances des contrôleurs MPPT et de la commande vectorielle en puissance actives et réactives statorique appliquée à la MADA intégrée dans un système éolien, la vitesse électrique du rotor et le couple électromagnétique suivent l'évolution de la vitesse du vent qui varie entre 5m/s et 12.5m/s nous remarquons que les grandeurs de référence ont été bien suivies par la MADA pour les deux puissances active et réactive, la puissance active à la même allure que celle de la vitesse du vent, cette dernière est négative comme présente dans la figure (IV.22.a)

Et même pour les courants rotorique déponds à l'allure de référence, celle-ci dépond de la vitesse du vent, cette dernière est négative comme présente dans la figure (IV.20)

Nous avons remarqué dans la figure IV. 23 le courant de phase est opposé avec sa tension de phase ce signifié que le transfert de puissance de la MADA est assurer vers le réseau électrique, cette dernière présente un facteur de puissance est unitaire, alors la puissance réactive est nulle

VI.3.3. Modélisation d'une chaine de conversion éolienne côté réseaux

Dans cette partie, nous nous intéressons à la modélisation de la connexion du CCR, avec le réseau électrique via le filtre RL. La Figure IV.24 illustre l'ensemble de la liaison au réseau électrique, constituée du bus continu, du CCR et du filtre d'entrée.

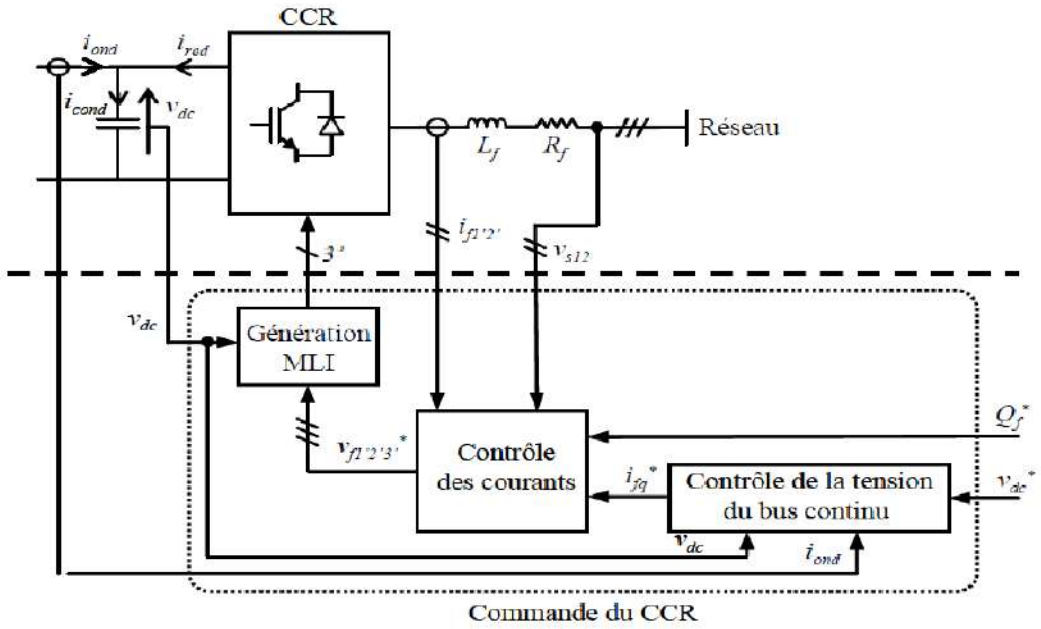


Figure IV.24. Connexion du CCR au réseau électrique.

Avec :

- ***iond, ired*** : respectivement les courants modulés par le CCM et le CCR,
- ***icond*** : le courant traversant le condensateur,
- ***vdc*** : la tension du bus continu (tension aux bornes du condensateur),
- ***Rf*** et ***Lf*** : respectivement la résistance et l'inductance du filtre RL,

- ***vfk'*** : les tensions simples modulées par le CCR ($k \in \{1, 2, 3\}$),
- ***vsk*** : les tensions simples du réseau électrique,
- ***if1'***, ***if2'*** : les courants circulant à travers le filtre RL.

VI.3.3.1. Modèle Contrôle des courants transitant dans le filtre RL

Dans le repère *dq* lié au champ tournant statorique, les équations (IV.44. et IV.45.) deviennent :

D'après la Figure IV.23, nous pouvons écrire dans le repère triphasé, selon les lois de Kirchhoff, les expressions suivantes :

$$\begin{cases} v_{f1} = -R_f.i_{fv} - L_f\frac{di_{fv}}{dt} + v_{s1} \\ v_{f2} = -R_f.i_{fv} - L_f\frac{di_{fv}}{dt} + v_{s1} \\ v_{f3} = -R_f.i_{fv} - L_f\frac{di_{fv}}{dt} + v_{s1} \end{cases} \quad \text{(IV-47)}$$

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

$$\begin{cases} v_{fd} = -R_f.i_{fd} - L_f\frac{di_{fd}}{dt} + e_{df} \\ v_{fq} = -R_f.i_{fq} - L_f\frac{di_{fq}}{dt} + e_{qf} \end{cases} \quad \text{(IV-48)}$$

$$\begin{cases} e_{df} = w_s.L_f.i_{qf} \\ e_{qf} = -w_s.L_f.i_{df} + v_{qs} \end{cases} \quad \text{(IV-49)}$$

Le modèle de la liaison du CCR au réseau dans le repère *dq* suivant le champ tournant statorique nous montre que nous pouvons mettre en place un contrôle des courants circulant dans le filtre RL étant donné, qu'à l'influence des couplages près, chaque axe peut être commandé indépendamment avec pour chacun son propre régulateur. Les grandeurs de référence pour ces régulateurs seront les courants dans le filtre RL d'axes *dq*. Comme pour la régulation des courants rotoriques, nous modélisons le convertisseur par un gain G_c (voir équation 1.70), avec ici G_c égal à 1. Le schéma bloc des boucles de régulation des courants d'axes *dq* est décrit à la Figure IV.13, Les correcteurs utilisés sont de type PI. Dans ces schémas blocs de régulation apparaissent les termes de compensation et de découplage des axes *dq* ainsi que les modèles du CCR et de la liaison de celui-ci au réseau via le filtre RL suivant le repère *dq*.

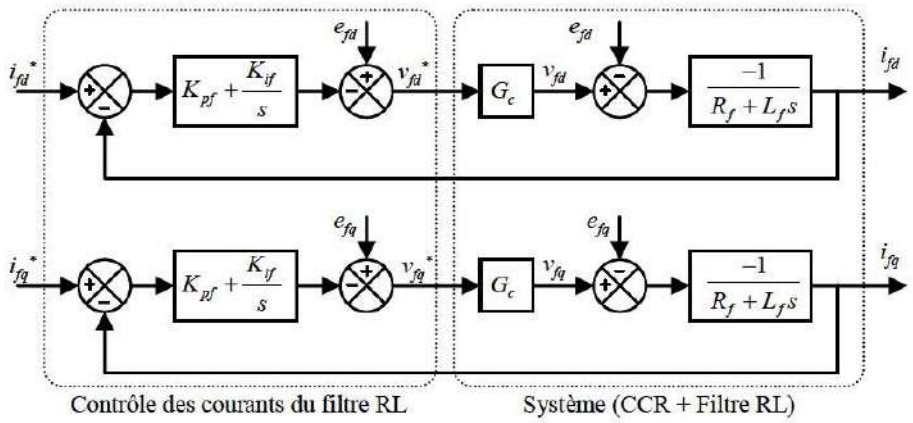


Figure IV.25 Filtre RL le repère dq

Les courants de référence $i_{fq}*$ et $i_{fd}*$ sont respectivement issus du bloc de contrôle de la tension du bus continu et du contrôle de la puissance réactive au point de connexion du CCR avec le réseau électrique (Figure IV.24).

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

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

$$\begin{cases} P_f = V_{qs} I_{qf} \\ Q_f = V_{qs} I_{df} \end{cases} \quad \text{(IV-50)}$$

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

$$I_{df}{}^{*} = \frac{Q_f{}^{*}}{V_{qs}} \quad \text{(IV-51)}$$

$$I_{qf}{}^{*} = \frac{P_f{}^{*}}{V_{qs}} \quad \text{(IV-52)}$$

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

IV.3.3.2 Modèle du bus continu

La tension aux bornes du condensateur du bus continu est obtenue à partir de l'intégration du courant circulant dans le condensateur *Figure IV.25*

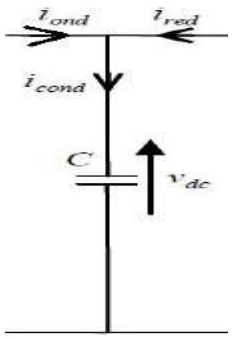


Figure IV.26. Modèle de bus continu

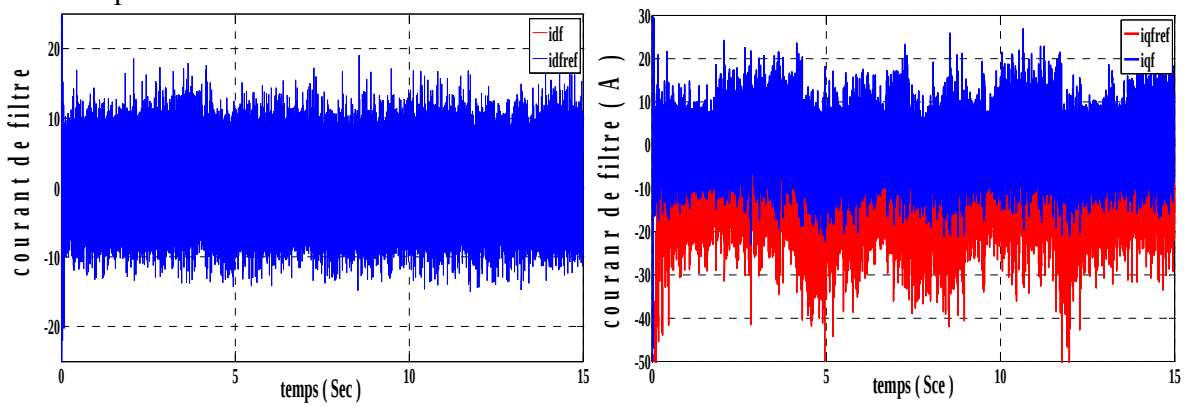
$$\frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_{cond} \qquad \text{(IV-53)}$$

Le courant dans le condensateur est issu d'un noeud à partir duquel circulent deux courants modulés par le CCM et le CCR (Figure IV-25) :

$$icond = ired - iond \qquad \text{(IV.54)}$$

IV.3.3.3 Simulation et interprétation des résultats

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats de simulation coté réseau, nous avons contrôlé les courants à l'aide des régulateurs flous tandis que la tension du bus continu est contrôler par le controleur PI.



