

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REpubLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة أبو بكر بلقايد – تلمسان –

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –
Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du **grade** de **DOCTEUR EN SCIENCES**

Spécialité : AUTOMATIQUE

Par : M^{me} BENHAMMOU BAHIA Née KELKOUL

Sujet

Contribution à l'optimisation et à la commande
d'un système hybride PV-éolien destiné à l'alimentation d'une
petite agglomération.

Soutenue publiquement, le 02 / 11 / 2023, devant le jury composé de :

M ^{me} CHOUKCHOU BRAHAM Amel	Professeur	Université de Tlemcen	Président
M ^r BOUMEDIENE Abdelmadjid	Professeur	Université de Tlemcen	Directeur de thèse
M ^r GUENFAF Lakhdar	Professeur	Université Houari Boumediene, Alger	Examineur 1
M ^r TAHOUR Ahmed	Professeur	ESSAT de Tlemcen	Examineur 2

Dédicaces

Je dédie ce travail à la mémoire de mon cher père qui n'a pas pu le voir. Ô Allah bénissez-le avec miséricorde et pardon et accordez-lui Jannah "Amin". Il a été pour moi un exemple du père respectueux, honnête, je tiens à honorer l'homme qu'il est.

Je remercie ma chère mère à qui je dédie cette thèse pour m'avoir soutenu le long de mes études avec ses précieux conseils ; elle m'a entouré d'amour et d'affection, que dieu la protège et la garde.

Cette thèse est également dédiée à mon cher mari pour son aide précieux et pour le soutien qu'il m'a apporté, ainsi que mes chères enfants.

Je dédie aussi ce travail à mes chers frères, mes chères sœurs, ma belle-famille, mes amies et à tous ceux qui m'aiment et qui m'ont encouragée

Remerciements

Avant toute chose, je remercie Dieu le tout puissant de m'avoir donnée courage, patience et force durant toutes ces années d'étude.

Je remercie vivement Messieurs Abdelmadjid. Boumediene, professeur à l'Université de technologie de Tlemcen pour avoir encadrer mon travail, pour ses observations enrichissantes ainsi que pour ses nombreux conseils qui m'ont été une aide précieuse.

Je tiens à remercier Madame Amel Choukchou Braham, professeur à l'Université de technologie de Tlemcen, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance de cette thèse. Qu'elle trouve ici, l'expression de mon respect et de la profonde reconnaissance.

Je remercie Monsieur Lakhdar Guenfaf professeur à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene à Alger et Monsieur Ahmed Tahour professeur à l'école supérieur des Sciences Appliquées de Tlemcen, pour avoir accepté d'être membres de jury pour ce travail. Je les remercie pour leur confiance, leurs observations ainsi que leurs remarques pertinentes et constructives.

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

"أبى الله تعالى أن يكون كتابٌ صحيحاً غير كتابه"

الإمام الشافعي (رحمة الله عليه)

Listes des acronymes et symboles**Liste des figures****Liste des tableaux****Introduction générale.....1****Chapitre 1 : État de l'Art sur les systèmes d'énergie hybrides**

I. Introduction.....	5
II. Définition d'un système hybride.....	5
III. Classifications des systèmes d'énergies hybrides.....	6
1. Régime du fonctionnement.....	6
2. Structures des systèmes hybrides.....	6
IV. Etude sur les structures des systèmes hybrides.....	8
1. Système hybride avec source d'énergie conventionnelle.....	8
2. Systèmes hybrides sans source conventionnelle.....	10
V. Configurations de bus dans les systèmes hybrides.....	11
1. Architecture à bus DC.....	11
2. Architecture à bus AC.....	11
3. Architecture mixte (DC & AC)	12
VI. Présentation d'un système hybride photovoltaïque-éolien.....	12
VII. Energie éolienne.....	13
1. Définition.....	13
2. Eléments constitutifs d'une éolienne.....	14
3. Différents types d'éoliennes.....	15
3.1 Éoliennes à axe vertical.....	15
3.2 Les éoliennes à axe horizontal.....	16
4. Zones de fonctionnement d'une éolienne.....	17
5. Technologies des systèmes éoliens.....	18
5.1 Fonctionnement à vitesse fixe.....	18
5.2 Fonctionnement à vitesse variable.....	18
VIII. Énergie photovoltaïque.....	22
1. Classification des systèmes photovoltaïques.....	22
1.1 Systèmes autonomes.....	22
1.2 Systèmes photovoltaïques connectés au réseau.....	23
1.3 Systèmes autonomes hybrides.....	23
IX. Avantages et inconvénients de l'énergie PV.....	24
X. Conclusion.....	24
Références.....	24

Chapitre 2 : Modélisation et commande de la turbine éolienne

I. Introduction.....	28
II. Description générale du système.....	28
III. Modélisation du système de conversion de l'énergie éolienne.....	29
1. Modèle du vent.....	29
2. Modélisation de la turbine éolienne.....	29
3. Modèle du multiplicateur de vitesse.....	30
4. Modèle de la partie mécanique.....	31
IV. Commande MPPT de la turbine éolienne.....	32
1. Commande MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique.....	32
2. Commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique.....	33
V. Commande linéaire par un régulateur proportionnel et intégral (PI).....	33
VI. Commande non linéaire.....	36
1. Introduction.....	36
2. Stabilité des systèmes linéaires et non linéaires.....	36
2.1. Equilibre.....	36
2.2. Stabilité.....	37
3. Stabilité au sens de Lyapunov.....	38
VII. Commande par mode glissant.....	41
1. Définition.....	41
2. Principe de la commande par mode glissant.....	41
3. Système à structure variable.....	42
4. Différentes Structures de la commande par mode glissant.....	43
5. Synthèse de la loi de commande.....	45
6. Le phénomène de réticence (Chattering).....	49
7. Solutions pour atténuer le phénomène de réticence.....	50
8. Application de la commande par mode glissant à la vitesse mécanique de la turbine.....	50
VIII. Commande par la méthode Backstepping.....	53
1. Introduction.....	53
2. Conception de la commande de type Backstepping.....	53
3. Application de la commande par Backstepping sur la vitesse de l'éolienne.....	54
IX. Résultats de simulation de la commande MPPT.....	57
X. Interprétations des résultats.....	61
XI. Conclusion	61
Références.....	62

Chapitre 3 : Modélisation et commande linéaire de la MADA

I. Introduction.....	65
II. Constitution de la MADA.....	65
III. Les différentes structures d'alimentation de la MADA.....	66
IV. Principe de fonctionnement de la MADA.....	69
V. Modes de Fonctionnement de la MADA.....	70
VI. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation.....	72
1. Hypothèses.....	72
2. Mise en équation de la machine asynchrone à double alimentation.....	72
3. Modèle de la MADA dans le référentiel de Park (d,q,o).....	74
4. Choix de référentiel.....	76
5. Application de la transformation de Park à la MADA.....	76
VII. Alimentation de la MADA.....	78
1. Modélisation du redresseur (convertisseur côté réseau CCR).....	79
2. Modélisation du filtre	80
3. Modélisation de l'onduleur (convertisseur coté machine CCM).....	81
1. Stratégie de commande par MLI Triangulo-Sinusoïdale.....	81
VIII. Commande vectorielle de la MADA en puissances active et réactive.....	84
1. Types d'orientation du flux.....	85
2. Application de la commande vectorielle à flux statorique orienté.....	85
3. Hypothèse de travail.....	89
IX. Commande linéaire de la MADA par le régulateur PI	90
X. Résultat de simulations.....	92
XI. Interprétations des résultats.....	92
XII. Conclusion.....	95
Références.....	95

Chapitre 4 : Commande non linéaire de la MADA

I. Introduction.....	98
II. Application de l'algorithme de la commande par mode glissant à la MADA.....	99
1. Commande de la puissance active de la MADA.....	99
2. Commande de la puissance réactive de la MADA..... ;.....	100
III. Résultats de simulation.....	102
IV. Interprétation des résultats.....	112
V. Commande par mode glissant d'ordre supérieur.....	111
1. Introduction.....	111
2. La commande par mode glissant d'ordre 2.....	112
3. Algorithme du Super-twisting.....	113

5. Synthèses des correcteurs.....	115
VI. Résultat de simulations (la commande par mode glissant d'ordre 1 et ST)	115
VII. Interprétation des résultats.....	121
VIII. Commande Backstepping des puissances active et réactive de la MADA.....	121
IX. Résultats de simulation.....	123
X. Interprétations des résultats.....	126
XI. Conclusion.....	126
Références.....	126

Chapitre 5 : Modélisation et commande du système photovoltaïque

I. Introduction	128
II. La cellule photovoltaïque.....	128
III. Modélisation de la cellule photovoltaïque.....	129
1. Cellule PV idéale.....	129
2. Cellule PV réelle.....	131
2.1. Modèle à une diode.....	132
2.2. Modèle à deux diode.....	134
IV. Générateur photovoltaïque (GPV).....	135
1. Modélisation et caractéristiques du GPV.....	135
2. Caractéristique courant-tension (I-V) à ensoleillement et température variables.....	136
2.1. Influence de l'éclairement sur la cellule PV.....	136
2.2. Influence de la température sur la cellule PV.....	137
V. Etage d'adaptation entre un générateur PV et une charge.....	138
1. Convertisseur continu-continu (DC-DC).....	138
2. Convertisseurs DC-AC.....	138
VI. Choix du convertisseur.....	145
VII. Dimensionnement du convertisseur Boost.....	149
VIII. Recherche du point de puissance maximale (MPPT).....	150
1. Principe.....	151
2. Différents types de commandes MPPT.....	151
IX. Commande MPPT par mode glissant du convertisseur.....	160
1. Introduction.....	160
2. Principe.....	160
3. Application de la commande MPPT par mode glissant au convertisseur Boost.....	161
X. Résultat de simulations.....	165
XI. Conclusion.....	170
Références.....	170

Chapitre 6 : Dimensionnement du système hybride photovoltaïque-éolien

I. Introduction.....	173
II. Architecture du système hybride étudié.....	173
III. Les méthodes de dimensionnement basée sur des simulations.....	174
1. Méthodes statiques.....	174
2. Méthodes dynamiques.....	174
IV. Dimensionnement du système hybride étudié.....	176
V. Présentation du logiciel HOMER.....	176
1. Critère du choix du logiciel.....	176
2. Définition.....	177
3. Caractéristiques principales de HOMER.....	178
VI. Dimensionnement du système hybride.....	178
1. Situation géographique du site.....	179
2. Demande énergétique.....	179
3. Données météorologiques.....	180
VII. Simulation du système hybride.....	183
1. La turbine éolienne.....	183
2. Entrée des données du générateur photovoltaïque.....	184
3. Batteries de stockage	184
4. L'onduleur.....	184
VIII. Résultats de simulation.....	185
1. Résultat option globale.....	185
2. Résultat option catégorie.....	186
IX. Interprétation des résultats.....	186
X. Conclusion	186
Références	187

Chapitre 7 : Simulation du système hybride et gestion de stockage

I. Introduction.....	190
II. Hybridation des deux sources éolienne/photovoltaïque du système hybride.....	190
1. Introduction.....	190
2. Avantage des système hybrides.....	191
III. Simulations du système hybride sans batteries.....	192
IV. Système de stockage de l'énergie	194
1. Introduction.....	194
2. Modélisation de la batterie.....	194

3. Commande de la batterie.....	198
4. Hacheur réversible en courant.....	198
4.1 Mode de fonctionnement du convertisseur bidirectionnel.....	199
4.2 Commande du convertisseur bidirectionnel.....	200
V. Le système de supervision.....	200
5.1 Principe de fonctionnement de l’algorithme de gestion.....	202
VI. Résultats de simulation du système de stockage et discussions.....	206
VII. Interprétation des résultats.....	208
VIII. Conclusion.....	209
Références.....	210
<i>Conclusion générale et Perspectives</i>	212
<i>Annexes</i>	
<i>Production scientifique</i>	
<i>Résumé</i>	

Acronymes

<i>MADA</i>	: Machine Asynchrone à Double Alimentation.
<i>GADA</i>	: Génératrice Asynchrone à Double Alimentation.
<i>PV</i>	: Photovoltaïque.
<i>GPV</i>	: Générateur Photovoltaïque.
<i>AC</i>	: Alternating Current.
<i>DC</i>	: Direct Current.
<i>MPPT</i>	: Maximum Power Point Tracking.
<i>CCM</i>	: Convertisseur Côté Machine.
<i>CCR</i>	: Convertisseur Côté Réseau.
<i>MLI</i>	: Modulation de Largeur Impulsion.
<i>MCC</i>	: Machine à Courant Continu.
<i>CVD</i>	: Commande Vectorielle Directe.
<i>CVI</i>	: Commande Vectorielle Indirecte.
<i>PI</i>	: Proportionnelle Intégral.
<i>S.S.V</i>	: Système à Structure Variable.
<i>SMC</i>	: Sliding Mode Control.
<i>MC</i>	: Mode de Convergence.
<i>ST</i>	: Super Twisting
<i>BS</i>	: Backstepping

Symboles

ρ : densité volumique de l'air	$kg.m^3$
S : Surface balayée par le rotor de l'éolienne	m^2
C_p : Coefficient de puissance de l'éolienne	-
R : rayon de la turbine	m
λ : rapport de vitesse de la turbine	-
β : Angle de calage des pales d'une éolienne	°
α : Angle d'incidence des pales d'une éolienne à axe horizontal	°
P_m : Puissance mécanique disponible sur l'arbre de la génératrice	W
V : vitesse du vent	m/s
Ω_{tur} : Vitesse de rotation de la turbine	rd/s
Ω_{mec} : Vitesse de rotation de la génératrice	rd/s
λ_{opt} : Valeur optimale de λ	-
C_{aer} : Couple aéro turbine éolien	$N.m$
J_t : inertie de la turbine	$kg.m^2$
J_g : inertie de la génératrice	$kg.m^2$

Listes des acronymes et symboles

J_T : inertie total sur l'arbre	$kg.m^2$
f_T : coefficient des frottements	$N.m/s$
C_{mec} : couple de la génératrice	$N.m$
C_{em} : couple électromagnétique	$N.m$
C_{vis} : couple visqueux	$N.m$
R_s : résistances statorique par phase	Ω
R_r : résistances rotorique par phase	Ω
L_s : Inductances propres statorique	H
L_r : Inductances propres rotorique	H
M_s : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques	H
M_r : Inductances mutuelles entre deux phases rotoriques	H
M_{sr} : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.	H
M : inductance magnétisante	
ϕ_{ds}, ϕ_{qs} : flux statoriques diphasés dans un repère tournant	Wb
ϕ_{dr}, ϕ_{qr} : flux rotoriques diphasés dans un repère tournant	Wb
I_{ds}, I_{qs} : Courants statoriques diphasés dans un repère tournant	A
I_{dr}, I_{qr} : Courants rotoriques diphasés dans un repère tournant	A
g : Glissement d'une machine asynchrone	
f : Fréquence du réseau électrique	Hz
C_r : Couple résistant	$N.m$
ω_s : Pulsation des grandeurs statoriques	rd/s
ω_r : Pulsation des grandeurs rotoriques	rd/s
θ_s : Angle relatif à la pulsation statorique ω_s .	rd
θ_r : Angle relatif à la pulsation statorique ω_r .	rd
σ : Coefficient de dispersion.	
P_s : Puissance active statorique.	W
Q_s : Puissance réactive statorique.	var
Ω : Vitesse de rotation de la machine.	rd/s
I : Courant fourni par cellule PV	A
I_d : Courant qui traverse la diode	A

Listes des acronymes et symboles

<i>V</i> : Tension à la borne de cellule	v
<i>I_{pv}</i> : Courant photo-généré par l'éclairement	A
<i>I_{pv,n}</i> : Courant photo-généré par l'éclairement à la condition nominal	A
<i>G</i> : Eclairement	Wm ²
<i>G_n</i> : Eclairement nominal	Wm ²
<i>I_{cc,n}</i> : Courant de court-circuit nominal	A
<i>V_{co,n}</i> : Tension de circuit-ouvert nominal	A
<i>V_{th}</i> : Tension thermique	V
<i>R_s</i> : Résistance série	Ω
<i>R_{sh}</i> : Résistance shunt	Ω
<i>T</i> : Température de la cellule	°K
<i>I_s</i> est le courant de saturation de la diode	A
<i>a</i> : le facteur d'idéalité de la jonction,	
<i>k</i> : la constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ J/ K),	
<i>T</i> : la température de jonction des cellules	K
<i>q</i> : la charge élémentaire de l'électron ($1,6 \times 10^{-19}$ C).	
<i>N_s</i> : Nombre de cellules connectées en série par module	
<i>N_p</i> : Nombre de modules connectés en parallèle.	

Figure 1.1. Schéma général du système d'énergie hybride	6
Figure 1.2. Classification des systèmes hybrides.....	7
Figure 1.3. Système hybride avec connexion série	8
Figure 1.4. Système hybride à commutation	9
Figure 1.5. Système hybride à connexion parallèle	9
Figure 1. 6. Structure à bus DC d'un système hybride	11
Figure 1.7. Structure à bus AC d'un système hybride PV	12
Figure 1.8. Système hybride à commutation	12
Figure 1.9. Système hybride éolien –photovoltaïque	13
Figure 1.10. Principe de la conversion d'énergie	14
Figure 1.11. Différents composants d'une éolienne	14
Figure 1.12. Éoliennes à axe vertical	16
Figure 1.13. Eoliennes à axe horizontal	16
Figure 1.14. Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable	17
Figure 1.15. Eolienne à vitesse fixe	18
Figure 1.16. Eolienne à MAS pilotée au stator	19
Figure 1.17. Eolienne à vitesse variable à base d'une MADA pilotée au rotor	20
Figure 1.18. Caractéristique puissance générée en fonction de la vitesse de vent.....	21
Figure 1.19. Système PV autonome	22
Figure 1.20. Système PV connecté au réseau électrique	23
Figure 1.21. Système PV autonome hybride	23
Figure 2.1. Système de conversion éolienne	28
Figure 2.2. Evolution du coefficient de puissance de l'éolienne pour différent angle de calage	29
Figure 2.3. Modèle mécanique de la turbine éolienne	29
Figure 2.4. Schéma bloc de la partie mécanique de l'éolienne	32
Figure 2.5. Commande MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique	33
Figure 2.6. Commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique par un régulateur PI	35
Figure 2.7. Trajectoire d'un système dans le plan de phase	37
Figure 2.8. Types de stabilité selon Lyapunov	37
Figure 2.9. Illustration de la stabilité au sens de Lyapunov	39
Figure 2.10. Illustration de la stabilité asymptotique	40
Figure 2.11. Contours à énergie constante dans le plan de phase	40
Figure 2.12. Principe de la commande par mode glissant	42

Figure 2.13. Contours à énergie constante dans le plan de phase Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement	43
Figure 2.14. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	44
Figure 2.15. Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.	44
Figure 2.16. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.....	45
Figure 2.17. Linéarisation exacte de l'écart.....	46
Figure 2.18. Attractivité de la surface	47
Figure 2.19. Interprétation de U_{eq}	48
Figure 2.20. Phénomène de réticence	50
Figure 2.21. Représentation de la fonction signe	50
Figure 2.22. Fonction SAT avec un seuil et deux seuils (zone morte)	51
Figure 2.23. Fonction Smooth.....	51
Figure 2.24 Fonction SAT avec un seuil et deux seuils (zone morte	58
Figure 2.25. commande MPPT sans asservissement de vitesse	59
Figure 2.26. Commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique(PI)	59
Figure 2.27. Commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique.....	61
Figure 3.1. Schéma général d'une MADA	65
Figure 3.2. Eolienne à vitesse variable à base d'une MADA pilotée au rotor	66
Figure 3.3. MADA avec un control du glissement par dissipation de la puissance rotorique	66
Figure 3.4. MADA alimentée par un pont à diodes et thyristor.....	67
Figure 3.5. Système MADA alimentée par un pont à diodes et un onduleur MLI.....	68
Figure 3.6. Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur	68
Figure 3.7. Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI	69
Figure 3.8. Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone	71
Figure 3.9. Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone	71
Figure 3.10. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone	71
Figure 3.11. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone	72
Figure 3.12. Référentiel tournant d'axes (d-q) lié au champs tournant.	75
Figure 3.13. L'ensemble convertisseurs - MADA	79
Figure 3.14. Représentation du redresseur triphasé à diodes	79
Figure 3.15. Tension redressée	80
Figure 3.16. Représentation du filtre.....	80
Figure 3.17. Représentation schématique d'un onduleur de tension alimentant le rotor de la MADA	81
Figure 3.18. Schéma synoptique du système (onduleur & GADA & turbine)	82

Figure 3.19. Génération des Signaux de commande MLI de l'onduleur	83
Figure 3.20. Allure des signaux modulés et porteuse	83
Figure 3.21. Signal de commande d'un interrupteur de l'onduleur MLI	84
Figure 3.22. Tension d'une phase rotorique de la MADA alimentée par un onduleur MLI	84
Figure 3.23. Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'une MADA	85
Figure 3.24. Orientation du flux statorique sur l'axe d [3].	86
Figure 3.25. Schéma bloc de la MADA avec orientation du flux statorique.	88
Figure 3.26. Schéma bloc de la MADA avec orientation du flux statorique et découplage des deux axes axes d, q	89
Figure 3.27. Schéma bloc de la commande de la MADA avec les régulateurs PI.....	90
Figure 3.28. Schéma bloc du système régulé par PI	91
Figure 3.29. Tests de suivi de consigne et rejet de perturbations.....	93
Figure 3.30. Tests de robustesse	94
Figure 4.1. Test de poursuite et de rejet de perturbations.....	106
Figure 4.2. Test de robustesse pour une variation des résistances $R_s R_r$, (a) Régulateur PI , (b) Régulateur SMC (b)	108
Figure 4.3. Test de robustesse vis-à-vis de variation des inductances L_s et L_r . (a) Régulateur PI , (b) Commande SMC	110
Figure 4.4. Exemple d'un espace d'état de dimension 3 : l'intersection des 3 surfaces de commutation définit le point de référence X_{ref}	112
Figure 4.5. Convergence de l'algorithme super-twisting dans le plan (S, \dot{S})	114
Figure 4.6. Test de suivi de consigne de rejet de perturbations	117
Figure 4.7. Test de robustesse pour une variation des résistances $R_s R_r$	118
Figure 4.8. Test de robustesse pour une variation des inductances $L_s L_r$	121
Figure 4.9. Test de suivi de consigne et de rejet de perturbation.....	124
Figure 4.10 Test de robustesse.	125
Figure 5.1. Schéma de principe de la conversion photoélectrique	129
Figure 5.2. Schéma équivalent d'une cellule PV	130
Figure 5.3. Schéma équivalent d'une photopile idéale	130
Figure 5.4. Constitution de la caractéristique d'une photopile	131
Figure 5.5. Modèle électrique équivalent à une diode de la cellule photovoltaïque	132
Figure 5.6. Modèle électrique équivalent à deux diodes de la cellule photovoltaïque	134
Figure 5.7. Constitution d'un générateur photovoltaïque	135
Figure 5.8. Dépendance des caractéristiques d'un module PV de l'éclairement	137

Figure 5. 9. Dépendance des caractéristiques d'un module PV de la température	137
Figure 5.10. Schéma de base d'un convertisseur Boost	138
Figure 5.11. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Boost	139
Figure 5.12. Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est fermé	139
Figure 5.13. Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est ouvert	140
Figure 5.14. Schéma de base d'un convertisseur buck	141
Figure 5.15. Schéma de base d'un convertisseur buck-boost	142
Figure 5.16. Schéma de base d'un Convertisseur Cuk	143
Figure 5.17. Schéma de base d'un Convertisseur Sepic	144
Figure 5.18. Evolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique convertisseurs	145
Figure 5.18. Modèle électrique équivalent à une diode de la cellule photovoltaïque	145
Figure 5. 19. Schéma électrique d'un convertisseur "Boost" idéalisé.....	145
Figure 5.20. Équivalence électrique: Source de courant source de tension.....	146
Figure 5.21. Intervalle de variation du rapport cyclique "D" en fonction de l'irradiation	147
Figure 5.22. Variation du courant de l'inducteur I_L en fonction du temps	148
Figure 5.23. Quantité de charge perdue dans le C_1 durant une période commutation T.	149
Figure 5.24. Quantité de charge emmagasinée dans le C_2 durant une période T	150
Figure 5.25. Schéma de principe du convertisseur avec la commande MPPT	151
Figure 5.26. Relation entre la puissance et le rapport cyclique	152
Figure 5.27. Algorithme de la commande Hill Climbing	153
Figure 5.28. Caractéristique de fonctionnement de la méthode P&O	153
Figure 5.29. Organigramme de la méthode P&O	154
Figure 5.30. Trajectoire par Incrémentation de Conductance	155
Figure 5.31. Organigramme de la méthode MPPT par Incrémentation de Conductance	156
Figure 5.32. Structure de base de la commande floue	157
Figure 5.33. Divergence de P&O et IncCond classiques lors des changements brusques de l'éclairement	158
Figure 5.34. Chaîne de conversion PV à base d'un convertisseur de type Boost	160
Figure 5.35. Schéma électrique de base du convertisseur Boost	161
Figure 5.36. Rapport cyclique pour les commande P&O, INC et SMC	165
Figure 5.37. Comparaison des courants pour différentes commandes MPPT.....	165
Figure 5.38. Comparaison des tensions pour les différentes commandes MPPT sous une température variable	158
Figure 5.39. Comparaison de la puissance PV entre SMC, INC et P&O sous une température variable.....	166

Figure 5.40. Rapport cyclique pour les différentes commandes	167
Figure 5.41. Comparaison des courants pour les différentes commandes MPPT	167
Figure 5.42. Comparaison des tensions pour les différentes commandes MPPT sous un éclairement variable.....	168
Figure 5.43. Comparaison de la puissance PV des divers commandes MPPT sous un éclairement variable.....	168
Figure 6.1. Architecture du système hybride autonome étudié	173
Figure 6.2. Modèle conceptuel d'HOMER	177
Figure 6.3. Le profil de charge dans une journée	178
Figure 6.4. Le profil de charge dans une année	178
Figure 6.5. Le profil de charge journalière suivant les mois	179
Figure 6.6. Carte de donnée DMAP de charge dans une année	179
Figure 6.7. Evolution de d'irradiation dans une année	180
Figure 6.8 Irradiation mensuelles moyenne pour une année	181
Figure 6.9 Evolution mensuelle de la vitesse moyenne du vent pour une région isolé	182
Figure 6.10 Carte de données de la vitesse de vent.	182
Figure 7.1. Structure globale du système hybride	189
Figure 7.2. Evolution des données climatiques (vent et irradiation solaire et température	191
Figure7.3. La tension du bus continu	191
Figure 7.4. Les puissances des sources photovoltaïque et éolienne et du système hybride	192
Figure7.5. Modèle simple de la batterie	193
Figure 7.6. Schéma équivalent de la batterie dans le modèle CIEMAT	193
Figure 7.7. Courbe de décharge d'une batterie	194
Figure 7.8. Block de batterie sous Matlab/Simulink	195
Figure7.9. Caractéristique de décharge de la batterie pour différentes valeurs du courant	195
Figure 7.10. Principe de commande du convertisseur DC/DC bidirectionnel.	197
Figure 7.11. Commande de convertisseur bidirectionnel	198
Figure 7.12. Système de supervision	199
Figure 7.13. Schéma de principe de la stratégie de gestion	200
Figure 7.14. Organigramme de la stratégie de gestion (Système éolien : source principale)	201
Figure 7.15. Organigramme de la stratégie de gestion (système photovoltaïque : source principale).	203
Figure 7.16. Profile de l'irradiation solaire	204
Figure 7.17. Profile de la température	204
Figure 7.18. Profile de la vitesse du vent	204

Figure 7.19. Etat de charge de la batterie, courant de la batterie, tension de la batterie	205
Figure 7.20. Différence entre puissance de l'éolienne et puissance de la charge	205
Figure 7.21. Différence entre la puissance hybride et la puissance de la charge	205
Figure 7.22. différence entre (puissance hybride+puissance batterie) et puissance de la charge	206
Figure 7.23. Puissances des systèmes Photovoltaïque, éolien et du système hybride.....	206

Tableau 1.1 Classification des SEH par gamme de puissance.....	7
Tableau 1.2 Classification des turbines éoliennes.....	17
Tableau 3.1 Modes opérationnels de la MADA.....	72
Tableau 5.1 Caractéristiques électriques du module photovoltaïque.....	136
Tableau 5.2 Principe de l’algorithme P&O.....	154
Tableau 5.3 Exemple d’une table de règles pour une commande logique floue.....	158
Tableau 6.1 Rayonnement solaire annuel d’une région isolé.....	181
Tableau 6.2 vitesse moyenne mensuelle du vent. pour une région isolé.....	182
Tableau 6.3 Résultat de dimensionnement du système hybride.....	185
Tableau 6.4 Résultat d’optimisation du système hybride.....	186

Introduction générale

L'énergie électrique est devenue un élément fondamental dans l'évolution et le développement social et économique des pays notamment ceux accompagnés par différentes exigences domestiques et industrielles [1]. La croissance de la population et le développement de la technologie ont entraîné une augmentation de la consommation d'énergie, en particulier dans le secteur d'électricité, surtout au cours de ces dernières décennies. Toutefois, il existe plusieurs régions rurales et éloignées surtout dans les pays en développement qui n'ont pas accès à l'électricité. Afin de résoudre ces problèmes, la production d'électricité devrait être augmentée [2].

L'efficacité énergétique est une préoccupation avec une influence importante sur l'économie et l'écologie. Les enjeux climatiques actuels poussent à l'utilisation de sources d'énergie renouvelables, mais leur prix et leur production irrégulière fait qu'elles sont peu utilisées dans les pays où le prix de l'électricité est faible [3]. Ceci a motivé les chercheurs à trouver de nouvelles techniques dédiées à la production d'une électricité de qualité tout en garantissant une continuité de service à moindre coût. Plusieurs travaux de recherche ont été lancés pour étudier les systèmes hybrides par des centrales autonomes ou connectées au réseau électrique. [1]. Les énergies solaire et éolienne peuvent être catégorisées comme des sources intermittentes, car il ne s'agit pas d'une alimentation continue et ne répond pas à la demande de charge d'électricité depuis un certain temps [4].

Les techniques classiques de l'automatique ont été largement appliquées pour résoudre les problèmes de régulation industrielle [5]. Par nature, la majorité des systèmes physiques sont non linéaires et leurs paramètres sont généralement peu connus et/ou évoluent dans le temps. A cause de leur étude complexe et l'insuffisance des moyens de simulation, la communauté scientifique a essayé d'approcher le comportement de ces systèmes par des modèles linéaires mais, une approximation linéaire n'est pas toujours valable surtout dans les systèmes de production et en robotique, car elle perd toute signification. Dans ce cas, une analyse qui fait appel aux méthodologies des systèmes non linéaires est inévitable [6], [5]. Suite aux développements des composants relatifs à la mise en œuvre pratique comme les calculateurs numériques et les convertisseurs statiques, les automaticiens commencent à s'intéresser aux nouvelles approches de commande telles que la commande adaptative, la commande prédictive, la commande robuste, ainsi que les techniques basées sur l'intelligence artificielle [5].

La stabilité est un comportement dynamique important dans les systèmes non linéaires, et son analyse a fait l'objet d'une grande attention dans ces dernières années. En particulier, la stabilité asymptotique et la stabilité exponentielle. Cette classe de stabilité appartient à la stabilité en temps infini, ce qui signifie que cette dernière ne peut être atteinte que lorsque le temps tend vers l'infini [7]. En fait, la stabilité peut être atteinte en un temps fini (temps d'établissement) et peut être estimée à partir de la valeur initiale du système étudié. Cependant, si la valeur initiale précise du système étudié n'est pas connue à l'avance, le temps d'établissement ne peut être estimé [8].

La synthèse d'une loi de commande pour un système non linéaire est un important problème rencontré en automatique. Dans ce cadre, plusieurs techniques de commande ont été élaborées [9] [10]. L'objectif de ces travaux est la recherche d'une commande non linéaire robuste, qui assure une stabilité asymptotique, exponentielle globale d'un point d'équilibre ou une stabilité au sens entrée bornée/sortie bornée ou au sens entrée bornée/état borné [10]. Parmi

Introduction générale

les nombreuses contributions qui traitent ce problème, deux grandes familles de lois de commande ont apparu :

1. Le réglage par mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. Cette commande prend en compte les problèmes de stabilité et de performances de façon systématique [11]. L'importance des contrôleurs par mode glissant réside dans : la grande précision, la réponse dynamique rapide, la stabilité, la simplicité de la conception et l'implantation, et la robustesse vis-à-vis la variation des paramètres [12]. La commande par mode glissant d'ordre un ou d'ordre supérieur entraînant plus au moins du « chattering » (commutations haute fréquence) et nécessitant les dérivées successives des variables d'états [10], [13]. Il existe différentes méthodes pour diminuer ce phénomène, parmi celles-ci la commande par mode glissant basée sur l'algorithme Super-Twisting [12].
2. La commande de backstepping est conçue sur la base du théorème de stabilité de Lyapunov. Son idée de base est de synthétiser des lois de commande stables de manière récursive pour s'assurer que la dérivée d'une fonction de Lyapunov définie positive est toujours négative. Cela garantit la stabilité globale du système en boucle fermée [10]. Cette procédure de conception comme son nom en anglais "Backstepping" l'indique, veut dire marche arrière ou étape arrière ; puisque la procédure commence à la sortie du système et fait des pas en arrière à travers des intégrateurs du système en sélectionnant les valeurs désirées des composantes de l'état jusqu'à ce que l'entrée actuelle de la commande soit atteinte [9]. Cette loi a évidemment l'avantage d'être sans commutations, mais les conditions assurant la robustesse sont plus difficiles à expliciter. Cependant, la prise en compte d'une éventuelle dynamique interne est possible [10].

En plus, des problèmes classiques liés à la production de l'électricité en utilisant des systèmes hybrides, un autre problème très important se pose fortement devant les producteurs d'électricité. C'est le problème de la gestion et de la qualité d'énergie qui concerne pratiquement tous les acteurs du domaine énergétique.

L'objectif principal de ce travail consiste à développer des méthodes de commande robuste pour améliorer le rendement et la production de l'énergie électrique. Pour cela on va proposer une étude d'un système hybride autonome de production d'énergie renouvelable à base de deux sources complémentaires (éolienne et photovoltaïque). Ce système est muni d'une unité de stockage par batteries afin de stocker le surplus d'énergie fournie par le système hybride, d'assurer la continuité d'approvisionnement en électricité et de gérer l'énergie électrique produite d'une manière optimale. Afin d'atteindre cet objectif, nous avons fixés d'autres objectifs auxiliaires :

- Approfondir nos connaissances sur ce thème de recherche d'actualité ;
- Modéliser et simuler un système à énergie hybride autonome ;
- Optimiser l'énergie extraite par les sources d'énergie renouvelable à travers des commandes appropriées pour la poursuite des points de puissance maximale «MPPT» ;
- Proposer plusieurs commandes linéaires et non linéaires pour chacun des systèmes photovoltaïque et éolien ;

Introduction générale

- Dimensionner le système hybride par le logiciel HOMER.
- Proposer une méthode de gestion de l'énergie électrique du système hybride autonome choisi ;

Le travail présenté dans cette thèse est organisé comme suit :

Le premier chapitre est consacré à un état de l'art sur les systèmes d'énergie hybride où nous allons présenter les définitions, les différentes architectures des systèmes hybrides et ces différentes classifications. Ensuite nous allons faire une étude générale sur l'énergie éolienne, et des généralités sur les systèmes photovoltaïques.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation et la commande du système éolien à vitesse variable. Il présente la modélisation des différents composants du système éolien. Deux méthodes de commandes MPPT seront étudiées et simulées : commande sans asservissement de la vitesse mécanique et commande avec asservissement de vitesse mécanique par trois lois de commande, une commande linéaire par un régulateur PI et deux commandes robustes non linéaires ; mode glissant et Backstepping.

Le troisième chapitre est consacré à la modélisation et la commande linéaire de la MADA. Nous allons présenter les techniques de sa commande dans le but d'évaluer les performances apportées par cette machine. Une commande linéaire par le régulateur PI sera appliquée pour un contrôle indépendant des puissances actives et réactives.

Le quatrième chapitre présente la commande non linéaire de la MADA. Nous allons d'abord appliquer la commande par mode glissant d'ordre 1. Puis on passe à une nouvelle solution basée sur la théorie des modes glissants d'ordre deux (Super-Twisting) dans le but de réduire le phénomène de réticence (chattering) de cette commande, tout en conservant les performances du système et en garantissant une meilleure précision de convergence. Ensuite nous allons appliquer la commande par Backstepping. Des résultats de simulation seront présentés pour illustrer les performances des approches proposées.

Le cinquième chapitre a pour objectifs de présenter la modélisation et la commande d'un système photovoltaïque dans le but d'extraire le maximum de puissance du champ PV. On présentera quelques techniques MPPT existantes qui permettent de faire fonctionner le GPV à sa puissance maximale. On intègre ensuite la commande basée sur les méthodes PO et IC puis la méthode par mode glissant. Des résultats de simulation seront présentés sous environnement Matlab/Simulink.

Le sixième chapitre présente le dimensionnement d'un système hybride autonome qui contient deux systèmes à énergie renouvelable photovoltaïque et éolien, avec la présence des batteries et des convertisseurs, le système est autonome du réseau. Les simulations seront faites par le logiciel HOMER pour l'étude technico-économique de ce système hybride d'un site isolé à Tlemcen.

Le septième sixième chapitre a pour objectif d'améliorer la qualité de l'énergie produite par un système de production d'énergie électrique pour cela une simulation sous Matlab\Simulink d'un système autonome hybride photovoltaïque-éolien avec un système de

Introduction générale

supervision pour une gestion de stockage sera effectuée dans le but d'assurer d'une façon optimale, une alimentation sans interruption de la charge.

Notre travail s'achève par des conclusions générales, des perspectives, des annexes et une section des références bibliographique utilisées.

Référence

- [1] B. Toual. « Contribution à la Commande et la Gestion des Sources Hybrides d'Energie Electrique ». Thèse de doctorat en Electrotechnique, option : Machines Electriques. Université Batna 2. Mostefa Ben Boulaïd. 2018
- [2] Amina Gabour. « Optimisation et Commande d'un système énergétique multi source ». Thèse de doctorat en électromécanique
Option : Systèmes énergétiques. Université 20 Août 1955-Skikda. Faculté de Technologie. 2019
- [3] Alexandre Rio Optimisation de l'utilisation des énergies renouvelables. Thèse de doctorat de l'université de rennes. 2021
- [4] S. Saib. « Contribution à l'optimisation d'un système hybride (PV/éolien) avec stockage d'énergie connecté au réseau électrique ». Thèse de doctorat. Filière : Electrotechnique Université Ferhat Abbas, Setif1.
- [5] F. Alouani.2006. Magister en électronique : option control, commande par logique floue appliquée aux pendules inversés et au simulateur de vol d'hélicoptère : Simulation et expérimentation, université de Mohamed Boudiaf de M'sila.
- [6] M. Manceur. « Commande robuste des systèmes non linéaires complexes ». Thèse de Doctorat Spécialité Automatique. Université de Reims Champagne-Ardenne. France, 2012.
- [7] C. Chen, L. Li, H. Peng et al., A new fixed-time stability theorem and its application to the fixed-time synchronization of neural networks. Neural Networks (2020).
- [8] Li, R., Cao, J. (2017). Finite-time stability analysis for Markovian jump memristive neural networks with partly unknown transition probabilities. IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems, 28(12), 2924- 2935.
- [9] Turki. « Nouvelles approches pour la synthèse de lois de commande non linéaires robustes. Application à un actionneur électropneumatique et proposition d'une solution au problème du redécollage ».
- [10] N. Azoui. « Stratégies de commandes avancées pour le suivi de trajectoires ». Thèse de magister en sciences en électronique. Option : Robotique, 2009.
- [11] K. Loukal. « Commande robuste des machines asynchrones à double alimentation à base des systèmes flous types deux ». Thèse de Doctorat de l'Université de M'sila (Spécialité Electrotechnique), 2017.
- [12] I. Yachi. « Contribution à l'amélioration de la qualité d'énergie électrique d'un système éolien basé sur la MADA». Thèse de doctorat en Electrotechnique. Université Djillali Liabes De Sidi Bel Abbes. Faculté de Génie Electrique, 2019.
- [13] kaddour. F. « Systèmes des énergies renouvelables et leurs intégrations dans les réseaux électriques ». Thèse de doctorat en électrotechnique. Université d'Oran. 2017.

Chapitre 01

État de l'art sur les systèmes d'énergie hybrides

I. Introduction

Les énergies renouvelables apparaissant de nos jours comme une des solutions aux problèmes d'énergie des pays en voie de développement, leur compétitivité n'est pas à démontrer dans les zones isolées du réseau électrique, tant sur le plan de l'amélioration des conditions de vie que sur le développement des activités industrielles [1].

L'énergie électrique provenant de sources renouvelables en particulier le vent et le soleil est considérée comme une alternative intéressante de production d'énergie électrique dans le monde [2]. Un Système d'Energie Hybride (SEH) est une installation qui associe différentes technologies de la génération d'énergies électriques : sources renouvelables, sources conventionnelles, dans le but de réunir les avantages de chaque système et offrir un rendement énergétique global plus élevé. Par exemple, les sources d'Energie Renouvelable, comme le photovoltaïque et l'éolienne ne délivrent pas une puissance constante à cause de leurs natures aléatoires. Cependant l'association de ces dernières avec d'autres sources permet d'obtenir une production électrique continue [3].

Ce chapitre est consacré à une étude générale sur les systèmes hybrides à énergies renouvelables en particulier les systèmes de conversion photovoltaïque-éolien connecté au réseau. Nous allons commencer par la classification des systèmes hybrides et ses différentes structures, ensuite on va présenter une définition sur l'énergie éolienne, les éléments constitutifs d'une éolienne et les différents types des éoliennes. ainsi nous allons donner des généralités sur les systèmes photovoltaïques, ses classifications et ses avantages et inconvénients.

II. Définition d'un système hybride

La puissance obtenue à partir des sources d'énergie renouvelables est variable, elle est dépendante des conditions climatiques et répondre à la demande de la charge en favorisant l'énergie produite par les sources renouvelables. Afin de résoudre les problèmes liés à cette dépendance de ces conditions climatiques, on effectue un couplage entre les différents sources d'approvisionnement formant ainsi un système dit système d'énergie hybride [3], [4].

Un système hybride est un système qui fait intervenir au moins deux sources d'énergie renouvelable comme un panneau photovoltaïque, une éolienne, une pompe hydraulique, ... etc. Souvent, ces sources renouvelables sont associées à une source conventionnelle comme un générateur diesel, nécessaire pour délivrer une puissance en continue. En plus des sources d'énergies renouvelables, les systèmes hybrides associent des dispositifs de stockage comme les batteries, les super condensateurs, les piles à combustible,...etc [3].

La performance d'un système hybride en termes de rendement et de durée de vie, est influencée d'une part par la conception, c'est-à-dire par le dimensionnement des différentes composantes qui le constitue, la technologie de ces composantes, l'architecture, ...etc. D'autre part, cette performance dépend aussi du choix de la stratégie de gestion considérée figure (1.1) [4].

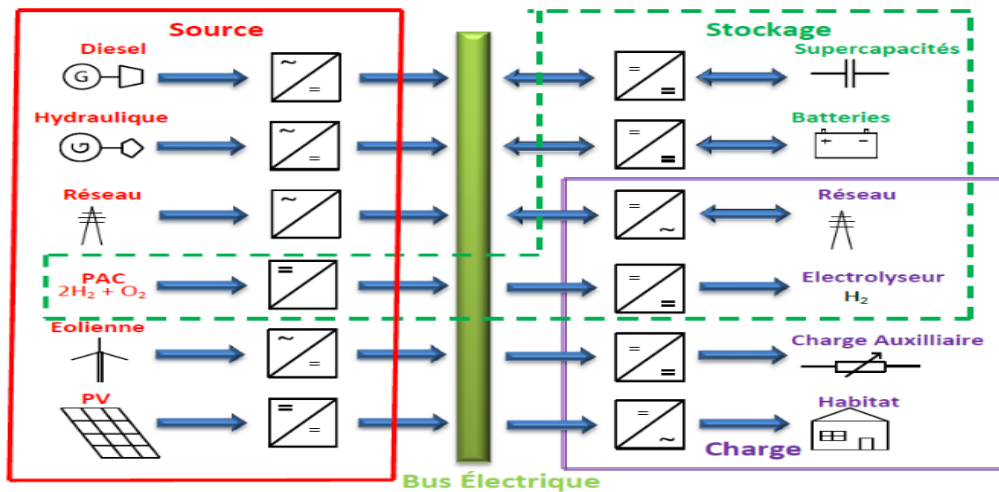


Figure 1.1 Schéma général du système d'énergie hybride

III. Classifications des systèmes d'énergies hybrides

On peut distinguer plusieurs classifications des systèmes hybrides. Cependant le choix de ce type dépend particulièrement des endroits d'installation et des objectifs d'utilisations. Dans la suite nous présentons les classifications les plus répandues [5] :

1. Régime du fonctionnement

Les systèmes d'énergies hybrides (SEH) peuvent être divisés en deux groupes selon le régime de fonctionnement :

1.1 Système d'énergie hybride autonome

Autonome puisque qu'il génère de l'énergie sans connexion ou sans avoir besoin de l'assistance du réseau électrique. Il est souvent, utilisés pour répondre aux besoins des sites qui sont difficilement accessibles ou n'ont pas d'accès à un réseau électrique (par exemple : refuges de montagne, îles, villages isolés...) [5], [6], [7], [8].

1.2 Système d'énergie hybride connectés au réseau

L'interface entre le SEH et le réseau électrique peut être constituée par le convertisseur statique, l'onduleur pour assurer la conversion de la puissance continue/alternative (DC/AC). L'énergie produite par le SEH est consommée immédiatement [3], [6]. En effet, le surplus d'énergie est injecté vers le réseau, qui agit comme un système de stockage d'énergie. Par conséquent, l'utilisation de système de stockage n'est pas exigée pour ce type de système puisque le réseau intervient pour garantir l'énergie nécessaire en cas d'incapacité du SEH afin d'assurer la demande de la charge [3], [5], [6], [9].

2. Structures des systèmes hybrides

On distingue trois critères dans le classement en fonction de la structure d'un système hybride :

2.1. La présence ou non d'une source d'énergie classique

Cette source conventionnelle peut être un générateur diesel, une micro turbine à gaz, et dans le cas d'une étude du réseau électrique complet une centrale tout entière.

2.2. La présence ou non d'un dispositif de stockage

Ce dernier permet d'assurer une meilleure satisfaction des charges électriques pendant les périodes d'absence d'une ressource primaire à convertir en électricité. Les dispositifs de

stockage peuvent être des batteries rechargeables, des électrolyseurs avec réservoirs d'hydrogène, des volants d'inertie, etc... [5], [6].

2.3. Type de sources d'énergie renouvelables utilisées

La structure du système peut contenir un système photovoltaïque, une éolienne, un convertisseur d'énergie hydraulique (centrales hydroélectrique) ou une combinaison de ces sources. Un critère important pour la sélection de la source utilisée est le potentiel énergétique disponible qui dépend de l'endroit d'installation du système hybride. Un autre facteur déterminant est le consommateur électrique alimenté. Son importance détermine le besoin d'une source supplémentaire, d'un dispositif de stockage et/ou d'une source conventionnelle etc. Une généralisation de la classification présentée est illustrée sur la figure (1.1) [4], [5], [6], [10].

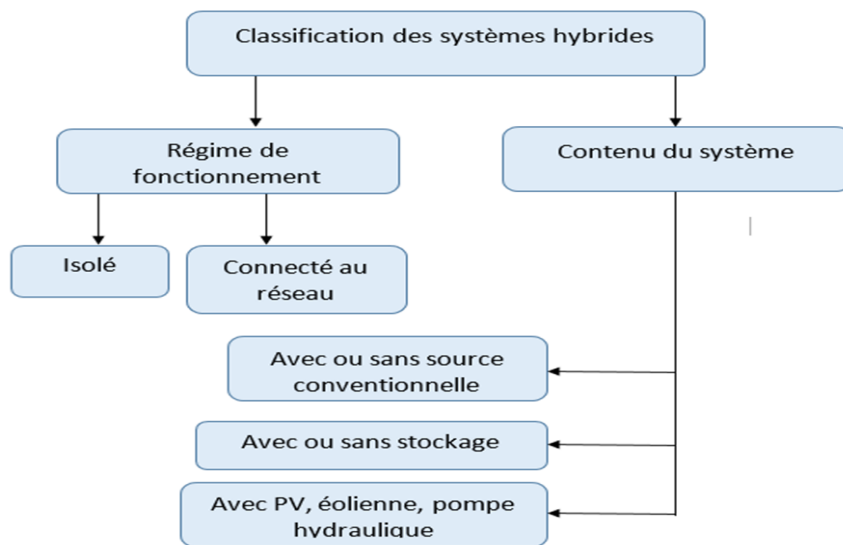


Figure 1.2 Classification des systèmes hybrides [6].

Le champ d'application des S.E.H est très large et par conséquent, il est difficile de classer ces systèmes. On peut néanmoins réaliser un classement par gamme de puissance présentée au (tableau 1.1). Les seuils de puissance donnés ne sont que des ordres de grandeurs [3], [4].

Gamme de puissance	Utilisation
Faible : inférieure à quelques kilowatts (kW)	Système autonome : petite maison, pompage d'eau
Moyenne : de quelques kilowatts (kW) à plusieurs dizaines ou centaines de kilowatts	Alimentation d'un village isolé, des zones rurales...
Haute : plusieurs dizaines ou centaines de kilowatts à plusieurs mégawatts (MW)	Grands réseau isolés

Tableau 1.1. Classification des SEH par gamme de puissance.

IV. Etudes sur les structures des systèmes hybrides

Nous avons cité dans la partie précédente les critères pour les structures des systèmes hybrides. Dans ce qui suit nous allons détailler ces différentes structures.

1. Système hybride avec source d'énergie conventionnelle

C'est une structure dotée d'une source d'énergie conventionnelle définie généralement par un générateur diesel et une autre source d'énergie renouvelable (photovoltaïque, éolienne,...etc) [9].

1.1 Système photovoltaïque/source conventionnelle

C'est un système doté d'une source photovoltaïque et un générateur diesel défini comme source conventionnelle. Il est utilisé très souvent dans des sites qui se caractérisent par un climat chaud où le potentiel solaire est important [5], [6]. L'objectif de ces systèmes en mode de fonctionnement autonome, est d'alimenter sans interruption une maison, un bâtiment de logements ou administratif ou un village [3], [6], [9].

Ces systèmes autonomes comportent souvent des batteries et d'autres dispositifs de stockage. Les batteries et le champ photovoltaïque produisent du courant continu. Par contre, les moteurs diesel peuvent entrainer des générateurs continus ou alternatifs [6]:

1.1.1 Configuration à connexion série

Dans ce cas, le générateur diesel est connecté sur le bus courant continu. La connexion peut être directe (cas d'un générateur de courant continu) ou à travers un redresseur. L'installation photovoltaïque et la batterie sont aussi liées à ce bus [6]. Le consommateur est alimenté par un onduleur. Le générateur diesel peut alimenter la charge à travers les convertisseurs électroniques ou charger la batterie. D'après la stratégie de gestion du système hybride, l'énergie produite par l'installation photovoltaïque peut directement alimenter la charge ou passer par la batterie [9].

Le schéma de principe d'un système hybride avec une telle configuration est présenté sur la figure (1.3).

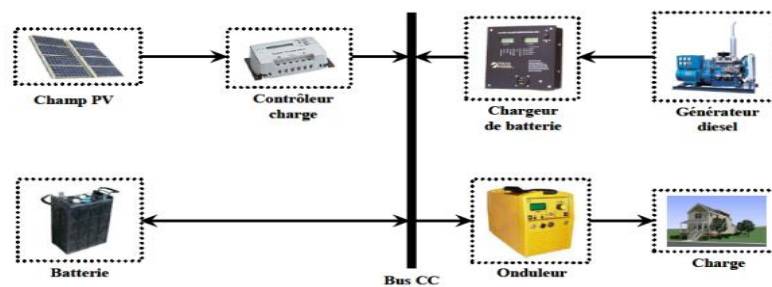


Figure 1.3 Système hybride avec connexion série.

1.1.2 Configuration à commutation

Elle est souvent utilisée malgré ces inconvénients. Le consommateur peut être alimenté soit par la source conventionnelle, soit par l'installation photovoltaïque et la batterie via l'onduleur. L'alimentation par les deux simultanément n'est pas possible. Le générateur diesel peut charger la batterie à travers un redresseur. La gestion du système doit être automatique à cause de la complexité du système hybride [11].

Le schéma du système est présenté sur la figure (1.4).

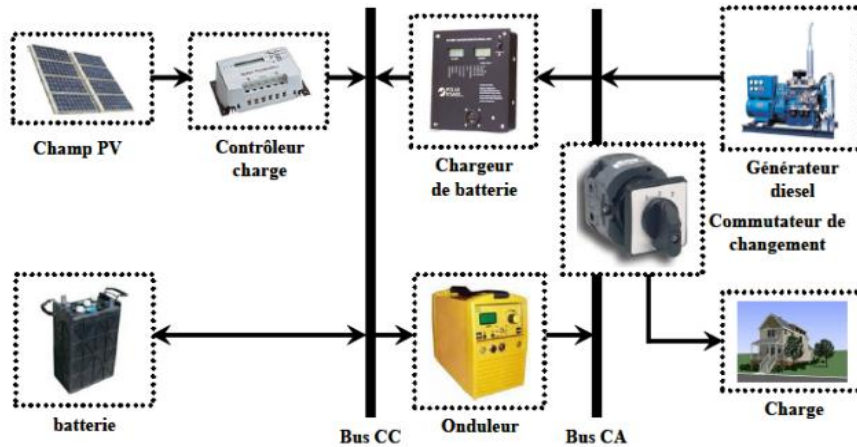


Figure 1.4 Système hybride à commutation.

1.1.3 Configuration d'un système hybride photovoltaïque/source conventionnelle à connexion parallèle

Dans ce cas le générateur diesel est interconnecté sur le bus du courant alternatif. L'installation photovoltaïque et la batterie sont liées sur un autre bus de courant continu. Les deux bus sont connectés à l'aide d'un convertisseur électronique bidirectionnel. Il peut travailler soit comme redresseur, lorsque le générateur diesel couvre la consommation électrique et participe dans le chargement de la batterie, ou bien comme onduleur, quand la charge est satisfaite par les panneaux photovoltaïques et/ou la batterie. De cette façon, la charge peut être alimentée par les deux bus simultanément [3], [9].

Le schéma d'un tel système hybride est représenté sur la figure (1.5).

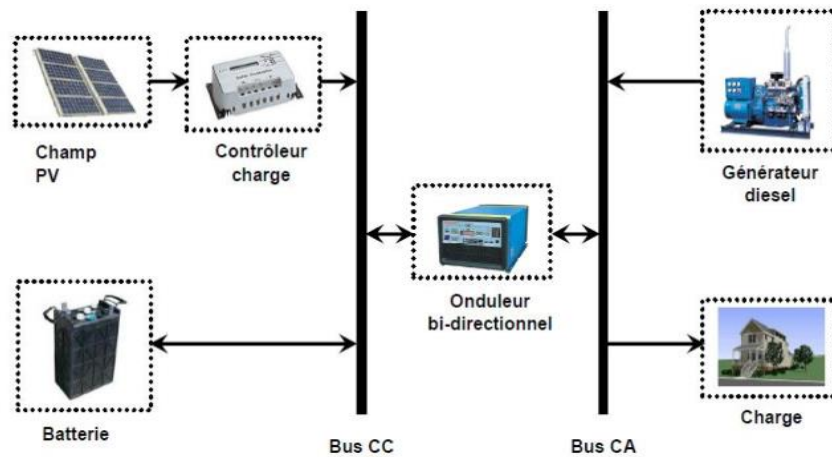


Figure 1.5 Système hybride à connexion parallèle.

1.2 Système éolien/source conventionnelle

C'est un système composé d'une source éolienne et un générateur diesel défini comme source conventionnelle. Les éoliennes sont capables de produire du courant alternatif identique à celui produit par le générateur diesel. Ces systèmes sont plus répandus sur les îles, où les brises de mer et le vent favorisent l'utilisation de l'énergie éolienne pour la production d'électricité [9], [11].

1.3 Systèmes photovoltaïque/éolien/diesel

L'objectif de la mise en place d'un tel système est de diversifier les sources d'énergies renouvelables. Pour cela on recherche une diminution plus significative de la quantité de fuel consommé puisque les sources renouvelables peuvent se compléter et fournir une plus grande quantité d'énergie. Pour trouver le système optimal, les chercheurs ont utilisé plusieurs méthodes : comme les algorithmes de Pareto, des algorithmes génétiques et évolutifs et de la logique floue. Ces systèmes sont conçus pour alimenter des maisons et des refuges ou des villages. Ils peuvent être autonomes ou interconnectés avec le système électrique du pays. Le stockage peut être sous forme de batteries de réservoir d'hydrogène avec électrolyseur et pile à combustible ou d'une combinaison des deux [9], [12], [13], [14], [15].

2. Systèmes hybrides sans source conventionnelle

Elles fonctionnent surtout en mode autonome dans des sites où l'approvisionnement en carburant diesel ou le raccordement au réseau électrique est difficile, voire même impossible. Dans la suite de ce paragraphe quatre configurations de système hybride avec ou sans stockage sont présentées.

2.1 Systèmes hybrides photovoltaïque/stockage

Dans ces systèmes, l'installation photovoltaïque doit être raccordée avec une autre source d'énergie, afin de satisfaire la charge durant la nuit ou par temps nuageux. Des algorithmes pour le suivi du point de puissance maximale ont été développés à partir de la logique floue [9], [16]. Elles étudient un système hybride alimentant un ensemble d'habitations en parallèle avec le réseau électrique.

2.2 Système hybride éolien/stockage

L'interconnexion du dispositif de stockage avec un générateur éolien peut avoir deux objectifs possibles : d'une part, il peut jouer le rôle de tampon lorsque le système fonctionne en parallèle avec le réseau électrique, le dispositif permet alors de lisser les variations rapides de la puissance électrique en provenance de l'éolienne. D'autre part il peut jouer le rôle de stockage à plus long terme, en régime autonome pour permettre l'alimentation du consommateur lors de périodes de faible vitesse du vent. Les recherches se distinguent par l'intervalle de temps considéré. Les modes de stockage étudiés peuvent être une batterie, un électrolyseur avec réservoir d'hydrogène, une combinaison des deux, un stockage par air comprimé, une combinaison d'un électrolyseur avec réservoir d'hydrogène et un super condensateur. Lorsque le système opère en parallèle avec le réseau électrique, la stratégie de gestion de la puissance joue un rôle important [9].

2.3 Système hybride photovoltaïque/éolien/stockage

L'inconvénient majeur des deux systèmes hybrides précédemment décrits est le manque de diversité de l'alimentation parce que la ressource primaire utilisée est unique. Cela induit plusieurs inconvénients comme par exemple le surdimensionnement des éléments dont l'objectif est d'assurer une alimentation continue, ce qui va se traduire par un investissement initial élevé (et donc limiter le développement de ces systèmes) et une augmentation du prix de kwh produit. Ces inconvénients peuvent être limités ou même éliminés par l'incorporation d'une seconde source d'énergie [17]. Ces systèmes fonctionnent souvent en régime autonome, mais il existe des travaux sur des systèmes connectés au

réseau électrique. Les dispositifs de stockage sont plus souvent des batteries, parfois un électrolyseur avec réservoir d'hydrogène ou une combinaison de batterie et stockage d'hydrogène [9], [12].

2.4 Systèmes hybrides photovoltaïque/éolien sans stockage

Ce type de système hybride s'utilisent très rarement, parce qu'il n'assure pas une sécurité d'alimentation, il manque soit une source conventionnelle soit un dispositif de stockage. Pour cette raison, les recherches sur ces systèmes sont rares. Dans [18], l'hypothèse d'une complémentarité des énergies du vent et soleil est considérée. De cette façon, le système fournira toujours de la puissance dans le réseau électrique insulaire. Son argumentation est d'ordre économique [15].

V. Configurations de bus dans les systèmes hybrides

Selon le bus électrique dans la figure (1.6), nous distinguons trois architectures ou configurations de bus dans les systèmes hybrides :

1. Architecture à bus DC

La figure 1.6 représente la structure à bus DC d'un système hybride. Dans cette architecture, l'énergie fournie par chaque source du système alimente un bus continu DC à travers des convertisseurs DC/DC ou AC/DC. Ce type d'assemblage est adapté pour les sites isolés, à charge continue ou alternative, reliée au bus DC via un onduleur. L'avantage de cette architecture est la simplicité de la commande par rapport aux autres configurations [3].

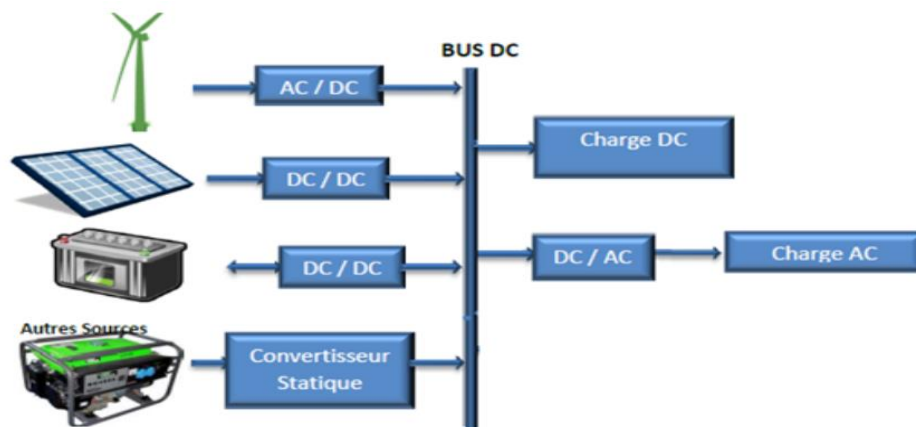


Figure 1.6 Structure à bus DC d'un système hybride.

2. Architecture à bus AC

Dans cette structure toutes les sources de productions sont reliées au bus AC via des convertisseurs comme montrée dans la figure (1.7). Elle offre des performances supérieures par rapport à la configuration précédente grâce au découplage de différentes sources de production permettant à celles-ci d'agir de façon assez indépendante les unes des autres. Cependant, le rendement de l'ensemble du système est faible, parce qu'une certaine quantité d'énergie est perdue à cause de l'utilisation des convertisseurs statiques et ce type d'association complique le système de commande. Cette architecture est plus adaptée à une génération distribuée (raccordée au réseau électrique) [3].

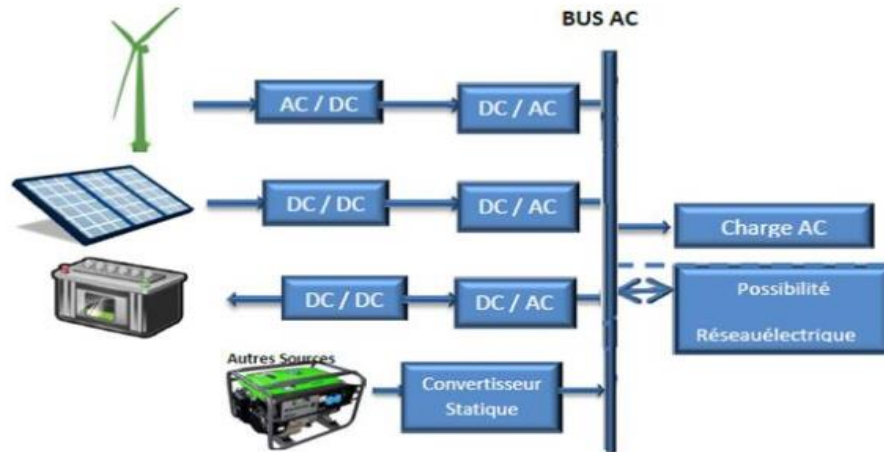


Figure 1.7 Structure à bus AC d'un système hybride.

3. Architecture mixte (DC & AC)

Dans cette configuration, les sources d'énergie peuvent alimenter une charge alternative AC ou une charge continue DC par un convertisseur bidirectionnel qui réalise la conversion continue-alternative et vice versa [3]. La figure 1.8 représente ce type de structure.

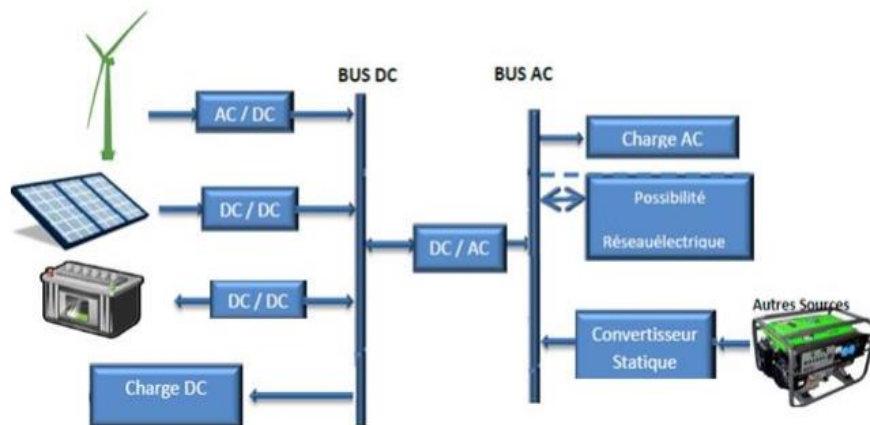


Figure 1.8 Structure à bus mixte (DC & AC) d'un système hybride.