(a) (b)

Figure IV.26 (a) Courant directe (A), (b) Courant en quadrature (A) d'un filtre coté réseau.

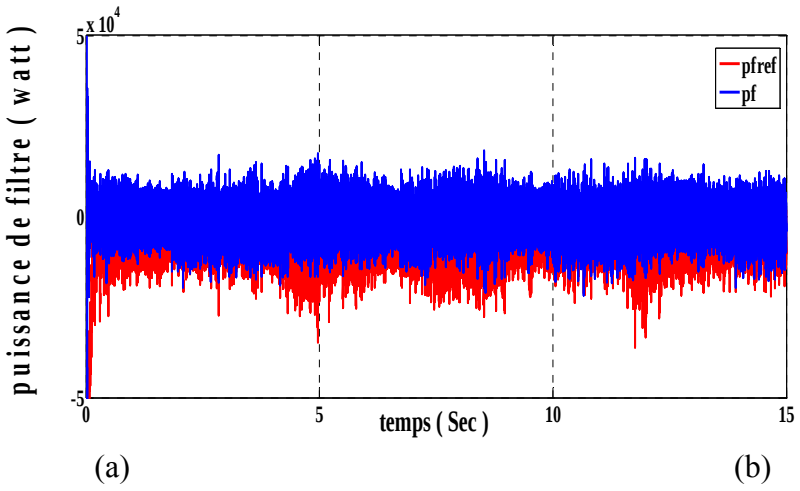


Figure IV.27. Puissance active d'un filtre coté réseau.

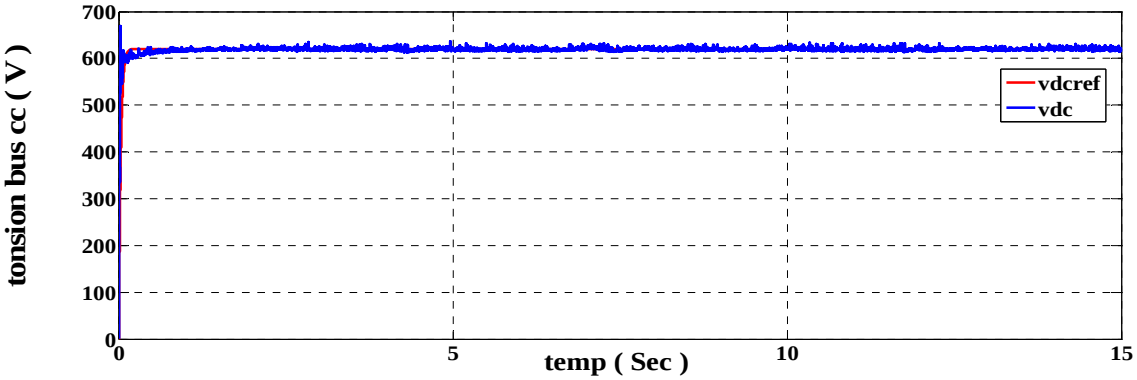


Figure VI.28. Tension de bus continu en fonction de référence

A partir de ces résultats de simulation, nous avons remarqué que tous les performances des grandeurs mesurées suivent bien l'évolution de ses références, et celui varie au profil du vent comme pressentes les figures (IV.17), (IV.18), (IV.19) et (IV.20).

VI.4. conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné une vue de la turbine éolienne pour la production d'énergie électrique. Afin d'arriver à une meilleure compréhension du fonctionnement de la turbine éolienne, partant de la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique (Loi de Betz), nous avons décrit de façon explicite les différents éléments constitutifs de la turbine. Ainsi, nous avons établi un modèle mathématique de la turbine à partir de ses équations caractéristiques.

Dans ce qui suit nous allons étudier la modélisation et la commande de la génératrice asynchrone à double alimentation.

Nous avons étudié en premier lieu la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation est un système de plusieurs équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. Afin de simplifier le modèle de la machine asynchrone à double alimentation, nous avons utilisé la transformation dite de Park. Ainsi, le système d'état de la machine a été réduit à un modèle biphasé.

Par la suite, nous avons étudié la commande en puissance active et réactive statorique de la génératrice asynchrone à double alimentation. Cette commande est développée par la technique d'orientation du flux qui permet de contrôler indépendamment le flux et le couple, ce qui permet de rendre la commande de la MADA équivalente à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Nous avons montré à travers une simulation numérique le découplage effectif entre le flux et le couple qui présente une certaine simplicité de mise en œuvre et qui nous a permet d'obtenir des performances dynamiques plus élevées. De plus, nous avons montré que pour avoir de bonnes performances dynamiques il faut procéder à une régulation des courants rotoriques.

Chapitre V
Commande et Gestion de la Chaine hybride

V.1. Introduction

L'utilisation d'un aérogénérateur ou un système photovoltaïque peut ne pas subvenir à lui seul aux besoins énergétiques souhaités. En effet, l'énergie éolienne ou l'énergie solaire peut nous faire défaut au moment où nous en avons le plus besoin. Pour assurer le fonctionnement d'une installation durant toute l'année, on envisage l'utilisation d'un système d'appoint.

Plusieurs travaux ont été réalisés en utilisant comme système d'appoint un groupe électrogène, un groupe diesel ou autres dont le fonctionnement dans ces installations est lié à la nature des besoins.

Un système d'appoint à base d'énergie fossile réduit la capacité de stockage nécessaire et le coût, mais d'une part, il nécessite la maintenance et le carburant et d'autre part, il présente comme inconvénients le bruit et la pollution.

Pour un développement écologique et économique, le couplage d'un système photovoltaïque-éolien (PV-E) peut être très intéressant lorsque les conditions locales sont favorables du point de vue vent et ensoleillement [2], Mais cela reste insuffisant, donc une nouvelle technologie basée sur le couplage d'un système hybride de type photovoltaïque-éolien avec la battrai s'avère intéressante.

V.2. Contrôle par logique floue et PI de la référence du convertisseur du régulateur PI

V.2.1. Régulateur PI

La rapidité et la simplicité du régulateur PI constituent ses principales performances pour lesquelles on l'utilise dans la commande de la MADA.

Le schéma suivant montre la boucle de régulation du système corrigé par le PI, K*p* et K*i* représentent respectivement la constante de temps de dosage de la corrélation d'intégration et la constante de temps d'intégration.[72]

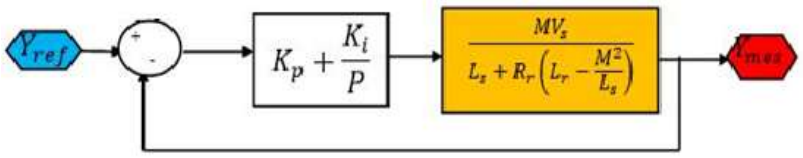


Figure V.1. Schéma de régulation par PI

Sa fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est de la forme:

$$FTBO = \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{p}{K_p}} * \frac{\frac{MV_s}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p + \frac{L_s R_r}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}} \qquad (V.1)$$

Afin de supprimer le zéro dans la fonction de transfert, nous choisissons la méthode de compensation de pôles pour la synthèse de correcteur, ce qui se traduit par :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{L_s R_r}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})} \quad (V.2)$$

Si l'on effectue la compensation, on obtient la FTBO suivante:

$$FTBO = \frac{K_p \frac{MV_s}{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}}{p} \quad (V.3)$$

Ce qui nous donne en boucle fermée :

$$FTBO = \frac{1}{1+\tau_r p}, \qquad \tau_r = \frac{1}{K_p} \frac{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{MV_s} \quad (V.4)$$

On peut désormais exprimer les gains des correcteurs en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse:

$$K_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s(L_r - \frac{M^2}{L_s})}{MV_s} \quad K_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s R_r}{MV_s} \quad (V.5)$$

V.2.2. contrôleur flou

La logique floue est une branche des mathématiques, basée sur la théorie des probabilités et des concepts flous. A ce titre, toute une série de notions fondamentales a été développée.
Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base de la logique floue.
Dans ce chapitre nous présentons les approches de conception d'un régulateur flou (RF). Les notions de base nécessaire à la compréhension de régulation floue seront rappelées. Nous synthétisons le choix possible pour les nombreux paramètres du contrôleur à logique flou (RLF) utilisé pour le réglage des puissances statorique de la machine asynchrone à double alimentation.

- **Structure de base d'un contrôleur flou :**

Le schéma synoptique général d'un contrôleur flou est représenté dans la figure (V.2)

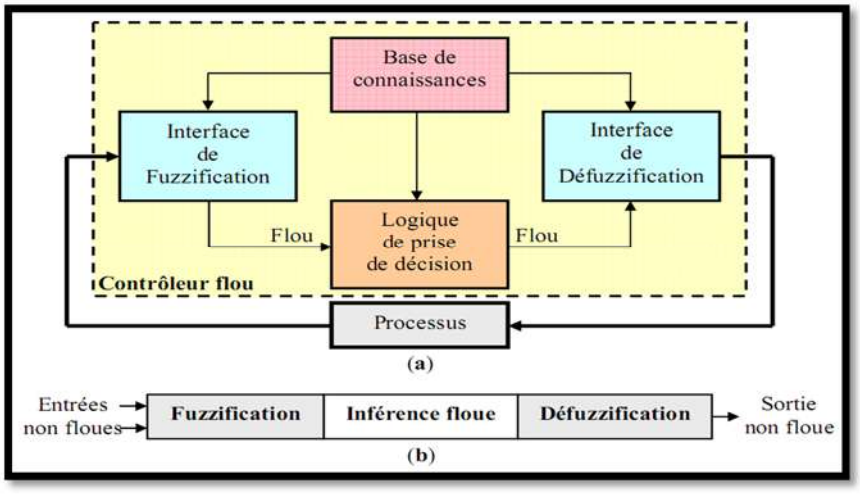


Figure. V.2 Schéma synoptique d'un contrôleur flou

❖ **Base de connaissances** *:*

La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu, Elle est composée :

- D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation, [37].
- La base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles: Si < condition > Alors (conséquence).

❖ **Fuzzification :**

La Fuzzification est l'opération qui consiste à affecter pour chaque entrée physique, un degré d'appartenance à chaque sous-ensemble flou. En d'autres termes c'est l'opération qui permet le passage du numérique (grandeurs physiques) au symbolique (variables floues).

Pour illustrer le mécanisme de la Fuzzification, nous allons donner un exemple en fixant comme valeur d'entrée e_k = 0.45. Le résultat de la Fuzzification sera présenté sur la figure (V.3). On remarque que pour cette erreur correspond les ensembles flous PP et PM avec les degrés d'appartenances $u_{pp}(e_k)$= 0.75 et $u_{pM}(e_k)$ = 0.25.

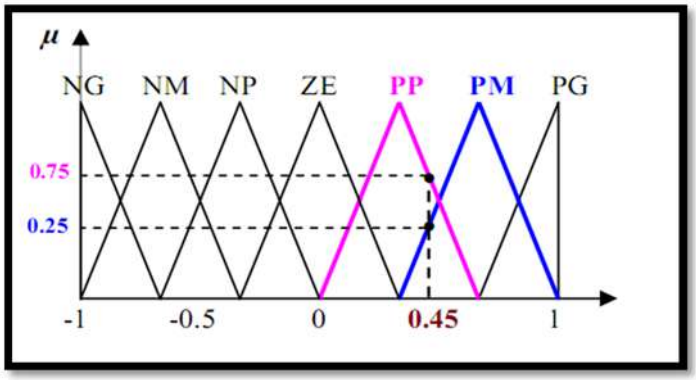


Figure.V.3. Exemple de Fuzzification.

❖ *Regales difference flou :*

Les règles d'inférence peuvent être décrites de plusieurs façons, linguistiquement, symboliquement ou bien par matrice d'inférence, dans ce dernier cas, une matrice dite d'inférence rassemble toutes les règles d'inférence sous forme d'un tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées, [38-39]. L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle, le tableau V.1présente la matrice d'inférence à sept règles.

Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont : Max-Produit, somme-produit et Max-Min (Implication de Mamdani), [40], cette dernière méthode la plus utilisée à cause de sa simplicité, elle réalise l'opérateur "ET «par la fonction "Min", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction «Min" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction Max, [41-42].

Δe \ e	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau. V.4. Matrice d'inférence.

❖ **Défuzzification :**

Plusieurs stratégies de Défuzzification existent. Les plus utilisées sont, [43]:

➢ **Méthode du maximum *:***

Comme son nom l'indique, la commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale.
La méthode du maximum simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie (parfois on trouve deux valeurs maximales).

➢ ***Méthode de la moyenne des maxima :***

Elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence est maximale, [44].

➢ ***Méthode du centre de gravité :***

Cette méthode est la plus utilisé dans les contrôleurs flous. Elle génère l'abscisse du centre de gravité de l'espace flou comme commande de sortie, l'abscisse de centre de gravité n u Δ peut être déterminé à l'aide de la relation générale suivante :

$$\Delta u_n = \frac{\int x.u(x)dx}{\int u(x)dx} \qquad \text{(V.6)}$$

Nous nous somme intéressé à cette dernière méthode à cause de sa simplicité de calculs et sa sortie unique.

❖ **Development du controller flou :**

➢ **Description du controller :**

Notre but est de contrôler les puissances statorique d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA). Le contrôleur développé utilise le schéma proposé par Mamdani. Ce schéma est représenté par la figure (V.5), il est composé:

- Des facteurs de normalisation associent à l'erreur e, à sa variation Δe et à la variation de la commande (Δu);
- D'un bloc de Fuzzification de l'erreur et sa variation;
- Des règles de contrôle flou;
- La stratégie de commande est présentée par une matrice d'inférence du même type que celle présentée dans le tableau (V.1);
- D'un bloc de Défuzzification utilisé pour convertir la variation de commande floue en valeur numérique;
- D'un intégrateur.

La sortie du régulateur est donnée par :

$$v_{dr}{}^{r}(k)=v_{dr}{}^{r}(k)+d\,\mu(k) \qquad (V.7)$$

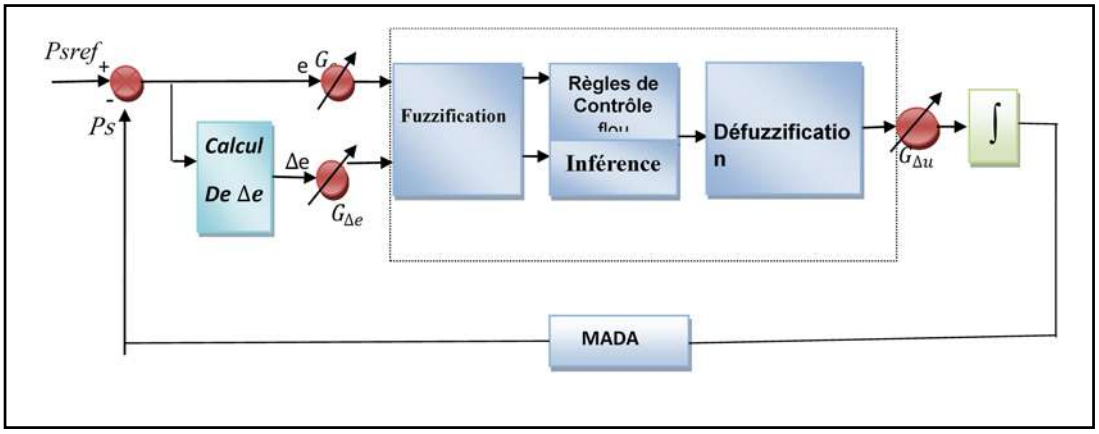


Fig.V.5. Schéma bloc d'un contrôleur flou.

Le contrôleur flou considéré utilise :

- Les fonctions d'appartenances triangulaires et trapézoïdales, ce choix est dû à la simplicité de mise en œuvre.
- Un univers de discours normalisé.
- L'univers de discours est découpé en sept (réglage fin) pour les variables d'entrées et de sortie; une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler, [34].
- L'implication de Mamdani pour l'inférence.
- La méthode du centre de gravité pour la Défuzzification.

❖ *. Loi de commande :*

Cette loi est fonction de l'erreur et sa variation (μ=f(e,Δu)). Elle est donnée par :

$$u_{k+1}=u_k+G_{\Delta\mu}.\Delta\mu_{k+1} \qquad (V.8)$$

Avec :

$G_{\Delta\mu}$ Le gain associé à la commande μ_{k+1}.

$\Delta\mu_{k+1}$: La variation de la commande.

L'erreur e et la variation de l'erreur Δe sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} x_e = G_e.\,\mathrm{e} \\ x_{\Delta e} = G_{\Delta e}.\,\Delta_e \end{cases} \quad \text{(V.9)}$$

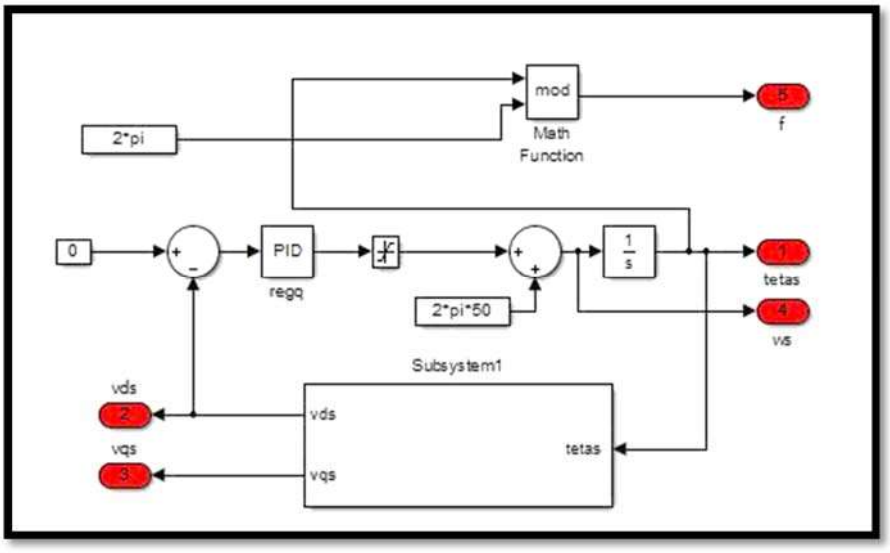
Avec :

G_e Et $G_{\Delta e}$ sont les facteurs d'échelle (normalisation). Nous faisons varier ces facteurs jusqu'à ce qu'on puisse avoir un phénomène transitoire de réglage convenable. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande.

V.3. Simulation de la PLL avec MATLAB-Simulink

Diverses perturbations peuvent survenir sur le réseau électrique (creux de tension, saut de phase, harmoniques, déséquilibre) ; le système de synchronisation a pour objectif de reconstituer une information sur la composante directe de la tension fondamentale. L'étude de la synchronisation de la commande par rapport à l'évolution des tensions du réseau est à base de la PLL triphasée, qui consiste à appliquer une transformation inverse de Park sur les tensions triphasées du réseau. La composante d'axe (q) générée par cette transformation est asservie à zéro par action sur l'angle du repère de Park (θ_{est}). En régime établi l'angle (θ_{est}) est égal à l'angle θ du réseau.

Le schéma simplifié de régulation et de simulation de la PLL dans domaine de Park est donné par la (Figure V.6.) :



FigureV.6. Schéma block Simulink de la de la PLL

- Résultats de simulation de PLL

Caractéristiques des tensions du réseau vdr et vqr éxprimés dans le domaine de Park

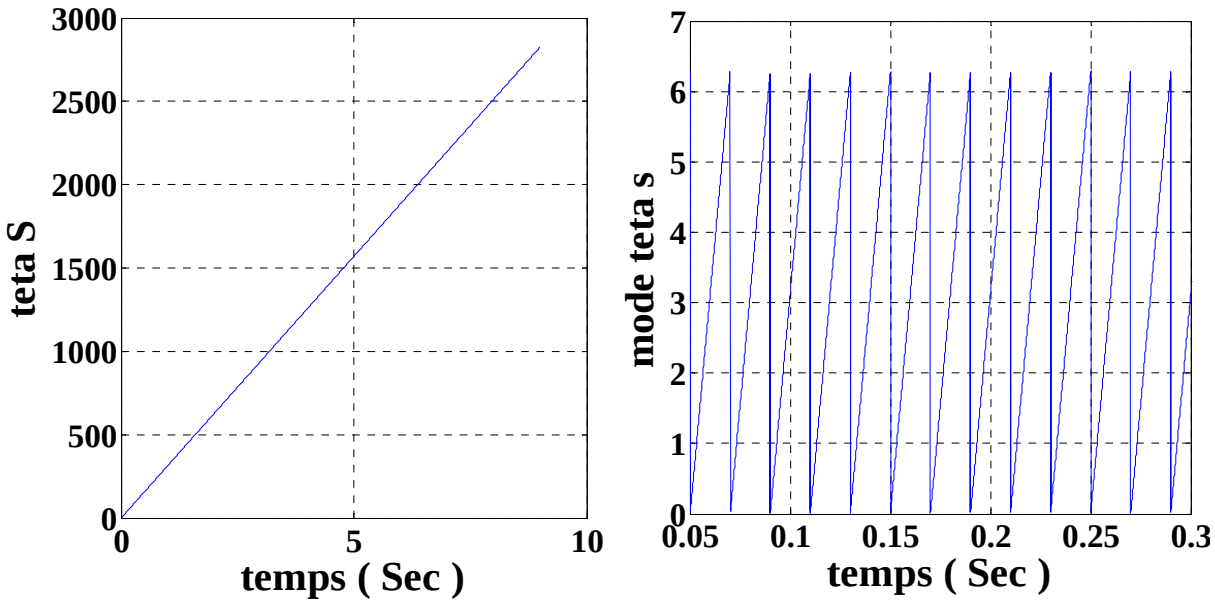


Figure V.7. Caractéristique a)-la position (rad) b)- fréquence(HZ*)*

V.4. Architecture de l'installation étudiée

La finalité de ce travail est d'évaluer les performances du système hybride .Nous avons donc étudié un système complet composé :

- d'un générateur photovoltaïque comme source d'énergie renouvelable ;
- d'un générateur éolien comme source d'énergie renouvelable ;
- d'une charge simulant la consommation de l'utilisateur final ;
- d'un bus alternatif ;
- de convertisseurs permettant d'ajuster les tensions à celles du bus alternatif ;
- d'une unité de stockage d'énergie constituée de pack batteries ;
- D'un générateur diesel.