IV. Présentation d'un système hybride photovoltaïque-éolien

On peut distinguer plusieurs sources dans les SEH. Parmi ces sources on a les systèmes : photovoltaïque (PV), éolien, diesel, hydraulique, l'énergie contenue dans hydrogène (piles à combustible), les systèmes de stockage d'énergie. Ces systèmes peuvent aussi inclure d'autres composants comme les convertisseurs statiques, la charge principale et des charges auxiliaires. Notre étude est consacrée au système hybride photovoltaïque-éolien.

Les systèmes hybrides photovoltaïque-éolien comprennent généralement :

- Un système générateur ;
- Un système de régulation ;
- Un système de stockage ;
- Des équipements de puissance ;

- Une charge.

Le système générateur est composé par les modules photovoltaïques et les aérogénérateurs. Il est indispensable que les deux fonctionnent à la même tension nominale 12 ou 24 V et en courant continu. La régulation doit tenir compte du fait qu'il s'agit de deux courants de nature différents :

- Le photovoltaïque est conditionné par des conditions météorologiques.

- L'éolien, très variable.

- Le système de régulation se chargera donc de faire fonctionner le système générateur en un point optimal pour la charge des batteries et l'alimentation de la charge.

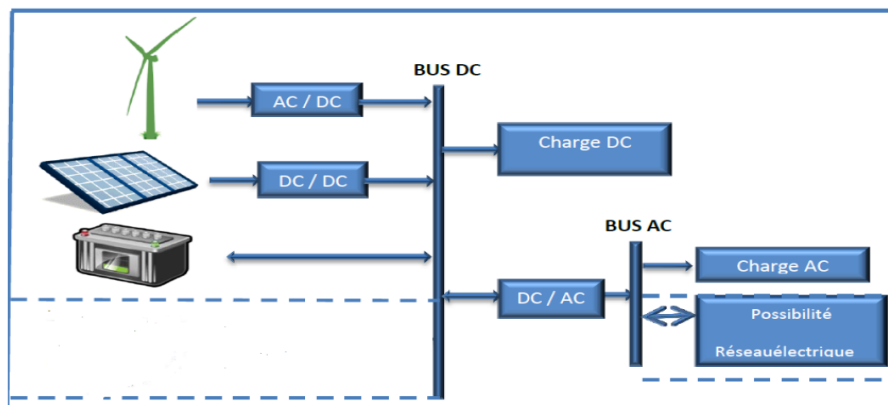


Figure 1.9 Système hybride éolien –photovoltaïque

V. Energie éolienne

1. Définition

Une éolienne est un dispositif qui permet de transformer l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique au niveau de la turbine puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'une génératrice [3], [19].

Le fonctionnement général est illustré par la Figure (1.10). L'ensemble de la chaîne de conversion fait appel à des domaines très divers et pose des problèmes aérodynamiques, mécaniques, électriques ou d'automatique [19].

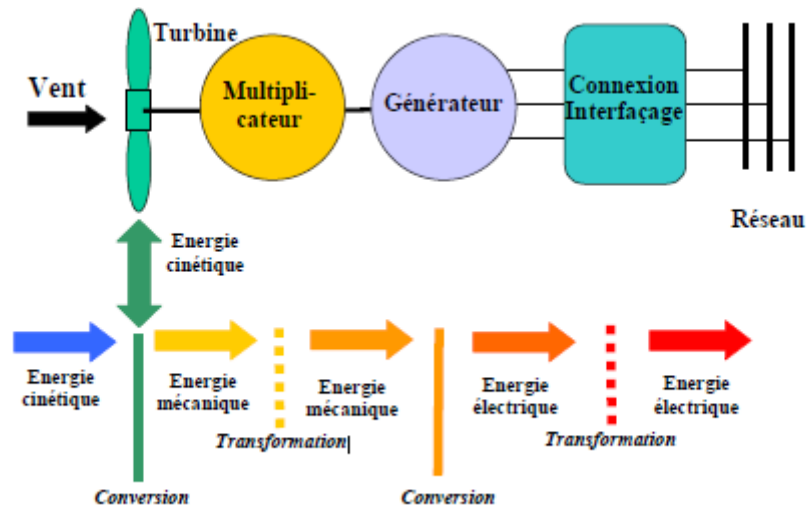


Figure 1.10 Principe de la conversion d'énergie éolienne.

2. Eléments constitutifs d'une éolienne

Il existe plusieurs configurations possibles d'aérogénérateurs qui peuvent avoir des différences importantes. Néanmoins, Une éolienne classique est constituée principalement de trois éléments principaux : le rotor, la nacelle et la tour [20]. Chacune de ces éléments doit être minutieusement étudiée et modélisée de façon à obtenir un meilleur rendement et une bonne fiabilité du système avec un faible coût d'investissement :

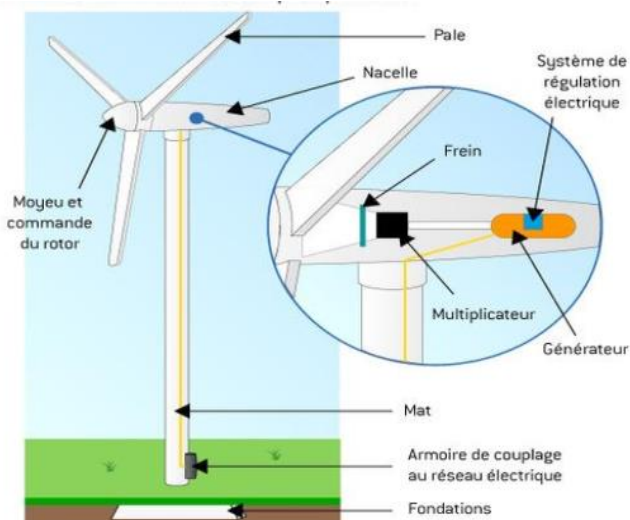


Figure 1.11 Différents composants d'une éolienne [21].

2.1 La tour ou le mât

Généralement c'est un tube d'acier ou éventuellement un treillis métallique [22]. Son rôle est d'une part de supporter l'ensemble (rotor plus nacelle) pour éviter que les pales ne touchent le sol, mais aussi de placer le rotor à une hauteur suffisante, de manière à sortir autant que possible le rotor du gradient de vent qui existe à proximité du sol, améliorant ainsi la captation de l'énergie. Certains constructeurs proposent différentes hauteurs de tour pour un

même ensemble (rotor plus nacelle) de manière à s'adapter au mieux à différents sites d'implantation [20].

2.2 La nacelle

Regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbres lent et rapide, roulements, multiplicateur. Le générateur est généralement une machine synchrone ou asynchrone [22].

Les différents composants d'une nacelle :

- Le multiplicateur de vitesse : il sert à élever la vitesse de rotation entre l'arbre primaire et l'arbre secondaire qui entraîne la génératrice électrique.
- L'arbre secondaire comporte généralement un frein mécanique qui permet d'immobiliser le rotor au cours des opérations de maintenance et d'éviter l'emballement de la machine.
- La génératrice : c'est elle qui convertit l'énergie mécanique en énergie électrique.
- Un contrôleur électronique chargé de surveiller le fonctionnement de l'éolienne. Il s'agit en fait d'un ordinateur qui peut gérer le démarrage de la machine lorsque la vitesse du vent est suffisante (de l'ordre de 5 m/s), gérer le pas des pales, le freinage de la machine, l'orientation de l'ensemble « rotor plus nacelle » face au vent de façon à maximiser la récupération d'énergie [20].

2.3 Le rotor

Formé par les pales assemblées dans leur moyeu. Pour les éoliennes destinées à la production d'électricité, le nombre de pales varie classiquement de 1 à 3. L'énergie captée par l'éolienne est en fonction de la surface balayée par l'hélice et la vitesse de vent. Plus le diamètre du rotor est grand, plus la surface balayée est importante [22].

Les pales se caractérisent principalement par leur géométrie dont dépendront les performances aérodynamiques et les matériaux dont elles sont constituées [20].

3. Différents types d'éoliennes

On distingue deux grands types d'éoliennes :

3.1 Éoliennes à axe vertical

Elles ont été les premières structures développées pour produire de l'électricité. Elles possèdent l'avantage d'avoir les organes de commande et le générateur au niveau du sol facilement accessible mais à cause de leur plus faible rendement aérodynamique ainsi que les fluctuations élevées de la puissance électrique générée les ont éloignées du marché [23]. Il existe principalement trois technologies des éoliennes à axe vertical : les turbines Darrieus classiques ou à pales droites, H-type et la turbine de type Savonius, comme montré à la figure 1.12 toutes ces voilures sont à deux ou plusieurs pales [21].

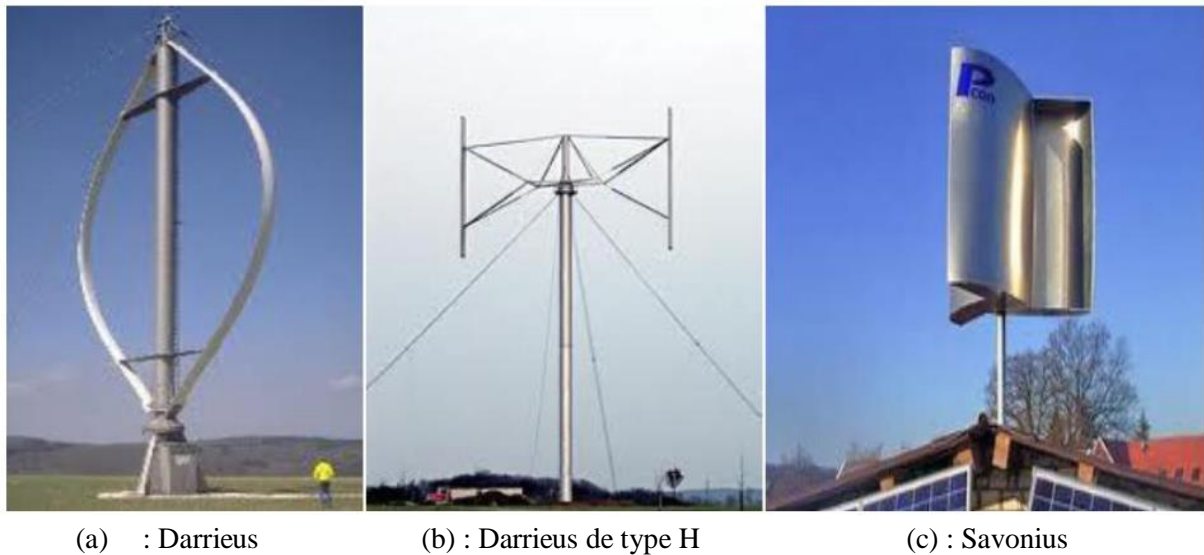


Figure 1.12 Éoliennes à axe vertical

3.2 Les éoliennes à axe horizontal

Une turbine à axe horizontal demeure face au vent. Elle est fixée au sommet d'une tour, ce qui lui permet de capter une quantité plus importante d'énergie éolienne. Selon son nombre de pales, une éolienne à axe horizontal est dite mono-pale, bipale, tripale ou multi-pale [23]. Ces éoliennes sont les plus utilisées actuellement comparées à celles à axe vertical même si elles nécessitent très souvent un mécanisme d'orientation des pales car elles présentent un coût moins important et elles sont moins exposées aux contraintes mécaniques. Elles présentent un rendement aérodynamique plus élevé, démarrent de façon autonome et présentent un faible encombrement au niveau du sol [21], [24], [25].



Figure 1.13 Eoliennes à axe horizontal [26].

Le tableau (1.1) propose une classification de ces turbines selon la puissance qu'elles délivrent et le diamètre de leur hélice [22].

Echelle	Diamètre de l'hélice	Puissance délivrée
Petite	Moins de 12m	Moins de 40 kw
Moyenne	12m à 45m	De 40 kW à 1 MW
grande	46m et plus	1 MW et plus

Tableau 1.2. Classification des turbines éoliennes [21]

4. Zones de fonctionnement d'une éolienne

On définit quatre zones de fonctionnement des éoliennes suivant la vitesse du vent :

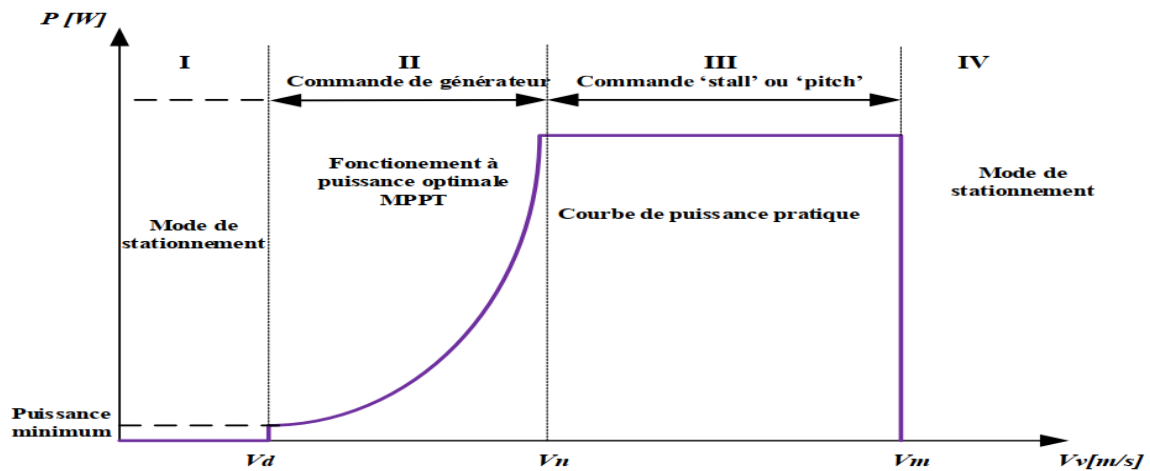


Figure 1.14 Zones de fonctionnement d'une éolienne à vitesse variable.

A partir de l'analyse de la figure 1.14, une loi de commande sera développée pour chaque zone de fonctionnement.

Zone I : La vitesse du vent est trop faible par rapport à la vitesse nominale. La turbine peut tourner mais l'énergie à capter est négligeable ($P=0$) ; aucune loi de contrôle n'est utilisée pour cette zone.

Zone II : Cette zone correspond au fonctionnement à charge partielle la vitesse du vent atteint une vitesse de démarrage minimale V_d à partir de laquelle l'éolienne commence à fournir de l'énergie. Selon les constructeurs, V_d varie entre 2.5m/s et 4m/s pour les éoliennes de forte puissance jusqu'à ce que le vent atteigne la vitesse nominale V_n correspondant aux valeurs nominales de la puissance mécanique P_d et de la vitesse de rotation Ω_n ; dans ce cas on utilise la commande pour contrôler le couple électromagnétique de la MADA afin de régler la vitesse de rotation de manière à maximiser la puissance électrique produite. Dans cette zone l'angle de calage des pales β reste constant afin d'obtenir un C_p maximal. [19], [21], [22].

Zone III : Cette zone correspond au fonctionnement à Pleine Charge (PC). Elle correspond aux vitesses du vent élevées supérieures à la vitesse nominale pour lesquelles la vitesse de rotation de la turbine est limitée à une valeur maximale. La puissance électrique augmente très rapidement jusqu'à sa valeur nominale P_n , en orientant les pales de l'éolienne afin de

dégrader le rendement de l'éolienne (augmentation de l'angle de calage des pales β). Ceci est assuré par le système à calage ou à pas variable «Pitch control».

Zone IV : afin de ne pas subir de dégâts dès que le vent atteint sa valeur maximale V_m , une procédure d'arrêt de l'éolienne est effectuée pour que la turbine ne convertit plus l'énergie éolienne ; les pales de la turbine sont mises en drapeaux ($\beta=90^\circ$) [21].

Dans cette étude on s'intéresse au fonctionnement de la zone II ou phase MPPT. Il existe plusieurs techniques pour poursuivre le MPPT. Ces techniques différentes selon le type d'informations dont elles ont besoin pour délivrer la référence de vitesse.

5. Technologies des systèmes éoliens

Il existe sur le marché plusieurs types de machines électriques qui peuvent jouer le rôle de génératrice dans un système aérogénérateur qui demande des caractéristiques très spécifiques [24]. La configuration électrique d'un aérogénérateur a une grande influence sur son fonctionnement. Le fait qu'une éolienne fonctionne à vitesse fixe ou à vitesse variable dépend par exemple de cette configuration [21], [22] :

5.1 Fonctionnement à vitesse fixe

Les premières éoliennes de grande puissance mises en œuvre reposent sur l'utilisation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil directement couplée sur le réseau électrique (figure 1.15). Cette machine est entraînée par un multiplicateur et sa vitesse est maintenue approximativement constante par un système mécanique d'orientation des pales (pitch control) [27].

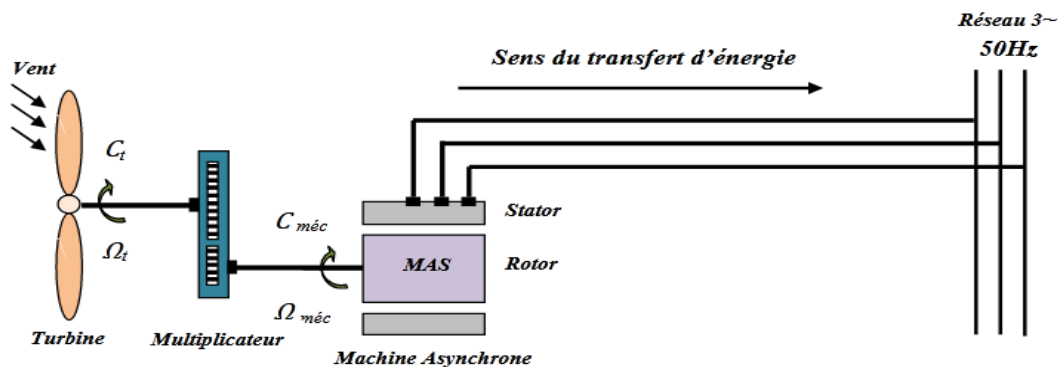


Figure 1.15 Eolienne à vitesse fixe [23].

Parmi ses avantages :

- Elles possèdent un système électrique plus simple, car elles n'ont pas besoin de système électronique de commande.
- Elles ont une très grande fiabilité.
- Peu de probabilité d'excitation des fréquences de résonance des éléments de l'éolienne.
- Moins cher [27].

5.2 Fonctionnement à vitesse variable

L'éolienne à vitesse variable connectée au réseau est composée d'une turbine, un multiplicateur, un générateur, un convertisseur de puissance. La partie électrique de l'éolienne, en général, consiste en un générateur électrique synchrone ou asynchrone [29].

Les machines synchrones : elles sont utilisées dans la plupart des procédés traditionnels de production d'électricité, notamment dans ceux de très grande puissance (centrales thermiques, hydrauliques ou nucléaires). Les générateurs synchrones utilisés dans le domaine éolien, ceux de 500 kW à 2 MW sont bien plus chers que les générateurs à induction de la même taille [27].

La deuxième catégorie d'éolienne repose sur des *machines asynchrones*. Elles sont les plus simples à fabriquer et les moins coûteuses. Ces machines tournent à une vitesse beaucoup plus importante que celle de la turbine éolienne d'où la nécessité d'utiliser un multiplicateur de vitesse. Cette technologie est utilisée pour les fortes puissances. La machine asynchrone peut être alimentée par le stator (machine à cage) ou par le stator et le rotor à la fois (machine à rotor bobiné) [22].

Les principaux avantages des éoliennes à vitesses variables comparées aux éoliennes à vitesses fixes sont les suivants :

- Elles génèrent une puissance électrique d'une meilleure qualité.
- Elles augmentent la plage de fonctionnement, notamment pour les faibles vitesses de vent (augmentation du rendement énergétique) [25], [27].
- Elles nécessitent un système d'orientation des pales simplifié. En effet, la possibilité de contrôler la vitesse de 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 vitesse de vent élevés. En conséquence, pour de faibles vitesses de vent, l'angle d'orientation des pales devient fixe.
- Elles réduisent le bruit lors de fonctionnement à faible puissance car la vitesse est alors lente [25].
- Elles permettent une meilleure intégration de l'éolienne dans le réseau électrique.
- Elles sont les moins exigeantes en termes d'entretien [30].

5.2.1. Eolienne à machine asynchrone à cage

L'éolienne dans cette configuration entraîne une machine asynchrone à cage connectée au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur de puissance situé au circuit statorique, voir la figure (1.16).

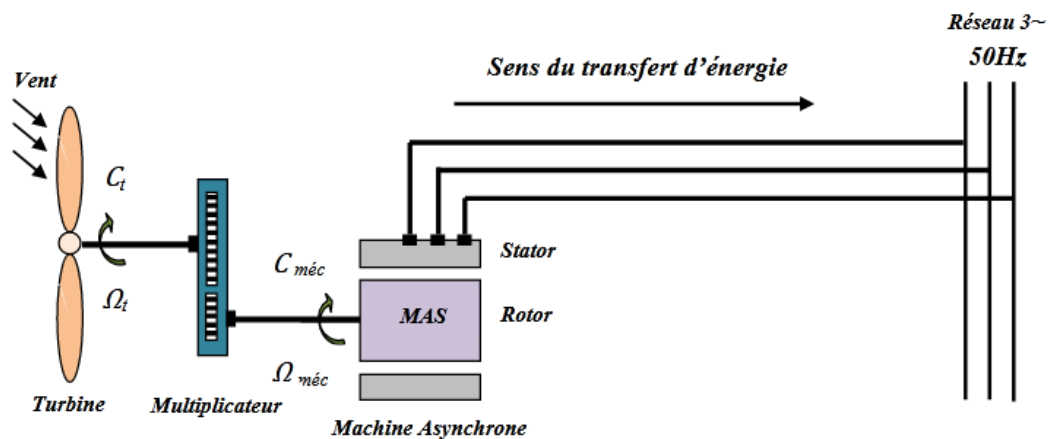


Figure 1.16 Eolienne à MAS pilotée au stator.

Le redresseur assure des tensions et des fréquences variables à la sortie du générateur ce qui permet de conduire la vitesse de l'éolienne. Il reçoit ses consignes de tension et de fréquence du processus de la commande. L'onduleur est contrôlé pour garder constante la tension de bus continu. Les pales de la turbine éolienne sont commandables pour permettre de limiter la puissance électrique produite constante et égale à sa valeur nominale lors des vitesses du vent très importantes [29].

5.2.2. Eolienne à machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a été utilisée pendant des années, pour les entraînements à vitesse variable [13]. Dans cette conception le stator de la machine asynchrone est connecté directement au réseau et le convertisseur de puissance se trouve au circuit rotorique (figure 1.17). Le redresseur alimente les enroulements rotoriques par les tensions et la fréquence de consigne qu'il reçoit de la procédure de commande. L'onduleur est contrôlé d'une manière à garder constante la tension du bus continu. Cette configuration à l'avantage de réaliser des économies sur les convertisseurs de puissance car la puissance transitée par le circuit rotorique est faible par rapport à la puissance statorique dans la 1^{ère} configuration [19], [30].

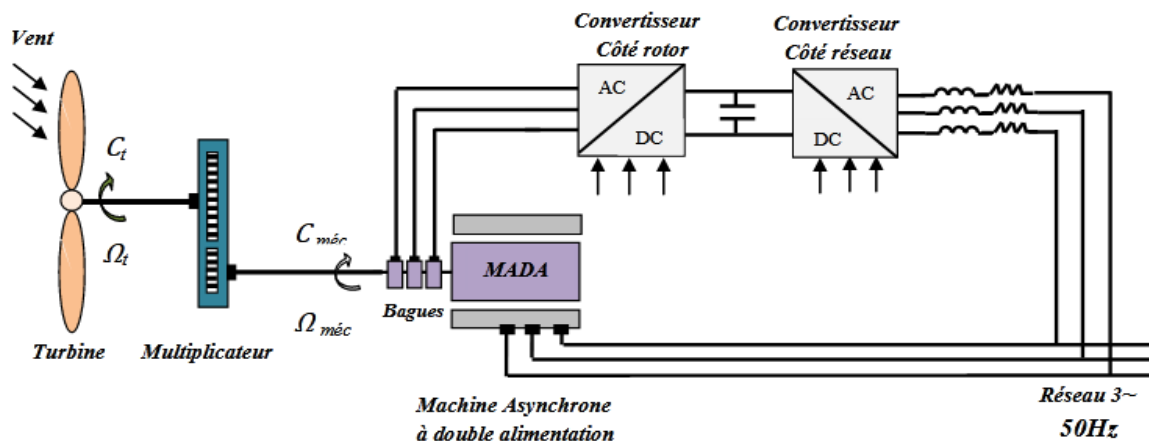


Figure 1.17 Eolienne à vitesse variable à base d'une MADA pilotée au rotor [31]

- **Intérêt de la vitesse variable**

Il y a moins de 10 ans, pratiquement toutes les éoliennes fonctionnaient à vitesse fixe. Avec la meilleure qualité et la baisse des coûts de l'électronique de puissance, les éoliennes à vitesse variable sont de plus en plus utilisées [32].

La caractéristique générale de la puissance convertie par une turbine éolienne en fonction de sa vitesse est représentée sur la figure 1.18. Pour une vitesse de vent V_1 et une vitesse mécanique de la génératrice Ω_1 ; on obtient une puissance nominale P_1 (point A). Si la vitesse du vent passe de V_1 à V_2 , et que la vitesse de la génératrice reste inchangée (cas d'une éolienne à vitesse fixe), la puissance P_2 se trouve sur la 2^{ème} caractéristique (point B). La puissance maximale se trouve ailleurs sur cette caractéristique (point C). Si on désire extraire la puissance maximale, il est nécessaire de fixer la vitesse de la génératrice à une vitesse

supérieure Ω_2 . Il faut donc rendre la vitesse mécanique variable en fonction de la vitesse du vent pour extraire le maximum de la puissance générée [19], [21].

D'après la caractéristique illustrée sur la figure 1.18, il apparaît clairement que si l'éolienne et par conséquent la génératrice fonctionne à vitesse fixe, les maxima théoriques des courbes de puissance ne sont pas exploités. Pour cela et afin de pouvoir optimiser le point de fonctionnement en terme de puissance extraite, il y a lieu de pouvoir ajuster la vitesse de rotation de l'arbre de la génératrice en fonction de la vitesse du vent [19], [21], [33].

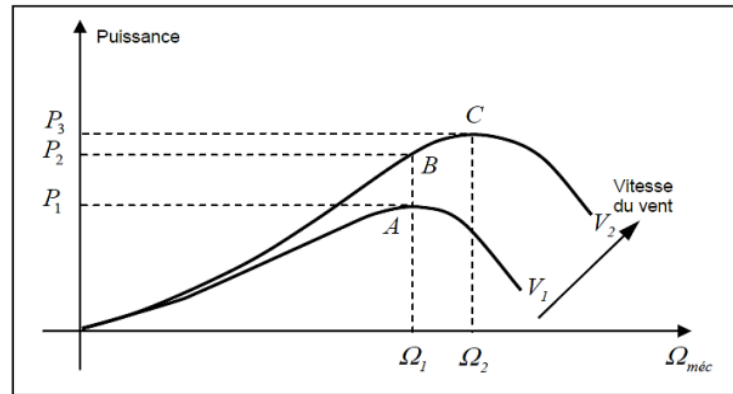


Figure 1.18 Caractéristique puissance générée en fonction de la vitesse de vent [21].

Parmi les objectifs de cette thèse est d'élaborer des commandes pour la génératrice afin d'augmenter le rendement et la qualité de l'énergie produite. Ce pilotage n'est possible qu'avec des éoliennes à vitesse variable, ces dernières :

- Augmentent la plage de fonctionnement pour les faibles vitesses de vent ou le maximum de puissance est converti. Indirectement la disponibilité et la puissance générée du système sont augmentées ;
- 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 vitesse de vent élevées. En conséquence, pour de faible vitesse de vent, l'angle d'orientation des pales devient fixe ;
- Réduisent le bruit lors des fonctionnements à faible puissance car la vitesse est alors lente ;
- Permettent une meilleure intégration de l'éolienne dans le réseau électrique [32].

La commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) peut être défini comme étant une stratégie de gestion permettant de suivre le point de puissance maximale d'un générateur électrique non linéaire. Les systèmes MPPT sont généralement associés avec les générateurs éoliens à travers une électronique de puissance permettant de maximiser l'efficacité énergétique du système suivant la variation de la vitesse du vent [21].

5.2.3. Autres machines

D'autres types de machines auraient techniquement la possibilité d'être utilisées notamment dans les aérogénérateurs à vitesse variable. Les machines à courant continu présentent une excellente marge de variation de la vitesse de rotation, une bonne réponse dynamique et une

excellente capacité de surcharge, mais elles sont chères et ont un grand poids [19]. Les générateurs à réluctances variables sont des machines mécaniquement robustes, ils ont de plus un bon rendement à toutes vitesses et une large marge de variation de la vitesse de rotation et leur commande est simple mais la puissance produite par ces éoliennes est généralement faible, ce type de machine pourrait être un candidat de futures éoliennes [22], [27], [29].

VI. Énergie photovoltaïque

L'énergie solaire photovoltaïque provient de la transformation directe d'une partie du rayonnement solaire en énergie électrique. Cette conversion d'énergie s'effectue par le biais d'une cellule dite photovoltaïque (PV) basée sur un phénomène physique appelé effet photovoltaïque qui consiste à produire une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière [34].

1. Classification des systèmes photovoltaïques

En général, les systèmes PV sont classés en deux groupes :

1.1 Systèmes autonomes

C'est un système photovoltaïque complètement indépendant d'autre source d'énergie et qui alimente l'utilisateur en électricité sans être connecté au réseau électrique. Dans la majorité des cas, un système autonome exigera des batteries pour stocker l'énergie. Ils servent habituellement à alimenter les maisons en site isolé, sur des îles, en montagne ainsi qu'à des applications comme la surveillance à distance et le pompage de l'eau. En règle générale, les systèmes PV autonomes sont installés là où ils constituent la source d'énergie électrique la plus économique [34].

Les systèmes autonomes se composent principalement d'un générateur PV, d'un banc de batterie pour le stockage et d'un ensemble de convertisseurs statiques DC-DC et DC- AC. (Voir la figure 1.19). [35].

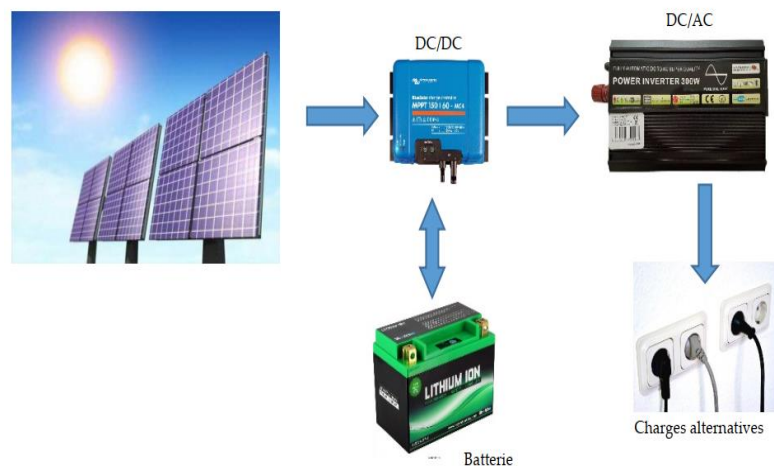


Figure 1.19 Système PV autonome [36].

1.2 Systèmes photovoltaïques connectés au réseau

Le champ photovoltaïque est couplé directement au réseau électrique à l'aide d'un convertisseur courant continu- courant alternatif (CC-CA). Étant donné que l'énergie est normalement emmagasinée dans le réseau même, les accumulateurs ne sont pas nécessaires à

moins que vous ne vouliez une forme autonome d'énergie pendant les pannes d'électricité. L'énergie produite est consommée sur place le surplus étant injecté dans le réseau, qui alimente les maisons de nuit ou pendant les jours sans soleil.

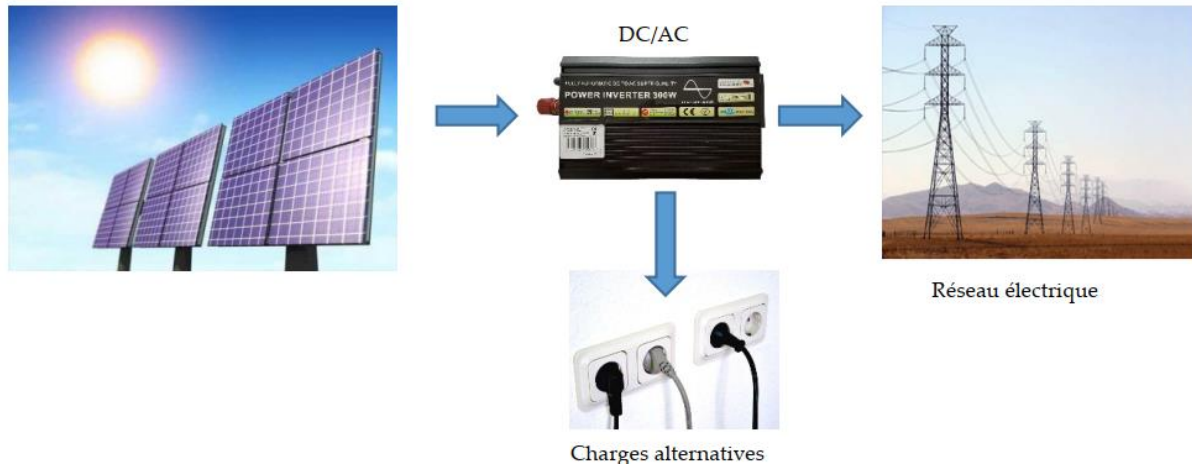


Figure 1.20 Système PV connecté au réseau électrique [37]

1.3 Systèmes autonomes hybrides

Le système PV peut être connecté avec d'autres sources renouvelables (éolien par exemple) et un groupe électrogène pour former un système hybride pouvant fonctionner dans toutes les conditions avec une génération optimale d'énergie, la figure suivante (figure 1.21) schématise un système hybride [34].

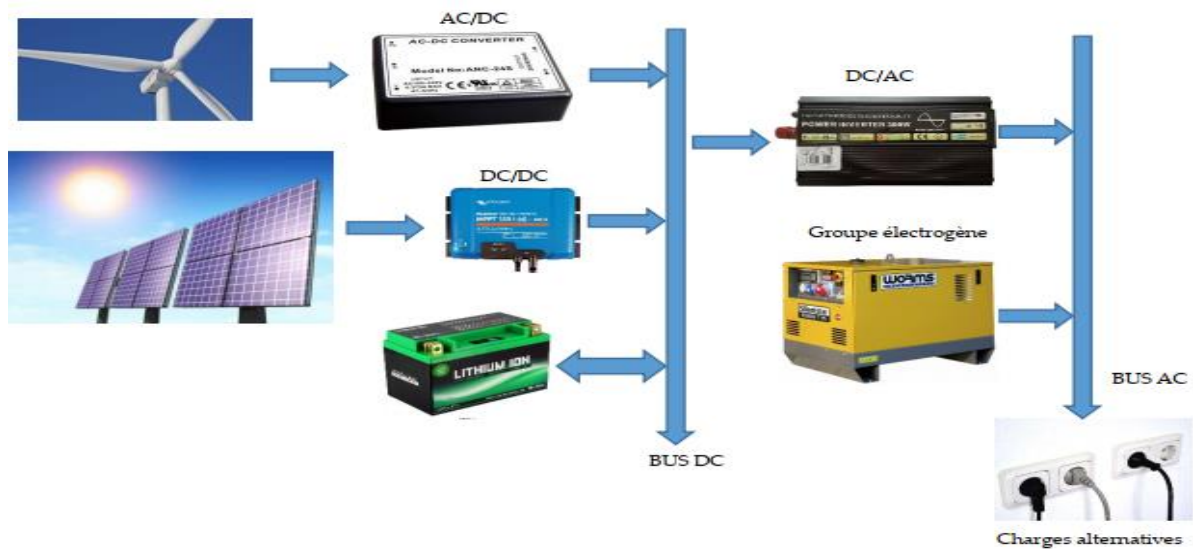


Figure 1.21 Système PV autonome hybride [37].

VII. Avantages et Inconvénients de l'énergie PV

Les principaux avantages de l'énergie PV sont :

- L'énergie PV est renouvelable et fiable car l'installation ne comporte pas de pièces mobiles
- Le caractère modulaire des panneaux PV permet un montage simple et adaptable à des besoins énergétiques divers. Les systèmes peuvent être dimensionnés pour des applications de puissances allant du milliwatt aux centaines de mégawatts.
- Le coût de fonctionnement est très faible vu les entretiens réduits et il ne nécessite ni combustible, ni son transport, ni personnel hautement spécialisé.
- La technologie PV présente des qualités sur le plan écologique car le produit fini est non polluant et n'entraîne aucune perturbation du milieu.
- Longue durée de vie des panneaux solaires et pas de risques électriques pour les usagers.

Les inconvénients de l'énergie PV sont :

- La fabrication du module PV relève de la haute technologie et requiert des investissements d'un coût élevé.
- Le rendement réel de conversion d'un module est faible, de l'ordre de 10-15 % avec une limite théorique pour une cellule de 28%. Les générateurs PV ne sont compétitifs par rapport aux générateurs diesel que pour des faibles demandes d'énergie en régions isolées.
- Lorsque le stockage de l'énergie électrique sous forme chimique (batterie) est nécessaire, le coût du générateur est accru.
- Le stockage de l'énergie électrique pose encore de nombreux problèmes.
- Occupation d'un espace important pour les installations de grandes dimensions [37].

VIII. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur les systèmes de production d'énergie hybride. En premier lieu, nous avons défini les systèmes hybrides puis nous avons cité ces différentes classifications et architectures. Ensuite nous avons donné une étude générale sur l'énergie éolienne, les éléments constitutifs d'une éolienne et les différents types de générateurs électriques utilisés dans des éoliennes sont exposés ainsi que les zones de fonctionnement et la technologie de ces systèmes ont été détaillés. En deuxième lieu nous avons donné des généralités sur les systèmes photovoltaïques, ses classifications ainsi que ses avantages et inconvénients.

Référence

- [1] A. Ould Mahoud « Caractérisation, Modélisation, fonctionnement et impact d'un système hybride pour l'alimentation de charges mixtes », thèse de doctorat, Université Cheik Anta Diop de Dakar, Novembre 2008.
- [2] M. Mladjao. « Contribution à la modélisation et à l'optimisation de systèmes énergétiques multi-sources et multi charges ». Thèse de doctorat en Energétique et génie des procédés. 2017.
- [3] B. Madaci. « Architectures intégrées de gestion de l'énergie pour les multi systèmes autonomes utilisant le stockage par accumulateurs ». Thèse de doctorat en Electrotechnique Option : Electrotechnique. Université des Frères Mentouri Constantine, 2018.

- [4] D. Mida. « Contribution à la Modélisation d'un Système de Production d'Énergie Electrique Hybride Eolien-Photovoltaïque ». Thèse de doctorat en Réseaux Electriques. 2019.
- [5] L. Stoyanov. « Etude de différentes structures de systèmes hybrides à sources d'énergie renouvelables ». Thèse de doctorat en Energétique. Université De Corse Pasqual Paoli. 2011.
- [6] A. Borni. « Etude et optimisation d'un multi système hybride de conversion d'énergie électrique ». Doctorat En Sciences En Electrotechnique. Option : Modélisation Et Commande Des Machines Electrique. Université de Constantine. 2015
- [7] A ysar M.M. Yasin. « Distributed Generation Systems Based on Hybrid Wind/Photovoltaic/Fuel Cell structures » Thèse de doctorat, Université Catania 2012.
- [8] V. Courtecuisse « Supervision D'une Centrale Multi-Source à Base D'éoliennes et De Stockage D'énergie Connectée au Réseau Electrique », Thèse de Doctorat. École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers. Grenoble, France 2008.
- [9] R. Rouas « Etude d'un système hybride éolien-photovoltaïque ». Thèse de doctorat en électrotechnique. Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou, 2018.
- [10] Caisheng Wang, « Modeling and Control of Hybrid Wind/Photovoltaic/Fuel Cell Distributed Generation Systems », These de Doctorat, Dissertation, Montana State University, July 2006.
- [11] Munoz, J., Narvarte, L., Lorenzo, E., (2004). « First operating year of two village PV-diesel plants in the south of Morocco ». 19th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 7-11 June 2004, Paris, France, pp. 3462-3465, 2004.
- [12] A.U. Brito, M.A.B. Galhardo, , W.N. Macedo, , J.T. Pinho, (2004). « Power quality analys of a small PV-wind-diesel hybrid system in the country side of the state of PARA-BRASIL ». 19 th European Photovoltaic Solar Energy Conference, 7-11 June 2004, Paris, France, pp. 3515-3518, 2004.
- [13] Rothert, M., Wollny, M., (2006). Optimized operation management in hybrid systems. 21st European Photovoltaic Solar Energy Conference, 4-8 September 2006, Dresden, Germany, pp. 2335-2337, 2006.
- [14] McGowan, J.G., Manwell, J.F., Avelar, C., Warner, C.L., (1996). Hybrid wind/PV/diesel hybrid power systems modeling and South American applications. Renewable Energy, vol 9, Issues 1-4, pp.836-847, 1996
- [15] Bernal-Agustin, J.L., Dufo-Lopez, R., Rivas-Ascaso, D.M., (2006). Design of isolated hybrid systems minimizing costs and pollutant emissions. Renewable Energy, vol. 31, pp. 2227-2244, 2006.
- [16] Mulder, G., De Ridder, F., Six D. « Electricity storage for grid-connected household dwellings with PV panels ». Solar Energy, vol. 84, pp. 1284-1293, 2010.
- [17] Diaf, S., Haddadi, M., Belhamel, M. « Analyse technico économique d'un système hybride (photovoltaïque/éolien) autonome pour le site d'Adrar ». Revue des Energies Renouvelables, vol. 9, n 3, pp. 127-134, 2006.
- [18] Urli, N.B., Kamenski, M. « Hybrid photovoltaic/wind grid-connected power plants in Croatian renewable energy program ». Renewable Energy, vol. 15, pp. 594-597, 1998.

- [19] F. Poitier, « étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne ». Thèse de Doctorat de l'université de NANTE, France, 2003.
- [20] F. Kendouli. « Centrale Eolienne Et Qualité De L'énergie Electrique ». Mémoire de magister, université de Batna, 2007.
- [21] I. YACHI. « Contribution à l'amélioration de la qualité d'énergie électrique d'un système éolien basé sur la MADA ». Thèse de Doctorat. Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbes ; 2019
- [22] B. Kelkoul. « Etude et commande d'une MADA pour l'utilisation dans un système éolien ». Mémoire de magister. Faculté de Technologie, université de Tlemcen, Algérie, 2011.
- [23] M. Koumir. « Commande Intelligente d'une Éolienne à Vitesse Variable ». Thèse de Doctorat en Génie électrique. UNIVERSITE Dar El Mahrez. Fes. Maroc. 2017.
- [24] M. Allam. Contribution à la commande robuste du système d'énergie renouvelable. Thèse de Doctorat en Sciences. Université Djillali Liabes, Sidi Bel Abbes ; 2017
- [25] M. Belaimche. Contribution à la commande d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) dédié à l'énergie renouvelable. Thèse de Doctorat ; Université Djillali Liabes De Sidi-Bel-Abbes 2018.
- [26] S. MEIER, « System Aspects and Modulation strategies Of an VDC-Based converter System For Wind Farms ». Doctoral Thesis in Power Electronics, KTH electrical engineering, Stockholm, Sweden 2009.
- [27] A. Davigny. « Participation aux services système de fermes d'éoliennes à vitesse variable intégrant du stockage inertiel d'énergie ». Thèse de doctorat en génie électrique. Université des sciences et Technologies de Lille, 2007.
- [28] H. Camblong. « Minimisation de l'impact des perturbations d'origine éolienne dans la génération d'électricité par des aérogénérateurs à vitesse variable ». Thèse de doctorat. Ecole nationale supérieure d'arts et métiers, Bordeaux, 2003.
- [29] N. Abu-Tabak. « Stabilité dynamique des systèmes électriques multimachines : Modélisation, commande, observation et simulation ». Thèse de doctorat, école centrale de Lyon , 2008.
- [30] L. Khettache, « Etude et commande d'un système éolien à base d'une machine électrique à double alimentation », mémoire de magister, université de Batna, 2007.
- [31] K. Loukal. Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux. Thèse de Doctorat. UNIVERSITE Mohamed Boudiaf de M'sila. 2017.
- [32] Y. Djeriri, « Commande vectorielle d'une MADA intégrée à un système éolien » ; Mémoire de Magister Université Djillali Liabes de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2009.
- [33] D.H. Tran, « Conception Optimale Intégrée d'une chaîne éolienne passive : Analyse de robustesse, validation expérimentale ». Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Septembre 2010.
- [34] S. Belakehal. « Conception & Commande des Machines à Aimants Permanents Dédiées aux Energies Renouvelables ». Thèse de Doctorat. Université de Constantine, Algérie, 2010.

- [35] Sabir Ouchen. « Contribution à la Commande Directe de Puissance Dédiée au Filtrage Actif, Associé à une Source Photovoltaïque ». Thèse de Doctorat en Génie électrique. Option commande des systèmes énergétiques. Université Mohamed Khider – Biskra. 2017.
- [36] HADJI . « Optimisation de la conversion énergétique pour les systèmes à énergie Photovoltaïque». Thèse de Doctorat, université de Sétif. 2018.
- [37] A. BELKAID. « Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaine de conversion photovoltaïque autonome». Thèse de Doctorat. Université de Djillali Liabes de Sidi Bel Abbas, Algérie, 2015.

Chapitre 02

Modélisation et commande de la turbine éolienne

I. Introduction

Une 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'un générateur qui est dans notre cas une génératrice asynchrone à double alimentation [1].

La modélisation de la chaîne de conversion éolienne est une étape primordiale dans la compréhension du système éolien, pour cela on a consacré ce chapitre à la modélisation de la turbine éolienne. Les éoliennes utilisées pour la production d'électricité doivent permettre de produire un maximum de puissance en exploitant au mieux l'énergie disponible dans le vent. Plusieurs systèmes de commande de l'éolienne, agissant au niveau de la partie mécanique ou électrique, sont développés pour maximiser la conversion d'énergie [2]. On utilise ainsi la commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) sans et avec asservissement de vitesse afin de contrôler la puissance mécanique délivrée par la turbine de sorte à extraire le maximum de puissance quel que soit le vent appliqué [2], [3].

Pour la commande avec asservissement de vitesse on va proposer trois types de régulateurs de la vitesse mécanique : Un régulateur linéaire proportionnel et intégral (PI) et deux régulateurs non linéaires ; le premier par la méthode Mode glissant(MG), et le deuxième basé sur la Méthode Backstepping (BS).

II. Description générale du système

Le système de conversion éolienne à base de la MADA considéré dans cette thèse est présenté sur la figure 3.1. Il est constitué d'une turbine éolienne tripale à axe horizontal, d'une génératrice asynchrone à double alimentation de 7.5 kW, d'un bus continu, de deux convertisseurs statiques dos à dos (back-to-back) permettant l'écoulement de puissance et d'un filtre triphasé de courant. La turbine entraîne la génératrice à une vitesse de rotation variable via un multiplicateur de vitesse. Le stator de cette dernière est directement connecté au réseau électrique, tandis que le rotor est connecté au réseau via deux convertisseurs statiques bidirectionnels, mis en cascade à travers un bus continu [4], [5], [6].

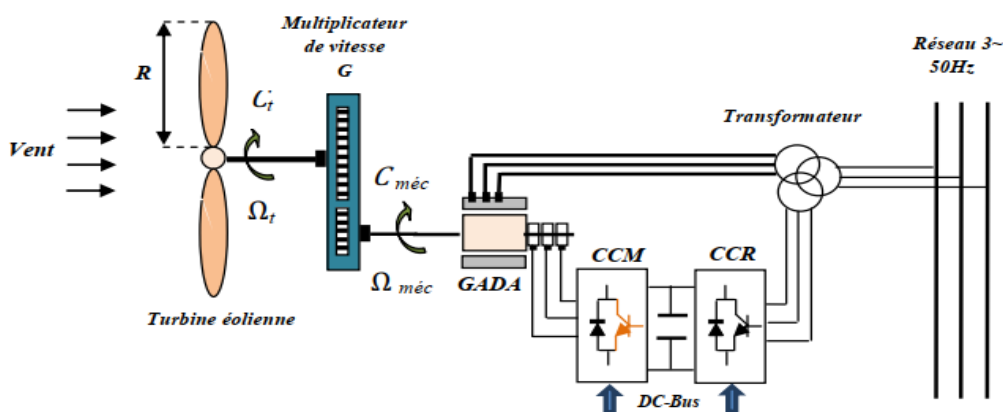


Figure 2.1. Système de conversion éolienne [3].

III. Modélisation du système de conversion de l'énergie éolienne

La modélisation de la chaîne de conversion éolienne est une étape essentielle dans la commande du système éolien. Cette dernière permet de comprendre le comportement dynamique et l'interaction électromécanique de la machine afin de la commander facilement par son modèle approprié [3].

1. Modèle du vent

Le vent est la source principale d'énergie pour le fonctionnement d'une éolienne, pour cela il est nécessaire de connaître son modèle mathématique. Plusieurs travaux sur cette modélisation ont été faits à partir d'un bruit blanc sur lequel on applique une fonction de transfert à déterminer [3], [7]. Il peut être présenté par une simple loi exponentielle où bien utilisant des distributions spectrales et spatiales très complexes qui rendent compte de sa phénoménologie turbulente [8].

Son modèle est présenté généralement par une série de Fourier constitué d'une superposition de plusieurs harmoniques donné par l'équation suivante [3] :

$$V(t) = A + \sum_{k=1}^i a_k \sin(\omega_k t) \quad (2.1)$$

Avec :

A : Valeur moyenne de la vitesse du vent ;

a_k : Amplitude de l'harmonique de l'ordre k ;

ω_k : Pulsation de l'harmonique de l'ordre k ;

i : Rang du dernier harmonique retenu dans le calcul du profil du vent.

2. Modélisation de la turbine éolienne

La turbine éolienne est un dispositif qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. On retrouve dans la littérature plusieurs types de modélisation du coefficient de puissance limités par les données d'entrée et valables pour une turbine particulière [4], [9].

La turbine que nous allons étudier est une éolienne de 7,5 kW. C'est un modèle tripale à axe horizontal dont la longueur d'une pale est de 3m et le rapport du multiplicateur de vitesse est de 6,8. Pour un angle de calage variable, le coefficient de puissance peut être exprimé en fonction de λ et β par l'approximation polynomiale suivante [9], [10]:

$$C_p(\lambda, \beta) = (0.5 - (0.00167 \cdot (\beta - 2))) \sin \left[\frac{\pi(\lambda + 0.1)}{(14.8 - 0.5 \cdot (\beta - 2))} \right] - 0.00184 \cdot (\lambda - 3) \cdot (\beta - 2) \quad (2.2)$$

λ : le rapport de vitesse est défini comme le rapport entre la vitesse linéaire des pales et la vitesse du vent :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{V} \quad (2.3)$$

Ω_t : Vitesse angulaire mécanique de la turbine (rad/s).

V : Vitesse du vent (m/s).

R : Rayon de la turbine ou longueur de pale en (m).

La caractéristique correspondante à ce polynôme est donnée sur la Figure (2.2) :

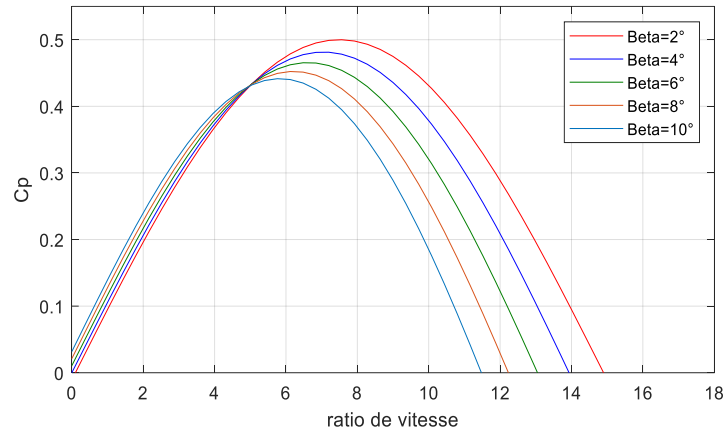


Figure 2.2. Evolution du coefficient de puissance de l'éolienne pour différent angle de calage β (°).

Sur la figure (2.2), plusieurs courbes sont distinguées mais nous nous intéressons à celle qui possède le plus haut sommet. Cette courbe est caractérisée par le point optimal $(\lambda_{opt} = 7.5, C_{p,max} = 0.5, \beta = 2^\circ)$ qui est le point correspondant au maximum du coefficient de puissance (C_{p-max}) et donc au maximum de la puissance mécanique récupérée.

La puissance instantanée disponible dans une surface de section transversale $A = \pi R^2$ perpendiculaire à un flux de vent se déplaçant à une vitesse de $V(m/s)$ ayant une densité de l'air ρ est exprimée par la relation suivante [11] :

$$P_v = \frac{1}{2} \rho A V^3 \quad (2.4)$$

L'aéroturbine ne peut récupérer qu'une partie de cette puissance car la vitesse du vent n'est pas nulle après l'éolienne. La puissance mécanique disponible sur l'arbre de transmission calculée selon la relation [3] :

$$P_m = C_p P_v = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (2.5)$$

Connaissant la vitesse de la turbine, le couple aérodynamique (turbine) est déterminé directement par la relation suivante :

$$C_t = \frac{P_m}{\Omega_t} = \frac{1}{2\Omega_t} \rho \pi R^2 V^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (2.6)$$

Avec :

ρ : Masse volumique de l'air (celle-ci est de 1.225 Kg/m³ en atmosphère normale) ;

C_p : Le coefficient de puissance.

Ω_t : Vitesse de la turbine en (rad/s).

3. Modèle du multiplicateur de vitesse

Le multiplicateur adapte la vitesse de rotation de la turbine (arbre lent) à la vitesse de rotation de la génératrice (arbre rapide).

Ce multiplicateur est modélisé mathématiquement par les deux équations suivantes [1] :

$$C_{mec} = \frac{C_t}{G} \quad (2.7)$$

$$\Omega_t = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (2.8)$$

Avec :

C_{mec} : Couple mécanique sur l'arbre de la génératrice ;

Ω_{mec} : Vitesse de rotation (mécanique) de la génératrice ;

C_t : Couple de la turbine (aérodynamique) ;

Ω_t : Vitesse de la turbine ;

G : Gain du multiplicateur.

4. Modèle de la partie mécanique

L'arbre est composé d'une masse correspondante à l'inertie du rotor de la turbine supportant les pales, le moyeu, et une petite inertie représentant le rotor de la génératrice [12]. La masse de la turbine éolienne est reportée sur l'arbre de la turbine sous la forme d'une inertie J_t et comprend la masse des pales et la masse du rotor de la turbine. Le modèle mécanique proposé considère l'inertie totale J_t constituée de l'inertie de la turbine ramenée au rotor de la génératrice et de l'inertie de la génératrice J_g : [3], [7], [13].

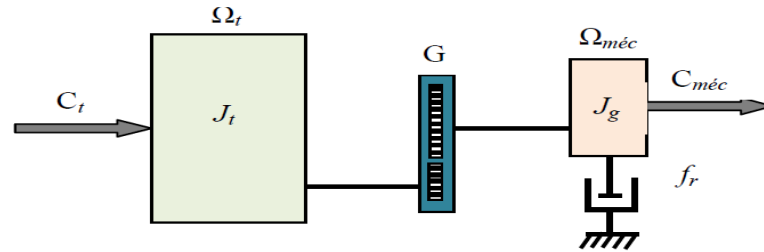


Figure 2.3. Modèle mécanique de la turbine éolienne [3].

$$J_T = \frac{J_t}{G^2} + J_g \quad (2.9)$$

D'après la figure 2.3, nous pouvons écrire l'équation fondamentale de la dynamique du système mécanique sur l'arbre mécanique de la génératrice par [10]:

$$J_T \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} - C_{em} - C_{vis} \quad (2.10)$$

$$C_{vis} = f_v \Omega_{mec} \quad (2.11)$$

C_{vis} est le couple résistant dû aux frottements est modélisé par un coefficient de frottements visqueux.

C_{em} est le couple électromagnétique de la MADA.

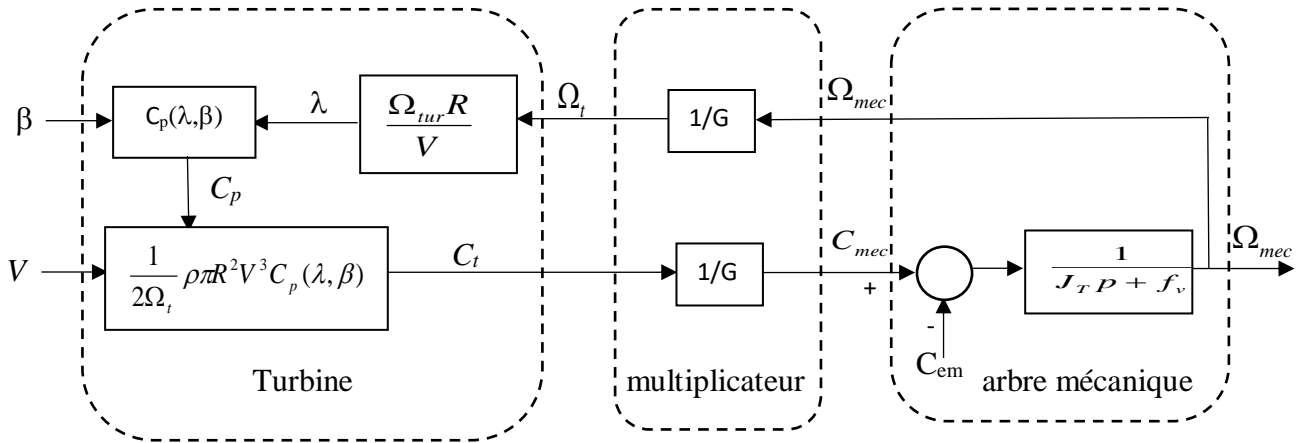


Figure 2.4. Schéma bloc de la partie mécanique de l'éolienne.

IV. Commande MPPT de la turbine éolienne

Le but de la commande à vitesse variable de la MADA est d'extraire le maximum de puissance de l'éolienne. Pour cela, nous avons besoin d'un système de commande agissant sur les variables de consigne afin d'avoir le meilleur rendement possible du dispositif. Le système de commande le plus répandu des éoliennes directement connectées au réseau électrique de distribution est basé sur la technique d'extraction du maximum de puissance (MPPT) Maximum Power Point Tracking [1], [8].

Il existe deux types de structures de commande pour la maximisation de la puissance extraite :

- La commande MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique.
- La commande MPPT par asservissement de la vitesse mécanique.

1. Commande MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique

Le principe de cette stratégie consiste, à ajuster en fonction de la vitesse du vent V , la vitesse de rotation de la turbine éolienne à une valeur de référence Ω_{t-opt} pour maintenir une vitesse relative optimale et donc un coefficient de puissance maximal C_{p-max} et cela pour un angle de pale donné [3].

Nous pouvons donc réécrire l'équation (2.3) de la façon suivante :

$$\Omega_{t-opt} = \frac{V \cdot \lambda_{opt}}{R} \quad (2.12)$$

Cette structure de commande repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent devant les constantes de temps électriques du système éolien, ce qui implique que le couple d'accélération de la turbine peut être considéré comme nul. Dans ce cas, à partir de l'équation (2.10), nous pouvons écrire [2] :

$$J_T \frac{d\Omega_{mec}}{\partial t} = C_{mec} - C_{em} - C_{vis} = 0 \quad (2.13)$$

De plus, si on néglige l'effet du couple dû aux frottements visqueux ($C_{vis} = f_v \Omega_{mec} = 0$) par rapport au couple mécanique C_{em} , on peut alors écrire :

$$C_{em} = C_{mec} \quad (2.14)$$

On obtient alors une estimation de la vitesse de rotation de la turbine Ω_t à partir de la mesure de la vitesse de rotation de la MADA par :

$$\hat{\Omega}_t = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (2.15)$$

Une mesure précise de la vitesse du vent étant difficile, une estimation de celle-ci, notée \hat{V} , est obtenue à partir de l'estimation de la vitesse de rotation de la turbine :

$$\hat{V} = \frac{\hat{\Omega}_t R}{\lambda_{opt}} \quad (2.16)$$

Le couple de la turbine éolienne peut ensuite être obtenu à partir des estimations de la vitesse du vent et de la vitesse de rotation de la turbine. Il peut être exprimé par :

$$\hat{C}_t = \frac{1}{2\hat{\Omega}_t} C_{p-max} \rho \pi R^2 \hat{V}^3 \quad (2.17)$$

En remplaçant l'équation (2.16) dans (2.17), le couple de la turbine de référence s'exprime donc par :

$$\hat{C}_t = \frac{1}{2} C_{p-max} \rho \pi R^5 \frac{\hat{\Omega}_t^2}{\lambda_{opt}^3} \quad (2.18)$$

Alors on déduit le couple électromagnétique de référence à partir de l'estimation du couple de la turbine éolienne :

$$C_{em}^* = C_{mec}^* = \frac{\hat{C}_t^*}{G} = \frac{1}{2G\lambda_{opt}^3} C_{p-max} \rho \pi R^5 \frac{\hat{\Omega}_{mec}^3}{G^3} = \frac{C_{p-max} \rho \pi R^5 \hat{\Omega}_{mec}^3}{2G^3 \lambda_{opt}^3} \quad (2.19)$$

Le schéma bloc illustré sur la figure 2.5 résume le principe de la stratégie de la commande MPPT de la turbine éolienne sans asservissement de la vitesse :

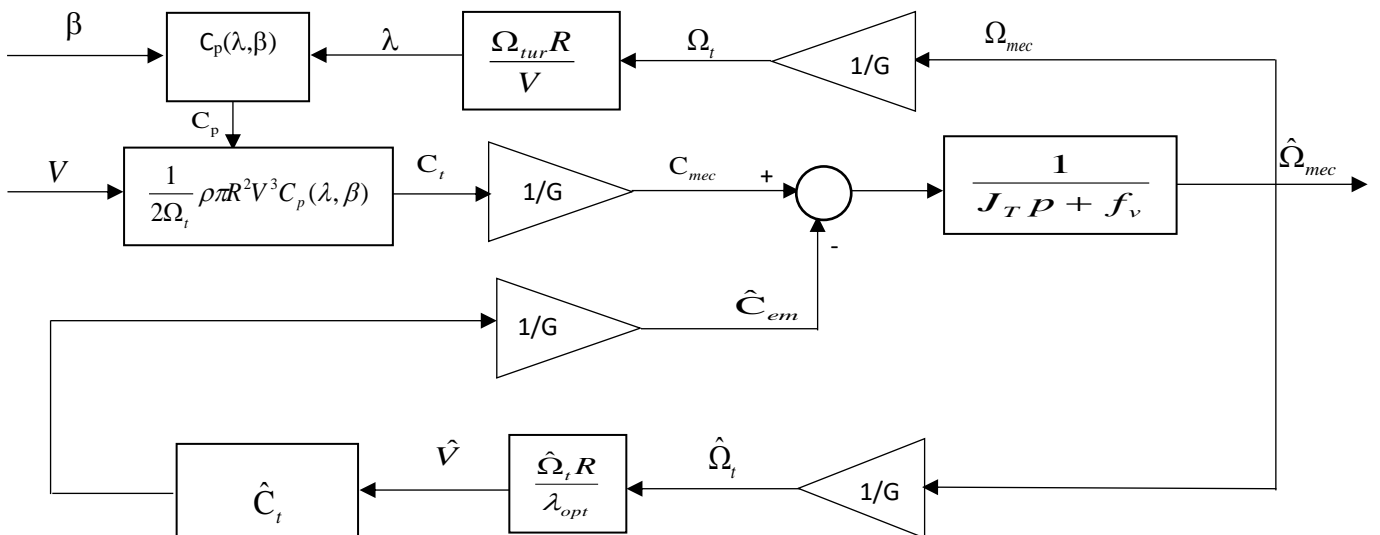


Figure 2.5 Commande MPPT sans asservissement de la vitesse mécanique.

2. Commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique

Cette stratégie de commande consiste à régler le couple électromagnétique sur l'arbre de la MADA de manière à fixer la vitesse de rotation mécanique à une vitesse de référence afin d'extraire le maximum de puissance de la turbine. Ainsi, un asservissement de la vitesse de rotation de la MADA doit être effectué [14].

Dans cette étude on va proposer trois types de régulateurs de la vitesse mécanique d'une turbine éolienne :

- Un régulateur basé sur une loi linéaire proportionnel et intégral (PI).
- Un régulateur basé sur une loi non linéaire par Mode glissant(MG).
- Un régulateur basé sur une loi non linéaire par la Méthode Backstepping (Bs).