Tous les composants du système exceptée la charge sont connectés à un bus alternatif via des convertisseurs (CC/CA pour le champ PV et l'éolienne et bidirectionnel pour le pack batterie).

Pour la gestion du système on considère l'algorithme réalisé sur le bus AC. On calcule les puissances de chaque composant sur ce bus illustré sur le schéma du l'installation étudié (figure IV- 8).

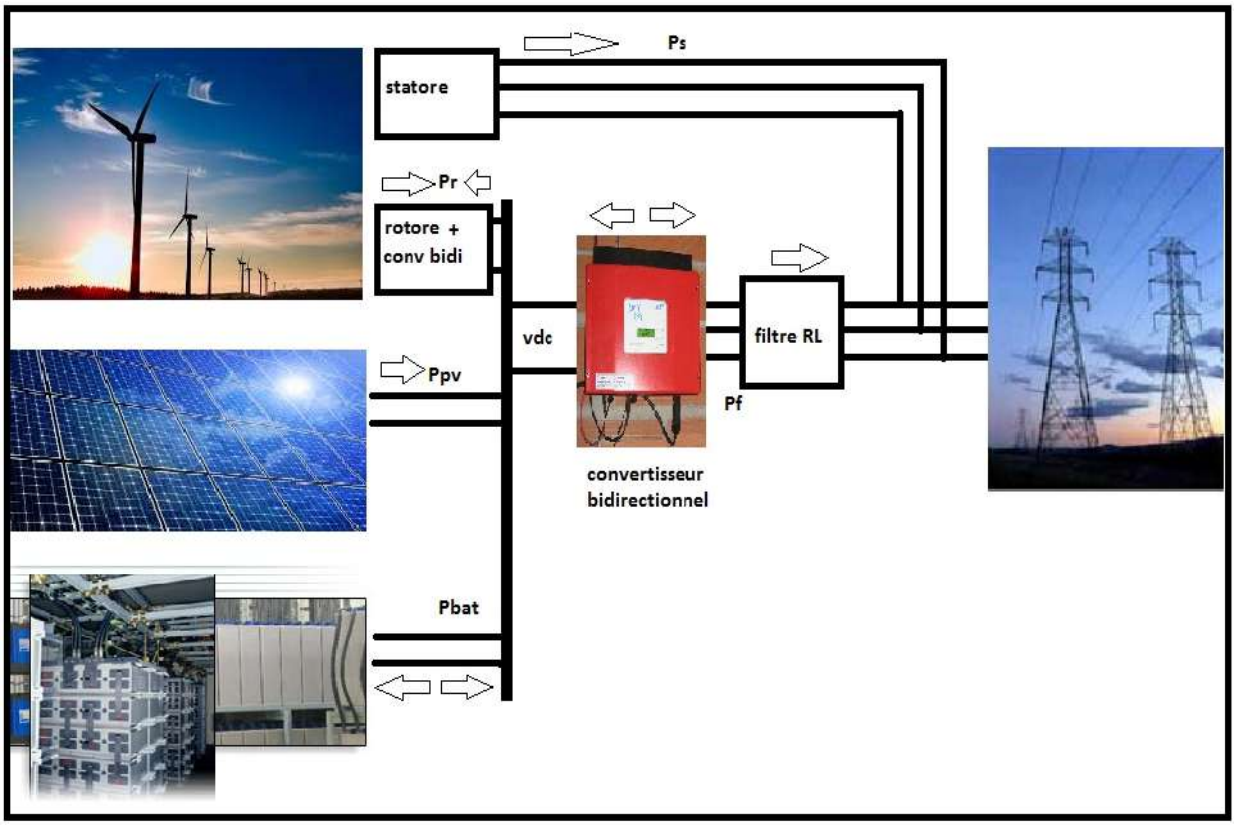


Figure V.8. Schéma globale fonctionnement la chaine hybride

❖ **Principe de fonctionnement**

Les performances d'un SEH, sont influencées par le choix de la stratégie de fonctionnement. La priorité est la fourniture de l'énergie demandée par l'utilisateur à partir de l'énergie produite par le champ photovoltaïque et l'éolienne.

Afin d'assurer la fourniture électrique vair le réseau

Lorsque la vitesse de vent est élevait l'éolienne fonctionné un génératrice produit l'énergie au réseau à travers l'onduleur, L'énergie de champ photovoltaïque sont transférées à la batterie pour le stockage, Et le même pour l'éclarmant est élevait

Le PV et l'éolien alimentent au réseau. S'il ya un déficit, la charge fait appel au système de batterie pour combler ce déficit d'énergie. Si l'énergie totale produite par le PV et l'éolienne.

V.5. Algorithme de gestion d'énergie hybride

Nous allons présenter sur la figure V-9 l'organigramme relatif au programme MATLAB, du Système hybride.

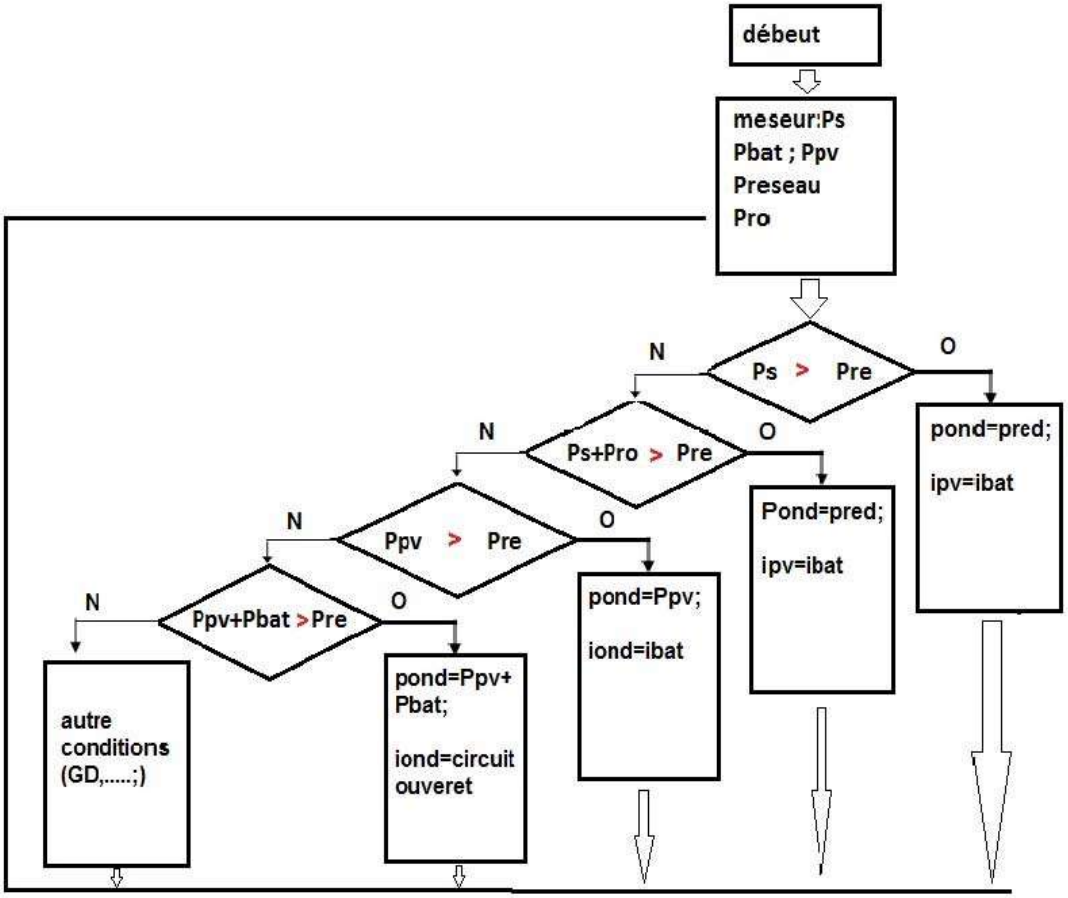


Figure V.9- Algorithme de la gestion d'énergie hybride.

V.6. Résultats de simulation et interprétation :

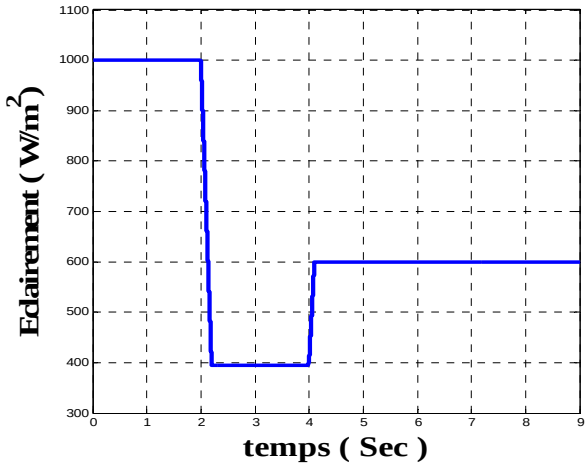
Nous avons travaille dons se partir de bus continu une gestion globale qui fait organisation entre les trois systèmes éolienne, PV et batterie donc en choisie l'évolution déffirant entre les éolienne et PV a l'aide d'obtenir tous les cas possible a faire un communication entre les système

D'abor a partir de [0,2] évolution de PV supérieur a l'éolienne et 7.5 KW. le PV injecte au réseau

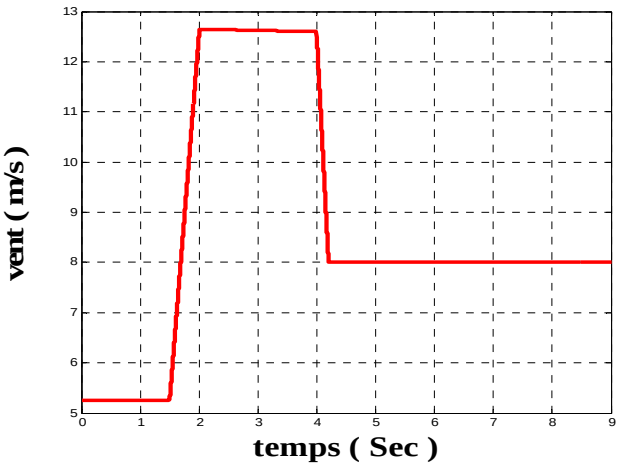
A des conditions pour assurer la trajectoire de courent au borne de bus continu si en fait pour le stockage Et en profite de l'énergie éolienne