V. Commande linéaire par un régulateur proportionnel et intégral (PI)

L'approche la plus classique utilisée consiste à commander la vitesse de rotation par un régulateur PI dont l'objectif est d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système.

Le couple électromagnétique de référence C_{mec}^* permettant d'avoir une vitesse de rotation Ω_{mec} égale à sa valeur de référence obtenue en sortie du régulateur de vitesse. Un régulateur de type proportionnel intégral (PI) permet ainsi d'asservir la vitesse de rotation et d'atténuer l'effet du couple de la MADA C_{mec} considéré comme une perturbation [2].

La puissance mécanique est maximale si la valeur maximale du coefficient C_p est atteinte pour un point de fonctionnement donné (vitesse du vent fixe). Celle-ci est obtenue si la vitesse relative λ est égale à sa valeur optimale λ_{opt} .

On obtient ainsi la vitesse de rotation de référence de la MADA Ω_{mec}^* à partir de l'équation (2.8) comme suit :

$$\Omega_{mec}^* = G\Omega_t^* \quad (2.20)$$

Avec :

$$\Omega_t^* = \frac{\lambda_{opt}V}{R} \quad (2.21)$$

Le schéma de principe de la commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique de rotation est montré à la figure 2.6.

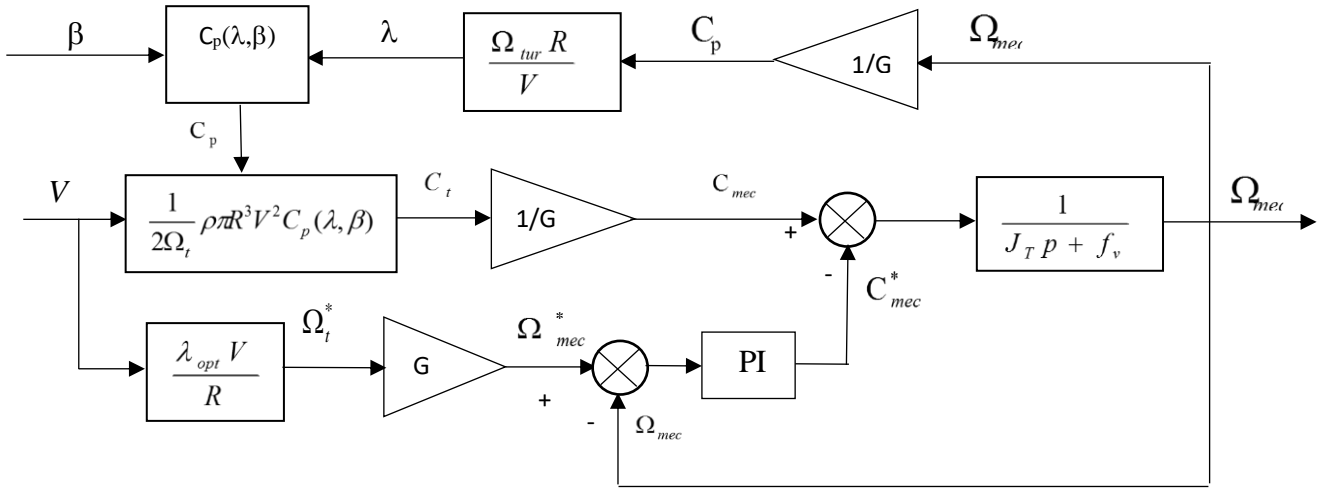


Figure 2.6 Commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique par un régulateur PI.

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$PI(s) = k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{p} \quad (2.22)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{BO} = \frac{\Omega_{mec}}{\Omega_{mec}^*} = \frac{k_{p\Omega} \cdot p + k_{i\Omega}}{J_T \cdot p^2 + f_v \cdot p} \quad (2.23)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{BF} = \frac{\Omega_{mec}}{\Omega_{mec}^*} = \frac{K_{p\Omega} \cdot p + K_{i\Omega}}{J_T \cdot p^2 + (f_v + K_{p\Omega}) \cdot p + K_{i\Omega}} \quad (2.24)$$

dont la forme canonique est de la forme :

$$G(s) = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot p + \omega_n^2}{p^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot p + \omega_n^2} \quad (3.25)$$

Pour baisser l'effet de la perturbation (C_{em}), il faut choisir une valeur élevée pour le gain $K_{p\Omega}$.

L'autre gain est choisi de manière à avoir une fonction de transfert du 2^{eme} ordre, ayant une pulsation naturelle et un coefficient d'amortissement, déterminés comme suit [2] :

$$\begin{cases} 2 \cdot \xi \omega_n = \frac{k_{p\Omega} + f_v}{J_T} \\ \omega_n^2 = \frac{k_{i\Omega}}{J_T} \end{cases} \quad (2.26)$$

Pour imposer un temps de réponse et un facteur d'amortissement, on trouve :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2\xi_1 \omega_n J_T - f_v \\ K_{i\Omega} = J_T \cdot \omega_n^2 \end{cases} \quad (2.27)$$

Où ζ représente le coefficient d'amortissement et ω_n la pulsation propre.

Afin d'optimiser les performances dynamiques et la stabilité du système, on choisit un coefficient d'amortissement ζ égale à 0,7 [8], [14].

VI. Commande non linéaire

1. Introduction

La plupart des systèmes physiques sont non linéaires. L'amélioration des performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises. C'est pourquoi, depuis quelques années, beaucoup de recherche ont été effectuées dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires [15], [16].

De façon générale, les systèmes physiques représentés par des équations différentielles linéaires à coefficients constants sont appelés systèmes linéaires. Les systèmes non linéaires, par opposition aux systèmes linéaires, sont des systèmes physiques qui ne sont pas régis par des équations différentielles à coefficients constants. Autrement dit, le principe de superposition ne peut pas leur être appliqué. Les systèmes non linéaires peuvent être le lieu de plusieurs phénomènes. Par exemple, ils peuvent converger, en régime permanent, à différents points d'équilibres, contrairement aux systèmes linéaires, qui n'en possèdent qu'un seul. Cependant, bien d'autres phénomènes caractérisent les systèmes non linéaires [16]. Le système peut converger, en régime permanent, à l'un des points, suivant les conditions initiales (point d'opération).

2. Stabilité des systèmes linéaires et non linéaires

2.1. Equilibre

Physiquement, un système est en équilibre lorsqu'il conserve son état en absence de forces

externes. Mathématiquement, cela veut dire que la dérivée de son vecteur d'état est nulle. Pour un système :

$$\dot{x} = \varphi(x) \quad (2.28)$$

L'état d'équilibre x_e est la solution de l'équation algébrique :

$$\varphi(x_e) = 0 \quad (2.29)$$

Pour les systèmes linéaires, on a $\varphi(x) = Ax$ ce qui implique que $x=0$ est un point d'équilibre pour tous les systèmes linéaires. Deux cas différents peuvent survenir, si A est régulière, alors l'origine est le seul point d'équilibre ; Si A est singulière, ce qui définit un sous-espace où $Ax=0$, alors il existe une région d'équilibre. Pour les systèmes non linéaires, la solution n'est pas aussi évidente et l'équilibre ne se trouve pas toujours à l'origine. Les régions d'équilibres peuvent être constituées de domaines continus ou de points isolés ou la combinaison des deux [15], [16].

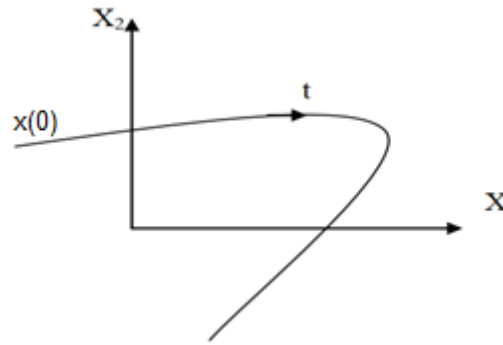


Figure 2.7. Trajectoire d'un système dans le plan de phase [16].

Pour bien comprendre le comportement d'un système non linéaire, on fait appel à une représentation de ses trajectoires dans l'espace de phase (figure 2.7). Ces trajectoires sont un ensemble de courbes qui représentent l'évolution de l'état du système dans le temps. Cette représentation doit toutefois passer par la résolution de l'équation différentielle (2.29), ce qui n'est pas toujours facile. Cependant, les techniques basées sur la deuxième méthode de Lyapunov contournent ce problème. Cette méthode sera montrée plus loin dans ce chapitre [16].

2.2. Stabilité

De façon générale, on dit qu'un système est stable si, déplacé de sa position d'équilibre, il tend à y revenir ; instable, s'il tend à s'en écarter davantage. Lyapunov fournit une explication un peu plus mathématique de la stabilité. Prenons comme exemple un système dont l'état est défini par le vecteur qui possède la position d'équilibre x_e .

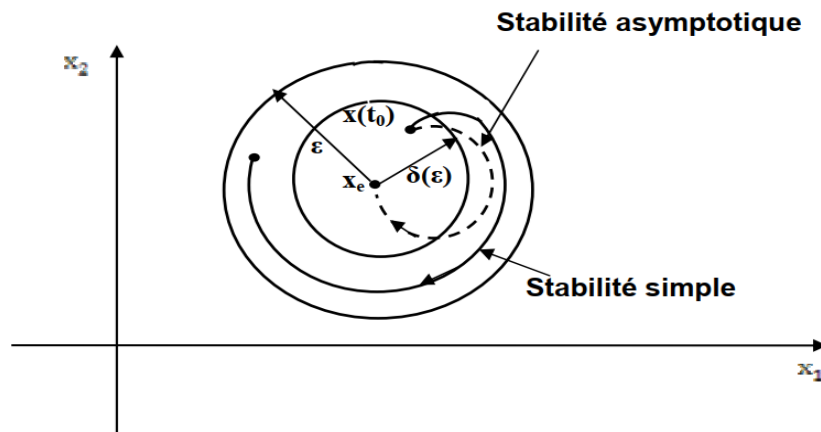


Figure 2.8. Types de stabilité selon Lyapunov

Écarté de sa position d'équilibre et abandonné à lui-même au temps $t = t_0$ avec les conditions initiales $x(t_0)$, le système aura comme état $x(t)$.

La position d'équilibre du système est **stable** (figure 2.8) si, pour tout $\varepsilon > 0$, il existe $\delta(\varepsilon) > 0$ tel que :

$$\|x(t_0) - x_e\|^2 < \delta \quad (2.30)$$

et après un certain temps t , et pour toutes les valeurs $t > t_0$, la relation suivante est vérifiée :

$$\|x(t) - x_e\|^2 < \varepsilon \quad (2.31)$$

Dans le cas contraire l'équilibre est **instable**.

Dans le cas où les états n'atteignent pas x_e mais qu'ils restent à l'intérieur d'un certain seuil ε alors le système a une **stabilité simple** (figure 2.8).

- **asymptotiquement stable**, s'il est stable et attractif c à dire il existe $r > 0$ tel que $\|x(t_0) - x_e\| < r \Rightarrow x(t) \rightarrow x_e$ si $t \rightarrow \infty$. (2.32)
- **globalement asymptotiquement stable** s'il est **asymptotiquement stable** pour tous les états initiales (c à dire asymptotiquement stable et globalement attractif) [16].

3. Stabilité au sens de Lyapunov

3.1 Préliminaires et définitions

Ici, nous aborderons la stabilité au sens de Lyapunov pour les systèmes autonomes à temps invariant, régi par l'équation différentielle suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) \\ x(t_0) = x_0 \end{cases} \quad (2.33)$$

Définition 1

Le point d'équilibre x_e est dit **stable** si $\forall \varepsilon > 0$, il existe $\delta(\varepsilon) > 0$ tel que :

$$\|x_0 - x_e\| \leq \delta \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \|x(t) - x_e\| = 0 \quad (2.34)$$

Cela signifie que, quel que soit le rayon d'une boule centrée sur l'équilibre, il est possible de trouver une sous-boule de rayon $\delta(\varepsilon)$, telle que la trajectoire issue de n'importe quelle condition initiale dans cette sous-boule de rayon ne quittera jamais la boule de rayon ε [17], [18].

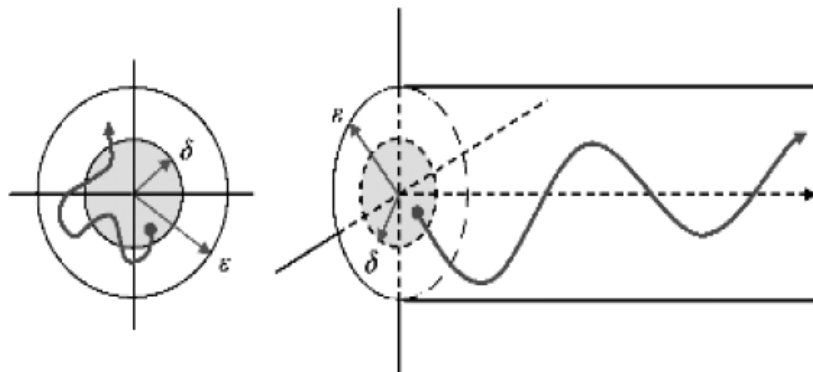


Figure 2.9. Illustration de la stabilité au sens de Lyapunov

Définition 2

Le point d'équilibre x_e est dit **attractif** s'il existe $\delta > 0$ tel que :

$$\|x_0 - x_e\| < \delta \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \|x(t) - x_e\| = 0 \quad (2.35)$$

L'attractivité signifie que, si l'état est initialisé dans un certain voisinage de l'état d'équilibre, alors la trajectoire issue de cet état initial convergera vers l'état d'équilibre au bout d'un temps suffisant (même fini) [18], [19].

Définition 3

Un système dynamique est dit **instable** au sens de Lyapunov lorsqu'il n'est pas stable au sens de la définition 1.

Les deux dernières définitions éclairent deux faits très importants dans l'étude de la stabilité au sens de Lyapunov des systèmes dynamiques. Le premier est que l'instabilité d'un système dynamique ne signifie pas nécessairement une explosion ou divergence à l'infini. Le deuxième est que l'attractivité d'un point d'équilibre n'assure pas la stabilité au sens Lyapunov. En effet, il existe des systèmes qui convergent vers un point d'équilibre quelles que soient les conditions initiales, sans pour autant que ces systèmes puissent être considérés comme stables. En effet, même en rapprochant les conditions initiales du point d'équilibre, il est parfois impossible de dominer le comportement transitoire des trajectoires résultantes.

Donc, la stabilité au sens de Lyapunov et l'attractivité sont deux propriétés indépendantes mais souhaitables. D'où la définition de la stabilité asymptotique [20].

Définition 4 (Stabilité exponentielle).

Le point d'équilibre x_e est **exponentiellement stable** s'il existe $\delta(\varepsilon) > 0$ tel que, quel que soit $\varepsilon > 0$, il existe $\delta(\varepsilon)$ tel que :

$$\forall t \geq t_0, \|x_0 - x_e\| \leq \delta \Rightarrow \|x(t) - x_e\| < \varepsilon \|x_0 - x_e\| \exp(-\alpha(t - t_0)) \quad (2.36)$$

Cette définition traduit le fait que toute trajectoire issue d'une condition initiale appartenant à la boule ouverte de rayon δ converge vers le point d'équilibre x_e plus rapidement qu'une fonction exponentielle. α est appelé dans ce cas le taux de convergence. On note que la stabilité exponentielle implique la stabilité asymptotique ainsi que la stabilité au sens de Lyapunov.

Dans chacune des définitions précédentes 3 et 4, la stabilité est définie localement, puisque les conditions initiales sont prises dans un voisinage $V(x_e)$ autour du point d'équilibre x_e [17], [18]. Si $\mathcal{V}(x_e) = \mathbb{R}^n$, le point d'équilibre x_e est dit globalement asymptotiquement (exponentiellement) stable.

Définition 5 (Stabilité Globale).

Si la condition de stabilité asymptotique est vérifiée dans tout \mathbb{R}^n , le point d'équilibre est globalement asymptotiquement stable.

Définition 6 (Stabilité asymptotique).

Le point d'équilibre x_e est asymptotiquement stable s'il est stable et attractif.

Outre la stabilité, la stabilité asymptotique exige l'existence d'un voisinage du point d'équilibre, tel que pour toute condition initiale appartenant à ce voisinage, l'état $x(t)$ converge vers x_e lorsque le temps tend vers l'infini [18].

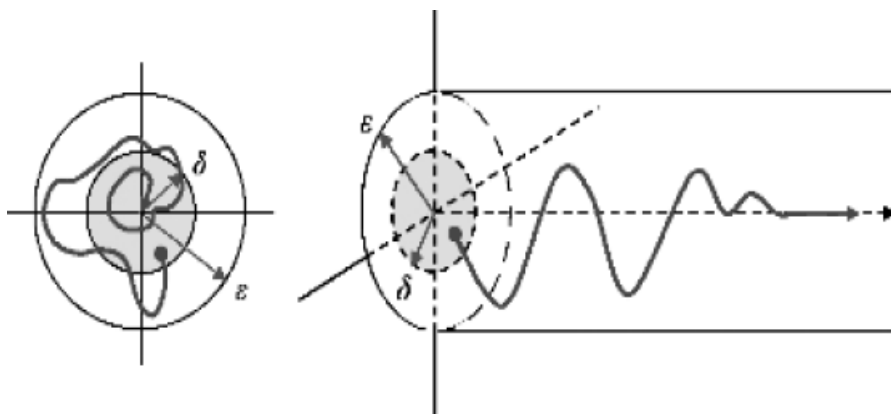


Figure 2.10. Illustration de la stabilité asymptotique

Cependant, la définition de la stabilité asymptotique ne donne pas une idée sur la rapidité de convergence de la trajectoire $x(t)$ vers le point d'équilibre x_e . D'où la notion de stabilité exponentielle.

Théorème (Instabilité)

S'il est possible de trouver une fonction V dont la dérivée est de signe défini dans un domaine D comprenant l'origine et que V soit :

* définie de même signe que \dot{V} ,

ou

* indéfinie en signe l'équilibre est instable.

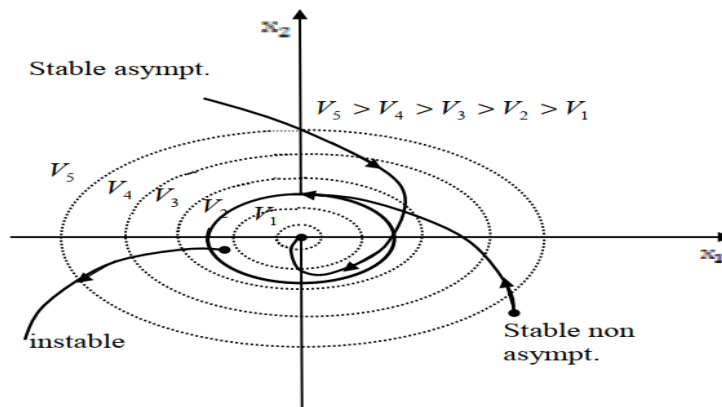


Figure 2.11. Contours à énergie constante dans le plan de phase

Théorème (Stabilité simple)

S'il est possible de trouver une fonction V de signe défini dans un domaine D et dont la dérivée totale \dot{V} soit semi-définie et de signe opposé dans le même domaine, l'équilibre est (simplement) stable dans ce domaine (c'est-à-dire stable non asymptotiquement, figure 2.11).

Ces théorèmes présentent une condition suffisante à la stabilité. Pour l'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur d'état x , la méthode directe de Lyapunov consiste

alors, à chercher une fonction $V(x)$ (représentative de l'énergie) de signe défini qui se prête à l'application de l'un des théorèmes cités précédemment. Il n'y a aucune méthode qui permet de trouver directement une fonction de Lyapunov pour un système donné. Néanmoins, il existe des approches qui conduisent, en général, à des résultats acceptables [15], [16]. Voici quelques exemples de fonction de Lyapunov :

Fonction quadratique

$$V(x) = x^T P x \quad (2.37)$$

Où P est une matrice symétrique définie positive

Fonction quadratique plus intégrale (Lur'e)

$$V(x) = x^T P x + \int_0^2 \varphi(u) du \quad (2.38)$$

Avec φ assujettie à certaines contraintes.

V. Commande par mode glissant

1. Définition

La commande par mode glissant (CMG) ; ou Sliding mode control (SMC) en anglais est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable (S.S.V) [3], [15], [21]. Cette théorie est devenue l'une des techniques de commande les plus intéressantes et attractives pour une large gamme de classes de systèmes non-linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis [22].

Les premiers travaux concernant ces systèmes de commande ont été proposés et élaborés au début des années 50 par le professeur Emelyanov sur les équations différentielles à second membre discontinu. Ensuite, ces recherches ont été reprises ailleurs tant aux états unis par Slotine qu'au Japon par Tong Harashima et Hashimoto puis par d'autres chercheurs comme Utkin à partir des résultats des études du mathématicien Filippov [3], [23]. Pendant les années 80, le concept de cette théorie trouve ses applications dans plusieurs domaines notamment dans les systèmes de commande et elle est devenue parmi les techniques les plus efficaces et les plus robustes pour la commande des systèmes non linéaire et les systèmes ayant un modèle imprécis [21], [22].

2. Principe de la commande par mode glissant

Le principe de cette commande consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre à l'aide d'une logique de commutation, d'où le phénomène de glissement et cela malgré la présence d'incertitudes sur le système [1], [8], [14], [23]. En d'autres termes, la loi de commande doit rendre la surface de glissement localement attractive (c'est-à-dire au voisinage de la surface de glissement, toutes les trajectoires du système doivent être dirigées vers elle). Ainsi, la loi de commande doit être calculée en vérifiant une condition assurant la stabilité de $\sigma(x, t) = 0$. Cette condition est appelée condition d'attractivité [23], [24] comme indiquée sur la figure (2.12).

La surface considérée, correspondant aux dynamiques souhaitées, est alors désignée comme étant la surface de glissement et la commande garantit que le point représentatif du sys-

tème atteint l'hyper-surface en un temps fini [25]. Quand l'état du système est maintenu sur cette hyper-surface, le système est dit en régime glissant, ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation dans une gamme qui reste relativement plus large, et à certaines perturbations [12].

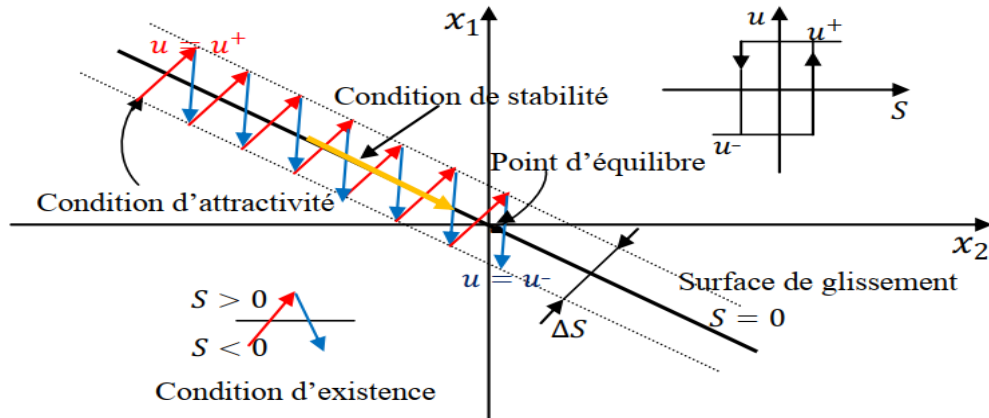


Figure 2.12. Principe de la commande par mode glissant.

Cette commande présente plusieurs avantages tels que :

- La robustesse vis-à-vis de la variation de certains types de paramètres.
- Précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.
- Elle est particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de simplification sur le modèle du système.
- Le processus de glissement est d'ordre réduit en comparaison au système original.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement [1], [3], [26].

3. Système à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation, ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant [8], [21], [26]. Dans la Commande des Systèmes à Structure Variable par Mode Glissant, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée d'y rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée *surface de glissement* et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé *mouvement de glissement* [8], [27].

Un système à structure variable est présenté par les équations différentielles de ce type :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(x) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (2.39)$$

Où f_i les fonctions appartiennent à un ensemble de sous-systèmes.

Considérons le système suivant décrit par :

$$\dot{x}(t) = A(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (2.40)$$

Où $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état,

$u \in \mathbb{R}^m$ le vecteur de commande.

La structure d'un système de commande à structure variable est définie par chacune des composantes du vecteur de commande, u_i ($i= 1, \dots, m$) par :

✓ m fonctions de commutations représentées sous forme vectorielle par la fonction $S(x)$.

✓ Une commande à structure variable,

$$u_i(x) = \begin{cases} u_i^+(x) & \text{pour } S_i(x) > 0 \\ u_i^-(x) & \text{pour } S_i(x) < 0 \end{cases} \quad i=1, 2, \dots, m \quad (2.41)$$

Exemple:

Pour un système de deuxième ordre (cas $n=2$) :

$$\dot{x} = \begin{cases} f^+(x) & \text{pour } S(x, t) > 0 \\ f^-(x) & \text{pour } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (2.42)$$

Les champs de vecteurs u^+ et u^- sont définis par :

$$u = \begin{cases} u^+(x) & \text{pour } S(x, t) > 0 \\ u^-(x) & \text{pour } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (2.43)$$

Où $S(x, t)$ est la fonction de commutation.

La surface de commutation S_0 est définie comme suite :

$$S_0 = \{x(t)/S(x, t) = 0\} \quad (2.44)$$

Les trajectoires de f^+ et f^- associées à la fonction f qui convergent vers la surface de commutation, et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé « mode de glissement », figure 2.13.

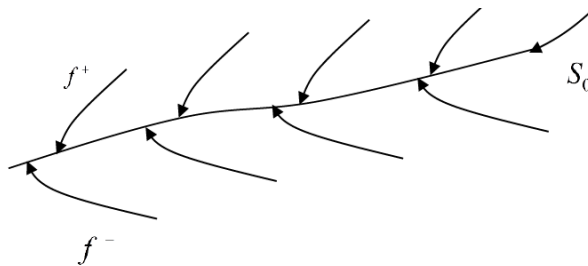


Figure 2.13. Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement

4.4 Différentes Structures de la commande par mode glissant

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode glissant, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes [6] :

4.4.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Son schéma est donné par la Figure 2.14, Cette structure de commande est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse [1], [6].

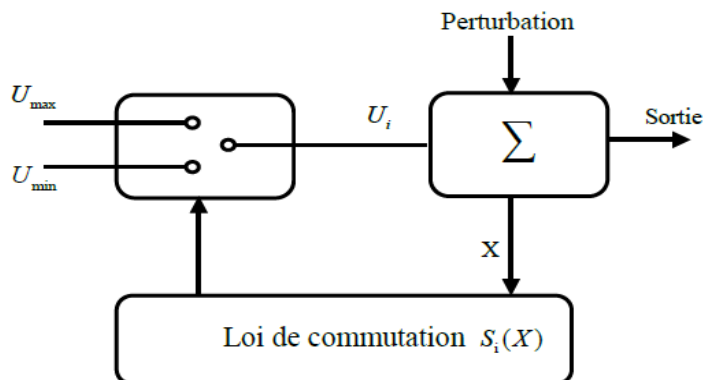


Figure 2.14. Structure par commutation au niveau de l'organe de commande [6].

4.4.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Cette structure (Figure. 2.15) est utilisée surtout dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents. Le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système [1].

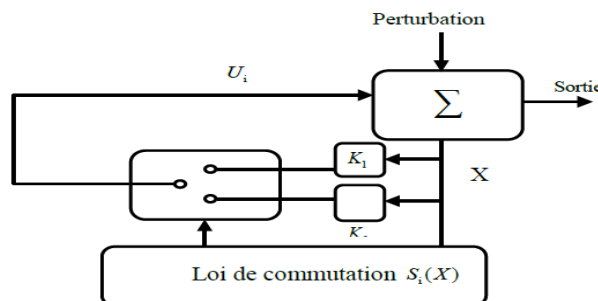


Figure 2.15. Structure de régulation par commutation au niveau d'une contre réaction d'état [6].

4.4.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente

Son principe est montré sur la figure 2.16 et elle présente un réel avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais la commande est plus dépendante des variations paramétriques grâce à la présence du terme de la commande équivalente [1].

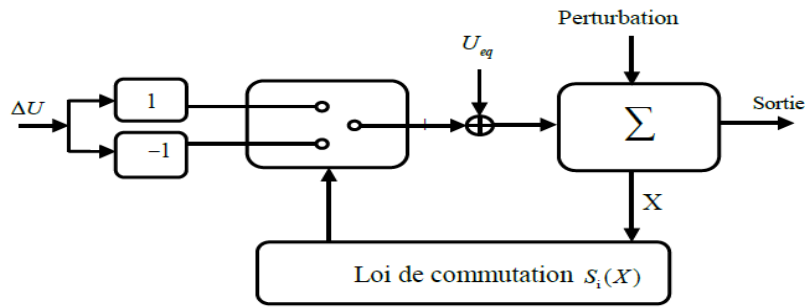


Figure 2.16. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente [6], [28].

4.5 Synthèse de la loi de commande

La conception de l'algorithme de commande par mode glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires [1], [29] :

La synthèse de la commande par mode glissant se fait en trois étapes :

- Choix de la surface de glissement.
- Etablir la condition de convergence.
- Déterminer la loi de commande qui permet d'atteindre la surface et d'y demeurer.

4.5.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces, mais également leur forme en fonction de l'application et l'objectif visé.

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que l'erreur sur la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface représente le comportement dynamique désiré. Différentes formes de surface sont traitées dans la littérature, dont chacune donne de meilleures performances pour certaines utilisations [3], [30].

Considérons le système non linéaire décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, t) + g(x, t).u(t) \\ y(t) &= C^t x \quad , \quad y \in \mathbb{R}^m \end{aligned} \quad (2.45)$$

Où f et g sont des fonctions non linéaires, g est supposée inversible. u : Entrée du système.

x : État du système.

Soit x_d la consigne désirée et e l'erreur de poursuite définie par :

$$e(x) = x_d - x \quad (2.46)$$

La formule générale de la surface de glissement est définie en fonction de l'ordre du système par la forme non linéaire donnée par J.J.Slotine :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} . e(x) \quad (2.47)$$

Avec

$e(x)$: L'écart de la variable à régler ;

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante de la commande désirée.

r : est le degré relatif du système égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie $e(x)$ pour faire apparaître la commande [2] .

pour $r=1$; $S(x) = e(x)$

pour $r=2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

pour $r=3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

$S(x) = 0$, est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$, pour un choix convenable du paramètre λ . En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence [2], [3].

La linéarisation exacte de l'écart présentée par la figure (2.17) a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « n » [2].

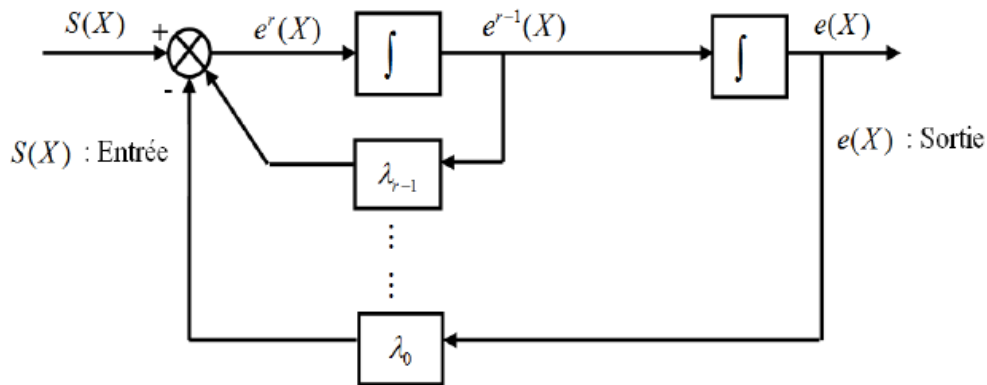


Figure 2.17. Linéarisation exacte de l'écart.

4.5.2 Condition de convergence et d'existence du mode de glissement

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation [11]. Pour cela, il faut que la loi de commande soit conçue de telle manière à ce que S soit attractif [4]. Il existe dans la littérature deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système, que nous citons ci-dessous [22] :

a. La Fonction Directe de Commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme [1], [22] :

$$\begin{aligned} \dot{S}(x) > 0 & \text{ si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 & \text{ si } S(x) > 0 \end{aligned} \quad (2.48)$$

Cette condition peut être donnée autrement par :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (2.49)$$

b. La fonction de Lyapunov

Une des méthodes pour tester la stabilité de la commande par modes glissants est basée sur le deuxième théorème de Lyapunov [23].

L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à commander vers sa valeur de référence et de construire une commande U tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. Cette fonction est une fonction scalaire positive

$V(x) > 0$ pour les variables d'état du système [3]. Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande pour l'étude de la robustesse, elle garantit la stabilité du système non linéaire et l'attraction de la variable à commander vers sa valeur de référence ; elle est donnée par la forme suivante [1], [31].

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (2.50)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (2.51)$$

La loi de commande doit faire décroître cette dérivée car son signe donne une information sur la stabilité du système [23]. Alors :

$$\dot{V}(x) < 0 \quad (2.52)$$

Cette inégalité est appelée condition d'attractivité qui n'est pas suffisante pour assurer une convergence en temps fini vers la surface de glissement [19].

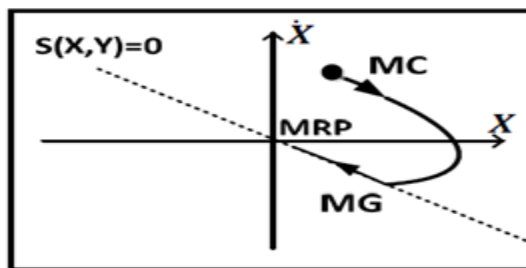


Figure 2.18. Attractivité de la surface.

La variable de glissement et sa dérivée sont de signe contraire quel que soit le temps et que 0 est un centre attracteur pour S. Le temps de convergence, ou le temps d'atteinte « reaching time » t_r dépend directement du choix de S [29].

Pour assurer une convergence de S(x) en un temps fini, la condition (2.47) qui ne garantit qu'une convergence asymptotique vers la surface de glissement est remplacée par une condition plus restrictive dite de η attractivité donnée par l'inégalité suivante [24], [29] :

$$S \cdot \dot{S} \leq \eta |S|, \quad \eta > 0 \quad (2.53)$$

4.5.3 La détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants [3]. L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement doit être attractive de deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant qu'on veut l'amplitude de la partie discontinue en présence d'une perturbation, la commande discontinue a pour but de vérifier les conditions d'attractivité [32], [33], [34].

La structure d'un régulateur par mode glissant comporte deux parties : La première concerne la linéarisation exacte (U_{eq}) et la deuxième est stabilisante (U_n) [1].

Cette dernière est très importante dans le réglage par mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures [1], [35], [36].

$$U = U_{eq} + U_n \quad (2.54)$$

U_{eq} correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Elle sert à maintenir la variable à commander sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface de glissement est nulle $\dot{S}(x)=0$.

U_{eq} peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliquée sur le système à commander. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{max} et U_{min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement, figure (2.19). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées "broutement" ou "Chattering" apparaissent dans le mode de glissement [1], [22].

La commande discrète U_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [1]. Elle permet de garantir l'attraction de la variable à contrôler vers la surface de glissement et d'assurer la robustesse vis à vis des perturbations externes [22], [29].

Donc le vecteur de commande U permet de régler les dynamiques des deux modes de fonctionnement :

- La commande continue U_{eq} permet d'influer sur le mode de glissement.
- La commande discontinue U permet d'influer sur le mode d'approche.

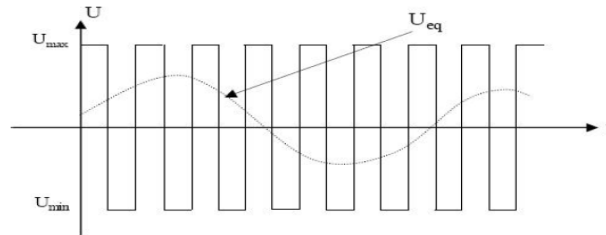


Figure 2.19 Interprétation de U_{eq}

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (l'équation 2.40). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U .

La dérivée de la surface $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x)=0 \quad (2.55)$$

Nous avons donc :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (2.56)$$

En remplaçant les expressions (2.40) et (2.54) dans l'expression (2.56), on trouve [1]:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} (f(x, t) + g(x, t) \cdot U_{eq}(x, t)) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x, t) \cdot U_n \quad (2.57)$$

En mode glissant et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = -\frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x, t) \cdot \left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x, t) \right)^{-1} \quad (2.58)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$S(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x, t) \neq 0 \quad (2.59)$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression (2.58) dans l'expression (2.57), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x, t) \cdot U_n \quad (2.60)$$

Où la condition d'attractivité $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ devient [1] :

$$S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x, t) \cdot U_n < 0 \quad (2.61)$$

Afin de satisfaire cette condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot g(x, t)$

Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante [1] :

$$U_n = -k \cdot \text{sign}(S(x, t)) \quad (2.62)$$

Où :

Pour une fonction définie S , l'expression de la fonction signe « sgn » est donnée par [1], [28] :

$$\text{sign}(S) = \begin{cases} 1 & \text{si } S > 0 \\ 0 & \text{si } S = 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (2.63)$$

Avec k est le gain de commande, choisi suffisamment grand pour compenser l'écart dynamique entre le système réel et de référence (donné par la surface de glissement), et les perturbations du système [22]. Le choix de ce gain est très influent, donc le temps de réponse est d'autant plus petit que le gain K est plus grand [24].

Pendant le régime glissant, la commande à une fréquence de commutation en théorie infinie, autrement dit, la commande est discontinue à chaque instant. Il est à noter que c'est ce caractère discontinu de la loi de commande qui permet d'assurer une convergence en temps fini ainsi que la robustesse vis-à-vis des perturbations.

La partie équivalente de la commande U_{eq} décrit un mouvement idéal de glissement, c'est-à-dire sans la prise en considération des incertitudes et perturbations du système.

Physiquement, elle peut être vue comme la valeur moyenne de la commande réelle. Elle est obtenue grâce aux conditions d'invariance de la surface de glissement [23] :

$$S = \dot{S} = 0 \quad (2.64)$$

4.6 Le phénomène de réticence (Chattering)

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas ce qui implique que la commande puisse commuter avec une fréquence infinie. De par la présence d'imperfections ou de limites technologiques et physiques, tels que des retards au niveau des commutations ou de petites constantes de temps au niveau des actionneurs, le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier au voisinage de la surface qui est communément appelé

réticence ou *broutement*, ou encore, *chattering*, en anglais [23], [30], [36], [37]. Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations autour de la surface, ainsi qu'il est montré dans la Figure 2.20.

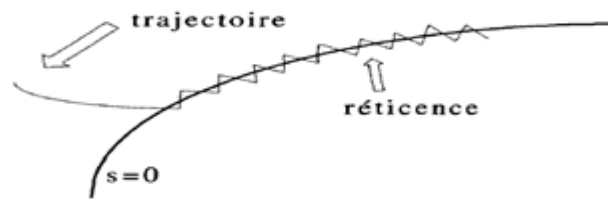


Figure 2.20 Phénomène de réticence

Ce phénomène constitue un inconvénient non négligeable car, même s'il est possible de le filtrer en sortie du processus, il est susceptible d'exciter des modes à haute fréquence qui n'ont pas été pris en compte dans le modèle du système. Ceci peut dégrader les performances et même conduire à l'instabilité [23].

4.7. Solutions pour atténuer le phénomène de réticence

Dans l'objectif de réduire ou d'éliminer le phénomène de réticence, de nombreuses solutions ont été proposées, comme la solution de couche limite qui consiste à remplacer la fonction 'sign' de la loi de commande par une approximation continue à gain élevé uniquement dans un voisinage de la surface, et saturée en dehors de ce voisinage. fuzzy sliding mode, mode glissant d'ordre supérieur, Solution par des lois d'approche, etc..... [26], [31], [37].

4.7.1 Solution de couche limite

Cette solution appelée aussi "boundary layer solution" consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue, de type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface, Parmi les fonctions utilisées nous citerons la fonction de saturation :

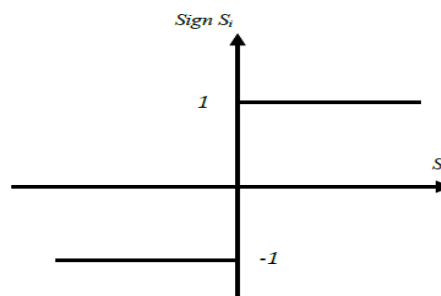


Figure. 2.21. Représentation de la fonction signe [38].

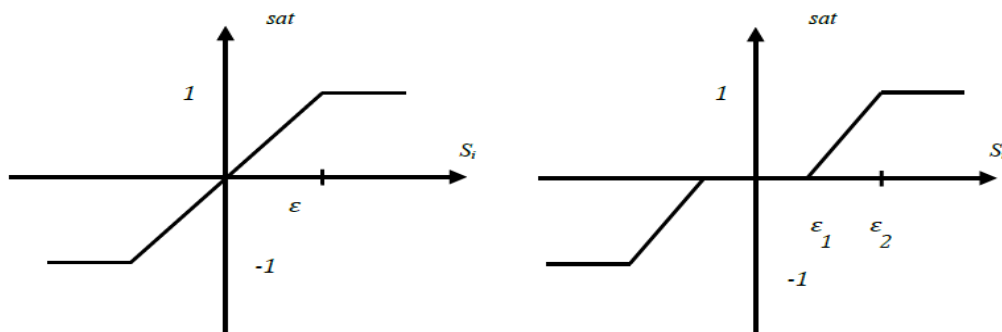


Figure. 2.22 Fonction SAT avec un seuil et deux seuils (zone morte) [30].

Ces deux fonctions sont respectivement définies par :

$$\text{sat}(S) = \begin{cases} \frac{S}{\varepsilon} & \text{si } |S| \leq \varepsilon \\ \text{sign}(S) & \text{si } |S| > \varepsilon \end{cases} \quad (2.65)$$

$$\text{sat}(S) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S| < \varepsilon_1 \\ \frac{S - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & \text{si } \varepsilon_1 < |S| < \varepsilon_2 \\ \text{sign}(S) & \text{si } |S| > \varepsilon_2 \end{cases} \quad (2.66)$$

ε : Largeur du seuil de la fonction de saturation.

Le système ne converge plus vers la valeur désirée, mais vers un voisinage de cette dernière dans ce cas, le système est dit en régime pseudo-glissant. Bien que cela permette d'atténuer le phénomène de réticence, la précision par rapport à l'objectif fixé, la robustesse de la commande et le temps de réponse s'en trouvent dépréciés.

Cette méthode est paramétrée par une constante positive réglée pour avoir un bon compromis entre réduction du chattering et conservation de la robustesse. Dans les méthodes présentées ici, plus ε est petit, plus l'approximation tend vers la fonction signe, et donc meilleure est la robustesse, au détriment de la réduction du chattering.

Fonction de lissage (SMOOTH)

On peut aussi remplacer la fonction « sign » par des fonctions de commutation douce. On donne ci-dessous un exemple de ce type des fonctions dans la figure 2.23, soit :

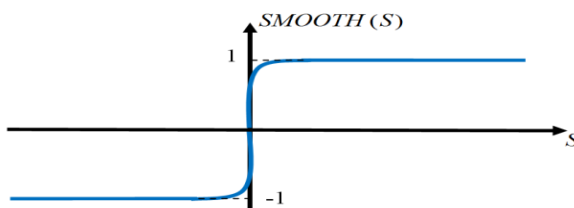


Figure 2.23. Fonction Smooth.

4.7.2. Solution par des lois d'approche

Par ailleurs, une approche intéressante consiste à concevoir des lois de convergence non linéaires qui permettent une adaptation dynamique d'une composante de la commande en fonction de la variation de la fonction de glissement. Ainsi, plus le vecteur d'état est loin de la surface de glissement, plus cette composante est grande et tend à ramener le vecteur vers la surface, et inversement. Alors, il est théoriquement possible de réduire les commutations haute fréquence en

régime établi, sans toutefois affecter le temps de convergence ni même l'erreur de poursuite du système. Notamment deux lois d'atteinte possibles pour réduire les commutations ont été proposées [36], [38].

La première loi d'atteinte contient un terme proportionnel à la fonction de glissement qui permet au système d'atteindre plus rapidement la surface de glissement lorsque celui-ci en est éloigné. De plus, le terme proportionnel allège le travail de la partie discontinue $\text{sign}(S)$ et permet par conséquent une réduction des commutations sur la commande.

Cette loi d'atteinte est donnée par :

$$\dot{S} = \alpha \cdot \text{sign}(S) - Q \cdot S \quad (2.67)$$

Dans la deuxième loi de convergence figure une puissance fractionnaire de la fonction de glissement qui multiplie le signe de celle-ci, comme suit :

$$\dot{S} = \alpha |S|^\rho \text{sign}(S) \quad (2.68)$$

Où ρ est un réel strictement compris entre 0 et 1. Il est par ailleurs démontré par Gao et Hung que la loi de convergence (2.68) engendre un temps d'atteinte fini de la surface de glissement.

4.7.3. Solution par des modes glissants d'ordre supérieur

Les modes glissants d'ordre supérieur ont été introduits pour pallier au problème du chattering tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par modes glissants classiques. Dans cette approche, le terme discontinu n'apparaît plus directement dans l'expression de la commande synthétisée mais dans une de ses dérivées supérieures ce qui a le mérite de réduire le Chattering [28].

VI. Application de la commande par mode glissant à la vitesse mécanique de la turbine

Pour concevoir une commande par mode glissant de la vitesse, nous considérons le système d'équations (2.17) :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J_T} (C_{mec} - C_{em} - f_v \Omega) \quad (2.69)$$

Le degré relatif de la surface est égal à un pour pouvoir apparaître la commande C_{em}^* dans sa dérivée de la vitesse ($r=1$).

La surface de glissement est définie par :

$$S(\Omega) = \Omega^* - \Omega \quad (2.70)$$

On considère la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V(S(\Omega)) = \frac{1}{2} (S(\Omega))^2 \quad (2.71)$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov :

$$\dot{V}(S(\Omega)) = S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) \quad (2.72)$$

avec

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (2.73)$$

En remplaçant (2.69) dans la dernière équation (2.73) on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* + \frac{1}{J_T}(C_{em} + f_v\Omega - C_{mec}) \quad (2.74)$$

En remplaçant l'expression de C_{em} par les commandes équivalente et discrète ($C_{emeq} + C_{emn}$) dans l'équation précédente, on trouve :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* + \frac{1}{J_T}((C_{emeq} + C_{emn}) + f_v\Omega - C_{mec}) \quad (2.75)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent on a : $S(\Omega) = 0$, $\dot{S}(\Omega) = 0$ et $C_{emn} = 0$, d'où nous tirons l'expression de la commande équivalente C_{emeq} :

$$C_{emeq} = -J_T \cdot \dot{\Omega}^* - f_v\Omega + C_{mec} \quad (2.76)$$

En remplaçant l'expression (2.76) dans (2.75) on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = \frac{1}{J_T}(C_{emn}) \quad (2.77)$$

Pour assurer la convergence de la fonction de Lyapunov, nous devons poser :

$$C_{emn} = -K \cdot \text{sign}(S(\Omega)) \quad (2.78)$$

D'où l'expression de la commande :

$$C_{emc} = C_{emeq} + C_{emn}$$

avec K constante positive.

VII. Commande par la méthode Backstepping

1. Introduction

La commande par Backstepping a été développée par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsiniias (1989) et Kokotovii & Sussmann (1989) d'autre part. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. L'idée consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que cette dérivée soit toujours négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant [16], [39].

Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. A la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation. [15]

2. Conception de la commande de type Backstepping

Contrairement à la plupart des autres méthodes, le backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type de non-linéarité. Cependant, le système doit se présenter sous la forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{x}_n = f_1(x_1, \dots, x_n) + g_0(x_1, \dots, x_n)u \end{cases} \quad (2.79)$$

Avec

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \quad (2.80)$$

On désire faire suivre à la sortie $y=x$ le signal de référence y_{ref} supposée connue. Le système étant d'ordre n , la conception s'effectue en n étapes.

On commence par la première équation du système (2.77) où x_2 sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire.

On définit la première référence désirée du sous-système x_2 qui doit suivre la référence définie y_{ref} telle que :

1^{ère} étape : Réglage de la variable x_1

$$(x_1)_d = Y_{ref} = \alpha_0 \quad (2.81)$$

Où $(x_1)_d$ est l'état désiré.

La première variable d'erreur du sous-système est défini par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (2.82)$$

$$\dot{e}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (2.83)$$

Pour un tel sous système, nous choisissons d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (2.84)$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 \quad (2.85)$$

$$\dot{V}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \quad (2.86)$$

Dans le but d'assurer la stabilité du sous-système, il faut, que \dot{V}_1 soit négative d'après Lyapunov. Pour cela on la choisit sous la forme suivante :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (2.87)$$

Où $k_1 > 0$ est un paramètre constant. En remplaçant (2.85) dans (2.84) on obtient alors :

$$\dot{V}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (2.88)$$

Cela donne la commande virtuelle x_2

$$x_2 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (2.89)$$

D'où la stabilité asymptotique à l'origine.

Cette dernière sera la nouvelle référence désirée x_{2ref} du sous-système suivant.

2^{ème} étape : Réglage de la variable x_2

On considère les deux premières équations du système définie en (2.79)

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \quad (2.90)$$

$$\dot{x}_2 = f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \quad (2.91)$$

Où la nouvelle référence désirée α_1 sera la variable de commande pour le sous-système précédent x_{2ref} tel que :

$$y_{2ref} = \alpha_1 e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (2.92)$$

Et la nouvelle variable d'erreur :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (2.93)$$

De la même manière, on définit la fonction de Lyapunov pour assurer la stabilité du sous système suivant :

$$x_2 = f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \quad (2.94)$$

Ces fonctions dépendent forcément des états précédents du sous-système définie par :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (2.95)$$

$$V_2 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2] \quad (2.96)$$

Cette dernière a pour dérivée :

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (2.97)$$

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2 [f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \quad (2.98)$$

Afin d'assurer la stabilité du sous-système, il faut que \dot{V}_2 soit négative. Pour cela on Choisit sous la forme :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (2.99)$$

Où $k_2 > 0$ est un paramètre constant. En remplaçant (2.99) dans (2.98) on trouve :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2(x_1, x_2)] + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \quad (2.100)$$

Cela donne la commande virtuelle x_3

$$x_3 = \frac{1}{g_0(x_1, x_2)} \cdot [-k_2 e_2 - f_1(x_1, x_2) + \dot{\alpha}_1] \quad (2.101)$$

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} = \frac{g_0(x_1) \left[-k_1 \dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1) \right] - \left[-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1) \dot{g}_1(x_1) \right]}{g_0^2(x_1)} \quad (2.102)$$

Cette dernière sera la nouvelle référence désirée x_{3ref} du sous-système suivant. On pose $x_{3ref} = \alpha_2$ et on continue jusqu'à la dernière expression du sous-système (2.89) où on atteindra le calcul de la loi de commande réelle [12].

N^{ième} étape : Réglage de la variable n^{ième}

L'extension de la procédure récursive de conception de la commande par Backstepping à un système d'ordre n du type [39]:

$$(x_n)_d = \alpha_{n-1} \quad (2.103)$$

La variable d'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (2.104)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_n = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_1 - \dot{\alpha}_{n-1} \quad (2.105)$$

$$\dot{e}_n = f_1(x_1, \dots, x_n) + g_0(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \quad (2.106)$$

Avec la fonction de Lyapunov augmentée :

$$V_n = V_1 + \dots + \frac{1}{2}e_n^2 \quad (2.107)$$

$$V_n = \frac{1}{2}[e_1^2 + \dots + e_n^2] \quad (2.108)$$

La dérivée devient

$$\dot{V}_n = \dot{V}_1 + \dots + e_n \dot{e}_n \quad (2.109)$$

$$\dot{V}_n = -k_1 e_1^2 + \dots + e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_0(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}] \quad (2.110)$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande réelle u qui permet d'atteindre les objectifs de conception pour le système global qui contrairement aux lois x_i qui sont des lois virtuelles. Un bon choix de celle-ci doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -k_n e_n^2 \quad (2.111)$$

Où $k_2 > 0$ est un paramètre de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_n(x_1, \dots, x_n)} [-k_n e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \quad (2.112)$$

Ce qui garantit la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov augmentée :

$$\dot{V}_n = -k_1 e_1^2 - \dots - k_n e_n^2 \leq 0 \quad (2.113)$$

3. Application de la commande par Backstepping sur la vitesse de l'éolienne

Pour concevoir une commande par Backstepping de la vitesse, nous considérons le système d'équations (2.10) :

$$\frac{d\Omega_{mec}}{dt} = \frac{1}{J_T} (C_{mec} - C_{em} - f_v \Omega_{mec}) \quad (2.114)$$

On note : $\Omega_{mec} = \Omega$

On définit l'erreur de suivi de consigne :

$$e(\Omega) = \Omega^* - \Omega \quad (2.115)$$

Ω^* : vitesse de référence.

On considère la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V(e) = \frac{1}{2} e(\Omega)^2 \quad (2.116)$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov :

$$\dot{V}(e) = e(\Omega) \cdot \dot{e}(\Omega) \quad (2.117)$$

avec

$$\dot{e}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (2.118)$$

En remplaçant la valeur de $\dot{\Omega}$ dans la dernière équation, on obtient :

$$\dot{e}(\Omega) = \dot{\Omega}^* + \frac{1}{J_T} (C_{em} + f_v \Omega - C_{mec}) \quad (2.119)$$

En remplaçant (2.119) dans l'équation (2.117) on obtient :

$$\dot{V}(e) = e(\Omega) \cdot (\dot{\Omega}^* + \frac{1}{J_T} (C_{em} + f_v \Omega - C_{mec})) \quad (2.120)$$

Afin d'assurer la stabilité du sous-système, il faut, que \dot{V}_1 soit négative d'après Lyapunov :

$$\dot{V}(e) = -k_1 \cdot e^2(\Omega) \quad (2.121)$$

La commande stabilisante du Backstepping est définie comme suit :

$$C_{em} = -J_T \cdot \dot{\Omega}^* - f_v \Omega + C_{mec} - k_1 \cdot e(\Omega) \quad (2.122)$$

avec k_1 constante positive.

Pour assurer la convergence de la fonction candidate de Lyapunov, en remplaçant l'expression (2.120) dans (2.119) on obtient :

$$\dot{V}(e) = e(\Omega) \cdot \dot{e}(\Omega) = -k_1 \cdot (e(\Omega))^2 < 0 \quad (2.123)$$

L'équation (2.122) est négative d'où la stabilité asymptotique de notre système.

VIII. Résultats de simulation de la commande MPPT

Dans cette étude, nous avons représenté l'évolution de la vitesse du vent, par une fonction scalaire qui évolue dans le temps, modélisée sous forme déterministe par une somme de plusieurs harmoniques comme suit [40]:

$$V(t) = 8.5 + 0.2 \sin(0,1047t) - 2 \sin(0.2665t) + \sin(1.2930t) + 0.2 \sin(3.6645t) \quad (2.124)$$

Ces deux structures de commande ont été simulées en considérant le profil de vent illustré sur la figure suivante :

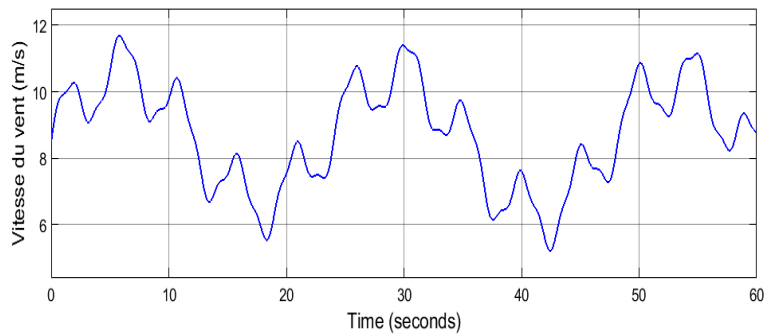
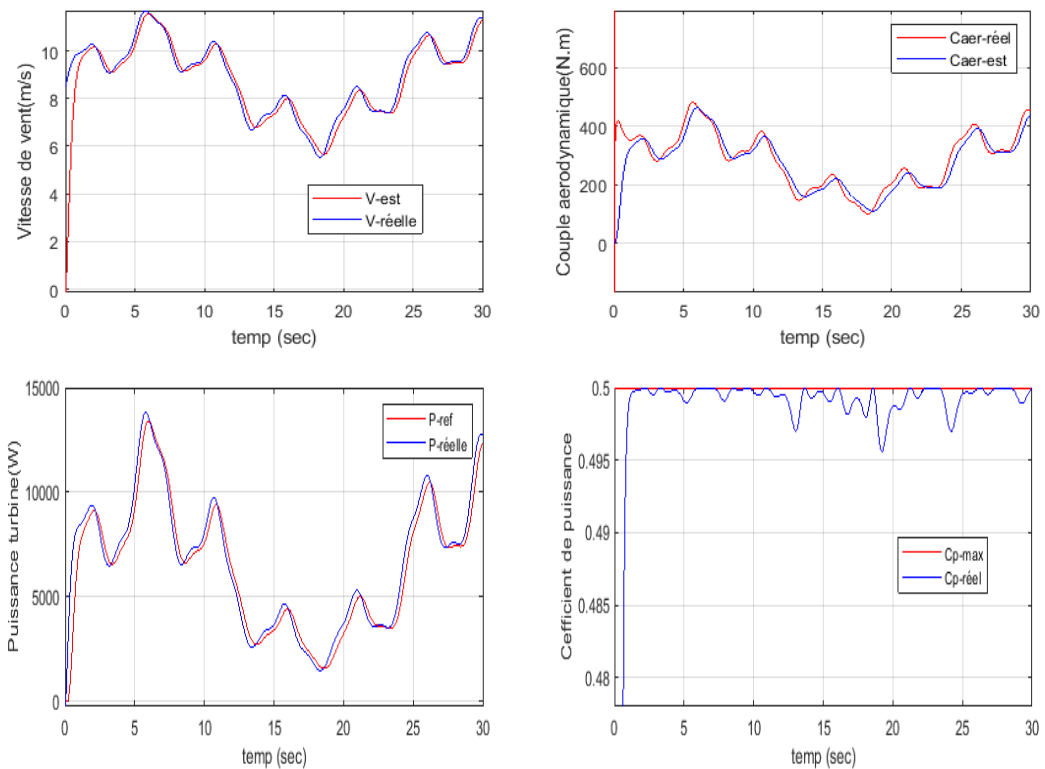


Figure 2.24. Allure de vitesse du vent.

1. Résultats obtenus avec la commande de MPPT sans asservissement de vitesse

Les résultats obtenus pour la simulations d’une turbine éolienne pour extraire le maximum de puissance MPPT avec la technique de commande sans asservissement de la vitesse mécanique sont montrés sur les figures suivantes :



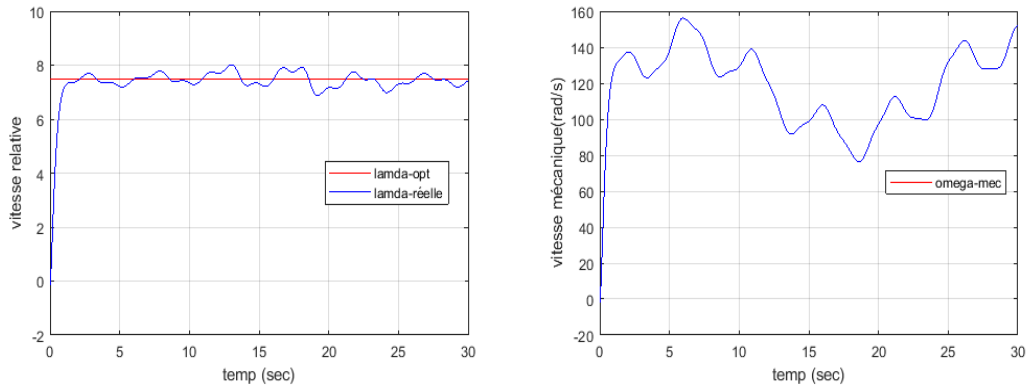


Figure 2.25. commande MPPT sans asservissement de vitesse.

2. Résultats obtenus avec la structure de MPPT avec asservissement de vitesse

Les résultats obtenus pour la simulations d’une turbine éolienne pour extraire le maximum de puissance MPPT avec la technique de commande avec asservissement de la vitesse sont montrés sur les figures suivantes :

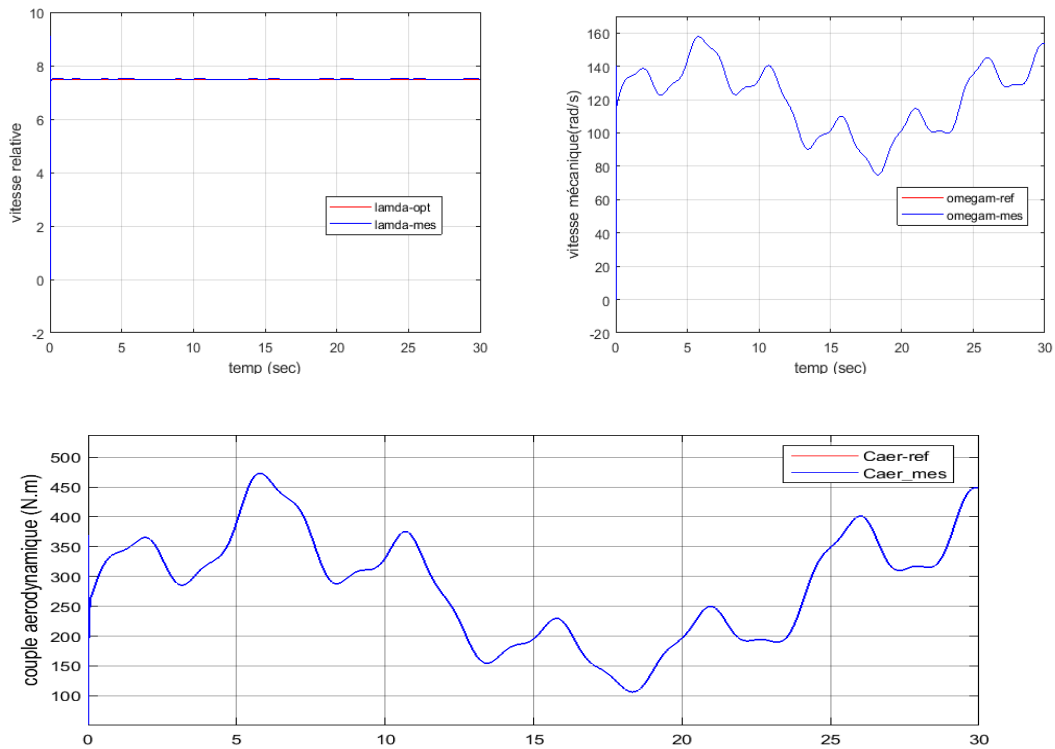
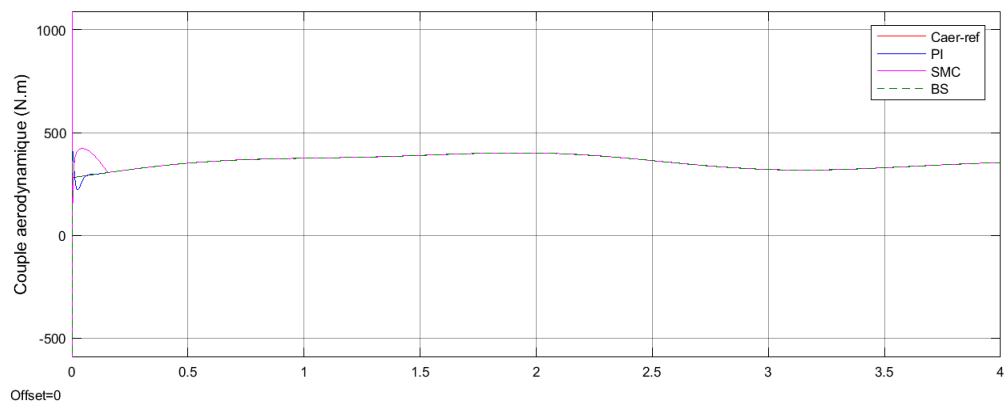
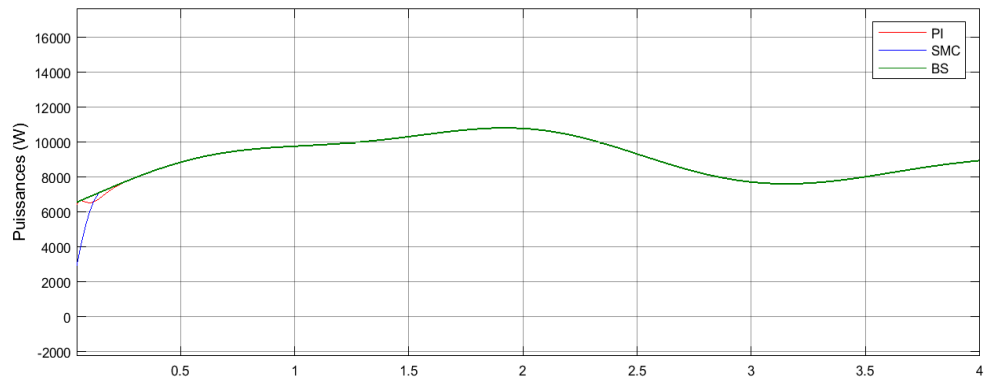
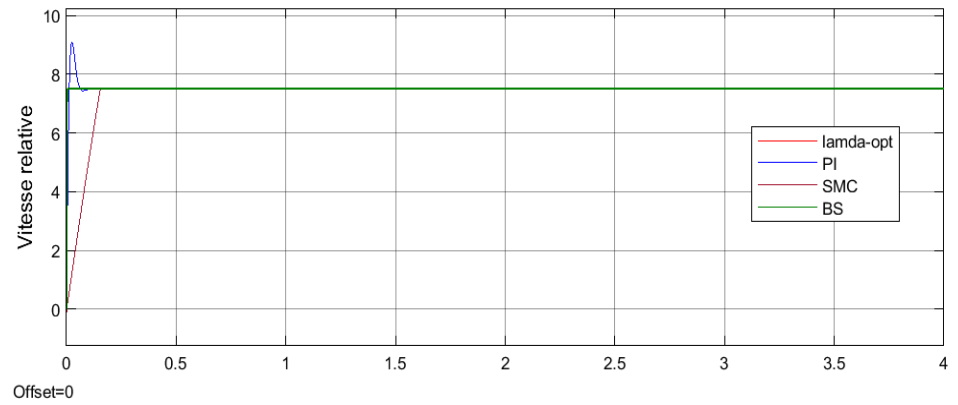
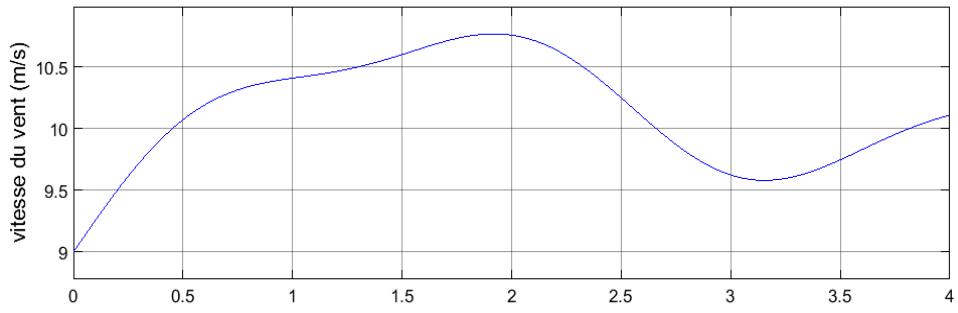


Figure 2.26 Commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique(PI).

3. Comparaison des trois régulateurs

Les figures suivantes montrent les résultats de simulations d’une turbine éolienne par la commande avec asservissement de la vitesse mécanique afin d’extraire le maximum de puissance MPPT en utilisant les régulateurs suivants :

- Proportionnel et intégral (PI).
- Mode glissant.
- Méthode Backstepping.



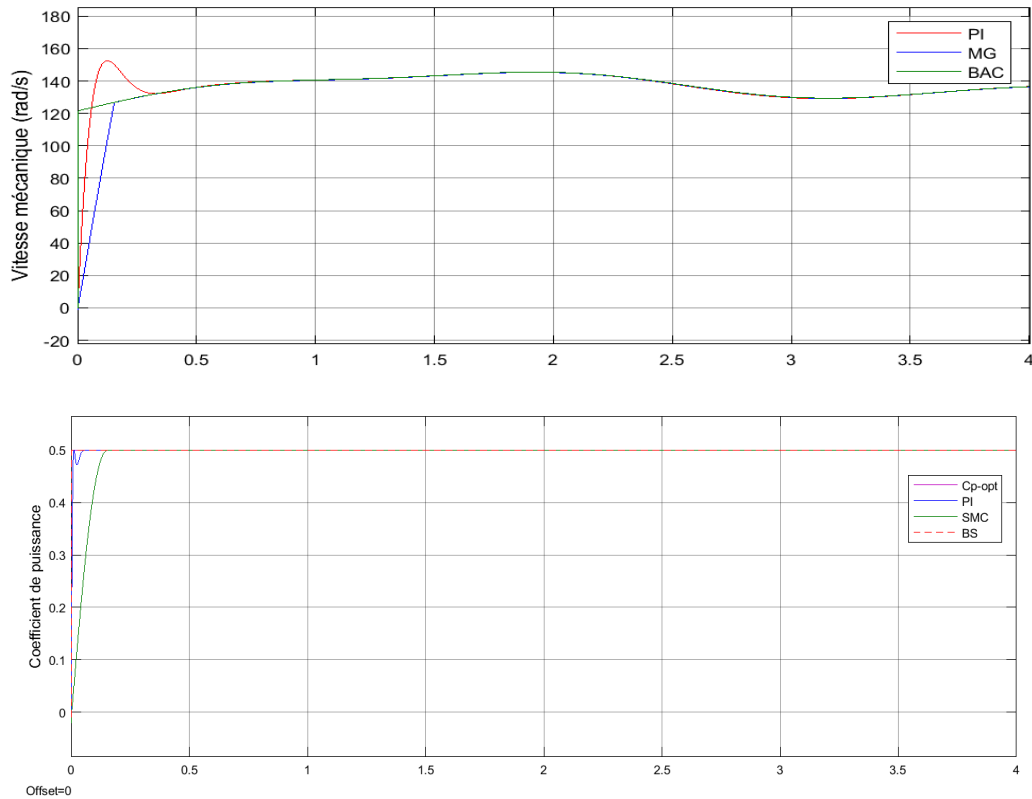


Figure 2.27 Commande MPPT avec asservissement de la vitesse mécanique.

VII. Interprétations des résultats

D'après les résultats obtenus par la commande MPPT sans et avec asservissement de vitesse par le régulateur PI, on constate que la commande avec asservissement de vitesse montre des performances statiques et dynamiques satisfaisante, une meilleure poursuite de consigne et un temps de réponse rapide, l'erreur entre le couple aérodynamique de référence et mesuré de la MADA est presque nul par rapport à la commande avec asservissement de vitesse. Ce qui justifie le choix de cette méthode pour la commande des éoliennes.

Pour les trois stratégies de commande avec asservissement de vitesse, on remarque que le coefficient de puissance atteint une valeur maximale de 0,5 pour un angle de calage $\alpha = 2^\circ$ mais avec un temps de réponse plus rapide pour la commande backstepping par rapport à la commande par mode glissant et au régulateur PI. La vitesse mécanique suit bien la variation de la vitesse du vent pour la commande par mode glissant et backstepping mais le régulateur PI présente un dépassement au régime transitoire. Le maximum de puissance est obtenu sans dépassement, la consigne est suivie en régime transitoire et permanent. On remarque aussi un dépassement pour la vitesse relative au démarrage pour la commande avec le régulateur PI, alors que pour les deux autres stratégies suivent leur trajectoire sans aucun dépassement. La comparaison entre les trois régulateurs de commande (PI, MG, BS) montrent l'efficacité des régulateurs par mode glissant et Backstepping par rapport au régulateur (PI).

VIII. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation de la turbine éolienne. Nous avons présenté les modèles des différents composants du système éolien à savoir le profil du vent, le coefficient de puissance, ainsi que les modèles aérodynamique et mécanique de la turbine. Ensuite on a fait une étude sur la commande des turbines éoliennes dans la zone de fonctionnement (zone 2) pour laquelle l'énergie extraite du vent est maximale. Deux méthodes de commandes MPPT ont été étudiées et simulées : commande sans asservissement de la vitesse mécanique et commande avec asservissement de vitesse mécanique. L'asservissement de vitesse est réalisé par trois lois de commande (PI, mode glissant et méthode Backstepping).

Tout d'abord nous avons présenté le principe de la commande par mode glissant et sa méthodologie de conception nécessaire basée sur la théorie de Lyapunov pour la stabilité des systèmes. Nous avons appliqué ce type de commande sur la vitesse de la turbine éolienne. Ensuite nous avons détaillé la théorie de la commande par la méthode Backstepping. Les différents résultats obtenus montrent un bon comportement du système pour les stratégies par mode glissant et par la méthode Backstepping qui présentent de meilleures performances dynamiques par rapport au régulateur proportionnelle et intégrale.

References

- [1] Y. Bekakra. « Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur Asynchrone à double alimentation ». Thèse de Doctorat de l'Université de Biskra (Spécialité réseau électrique). 2014.
- [2] I. Yachi. « Contribution à l'amélioration de la qualité d'énergie électrique d'un système éolien basé sur la MADA ». Thèse de doctorat en Electrotechnique. Université Djillali Liabes De Sidi Bel Abbes. Faculté de Génie Electrique, 2019.
- [3] M. Allam. « Contribution à la commande robuste du système d'énergie renouvelable ». Thèse de Doctorat en Sciences. Université Djillali Liabes De Sidi-Bel-Abbes. Faculté de Génie Electrique. 2017.
- [4] S. Abdeddaim. « Optimisation de deux systèmes de génération renouvelable (photovoltaïque et éolienne) connectés au réseau ». Thèse de doctorat en Génie Electrique, Faculté des Sciences et de la technologie, Biskra, Algérie, 2013.
- [5] S. Mokrane. « Modélisation et commande d'un aérogénérateur à Machine asynchrone à double alimentation en vue de simulation des problèmes de cogénération ». Mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie. Université du QUEBEC en Abitibi-Témiscamingue. 2013.
- [2] K. Loukal. « Commande robuste des machines asynchrones à double alimentation à base des systèmes flous types deux ». Thèse de Doctorat de l'université de M'sila (Spécialité Electrotechnique). 2017.
- [7] A. Tamarat. « Modelisation et commande d'un système de conversion d'énergie éolienne à base d'une MADA ». Thèse de Doctorat en science en Electrotechnique. Université de Biskra, Algérie. 2015.

- [8] M. Loucif. « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur ». Thèse de doctorat, Faculté de Technologie. Tlemcen, Algérie, 2016.
- [9] F. Poitier, « étude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne ». Thèse de Doctorat de l'université de NANTE, 2003.
- [10] B. Kelkoul. « Etude et commande d'une MADA pour l'utilisation dans un système éolien ». Thèse de magister. Faculté de Technologie, Tlemcen, Algérie, 2011.
- [11] M. Mladjao M. Al Anfaf. « Contribution à la modélisation et a l'optimisation de systèmes énergétiques multi-sources et multi charges ». Thèse de Doctorat en génie des procédés et des produits de l'université de lorraine. 2016.
- [12] F. Belaimche. « Contribution à la commande d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) dédié à l'énergie renouvelable ». Thèse de Doctorat en Electrotechnique. Université Djillali Liabes de Sidi-bel-abbes, 2018.
- [13] S. El Aïmani, « Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension », Thèse de doctorat, université des sciences et technologies, Lille, France, 2004.
- [14] A. Zemmit. « Contribution à la commande de machine asynchrone à double alimentation par les techniques intelligentes ». Thèse de Doctorat en Electrotechnique, université de technologie de M'sila, 2017.
- [15] N. Azoui. « Stratégies de commandes avancées pour le suivi de trajectoires ». Thèse de Doctorat en Electronique, Option : Robotique. Université de Technologie de BATNA, 2009.
- [16] M. Messaadi. « Commande backstepping appliquée à la machine synchrone a aimants permanents ». Mémoire de Magister. Université de Batna. 2012.
- [17] B. BHIRI. « Stabilité et Stabilisation en Temps Fini des Systemes Dynamiques ». Thèse de Doctorat spécialité automatique. Université de Lorraine. France, 2017.
- [18] H. K. Khalil. « Nonlinear Systems». Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 3rd edition, 2002.
- [19] H. K. Khalil. « non linear system ». 2nd edition. ISBN 0-13-P8U24-8. 1996.
- [20] Philippe P. Müllhaupt. Introduction à l'Analyse et à la Commande des Systèmes Non Linéaire. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 2009
- [21] A. khoudir. « Techniques de commande avancées Appliquées aux machines de type Asynchrone. Thèse De Doctorat en sciences en électrotechnique. Université Mentouri de Constantine. Faculté des Sciences de l'Ingénieur. Département d'Electrotechnique, Algérie, 2010.
- [22] M. Horch. « Contribution à l'observation et la commande non linéaire d'actionneur électrique asynchrone sans capteur mécanique ». Thèse De Doctorat en électrotechnique. Université de Tlemcen. Faculté de Technologie, 2018.
- [23] M. Manceur « Commande robuste des systèmes non linéaires complexes ». Thèse de Doctorat de l'Université de Reims Champagne-Ardenne (Spécialité Automatique). 2012.
- [24] A. Attou. « Commande de la machine asynchrone dédiée à l'énergie photovoltaïque ». Thèse de doctorat LMD en électrotechnique. Université de Sidi Bel Abbès, Algérie. 2017.

- [25] A. Moualdia. « Stratégies De Commande DTC-SVM Et DPC Appliquées A Une MADA Utilisée Pour La Production D'énergie Eolienne », Thèse De Doctorat De L'école Nationale Polytechnique D'Alger, Algérie, 2014.
- [26] T. Zaharieva. « Commande à structure variable appliquée à une moteur synchrone », Diplôme de recherche de L'INSA de Toulouse (DRUT), 2000.
- [27] Elbia. « Commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur ». Mémoire de Magister en électronique. Université de Constantine, 2013.
- [28] I. Deghboudji. « Commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur ». Mémoire de magister de l'université de Constantine, 2013.
- [29] B. Meghni. « Contribution à l'amélioration des performances d'une chaîne énergétique éolienne ». Thèse de Doctorat de l'Université de Annaba, 2015.
- [30] J. J.E. Slotine, « Sliding controller design for nonlinear systems », Int. J. of Cont. Vol. 4, No. 02, pp. 421–434, 1984.
- [31] T. Floquet. « Contribution à la commande par mode glissants d'ordre supérieur ». Thèse de doctorat spécialité productique, Automatique et Informatique industrielle. Université de Lille, 2000.
- [32] R. A. De Carlo, S. H. Zak, G. P. Mathews, « Variable structure control of nonlinear multi-variable systems», Proc. of IEEE, Vol, 76, No.03, pp. 409–415, 1988.
- [33] A. J. Fossard, «Commande à structure variable», Edition Masson, 1996.
- [34] H. AMIMEUR. Contribution `a la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement. Magister en Electrotechnique Option : Maitrise des Energies. Université El Hadj Lakhdar de Batna. 2008
- [35] N. Madni, M. F. Benkhoris, "Sliding mode control of asynchronous motor drive," Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, 21-23 September 1998, Publication No. 456, IEEE 1998.
- [36] H. Bühler. « Réglage par Mode de Glissement ». Presses Polytechniques Romandes, EPFL, Ecublens, CH-1015 Lausanne, Suisse 1986.
- [37] Y. Kebbati. « Commande en mode glissant avec observateur robuste associé à un estimateur pour le diagnostic du moteur asynchrone ». Thèse de doctorat en automatique. Université d'ORAN, 2013.
- [38] M. Mahboub. « Commande robuste d'un système de génération éolien à base de génératrice à double alimentation sans balais ». Thèse de doctorat spécialité commande électrique. Université de Batna, 2016.
- [39] J. J. E Slotine et W. LI. « Applied Nonlinear Control ». Prentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey. 1991.
- [40] F. Kendouli. « Centrale Eolienne Et Qualité De L'énergie Electrique ». Mémoire de magister, université de Batna, 2007.

Chapitre 03

Modélisation et commande linéaire de la MADA

I. Introduction

Les configurations les plus populaires des systèmes de conversion d'énergie éolienne utilisent la MADA. Dans cette configuration, l'éolienne tourne avec une vitesse de vent variable. Elle convertit d'abord la puissance cinétique en puissance mécanique puis en puissance électrique à travers le générateur (MADA) [1].

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine Asynchrone à Double alimentation (MADA) pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies éoliennes ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime et aéronautique [2], [3]. La simplicité de conception et d'entretien de cette machine à la faveur des industries, s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [4], [5], [6].

L'objectif de ce chapitre est de présenter une étude bien détaillée sur la machine asynchrone à double alimentation, sa modélisation et ses différents modes de fonctionnement, ainsi que les configurations et les techniques de sa commande afin d'évaluer ses performances. La commande vectorielle de la MADA sera envisagée ensuite sa commande linéaire par le régulateur PI sera appliquée.

II. Constitution de la MADA

La génératrice se situe dans la nacelle de l'éolienne. Elle est entraînée par un arbre mécanique. La machine asynchrone à double alimentation est un générateur à induction à rotor bobiné. Les enroulements du stator sont connectés directement au réseau triphasé (figure 3.1). Les enroulements du rotor sont reliés à des convertisseurs de puissance bidirectionnels en courant : la puissance traversant ces convertisseurs peut alors être absorbée ou produite par la machine, selon le point de fonctionnement. Le condensateur entre ces deux convertisseurs représente le bus continu. Le transformateur élévateur de tension permet le raccordement du circuit rotorique au réseau de distribution [3], [6], [7].

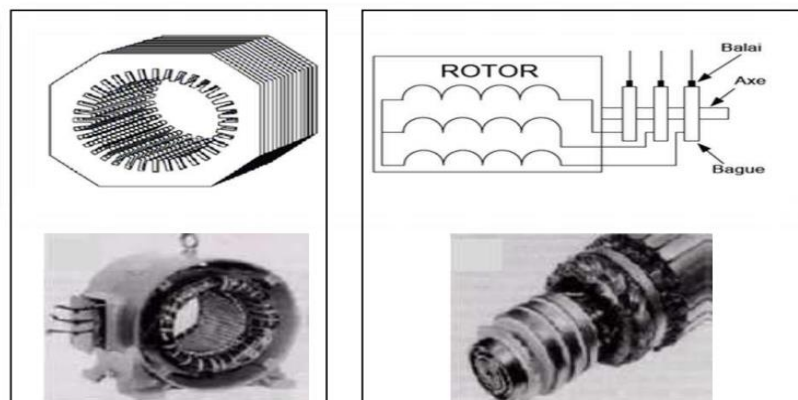


Figure 3.1. Schéma général d'une MADA [2].

III. Les différentes structures d'alimentation de la MADA

Plusieurs structures d'alimentation des machines asynchrone à double alimentation (MADA) sont développées et améliorées, elles peuvent être classé comme suit :

1. Machine asynchrone à double alimentation « type rotor bobinée »

La majorité des projets éoliens reposent sur l'utilisation de la machine asynchrone pilotée par le rotor malgré la présence des contacts glissants. La présence de convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau, mais également pour les vitesses supérieures au synchronisme, du rotor vers le réseau. C'est la raison principale pour laquelle on utilise cette génératrice pour la production de forte puissance. La Figure 3.2 montre le schéma de principe d'une machine asynchrone à rotor bobine pilotée par le rotor [7], [8].

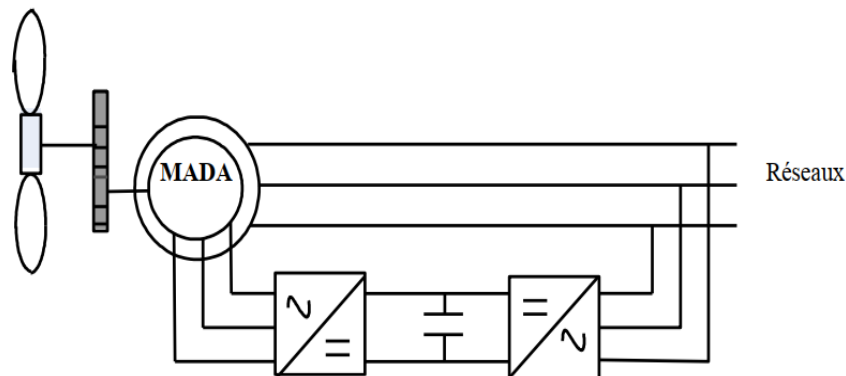


Figure.3.2. Schéma de principe d'une machine asynchrone pilotée par le rotor [8].

2. Machine asynchrone à double alimentation à énergie rotorique dissipée

Cette configuration à vitesse variable est représentée sur la Figure 3.3, le stator est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à un redresseur. Une charge résistive est alors placée en sortie du redresseur par l'intermédiaire d'un hacheur à IGBT ou GTO. Le contrôle de l'IGBT permet de faire varier l'énergie dissipée par le bobinage rotorique et de fonctionner à vitesse variable en restant dans la partie stable de la caractéristique couple/vitesse de la machine asynchrone [9].

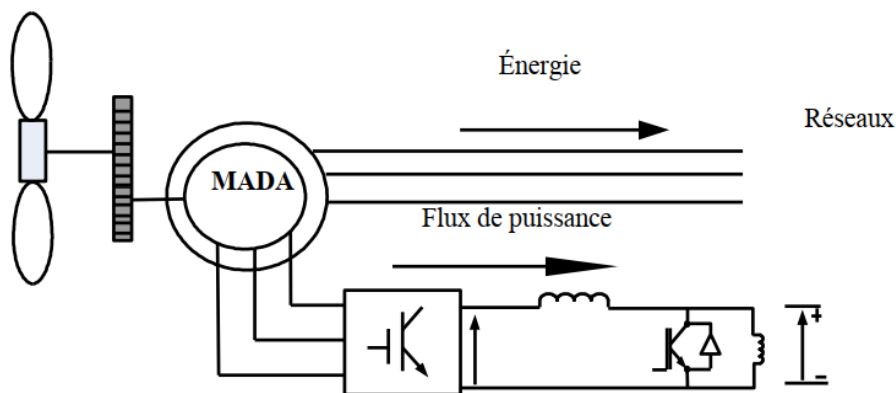


Figure 3.3. MADA avec un control du glissement par dissipation de la puissance rotorique [8].

3. Machine asynchrone à double alimentation (pont à diodes et pont à thyristor « structure de Kramer »)

Dans le but de réduire les pertes d'énergie dues à la structure du système précédent, le hacheur et la résistance sont remplacés par un onduleur qui renvoie l'énergie de glissement vers le réseau. Cette structure est appelée structure de Kramer [10], [11].

Le redresseur est unidirectionnel, il permet le transfert d'énergie uniquement du rotor de la machine vers le réseau, alors la génératrice fonctionne qu'en mode hypersynchrone ($g < 0$), donc le système ne peut produire de l'énergie que pour des vitesses de rotation supérieures à celle de synchronisme. Afin d'assurer le transfert dans les deux sens de la puissance le redresseur à diodes doit être remplacé par un redresseur à thyristors. Cette solution permet un fonctionnement en mode hypo synchrone et hyper synchrone mais présente toujours un taux d'harmoniques de courant élevé [7], [11], [12].

Le principal avantage est que l'onduleur est assez classique, et moins coûteux, puisqu'il s'agit d'un onduleur non autonome dont les commutations sont assurées par le réseau [8].

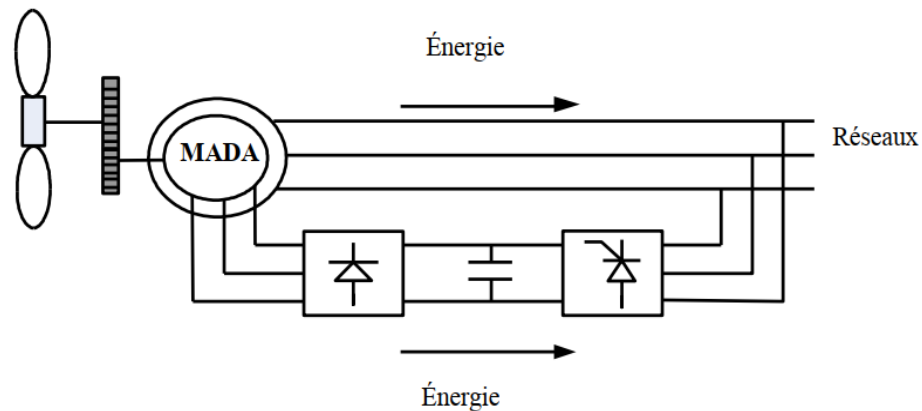


Figure 3.4. MADA alimentée par un pont à diodes et thyristor [9].

4. Machine asynchrone à double alimentation (pont à diodes et un onduleur MLI)

Les onduleurs à commutation naturelle constitués des thyristors de la structure précédente sont remplacés par des onduleurs à commutation forcée et à modulation de largeurs

d'impulsions (MLI) constitués par des transistors de puissance, comme il est illustré sur la (Figure 3.5). L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en Modulation de Largeur d'Impulsions dont la modularité permet de limiter les perturbations en modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées) [7], [8].

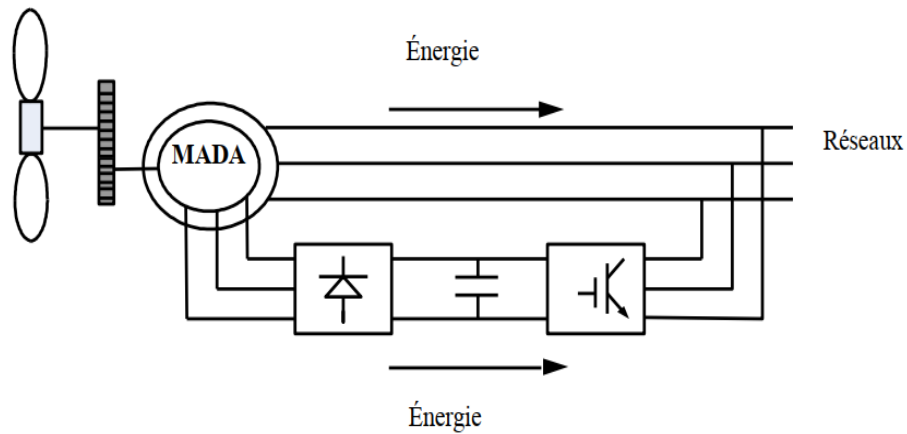


Figure 3.5. MADA alimentée par un pont à diodes et un onduleur MLI [8].

5. Machine Asynchrone à Double Alimentation « structure de Scherbius avec Cycloconvertisseur »

L'association redresseur- onduleur peut être remplacée par un cycloconvertisseur (Figure 3.6), cette configuration possède les mêmes caractéristiques que la précédente, sauf que l'énergie de glissement peut être transférée dans les deux sens. Ce montage utilisé dans la figure ci-dessous est conçu pour des valeurs de fréquence rotorique très inférieures à celle du réseau autrement dit pour des glissements très faibles. Ainsi, ceci permet l'utilisation de thyristor qui est intéressant du point de vue coût. Comme le flux de la puissance est bidirectionnel, il est possible d'augmenter ou de diminuer l'énergie de glissement et ainsi faire fonctionner la machine en génératrice ou en moteur [9].

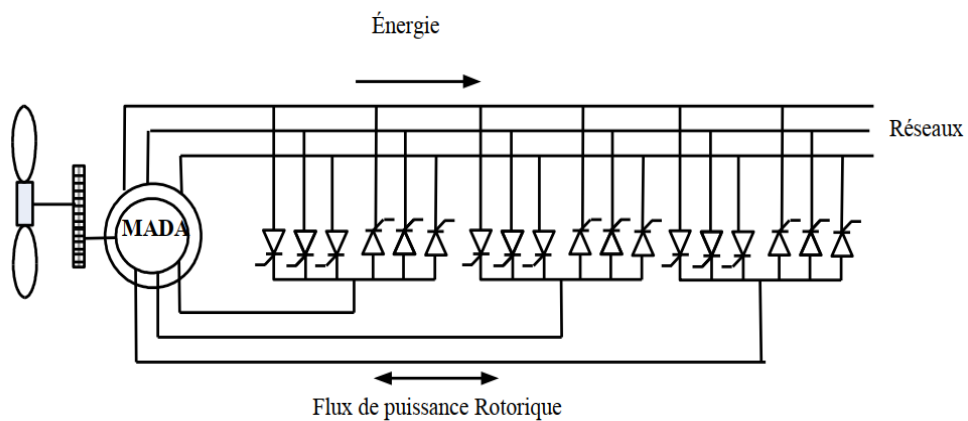


Figure 3.6. Structure de Scherbius avec cycloconvertisseur [8].

6. Machine asynchrone à double alimentation structure de Scherbius avec convertisseurs MLI

Cette structure utilise deux ponts triphasés d'IGBT commandables à l'ouverture et à la fermeture et leur fréquence de commutation est plus élevée que celle des GTO [13]. L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'obtenir des allures de signaux de sortie en modulation de largeur d'impulsions, dont la modularité permet de limiter les perturbations en

modifiant le spectre fréquentiel du signal (rejet des premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées) [8], [9].

La bidirectionnalité du convertisseur rotorique autorise le fonctionnements hyposynchrone et hypersynchrone et le contrôle du facteur de puissance. Ce type de convertisseur est généralement utilisé aujourd’hui dans des éoliennes avec des puissances allant jusqu’à 3 MW. Pour des puissances supérieures, les convertisseurs multi niveaux sont utilisés. Cette configuration constitue une solution pour un fonctionnement à vitesse variable tout en assurant son fonctionnement à une vitesse de synchronisme [14].

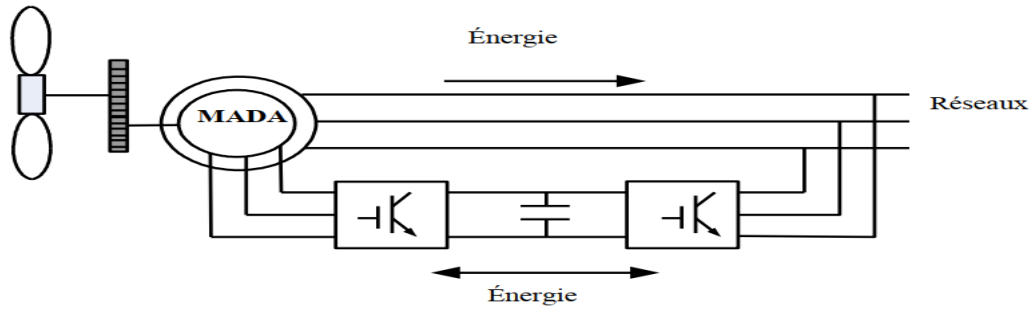


Figure 3.7. Structure de Scherbius avec convertisseurs MLI [9].

IV. Principe de fonctionnement de la MADA

Dans notre étude nous utilisons la machine asynchrone à double alimentation. C’est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné muni de bagues. Le rotor tourne à la vitesse de glissement (ω) par rapport au stator :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \tag{3.1}$$

Avec :

ω_s , ω_r et ω sont respectivement, les pulsations électriques des fréquences: statorique, rotorique et de glissement.

D’autre part, la relation qui relie la fréquence du stator et celle du rotor, est donnée par [3] :

$$f_s = f_r + f \tag{3.2}$$

Avec :

f_s , f_r et f sont la fréquence du stator, du rotor et de glissement respectivement.

Dans ce cas, le glissement est défini par la relation suivante [3] :

$$g = \frac{f}{f_s} = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \tag{3.3}$$

En négligeant les pertes, on peut généraliser le transfert des puissances comme suit [1] [15]:

$$P_r = gP_s \tag{3.4}$$

$$P_{rés} = P_{mec} = P_s - P_r = (1 - g).P_s \tag{3.5}$$

On peut avoir un fonctionnement moteur ou génératrice selon le signe de P_{mec} . Ainsi que mode hyposynchrone ou hypersynchrone suivant le signe de glissement comme le montre le tableau (3.1)

Selon l'équation (3.3), on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement [2], [3]:

1. Régime stationnaire ($\omega_r = 0 \Rightarrow g = 1$),

Dans ce cas seul le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s . Par conséquent le rotor est le siège d'une f.é.m. induite mais, il n'y a pas de courant qui circule dans son circuit, donc aucun couple n'existe dans cette machine. Dans ces conditions, le rotor était bloqué et la MADA se comporte comme un transformateur.

2. Régime hyposynchrone : ($\omega_r < \omega_s \Rightarrow 0 < g < 1$),

Le glissement est positif, cela signifie que le champ tournant créé par les enroulements du rotor tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du stator. Dans ce cas, la fréquence f_r du rotor commence à décroître et plus la vitesse du rotor s'approche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers 0. De même, la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible pour une vitesse du synchronisme.

3. Régime synchrone: ($\omega_r = \omega_s \Rightarrow g = 0$),

Lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse du synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas, le rotor tourne avec la même vitesse que celle du flux statorique; donc le rotor ne "voit" aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier ($\omega_{sr} = 0$), par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor.

4. Régime hypersynchrone: ($\omega_r > \omega_s \Rightarrow g < 0$),

Si la vitesse mécanique du rotor est supérieure à la vitesse du synchronisme le glissement devient négatif, alors la puissance est extraite du circuit rotorique et est envoyée sur le réseau à travers les convertisseurs de puissance [3].

V. Modes de fonctionnement de la MADA

Une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus de cette vitesse 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, pour fonctionner en hypersynchronisme ou en hyposynchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [16], [17].

Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hyposynchrones et hyper-synchrones, on distingue quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine [8].

1. Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone

La puissance est fournie au réseau par le stator (P_s alimente le réseau). La puissance de glissement est absorbée par le rotor. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme [9].

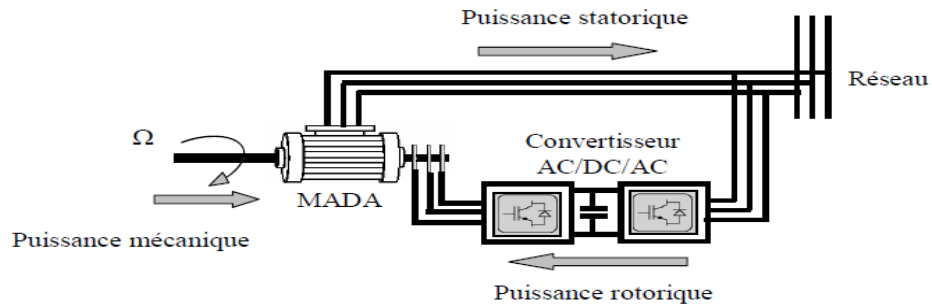


Figure 3.8. Fonctionnement en mode générateur hypo-synchrone [9].

2. Fonctionnement en mode générateur hyper-synchrone

La puissance est fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau.

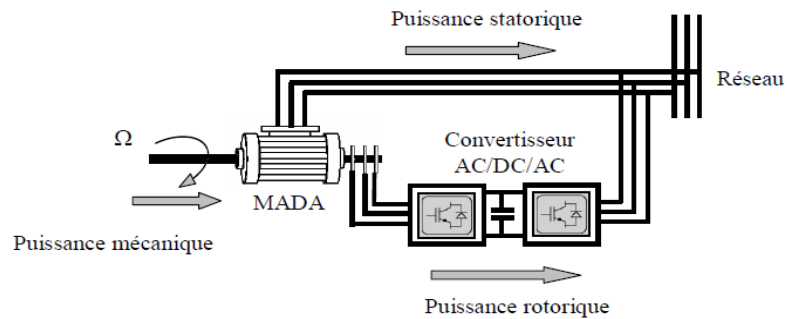


Figure 3.9. Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone [9].

3. Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone

La puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau.

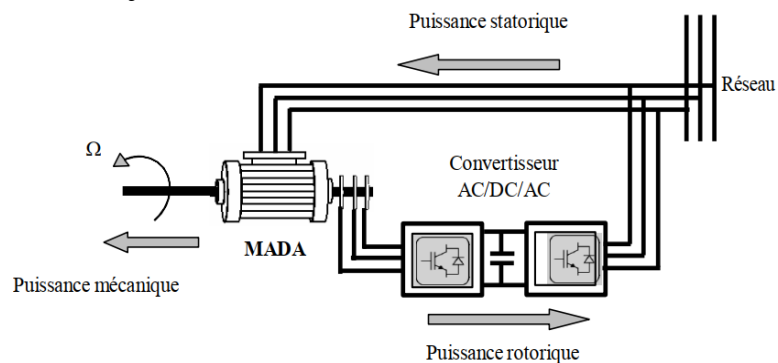


Figure 3.10. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone [9].

4. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

La puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor.

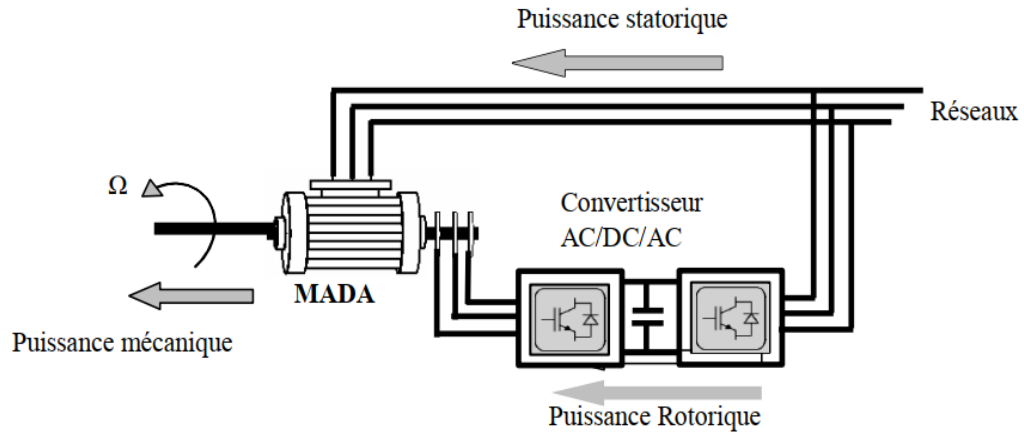


Figure 3.11. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone [9].

On conclut que la MADA a deux principaux avantages sur la machine à cage classique : la production de puissance électrique quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper synchronisme) et la récupération de la puissance de glissement [8].

Le tableau 3.1 résume les différents modes et régimes de fonctionnement de la MADA dans les quatre quadrants. Le signe moins (-) attribué à une telle puissance signifie que celle-ci est fournie par la MADA, alors que le signe plus (+) est attribué dans le cas où la puissance est fournie de l'extérieur à la MADA [3].

		Modes	
		Moteur $P_m < 0$	Génératrice $P_m > 0$
Régime	Hyposynchrone	$P_s > 0$ $P_r < 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$
	Hypersynchrone	$P_s > 0$ $P_r > 0$	$P_s < 0$ $P_r < 0$

Tableau 3.1 Modes opérationnels de la MADA.

VI. Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

La modélisation d'un système quelconque est indispensable pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement afin de le commander [6].

Avant de passer à la commande vectorielle de la (MADA), il faut d'abord réaliser sa modélisation. Cette dernière va nous permettre de comprendre ses principes de fonctionnement physique et d'établir un modèle d'action conduisant au calcul des correcteurs pour réaliser sa commande vectorielle ainsi que sa simulation en régimes dynamique et permanent.

1. Hypothèses

La répartition des enroulements de la MADA et sa géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, alors il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices pour faciliter sa modélisation [7], [6] :

-L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable ; La force magnétomotrice à une répartition spatiale sinusoïdale ;

- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire).
- La machine à une construction symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables [8], [5], [6]

2. Mise en équation de la machine asynchrone à double alimentation

Les équations générales de la machine asynchrone à rotor bobiné dans un repère triphasé s'écrivent [8]:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

De même pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Avec :

R_s et R_r respectivement les résistances statorique et rotorique par phase.

Les flux statoriques et rotoriques s'expriment en fonction des courants en faisant intervenir les différentes inductances :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Avec :

$$[M] = [M_{sr}] = m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Où :

L_s, L_r : représentent les inductances cycliques statorique et rotorique de la machine,

M : inductance magnétisante (l'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor),

l_s, l_r : Inductances propres statorique et rotorique.

M_s, M_r : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et deux phases rotoriques,

M_{sr} , et M_{rs} : les inductances mutuelles entre deux phases statorique-rotorique, et entre deux phases rotorique-statorique de la MADA, respectivement ;

m : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ L_r = l_r - M_r \\ M = \frac{3}{2} M_{sr} \end{cases} \quad (3.11)$$

Les équations précédentes font apparaître des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position. Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position du rotor et donc du temps [5].

3. Modèle de la MADA dans le référentiel de Park (d,q,o)

Pour passer du système triphasé abc, au système biphasé (d-q), (et réciproquement) il faut utiliser la transformation de Park [20]. Cette transformation permet d'enlever la dépendance de la position et donc du temps des matrices des inductances, elle est appelée souvent transformation des axes, et elle a pour objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [5], [8].

3.1 Matrice de Park

L'application de la transformation de Park, s'avère nécessaire, cette transformation appliquée aux : courants, tensions, et flux permet d'obtenir des équations différentielles à coefficients constants [5], [18].

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Avec :

x : Peut-être la tension, le courant ou le flux ;

d, q, o : L'axe direct , quadrature et homopolaire.

Deux alternatives sont possibles selon que l'on envisage le choix de :

3.1.1 Transformation initiale de Park

- la conservation de l'amplitude des courants, la matrice de passage est ainsi définie [11], [17]:

$$P(\theta) = \left(\frac{2}{3} \right) \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

3.1.2 Transformation de Park modifiée

- la conservation de la puissance instantanée, la matrice de passage est ainsi définie [36], [37] :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Où :

θ : représente l'angle de transformation qui dépend du repère choisi et des grandeurs statorique ou rotorique. Pour le repère (dq), on prend la valeur θ_s pour les grandeurs statorique et la valeur (θ_r) pour les grandeurs rotorique.

La transformation de Park inverse est définie par l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Avec : $P(\theta)^{-1}$ la matrice de transformation inverse de Park modifiée donnée par :

$$P(\theta)^{-1} \cdot P(\theta) = [1] \quad (3.17)$$

La composante homopolaire (o) dans un système équilibré est nulle.

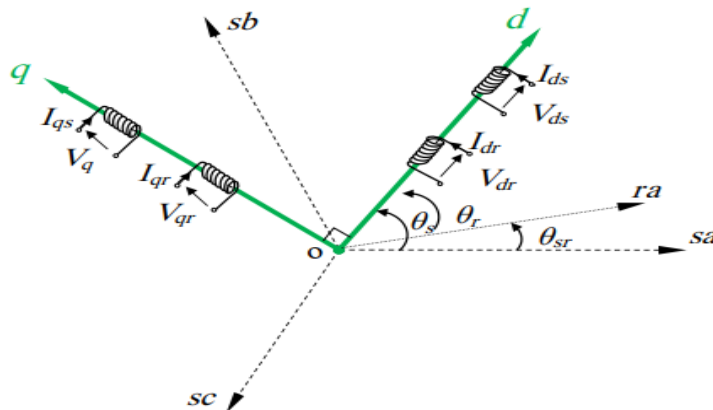


Figure 3.12. Référentiel tournant d'axes (d-q) lié au champs tournant.

4. Choix de référentiel

Suivant la constitution et le principe de fonctionnement de la MADA, nous trouvons trois choix utiles de l'orientation du repère de Park qui dépendent des objectifs de l'application voulue [3], [8]:

- Référentiel lié au stator ($\theta=0$): Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs.
- Référentiel lié au rotor ($\theta=\theta_r$): Ce choix est très utilisé dans l'étude des régimes transitoires.
- Référentiel lié au champ tournant statorique ($\theta=\theta_s$) : Ce choix s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux statorique (permet d'avoir un découplage parfait entre les puissances active et réactive statorique , (figure 3.12).

5. Application de la transformation de Park à la MADA

En utilisant la transformée de Park modifiée pour la conservation de puissance sur les flux et les tensions des équations de la MADA, nous obtenons le modèle diphasé de cette génératrice dans le référentiel d-q lié au champ tournant que nous comptons utiliser par la suite pour la commande de la MADA [7], [17].

Les équations électriques sont définies par:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - \omega_r \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + \omega_r \phi_{dr} \end{cases} \quad (3.18)$$

Les équations des flux sont données par :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (3.19)$$

Finalement on complète le modèle par la relation fondamentale de la dynamique pour les corps en rotation est ajoutée pour tenir compte de l'influence des différents couples exercés sur l'arbre du rotor:

$$C_{em} = C_r + J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (3.20)$$

$$C_{em} = p(i_{qs}\phi_{ds} - i_{ds}\phi_{qs}) \quad (3.21)$$

$$C_{em} = pM(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \quad (3.22)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds}) \quad (3.23)$$

Avec l'expression du couple électromagnétique en fonction des flux statoriques et courants rotoriques :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\phi_{qs} i_{dr} - \phi_{ds} i_{qr}) \quad (3.24)$$

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

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} \\ Q_s = V_{qs} i_{ds} - V_{ds} i_{qs} \end{cases} \quad (3.25)$$

La fréquence de la tension statorique étant imposée par le réseau électrique, la pulsation des courants rotoriques est obtenue selon l'équation (3.1) par [9] :

$$\omega_r = \omega_s - p\Omega \quad (3.26)$$

Où ω_s représente la pulsation des courants statoriques en rad/s.

Les angles θ_s et θ_r sont obtenus respectivement par intégration de ω_s et ω_r .

6. Représentation d'état dans le référentiel de Park

Pour la description des systèmes non linéaires, la représentation d'état est définie par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3.27)$$

Où x est le vecteur d'état, u le vecteur de commande et y le vecteur de sortie. La représentation d'état n'étant pas unique pour un système donné, on dispose donc de plusieurs choix pour le vecteur d'état qui dépendent de l'objectif tracé. Dans le cadre de ce travail, une commande en tension de la MADA est envisagée avec une commande vectorielle par orientation du flux statorique, dans cette optique les choix suivants ont été privilégiés :

Pour les variables de commandes : $v_{ds}, v_{qs}, v_{dr}, v_{qr}$, d'où :

$$u = \begin{bmatrix} v_{ds} & v_{qs} & v_{dr} & v_{qr} \end{bmatrix}^T$$

Pour les variables d'état : $i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \Omega$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & i_{dr} & i_{qr} & \Omega \end{bmatrix}^T$$

Les variables de sortie pouvant être la vitesse, la position, le couple, les flux, les courants ou une combinaison de celles-ci, En combinant les équations (3.18), (3.19) et (3.20), nous obtenons le modèle d'état d'ordre cinq de la MADA [7], [19] :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -a_1 \cdot i_{ds} + (a \cdot \omega + \omega_s) \cdot i_{qs} + a_3 \cdot i_{dr} + a_5 \cdot \omega \cdot i_{qr} + b_1 \cdot v_{ds} - b_3 \cdot v_{dr} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -(a \cdot \omega + \omega_s) \cdot i_{ds} - a_1 \cdot i_{qs} - a_5 \cdot \omega \cdot i_{dr} + a_3 \cdot i_{qr} + b_1 \cdot v_{qs} - b_3 \cdot v_{qr} \\ \frac{di_{dr}}{dt} = a_4 \cdot i_{ds} - a_6 \cdot i_{ds} - a_2 \cdot i_{dr} + \left(\omega_s - \frac{\omega}{\sigma} \right) \cdot i_{qr} - b_3 \cdot v_{ds} + b_2 \cdot v_{dr} \\ \frac{di_{qr}}{dt} = a_6 \cdot \omega \cdot i_{ds} + a_4 \cdot i_{qs} - \left(\omega_s - \frac{\omega}{\sigma} \right) \cdot i_{dr} - a_2 \cdot i_{qr} - b_3 \cdot v_{qs} + b_2 \cdot v_{qr} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (p \cdot M (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr})) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \cdot \Omega \end{cases} \quad (3.28)$$

En définissant les coefficients suivant :

$$a = \frac{1-\sigma}{\sigma}, \quad a_1 = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s}, \quad a_2 = \frac{R_r}{\sigma \cdot L_r}, \quad a_3 = \frac{R_r \cdot M_{sr}}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}, \quad a_4 = \frac{R_s \cdot M_{sr}}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}, \quad a_5 = \frac{M_{sr}}{\sigma \cdot L_s}, \quad a_6 = \frac{M_{sr}}{\sigma \cdot L_r},$$

$$b_1 = \frac{1}{\sigma \cdot L_s}, \quad b_2 = \frac{1}{\sigma \cdot L_s}, \quad b_3 = \frac{M_{sr}}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r}$$

Et les trois grandeurs caractéristiques qui représentent respectivement les constantes de temps statorique et rotorique et le coefficient de dispersion de Blondel :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s \cdot L_r}$$

Le produit des variables d'états ω dans le système d'équations montre la nature non linéaire du modèle régissant la dynamique de la machine asynchrone à rotor bobiné.

VII. Alimentation de la MADA

Le développement de l'électronique de puissance a permis la variation de la vitesse, grâce à la réalisation d'une source d'alimentation réglable en fréquence et en amplitude. Pour cela on utilise les onduleurs.

On distingue deux types d'onduleur : [5]

- Les onduleurs de tensions : ils sont alimentés par une source de tension continue, et alimentant un récepteur de courant alternatif (exemple MADA).
- Les onduleurs de courants : ils sont alimentés par une source de courant continue.

L'alimentation de la machine au niveau rotorique est constituée de deux étages, qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'un condensateur (*DC-Bus*). Le premier étage est un redresseur (Convertisseur Côté Réseau-CCR) qui consiste à réguler le bus continu intermédiaire quelque soit la puissance générée par le système de conversion sous fréquence variable, tout en assurant un facteur de puissance unitaire du côté alternatif. Le deuxième étage est un onduleur de tension (Convertisseur Côté Machine-CCM) commandé par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permettant la commande des

puissances active et réactive échangées entre le stator de la MADA et le réseau, comme il est représenté dans la figure 3.13 [5].

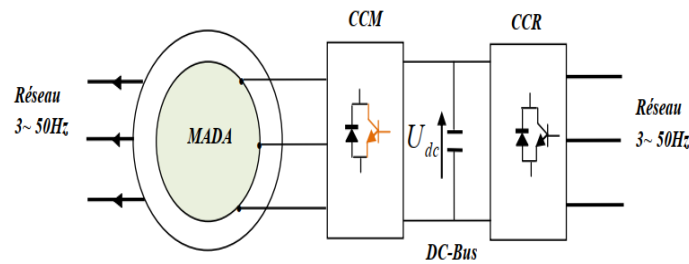


Figure 3.13 L'ensemble convertisseurs - MADA.

1. Modélisation du redresseur (convertisseur côté réseau : CCR)

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative -continu. Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie [8], [9]. Dans notre travail, nous nous intéressons au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes (Figure 3.14). L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré [2].

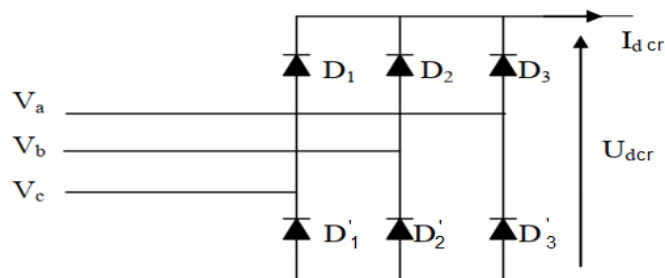


Figure 3.14 Représentation du redresseur triphasé à diodes.

Les diodes : D_1 , D_2 et D_3 sont à cathode commune, assurant l'allée du courant I_{dcr} .

Les diodes : D'_1 , D'_2 et D'_3 sont à anode commune, assurant le retour du courant I_{dcr} .

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empatement et aux pertes dans les diodes [2], [19 15]

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D'_2 et D'_3 conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 , ou encore :

$$V_1 = \text{Max}(V_j); j = 1,2,3$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \text{Max}(V_j); j=1,2,3; i=1,2,3.$$

$$D'_i \text{ Conduit si } V'_i = \text{Max}(V'_j); j=1,2,3; i=1,2,3.$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_{dcr} à la sortie du redresseur est :

$$U_{dcr} = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j) ; j = 1,2,3.$$

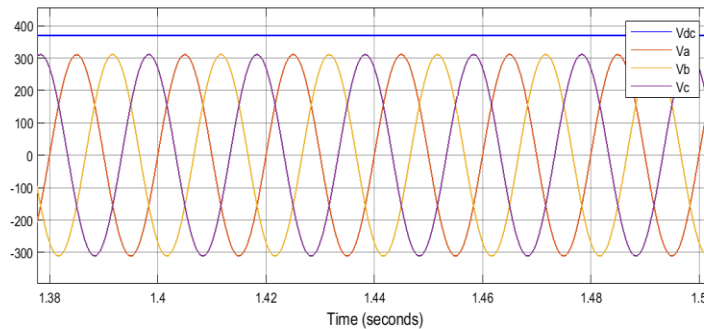


Figure 3.15 Tension redressée.

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre.

2. Modélisation du filtre

Une capacité C est insérée à l'entrée de l'onduleur afin de corriger la source de tension continue, pour réduire l'ondulation du courant I et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance du courant di/dt , on place en série une inductance de lissage L l'ensemble (RLC) constitue un filtre passe bas. Le schéma représentatif est donné par la Figure 3.16 [2], [8].

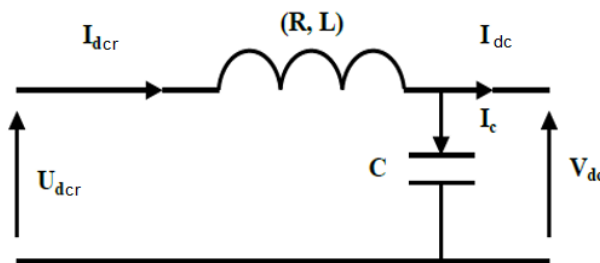


Figure 3.16 Représentation du filtre.

Les équations du filtre sont les suivantes :

$$\frac{di_{dcr}}{dt} = \frac{1}{L} (U_{dcr} - V_{dc} - Ri_{dcr}) \quad (3.29)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (i_{dcr} - i_{dc}) \quad (3.30)$$

- Le rôle du condensateur C est d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
- Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant i_{dcr} à travers la source de tension (rendre sensiblement le courant constant) [2], [8], [19].

La pulsation de coupure égale à :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} = 2\pi f_c \quad (3.31)$$

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur à deux, ceci étant vérifié par le fait qu'elles ont une fréquence égale ou supérieur à deux fois celle du fondamental, ce qui conduit à la condition suivante [8], [20], [21] :

$$f_c < 2f$$

Donc:

$$L_f C_f > 2,53 \cdot 10^{-6}$$

On prend :

$$L_f C_f = 2,60 \cdot 10^{-6}$$

Nous choisissons ainsi les valeurs suivantes :

$$L_f = 100mH$$

$$C_f = 260\mu F$$

2. Modélisation de l'onduleur (convertisseur coté machine CCM)

L'onduleur est un convertisseur statique continu alternatif permettant de transformer un signal continu en un signal alternatif dont nous pouvons contrôler l'amplitude et la fréquence [8], [9].

Le schéma de l'onduleur est représenté par la figure 3.17. L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor ou un thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau. Après redressement, la tension filtrée U_{DC} est appliquée à l'onduleur [3], [5], [6].

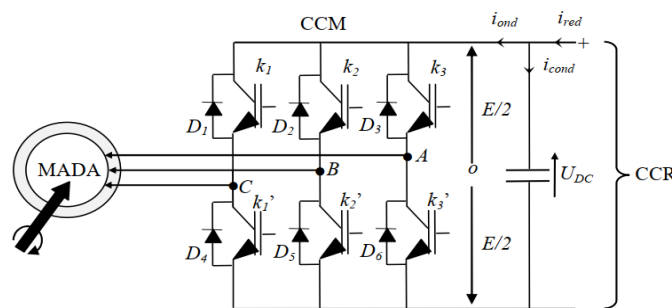


Figure 3.17. Représentation schématique d'un onduleur de tension alimentant le rotor de la MADA[3].

L'onduleur est modélisé en associant à chaque interrupteur une fonction logique

$$f_i = (1, 2, 3, 4, 5, 6)$$

$$f_i \begin{cases} +1 & \text{si } k_{1,2,3} \text{ est fermé, } k_{4,5,6} \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } k_{1,2,3} \text{ est ouvert, } k_{4,5,6} \text{ est fermé} \end{cases} \quad (3.32)$$

Le rotor de la MADA est connecté au bus continu par l'intermédiaire d'un onduleur. Celui-ci est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique suivante [7], [8] :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} E \quad (3.33)$$

Où f_1 , f_2 et f_3 sont des fonctions logiques correspondant à l'état des interrupteurs de l'onduleur (1 lorsque l'interrupteur haut d'un bras de l'onduleur est fermé, 0 quand il est ouvert) et E est la tension du bus continu.

Dans cette partie, côté rotor, nous nous limiterons à un transfert de puissance du réseau vers le rotor. Le bus continu est donc fixe et imposé par le convertisseur côté réseau sur lequel il n'y a pas de commande. Il fonctionne donc comme un simple redresseur [7], [22].

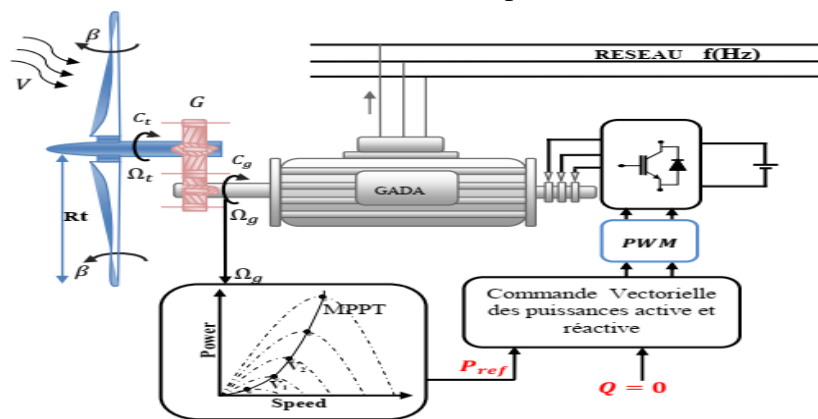


Figure 3.18. Schéma synoptique du système (onduleur & GADA & turbine).

2. Stratégie de commande par MLI Triangulo-Sinusoidale

Différentes stratégies de modulation ont été proposées, parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI triangulo-sinusoidal qui permet le réglage simultanément de la fréquence et de la tension, ainsi que de réduire ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants et par conséquent limiter les perturbations [7], [13], [22], [23].

La technique MLI consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance) [17]. Le principe de fonctionnement de cette technique repose sur la comparaison d'un signal triangulaire (la porteuse) avec un signal de référence qui représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence [6], [7]. Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel cette technique M.L.I qui consiste à calculer les intersections de la tension de référence sinusoïdale et la tension de modulation triangulaire [8], [24].

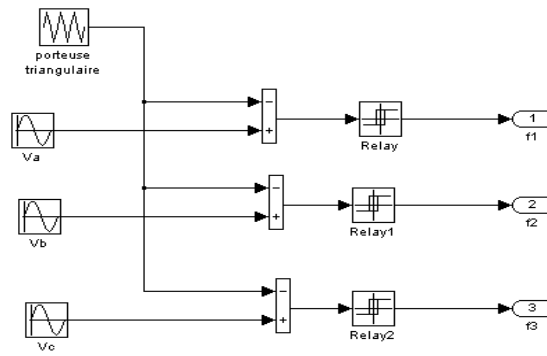


Figure 3.19 Génération des Signaux de commande MLI de l'onduleur

Le signal de sortie vaut 1 si la modulante est plus grande que la porteuse 0, sinon ; le signal de sortie change donc d'état à chaque intersection de la modulante et de la porteuse [24], [25]. La figure (3.20) représente les deux signaux à comparer (modulante et porteuse).

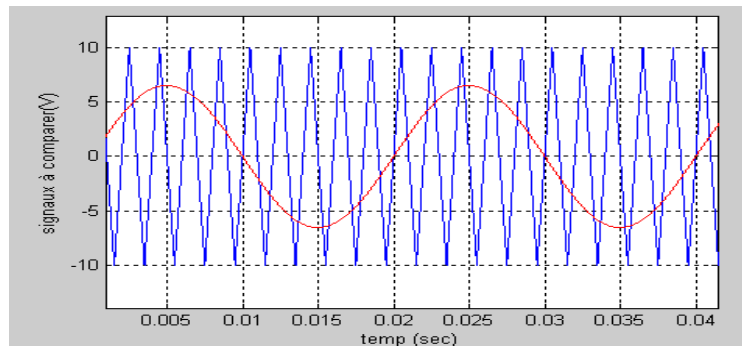


Figure 3.20 Allure des signaux modulés et porteuse.

-L'indice de modulation « m » défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la porteuse (fréquence de découpage) à la fréquence f de la tension de référence [26] :

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} \tag{3.34}$$

Le coefficient de réglage en tension τ_m égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{mref} à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{mp})

$$\tau_m = \frac{V_{mref}}{V_{mp}} < 1 \tag{3.35}$$

Avec :

f_p : fréquence de la porteuse (en Hz);

f_{ref} : fréquence de l'onde de référence ;

V_{mref} : amplitude de la tension de référence (en V) ;

V_{mp} : amplitude de la porteuse (en V) ;

T_p : Période de la porteuse (en seconde),

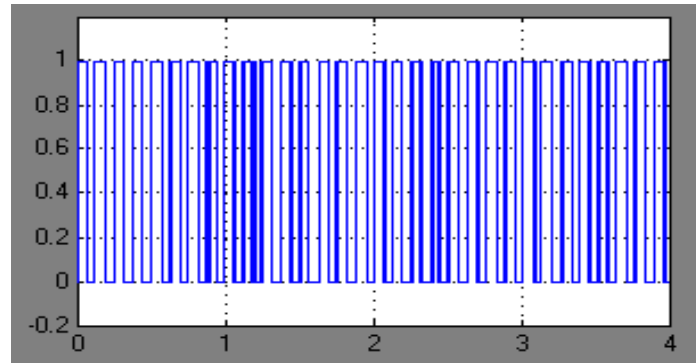


Figure 3.21 Signal de commande d'un interrupteur de l'onduleur MLI.

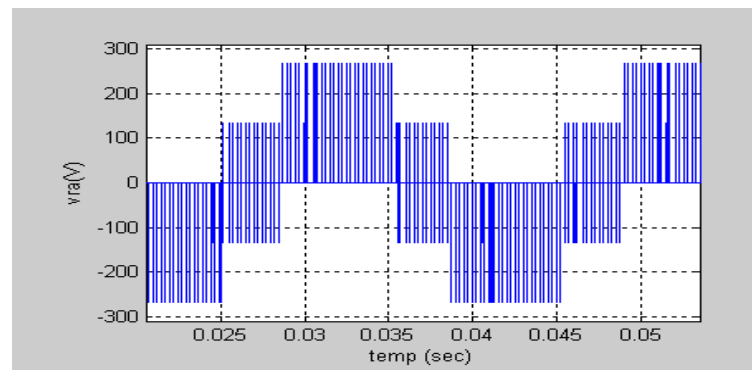


Figure 3.22. Tension d'une phase rotorique de la MADA alimentée par un onduleur MLI.

VIII. Commande vectorielle des puissances active et réactive de la MADA

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser des meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone doublement alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [2]. Cette commande a été proposée par Blaschke en 1972 et son idée fondamentale est de ramener le comportement de la machine asynchrone équivalent à celui d'une machine à courant continu. Elle se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique de la machine et du couple électromagnétique de façon découplé. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple [2], [25], [27], [28].

La figure 4.23 illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une MADA. La commande à flux orienté permet de piloter la machine suivant deux axes : un axe pour le flux et un autre pour le couple. [6].

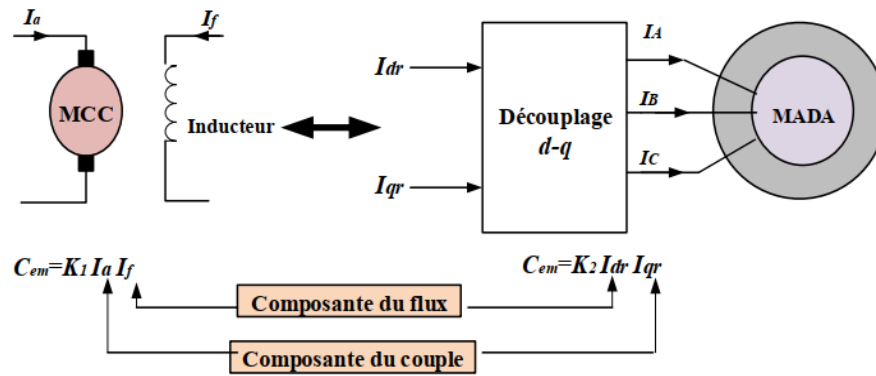


Figure 3.23. Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'une MADA [5].

1. Types d'orientation du flux [2]

Il existe trois types d'orientation du flux :

- Orientation du flux rotorique avec les conditions $\phi_{qr} = 0 \Leftrightarrow \phi_{dr} = \phi_r$
- Orientation du flux statorique avec les conditions $\phi_{qs} = 0 \Leftrightarrow \phi_{ds} = \phi_s$
- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\phi_{qg} = 0 \Leftrightarrow \phi_{dg} = 0$

Dans ce travail, nous nous limiterons à l'utilisation de la méthode de commande vectorielle par orientation du flux statorique. Dans l'hypothèse où le flux ϕ_{ds} est maintenu constant (ce qui est assuré par la présence d'un réseau stable connecté au stator), le choix de ce repère rend le couple électromagnétique produit par la machine et par conséquent la puissance active uniquement dépendante du courant rotorique d'axe q [2].

2. Application de la commande vectorielle à flux statorique orienté

En vue de la commande vectorielle de la MADA, il est plus judicieux de choisir le repère $(d-q)$ lié au champ tournant statorique. Alors, le repère de Park sera synchronisé avec le flux statorique [6].