Ensuit a temps [2,4] évolution de éolienne elvie para pour au PV et 7.5 KW pour connecté l'éolienne au réseau

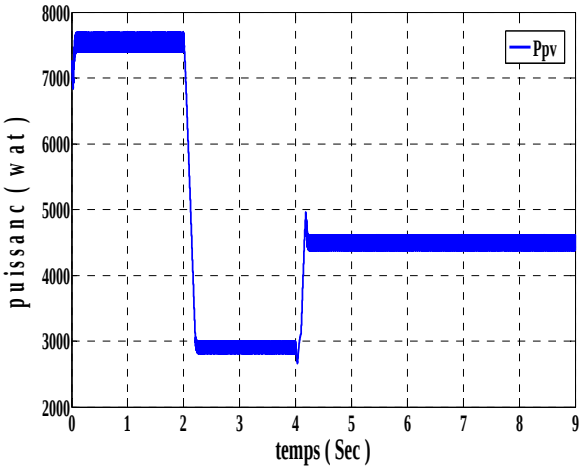
A la fine les deux système inferieurs a 7.5 KW a l'aide de faire un compensation de batterie pour assurer la puissance qui choisi



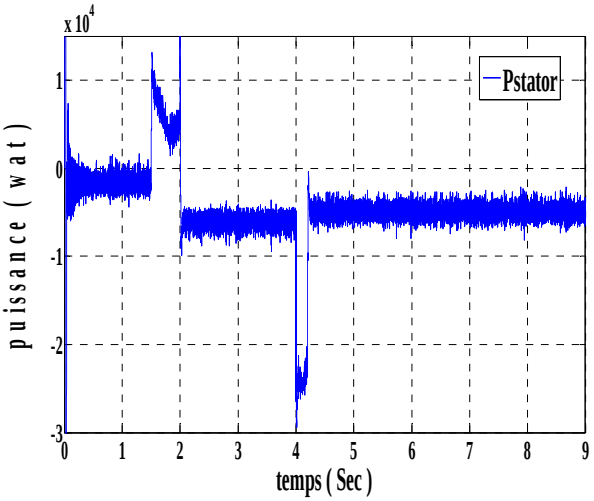
a- éclarmant réfférance



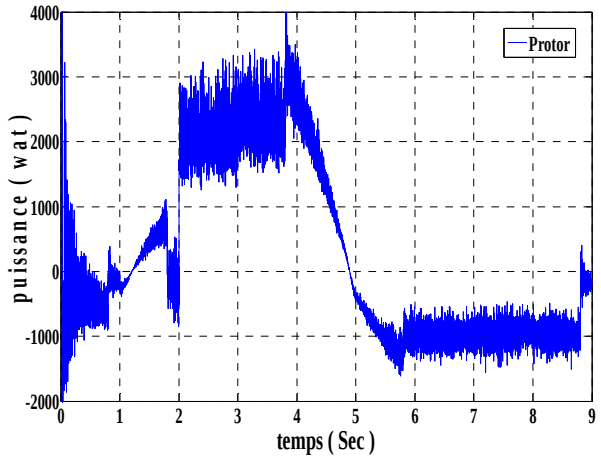
b- vent réfférance



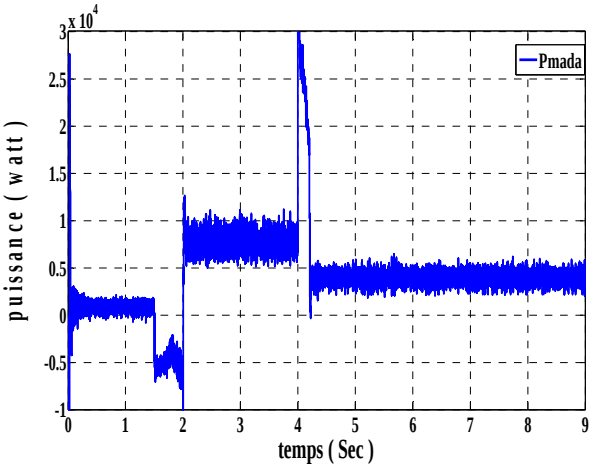
c-Puissance de photovoltaïque



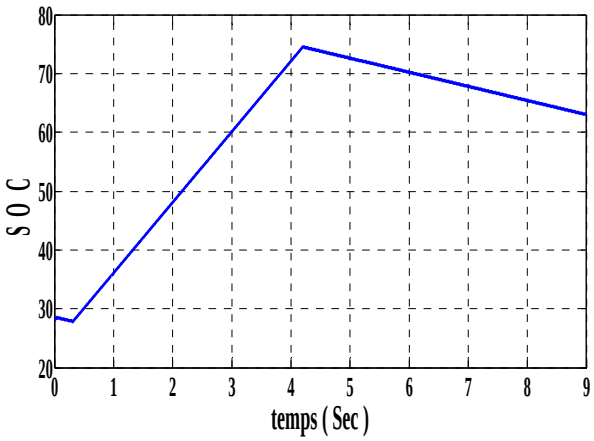
d-puissance statorique de la MADA



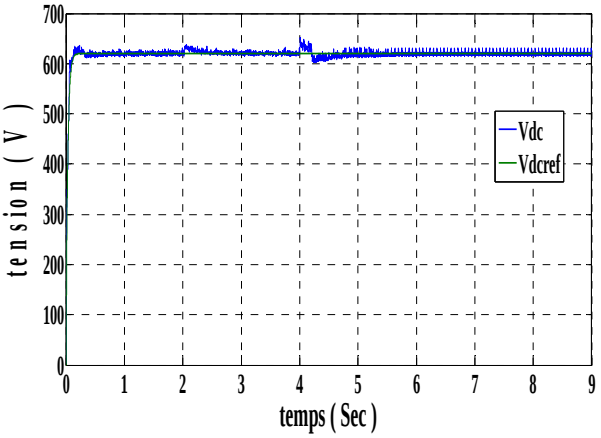
e-Puissance de rotorique de la MADA



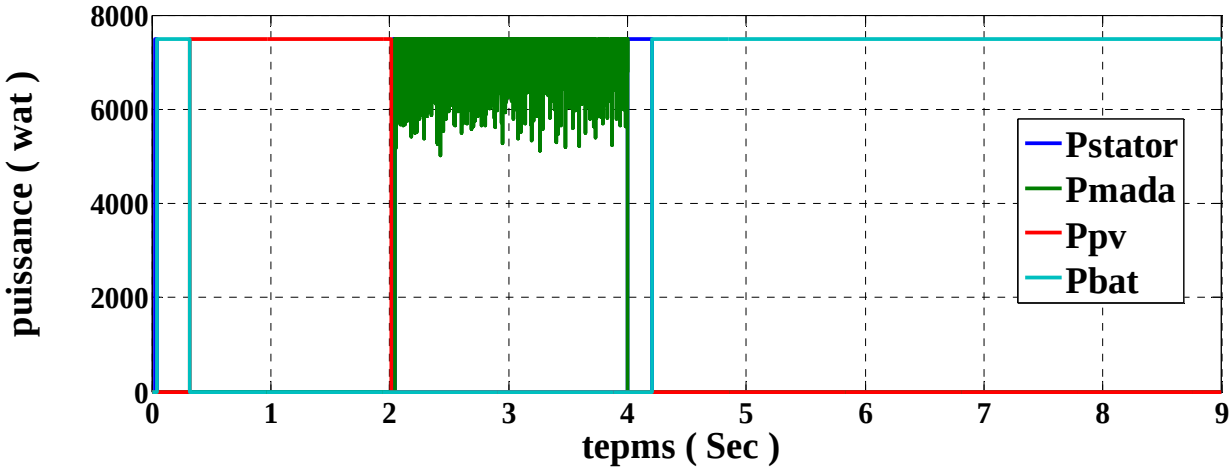
f-puissance de la MADA



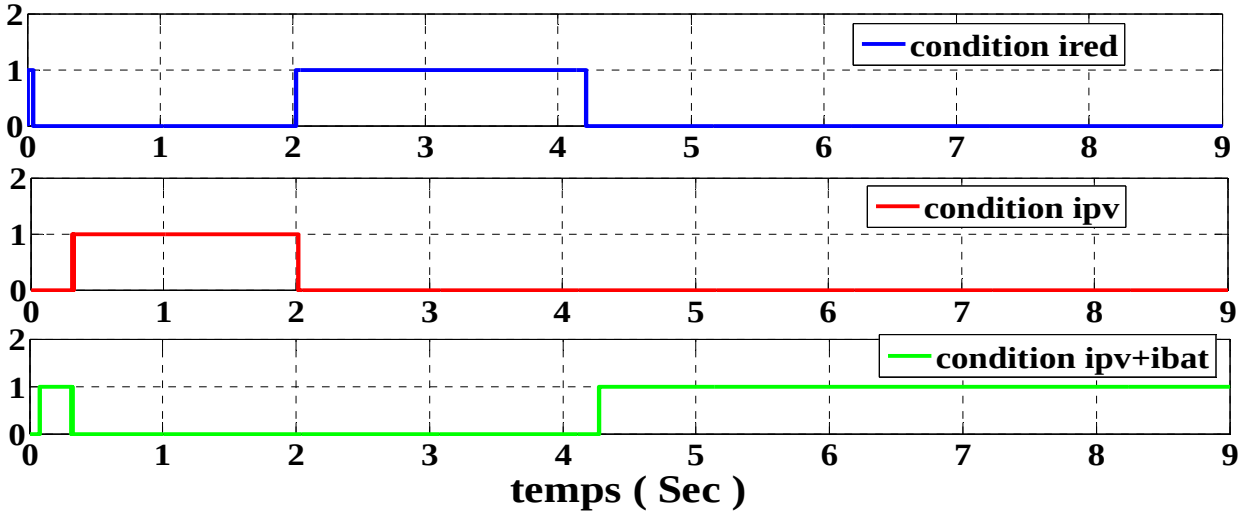
g- l'état de charge de la batterie



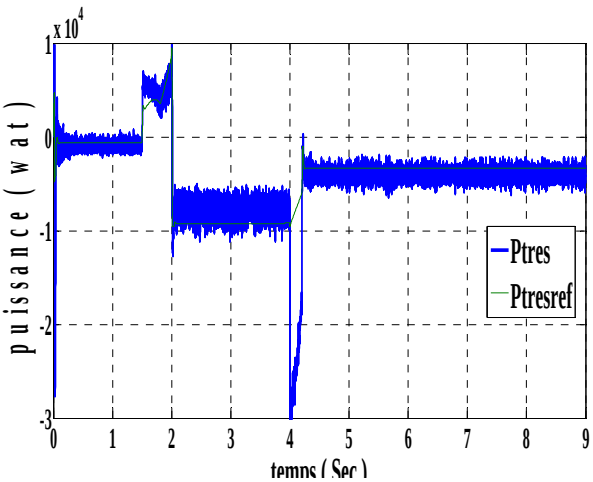
h- tension de bus continu



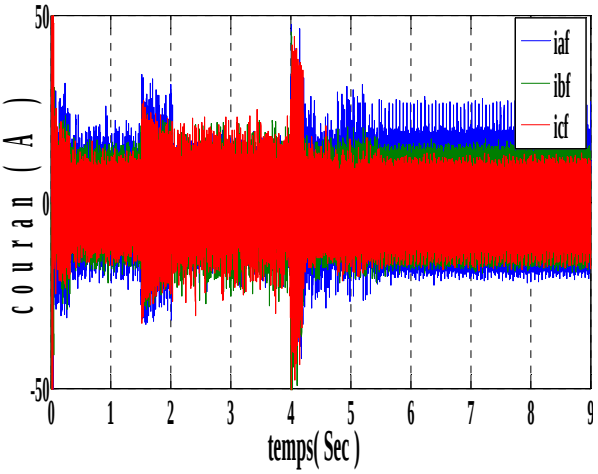
i-Puissance appris la gestion



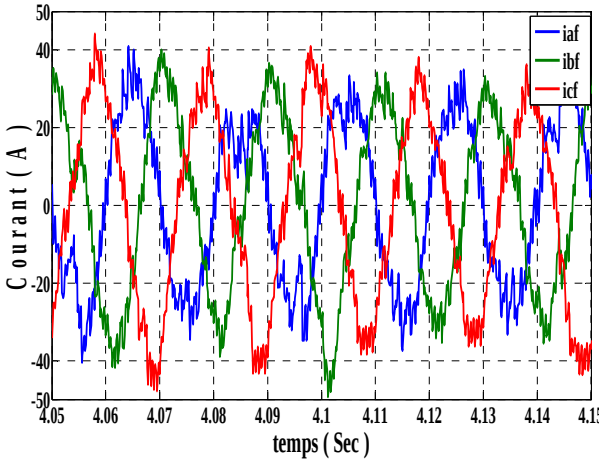
g-commande de courant des gestions



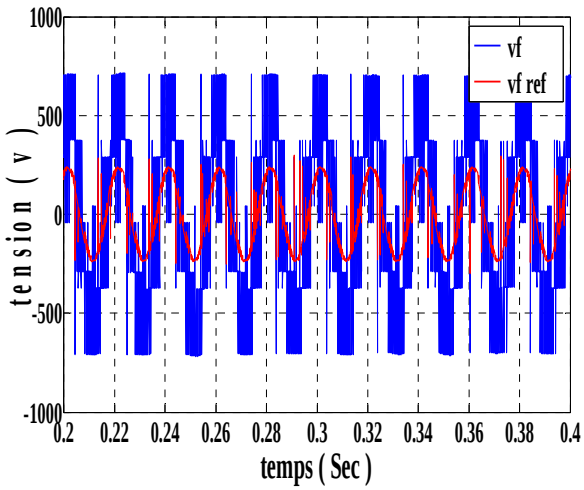
k-Puissance active fournir au réseau



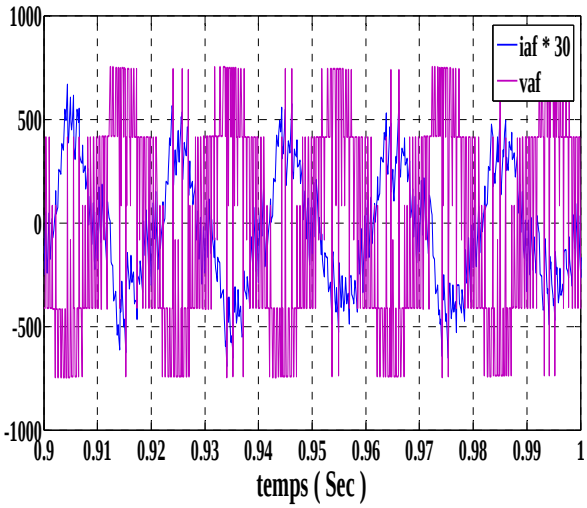
m-courant sorti de la chaine hybride



n- zoom des courant de sorti du chaine



o- tension l'onduleur et référence



p- tension et courant de l'onduleur

Figure V.10. Résultat de simulation de chaine hybride

❖ **Interprétation des résultats :**

A partir des résultats de simulation, nous avons remarqué que la puissance suivi tous les cas choisie

Un aérogénérateur de puissance inférieure à 7.5 KW a été utilisé. La puissance du champ photovoltaïque injecte au réseau si la condition vrais (photovoltaïque supérieur à 7.5KW)

Ensuit entre les [2,4] éolienne injecte au réseau

A la fin les deux générateurs inferieurs à 7.5 KW la batterie a été utilisée comme un composteur avec le PV pour égalité la puissance à l'aide d'une gestion dirige comme pressantes donne la figure (V.10.i)

Le résultat qui nous avant d'obtenir a bas de la condition le passage de courant à l'aide de bus continu comme prisante la figure (V.10.g)

V.7. Conclusion :

Ces dernières années, l'utilisation des énergies renouvelables comme le photovoltaïque et l'éolien est en forte croissance pour la production de l'électricité pour connecté au réseau ou pour le stockage.

Indépendamment de la méthode utilisée, l'optimisation du dimensionnement d'un système Hybride photovoltaïque / éolien nécessite une analyse détaillée de la consommation (aléatoire), Des données de l'éclairement solaire et de la vitesse du vent avec sa fonction de distribution. En plus des aspects économiques, le facteur d'autonomie est un des critères importants qui doit être pris en considération dans toute l'étude d'optimisation de dimensionnement.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

La première partie représente l'énergie renouvelable, un état de l'art de la génération éolienne est présenté dans le premier lieu, on rappelle les concepts fondamentaux de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique et les différents types d'éoliennes avec les machines électriques utilisées dans cette conversion d'énergie. Ce qui nous a amené à choisir la machine asynchrone à double alimentation de par ces qualités de fonctionnement. Ses modes de fonctionnement et ses avantages. Nous avons exposé la modélisation de cette machine en utilisant la transformation de PARK.

Les résultats de simulation de ce modèle sur Matlab/Simulink nous confirment la possibilité de la double alimentation de la machine par la stabilité de ces différentes grandeurs étudiées pour un fonctionnement générateur et moteur.

Ensuite, nous avons consacré l'utilisation d'une commande vectorielle à orientation du flux statorique. Nous avons introduit ensuite la commande vectorielle par orientation du flux statorique de la machine asynchrone à double alimentation. Ce contrôle est réalisé avec corrélation par des puissances de références afin de contrôler l'échange de puissances active et réactive entre le stator et le réseau. On a utilisé une stratégie MPPT sans asservissement de vitesse au niveau de la turbine éolienne pour capter le maximum de puissance du vent.

A la fin, nous avons applique la commande pour les contrôler des références, cette commande utiliser deux régulateurs différents. PI et floue au même temps le control PI pour régulation la tension du bus continu mais le floue pour les référence de la commande des convertisseurs