Nous allons réaliser un contrôle indépendant des puissances actives et réactives en établissant les équations qui lient les valeurs des tensions rotoriques, générées par un onduleur, aux puissances actives et réactives statoriques [17].

La commande par orientation du flux, consiste à aligner le flux statorique suivant l'axe « d » du référentiel tournant, figure 3.25, Cette orientation conduit à :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = \phi_s \\ \phi_{qs} = 0 \end{cases} \quad (3.36)$$

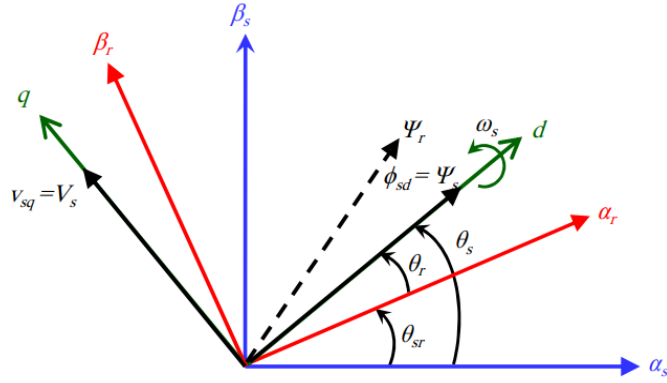


Figure 3.24. Orientation du flux statorique sur l'axe d [3].

Le couple électromagnétique de l'équation (3.24) s'écrit alors :

$$C_{em} = -p \frac{M}{L_s} (i_{qr} \phi_{ds}) \quad (3.37)$$

Et l'équation des flux statoriques d'après (3.19) devient :

$$\begin{cases} \phi_s = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ 0 = M i_{qr} + L_s i_{qs} \end{cases} \quad (3.37)$$

La résistance statorique R_s est négligée dans le cas d'une MADA de moyenne et de grande puissance lors de la synthèse de son modèle sous l'hypothèse d'orientation du flux statorique [3], [25]. Ainsi on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\phi_s}{dt} \\ V_{qs} = \omega_s \phi_s \end{cases} \quad (3.38)$$

Si on suppose le réseau électrique stable de tension simple V_s , alors le flux statorique Φ_s est constant donc sa dérivée est nulle [2], [7], [30] on a :

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s \end{cases} \quad (3.39)$$

Ainsi les courants statoriques sont exprimés en fonction des courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} i_{dr} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (3.40)$$

D'après les équations (3.38) et (3.39) on a :

$$\phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (3.41)$$

D'après les équations (3.25) et (3.40), on obtient :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{MV_s}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = -V_s \frac{M}{L_s} i_{dr} + \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (3.42)$$

En remplaçant les courants statoriques par leur expression dans l'équation (3.40) les flux rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{dr} + \frac{MV_s}{\omega_s L_s} \\ \phi_{qr} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{qr} \end{cases} \quad (3.43)$$

Afin de pouvoir contrôler la MADA, il faut établir la relation entre les courants et les tensions rotoriques. Les expressions des flux rotoriques de l'équation (3.43) sont alors intégrées aux expressions des tensions rotoriques de l'équation (3.18), on obtient alors :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_r (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_r (L_r - \frac{M^2}{L_s}) i_{dr} + \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_s \end{cases} \quad (3.44)$$

Le glissement de la génératrice :

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{\omega_r}{\omega_s} \quad (3.45)$$

Avec le coefficient de dispersion :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (3.46)$$

D'après l'équation (3.44) on obtient :

$$\begin{cases} \frac{di_{dr}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} (V_{dr} - R_r i_{dr} + \omega_r L_r \sigma i_{qr}) \\ \frac{di_{qr}}{dt} = \frac{1}{L_r \sigma} (V_{qr} - R_r i_{qr} - \omega_r L_r \sigma i_{dr} - \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_s) \end{cases} \quad (3.47)$$

Alors :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{R_r + L_r \sigma p} (V_{dr} + \omega_r L_r \sigma I_{qr}) \\ I_{qr} = \frac{1}{R_r + L_r \sigma p} (V_{qr} - \omega_r L_r \sigma I_{dr} - \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_s) \end{cases} \quad (3.48)$$

A partir des équations précédentes nous pouvons élaborer un schéma bloc du système électrique de la MADA à réguler :

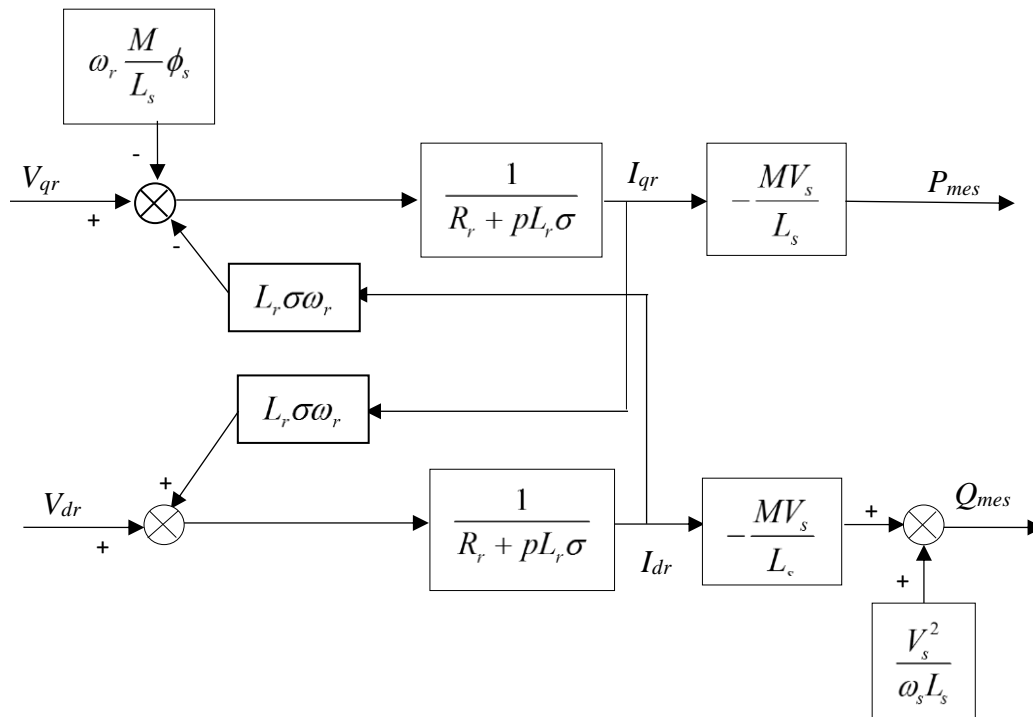


Figure 3.25. Schéma bloc de la MADA avec orientation du flux statorique.

D’après ce schéma on remarque des fonctions de transfert du premier ordre pour les deux axes qui lient les tensions rotoriques aux puissances actives et réactive statoriques. Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront : la puissance active pour l'axe q rotorique et la puissance réactive pour l'axe d rotorique.

Ainsi, il apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissance de cette machine [3] :

- La première méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe afin de contrôler indépendamment les puissances active et réactive. Cette technique est appelée *méthode directe* car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.
- La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette stratégie de contrôle est appelée *méthode indirecte* [5].

L'intérêt que présente la méthode directe est que sa mise en œuvre est simple, par contre la méthode indirecte a l'avantage de contrôler les courants rotoriques ce qui permettra de faire une protection de la machine en limitant ces courants.

3. Hypothèse de travail

Dans cette section on s'intéresse à la régulation indépendante des puissances actives et réactives de la machine en utilisant la commande vectorielle directe (CVD). On a mis en évidence le lien entre, d'une part la puissance active et la tension V_{qr} et d'autre part la puissance réactive et la tension V_{dr} .

Pour simplifier la commande de la MADA, la tension du réseau est supposée stable, ce qui va permettre d'utiliser une seule boucle de régulation pour chaque puissance avec un régulateur indépendant. Toutefois les termes de couplages entre les deux axes "d" et "q" sont négligés en appliquant la commande directe, tout en compensant aussi les perturbations des forces électromotrices $\left(-\frac{M\phi_s\omega_r}{L_s}\right)$ et $\left(\frac{V_s^2}{\omega_s L_s}\right)$

Les équations (3.47) et (3.48) s'écrivent :

$$\begin{cases} \frac{di_{dr}}{dt} = \frac{1}{L_r\sigma}(V_{dr} - R_r i_{dr}) \\ \frac{di_{qr}}{dt} = \frac{1}{L_r\sigma}(V_{qr} - R_r i_{qr} - \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_s) \end{cases} \quad (3.49)$$

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{R_r + L_r\sigma p}(V_{dr}) \\ I_{qr} = \frac{1}{R_r + L_r\sigma p}(V_{qr} - \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_s) \end{cases} \quad (3.50)$$

Ainsi le schéma simplifié sera représenté par la figure 3.26.

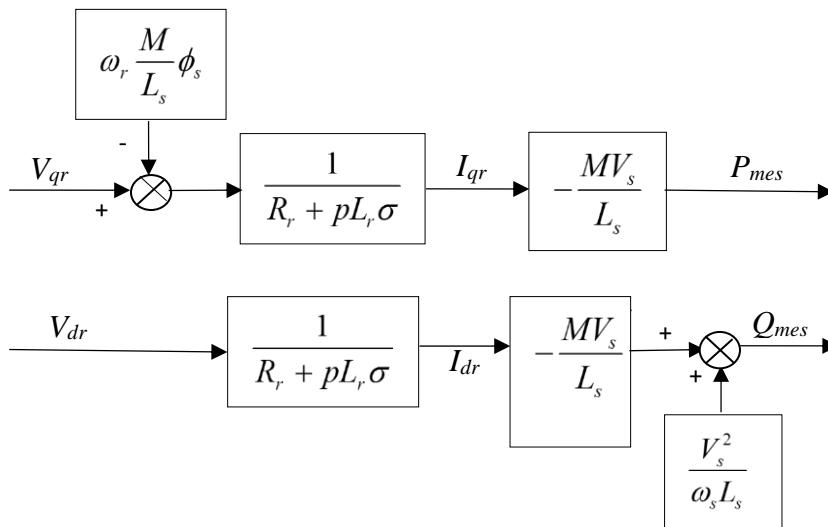


Figure 3.26. Schéma bloc de la MADA avec orientation du flux statorique et découplage des deux axes d, q.

- Bloc de compensation

Avant la synthèse des régulateur on ajoute un bloc de compensation après le régulateur PI afin de compenser les perturbations, dont les équations sont données comme suit [13], [17]:

$$\begin{cases} e_d = \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_s \\ e_q = \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \frac{L_s}{M V_s} (R_r + p L_r \sigma) \end{cases} \quad (3.51)$$

En régime permanent $p \rightarrow 0$:

$$\Rightarrow \begin{cases} e_d = \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_s \\ e_q = \frac{R_r V_s}{M \omega_s} \end{cases} \quad (3.52)$$

IX. Commande linéaire de la MADA par le régulateur PI

On choisit le correcteur à action proportionnelle et intégrale PI pour la commande de la MADA. Ce dernier introduit un pôle à l'origine et son action se fait sur les basses fréquences. La présence d'un intégrateur annule l'erreur statique, mais il ralentit le système et le déstabilise s'il est mal placé. Il n'influe pratiquement plus sur la phase pour les hautes fréquences. La rapidité et la simplicité du régulateur PI constituent ses principales performances pour lesquelles on l'utilise dans la commande de la MADA [28].

La relation qui lie les courants rotoriques aux puissances statorique (figure 4.27) fait apparaître le terme $\frac{M V_s}{L_s}$. Dans notre étude, on considère que la machine est connectée sur un réseau stable, la tension V_s est par conséquent constante. Alors nous n'avons pas besoin de placer un régulateur entre les courants rotoriques et les puissances [2], [7], [31].

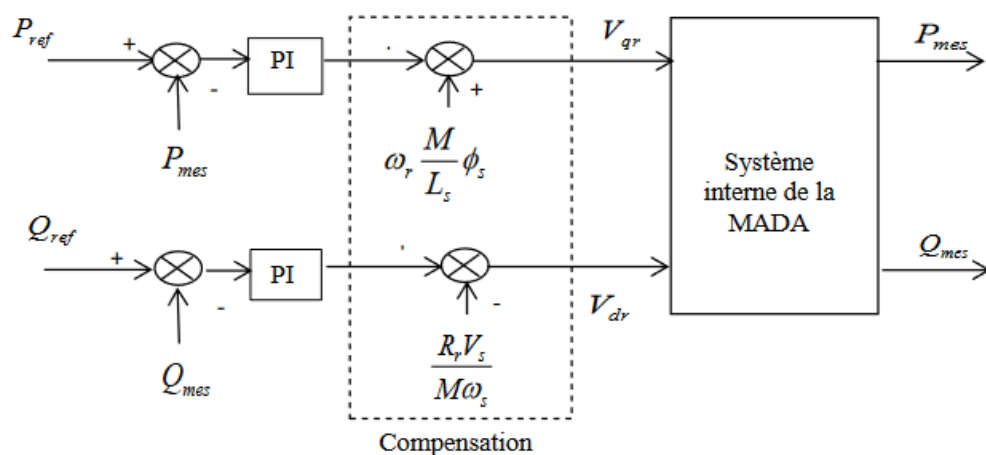


Figure 3.27 Schéma bloc de la commande de la MADA avec les régulateurs PI.

La fonction de transfert d'un régulateur PI est donnée par l'équation suivante :

$$C(p) = k_p + \frac{k_i}{p} \tag{3.53}$$

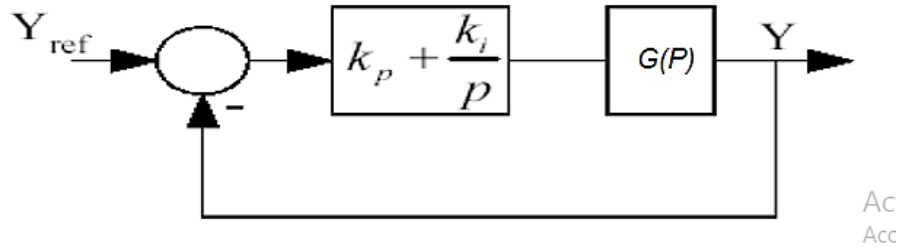


Figure 3.28 Schéma bloc du système régulé par PI.

Avec :

$$G(p) = \frac{B}{A},$$

$$A = L_s R_r + p L_s L_r \sigma, B = M V_s \tag{3.54}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO = (k_p + \frac{k_i}{p}) (\frac{M V_s}{L_s (R_r + p L_r \sigma)}) \tag{3.55}$$

Exprimons les pôles et les zéros de cette fonction de transfert :

$$FTBO = \frac{\frac{k_p}{p} (p + \frac{k_i}{k_p}) M V_s}{L_s L_r \sigma (p + \frac{R_r}{L_r \sigma})} \tag{3.56}$$

Nous obtenons ainsi :

$$FTBO = \frac{(p + \frac{k_i}{k_p}) \frac{M V_s}{L_s L_r \sigma}}{\frac{p}{k_p} (p + \frac{R_r}{L_r \sigma})} \tag{3.57}$$

Pour éliminer le zéro présent sur la fonction de transfert, on utilise la méthode de compensation de pôles pour la synthèse du régulateur, en posant [6] :

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_r}{L_r \sigma} \tag{3.58}$$

On obtient :

$$FTBO = \frac{k_p \frac{M V_s}{L_s L_r \sigma}}{p} = \frac{1}{\tau_r p} \tag{3.59}$$

Avec :

$$\tau_r = \frac{1}{k_p} \frac{L_s L_r \sigma}{M V_s} \quad (3.60)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF = \frac{1}{1 + p \tau_r} \quad (3.61)$$

τ_r désigne la constante de temps du système fixé à 10 ms, correspondant à une valeur suffisamment rapide pour l'application de production d'énergie sur le réseau avec la MADA de 7.5 KW. Les termes k_p et k_i sont données par :

$$k_p = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_s L_r \sigma}{M V_s} \quad (3.62)$$

$$k_i = \frac{1}{\tau_r} \frac{R_r L_s}{M V_s} \quad (3.63)$$

La méthode de compensation des pôles que nous avons utilisée n'est pas la seule méthode pour la synthèse du régulateur PI. Elle présente l'avantage d'être rapide à mettre en œuvre sur une fonction de transfert du premier ordre et elle s'avère suffisante [2], [31].

X. Résultat de simulations

Afin de juger les performances du régulateur PI appliqué à la MADA, on propose une série de simulation sous environnement MATLAB/Simulink pour le test de la poursuite de trajectoire et le rejet de perturbations ensuite le teste la robustesse en variant les résistances rotorique et statorique de la MADA.

Dans cette partie, nous nous intéresserons au fonctionnement génératrice hyposynchrone, de façon à ne traiter le transfert de puissance rotorique dans une seule direction (réseau vers rotor). Le convertisseur côté réseau sera donc un simple redresseur unidirectionnel. La tension du bus continu est par conséquent fixée et nous nous intéressons uniquement au contrôle du convertisseur côté rotorique. Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation, sont exposés sur les figures suivantes :

1. Test de suivi de consigne et rejet de perturbations

Dans cette simulation on applique une puissance de référence

$$P_{s-ref} = -1000 \text{ W} \quad \text{pour} \quad t \leq 1.5$$

$$P_{s-ref} = -5000 \text{ W} \quad \text{pour} \quad t \geq 1.5$$

$$Q_{s-ref} = 0 \text{ var}$$

À $t=2s$ la vitesse passe de 1350 tr/mn à 1450 tr/mn

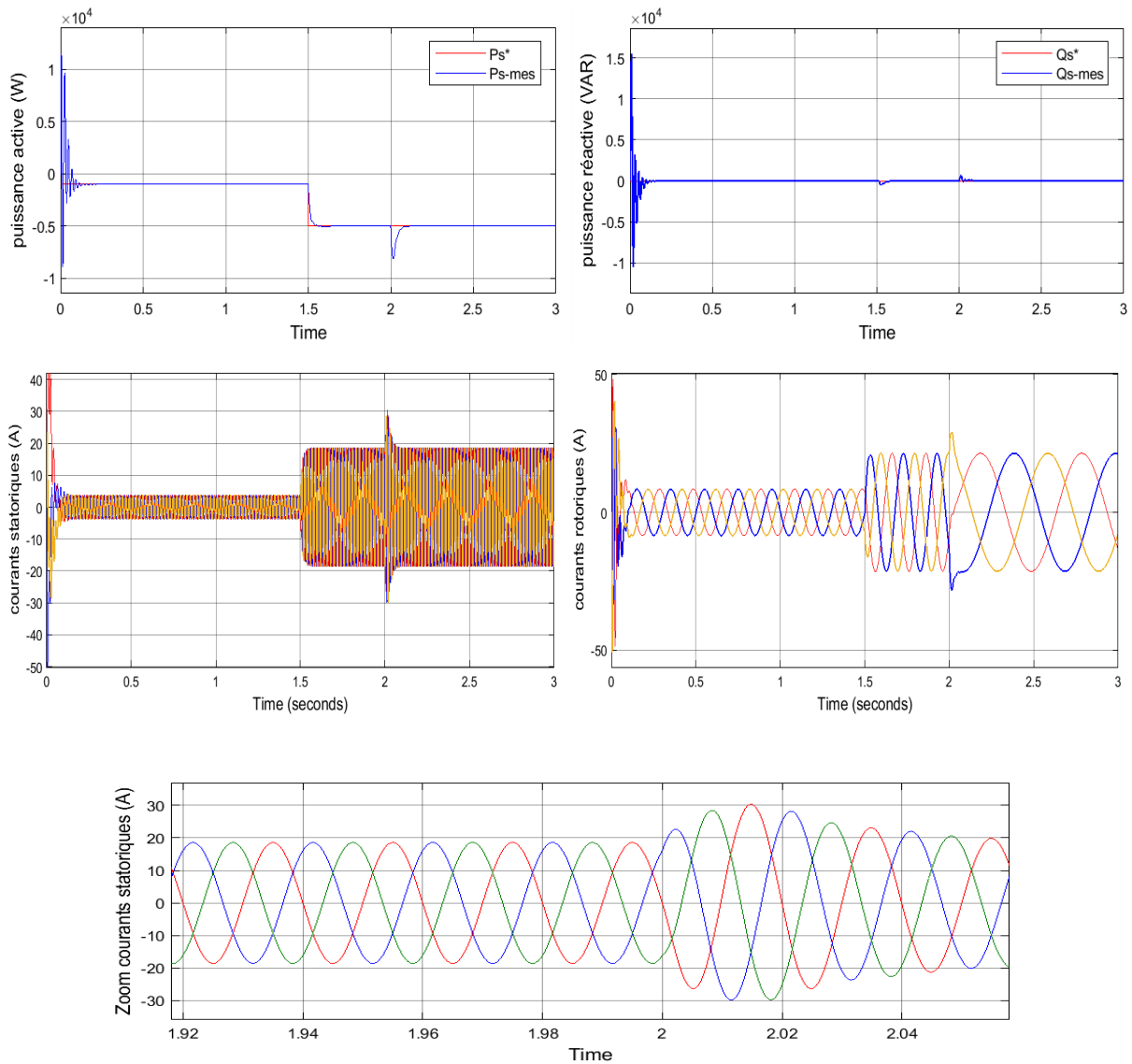


Figure 3.29. Tests de suivi de consigne et rejet de perturbations.

2. Tests de robustesse

La robustesse des commandes est un point important, surtout pour les systèmes comportant plusieurs entités en interaction ou les systèmes à fortes variations de paramètres. L’essai de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres de la machine afin de montrer la robustesse de la commande par mode de glissement face à ces variations.

2.1 Variation au niveau des résistances statoriques et rotoriques

Dans cet essai, on va faire une variation de la résistance statorique et rotorique de la MADA (par rapport à sa valeur dans le premier test) :

$$R'_s = R_s * 1.4, R'_r = R_r * 1.4$$

À $t=1.5s$: P_{s-ref} passe de $-1000 W$ à $-5000 W$.

À $t=2s$: La vitesse passe de $1350 tr/mn$ à $1450 tr/mn$.

La figure (3.30) illustre les résultats obtenus :

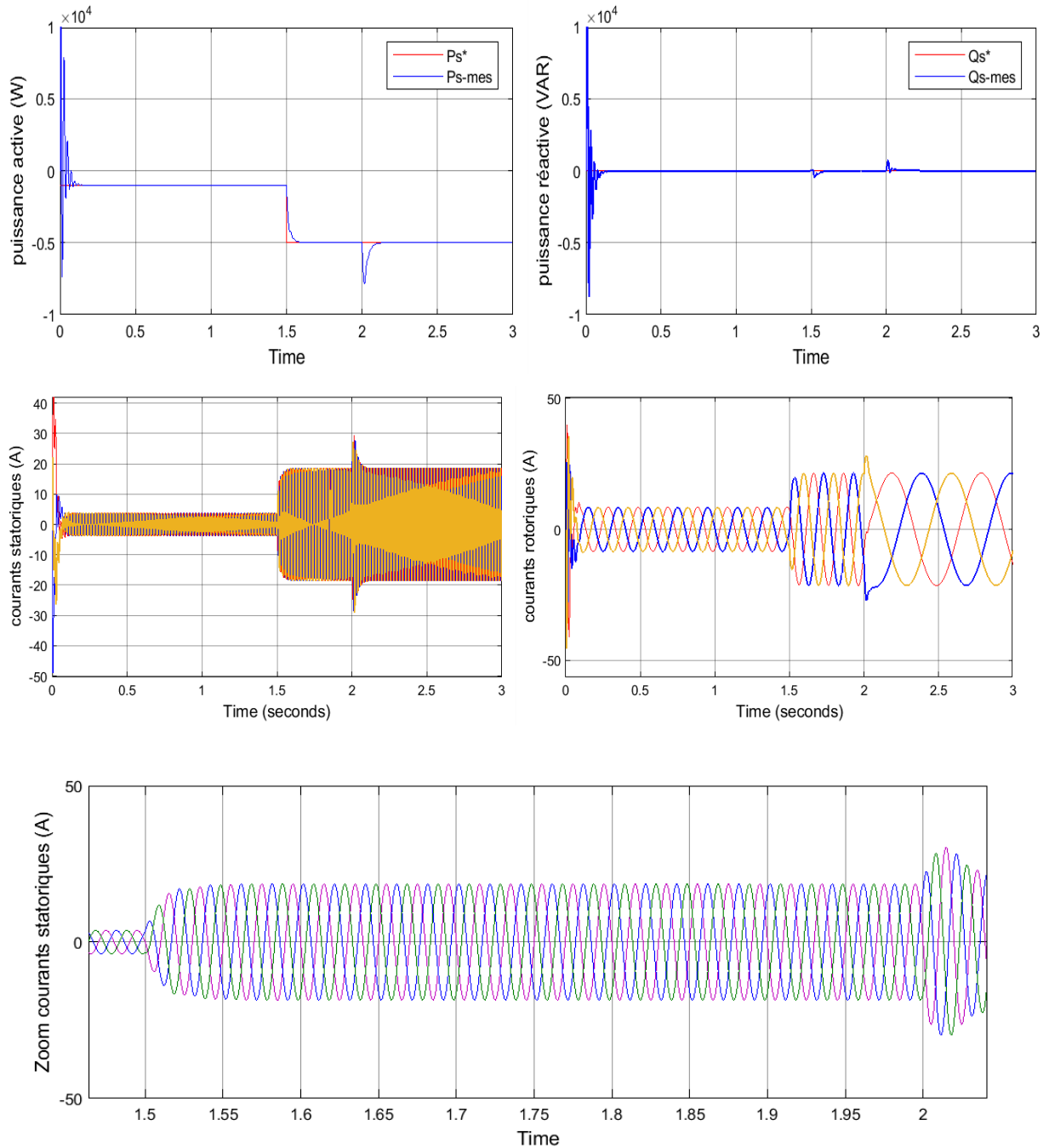


Figure 3.30 Tests de robustesse.

XI. Interprétations des résultats

Nous avons procédé à une série de simulations sous environnement MATLAB/Simulink pour évaluer les performances de la commande vectorielle directe des puissances active et réactive statoriques de la MADA par le régulateur PI. Les paramètres de la MADA sont donnés dans l'annexe (A1).

On remarque d'après les résultats obtenus pour le test de poursuite et de rejet de perturbations que les grandeurs commandées suivent bien leurs trajectoires de références, sans dépassement des puissances active et réactive et sans erreur statique en régime permanent sauf l'apparition des oscillations sur la réponse de la puissance réactive à cause de l'utilisation de

l'onduleur et qu'elles sont liées aux harmoniques du courant. Au démarrage, on remarque un fort courant d'appel, puis il se stabilise. Le courant triphasé statorique est de forme sinusoïdale en régime permanent. On observe une faible sensibilité aux perturbations externes dues aux variations brusques de vitesse, les puissances active et réactive sont bien suivies avec un temps de réponse très satisfaisant. Pour les tests de robustesses, la variation des résistances (R_s , R_r) montre une petite influence sur le temps de réponse et sur l'amplitude des oscillations en régime transitoires.

XII. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation et à la commande linéaire de la machine asynchrone à double alimentation que nous avons choisie grâce à ces avantages pour être utilisée dans un système éolien. Après avoir modélisé cette dernière, nous avons appliqué une stratégie linéaire de commande : commande vectorielle à flux statorique orienté pour l'asservissement en puissances active et réactive statoriques de la MADA. Cette commande permet de traiter la MADA de façon semblable à celle de la machine à courant continu ; ce qui permet d'obtenir une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable. Nous avons appliqué cette commande munie d'un régulateur classique proportionnel intégral PI grâce à sa simplicité de mise en œuvre et ces performances dans la régulation des machines électriques.

Les tests de suivi de consigne et de rejet de perturbations ont donné de bons résultats par ce type de régulateur. Par contre le test de robustesse montre bien la sensibilité de cette commande par le régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Dans le but d'améliorer ces performances, on va appliquer d'autres types de commande non linéaire : la commande par mode de glissement d'ordre 1 et 2 basée sur l'algorithme de super twisting et la commande par Backstepping. Cette dernière sera l'objet du chapitre suivant.

Références

- [1] F. Belaimeche. « Contribution à la commande d'une machine asynchrone à double alimentation dédié à l'énergie renouvelable. Thèse de doctorat en commande électrique. Université de Sidi Belabbes, Algérie, 2018.
- [2] A. Zemmit. « Contribution à la commande de machine asynchrone à double alimentation par les techniques intelligentes ». Thèse de Doctorat en Electrotechnique. Université de Technologie de M'sila, Algérie, 2017.
- [3] Y. Djeriri. « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de doctorat en Electrotechnique, université Djilali Liabes de SIDI-BEL-ABBES , Algérie, 2015.
- [4] S. Abdeddaim. « Optimisation de deux systèmes de génération renouvelable (photovoltaïque et éolienne) connectés au réseau ». Thèse de doctorat en Génie Electrique, Faculté des Sciences et de la technologie, Biskra, Algérie, 2013.

- [5] M. Allam. « Contribution à la commande robuste du système d'énergie renouvelable ». Thèse de Doctorat en Sciences. Université Djillali Liabes De Sidi-Bel-Abbes. Faculté de Génie Electrique. 2017.
- [6] I. Yachi. « Contribution à l'amélioration de la qualité d'énergie électrique d'un système éolien basé sur la MADA ». Thèse de doctorat en Electrotechnique. Université Djillali Liabes De Sidi Bel Abbes. Faculté de Génie Electrique, 2019.
- [7] F. Poitier, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne ». Thèse de Doctorat de l'université de NANTE, 2003.
- [8] K. Loukal. « Commande robuste des machines asynchrones à double alimentation à base des systèmes flous types deux ». Thèse de Doctorat de l'université de M'sila (Spécialité Electrotechnique), 2017.
- [9] Y. Bekakra. « Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur Asynchrone à double alimentation ». Thèse de Doctorat de l'université de Biskra (Spécialité réseau électrique). 2014.
- [10] L. Refoufi B.A.T. Alzahawi, A.G. Jack. Analysis and modeling of the steady state behavior of the static kramer induction generator. IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume 14, Issue 3, pp.333-339, 1999.
- [11] M. Loucif. « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur ». Thèse de doctorat, Faculté de Technologie. Tlemcen, Algérie, 2016.
- [12] I. Boldea. « The electric generators handbook: variable speed generators ». CRC press Taylor Francis group, New York, U.S.A., 2006.
- [13] D. Lahouel. « Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ». Mémoire de magister en électrotechnique. Université de Batna, 2009.
- [14] B. K. Bose. Power electronics and motor drives: advances and trends. Academic Press; Har/Cdr edition (August 11, 2006). Elsevier, 2006.
- [15] Tria Fatma Zahra. « Contribution à l'étude et à la commande d'un système éolien ». Thèse de doctorat en sciences. Université Mohamed Khider-Biskra, 2018.
- [16] M. Ermiq, I. Cadirci. « Double-output induction generator operating at subsynchronous and supersynchronous speeds: steady-state performance optimisation and wind-energy recovery ». IEEE PROCEEDINGS-B, Vol. 139, No. 5, Septembre 1992.
- [17] B. Kelkoul. « Etude et commande d'une MADA pour l'utilisation dans un système éolien ». Thèse de magister. Faculté de Technologie, Tlemcen, Algérie, 2011.
- [18] S. El Aimani, « Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension », Thèse de doctorat, Université des sciences et technologies, Lille, France, 2004.
- [19] A. Meroufel, « Contrôle De La Machine Asynchrone ». Polycopie De Cours. Université Djillali Liabes , Sidi Bel Abbès, Algérie, 2009.
- [20] T. Lameche. « Développement et Implémentation par Logique Floue d'une Commande DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM ». Mémoire de Magister, Université de Sétif, Algérie, 2003.

- [21] E. M. Berkouk. « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentée par des convertisseur direct et indirects. Application aux gradateurs onduleur multiniveaux », Thèse de doctorat, CNAM paris, France 1995.
- [22] A. Kheldoun. « Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté ». Mémoire de Magister, université de Boumerdès. Option : Electrification et Automatisation des Procédés Industriels, 2007.
- [23] L. Khettache. « Etude et commande d'un système éolien à base d'une machine électrique à double alimentation ». Thèse de magister, université de Batna, 2007.
- [24] F. Kendouli. « Centrale Eolienne Et Qualité De L'énergie Electrique ». Mémoire de magister, université de Batna, 2007.
- [25] A. Merabet. « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone ». Thèse de Doctorat. Université du QUÉBEC ; 2007.
- [26] A. Talha, F. Bouchafaa, E.M. Berkouk, M.S. Boucherit, C. Kouroughli. « Nouvelle stratégie de la modulation calculée pour l'onduleur à sept niveaux à structure NPC ». 3rd International Conference : Sciences of Electronic, Technologies of Information and telecommunications. Tunisia, March 27-31, 2005.
- [27] L. Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques ». Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I en Génie Electrique, 1999.
- [28] O. Langlois. « Conception d'un réseau de secours électrique pour l'aéronautique ». Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de TOULOUSE, 2006.
- [29] S. Muller, M. Deicke, R. W. De Doncker, « Doubly fed induction generator systems for wind turbines »; IEEE Industry Applications Magazine, pp.26-33, May-June 2002.
- [30] K. Jemli. « Power Flow Control and VAR Compensation in a DFIG ». International journal of sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering. 2008, pp.548-565.
- [31] A. Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne ». Thèse de Doctorat. L'Université Henri Poincaré - Nancy 1, France, 2006.

Chapitre 04

Commande non linéaire de la MADA

I. Introduction

Les lois de commande classique du type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Par contre elles peuvent être insuffisantes pour des systèmes non linéaires où ayant des paramètres non constants, car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes, pour cela on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités [1].

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté la théorie de la commande à structure variable en particulier la commande par mode glissant et la commande par Backstepping. C'est deux types de commandes ont été appliquées pour commander la vitesse mécanique de la turbine éolienne. Le régulateur linéaire proportionnel intégral appliqué à la MADA dans le troisième chapitre a montré de bonnes performances avec une faible robustesse face aux variations paramétrique de la MADA ce qui nous a conduit à appliquer des commande plus robuste : commande par mode glissant d'ordres 1 et 2 (Super Twisting) et commande par Backstepping.

La commande par modes glissants est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structures variables [1]. Elle ne cesse d'accumuler des succès depuis qu'elle a été introduite par Utkin et cela grâce à sa robustesse et sa simplicité d'implémentation. [2].

Dans le but de réduire ou d'éliminer le phénomène de réticence de la commande par mode glissant d'ordre 1. Une nouvelle solution basée sur la théorie des modes glissants d'ordre supérieur conduit à des lois de commande relativement simples et permet de réduire le phénomène de réticence, tout en conservant les performances du système. Ceux-ci sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement, préservant les principaux avantages de la précédente approche. Ils réduisent le phénomène de réticence en garantissant même une meilleure précision de convergence par rapport aux imperfections du modèle ou d'organes de commande [3].

L'algorithme du super-Twisting a été développé dans le contexte de la théorie de mode glissant d'ordre supérieur. Cet algorithme ne s'applique qu'à des systèmes de degré relatif 1 propre à la surface, et son intérêt réside dans la réduction du broutement, due à la discontinuité du signal de commande. Cette commande se décompose en un terme algébrique (non dynamique) et un terme intégral [4].

La commande par de Backstepping a également été appliqué à la commande des machines électriques en raison de leurs bonnes performances dans une large gamme de conditions de fonctionnement [2]. L'idée de base de la conception de ce type de commande est l'utilisation d'une « commande virtuelle » pour décomposer systématiquement un problème de conception de commande non linéaire complexe en plus simples et plus petits. La conception de la commande par Backstepping est divisée en différentes étapes de conception. Chaque étape traite un seul problème de conception d'entrée-sortie, et chaque étape fournit une référence pour l'étape de conception suivante. La stabilité globale et la performance sont obtenues par la théorie de Lyapunov pour l'ensemble du système [2], [5].

Dans ce chapitre, on va appliquer la commande par mode glissant d'ordre un et d'ordre deux basée sur l'algorithme de Super-Twisting, pour minimiser phénomène de chattering afin de commander les puissances actives et réactives de la MADA. Ensuite la commande par Backstepping sera appliquée et finalement différents résultats de simulations obtenus sous MATLAB/SIMULINK seront présentés et discutés.

II. Application de l'algorithme de commande par mode glissant pour la MADA

L'intérêt de cette loi de commande est dû à sa robustesse ainsi, elle est apte à éliminer les effets des variations paramétriques même en régime dynamiques avec un minimum de complexité de la loi de commande. Afin d'établir l'application de la technique de commande par mode glissant à la MADA nous déduisons les expressions de la commande en s'appuyant sur le modèle établi au chapitre précédent. Ce dernier a été calculé par le principe de la commande vectorielle par orientation du flux statorique.

1. Commande de la puissance active de la MADA

On calcule le degré relatif r_1 associé à chaque grandeur de sortie y_i choisie, lequel correspond au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître explicitement une des grandeurs de commande [2].

Le degré relatif de la surface ($r=1$). Puisque la commande réelle V_{qr} apparaît dans la dérivée première de la puissance active.

La surface de la puissance active statorique peut être définie comme suit :

$$S(P_s) = P_s^* - P_s \quad (4.1)$$

On considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(S(P_s)) = \frac{1}{2} (S(P_s))^2 \quad (4.2)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}(S(P_s)) = S(P_s) \cdot \dot{S}(P_s) \quad (4.3)$$

On a :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^* + V_s \frac{M}{L_s} \frac{di_{qr}}{dt} \quad (4.4)$$

On remplace l'expression de $\frac{di_{qr}}{dt}$ de l'équation (3.47) du chapitre précédant dans l'équation (4.4) devient :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^* + \frac{V_s M}{L_s L_r \sigma} (V_{qr} - R_r i_{qr} - \sigma \omega_r L_r i_{dr} - \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_s) \quad (4.5)$$

On a :

$$V_{qr} = V_{qrn} + V_{qreq} \quad (4.6)$$

Alors on obtient :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^* + \frac{V_s M}{\sigma L_s L_r} [(V_{qrm} + V_{qreq}) - R_r i_{qr} - \sigma \omega_r L_r i_{dr} - \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_s] \quad (4.7)$$

En mode glissant et en régime permanent on a :

$$S(P_s) = 0, \dot{S}(P_s) = 0 \text{ et } V_{qrm} = 0 \quad (4.8)$$

La commande équivalente est alors déduite comme suit :

$$V_{qreq} = -\frac{\sigma L_s L_r}{V_s M} \dot{P}_s^* + R_r i_{qr} + \sigma \omega_r L_r i_{dr} + \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_s \quad (4.9)$$

Durant le mode de convergence, pour que la condition $S(P) \cdot \dot{S}(P) \leq 0$ soit vérifiée, on pose:

$$\dot{S}(P_s) = \frac{V_s M}{\sigma L_s L_r} V_{qrm} \quad (4.10)$$

Alors le terme de commutation est donné par :

$$V_{qrm} = -K_{vq} \cdot \text{sign}(S(P_s)) \quad (4.11)$$

Avec :

K_{vq} : Constante positive.

Afin d'atténuer tout dépassement possible de la tension de référence V_{qr} , Il est souvent utile de rajouter un limiteur de tension qui s'exprime par [6] :

$$V_{qr}^{lim} = V_{qr}^{max} \cdot \text{sat}(V_{qr}) \quad (4.12)$$

2. Commande de la puissance réactive de la MADA

Le degré relatif de la surface est égal à un ($r=1$). Puisque la commande réelle V_{dr}^* apparaît dans la dérivée première de la puissance active.

La surface de la puissance réactive statorique peut être définie par :

$$S(Q_s) = Q_s^* - Q_s \quad (4.13)$$

La fonction de Lyapunov est donnée par :

$$V(S(Q_s)) = \frac{1}{2} (S(Q_s))^2 \quad (4.14)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}(S(Q_s)) = S(Q_s) \dot{S}(Q_s) \quad (4.15)$$

On a:

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s = \dot{Q}_s^* + \frac{M \cdot V_s}{L_s} \frac{di_{dr}}{dt} \quad (4.16)$$

On remplace l'expression de $\frac{di_{dr}}{dt}$ dans l'équation de V_{dr} dans (3.49), l'équation (4.16) devient :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_s^* + \frac{V_s M}{\sigma L_s L_r} (V_{dr} - R_r i_{dr} + \omega_r L_r \sigma i_{qr}) \quad (4.17)$$

Avec :

$$V_{dr} = V_{drn} + V_{dreq} \quad (4.18)$$

Alors, on obtient :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_s^* + \frac{V_s M}{\sigma L_s L_r} ((V_{drn} + V_{dreq}) - R_r i_{dr} + \sigma \omega_r L_r i_{qr}) \quad (4.19)$$

En mode glissant et en régime permanent on a :

$$S(Q_s) = 0, \quad \dot{S}(Q_s) = 0, \quad \text{et } V_{drn} = 0 \quad (4.20)$$

On peut alors déduire l'expression de V_{dreq}

$$V_{dreq} = -\frac{\sigma L_s L_r}{V_s M} \dot{Q}_s^* + R_r \cdot i_{dr} - \omega_r L_r \sigma i_{qr} \quad (4.21)$$

En remplaçant l'expression (4.21) dans (4.19) on obtient :

$$\dot{S}(Q_s) = \frac{V_s M}{\sigma L_s L_r} V_{drn} \quad (4.22)$$

Par conséquent, le terme de commutation est donné par :

$$V_{drn} = -K_{vd} \cdot \text{sign}(S(Q_s)) \quad (4.23)$$

Avec :

K_{vd} Constante positive.

Pour vérifier la condition de stabilité du système, le paramètre K_{vd} doit être positif.

Afin d'atténuer tout dépassement possible de la tension de référence V_{dr} , Il est souvent utile de rajouter un limiteur de tension qui s'exprime par :

$$V_{dr}^{lim} = V_{dr}^{max} \cdot \text{sat}(V_{dr}) \quad (4.24)$$

III. Résultats de simulation

Afin de juger la commande par mode glissant de la MADA, on propose une série de simulation sous environnement MATLAB/Simulink en commençant par le test de la poursuite de la trajectoire ensuite on va tester la robustesse de cette loi de commande en variant les résistances rotorique et statorique de la MADA.

Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation, sont exposés sur les Figures suivantes :

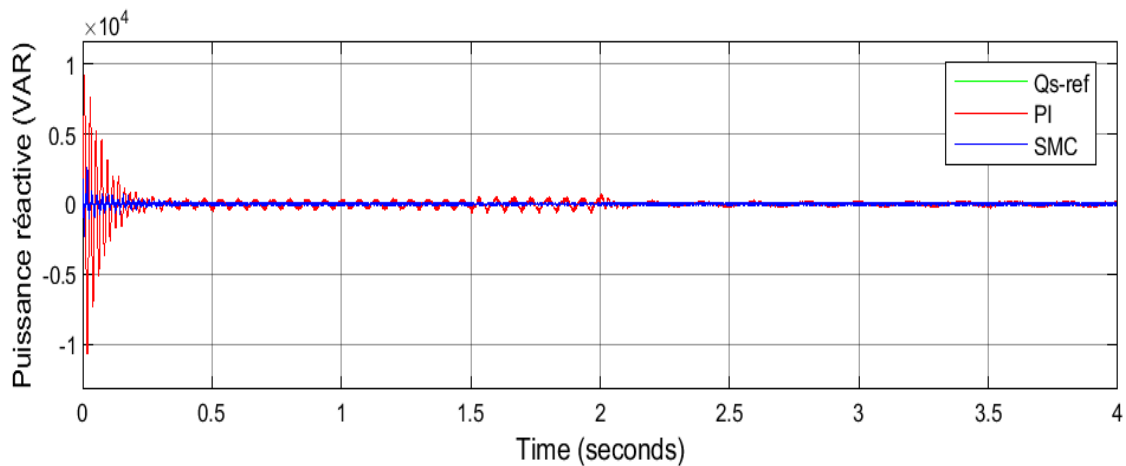
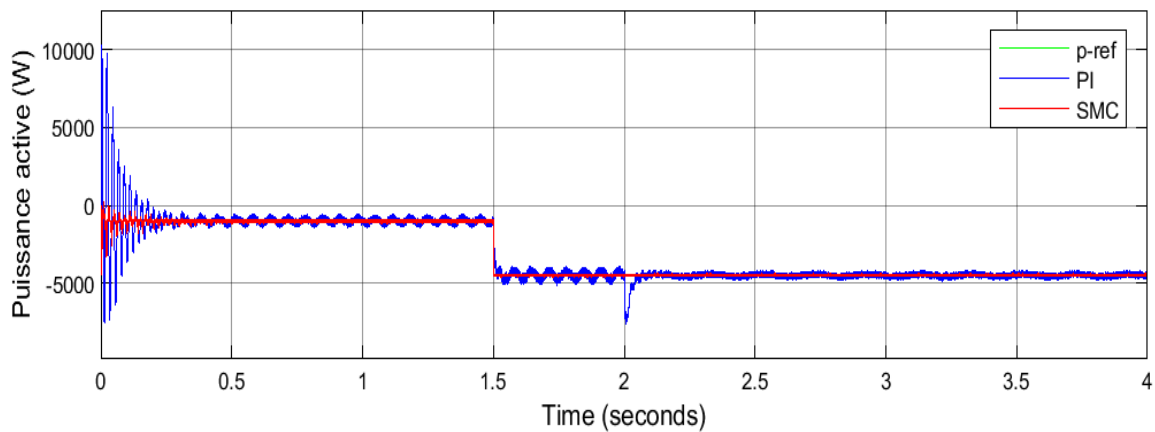
1. Test de poursuite et rejet de perturbations

Dans cette simulation on applique des puissances de références suivantes :

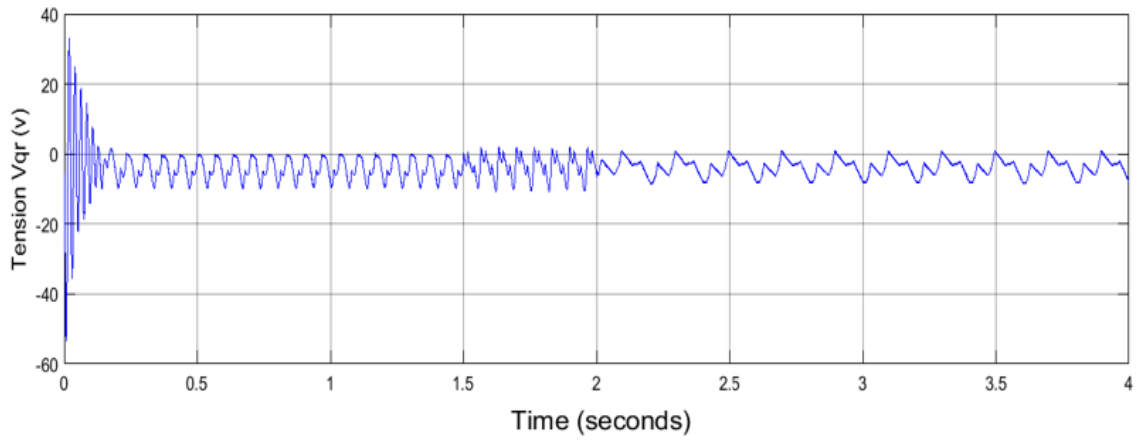
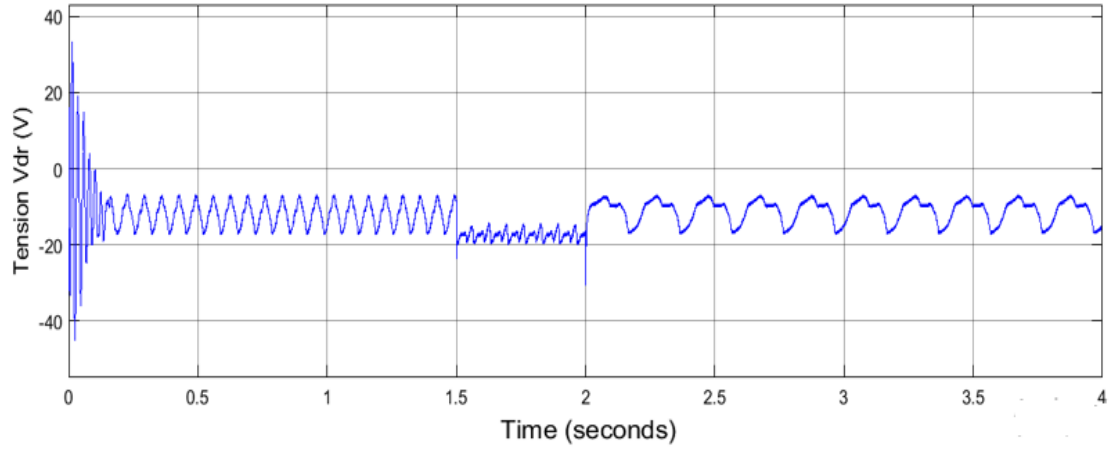
A $t=1.5s$ P_{s-ref} passe de $-1000W$ à $-4500W$.

$Q_{s-ref}=0$ var.

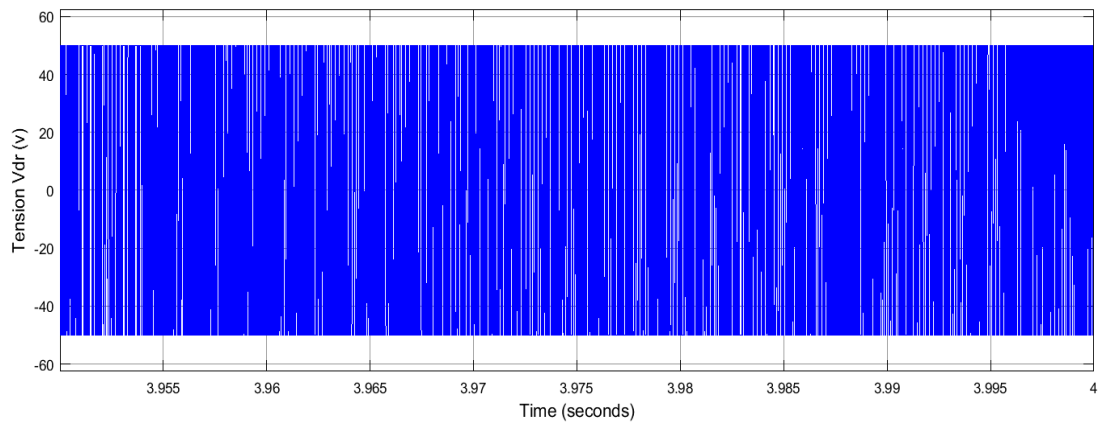
À $t=2s$ la vitesse passe de 1350 tr/mn à 1450 tr/mn, on reste dans le fonctionnement hyposynchrone.

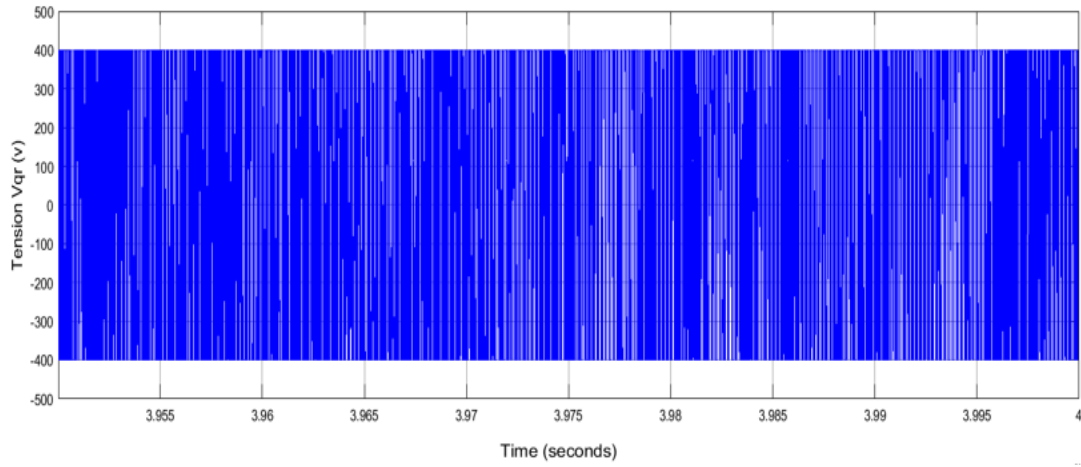


Puissances actives et réactives.



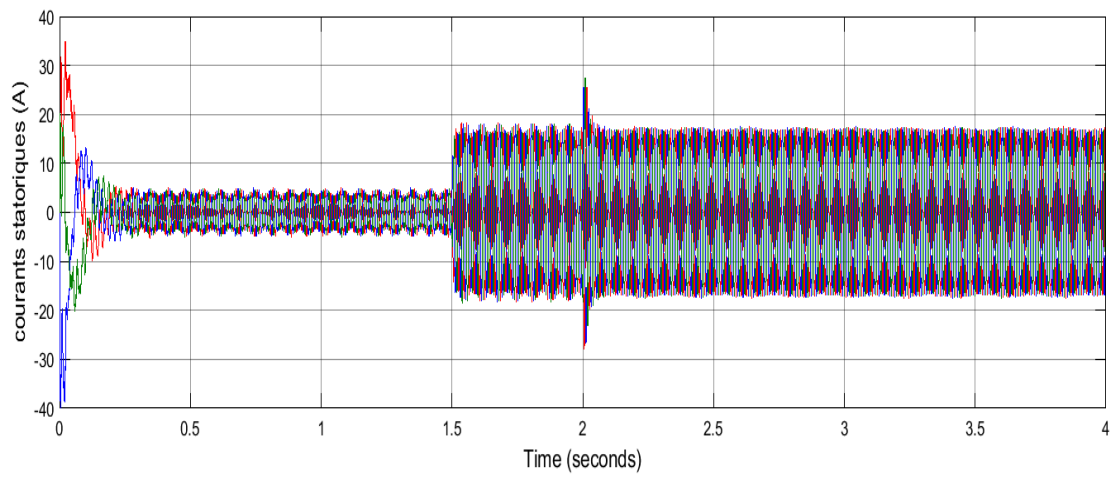
(a)



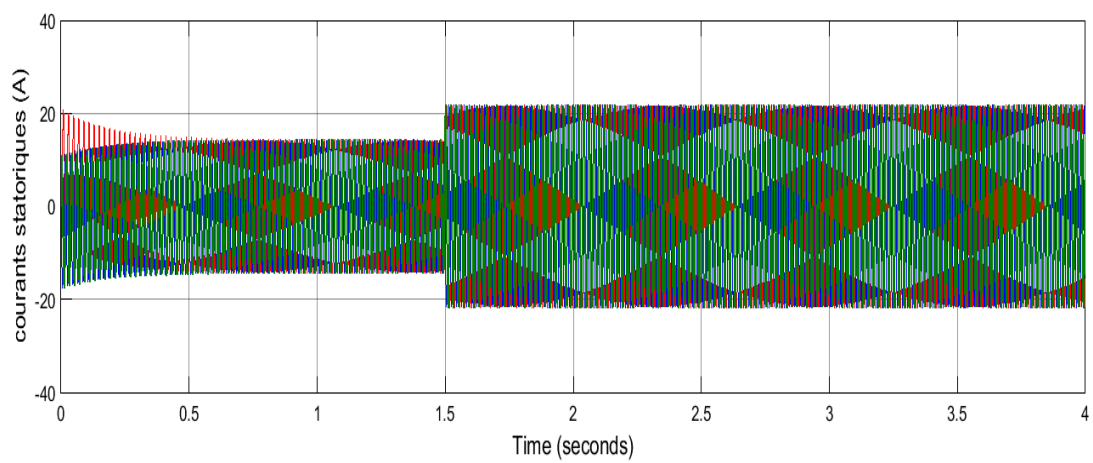


(b)

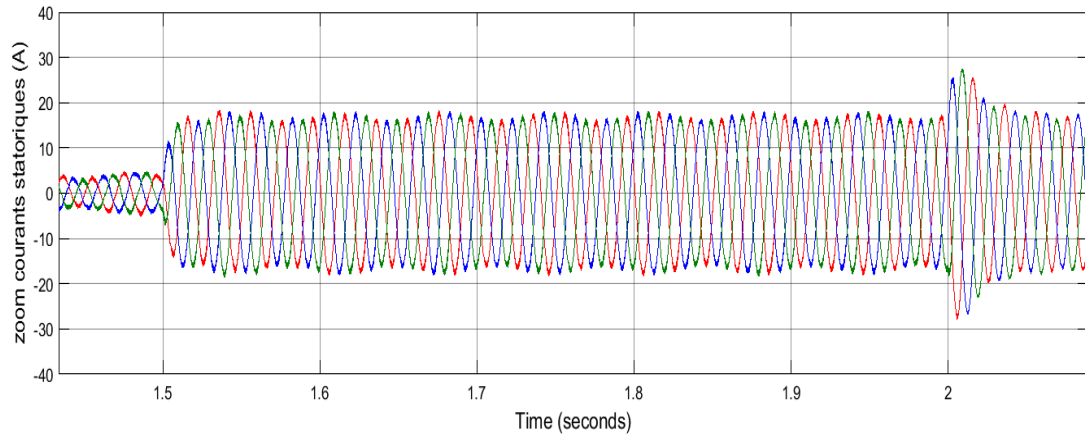
Tensions V_{dr} et V_{qr}



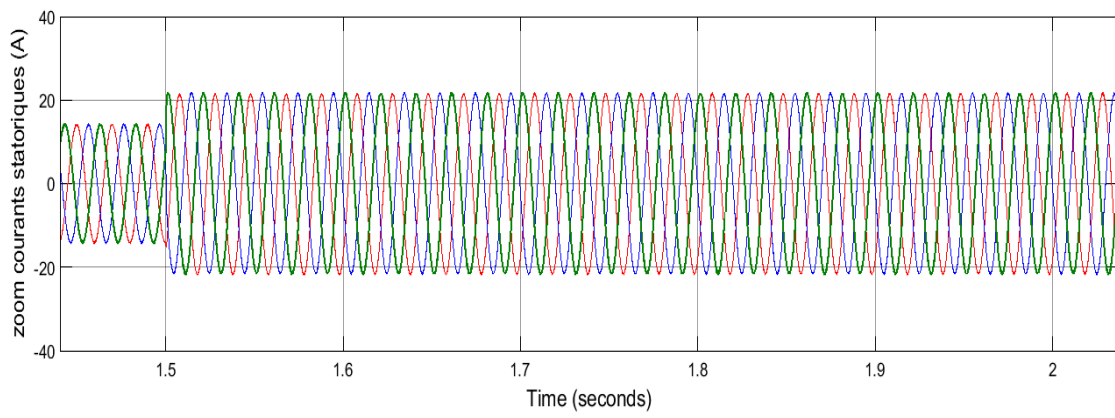
(a)



(b)

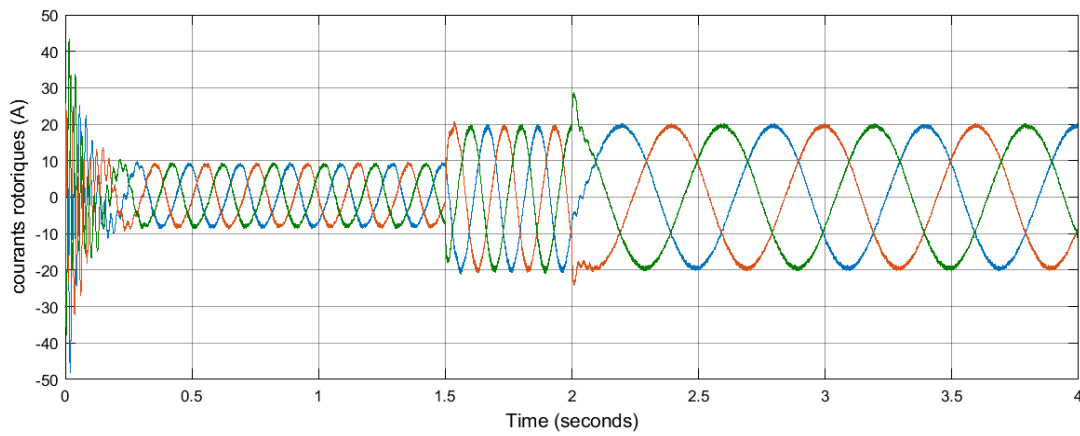


(a)

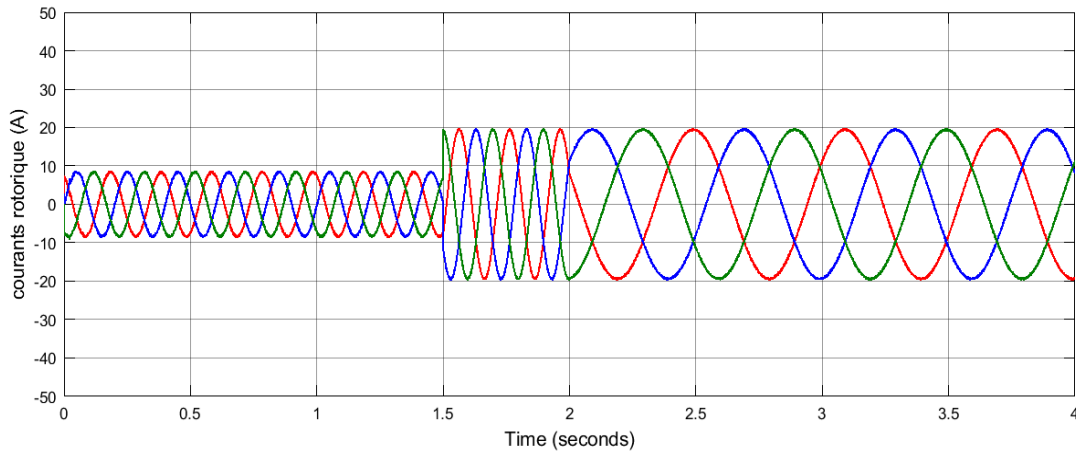


(b)

Courants statoriques.



(a)



(b)

Courants rotoriques.

Figure 4.1 Test de poursuite et de rejet de perturbations

(a) Régulateur PI, (b) Régulateur SMC

2. Tests de robustesse

La robustesse des commandes est un point important, surtout pour les systèmes comportant plusieurs entités en interaction ou les systèmes à fortes variations de paramètres. L'essai de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de la commande par mode de glissement face à ces variations.

2.1 Variation au niveau des résistances statoriques et rotoriques

Dans cet essai, on va faire une variation de la résistance statorique et rotorique de la MADA :

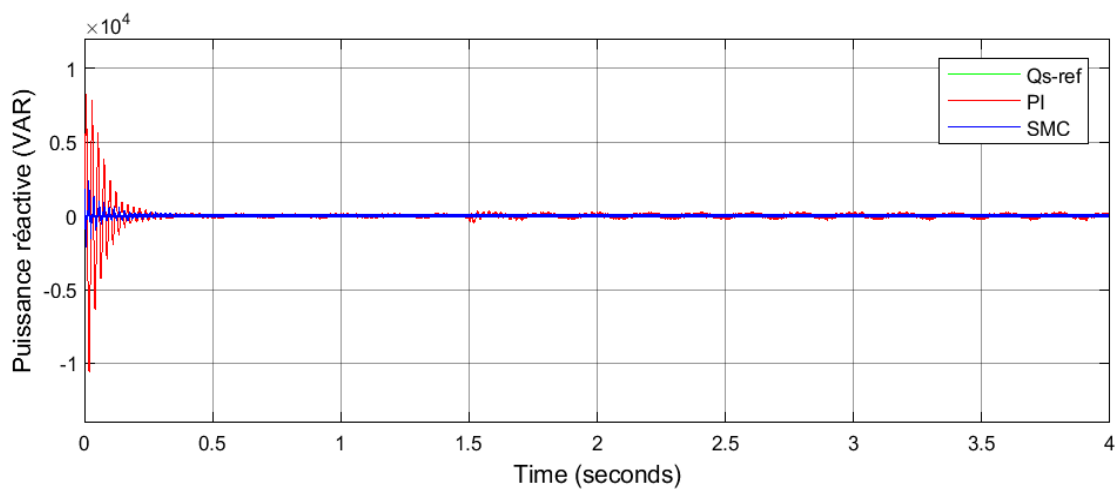
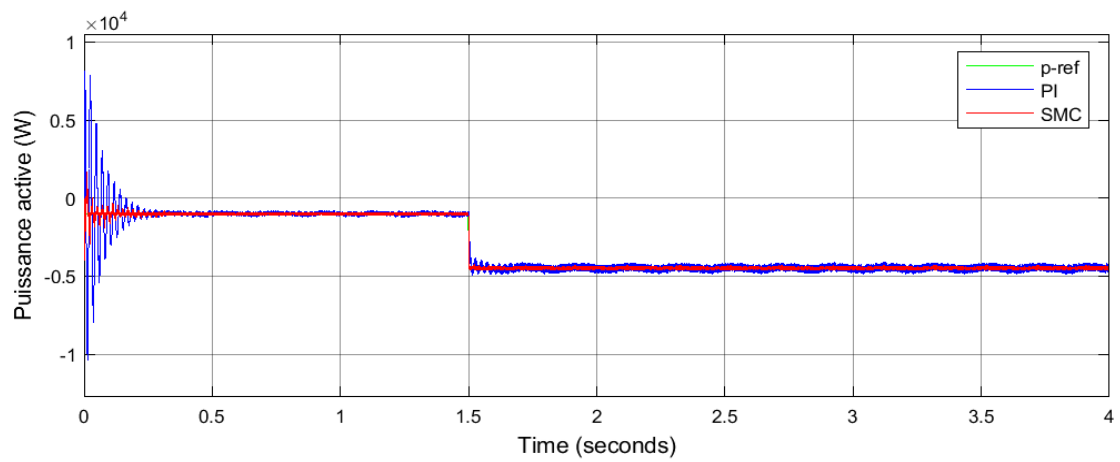
$$R'_s = R_s * 1.4, R'_r = R_r * 1.4$$

A $t=1.5s$: P_s passe de $-1000W$ à $-4500W$.

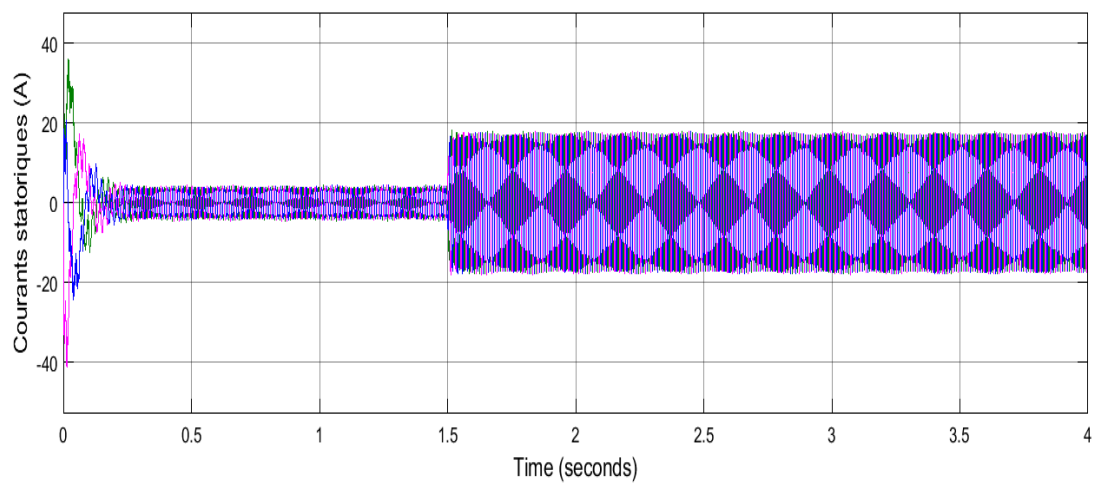
$Q_s=0$ var.

La vitesse est fixée à 1450 tr/mn

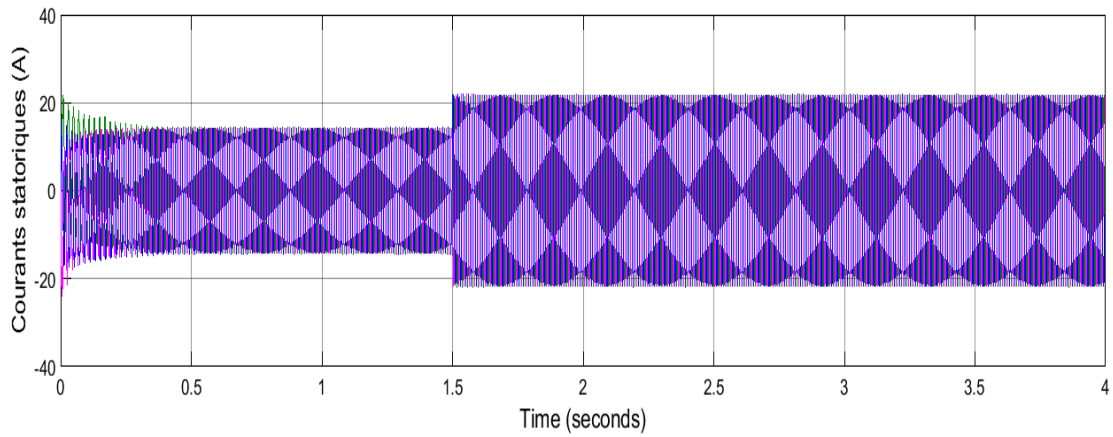
La Figure (4.2) illustre les résultats obtenus :



Puissances actives et réactives.

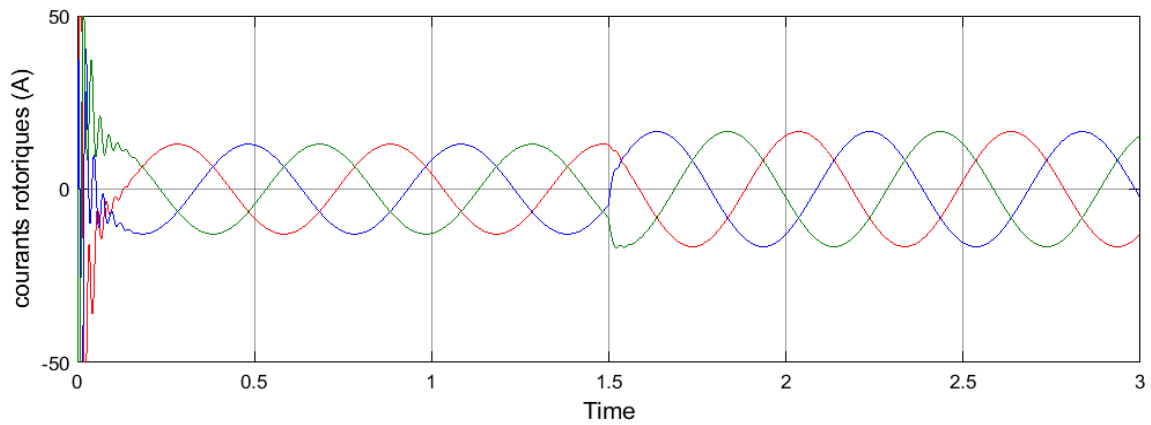


(a)

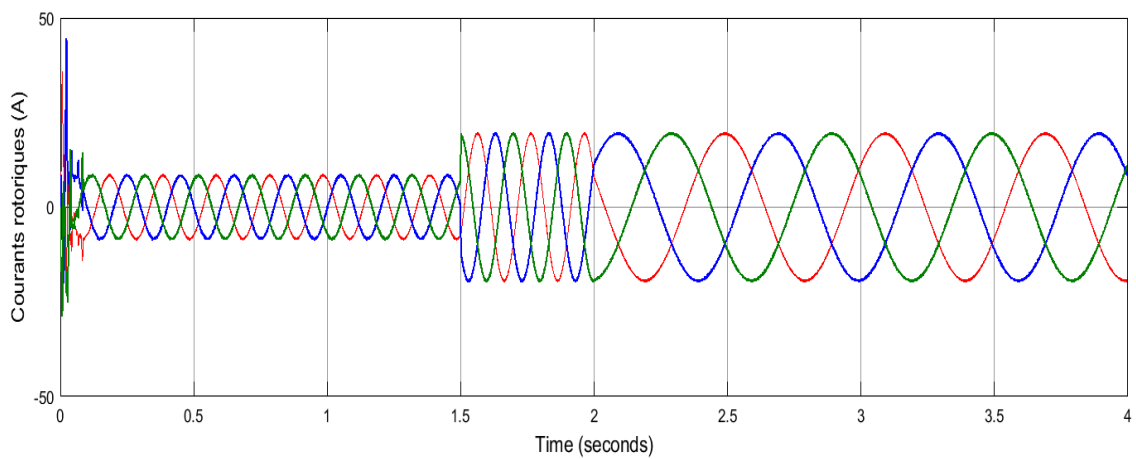


(b)

Courants statoriques.



(a)



(b)

Courants rotoriques.

Figure 4.2 Test de robustesse pour une variation des résistances R_s R_r

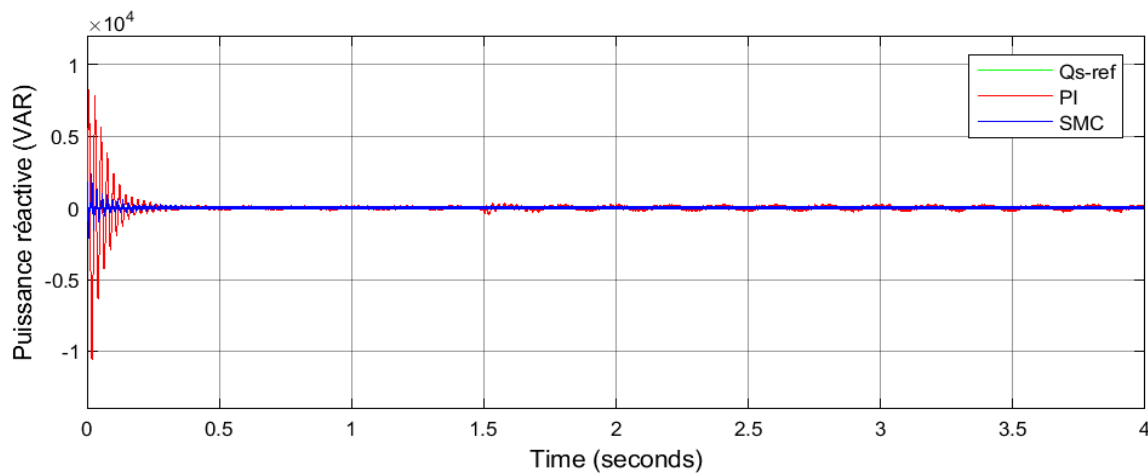
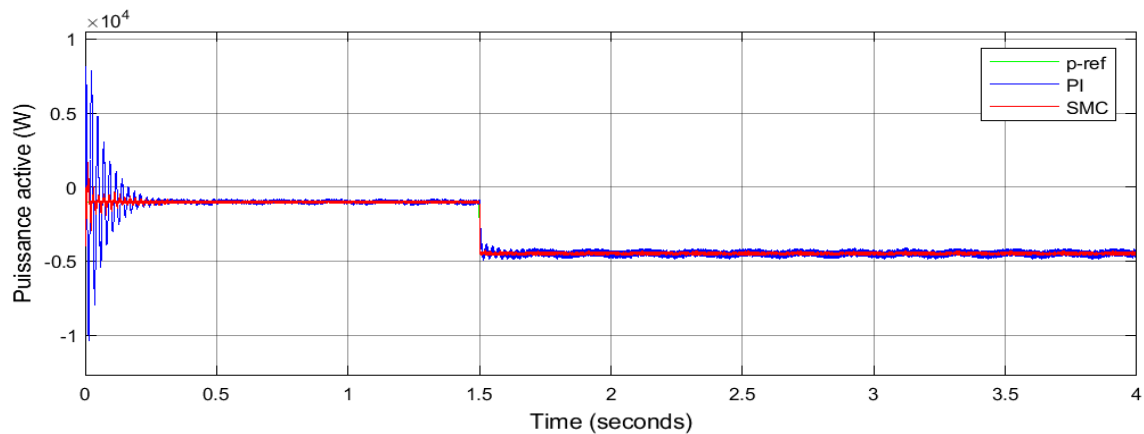
(a) Régulateur PI, (b) Régulateur SMC

(b)

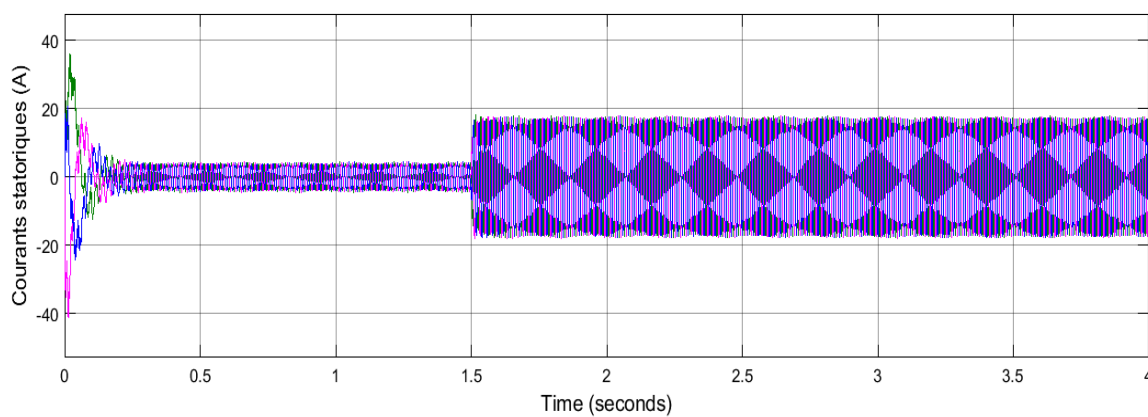
2.2 Variations au niveau des inductances rotoriques et statoriques (L_s, L_r)

$$L'_s = L_s * 1.4, L'_r = L_r * 1.4$$

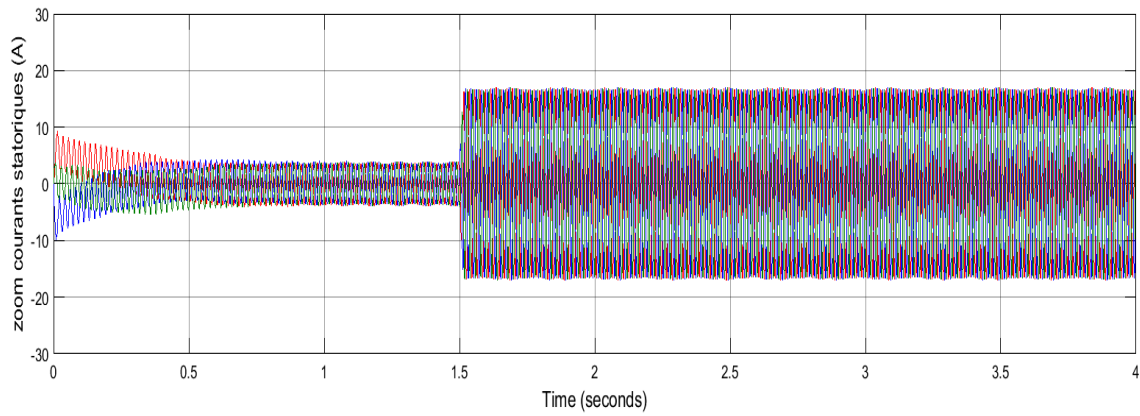
La figure (4.3) illustre les résultats de simulation des puissances actives et réactives statoriques ainsi que des courants statoriques et rotoriques afin de tester la robustesse du correcteur SMC vis-à-vis des variations des valeurs des inductances rotoriques et statoriques de la MADA.



Puissances actives et réactives.

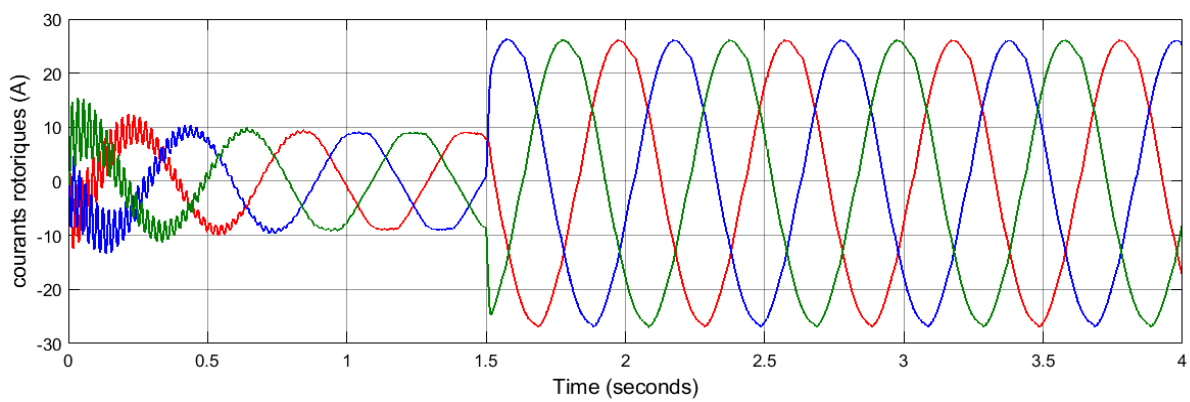


(a)

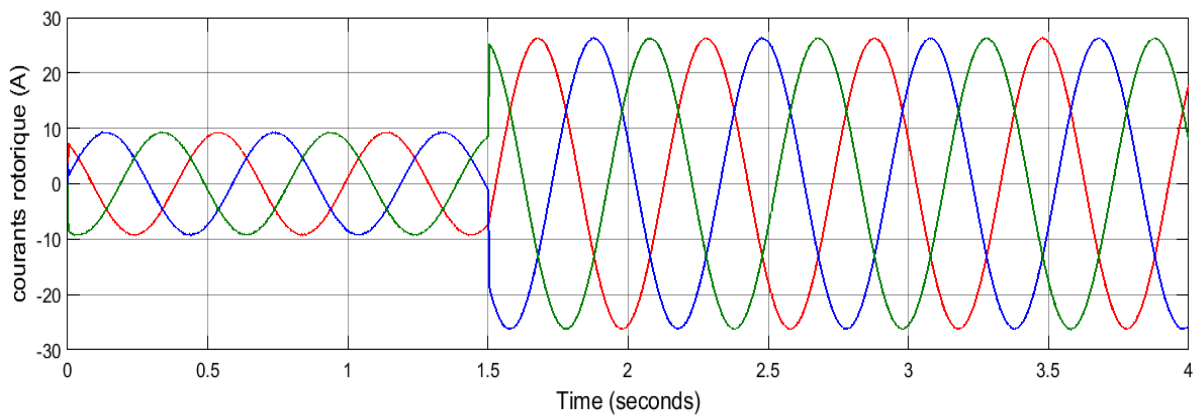


(b)

Courants statoriques.



(a)



(b)

Courants rotoriques.

Figure 4.3 : Test de robustesse vis-à-vis de variation des inductances L_s et L_r .

(a) Régulateur PI, (b) Commande SMC

IV. Interprétation des résultats

D'après les résultats de simulations obtenues pour le test de poursuite et de rejet de perturbations, les trajectoires de référence sont bien suivies avec un temps de réponse plus rapide, sans dépassement et sans erreur statique en régime permanent avec la commande SMC par rapport au régulateur classique PI. Au démarrage, l'appelle du courant triphasé statorique est faible et de forme sinusoïdale en régime permanent. L'effet de variation de vitesse est très petit avec la commande SMC que pour la commande PI qui présente un grand dépassement et un temps de réponse très lent.

Pour le test de robustesse, on peut constater que les variations au niveau des résistances statorique et rotorique (R_s, R_r) et des inductances (L_s, L_r) ont un effet négligeable au niveau de toutes les réponses dynamiques pour la commande SMC, par contre ces variations ont une importante influence pour le régulateur PI et ceci montre la robustesse de la commande SMC vis-à-vis de la variation des paramètres de la MADA. Les courants obtenus au stator et au rotor sont de formes sinusoïdales.

V. Commande par mode glissant d'ordre supérieur

1. Introduction

La théorie de la commande par modes glissants d'ordre supérieur est une alternative au problème des modes glissants classiques. Dans cette approche, le terme discontinu n'apparaît plus directement dans la commande synthétisée mais dans une de ses dérivées supérieures ce qui réduit le chattering [7], [8], [9]. Les modes glissants d'ordre supérieur ont été introduits pour pallier au problème du chattering tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par modes glissants classiques [3], [10].

Considérons un système non linéaire incertain dont la dynamique est décrite par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u \\ s = s(x, t) \end{cases} \quad (4.24)$$

Où $x = [x_1, \dots, x_n]^T \in X \subset \mathbb{R}^n$: Représente le vecteur d'état du système.

La commande $u \in U \subset \mathbb{R}$ est une fonction discontinue et bornée dépendant de l'état et du temps. f et g sont des champs de vecteurs suffisamment différentiables mais connus de façon incertaine.

s est la variable de glissement choisie pour assurer une convergence en temps fini vers l'ensemble de glissement d'ordre n [11], [12].

Cet ensemble de glissement d'ordre n par rapport à $s(x, t)$ est défini par :

$$S_n = \{x \in X : s = \dot{s} = \dots = s^{(n-1)} = 0\} \quad (4.25)$$

Par abus de langage, cet ensemble est souvent appelé surface de glissement d'ordre n si le système est de degré relatif $r > 1$ par rapport à la variable de glissement, une commande en mode glissant d'ordre r permettra d'obtenir une convergence en temps fini vers la surface, en forçant les trajectoires d'état du système à être confinées dans l'ensemble de glissement comme le montre la figure suivante [3]:

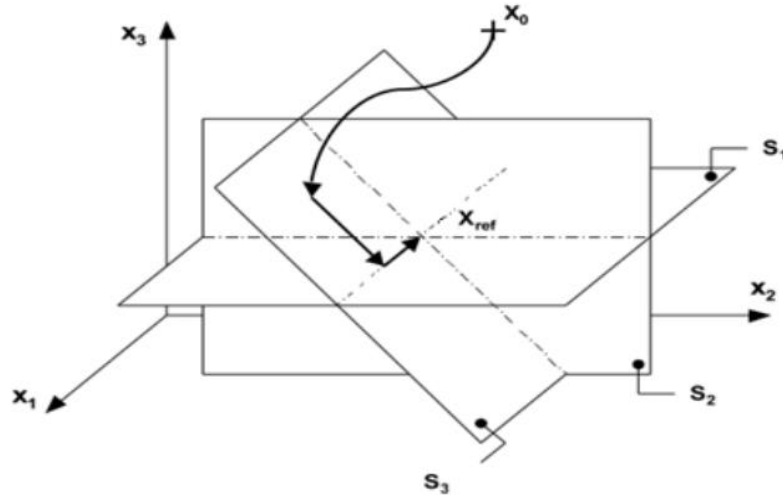


Figure 4.4 Exemple d'un espace d'état de dimension 3 : l'intersection des 3 surfaces de commutation définit le point de référence X_{ref} .

2. La commande par mode glissant d'ordre 2

La commande par mode glissant montre que les performances sont meilleures autour du point de fonctionnement. De plus, cette commande présente l'avantage d'être d'une implémentation pratique simple.

Cependant, la discontinuité de la commande engendre des oscillations de fréquence élevée une fois que le régime glissant est atteint provoquant ainsi le phénomène connu sous le nom de chattering. Ce dernier est le plus grand défaut des commandes par MG, car il peut causer une perte de précision, et surtout une usure prématurée des actionneurs ou du système, en plus de générer un bruit sur des systèmes mécaniques. On peut y remédier en changeant la loi de commande maintenant le système sur la surface de glissement pour supprimer les discontinuités, ou tout au moins réduire leur amplitude. Mais ces méthodes ont un prix : elles réduisent la robustesse [8] [13].

Le problème major de l'implémentation d'algorithmes utilisant les modes glissants d'ordre supérieur est que les informations exigées sont accrues. En effet, la mise en œuvre d'un contrôleur d'ordre n exige la connaissance des dérivées $\dot{S}, \ddot{S}, \ddot{\ddot{S}}, \dots, S^{(n-1)}$ [12].

Considérons un système non linéaire décrit par :

$$\ddot{x} = f(x, t) + g(x, t).u \quad (4.26)$$

Le but principal de cette technique est de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface

définie S et la convergence de $\dot{S} = \frac{dS}{dt} = 0$ en un temps fini [3].

Ceci est réalisé par une commande agissant sur la dérivée seconde de la variable de glissement qui, de manière générale, peut s'écrire sous la forme [11]:

$$\ddot{S} = \varphi(x, t) + \phi(x, t).v \quad (4.27)$$

$\varphi(x,t)$ et $\phi(x,t)$ sont des fonctions incertaines bornées.

Avec:

$v = \dot{u}$: dans le cas où le système (4.24) est de degré relatif $n=1$ par rapport à S c.à.d. $\frac{d}{du} \dot{S} \neq 0$

$v = u$: dans le cas où le système (4.24) est de degré relatif $n=2$ par rapport à S c.à.d. $\frac{d}{du} \ddot{S} \neq 0$

Afin de réaliser des algorithmes par mode glissants d'ordre deux, il est nécessaire de vérifier l'hypothèse de travail suivante pour valider l'atteignabilité de la surface de glissement et la bornitude de la variable \dot{S} [10]

- Il existe quatre constantes positives S_0 , C_0 , K_m et K_M telles que, dans un voisinage $|S(x,t)| < S_0$, les inégalités suivantes soient vérifiées [14],[15]:
 $|\varphi(x,t)| < C_0$ et $0 \leq K_m \leq \phi(x,t) \leq K_M$

Les hypothèses énoncées ci-dessus impliquent que la dérivée seconde de la fonction de commutation est uniformément bornée dans un certain domaine (E_1) pour l'entrée considérée.

Dans la récente littérature, plusieurs algorithmes de modes glissants d'ordre deux ont été introduits dans différents systèmes de commande. Parmi ces algorithmes, on cite :

- ✓ Algorithme du *twisting*.
- ✓ Algorithme du *super-twisting*.
- ✓ Algorithme avec une loi de convergence prédéfinie (Prescribed Convergence Law algorithm) [10].

Dans ce travail, on s'intéresse à l'étude de la commande par la techniques « Super Twisting». Ces algorithmes sont les plus utilisés dans la littérature car ils ont besoin uniquement de la connaissance de la surface de glissement. Pour cela on considère d'abord la théorie du mode glissant d'ordre deux. Ensuite on effectuera une application de l'algorithme pour la commande des puissances de la MADA afin de le comparer à celui du mode glissant d'ordre un.

L'objectif est d'établir un régime glissant d'ordre deux par rapport à S , en imposant aux trajectoires d'état du système à évoluer au bout d'un temps fini sur l'ensemble S_0 et à ne plus le quitter ensuite :

$$S_2 = \{x: S = \dot{S} = 0\} \quad (4.28)$$

3. Algorithme du super-twisting

Cet algorithme figure parmi les algorithmes de modes glissants d'ordre deux les plus utilisés. Il a été développé pour l'asservissement des systèmes à degré relatif égal à 1 par rapport à la surface de glissement [16-11]. Cette loi de commande a été proposée par Emelyanov en 1990 [17], elle a été étudiée par Levant. Le super-twisting n'utilise pas d'informations sur S ceci peut être vu comme un avantage [3].

La convergence de cet algorithme est régie par des rotations autour de l'origine du diagramme de phase (appelées aussi Twisting) indiquée dans la figure (4.5).

La loi de commande du Super-Twisting est formée de deux parties : La première U_1 est discontinue et définie par sa dérivée par rapport au temps, tandis que la deuxième U_2 est continue et en fonction de la variable de glissement [6] [18].

Pour un mode glissant réel, la loi de commande est donnée par :

$$V(t) = V_1(t) + V_2(t) \quad (4.29)$$

$$\dot{V}_1 = \begin{cases} -V & \text{si } V > |V_m| \\ -\alpha \text{sign}(S) & \text{si non} \end{cases} \quad (4.30)$$

$$V_2 = \begin{cases} -\lambda |S_0|^\rho \text{sign}(S) & \text{si } |V| > S_0 \\ -\lambda |S|^\rho \text{sign}(S) & \text{si non} \end{cases} \quad (4.31)$$

Avec ρ , α , λ vérifiant les inégalités suivantes :

$$\begin{cases} \alpha > \frac{C_0}{K_m} & \text{si } 0 < \rho < 0.5 \\ \lambda^2 > \frac{4C_0 K_M (\alpha + C_0)}{K_m^2 K_m (\alpha - C_0)} & \text{si } \rho = 0.5 \end{cases} \quad (4.32)$$

Dans la suite, on fixera $\rho = 0.5$

Cette commande se décompose en un terme algébrique (non dynamique) et en un terme intégral. On peut donc considérer cet algorithme comme une généralisation non linéaire d'un PI [3], [5], [12].

Si $S_0 \rightarrow \infty$ on peut simplifier l'algorithme :

$$V = -\lambda |S|^\rho \text{sign}(S) + V_1 \quad (4.33)$$

$$\dot{V}_1 = -\alpha \text{sign}(S) \quad (4.34)$$

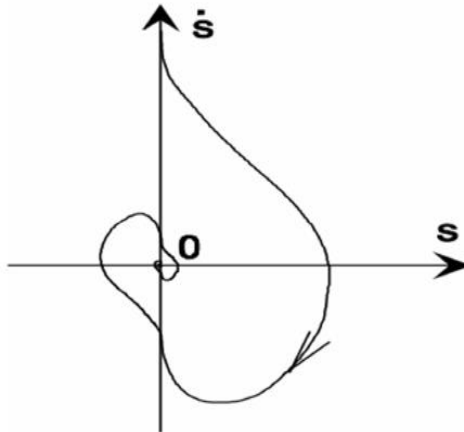


Figure 4.5 Convergence de l'algorithme super-twisting dans le plan (S, \dot{S})

La trajectoire de l'algorithme dans le plan de phase (S, \dot{S}) est donnée dans la Figure 4.4, on montre que les intersections consécutives de celle-ci avec les axes du plan (S, \dot{S}) évoluent tout en se rapprochant de l'origine qui est atteinte en temps fini. Par un choix particulier du modèle et de la surface de glissement, l'algorithme de commande par modes glissants super-

twisting peut être formulé comme un algorithme d'observation pour l'estimation de la dérivée d'un signal mesuré [3].

4. Synthèses des correcteurs

4.1 Commande de puissance active

La variable de glissement est définie par :

$$S(P_s) = P_s^* - P_s \quad (4.35)$$

De l'équation (4.5) la dérivée de l'erreur est donnée par :

$$\dot{S}(P_s) = \dot{P}_s^* + \frac{V_s M}{\sigma L_s L_r} (V_{qr} - \sigma \omega_r L_r i_{dr} - R_r i_{qr} + g \frac{M V_s}{L_s}) \quad (4.36)$$

Alors:

$$V_{qr} = -\lambda_1 |S|^\rho \cdot \text{sign}(S(P_s)) - \int \alpha_1 \cdot \text{sign}(S(P_s)) \quad (4.37)$$

4.2 Commande de puissance réactive

La dérivée de l'erreur est donnée par:

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s \quad (4.38)$$

on obtient :

$$\dot{S}(Q_s) = \dot{Q}_s^* + \frac{V_s M}{\sigma L_s L_r} (V_{dr} - R_r i_{dr} + \omega_r L_r \sigma i_{qr}) \quad (4.39)$$

$$V_{dr} = -\lambda_2 |S|^\rho \cdot \text{sign}S(Q_s) - \int \alpha_2 \cdot \text{sign}S(Q_s) \quad (4.40)$$

Ou les erreurs $S(P)$ et $S(Q)$ sont des variables de glissement et les constantes α_1 et α_2 vérifient les conditions de stabilité dans (4.32).

VI. Résultat de simulation pour la commande de mode glissant d'ordre 1 et Super Twisting (MADA sans turbine)

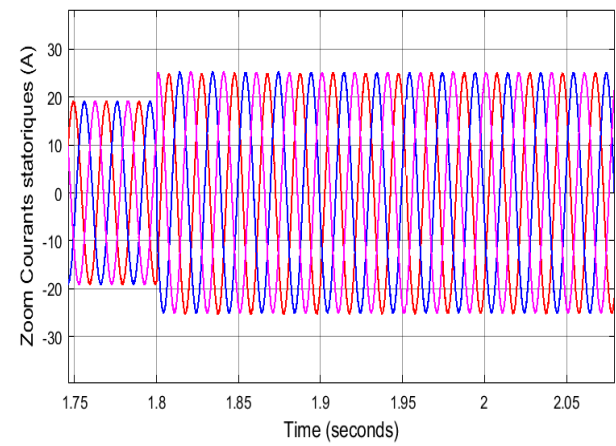
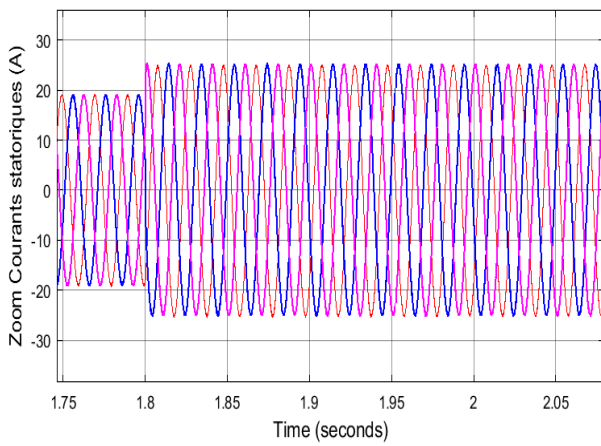
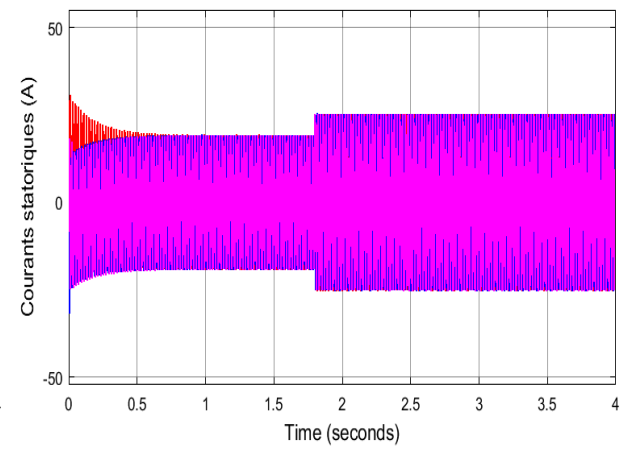
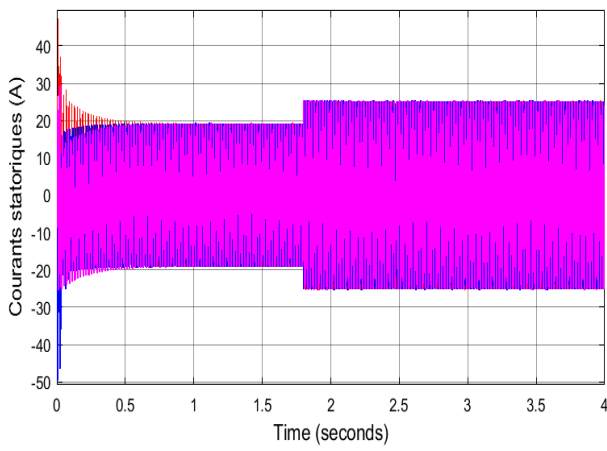
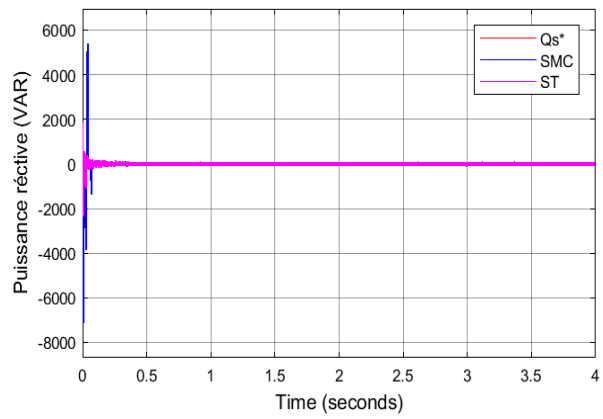
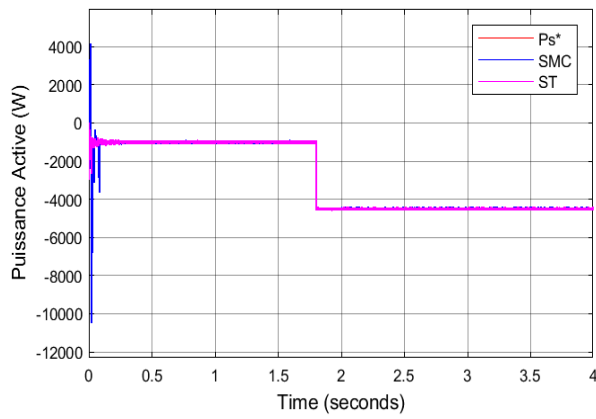
1. Test de suivi de consigne de rejet de perturbations

À $t=1.8s$: P_{ref} passe de $-1000W$ à $-4500W$

$Q_{ref} = 0 \text{ var}$

À $t=2s$: Ω_{ref} passe de 1350 tr/mn à 1450 tr/mn

La figure (4.6) représente les résultats de simulation de la commande par modes glissants d'ordre 2 basée sur l'algorithme de Super Twisting.



SMC

ST

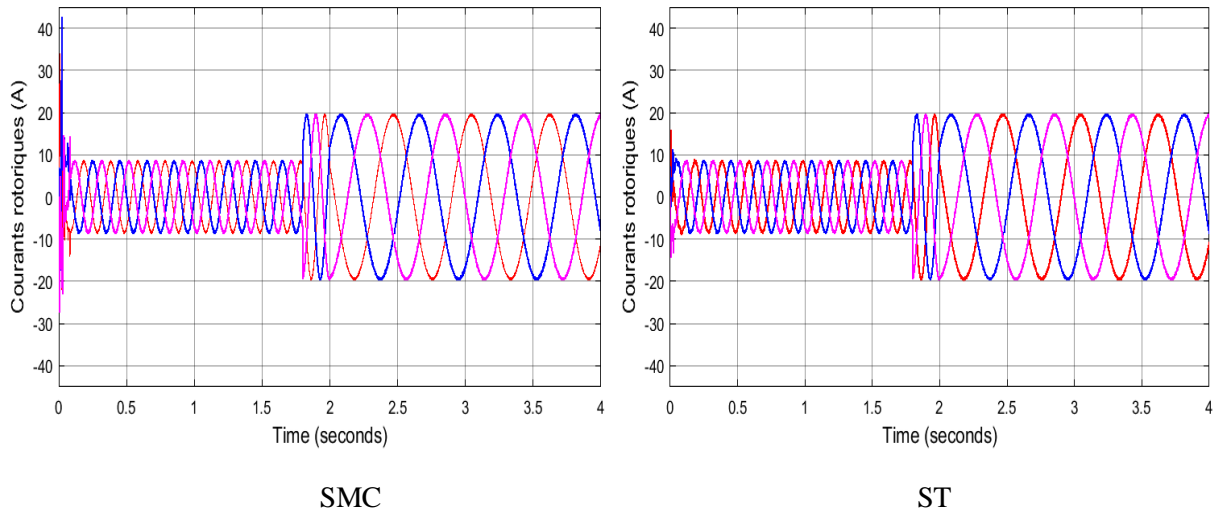


Figure 4.6 Test de suivi de consigne de rejet de perturbations.

2. Test de robustesse

2.1 Variation au niveau des résistances statoriques et rotoriques

Dans cet essai, on va faire une variation de la résistance statorique et rotorique de la MADA :

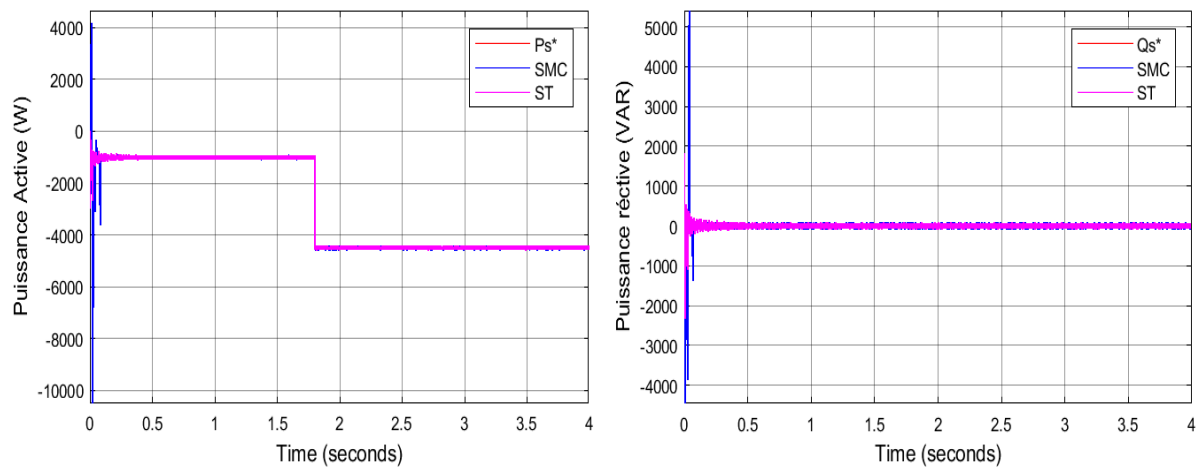
$$R'_s = R_s * 1.4, R'_r = R_r * 1.4$$

À $t=1.8$ s P_{ref} passe de -1000 W à -4500 W

$$Q_{ref} = 0 \text{ var}$$

La vitesse est fixée à 1450 tr/mn

La Figure (4.7) illustre les résultats obtenus :



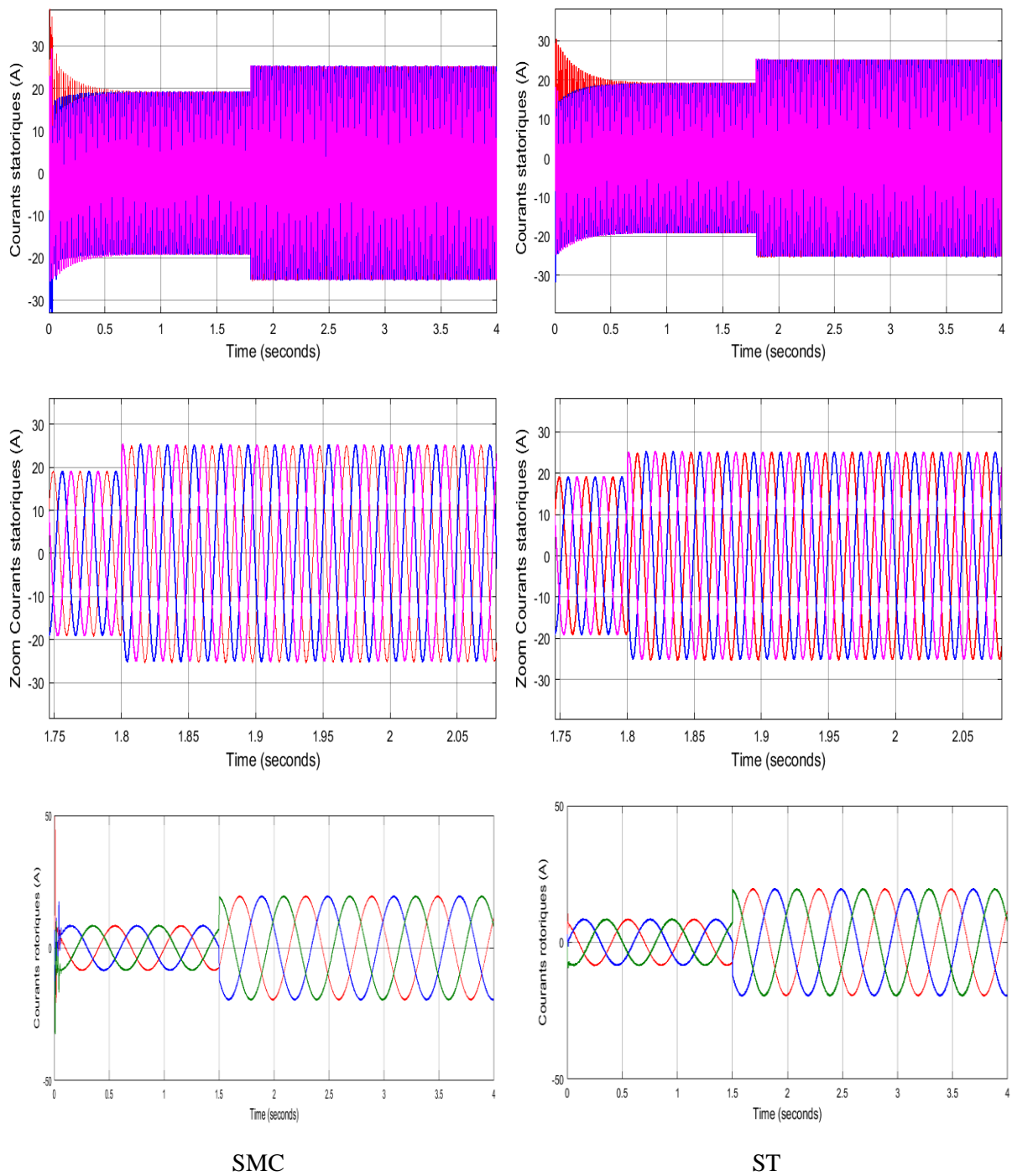
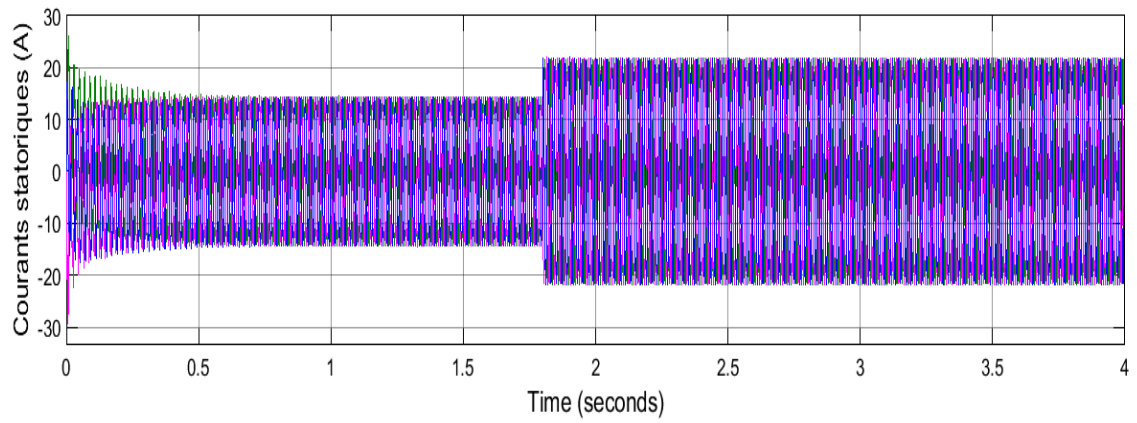
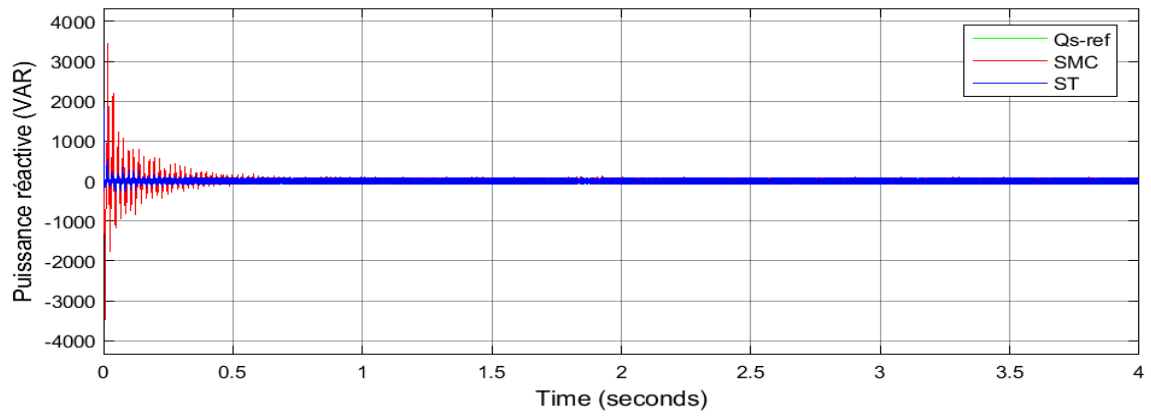
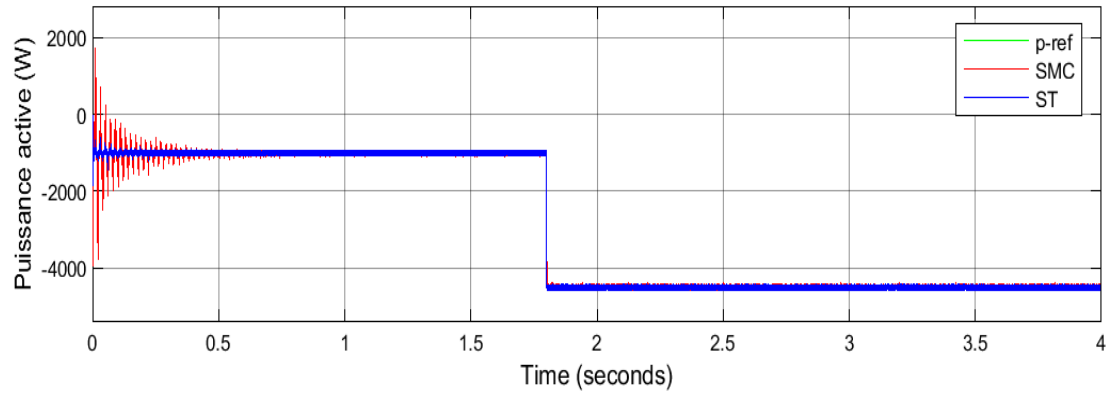


Figure 4.7 Test de robustesse pour une variation des résistances R_s R_r .

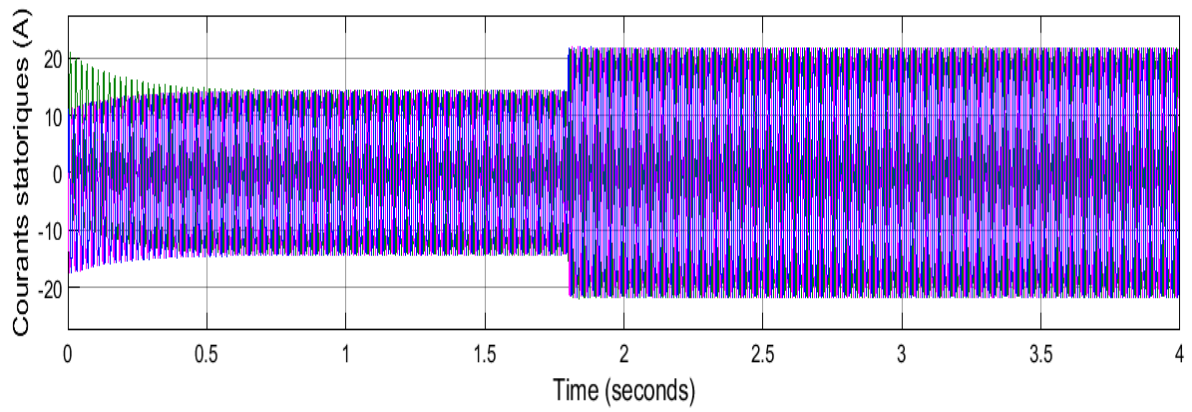
2.2 Variations au niveau des inductances rotoriques et statoriques

La figure (4.8) illustre les réponses des puissances actives et réactive statorique et des courants statorique et rotorique pour une variation de la valeur des inductances rotorique et statorique de la MADA.

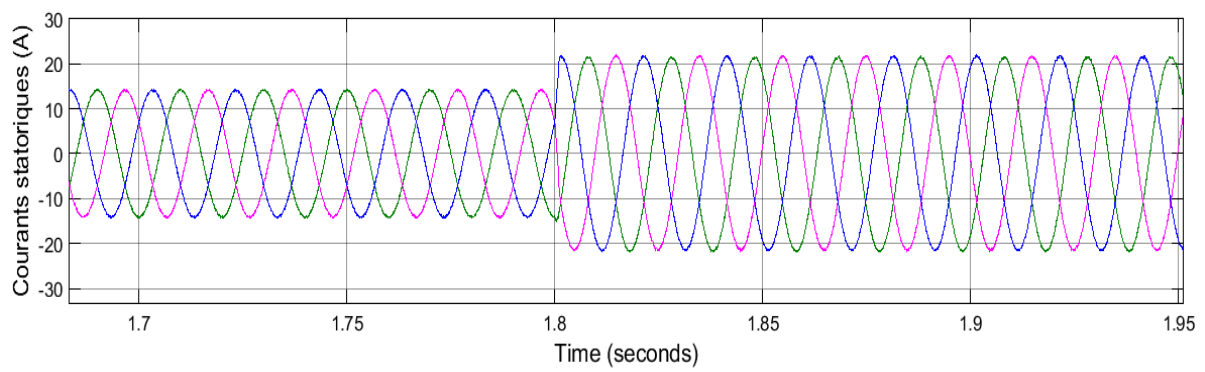
$$L'_s = L_s * 1.4, L'_r = L_r * 1.4$$



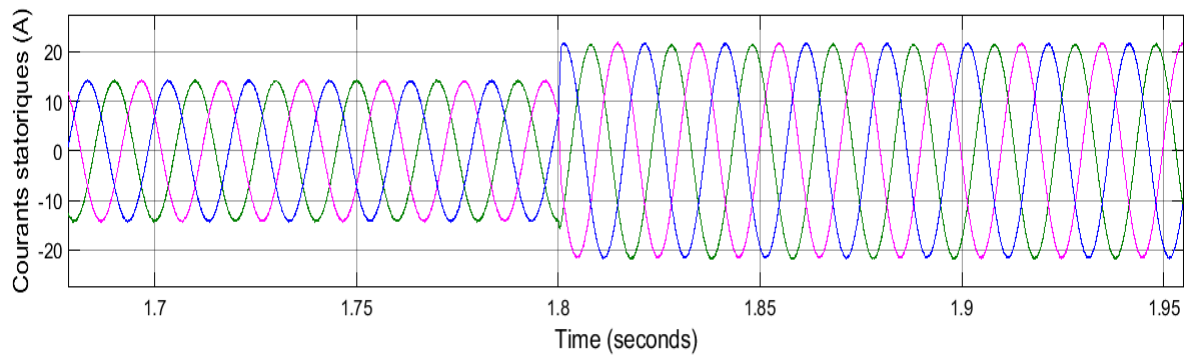
SMC



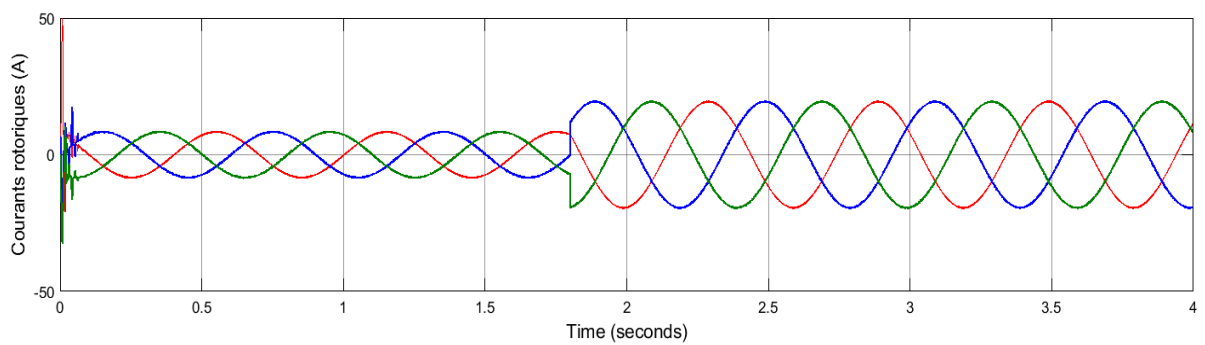
ST



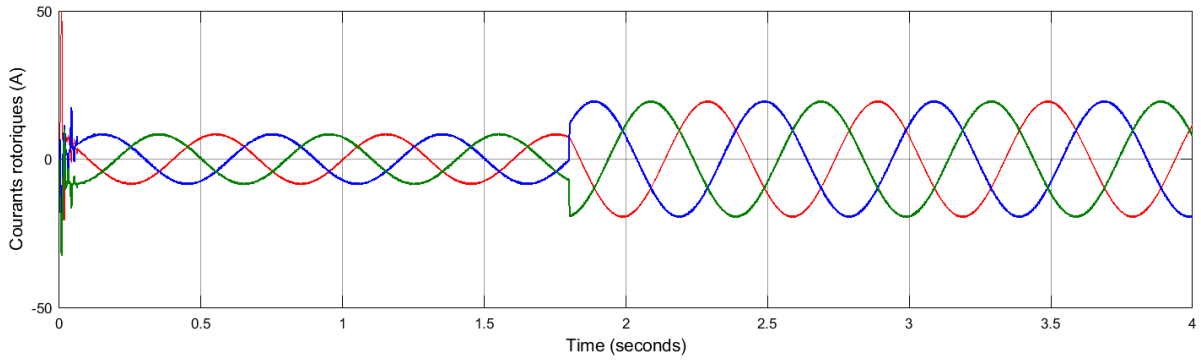
SMC



ST



SMC



ST

Figure 4.8 Test de robustesse pour une variation des inductances $L_s L_r$.

VII. Interprétation des résultats

Les résultats obtenus montrent que la commande super-twisting présente une bonne robustesse en présence des variations paramétriques de la MADA par rapport à la commande SMC d'ordre 1 qui donne des oscillations importantes au niveau des puissances. Les courants statoriques et rotoriques donnés par la commande super-twisting ont des formes sinusoïdales moins ondulées que les courants obtenus par la commande SMC d'ordre 1, ce qui signifie une bonne qualité d'énergie fournie au réseau.

Les performances obtenues avec la commande super-twisting sont très satisfaisantes comme le montre la poursuite de trajectoire et la convergence rapide des grandeurs mesurées vers leur référence désirée. On constate aussi un bon rejet de perturbation avec la commande de super-twisting par rapport à la commande SMC et une meilleure robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la MADA avec cette commande robuste qui a montré une très bonne réduction de phénomène de chattering.

VIII. Commande Backstepping des puissances active et réactive de la MADA

Dans cette partie on va appliquer la méthode Backstepping que nous avons détaillé son principe dans le deuxième chapitre. Cette commande va être appliquée pour contrôler les puissances statoriques de la MADA. Les expressions de la commande sont établies en s'appuyant sur le modèle calculé par la commande vectorielle de la MADA exprimée dans le chapitre précédent.

1. Commande Backstepping de la puissance active de la MADA

L'erreur de poursuite de la puissance active est :

$$e_1 = P_s^* - P_s \quad (4.41)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{e}_1 = \dot{P}_s^* - \dot{P}_s \quad (4.42)$$

On considère la fonction candidate de Lyapunov définie par :

$$V(e_1) = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (4.43)$$

La dérivée de la fonction candidate de Lyapunov :

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \dot{e}_1 \quad (4.44)$$

Avec :

$$\dot{e}_1 = \dot{P}_s^* + V_s \frac{M}{L_s} \frac{di_{qr}}{dt} \quad (4.45)$$

En remplaçant l'expression de la dérivée du courant i_{qr} dans l'équation de la tension V_{qr} , on obtient :

$$\dot{e}_1 = \dot{P}_s^* + \frac{V_s M}{\sigma L_s L_r} (V_{qr} - R_r i_{qr} - \sigma \omega_r L_r i_{dr} - \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_s) \quad (4.46)$$

En remplaçant la dernière équation dans (4.44), on obtient :

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \dot{e}_1 = e_1 \left(\dot{P}_s^* + \frac{V_s M}{\sigma L_s L_r} (V_{qr} - R_r i_{qr} - \sigma \omega_r L_r i_{dr} - \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_s) \right) \quad (4.47)$$

On tire l'expression de la commande stabilisante Backstepping par :

$$V_{qr} = -\frac{\sigma L_s L_r}{V_s M} \dot{P}_s^* + R_r i_{qr} - \sigma \omega_r L_r i_{dr} - \omega_r \frac{M}{L_s} \phi_s - \frac{\sigma L_s L_r}{V_s M} k_1 e_1 \quad (4.48)$$

En remplaçant l'expression (4.48) dans (4.47) pour assurer la convergence de la fonction candidate de Lyapunov, on obtient :

$$\dot{V}(e_1) = -k_1 e_1^2 < 0 \quad (4.49)$$

Avec k_1 constante positive.

2. Commande Backstepping de la puissance réactive de la MADA

L'erreur de poursuite de la puissance réactive est donnée par :

$$e_2 = Q_s^* - Q_s \quad (4.50)$$

La fonction de Lyapunov augmentée est donnée par l'expression suivante :

$$V(e_1, e_2) = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (4.51)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2 \cdot (\dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s) \quad (4.52)$$

Avec

$$\dot{e}_2 = \dot{Q}_s^* + \frac{V_s M}{\sigma L_s L_r} \frac{di_{dr}}{dt} \quad (4.53)$$

En remplaçant l'expression de la dérivée du courant i_{dr} dans l'équation de la tension V_{dr} , on obtient :

$$\dot{e}_2 = \dot{Q}_s^* + \frac{V_s M}{\sigma L_s L_r} (V_{dr} - R_r i_{dr} + \omega_r L_r \sigma i_{qr}) \quad (4.54)$$

En remplaçant la dernière équation dans (4.52), on obtient :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = -k_1 e_1^2 + e_2 \cdot \left(\dot{Q}_s^* + \frac{V_s M}{\sigma L_s L_r} (V_{dr} - R_r i_{dr}) \right) \quad (4.55)$$

On tire l'expression de la commande stabilisante Backstepping comme suit :

$$V_{dr} = -\frac{\sigma L_s L_r}{V_s M} \dot{Q}_s^* + R_r i_{dr} - \frac{\sigma L_s L_r}{V_s M} k_2 e_2 \quad (4.56)$$

Pour assurer la convergence de la fonction candidate de Lyapunov, en remplaçant l'expression (4.56) dans (4.55) on obtient :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0 \quad (4.57)$$

Avec k_2 constante positive.

IX. Résultats de simulation

Nous avons effectué une série de simulation pour étudier les performances de la génératrice asynchrone à double alimentation commandée par mode glissant d'ordre 1 et d'ordre 2 (super Twisting) et par la méthode Backstepping dont l'objectif est la commande des puissances statoriques active et réactive. Les paramètres de la machine sont cités dans l'annexe A.

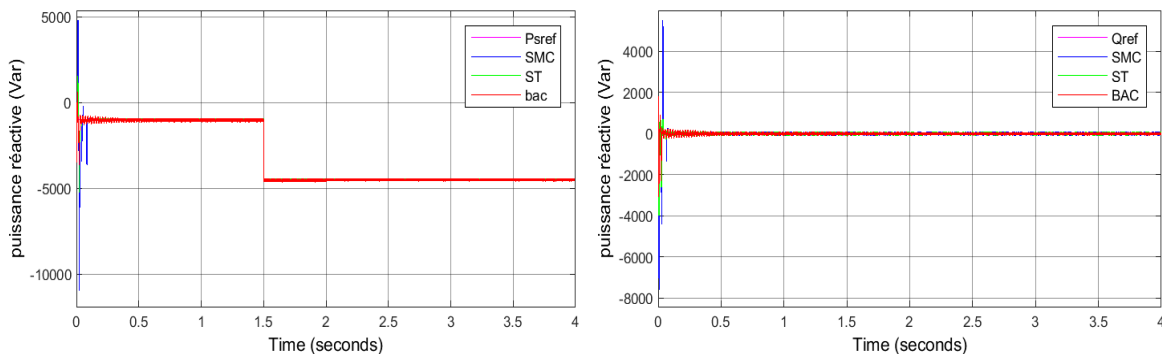
1. Test de suivi de consigne de rejet de perturbations

À $t=1.5s$: P_{ref} passe de $-1000W$ à $-4500W$

$Q_{ref} = 0 Var$

A $t=2s$: La vitesse passe de $1350tr/mn$ à $1450 tr/mn$.

Les figures suivantes montrent les résultats comparant la commande par mode glissant d'ordre 1, la commande super twisting et la commande par Backstepping.



Puissances actives et réactives.

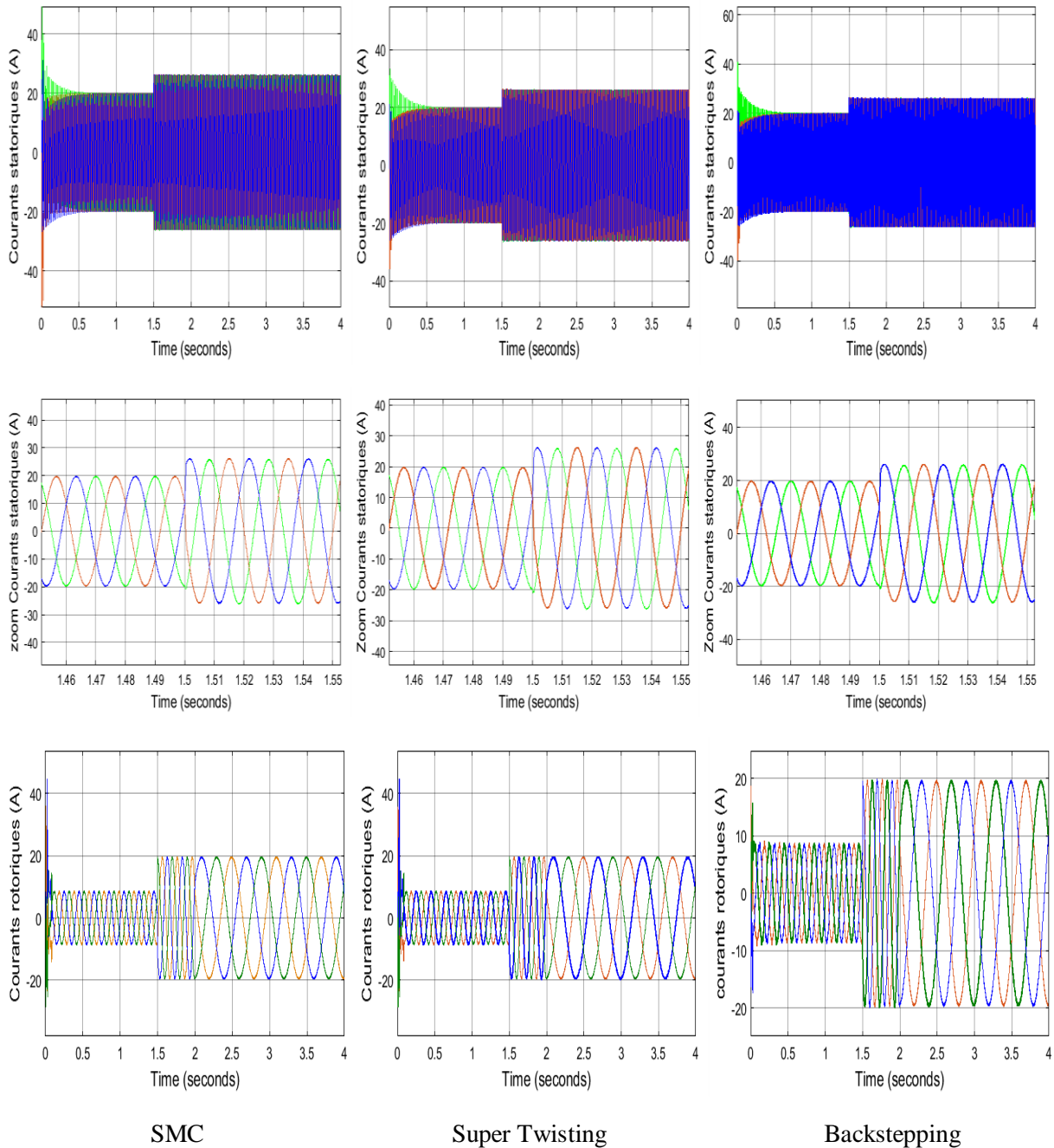


Figure 4.9 Test de suivi de consigne et de rejet de perturbation.