L'étude de la synchronisation des courants de références a permis de mettre en évidence l'importance du choix du système qui réalise cette fonction. Habituellement, la synchronisation est faite par l'intermédiaire de PLL plus ou moins évoluée, et nous avons utilisé celle-ci dans notre travail « La PLL dans le domaine de Park ».

Nous nous sommes intéressés pour faire la communication entre les trois system (éolienne, photovoltaïque et batterie) par une gestion qui dirigé les maximas puissances au réseau

Les résultats de simulation de ce modèle sur Matlab/Simulink on confirmé maximisation de puissance au niveau de réseau à partir de la commutation d'évolution soit l'éclarmant l'énergie du vent et l'énergie de la batterie

Bibliographie

[1]: “Photovoltaics' systems; a buyer’s guide. Naturals resources Canada”, Renewable and electrical energy Division.
[2]: Mann Mk, “Economics of renewable hydrogen it’s about more than production”. Renewable hydrogen energy forum, Washington.
[3]: Le Gallou F, B. Bouchon-Meunier (Coordonnateurs) : “Systémique - Théorie et Applications”. Éditions Tec & Doc, Paris, 1994, 341pages.)
[4]: Vaughn C, Nelson, Ken L. Starcher, Robert E. Foster, R. Nolon Clark, Deon Raubenheimer, “Wind hybrid systems technology characterization”, West Texas AM University – AEI, New Mexico State University – SWTDI, USDA – ARS Bushland, Vista University, May 2002.
[5]: E. Ian Baring-Gould, L. Flowers, P. Lundsager, “Worldwide status of wind-diesel applications”, Pre-Workshop Wind-Diesel 101, 2004, Anchorage, Alaska.
[6]: Musseli, M., Notton, G. & Louche, A., “Design of Hybrid-Photovoltaic power generator, with optimization of energy management”, Solar Energy, Vol.65, No.3,1999,
[7]: Ashok, S., “Optimised model for community-based hybrid energy system”,Renewable Energy Vol.32, No.7, 2007, pp. 1155-1164.
[8]: J .Labbé, “L’hydrogene electrolytique comme Moyen de Stockage d’electricite Pour Systemes Photovoltaïques Isoles”, Thèse de Doctorat, l’Ecole des Mines de Paris, pp. 5-17-18-21-50-68-69 , 21 décembre 2006.
[9]: M. Huart, “Guide des énergies renouvelables”, Association pour la Promotion des Energies Renouvelables, Ministère de la Région Wallonne éditeur, 1994.
[10]: J. Muller, R. Desserrières, “Conversion photovoltaïque”, Publié par: Club CRIN,2002.
[11]: C. Alonso, J. Alzeu, C. Andrieu, S. Astier, J. Bonal, A. H. Ben, C. Combes, F. Costa, B. Dakyo, R. Desserrières, J. Fonio, O. Gergaud, C. Glazie, J-C. Muller, B. Multon, C.Nichita, X. Roboam, P. Rossetti, “L’électronique de puissance vecteur d’optimisation pour les énergies renouvelables”, ECRIN, ISBN : 2-912154-08-1, Paris, 2002.
[12]: F. Benyarou “ Conception assistée par ordinateur des systèmes photovoltaïques modélisation, dimensionnement et simulation ”, Thèse de Doctorat d’état.Université de Tlemcen Juillet 2004.
[13]: A. ABDELLI, “ Optimisation multicritère d’une chaîne éolienne passive”, Thèse de Doctorat, L’institut National Polytechnique De Toulouse, p 9-13,15 octobre 2007
[14]. J.M. Enrique, E. Duràn, M. Sidrach-de-Cardona, J.M. Andùjar, "Theoretical assessment of the maximum power point tracking efficiency of photovoltaic facilities with differentconverter topologies", Solar Energy 81, pp. 31–38, 2007.
[15]: P. Bauer, S.W.H. De Haan, C.R. Meyl, JTG. Pierik, "Evaluation of Electrical Systems for offshore Windfarms ", CDROM of the IEEE IAS Conf., oct. 2000.
[16]: « La première pile à combustible installée en France », Isabelle Duffaure-Gallais, CSTB Magasine, 1999.
[17]: I. Kamwa, B. Saulier, “Modélisation, simulation et régulation d’un réseau éolien/diesel autonome”, Raport N°IREQ4340, Varennes, Canada, 1989.
[18]. C.F. Lu, C.C. Liu, and C.J. Wu, "Dynamic modeling of battery energy storage system and application to power system stability", IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution, IEE, Stevenage, Herts, U.K., Vol. 142,N°.4, p. 429–435, July 1995.
[19]: I. Cruz, F. Arias, F. Avia, L. M. Arribas, R. P. Fiffe, “Assessment of different energy storage systems for wind energy integration”, European Wind Energy Conference 2001.
J. G. McGowan, J.F. Manwell, “Hybrid/PV/Diesel system experiences”, Renewable Energy, 16, 928-933, 1999.
[20]. R. Kiranmayi, K. Vijaya Kumar Reddy, M. Vijaya Kumar, "Modeling and a MPPT method
for solar cells", Journal of Engineering and Applied sciences – Medwell Journals, 2008.