2. Test de robustesse

2.1 Variation au niveau des résistances statoriques et rotoriques

Dans cet essai, on va faire une variation de la résistance statorique et rotorique de la MADA :

$$R'_s = R_s * 1.4, R'_r = R_r * 1.4$$

À $t=1.5s$ P_{ref} passe de $-1000W$ à $-4500W$

$$Q_{ref} = 0 \text{ Var}$$

La vitesse est fixée à 1450 tr/mn.

La Figure (4.10) illustre les résultats obtenus :

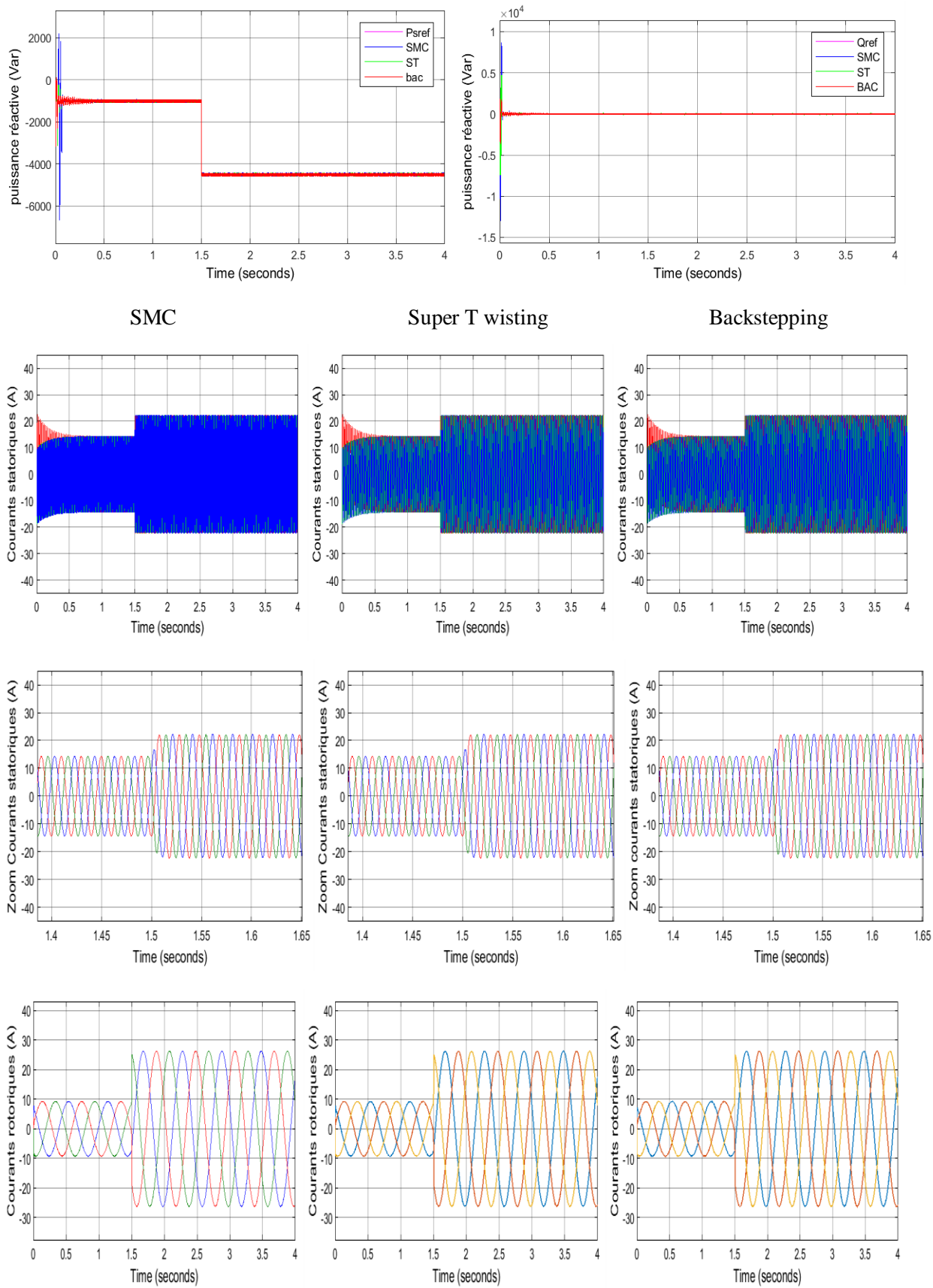


Figure 4.10 Test de robustesse.

X. Interprétations des résultats

Pour le test de poursuite et de rejet de perturbations, les grandeurs commandées suivent bien leurs trajectoires de référence, sans dépassement des puissances active et réactive et sans erreur statique en régime permanent. Pour le test de régulation, on observe une faible sensibilité aux perturbations externes dû aux variations brusques de la vitesse de l'éolienne, les puissances active et réactive sont affectées avec une faible erreur statique. Les courants triphasés statoriques sont sinusoïdaux.

Pour le test de robustesse, la variation des résistances (R_s , R_r) n'a que très peu d'influence sur le temps de réponse et sur l'amplitude des oscillations en régime transitoires.

XI. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la commande par mode glissants d'ordre 1 basée sur la théorie de Lyapunov avec surface de commutation non linéaire sur la MADA. Nous avons appliqué ce type de commande pour le test de suivi de consigne, de rejet de perturbation et de sensibilité face aux variations paramétriques de la MADA afin de montrer sa robustesse et la simplicité de la commande à structure variable par cette méthode par rapport aux commandes classiques.

Les résultats de simulation ont montré que la commande par mode glissant s'ordre 1 a donné de bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité, rapidité et précision) par rapport au régulateur PI, cette commande a une grande capacité de poursuite de la consigne des puissances actives et réactives statoriques ainsi qu'un bon rejet de perturbation et d'insensibilité vis-à-vis des variations des paramètres de la MADA, mais elle provoque le phénomène de broutements qui risque d'endommager les actionneurs de puissances et peut mener à l'instabilité. Afin de remédier à ce problème et réduire les fortes oscillations nous avons appliqué la commande par mode glissant d'ordre 2 en utilisant l'algorithme de Super Twisting. Ce dernier a montré des meilleures performances et une très bonne robustesse en réduisant le phénomène de chattering.

Références

- [1] : K. Loukal. « Commande robuste des machines asynchrones à double alimentation à base des systèmes flous types deux ». Thèse de Doctorat en Electrotechnique de l'université de M'sila, 2017.
- [2] F. Belaimeche. « Contribution à la commande d'une machine asynchrone à double alimentation dédié à l'énergie renouvelable. Thèse de doctorat en commande électrique. Université de Sidi Belabbes, Algérie, 2018.
- [3] I. Deghboudji. « Commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur ». Thèse de magistère en électronique, Option : Contrôle des systèmes. Université de Constantine 1., 2013.
- [4] M. Horch. « Contribution à l'observation et la commande non linéaire d'actionneur électrique asynchrone sans capteur mécanique ». Thèse de doctorat 3ème Cycle en Génie Electrique. Spécialité : Électrotechnique. Option : Commande des machines électriques. Université Aboubakr Belkaïd, Tlemcen, 2018.

- [5] A.Doumi, G. Aissaoui, A. Tahour, M. Abid And K. Tahir, «Nonlinear Backstepping Control Of A Double-Fed Induction Generator »,Przegląd Elektrotechniczny, ISSN 0033-2097, R. 92 Nr 3/2016.
- [6] B. Meghni. « Contribution à l'amélioration des performances d'une chaîne énergétique éolienne ». Thèse de doctorat 3ème Cycle en Génie Electrique. Filière : Électrotechnique. Spécialité : Qualité et Gestion de L'Énergie Électrique. Université BADJI MOKHTAR. ANNABA, 2015.
- [7] Slotine, J.-J. E., & Li, W." Applied Nonlinear Control". London: Prentice-Hall, Inc. 1991.
- [8] H. Bühler, "Réglage par mode de glissement ", traité d'électricité, 1^{ère} édition, 1991.
- [9] A. Isidori, "Nonlinear Control Systems", Springer-Verlag Communication and Control Engineering, ISBN 3-540-19916-0 3rd edition, 1995.
- [10] H. Bühler, « Réglage par mode de glissement », traité d'électricité, 1^{ère} édition, 1991.
- [11] A. Levant. « Homogeneity approach to high-order sliding mode design», Automatica, Vol.41, pp. 823-830, 2005.
- [12] A. Levant. « Robust 2-sliding Controllers » - Proc. of the Scientific Workshop VSS'2002, Sarajevo, July 2002.
- [13]A. Levant, « Universal SISO output-feedback controller », Proc. Of IFAC'2002, Barselona, July 21-26, 2002.
- [14] A. Levant. « Principles of 2-Sliding Mode Design ». Automatica, Volume 43, Issue 4, April 2007, Pages 576-586.
- [15] G. Bartolini, A. Ferrara, et E. Usai. « Chattering Avoidance by Second Order Sliding Mode control ». IEEE transactions on Automatic Control, Vol. 43, no2, 1998.
- [16] S.V. Emelyanov. « Variable structure control system ». Moscow Nauka, 1967.
- [17] H. TAlhaoui. « Contrôle par mode glissant : Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts ». Thèse de doctorat en sciences. Option : électrotechnique. Université Mohamed Khider – Biskra, 2016.
- [18] M. Manceur. « Commande robuste des systèmes non linéaires complexes ». Thèse de Doctorat Spécialité Automatique. Université de Reims Champagne-Ardenne. France, 2012.

Chapitre 05
Modélisation
et commande du système
photovoltaïque

I. Introduction

La production d'énergie solaire dans le monde a été multipliée par 20 ces dernières années [1]. Des efforts sont en cours pour améliorer la compétitivité des panneaux solaires, aussi bien au niveau du rendement que du coût. Les matériaux utilisés à la fabrication sont en évolution, avec des panneaux possédant un rendement de plus en plus important [1]. La conversion directe du rayonnement solaire en électricité est connue sous le nom d'effet photovoltaïque. L'énergie PV se développe très rapidement. Elle est durable, propre et sans pollution de l'environnement. Elle est de nature multidisciplinaire, impliquant la mécanique, l'électronique de puissance, théorie de contrôle, et d'autres filières [2].

Pour commander la puissance électrique débitée, on prévoit diverses méthodes : l'action sur les propriétés physicochimiques des cellules, l'action sur les trackers mécaniques d'orientation automatique des panneaux solaires, et l'action sur l'interface d'électronique de puissance qui relie le générateur PV avec sa charge. Cette dernière action est communément appelée la commande électrique des systèmes PV. Elle consiste en l'élaboration de topologies des convertisseurs statiques et de développement d'algorithmes de commande MPPT (Maximum Power Point Tracking) pour la meilleure capture de la puissance maximale. [2]. Dans le domaine des convertisseurs statiques, les travaux de recherche visent à améliorer la stabilité, réduire la sensibilité aux perturbations et améliorer les performances dynamiques et statiques [3].

Dans ce chapitre, on présentera la modélisation et la commande des différentes parties constituant un système photovoltaïque dans le but d'extraire le maximum de puissance du champ PV. On commencera par le principe de base de l'effet photovoltaïque et la modélisation d'une cellule photovoltaïque en simulant les caractéristiques courant-tension et puissance-tension pour des variations de température ou d'ensoleillement d'un panneau photovoltaïque [4].

Pour que le GPV fonctionne à sa puissance maximale, un étage d'adaptation doit être inséré entre la source et la charge. Cet étage peut être un convertisseur DC-DC, ou bien un onduleur dans le cas de besoin du courant alternatif. Pour cela, différentes topologies des convertisseurs DC-DC et DC-AC et leurs principes de fonctionnement seront étudiées par la suite [5]. Le convertisseur Boost est choisi dans cette étude grâce à sa structure simple et son rapport de transformation en tension le plus élevé par rapport aux autres topologies [2].

Un grand nombre de procédures et techniques ont été développés. Elles varient en complexité, capteurs nécessaires, vitesse de convergence, coût, efficacité, matériel pour la réalisation, etc... on va présenter quelques techniques MPPT existantes qui permettent de faire fonctionner le GPV à sa puissance maximale. On intègre ensuite la commande basée sur les algorithmes PO et IC puis sur la méthode par mode glissant. Dans le but de valider ces algorithmes, des résultats de simulation seront présentés sous environnement Matlab/Simulink en tenant compte des variations des conditions atmosphériques comme l'éclairement et la température.

II. La cellule photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est un capteur constitué d'un matériau semi-conducteur qui transforme l'énergie lumineuse absorbée en courant électrique. Le principe de son fonctionnement est basé sur les propriétés d'absorption du rayonnement lumineux par des matériaux semiconducteurs [5].

L'effet photovoltaïque se manifeste par l'apparition d'une différence de potentiel à la jonction entre un métal et un semi-conducteur ou entre deux semi-conducteurs lorsque le dispositif reçoit un rayonnement lumineux de longueur d'onde adéquate. Ainsi une cellule photovoltaïque peut convertir l'énergie solaire en énergie électrique en mettant en jeu ce phénomène physique optoélectronique [6].

Le composant de base de la transformation lumière-électricité est la cellule photovoltaïque, elle est réalisée en associant un matériau semi-conducteur dopé P à un autre semi-conducteur dopé N pour obtenir ainsi une jonction PN (voir Figure 5.1). L'énergie produite par l'absorption d'un photon dans un matériau se traduit du point de vue électrique par la création d'une paire électron-trou. Cette réaction entraîne une différence de répartition des charges créant ainsi une différence de potentiel électrique, c'est l'effet photovoltaïque [7].

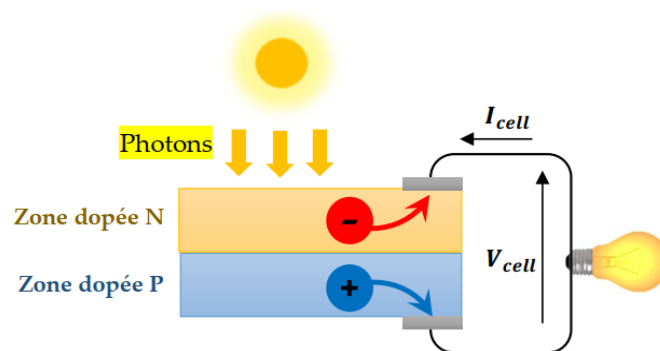


Figure 5.1. Schéma de principe de la conversion photoélectrique.

III. Modélisation de la cellule photovoltaïque

Pour établir le modèle mathématique de la cellule PV, il faut tout d'abord présenter son circuit électrique équivalent. Plusieurs modèles mathématiques sont développés pour représenter le comportement non linéaire des jonctions des semi-conducteurs [6].

Le schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque comprend un générateur de courant I_{ph} qui modélise l'éclairement et une diode en parallèle qui modélise la jonction PN. une résistance série R_s représentant les diverses résistances de contacts et de connexions et une résistance parallèle R_p caractérisant les divers courants de fuites dus à la diode et aux effets de bords de la jonction [2], [6].

Le circuit électrique équivalent de la cellule est représenté dans la figure 5.2 ; Avec :

I_d le courant qui traverse la diode,
 v_d la tension aux bornes de la diode,
 I_{pv} le courant délivré par la cellule,
 V_{pv} est la tension à la sortie de la cellule.

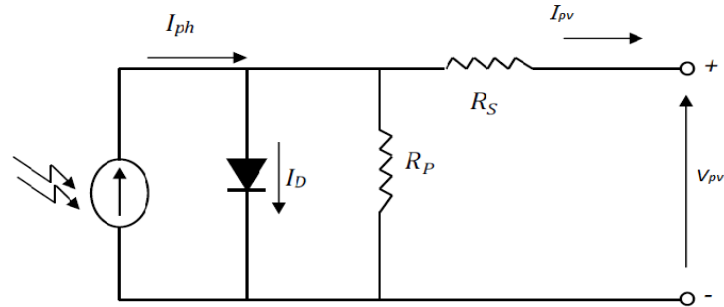


Figure 5.2 Schéma équivalent d'une cellule PV

On peut distinguer deux cas dans l'étude de la cellule PV, cas idéal et cas réel.

1. Cellule PV idéale

La résistance série est très petite et la résistance parallèle est suffisamment grande. Le circuit équivalent de la photopile peut devenir comme suit (figure 5.3):

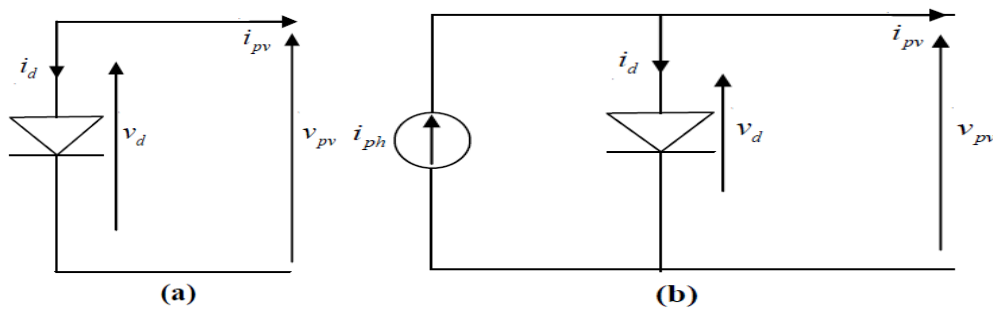


Figure 5.3 Schéma équivalent d'une photopile idéale : (a) Sous l'obscurité ; (b) Sous l'éclairement

L'expression du courant dans la diode dans une photopile dans l'obscurité en appliquant la loi de Kirtchoff est donnée par :

$$I_{pv} = -I_d = -I_s \left[\exp\left(\frac{qV_{pv}}{akT}\right) - 1 \right] \tag{5.1}$$

Où :

- I_s est le courant de saturation de la diode [A],
- a est le facteur d'idéalité de la jonction,
- k est la constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23}$ J/ K),
- T est la température de jonction des cellules [K],
- q est la charge élémentaire de l'électron ($1,6 \times 10^{-19}$ C).

Si la cellule est maintenant sous l'éclairement (Figure 5.3b), elle sera exprimée par l'expression suivante:

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d = I_{ph} - I_s \left[\exp\left(\frac{qV_{pv}}{akT}\right) - 1 \right] \quad (5.2)$$

Pratiquement, on utilise une charge résistive ajustable pour construire point par point la caractéristique courant-tension de la photopile (Figure 5.4).

Si la charge est nulle, cas de court-circuit, la tension de sortie est égale à zéro. Le courant de la cellule est à son maximum. Ce courant est appelé : courant de court-circuit (short circuit current) [2].

$$I_{cc} = I_{ph} \quad (5.3)$$

Si la charge est suffisamment grande (circuit ouvert), le courant de sortie est égal à zéro. La tension de la cellule est maximale. Cette tension est appelée la tension de circuit ouvert V_{co} (open circuit voltage) :

$$V_{co} = \frac{akT}{q} \ln\left(\frac{I_{ph}}{I_s} + 1\right) = V_{th} \ln\left(\frac{I_{ph}}{I_s} + 1\right) \quad (5.4)$$

Avec :

$V_{th} = \frac{akT}{q}$ est appelée tension thermique.

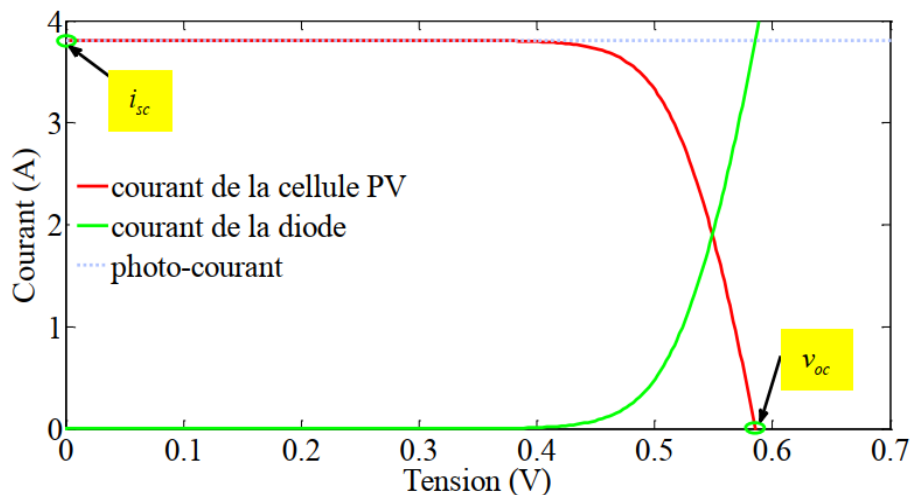


Figure 5.4. Constitution de la caractéristique d'une photopile.

2. Cellule PV réelle

En réalité, la résistance série est très petite, et est de l'ordre de quelques milli-ohms. La résistance parallèle est suffisamment grande, et est de l'ordre du méga ohm. Dans ce cas, le circuit équivalent de la photopile est celui de la figure 5.2. Ainsi, l'expression du courant de la cellule peut avoir la forme suivante [8]:

2.1. Modèle à une diode

La cellule photovoltaïque est représentée par le modèle « standard » à une diode. Ce modèle comporte une diode en moins comme le montre la figure 5.5 [5].

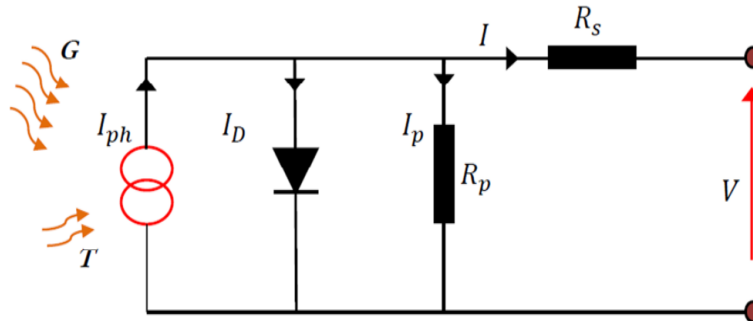


Figure 5.5. Modèle électrique équivalent à une diode de la cellule photovoltaïque [4].

L'expression du courant I est donnée par: [5]

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d - \frac{V}{R_p} \tag{5.5}$$

$$I_{pv} = I_{ph} - I_s \left[e^{q \left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{akT} \right)} - 1 \right] - \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_p} \tag{5.6}$$

Cette équation est complexe, car sa solution en courant est récursive. Pour la résoudre, nous avons utilisé la méthode de Newton Raphson pour sa rapidité de convergence vers la solution. La méthode de Newton est décrite ci-dessous [9],[10]:

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \tag{5.7}$$

avec $f'(x_n)$ est la dérivée de la fonction, x_n valeur actuelle et x_{n+1} valeur suivante. En posant :

$$f(I) = I_{ph} - I - I_s \left(e^{(V + R_s I)/V_{th}} - 1 \right) = 0 \tag{5.8}$$

l'expression (5.7) peut s'écrire :

$$I_{n+1} = I_n - \frac{I_{ph} - I_n - I_s \left(e^{(V + R_s I_n)/V_{th}} - 1 \right)}{-1 - \frac{I_s R_s}{V_{th}} e^{(V + R_s I_n)/V_{th}}} \tag{5.9}$$

La fonction que nous avons utilisé sous MATLAB effectue le calcul pour 5 itérations pour assurer la convergence de la solution [9].

En réalité, La résistance parallèle est suffisamment grande par rapport à la résistance série qui est très petite et qui peut être négligée pour avoir un model très simplifié [2], [5] .

Le photo courant I_{ph} est directement proportionnel à l'éclairement. Si I_{cc} est donnée sur le catalogue en STC, alors le photocourant généré pour n'importe quel autre valeur de G , est donné par :

$$I_{ph} = \frac{I_{cc}}{G_0} \cdot G \quad (5.10)$$

Le photo courant dépend aussi de la température, son expression est donnée par :

$$I_{ph} = I_{ph}|_{T_{ref}} (1 + k_i(T - T_{ref})) \quad (5.11)$$

Avec k_i coefficient de température de I_{cc} .

T_{ref} est la température de référence de la cellule en Kelvin ($^{\circ}K$), généralement $298^{\circ}K$ ($25^{\circ}C$).

$I_{ph}(T_{ref})$ est le courant de court-circuit à la température de référence T_{ref} , donné par la fiche technique du constructeur (mesuré sous un ensoleillement de 1 kw/m^2).

$I_{cc}(T_{ref})$ est le courant de court-circuit à la température de référence T_{ref} , donné par la fiche technique du constructeur (mesuré sous un ensoleillement de 1 kw/m^2).

Le courant de saturation dépend de la température. Sa valeur pour une température donnée est calculée par l'équation suivante [9] :

$$I_s = I_{s,0} \cdot \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^{\frac{3}{n}} \cdot e^{-\frac{q \cdot V_g}{ak} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{ref}} \right)} \quad (5.12)$$

Avec V_g est l'énergie du band gap.

$$I_{s,0} = \frac{I_{cc,0}}{\frac{V_{oc}}{e^{V_{th}-1}}} \quad (5.13)$$

$$V_{th} = \frac{a \cdot k \cdot T}{q} \quad (5.14)$$

Avec V_{th} est la tension thermique.

En réalité, la résistance parallèle est suffisamment grande la résistance série qui est très petite et peut être négligée.

l'expression du courant de la cellule peut avoir la forme suivante [2]:

$$I_{pv} = I_{ph} - I_d = I_{ph} - I_s \left[\exp\left(\frac{qV_{pv}}{akT}\right) - 1 \right] \quad (5.15)$$

En utilisant cette expression, on peut tracer la caractéristique I-V de la cellule PV. Etant donné que la puissance de la cellule est le produit du courant par la tension, alors de même, on peut tracer la caractéristique P-V de la cellule PV. Dans ce modèle, le courant de saturation et le courant de court-circuit varient avec la température et l'éclairement suivant les équations (5.5) et (5.6): [2], [5].

2.2. Modèle à deux diodes

La figure 5.6 représente le circuit équivalent d'une cellule solaire, réalisé par la connexion en parallèle de deux diodes de courants de saturation I_{01} et I_{02} et de facteurs de diode n_1 et n_2 , une source de courant produisant le courant de court-circuit de la cellule qui dépend de l'éclairement solaire. La résistance série R_s tient compte de la résistivité du matériau et du contact semi-conducteur-métal. Sa valeur peut être déterminée par l'inverse de la pente de la caractéristique $I(V)$ pour la tension à circuit ouvert V_{co} . La résistance parallèle R_p traduit la présence d'un courant de fuite dans la jonction [5].

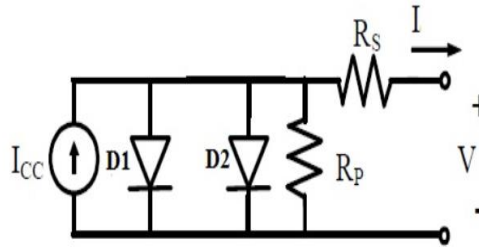


Figure 5.6. Modèle électrique équivalent à deux diodes de la cellule photovoltaïque.

Le courant I délivré par la cellule est donné par l'expression suivante [5], [11]:

$$I = I_{cc} - I_{01} \left[\exp \left(q \frac{V+I \cdot R_s}{a_1 k T} \right) - 1 \right] - I_{02} \left[\exp \left(q \frac{V+I \cdot R_s}{a_2 k T} \right) - 1 \right] - \frac{V+I \cdot R_s}{R_p} \quad (5.16)$$

Avec :

$I_{cc}(A)$: le courant de court-circuit de la cellule dépendant de l'ensoleillement et de la température.

$I_{01}(A)$ correspondant au courant de saturation de la diode1,

$I_{02}(A)$ correspondant au courant de saturation de la diode2,

K ($1.381 \times 10^{-23} \text{ J/K}$), la constante de Boltzmann,

T (K), la température effective de la cellule,

q ($1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$), la charge de l'électron,

a_1 le facteur de non idéalité de la jonction de la diode1,

a_2 le facteur de non idéalité de la jonction de la diode2,

I (A) le courant fourni par la cellule,

V (v) la tension aux bornes de la cellule,

R_p (Ω) la résistance de shunt caractérisant les courants de fuites de la jonction,

R_s (Ω) la résistance série représentant les diverses résistances des contacts et de connexions.

III. Générateur photovoltaïque (GPV)

1. Modélisation et caractéristiques du GPV

Pour produire plus de puissance, plusieurs cellules sont assemblées pour former un module. Les cellules individuelles sont généralement connectées dans une chaîne en série (typiquement 36 ou 72) pour atteindre la tension de sortie désirée [4] [12]. L'interconnexion de modules entre eux en série permet d'augmenter la tension générée pour un même courant et leur interconnexion en parallèle permet d'augmenter le courant délivré pour une même tension, mais pour obtenir une puissance plus grande, les modules sont connectés en série et en parallèle, ceci définit la notion de champ photovoltaïque [4] [7].

Lorsque les cellules sont assemblées en série, les tensions s'additionnent ; alors que si elles sont montées en parallèle, les courants s'additionnent. Ces cellules doivent avoir les mêmes caractéristiques [5].

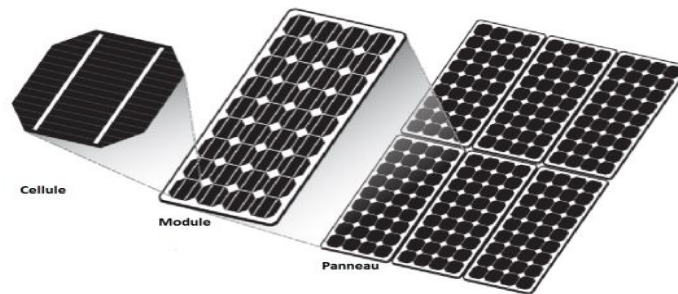


Figure 5.7. Constitution d'un générateur photovoltaïque

Dans un groupement de modules connectés en parallèle, les modules étant soumis à la même tension, les intensités s'additionnent. On obtient la caractéristique résultante par addition de courants à tension donnée. Dans un groupement en série, les modules sont traversés par le même courant et la caractéristique résultante du groupement en série est obtenue par l'addition des tensions à courant donné. La plupart des modules commercialisés sont composés de 36 cellules en silicium cristallin, connectées en série pour des applications en 12V [2], [5].

la relation entre le courant et la tension dans un générateur photovoltaïque, constitué de N_s cellules connectées en série et de N_p cellules connectées en parallèle est donnée par l'équation suivante [5] :

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_{sat} \left(\exp \left(\frac{V_{pv} + \frac{N_s}{N_p} I_{pv} R_s}{n V_{th}} \right) - 1 \right) \quad (5.17)$$

Où,

I_{pv} : Courant du GPV [A] ;

V_{pv} : Tension du GPV [V] ;

N_s : Nombre de cellules connectées en série par module ;

N_p : Nombre de modules connectés en parallèle.

IV. Caractéristique courant-tension (I-V) à ensoleillement et température variables

Dans notre étude, Solar BP SX 150S est choisi comme modèle de simulation sous MATLAB. Le module est constitué de 72 cellules solaires en silicium multi-cristallin en série et fournit 150W de puissance maximale nominale [13]. Le tableau 5.1 montre ses caractéristiques électriques fournies par la fiche technique du fabricant [5].

1. Influence de l'éclairement sur la cellule PV

L'éclairement est le paramètre le plus influant sur la cellule PV. En effet, le photo-courant est proportionnel à l'éclairement, par contre le courant à travers la diode qui n'est que le photo-courant à l'obscurité, reste inchangé aux variations de ce dernier.

La figure 5.7 (a, b) illustre respectivement les caractéristiques I-V et P-V de la photopile simulée sous une température de référence de 25 °C et sous divers niveaux d'éclairements. On remarque que la tension du circuit ouvert V_{oc} change très peu avec la variation de l'éclairement G , par contre le courant du court-circuit I_{sc} varie beaucoup en augmentant l'éclairement ce qui engendre une augmentation de la puissance photovoltaïque [2].

Caractéristiques électriques	
Puissance maximale (P_{max})	150W
Tension à P_{max} (V_{mp})	34.5V
Courant à P_{max} (I_{mp})	4.35A
Tension à circuit ouvert (V_{oc})	43.5V
Courant de court-circuit (I_{sc})	4.75A
Coefficient de température de I_{sc}	$0.065 \pm 0.015 \text{ \% / } ^\circ\text{C}$
Coefficient de température de V_{oc}	$-160 \pm 20 \text{ mV / } ^\circ\text{C}$
Coefficient de température de la puissance	$-0.5 \pm 0.05 \text{ \% / } ^\circ\text{C}$
NOCT	$47 \pm 2^\circ\text{C}$

Tableau 5.1. Caractéristiques électriques du module photovoltaïque [5].

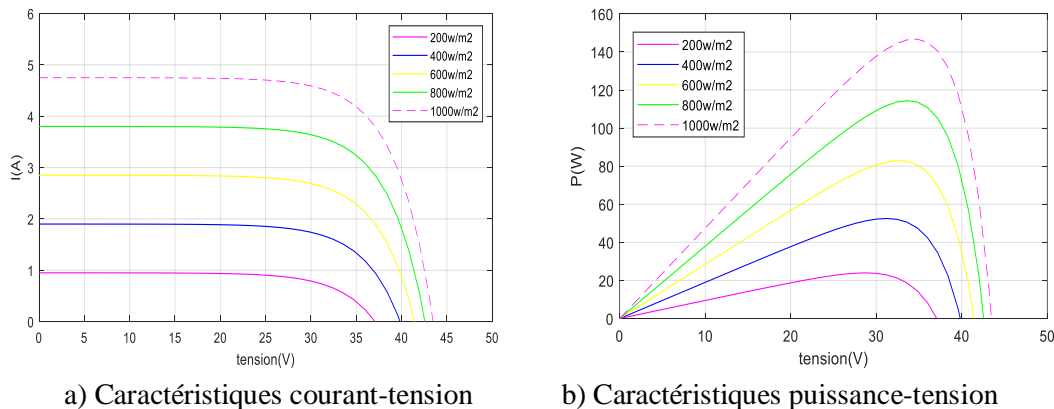


Figure 5.8. Dépendance des caractéristiques d'un module PV de l'éclairement

La dépendance du courant i_{sc} de l'éclairement G peut être formulée par [2]:

$$I_{sc} = I_{sc}^* \frac{G}{G^*} + k_i \frac{G}{G^*} (T - T^*) \quad (5.18)$$

Avec :

I_{sc} est le courant de court-circuit dans les conditions STC ($G^*=1000 \text{ W/m}^2$, $T^*=25^\circ\text{C}$), et k_i est un coefficient de température du courant de court-circuit (généralement donné par le fabricant).

2. Influence de la température sur la cellule PV

La température est le second paramètre le plus important dans le comportement de la photopile. La figure 6.8 (a, b) illustre respectivement les caractéristiques I-V et P-V de la photopile simulée sous un éclairement de 1000 W/m^2 et différentes températures. On remarque que le courant du court circuit i_{sc} reste très peu sensible à la variation de la température mais la tension du circuit ouvert V_{oc} diminue en augmentant la température ce qui cause une diminution de la puissance à la sortie de la photopile.

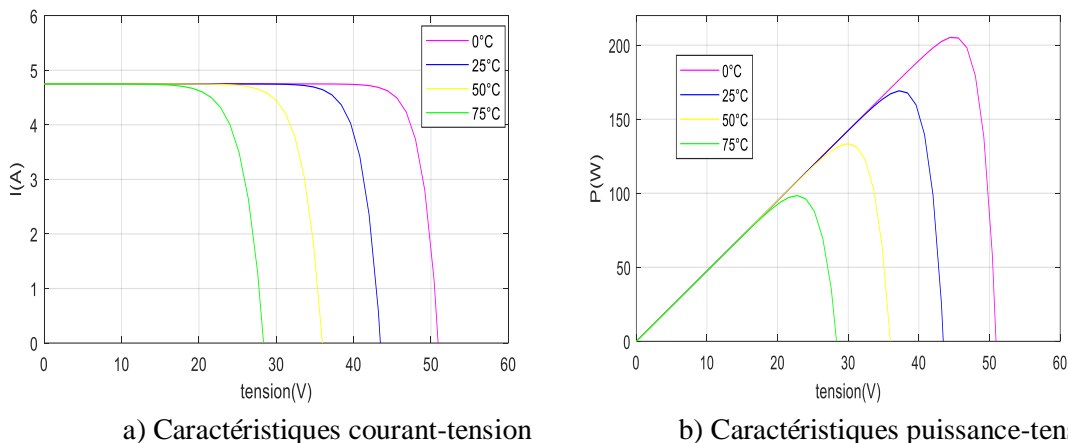


Figure 5.9 Dépendance des caractéristiques d'un module PV de la température.

La tension du circuit ouvert en fonction de la température est donnée par [2] :

$$V_{oc} = V_{oc}^* + \delta(T - T^*) - (I_{sc} - I_{sc}^*)R_s \quad (5.19)$$

Avec :

V_{oc}^* est la tension du circuit ouvert dans les conditions STC et δ est un coefficient obtenu empiriquement ($\text{V}/^\circ\text{C}$).

la figure 5.8 et la figure 5.9 illustrent les mêmes comportements du GPV, pour une augmentation graduelle de la température du cellule, alors que le niveau d'éclairement est maintenu constant à sa valeur standard 1000 W/m^2 . Le courant augmente légèrement avec l'augmentation de la température, ce qui est dû à l'absorption accrue de la lumière. Toutefois, comme la température augmente la tension en circuit ouvert tend à diminuer, par conséquent la puissance extraite tend alors à diminuer.

V. Etage d'adaptation entre un générateur PV et une charge

1. Convertisseur continu-continu (DC-DC)

La valeur de la puissance nominale délivrée par le GPV diffère beaucoup de celle réellement transférée à la charge. Donc il est nécessaire d'utiliser un étage d'adaptation entre le GPV et la charge afin d'extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV et de la transférer à la charge. Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments en assurant le transfert du maximum de puissance fournie par le générateur à l'aide d'un système de contrôle utilisé à cet effet [5].

Un hacheur se compose de condensateurs, d'inductance et de commutateurs. Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ne consomment aucune puissance active, c'est la raison pour laquelle on a de bons rendements dans les hacheurs [14].

1.1 Convertisseur Boost (hacheur survolteur)

Un convertisseur DC-DC de type Boost, ou hacheur parallèle, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de valeur plus élevée [4]. Il est composé essentiellement d'un interrupteur K (comme IGBT ou MOSFET) et d'une diode D . L'interrupteur K est commandé par un signal à modulation de largeur d'impulsion (MLI) de période de découpage fixe et de rapport cyclique variable. La conduction des deux interrupteurs est complémentaire, quand K est fermé D est ouverte; et quand K est ouvert, D est fermée. Durant chaque période, K est fermé de l'instant 0 à αT_d et ouvert de αT_d à T_d [5] [14].

On distingue deux modes de fonctionnement selon que le courant dans l'inductance s'annule (conduction discontinue) ou pas (conduction continue). On s'intéresse au second cas qui est le plus important. [2]. La figure 5.10 représente le schéma de base d'un convertisseur boost. Il est composé d'une bobine L , une diode D , un condensateur C et d'un interrupteur à semi-conducteur contrôlable K [5].

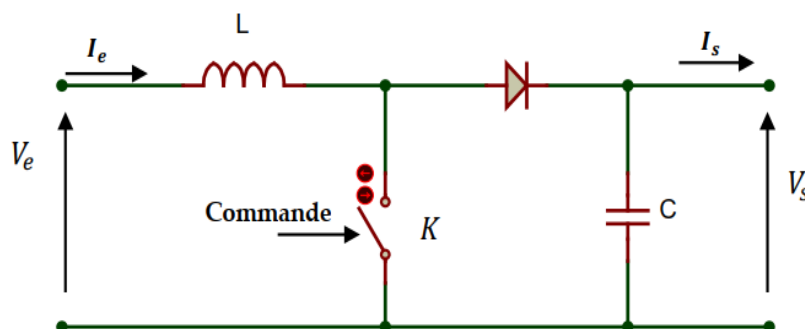


Figure 5.10. Schéma de base d'un convertisseur Boost [7].

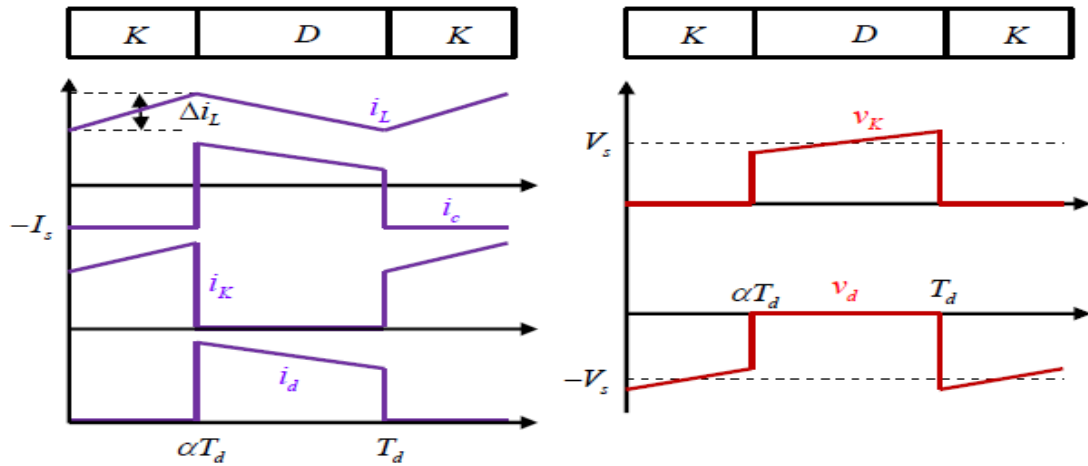


Figure 5.11. Formes d'ondes des courants et tensions du convertisseur Boost

Le principe de fonctionnement d'un convertisseur boost est divisé en deux phases distinctes selon l'état de l'interrupteur K:

l'interrupteur K est fermé :

$0 < t < T_d$ (Pendant le temps t_{on}), le courant dans l'inductance va augmenter, et une énergie sous forme d'énergie magnétique est stockée dans la bobine. La diode est donc bloquée et le condensateur assure le courant de sortie [5], [7]

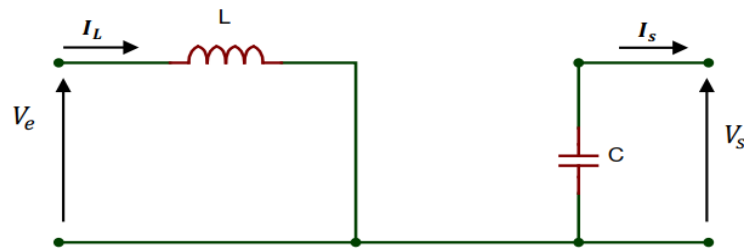


Figure 5.12. Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est fermé.

L'expression de V_e est donc :

$$V_e = L \cdot \frac{di_L}{dt} \tag{5.20}$$

$$i_{L-on} = i_{L-min} + \frac{V_e}{L} t \tag{5.21}$$

Avec I_{L-min} la valeur minimale du courant dans l'inductance.

A l'instant $t = \alpha T_d$, le courant dans l'inductance atteint sa valeur maximale I_{L-max} .

$$i_{L-max} = i_{L-min} + \frac{V_e}{L} \alpha T_d \tag{5.22}$$

α est le rapport cyclique qui représente la fraction de la période T lorsque l'interrupteur K est passant. $0 < \alpha < 1$.

Où,

t_{on} : Le temps de la phase de fermeture [S] ;

L : L'inductance de la bobine [H] ;

V_e : La tension d'entrée [V] ;

i_{L-on} : Le courant de la bobine pendant la phase de fermeture [A] ;

i_{L-min} : Le courant de la bobine au début de la phase de fermeture [A] .

L'interrupteur K ouvert :

$\alpha T_d < t < T_d$, l'inductance est alors en série avec le générateur et sa tension va s'ajouter à celle du générateur : c'est l'effet survolteur. L'énergie emmagasinée dans l'inductance va être donc transférée vers le condensateur qui se charge, le schéma de principe de cette phase est donné par la Figure 5.13 [2], [5].

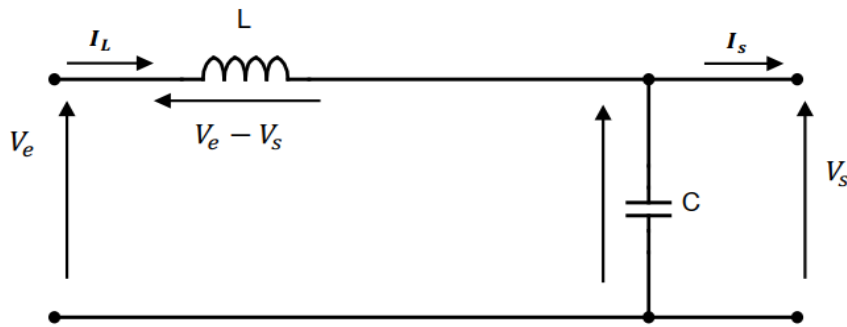


Figure 5.13. Circuit équivalent du Boost quand l'interrupteur est ouvert.

Le courant de la bobine est donné par :

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} = V_e - V_s \quad (5.23)$$

$$i_{L-off} = i_{L-max} + \frac{V_e - V_s}{L} t \quad (5.24)$$

$$i_L = i_{L-max} + \frac{V_e - V_s}{L} (t - \alpha T_d) \quad (5.25)$$

A l'instant $t=T_d$, le courant dans l'inductance revient à sa valeur minimale i_{L-min}

$$i_{L-min} = i_{L-max} + \frac{V_e - V_s}{L} (1 - \alpha) T_d \quad (5.26)$$

Soit :

$$\Delta i_L = i_{L-max} - i_{L-min} \text{ l'ondulation du courant dans l'inductance.}$$

En faisant l'égalité des valeurs de l'ondulation du courant tirées des équations (5.21) et (5.26)

$$\Delta i_L = \frac{V_e}{L} \alpha T_d = \frac{\alpha V_e}{L f} \quad (5.27)$$

$$\Delta i_L = \frac{V_s - V_e}{L} (1 - \alpha) T_d \quad (5.28)$$

Avec f la fréquence de commutation.

On peut déduire la valeur moyenne de la tension de sortie :

$$V_s = \frac{1}{1-\alpha} V_e \quad (5.29)$$

La tension de sortie du convertisseur peut être contrôlée en faisant varier sa tension d'entrée ou son rapport cyclique. Celui-ci étant toujours compris entre 0 et 1, donc le montage fonctionne en élévateur de tension.

En appliquant le principe de conservation de puissance entre l'entrée et la sortie du convertisseur, on peut établir la valeur moyenne du courant dans l'inductance en fonction du courant moyen dans la charge et du rapport cyclique :

$$i_L = \frac{1}{1-\alpha} I_s \quad (5.30)$$

1.2. Convertisseur Buck

Un convertisseur buck, ou hacheur série, est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de valeur plus faible.

La structure de base et la topologie de commande du convertisseur abaisseur est représentée sur la figure (5.15). L'équation d'état décrivant le convertisseur abaisseur de tension continu est donnée par (5.4) [4], [15], [16].

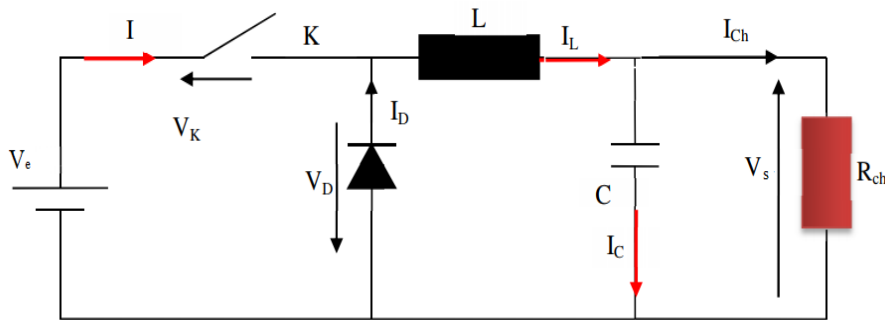


Figure 5.14. Schéma de base d'un convertisseur buck.

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -V_e + \alpha \cdot E \\ C \frac{dV}{dt} = i - \frac{V_e}{R} \end{cases} \quad (5.31)$$

La tension de sortie en valeur moyenne, l'ondulation de courant dans l'inductance et l'ondulation de la tension de sortie sont donnés respectivement par:

$$V_s = \alpha \cdot V_e \quad (5.32)$$

$$\Delta i_L = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{L \cdot f} \quad (5.33)$$

$$\Delta V_s = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot C \cdot f} = \frac{\alpha(1-\alpha)V_e}{8 \cdot C \cdot L \cdot f^2} \quad (5.34)$$

Le convertisseur est donc abaisseur en tension.

Le courant moyen traversant l'inductance est égal au courant moyen dans la charge :

$$I_L = I_s \quad (5.35)$$

1.3. Convertisseur buck-boost

Le convertisseur buck-boost est une alimentation à découpage qui convertit une tension continue en une autre tension continue de valeur plus faible ou plus grande, mais de polarité inverse [4].

L'équation d'état décrivant le convertisseur élévateur abaisseur de tension continu-continu est donné par les équations suivantes:

1.3.1 Hacheur buck – Boost inverse

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = (1 - \alpha).V_e + \alpha.V_e \\ C \frac{dV_s}{dt} = -(1 - \alpha).i + \frac{V_e}{R} \end{cases} \quad (5.36)$$

1.3.2 Hacheur buck – Boost non inverse

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -(1 - \alpha).V_e + \alpha.V_e \\ C \frac{dV_s}{dt} = (1 - \alpha).i - \frac{V_e}{R} \end{cases} \quad (5.37)$$

Le schéma de principe d'un convertisseur buck-boost (élévateur abaisseur) est représenté sur la figure 5.15.

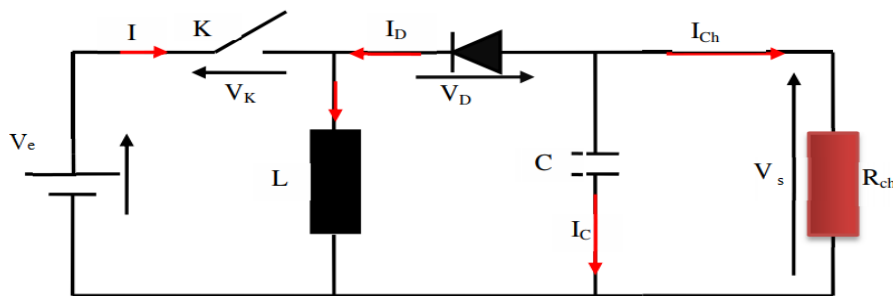


Figure 5.15. Schéma de base d'un convertisseur buck-boost

1.4 Convertisseur Cuk

La figure 5.16 illustre le circuit électrique du convertisseur Cuk et ses formes d'ondes de courant et de tension. La tension de sortie moyenne est donnée par:

$$V_s = \frac{\alpha V_e}{1 - \alpha} \quad (5.38)$$

On remarque que le rapport de transformation est similaire à celui du Buck-Boost. De même, on peut dire que c'est un montage abaisseur-élévateur-inverseur en tension.

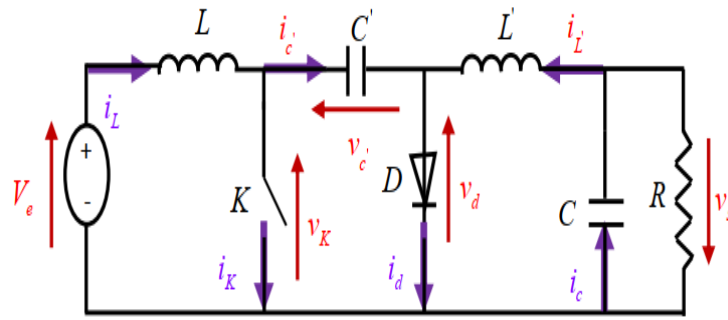


Figure 5.16. Schéma de base d'un Convertisseur Cuk

L'expression reliant les courants moyens est :

$$i_L = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha}\right) i_c = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha}\right) i_s \tag{5.39}$$

Les ondulations de courant dans les deux inductances :

$$\Delta i_L = \frac{\alpha V_e}{L f} \tag{5.40}$$

$$\Delta i_{L'} = \frac{\alpha V_e}{L' f} \tag{5.41}$$

L'ondulation de la tension de sortie:

$$\Delta V_s = \frac{\Delta i_{L'}}{8 C f} = \frac{\alpha V_e}{8 L' C f^2} \tag{5.42}$$

L'ondulation de la tension aux bornes de C'

$$\Delta V_{c'} = \frac{(1-\alpha) i_L}{C' f} = \frac{\alpha^2 V_e}{(1-\alpha) R C' f} \tag{5.43}$$

1.5 Convertisseur Sepic

Le circuit de principe du convertisseur Sepic et ses formes d'ondes de courant et de tension obtenues en mode de conduction continu est illustré à la figure 5.17. Les caractéristiques de ce convertisseur sont identiques à celles du Cuk, mais il n'est pas inverseur en tension.

La tension de sortie moyenne est donnée par:

$$V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} V_e \tag{5.44}$$

L'expression reliant les valeurs moyennes des courants est :

$$I_L = \left[\frac{\alpha}{1-\alpha}\right] i_c = \left[\frac{\alpha}{1-\alpha}\right] i_s \tag{5.45}$$

Les ondulations de courant dans les deux inductances :

$$\Delta I_L = \frac{\alpha V_e}{L f} \quad (5.46)$$

$$\Delta I_{L'} = \frac{\alpha V_e}{L' f} \quad (5.47)$$

L'ondulation de la tension de sortie :

$$\Delta V_s = \frac{\alpha^2}{1 - \alpha} \frac{V_e}{RC f} \quad (5.48)$$

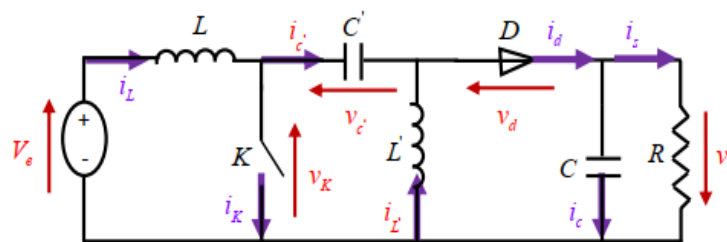


Figure 5.17. Schéma de base d'un Convertisseur Sepic

Certains travaux ont montré que le hacheur boost a un meilleur rendement dans les applications MPPT [4], . On va s'intéresser dans cette thèse à une adaptation d'un système PV connecté au réseau (fixe et avec poursuite solaire) par le biais du convertisseur boost.

2. Convertisseurs DC-AC

Pour alimenter une charge à courant alternatif à partir d'un GPV, un onduleur doit être utilisé comme étage d'adaptation. En effet, un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance qui permet de délivrer une tension alternative à partir d'une source à courant continu.

Sa structure est généralement constituée d'interrupteurs électroniques tels que les transistors de puissance IGBT ou thyristors. Pour avoir un signal alternatif de fréquence bien déterminée, on module la source à l'aide des commutations commandées généralement par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

On distingue :

2.1. Les onduleurs autonomes : La tension délivrée par ce type de convertisseur est soit de fréquence fixe ou variable. En plus, l'onduleur autonome n'a pas besoin de réseau électrique pour fonctionner,

2.2. Les onduleurs non autonomes: Ce type de convertisseurs est un montage redresseur tout thyristors qui permet un fonctionnement en onduleur, lorsqu'il est en commutation naturelle assistée par le réseau, auquel il est raccordé.

2.3. Onduleurs hybrides ou intelligents: Ces onduleurs représentent une nouvelle génération destinée surtout aux applications d'énergie renouvelable en particulier pour les panneaux solaires photovoltaïques.

IV. Choix du convertisseur

Un panneau solaire PV est un générateur d'électricité continu basse tension, pour cela il est préférable de mettre un convertisseur élévateur de tension comme étage adaptateur d'impédance entre la source et la charge. plusieurs convertisseurs cités précédemment peuvent élever la tension. En effet, les structures Buck-Boost, Cuk et Sepic sont élévatrices pour un rapport cyclique supérieur à un demi mais la structure du convertisseur Boost est la plus simple par rapport aux autres convertisseurs. Les contraintes en tension et en courant sur les interrupteurs et les diodes sont presque similaires pour les différentes topologies élévatrices [2], [5].

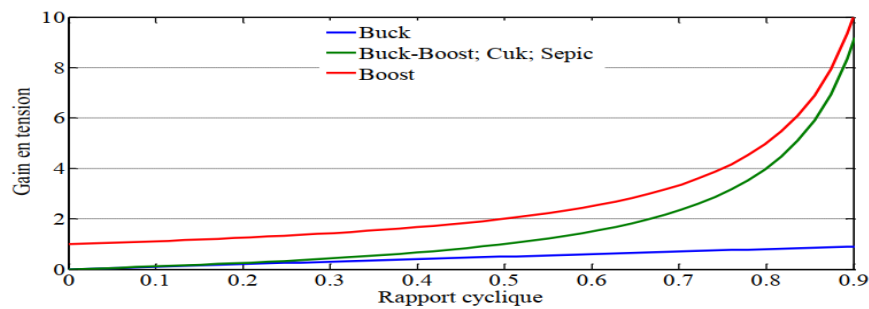


Figure 5.18. Evolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique des convertisseurs.

Si on les compare du point de vue gain en tension, le Boost prend la première place comme le montre la figure 5.18 qui donne l'évolution du gain en tension en fonction du rapport cyclique.

V. Dimensionnement du convertisseur Boost (Détermination des valeurs de L , C_1 et C_2)

Pendant toutes les étapes de dimensionnement, on se référera toujours au schéma électrique d'un convertisseur "Boost" idéalisé dressé dans la figure (5.19).

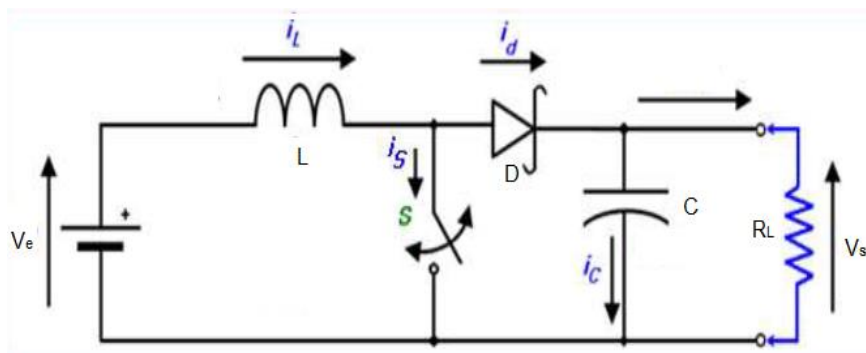


Figure 5.19. Schéma électrique d'un convertisseur "Boost" idéalisé.

Une autre caractéristique technique importante, que nous devons signaler par ce début: Pour un panneau photovoltaïque connecté à un convertisseur DC-DC, la source de tension

continue connectée à l'entrée (V_{in}) du convertisseur DC/DC, dont le schéma électrique est dressé à la figure (5.19), est en réalité équivalente à une source de courant, qui est d'ailleurs la modélisation la plus représentative d'un panneau photovoltaïque, à laquelle on connecte souvent en parallèle un condensateur de grande valeur. Ceci est dû à la propriété intrinsèque du condensateur qui stipule que la tension à travers un condensateur ne peut pas changer instantanément. C'est ce qui justifie l'approximation suivante dans certaines analyses abordées lors de ce chapitre [17].

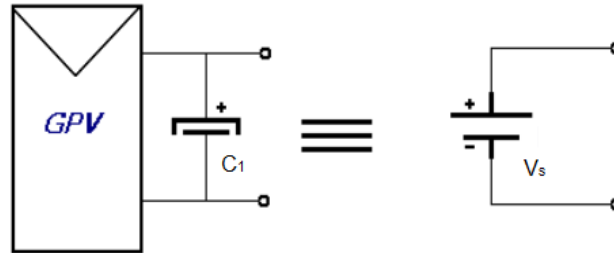


Figure 5.20 équivalence électrique: Source de courant source de tension.

Avant d'entamer la tâche de dimensionnement des différents constituants du convertisseur, il faut d'abord déterminer les spécifications du système global. Pour notre cas, de telles spécification englobe, entre autres, les caractéristiques techniques du panneau à utiliser, la gamme de variation de la tension d'entrée, tension de sortie, courant de charge, taux d'ondulation de la tension de sortie, le type et la valeur de la charge DC, la fréquence du signal de commande, ... etc.

1. La charge DC

Dans le but de maintenir la tension de sortie V_{out} constante, la charge DC (R_L) connectée à la sortie du convertisseur doit être capable de consommer toute la puissance générée par le panneau photovoltaïque. Ceci est équivalent à dire que sa valeur (en Ohms) doit impérativement satisfaire l'inégalité suivante [17]:

$$(V_s)^2 / R_L \succ P_{\max} \quad (5.49)$$

Alors:

$$R_L \prec V_s^2 / P_{\max} \quad (5.50)$$

P_{\max} : Puissance maximale que peut fournir le panneau photovoltaïque utilisé ≈ 150 W.

$$R_L < (48^2 / 150) = 15.36 \Omega$$

Avec :

$$V_{s-\max} = \frac{V_{e-\max}}{1 - D_{\max}}$$

On se référant à la courbe de la Figure (5. 21) :

$$D = [D_{\min}, D_{\max}] = [0, 0.4].$$

$$V_{s-\max} = \frac{V_{e-\max}}{1 - D_{\max}} = \frac{34.5}{1 - 0.4} = 57.5V$$

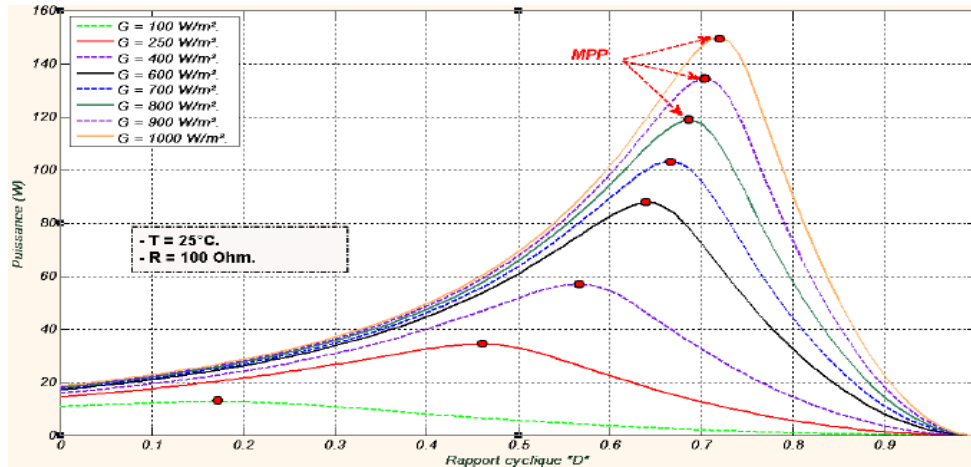


Figure 5. 21 : Intervalle de variation du rapport cyclique "D" en fonction de l'irradiation solaire. Paramètres fixes: $R_L = 100$ et $T = 25^\circ\text{C}$ [17].

2. Ondulation du courant Δi_L et choix de L

Le choix des éléments se fait en considérant que le convertisseur est en Mode Conduction Continu. Sur la figure (5.22), on voit que le courant traversant l'inductance L présente une ondulation i_L (l'ondulation du courant est définie comme étant la différence entre la valeur maximale et la valeur minimale du courant) qui est donnée par [9], [18], [19] :

$$\Delta i_L = i_{L,max} - i_{L,min} = \frac{(V_e - V_s) \cdot D \cdot T}{L} \tag{5.51}$$

$$\Delta i_L = \frac{V_s(1-D)}{L \cdot f} = \frac{V_e(1-D) \cdot D}{L \cdot f} \tag{5.52}$$

Avec : $f = 1/T$, fréquence de commutation.