[21]: F. Valenciaga, P.F. Puleston “Supervisor Control for a Stand-Alone Hybrid Generation System Using Wind and Photovoltaic Energy ” IEEE Transactions on Energy Conversion ,June 2005.

[22]: K. Agbossou, M. Kolhe, J. Hamelin, T.K. Bose “Performance of a Stand-Alon Renewable Energy System Based on Energy Storage as Hydrogen” IEEE Transactions on Energy Conversion, September 2004

[23].L. Protin, S. Astier, "Convertisseurs photovoltaïques", Technique d’Ingénieur,Electrique, 1997.

[24]. D. Beriber, F. Bouchafaa, M. S. Boucherit, "Stability of input voltages of a three-level inverter NPC fed by photovoltaic sources", IVième Congrès International sur les Energies Renouvelables et l'Environnement (CERE’2009), Monastir, Tunisia, 19 – 21 Mars, 2009.

[25]: T. Senjyu, T. Nakaji, K. Uezato, T. Funabashi “A Hybrid Power SystemUsing Alternative Energy Facilities in Isolated Island” IEEE Transactions on Energy Conversion, June 2005.

[26]: B. Wichert, “PV-diesel hybrid energy systems for remote area power generation – A review of current practice and future developments”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, 1997, vol. 1, No. 3, pp. 209–228, Elsevier Science 1997.

[27]: K. Preiser, L. Anton, G. Bopp, K. V. Dohlen: “Photovoltaic’s, Hydropower and Gas generator”The Hybrid Energy System in Kaysersberg (France), 14th EPVSEC, Barcelona, Spain, 1997, pp. 1106-1109.

[28]: Werner .Kleinkauf , Günther .Cramer , Mohamed. Ibrahim, l'IEE-EVS ,Institut de technologie des énergies électriques, Université Kassel and SMA Technologie AG.

[29]: K.Burges et al., “Modular Hybrid Energy Supply System for Industrial Processes and Rural Electrification ”, Mediterranean Conference on Renewable Energy Sources for Water Production, Santorini, juin 1996.

30]: O.Ulleberg, “ Stand-Alone power systems for the future: Optimal design, operation & control of solar-hydrogen energy systems”, NTNU, Trondheim, Norvège, p 210,1998.

[31]: M.Ashari, C. V. Nayar, “An optimum dispatch strategy using set points for a photovoltaic (PV)-diesel-battery hybrid power system”, Renewable Energy, vol. 66, No. 1, pp. 1–9, Elsevier Science 1999.

[32]:B. Wichert, “PV-diesel hybrid energy systems for remote area power generation – A review of current practice and future developments”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, 1997, vol. 1, No. 3, pp. 209–228, Elsevier Science 1997.

[33]: M.Ashari, C. V. Nayar, “An optimum dispatch strategy using set points for a photovoltaic (PV)-diesel-battery hybrid power system”, Renewable Energy, vol. 66, No. 1, pp. 1–9, Elsevier Science 1999.

[34]: S. Ruin, O. Carlson, “Wind-hybrid systems with variable speed and DC-link” Wind Power for the 21 Century, Kassel, Germany, 25-27 September 2000.

[35]: P. Lundsager, H. Bindner, N. Clausen, S. Frandsen, L. H. Hansen, J. C. Hansen, “Isolated systems with wind power”, Risø-R-1256(EN), 2001.

[36]: A.Engler et al., “Control of Parallel Operating Battery Inverters”, PV Hybrid Power Systems 2000 Conference, Aix-en-Provence, France, septembre 2000.

[37]: A.Engler et al., “Standard Interface for PV and Hybrid Systems ”, 14th European Photovoltaic Solar Energy Conference, Barcelone , Espagne , p.p. 1074- 1077, juillet 1997.

[38]: S. Roussin, “Le journal semestriel des systèmes photovoltaïques hybrides au Canada” Centre De La Technologie De L’énergie De Canmet—Varennes Programme Photovoltaïque Et Systèmes Hybrides, P 4 ,Numero 7, Ete 2004 .

[39]: T. Senjyu, T. Nakaji, K. Uezato, T. Funabashi “A Hybrid Power System Using Alternative Energy Facilities in Isolated Island” IEEE Transactions on Energy Conversion, June 2005.

[40]: B. Wichert, “PV-diesel hybrid energy systems for remote area power generation – A review of current practice and future developments”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, 1997, vol. 1, No. 3, pp. 209–228, Elsevier Science 1997.

[41] A. Hoque, K. A. Wahid; « New mathematical model of a photovoltaic generator », Journal of Electrical Engineering, Vol. EE 28, N°. 1, June 2000.

[42] M. Huart ; « Guide des énergies renouvelables », Association pour la Promotion des Energies Renouvelables, Ministère de la Région Wallonne éditeur,)1994.

[43] J. Muller, R. Desserrières ; «Conversion photovoltaïque », Publié par Club CRIN, 2002.

[44] A. Alonso, J. Alzeu, C. Andrieu, S. Astier, J. Bonal, A. H. Ben, C. Combes, F. Costa, B. Dakyo, R. Desserrières, J. Fonio, O. Gergaud, C. Glazie, J-C. Muller, B. Multon, C. Nichita, X. Roboam, P. Rossetti ; « L’électronique de puissance vecteur d’optimisation pour les énergies renouvelables », ECRIN, ISBN: 2- 912154-08-1, Paris, 2002.

[45] Phatiphat Thounthong, Conception d’une source hybride utilisant une pile à combustible et des supercondensateurs -Thèse Doctorat en génie électrique, 2005-L’Institut National Polytechnique de Lorraine.

[46] André Marquet, Clotilde Levillain, Alain Davriu, Séverine Laurent & Philippe Jaud. Stockage d’électricité dans les systèmes électriques. Techniques de l’Ingénieur, traité Génie électrique.

[47] Mohamed Yacine Ayad, Mise en oeuvre des supercondensateurs dans les sources hybrides continues -Thèse Doctorat en génie électrique, 2004- L'Institut National Polytechnique de Lorraine.

[48] Nassim Rizoug, Modélisation électrique et énergétique des supercondensateurs et méthodes de caractérisation : Application au cyclage d'un module de supercondensateurs basse tension en grande puissance. -Thèse Doctorat en génie électrique, 2006 - Ecole Centrale de Lille. Université des Sciences et Technologies de Lille

[49] Philippe Barrade et Walter Lhomme. Véhicule Hybride Electrique Série avec Supercondensateurs. Ecole d'Eté FGMCSE. 13 Juillet 2005. EPFL, Suisse & USTL, France.

[50]. R. Ghosn, "Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobine à double alimentation", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Octobre 2001.

[51].J.L. Rodriguez-Amenedo, S. Arnalte and J.C. Burgos, "Design criteria of variable speed wind turbines with fed induction generator", European Wind Conference Proceedings, Copenhagen, Denmark, 2001

[52]. E. Muljadi and C.P. Butterfield, "Pitch-Controlled Variable Speed Wind Turbine Generator", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.37, N°.1, pp.240-246, 2001.

[53]. T. Maruyama, M. Kumano, "New PWM control method for a three level inverter", IPEC'90, pp. 870–878, Tokyo, Japan 1990.

[54]. M. Cosan, H. Mao, D. Boroyevich, and F. C. Lee, "Space vector modulation of three-level voltage source inverter", VPEC Seminar, pp. 123–128, September 1996.

[55]. H. Bühler, "Electronique de réglage et de commande, traite d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique", Vol.16, Edition Georgi, 1979.

[56]. S. EL-Aimani, "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille (ECL), 2005

[57].F. Poitiers, "Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne, machine asynchrone a cage autonome; machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau", Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2003.

[58]. L. Leclercq, "Apport du Stockage Inertiel Associe à des Eoliennes dans un Réseau Electrique en Vue d'Assurer des Services Systèmes", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 2004.

[59]. R. Ghosn, "Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobine à double alimentation", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Octobre 2001.

[60].G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double Alimentation", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Mars 2007.

[61]. J. Martin, "Energies éoliennes", Techniques de l'Ingénieur, Traité de Génie Energétique, pp. B 8 585 1- B 8 585 21, 1997.

[62]. Multon, X. Roboam, B. Dakyo, C. Nichita, O. Gergaud, H. Ben Ahmed, "Aérogénérateurs électriques", Techniques de l'Ingénieur, D 3960, pp. 1-18, Novembre 2004.

[63]. S. El-Aimani, B. Francois, F. Minne, B. Robyns, "Modelling and Simulation of Doubly Fed Induction Generators For Variable Speed Wind Turbines Integrated in a Distribution Network", EPE 2003,Toulouse, France, 2003.

[64]. I. Hamzaoui, "Modélisation de la machine asynchrone a double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur", Mémoire de Magister, ENP Alger, Janvier 2008.

[65] J. Bonal, G. Seguier, « Entrainement Electrique à Vitesse Variable, Rappels d'Electrotechnique de Puissance et d'Automatique les Variateurs Electroniques de Vitesse », Volume 2, Edition Technique et Documentation, Paris, 1998.

[66] G Beinhod, R Jakob, M Nahrstaed, "A New Range of Medium Voltage Multilevel Inverter Drives With Floating Capacitor Technology", In Conf Rec EPE, Graz, Austria, 2001.

[67] J. P. Caron, J. P. Hautier, « Convertisseurs Statiques- Méthodologie Causale de Modélisation et de Commande", Editions Technip, Paris 1999.

[68] A. Boualem, E. M. Berkouk, G. Manesse, "Commande de la Machine Asynchrone Autopilotée Alimentée par un Onduleur NPC à Cinq Niveaux", Institut d'Electrotechnique/ Université-Badji Mokhtar-Annaba. SNAPSEA'1998.

[69] G Beinhod, R Jakob, M Nahrstaed, "A New Range of Medium Voltage Multilevel Inverter Drives With Floating Capacitor Technology", In Conf Rec EPE, Graz, Austria, 2001.

[70] A. Nabac, I. Takahashi and H. Akagi, "A New Neutral-point-Clamped PWM Inverter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, pp. 518-523, September/October 1981.

[71] Anca D. Hansen, Poul Sørensen, Lars H. Hansen and Henrik Bindner. Models for a Stand-Alone PV System. Risø National Laboratory, Roskilde. December 2000.

[72]: **A. Medjber*, A. Moualdia****, A. Mellit*****, A. GuessoumCommande PI- flou d'un Générateur Asynchrone Double Alimentée Appliquer dans un Système de Conversion Eolien, International Conference on Electrical Energy and Systems, October 21-23, 2014, Annaba, Algérie

[73] BAGHDADI Fazia "modelisation et simulation des performances d'une installation hybride de conversion d'energies renouvelables" Tizi-Ouzou 26.09.2011

[74]: MORSLI Abdelkader "Etude d'un système solaire photovoltaïque utilisant des supercondensateurs" 2010 Ecole Nationale Polytechnique 10, Avenue Hassen Badi, El-Harrach, ALGER

ANNEXE I

PARAMETRES DES DIFFERENTS ELEMENTS DE LA CHAINE HYBRIDE

CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU EFG 290

Nombre de cellules en séries n_s=72

Puissance maximale P_{max}=290W

Courant de court circuit I_{cc}=6.2 A

Tension de circuit ouvert V_{co}=62.5 V

Résistance série de la cellule photovoltaïque R_s=0.69 Ω

Résistance shunt de la cellule photovoltaïque R_{sh}=650 Ω

Coefficient de température associé à I_{cc}=6.2 ± 0.31 % /°C

Coefficient de température associé à V_{co}=-(290 ± 22.5) mV/°C

PARAMETRES DU HACHEUR

C_E=C_S=5.6mF

L=3.5mH

PARAMETRES DE LA MADA

Valeurs nominales : 7.5KW ; 220/380V- 50Hz ; 15/8.6A ; 1440tr/min.

Résistance du stator R_s=1.2Ω

Résistance du rotor R_r=1.8Ω

Inductance stator L_s=0.1554H Inductance rotor L_r=0.1568H

Inductance Mutuelle M=0.15H Couple résistant C_r=15Nm

Moment d'inertie J=0.3126 Kg.m^2

Coefficient de frottement f_r=0.00673 Nm.s/rad

Nombre de paire de pôles P=2

PARAMETRES DE LA TURBINE EOLIENNE

Puissance nominale P_n=7.5kW

Nombre de pale=3

Rayon d'une pale R=3m

Gain du multiplicateur G=5.4

Inertie J=0.0017Kg.m^2

Coefficient de frottements visqueux f=0.0024Nm.s/rd

PARAMETRES DE LA BATTERIE

Coefficient de tension C_V =8V^{-1}

Coefficient de température C_T =0.05 K^{-1}

Courant normalisé de gazéification I_{G0}=0.035A

Taux de capacité de la batterie au de dix heures de décharge C_{10}=118Ah

Resistance interne pendant la charge R_{0C}=75mΩ

Limitant la tension interne de batterie pour courant zéro et entièrement déchargée E_{0C}=11.6V Paramètre reflétant la croissance de la tension quand la batterie est progressivement chargée C_C=0.012

Paramètre reflétant la variation linéaire initiale de la tension interne de batterie avec l'augmentation de SOCA_C=0.01

Paramètre reflétant la hausse forte de la tension quand la batterie est chargée à un SOC élevé D_C=130

Facteur exponentiel présenté pour réaliser une courbe plus étroite adaptée pour la tension comportement une fois progressivement chargé EFC=0.45

Capacité maximum de chargement $Q_{MAX.C}$=120Ah

Paramètre pour calculer la capacité maximum de charge

C_1=0.0006h/A^2

C_2=0.0543h/A

C_3=2.0279h

C_4=140.29Ah

Résistance interne en déchargeant la batterie $R_{0.D}$=38mΩ

Tension interne entièrement chargée de batterie en déchargeant après la coupure initiale

E_{0D}=12.6V

Facteur exponentiel présenté pour réaliser une courbe plus étroite adaptée pour le comportement de tension une fois progressivement déchargé EFD=1.25

Le paramètre reflétant la variation linéaire initiale de la tension interne de batterie avec diminuer SOCA_D=-0.007

Paramètre reflétant la croissance de la tension quand la batterie est progressivement déchargée

C_D=-0.3

Paramètre reflétant la diminution marquée de la tension quand la batterie est déchargée à un bas SOCD_D=165

Capacité maximum de déchargement $Q_{MAX.D}$=130Ah

Paramètre pour calculer la capacité maximum de décharge :

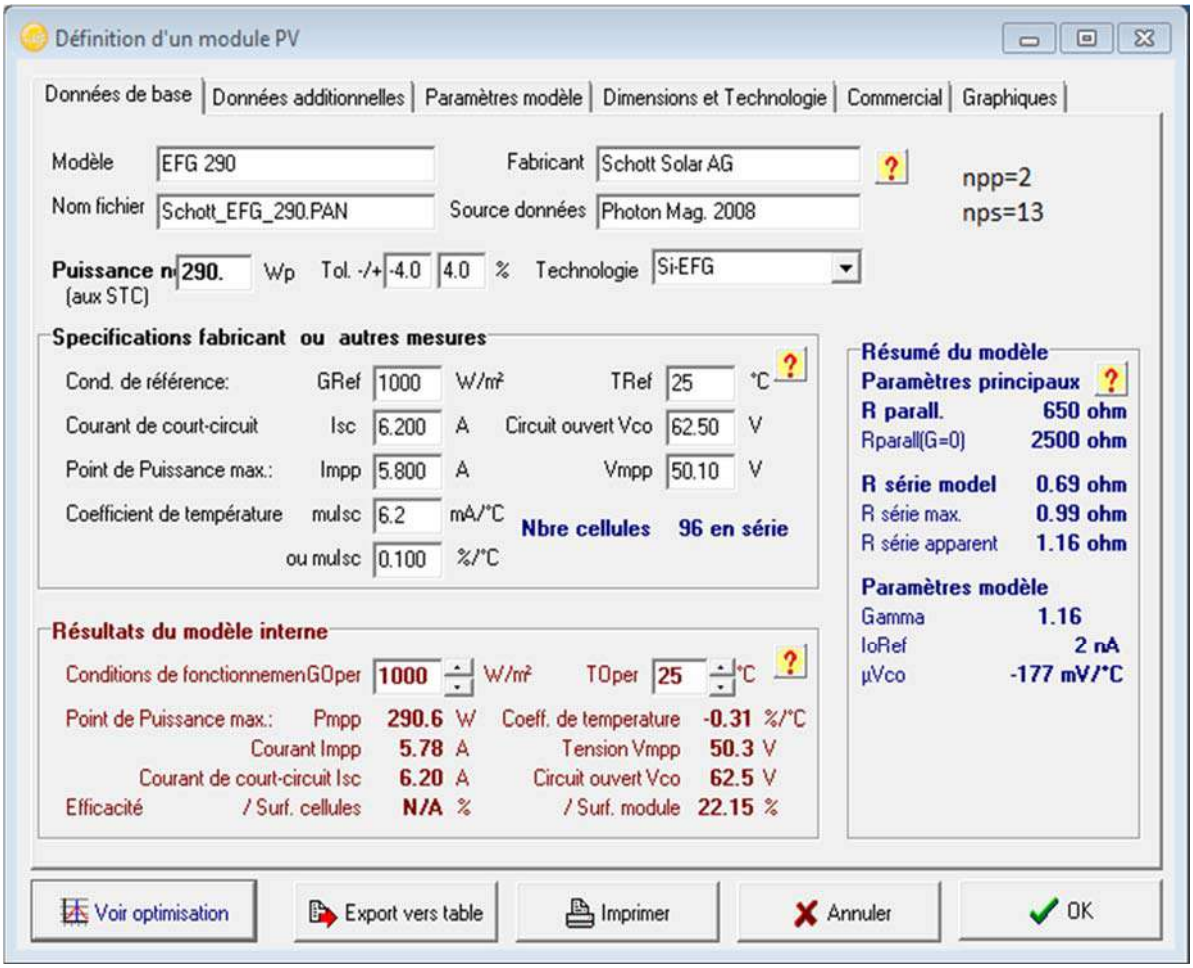
D_1=-0.0006h/A^2

D_2=0.0543h/A

D_3=-2.0279h

D_4=140.29 Ah

ANNEXE II


Définition d'un module PV
Données de base
Données additionnelles
Paramètres modèle
Dimensions et Technologie
Commercial
Graphiques
Modèle
EFG 290
Fabricant
Schott Solar AG
Nom fichier
Schott_EFG_290.PAN
Source données
Photon Mag. 2008
npp=2
nps=13
Puissance n
290.
Wp
Tol. -/+
-4.0
4.0
%
Technologie
Si-EFG
(aux STC)
Specifications fabricant ou autres mesures
Cond. de référence:
GRef
1000
W/m²
TRef
25
°C
Courant de court-circuit
Isc
6.200
A
Circuit ouvert Vco
62.50
V
Point de Puissance max.:
Impp
5.800
A
Vmpp
50.10
V
Coefficient de température
mulsc
6.2
mA/°C
ou mulsc
0.100
%/°C
Nbre cellules
96 en série
Résumé du modèle
Paramètres principaux
R parall.
650 ohm
Rparall(G=0)
2500 ohm
R série model
0.69 ohm
R série max.
0.99 ohm
R série apparent
1.16 ohm
Paramètres modèle
Gamma
1.16
IoRef
2 nA
µVco
-177 mV/°C
Résultats du modèle interne
Conditions de fonctionnemen
GOper
1000
W/m²
TOper
25
°C
Point de Puissance max.:
Pmpp
290.6
W
Coeff. de temperature
-0.31
%/°C
Courant Impp
5.78
A
Tension Vmpp
50.3
V
Courant de court-circuit Isc
6.20
A
Circuit ouvert Vco
62.5
V
Efficacité
/ Surf. cellules
N/A
%
/ Surf. module
22.15
%
Voir optimisation
Export vers table
Imprimer
Annuler
OK