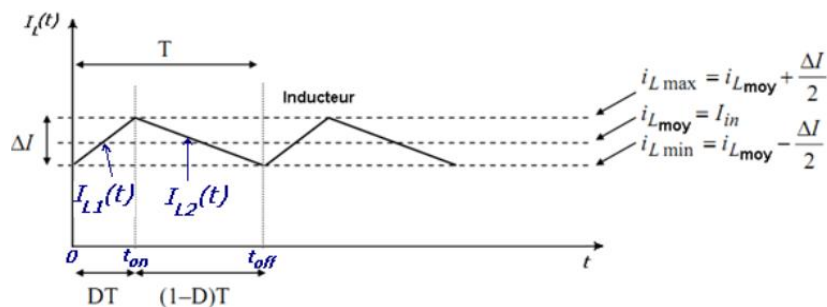


Figure 5.22 variation du courant de l'inducteur I_L en fonction du temps.

Afin de respecter la condition sur l'ondulation du courant de l'inductance imposée par le cahier des charges, l'inductance doit être supérieure à une certaine valeur donnée par l'expression on peut écrire pour un courant d'ondulation maximum désiré $\Delta i_{L(max)}$ [6], [9], [20] [21]:

$$L \geq L_{min} = \frac{V_{pv} \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s} \tag{5.53}$$

si L est inconnue on peut calculer Δi_L à partir de la relation suivante :

$$\Delta i_L = (0.2 \text{ à } 0.4) i_{s(\max)} \left(\frac{V_e}{V_s} \right) \quad (5.54)$$

-une valeur trop faible de Δi_L conduit à une valeur excessive de l'inductance L.

-une valeur trop élevée de Δi_L augmente la valeur maximale de courant que le commutateur S_w et la diode doivent supporter, le maximum correspond en outre au courant que S_w doit pouvoir interrompre.

$$i_s = \frac{i_{s-\max} \cdot V_e}{V_s} \quad (5.55)$$

$$i_s = \frac{4.75 \cdot 34.5}{48} = 3.41 \text{ A}$$

$$\Delta i_L \text{ 20\% à 40\%} = 0.3 * 3.41 \text{ A} = 1.023 \text{ A}$$

Supposons 30% de i_L

$$D = 1 - \frac{V_e}{V_s} \quad (5.56)$$

$$D = 1 - \frac{34.5}{48} = 0.28$$

$$L \geq \frac{34.5 * 0.28}{0.3 * 6.61 * 25 \cdot 10^3}$$

$$L \geq 881 * 10^{-6} \text{ H}$$

Il s'agit de la valeur minimale de l'inductance qui assure le mode de conduction continue, pour éviter de sortir de l'intervalle de garantie, il est conseillé de prendre une valeur supérieure à cette valeur.

3. Dimensionnement et choix des condensateurs (C_1 et C_2)

Les deux condensateurs C_1 et C_2 , utilisés dans notre convertisseur, voir schéma de la figure (5.22), ont pour fonction de minimiser les ondulations de tension d'entrée et de sortie respectivement. Ceci explique la méthodologie empruntée pour le dimensionnement de ces deux composants. Leurs valeurs sont calculées en fonction de l'ondulation maximale de tension souhaitée.

3.1 Condensateur d'entrée C_1

L'ajout d'un condensateur C_1 à l'entrée du convertisseur Boost est aussi nécessaire pour protéger le générateur PV des oscillations, à haute fréquence, générées par les commutations du convertisseur [11]. Pour le dimensionnement de ce condensateur, commençons par: La charge Q du condensateur évolue au cours du temps. Lors de l'opération de charge, Q augmente. Ce débit de charge correspond à l'intensité de courant i_c .

$$i_c = \frac{dQ}{dt} \quad (5.57)$$

Conformément au principe d'équilibre de charge, l'intégrale du courant du condensateur au cours d'une période de commutation est nul. Et puisque l'intégrale représente l'aire (la charge pour l'équation (5.59)), les aires en dessus et en dessous de l'axe des temps dans la figure (5.23) doivent avoir des valeurs égales (charge et décharge d'un condensateur).

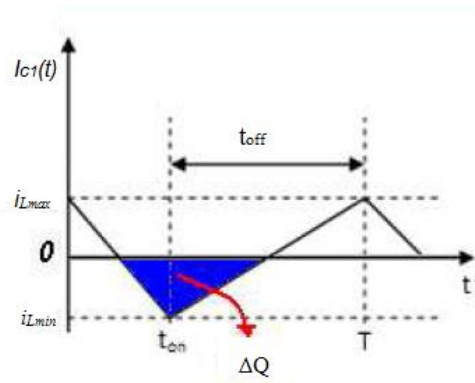


Figure 5.23. Quantité de charge perdue dans le condensateur C_1 durant une période de commutation T .

Un simple calcul d'aire nous donnera (aire du triangle en bleu):

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{T}{2}\right) \left(\frac{\Delta i_L}{2}\right) = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot f_s} \quad (5.58)$$

En plus, la relation charge-tension est donnée par:

$$\Delta Q = C_1 \cdot \Delta V_e \quad (5.59)$$

Ceci nous conduira enfin à:

$$C_1 \geq \frac{\Delta i_L}{8 \cdot \Delta V_e \cdot f_s} \quad (5.60)$$

$$C_1 \geq \frac{4.75}{8 \cdot 0.345 \cdot 25 \cdot 10^3} = 0.69 \mu F$$

3.2 Condensateur de sortie de C_2

Un autre condensateur C_2 est nécessaire pour filtrer la tension de sortie. Il obéit aux règles de dimensionnement classiques en Electronique de Puissance. Pour le dimensionner, nous suivons le même raisonnement que celui utilisé pour le condensateur d'entrée.

L'aire du rectangle en bleu représente la quantité de charge perdue durant une période (Qui est la même que celle emmagasinée durant une période). Le calcul d'aire du rectangle s'apprête mieux pour le calcul de la variation de charge dans ce cas, alors nous avons utilisé cet intervalle pour avoir une idée sur la variation de charge dans ce condensateur durant une période de commutation.

Sur la figure (5.24) on peut voir que pour chaque demi-période de commutation, le condensateur emmagasine ou restitue une charge Q conduisant à une variation de la tension à ses bornes estimée à [9], [20]:

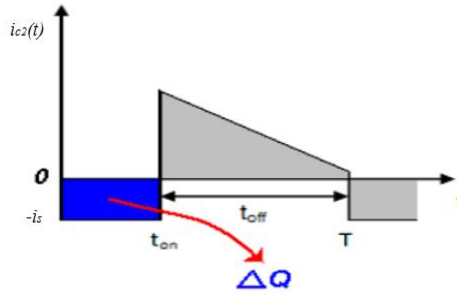


Figure 5.24 Quantité de charge emmagasinée dans le condensateur C_2 durant une période de commutation T .

Nous aurons donc:

$$\Delta Q = d.T.I_s \quad (5.61)$$

En combinant cette dernière équation avec l'équation (5.53) pour l'inductance, on aura:

$$C_2 \geq \frac{D.I_s}{\Delta V_s.f_s} \quad (5.62)$$

Alors la valeur de C_2 peut être établie à partir de l'expression (5.62) :

$$C_2 \geq \frac{0.28 * 4.75}{0.01 * 48 * 25 * 10^3}$$

ce qui donne:

$$C_2 \geq 111 \mu F$$

VI. Recherche du point de puissance maximale (MPPT)

En raison des caractéristiques I-V non linéaires d'un générateur PV et des conditions environnementales variables, la tension et le courant de sortie changent avec le niveau d'éclairement et la température. Par conséquent, le point de fonctionnement du panneau photovoltaïque ne coïncide pas toujours avec le point de puissance [2], [14].

Pour que le système photovoltaïque fonctionne à des points de puissance maximums de leurs caractéristiques, On utilise un mécanisme qui permet la recherche et la poursuite du point de puissance maximale, appelé « maximal power point tracking (MPPT) [4].

Il existe un point de puissance maximum unique sur les caractéristiques I-V d'un générateur PV dans des conditions de fonctionnement particulières. Pour s'y positionner, Il est souhaitable que le fonctionnement se fait à proximité du coude (*knee en anglais*) des caractéristiques I-V. Un convertisseur DC-DC est généralement introduit à la sortie de la source PV, opérant comme adaptateur d'impédance. Le régulateur MPPT détermine le rapport cyclique du convertisseur pour extraire la puissance requise au point de puissance maximale.

1. Principe

Le principe de cette commande est de chercher le point de puissance maximale (PPM) en gardant une bonne adaptation entre le générateur et sa charge pour assurer le transfert de la puissance maximale.

La figure 5.25 représente le schéma de principe d'un convertisseur MPPT classique. La commande MPPT est associée à un convertisseur statique permettant de faire une adaptation

entre le GPV et la charge de telle façon que la puissance générée correspond à sa valeur maximale et qu'elle soit transférée directement à la charge [4], [14] [21].

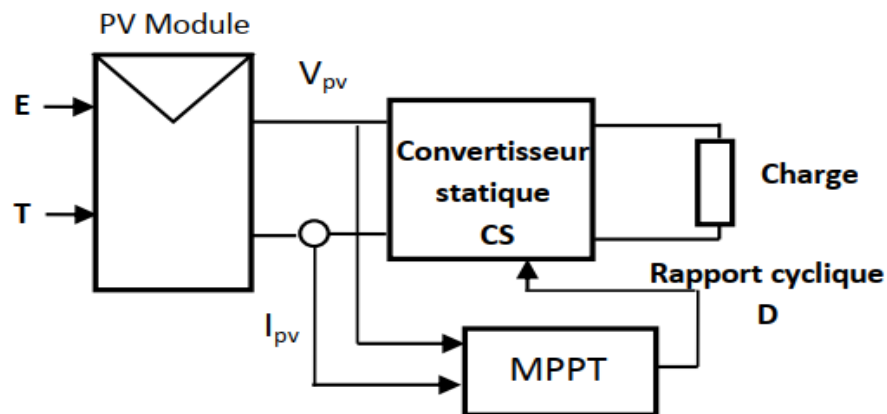


Figure 5.25. Schéma de principe du convertisseur avec la commande MPPT [22].

La technique de commande consiste donc à agir sur le rapport cyclique du convertisseur DC/DC de manière automatique pour amener le point de fonctionnement du générateur à sa - valeur optimale quelque soient les instabilités météorologiques ou les variations brutales de la charge.

2. Différents types de commandes MPPT

Plusieurs publications sur les commandes de la recherche du point de puissance maximale apparaissent dans la littérature. Ces commandes diffèrent par leur principe de fonctionnement, leur précision et leur rapidité de recherche. Les algorithmes couramment utilisés sont les méthodes extrémales (valeurs minimale ou maximales) dites classiques : La méthode de conductance incrémentielle (IC), Hill climbing, et Perturb et Observe [14].

2.1 Principe des commandes « Hill Climbing »

La technique de commande « Hill Climbing » est une méthode mathématique d'optimisation. Elle consiste à donner une perturbation sur le rapport cyclique qui se traduit par un déplacement du point de fonctionnement le long de la caractéristique puissance-rapport cyclique du générateur photovoltaïque. Théoriquement, la recherche doit s'arrêter lorsque le point de puissance maximale est atteint [2].

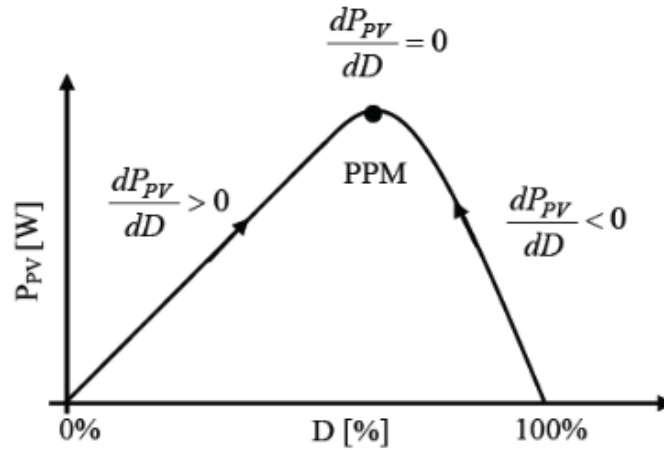


Figure 5.26 Relation entre la puissance et le rapport cyclique.

D’après la figure 5.26 on remarque que si une incrémentation positive du rapport cyclique crée un accroissement de la puissance, le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM, la direction de la perturbation est donc maintenue. Si au contraire, il est donc à droite du PPM et la perturbation est inversée pour reprendre la convergence vers le PPM. L’algorithme de cette méthode est illustré dans la figure 5.27. La variable sign prend la valeur « 1 » ou « -1 » suivant la direction de recherche pour augmenter la puissance, et α est la variable d’incrément du rapport cyclique.

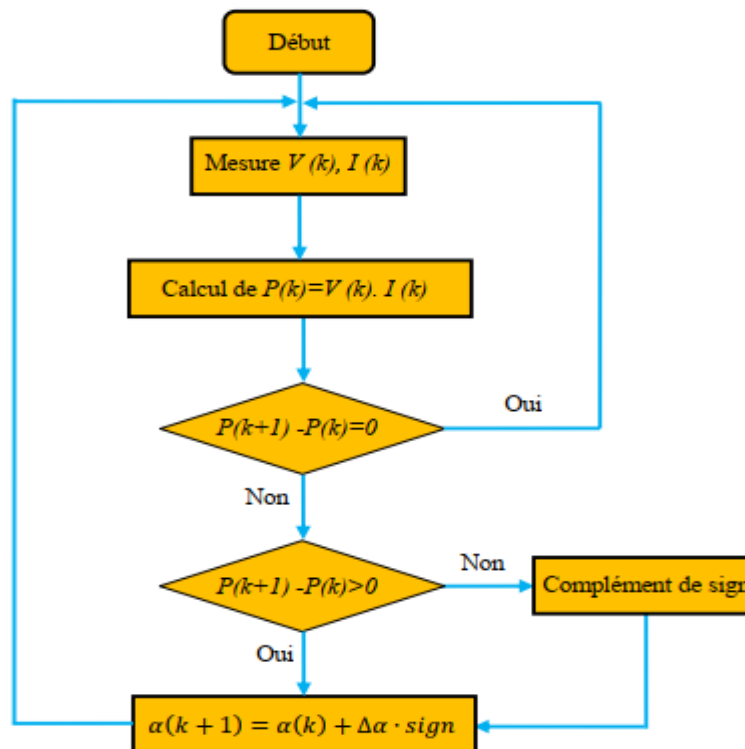


Figure 5.27. Algorithme de la commande Hill Climbing [2].

2.2 Principe des commandes « Perturb and Observe » (P&O)

L'algorithme de perturbation et observation est de type « hill climbing ». Il est le plus utilisé en raison de sa facilité de mise en œuvre. Cet algorithme a pour objectif de faire fonctionner le système à sa puissance maximale par l'incrément ou la décrémentation de la tension du point de fonctionnement et l'observation de l'effet de cette perturbation sur la puissance débitée par le GPV. Selon cette observation, l'algorithme décide sur l'acte à faire pendant la prochaine itération. Quatre cas de situation pour P&O sont envisagés par la figure 5.28 et récapitulés dans le Tableau 5.2.

La figure suivante illustre les différentes phases de la commande MPPT de type P&O. Pour déterminer la puissance à chaque instant, deux capteurs sont nécessaires pour mesurer les valeurs de la tension et du courant [5].

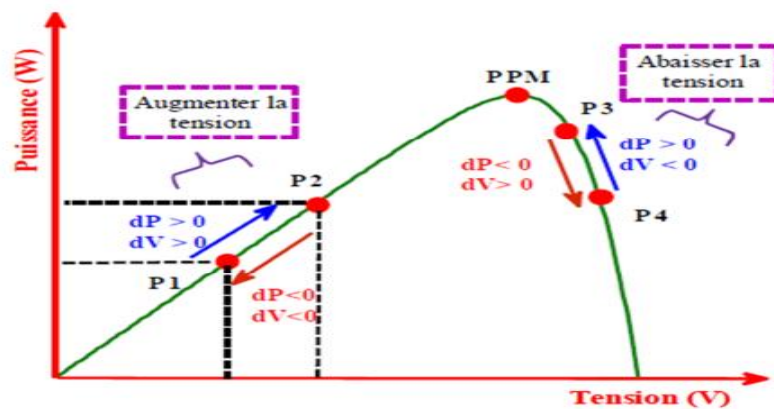


Figure 5.28. Caractéristique de fonctionnement de la méthode P&O [4].

Les étapes de la recherche (du point optimal) par la méthode P&O sont illustrées sur la figure 5.28. A chaque cycle, V_{pv} et I_{pv} sont mesurés pour calculer $P_{pv}(k)$. Cette valeur de $P_{pv}(k)$ est comparée à la valeur $P_{pv}(k-1)$ calculée au cycle précédent. si une augmentation de la tension provoque un accroissement de la puissance, le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM, si au contraire la puissance décroît, il est à droite. De la même manière, on peut faire un raisonnement pour une diminution de la tension. En résumé, pour une perturbation de la tension, si la puissance augmente, la direction de la perturbation est maintenue. Si non, elle est inversée pour que le point de fonctionnement converge vers le PPM [4], [5].

Cas n°	ΔV	ΔP	$\frac{\Delta P}{\Delta V}$	Sens de la poursuite	Action de contrôle
1	+	+	+	Bon	Incrémenter $V_{ref} = V_{ref} + \Delta V$
2	-	-	+	Mauvais	Incrémenter $V_{ref} = V_{ref} + \Delta V$
3	+	-	-	Mauvais	Décrémenter $V_{ref} = V_{ref} - \Delta V$
4	-	+	-	Bon	Décrémenter $V_{ref} = V_{ref} - \Delta V$

Tableau 5.2. Principe de l'algorithme P&O

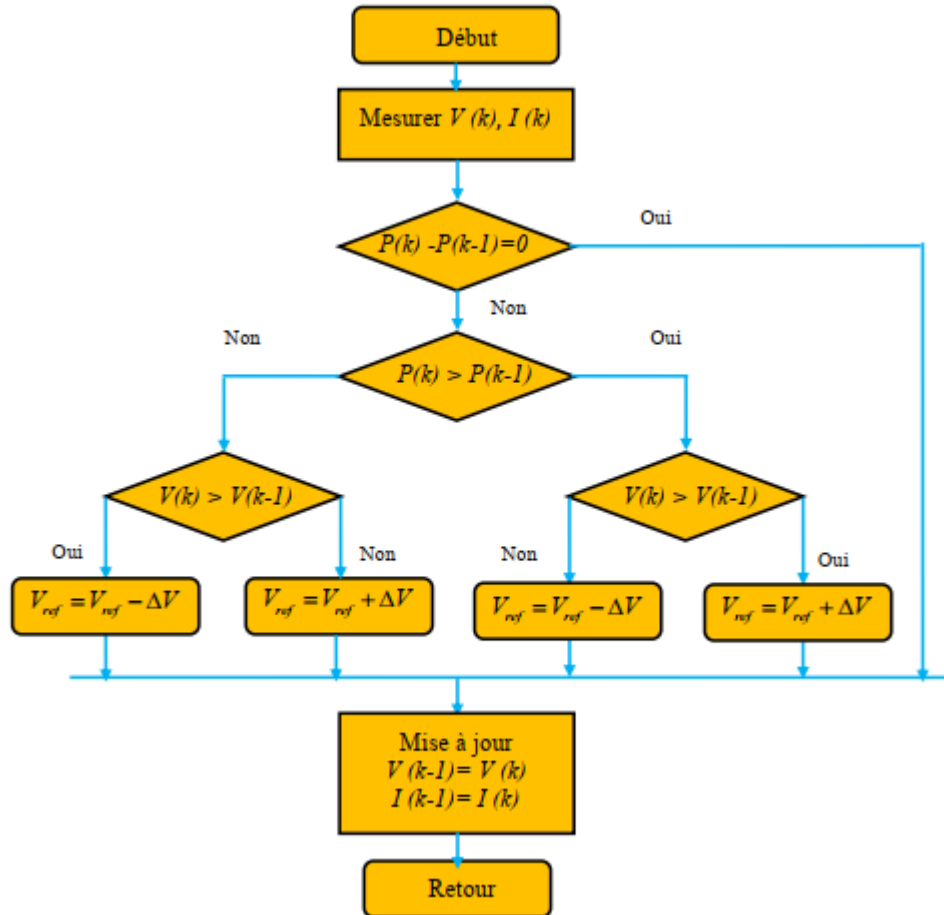


Figure 5.29. Organigramme de la méthode P&O.

Un inconvénient de la méthode P&O est qu'elle peut échouer lors d'un rapide changement des conditions atmosphériques, Ces changements atmosphériques sont souvent produits dans les véhicules solaires par le passage dans l'ombre des végétations et des bâtiments ainsi que le changement de l'angle d'incidence pour des véhicules en mouvement [7], [23].

2.3 Algorithme Incrémentation de la conductance

C'est une méthode facile à implémenter et largement utilisée [12], elle vient de remédier au problème de la divergence de la PO dans le cas d'un changement rapide de l'ensoleillement, elle est basée sur la détermination du signe de la dérivée de la puissance (la pente) qui ne change pas avec l'ensoleillement (Figure 5.30) [7], [14]. l'algorithme ne devrait pas prendre la mauvaise direction comme c'est le cas avec l'algorithme "P&O", et d'ailleurs, il n'oscille pas autour du MPP une fois qu'il l'atteint.

Cette technique est basée sur la variation de la conductance du GPV et son influence sur la position du point de fonctionnement. La conductance et la variation élémentaire de la conductance (incrément) du module photovoltaïque sont définies respectivement par :

$$G = \frac{I_{pv}}{V_{pv}}; \quad dG = \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \quad (5.63)$$

La méthode d'incrémentatation de la conductance a été proposée pour éviter les inconvénients de la méthode P&O de recherche du MPPT. Elle est basée sur la relation :

$$\frac{\partial P_{pv}}{\partial V_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} = 0 \quad (5.64)$$

Ceci mène à l'ensemble d'équations suivantes :

$$\frac{\partial P_{pv}}{\partial V_{pv}} = \frac{\partial(I_{pv}V_{pv})}{\partial V_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} = 0 \quad \text{au MPP} \quad (5.65)$$

$$\frac{\partial P_{pv}}{\partial V_{pv}} = \frac{\partial(I_{pv}V_{pv})}{\partial V_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} > 0 \quad \text{à gauche du MPP} \quad (5.66)$$

$$\frac{\partial P_{pv}}{\partial V_{pv}} = \frac{\partial(I_{pv}V_{pv})}{\partial V_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} < 0 \quad \text{à droite du MPP} \quad (5.67)$$

Ces équations peuvent être écrites comme :

$$\frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} = - \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \quad \text{au MPP} \quad (5.68)$$

$$\frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} > - \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \quad \text{à gauche du MPP} \quad (5.69)$$

$$\frac{\partial I_{pv}}{\partial V_{pv}} < - \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \quad \text{à droite du MPP} \quad (5.70)$$

Les équations ci-dessus peuvent être employées comme algorithme de commande pour commander le point de fonctionnement du convertisseur en mesurant l'accroissement de la conductance et la conductance instantanée du convertisseur $\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}}$ et $\frac{I_{pv}}{V_{pv}}$ respectivement [4].

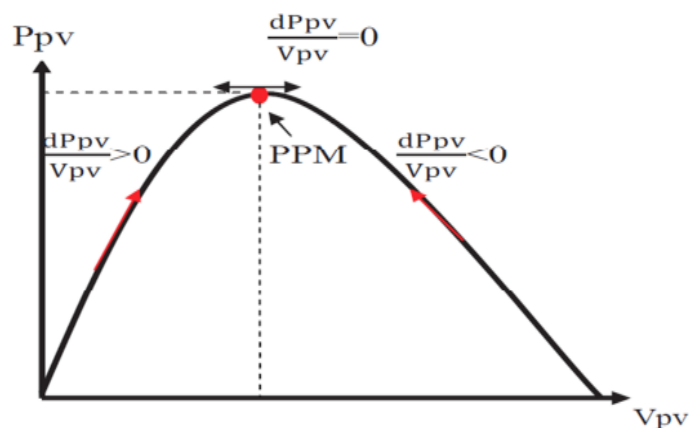


Figure 5.30. Trajectoire par Incrémentatation de Conductance.

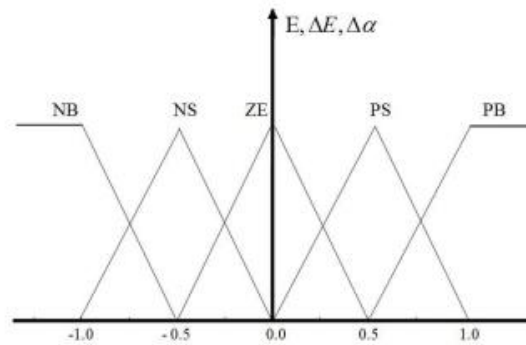


Figure 5.32. Structure de base de la commande floue.

Durant la fuzzification, les variables d'entrées numériques sont converties en variables linguistiques pouvant prendre les cinq valeurs suivantes (Figure 5.30):

NB (Negative Big), NS (Negative Small), ZE (Zero), PS (Positive Small), PB (Positive Big).

Il existe des commandes qui ajoutent aux valeurs précédentes deux autres valeurs qui sont : NM (Negative Means) et PM (Positive Means). En fonction de leurs évolutions et d'une table de vérité comme indiquée dans le tableau 5.3, une valeur est attribuée au paramètre de sortie $\Delta\alpha$.

$E \backslash \Delta E$	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	ZE	ZE	NB	NB	NB
NS	ZE	ZE	NS	NS	NS
ZE	NS	ZE	ZE	ZE	PS
PS	PS	PS	PS	ZE	ZE
PB	PB	PB	PB	ZE	ZE

Tableau 5.3. Exemple d'une table de règles pour une commande logique floue.

La variable linguistique assignée à $\Delta\alpha$, dépend des différentes combinaisons entre E et ΔE [2], [22]. L'avantage de ces techniques est qu'elles peuvent fonctionner avec des valeurs d'entrées peu précises et qu'elles n'ont pas besoin de modèle mathématique de grande précision. De plus, elles peuvent traiter de non-linéarités [2].

2.5 Commande P&O améliorée

La commande P&O classique recherche le PPM en faisant une perturbation sur la tension du GPV. Si la tension est perturbée dans une direction donnée, et cette perturbation engendre une augmentation de la puissance. Cela signifie que le Point de Fonctionnement est déplacé vers le PPM. Par conséquent, la tension de fonctionnement doit être encore perturbée dans la même direction. Sinon, si la puissance diminue, le PF s'éloigne du PPM ; et par

conséquent, la direction de la perturbation doit être inversée. La procédure continue jusqu'à ce que le PPM soit atteinte et le PF reste oscillant autour de ce PPM.

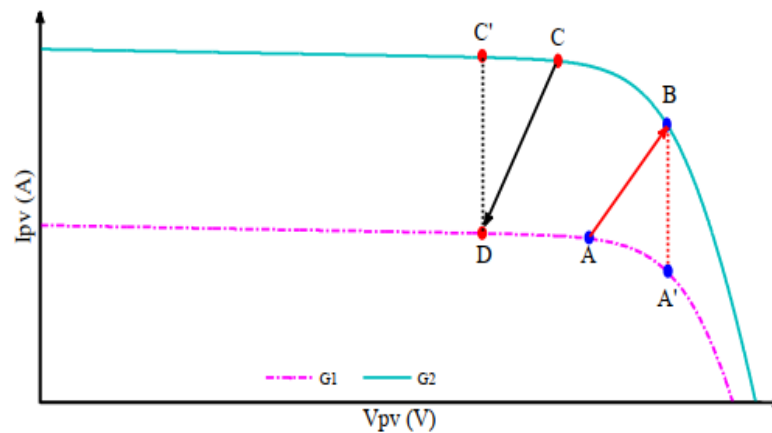


Figure 5.33. Divergence de P&O et IncCond classiques lors des changements brusques de l'éclairement.

La technique P&O améliorée utilise le principe de la caractéristique I-V du panneau solaire afin d'éviter la divergence dans le cas de changement brusque des conditions atmosphériques [3]. Pour des conditions de fonctionnement fixes d'éclairement et de température, une perturbation sur la tension engendre une perturbation de sens opposé sur le courant, comme le montre la figure 5.31. Sinon, le système s'est déplacé en changement rapide des conditions climatiques. Par conséquent, il est obligatoire de changer la direction de perturbation pour éviter la divergence.

Considérant deux niveaux d'ensoleillement $G_1 < G_2$. Si le PF se déplace de A vers A' ou de C vers C', le système est dans des conditions normales. Cependant, si le PF se déplace de A vers B ou de C vers D, le système est dans des conditions de changement brusque [2] [23].

2.6 Les commandes MPPT basées sur les réseaux de neurones

La technique de réseaux de neurones est de plus en plus utilisée dans divers domaines d'application, permettant de résoudre des problèmes complexes. Le nombre de nœuds au niveau des différentes couches peut varier selon le degré de précision souhaitée de la commande. Pour une commande MPPT, les variables d'entrées sont les paramètres caractéristiques d'un GPV associées à des données atmosphériques, la sortie est un signal représentant la valeur du rapport cyclique permettant de commander le convertisseur statique pour fonctionner au PPM [5]. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle nécessite un entretien et une maintenance régulière. En effet, pour mettre à jour les relations entre les entrées et les sorties du réseau, l'apprentissage doit être révisé régulièrement.

2.7 Commande Incrémentation de Conductance améliorée

Cette commande améliore la poursuite du PPM par rapport à la commande IncCond classique en utilisant le principe de la caractéristique courant-tension. Si en faisant une

perturbation positive ou négative sur la tension du panneau et on observe respectivement une variation positive ou négative sur le courant, on dit que le système est dans le cas de changement rapide. Par conséquent, l'acte à appliquer doit être le contraire de celui de l'algorithme classique [22].

IV. Commande MPPT par mode glissant du convertisseur

1. Introduction

Au cours des dernières années, la commande par mode glissant d'ordre un et d'ordre supérieur a été implémenté avec succès comme algorithme MPPT, offrant une robustesse remarquable dans le rejet de perturbation, et de bonnes performances pour le suivi du point optimal. L'idée de cette approche peut être exposée en sélectionnant une surface de glissement (S), choisie comme la condition de la conductance incrémentielle pour extraire la puissance maximale [23] [25]. Cette stratégie de commande robuste, a été généralement utilisé comme outil de régulation fiable des systèmes électromécanique et des variations paramétriques [2], [24] [25]. Dans ce travail, seul le mode glissant d'ordre un est utilisé.

L'objectif de cette commande se résume en deux points essentiels:

- Synthétiser une surface $S(x,t)$ telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité ;
- Déterminer une loi de commande (commutation) $u(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement.

La synthèse d'un contrôleur par mode glissant se décompose en plusieurs étapes [2]:

- le choix de la surface de glissement,
- la vérification de l'attractivité de la surface de glissement,
- la démonstration de l'existence du mode de glissement,
- l'étude de la stabilité de la commande sur la surface de glissement.

2. Principe

Le principe de la commande par mode glissant a été détaillé dans le deuxième chapitre. Il repose essentiellement sur l'utilisation d'une commande discontinue afin de maintenir l'évolution du système sur une surface de glissement judicieusement choisie. Il faut donc viser à rendre la surface de glissement attractive depuis tout point de l'espace d'état. Une fois la surface atteinte, il faut assurer le glissement le long de cette surface (condition de glissement) et la stabilité du système (condition de stabilité). Donc, il faut trouver la condition pour laquelle la dynamique du système glisse sur la surface vers le point d'équilibre désiré. Ces notions de stabilité sont démontrées en tenant compte du principe de stabilité suivant le critère de LYAPUNOV (théorème 1).

Théorème 1

Soit une fonction différentiable de x satisfait les conditions suivantes [2], [26] :

$$\begin{cases} V(0) = 0 \\ V(x) > 0 \quad \forall x \neq 0 \\ \dot{V}(x) \leq 0 \quad \forall x \neq 0 \end{cases} \quad (5.73)$$

Si ces trois conditions sont satisfaites, $x=0$ est un point d'équilibre stable. Si la dernière condition devient $\dot{V}(x) < 0$ pour $x \neq 0$, le point $x=0$ est asymptotiquement stable. La fonction de Lyapunov est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires. Elle peut prendre la forme suivante :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2 \quad (5.74)$$

Ainsi, sa dérivée vérifie l'équation suivante :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (5.75)$$

3. Application de la commande MPPT par mode glissant au convertisseur Boost

Considérons un convertisseur de type boost connecté à un panneau photovoltaïque avec une charge résistive [22].

La figure 5.34 illustre le schéma de la chaîne de conversion PV à étudier. Avec cette structure, on peut se dispenser de la diode anti-retour. Cela permet d'amoinrir la complexité et le coût du système.

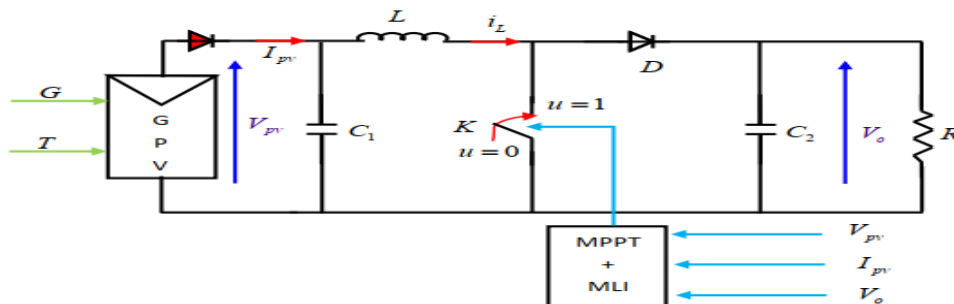


Figure 5.34. Chaîne de conversion PV à base d'un convertisseur de type Boost.

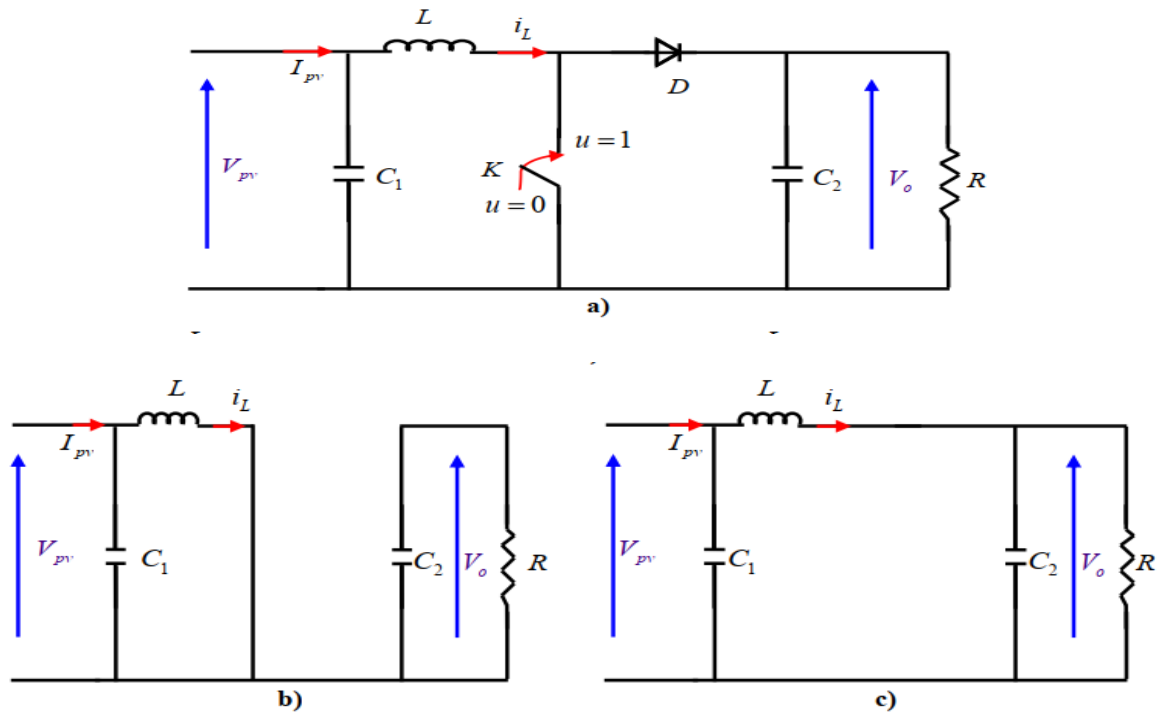


Figure 5.35. Schéma électrique de base du convertisseur Boost

- a) structure globale,
- b) structure avec interrupteur fermé,
- c) structure avec interrupteur ouvert.

Pour modéliser le convertisseur, on applique les lois de KIRCHHOFF (loi des mailles et loi des nœuds) aux circuits électriques caractérisant les deux séquences de fonctionnement. Première séquence est caractérisée par $u = 1$, l'interrupteur fermé et la diode ouverte. Les équations qui régissent le convertisseur sont données par:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{PV}}{L} \\ \frac{dV_0}{dt} = -\frac{1}{RC_2}V_0 \end{cases} \quad (5.76)$$

Seconde séquence de fonctionnement est caractérisée par $u = 0$, l'interrupteur ouvert et la diode fermée. Le système d'équations qui régit le convertisseur à l'état « off » est donné par:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{PV}}{L} - \frac{1}{L}V_0 \\ \frac{dV_0}{dt} = \frac{i_L}{C_2} - \frac{1}{RC_2}V_0 \end{cases} \quad (5.77)$$

A partir des deux systèmes d'équations précédents (5.74) et (5.75), le modèle mathématique du hacheur Boost est déduit [27] , [28] par :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{pv} - V_0}{L} + \frac{V_0}{L}u \\ \frac{dV_0}{dt} = \frac{i_L}{C_2} - \frac{i_L}{C_2}u - \frac{V_0}{RC_2} \end{cases} \quad (5.78)$$

Si on pose :

$$x = [x_1 x_2]^T = [i_L V_s]^T ,$$

Alors l'expression (5.76) devient:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = -\frac{x_2}{L} + \frac{x_2}{L}u + \frac{V_{pv}}{L} \\ \frac{dx_2}{dt} = \frac{x_1}{C_2} - \frac{x_1}{C_2}u - \frac{x_2}{RC_2} \end{cases} \quad (5.79)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{x_2}{L} \\ \frac{x_1}{C_2} & -\frac{x_2}{RC_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{x_2}{L} \\ -\frac{x_1}{C_2} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \frac{V_{pv}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.80)$$

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t).u + h$$

Avec :

$$f(x, t) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{x_2}{L} \\ \frac{x_1}{C_2} & -\frac{x_2}{RC_2} \end{bmatrix}, \quad g(x, t) = \begin{bmatrix} \frac{x_2}{L} \\ -\frac{x_1}{C_2} \end{bmatrix}, \quad h = \begin{bmatrix} \frac{V_{pv}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

3.1 Choix de la surface de glissement

La condition du point de puissance maximale PPM est donnée par : [24]

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0 \quad (5.81)$$

La première étape dans la conception de la commande est le choix de la surface de glissement pour permettre le système photovoltaïque de fonctionner à son point de puissance maximale.

$S(x)$ est choisie de la façon suivante :

$$S(x) = \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = I_{pv} + \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} V_{pv} \quad (5.82)$$

L'expression (5.17) donne la relation entre le courant I_{pv} et la tension V_{pv} . On fait quelques hypothèses simplificatrices pour rendre cette expression utile. Dans le cas idéal, R_s étant négligeable et R_p tend vers l'infinie,

L'expression du courant PV devient :

$$I_{pv} = N_p I_{ph} - N_p I_{sat} \left(\exp\left(\frac{V_{pv}}{nV_{th}}\right) - 1 \right) \quad (5.83)$$

En court-circuit, $V_{pv}=0$ et $I_{pv}=N_p I_{cc}$, on remplace dans (5.83), on aura :

$$I_{cc} = I_{ph} \quad (5.84)$$

Avec I_{cc} le courant de court circuit d'un module PV.

Si on suppose que $\exp(V_{pv}/nV_{th}) \gg 1$, on peut écrire :

$$I_{pv} = N_p I_{cc} - N_p I_{sat} \left(\exp\left(\frac{V_{pv}}{nV_{th}}\right) \right) \quad (5.85)$$

En circuit ouvert, $I_{pv}=0$ et $V_{pv}=N_s V_{co}$. On remplace dans (5.85), on aura :

$$I_{sat} = I_{cc} \left(\exp\left(\frac{-N_s V_{co}}{nV_{th}}\right) \right) \quad (5.86)$$

En remplaçant (5.86) dans (5.85), on aura une nouvelle expression du courant I_{pv} .

$$I_{pv} = N_p I_{cc} - N_p I_{cc} \left(\exp\left(\frac{V_{pv} - N_s V_{co}}{nV_{th}}\right) \right) \quad (5.87)$$

Ainsi, la dérivée du courant par rapport à la tension est donnée par :

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = -\frac{N_p I_{cc}}{nV_{th}} \exp\left(\frac{V_{pv} - N_s V_{co}}{nV_{th}}\right) \quad (5.88)$$

Substituant (5.86) et (5.87) dans (5.82) on trouve :

$$S(x) = \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = I_{pv} + \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} V_{pv} = N_p I_{cc} - \left(N_p I_{cc} + \frac{N_p I_{cc}}{nV_{th}} \cdot V_{pv} \right) \left(\exp\left(\frac{V_{pv} - N_s V_{co}}{nV_{th}}\right) \right) \quad (5.89)$$

3.2. Détermination de la commande équivalente

Pour déterminer la condition de stabilité sur la surface de glissement, on utilise la notion de la commande équivalente et les conditions d'invariance $\dot{S}(x)=0$. On calcule ainsi l'expression de la commande équivalente U_{eq} donnée par (5.94) :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{dx}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial S}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial S}{\partial x_3} \dot{x}_3 \quad (5.90)$$

L'expression (5.89) montre que $S(x)$ est en fonction de V_{pv} et non de i_L et V_s , alors on peut écrire:

$$\frac{\partial S}{\partial x_2} = \frac{\partial S}{\partial x_3} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial S}{\partial x_1} \neq 0 \quad (5.91)$$

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x_1} \dot{x}_1 = 0 \quad (5.92)$$

D'où :

$$\dot{S}(x) = \frac{dx_1}{dt} = \frac{V_{pv} - x_2}{L} + \frac{x_2}{L} U_{eq} \quad (5.93)$$

Donc, l'expression de la commande équivalente est la suivante :

$$U_{eq} = 1 - \frac{V_{pv}}{V_s} \quad (5.94)$$

3.2.1 Détermination de la commande discontinue

Une approche de commande explicite doit être formulée pour amener la trajectoire sur la surface de glissement pendant le mode de convergence. Cette approche est appelée la loi d'atteinte à taux constant donnée par :

$$U_n = -\gamma \cdot (\text{sign}(x)) \quad (5.95)$$

Cette approche de contrôle s'appelle : la commande par mode glissant équivalente à taux constant.

3.2.2 Détermination de la loi de commande

La loi de commande regroupe les deux composantes U_{eq} et U_n . Par conséquent, elle est donnée par :

$$U = U_{eq} - \gamma \cdot \text{sign}(S(x)) = 1 - \frac{V_{pv}}{V_s} - \gamma \cdot \text{sign}\left(I_{pv} + \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} V_{pv}\right) \quad (5.96)$$

L'avantage de cette loi est sa simplicité. Mais, si γ est trop petit, le temps d'atteinte sera trop long. De l'autre côté, un γ trop grand provoque un sévère chattering.

V. Résultat de Simulations

L'objectif de ce paragraphe est de présenter les résultats de simulation de la technique de commande par mode de glissement (SMC) et de la comparer avec la technique P&O et INC. La simulation est faite par le logiciel Matlab/Simulink™. Elle consiste à faire varier les deux paramètres influant sur les chaînes de conversion PV, à savoir les conditions climatiques G et T.

Les résultats obtenus sont présentés sur les figures suivantes. Pour le test de chaque paramètre, on garde constant un paramètre et on varie le deuxième par un changement brusque de l'éclairement ou de la température. Chaque figure présente une comparaison de la puissance des tensions et des courants entre les méthodes P&O, INC et SMC.

1. Eclairage constant et température variable

Le premier test est fait pour le système PV sous un éclairage constant de 1000 W/m², mais cette fois-ci, on change la température de 0°C à 25 °C à t=0.03s.

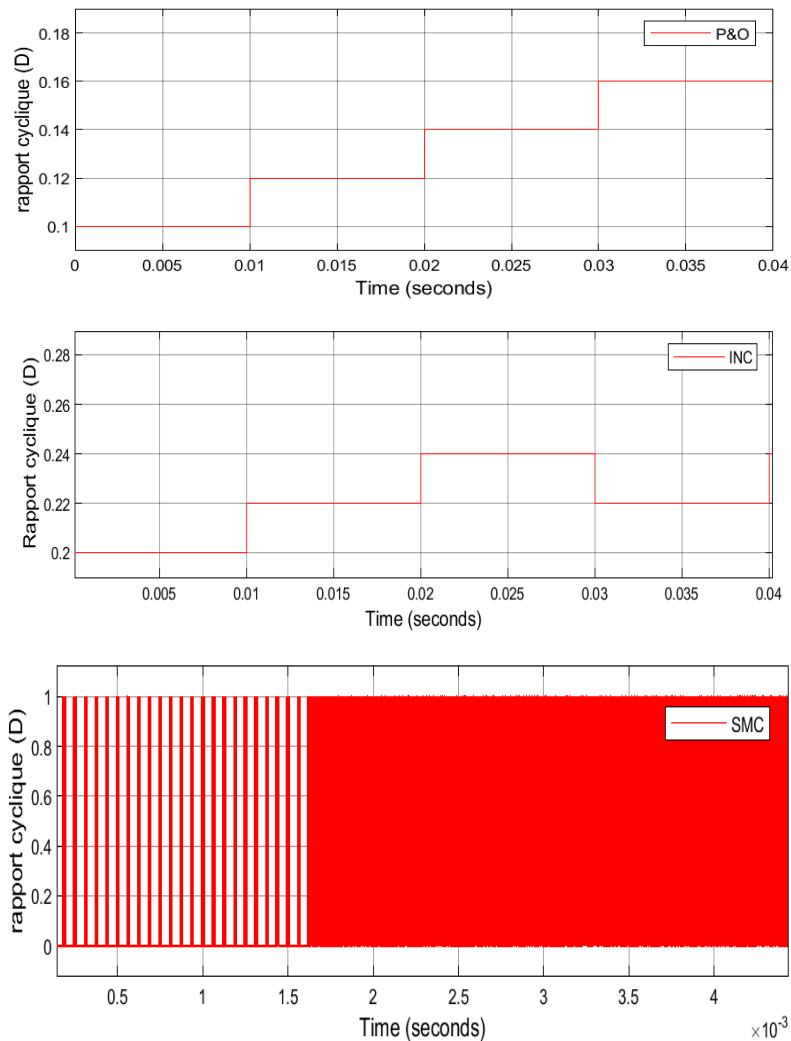


Figure 5.36. Rapport cyclique pour les commande P&O, INC et SMC.

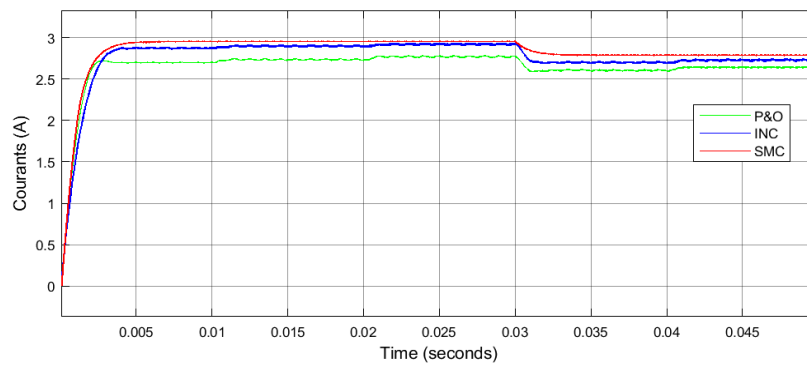


Figure 5.37. Comparaison des courants pour les différentes commandes MPPT (P&O, INC, SMC) sous une température variable.

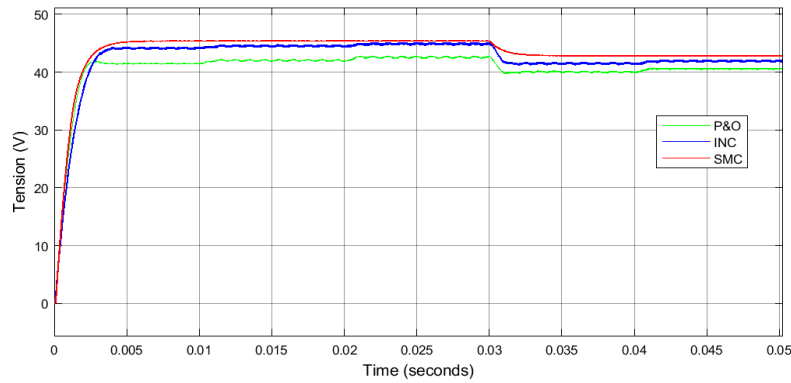


Figure 5.38. Comparaison des tensions pour les différentes commandes MPPT (P&O, INC, SMC) sous une température variable.

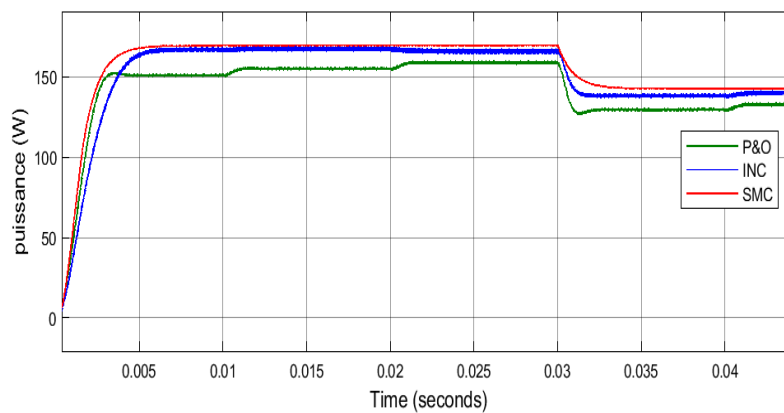


Figure 5.39. Comparaison de la puissance PV entre SMC, INC et P&O sous une température variable.

Les résultats de simulation montrent la différence entre les méthodes P&O, INC et SMC. Ils présentent un temps de réponse plus rapide pour la méthode SMC par rapport aux autres méthodes classique (P&O et INC) lors de la variations de température. En régime permanent, la commande P&O oscille autour du PPM (allure de la tension), par contre la méthode INC corrige ce problème d'oscillation.

2. Température constante et éclairement variable

Premièrement, la commande du système solaire SMC est testée pour un changement de l'éclairements de 800 W/m^2 à 1000 W/m^2 à $t=0.03 \text{ s}$, tout en fixant la température à 25°C .

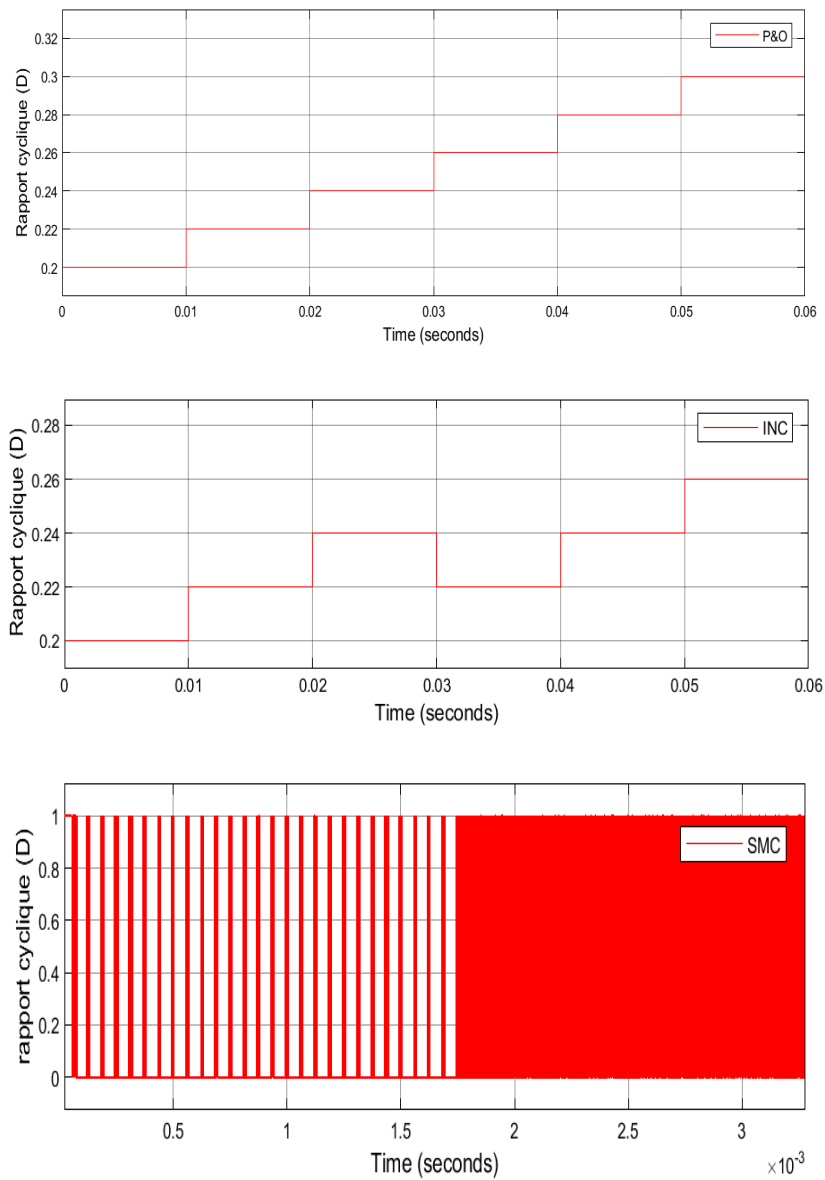


Figure 5.40. Rapport cyclique pour les différentes commandes.

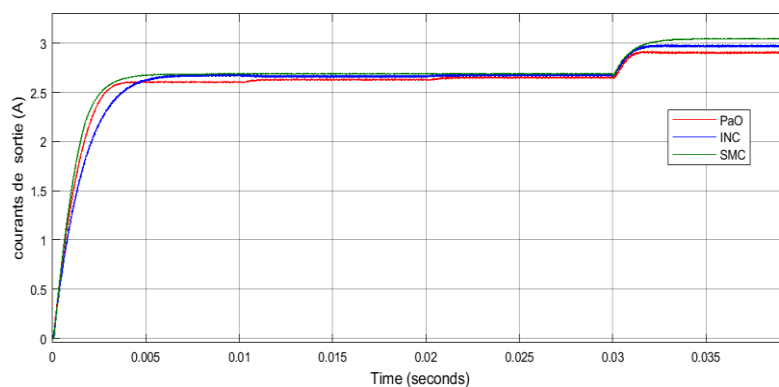


Figure 5.41. Comparaison des courants pour les différentes commandes MPPT (P&O, INC, SMC) sous un éclairement variable.

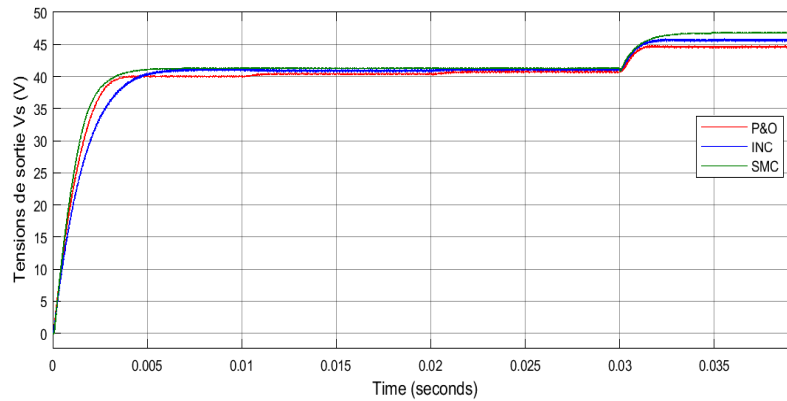


Figure 5.42. Comparaison des tensions pour les différentes commandes MPPT (P&O, INC, SMC) sous un éclairement variable.

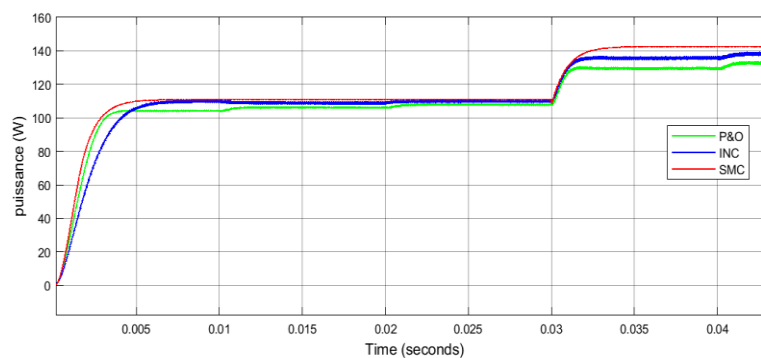


Figure 5.43. Comparaison de la puissance PV des divers commandes MPPT (P&O, INC, SMC) sous un éclairement variable.

D'après les résultats de simulation on remarque qu'au démarrage du profil, le SMC traque le PPM avant la méthode P&O et INC de quelques ms. De plus, à chaque variation, de l'éclairement on constate des pertes de puissance pour les deux méthodes P&O et INC par rapport à la commande SMC lors de changement de l'éclairement. On remarque clairement que la commande P&O oscille autour du point de puissance maximale au contraire aux deux autres méthodes qui remèdent à ce problème.

On peut dire que la commande par mode de glissement atteint le régime permanent en un temps très court dans l'ordre de millisecondes. Elle est plus rapide par rapport aux autres techniques MPPT comme la méthode P&O et INC ainsi elle conduit à moins d'oscillation.

VI. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation et la commande d'un système photovoltaïque. L'analyse des différents convertisseurs statiques et des différentes techniques MPPT nous a permis de valider de nouvelles méthodes de recherche du point de puissance maximale. Ces commandes MPPT sont choisies en fonction de leurs exigences (coût, complexité, précision, vitesse de convergence,...).

Pour étudier le panneau photovoltaïque lors de son fonctionnement à puissance maximale, trois méthodes sont présentées et simulées : la méthode « Perturb and Observe » (P&O), la méthode « incrémentation de l'inductance » (INC) et la commande par « Mode Glissant » (SMC). Ces méthodes MPPT sont appliquées à une chaîne de conversion PV à base d'un convertisseur Boost et validées par simulation numérique sous le logiciel Matlab/Simulink.

Les performances de la stratégie MPPT basée sur les algorithmes précédents ont été évaluées pour deux cas : le premier test présente un changement soudain de la température et sous un éclairage solaire constant. Le deuxième test présente des résultats pour un éclairage variable et une température constante.

Dans le cas de variation brusque de température la méthode SMC présente un temps de réponse plus rapide par rapport aux autres méthodes classique (P&O et INC). En régime permanent la méthode P&O oscille autour du PPM, par contre la méthode INC corrige ce problème d'oscillation. L'algorithme P&O montre une bonne réponse dynamique avec une mauvaise stabilité. Seul l'algorithme P&O a fait un mauvais fonctionnement lors de variation brusque de l'éclairage solaire. Les autres algorithmes INC et SMC ont surmonté les défauts inhérents de cet incident. Le générateur PV commandé par la stratégie MPPT basée sur l'algorithme SMC assure une très bonne adaptation entre le panneau et la charge.

Les résultats de simulation montrent clairement que tous les algorithmes MPPT ont une bonne dynamique d'interaction, puisque les trois commandes sont capables d'atteindre un état stable dans les premières secondes suite à un changement rapide de l'éclairage solaire et de la température. La méthode SMC présente de meilleures performances en régime statique et dynamique quelque soit les conditions de fonctionnement. elle s'adapte à l'évolution des perturbations externes et montrent leur efficacité non seulement pour la poursuite du point de puissance maximale mais aussi pour le temps de réponse et la stabilité.

Références

- [1] M .Bechouat. « Commandes non linéaires des systèmes photovoltaïques ». Thèse de doctorat en électrotechnique. Université 8 MAI 1945 Guelma, Algérie. 2017
- [2] A. Belkaid. « Conception et implémentation d'une commande MPPT de haute performance pour une chaîne de conversion photovoltaïque autonome » Thèse de doctorat en électrotechnique. Université Ferhat Abbas - Setif 1, Algérie. 2015.
- [3] M. Kuisma, P. Silventoinen, and M. Ahmed, "Comparison Between PID Control and Sliding Mode Control for Buck Converter," in Proceedings of the Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Capri, 2004.
- [4] Z. Layachi. « Etude et Commande Adaptative par les Techniques Intelligentes Des Systèmes Non linéaires Application aux Systèmes Photovoltaïques ». These de doctorat en Génie électrique. Option: Automatique. Université Mohamed Khider – Biskra. 2017.

- [5] S. Abouda . « Contribution a la commande des systemes photovoltaïques: Application aux systemes de pompage ». These de doctorat de l'Université de Reims Champagne-Ardenne. 2015.
- [6] S. Abdedaim. « Optimisation de deux systèmes de génération renouvelable (photovoltaïque et éolienne) connectés au réseau ». Thèse de doctorat en Génie électrique. Université Mohamed Khider – Biskra, Algérie. 2013.
- [7] Hadji Slimane. « Optimisation de la conversion énergétique pour les systèmes à énergie Photovoltaïque ». Thèse de doctorat en Génie électrique. Université Ferhat Abbas Sétif 1. Algérie. 2018.
- [8] D. Rekioua, E. Matagne, « Optimization of photovoltaic power systems: Modelization, Simulation and Control», Springer, British Library, 2012, ISBN 978-1-4471-2348-4.
- [9] O. BOUKLI -Hacene. « Coception et réalisation d'un générateur photovoltaïque muni d'un convertisseur MPPT pour une meilleure gestion énergétique ». Mémoire de magister en Automatique. Université abou Bekr Belkaid Tlemcen. 2011
- [10] R. Merahi. « Modélisation d'un dipositif mppt pour L'étude de l'augmentation de la puissance Produite par les générateur Photovoltaïques ». Mémoire de magister en réseaux électrique. Université BADJI MOKHTAR ANNABA. 2010
- [11] K. Helali. « Modélisation d'une cellule photovoltaïque : étude comparative ». Mémoire de Magister. Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou. 2012.
- [12] M. L. Louazene, « Contribution à l'optimisation des systèmes photovoltaïques utilisés pour l'irrigation dans les zones sahariennes – Application zone de Ouargla», Thèse de Doctorat en Sciences, université de Batna, 2015.
- [13] Francisco et M. Gonzalez L. « Model of photovoltaic module in matlab » CIBELEC, 2005.
- [14] S. OUCHEN. « Contribution à la Commande Directe de Puissance Dédiée au Filtrage Actif, Associé à une Source Photovoltaïque ». Thèse de doctorat LMD en Génie Electrique. Université Mohamed Khider – Biskra. Algérie. 2017.
- [15] H.E.A. Ibrahim, M. Ibrahim, «Comparison between fuzzy and P&O control for MPPT for photovoltaic system using boost converter», Arab Academy for Science and Technology and marine transport, Cairo, Egypt, Journal of Energy Technologies and Policy, Vol.2, No.6, 2012.
- [16] Jui-Liang, Ding-Tsair Su, Ying-Shing Shiao, «Research on MPPT and Single Gridconnected for photovoltaic system », WSEAS Transactions on Systems, Issue 10, vol .10, october 2008.
- [17] A. Messai. « contribution à l'amélioration des Performances de la commande MPPT d'un Systeme photovoltaïque en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle Implementees sur circuits numeriques Programmables ». Thèse de doctorat LMD en Génie Electrique. Université Mohamed Khider – Biskra. Algérie. 2012.

- [18] A. Omole, "Analysis, Modeling and Simulation of Optimal Power Tracking of Multiple-Modules of Paralleled Solar Systems", The Florida State University, 2006
- [19] M. Girard, H. Angelis, M. Girard, "Alimentations à Découpage (2e édition)", DUNOD, 2003.
- [20] M.H. Rashid, Power Electronics Handbook, Academic Press, 2001
- [21] J. Mahdavi, A. Emadi, and H. Toliyat, —Application of state space averaging method to sliding mode control of PWM DC/DC converters, in proc. IEEE Ind. Application, Conf., New Orleans, USA, Oct. 1997, pp.820-827.
- [22] A. Attou. « Commande de la machine asynchrone dédiée a l'énergie photovoltaïque ». Thèse de Doctorat de l'université . Option : Commande des actionneurs électrique. Université Djillali Liabes De Sidi-Bel-Bbes. 2017.
- [23] A. Mohamed M, A. Hamdy, EL-halim Hamdy Abd, Salem Mohamed Ezzat El Kotb, "Maximum power point tracking using fuzzy logic control", *Electr Power Energy Syst*, vol. 39, 2012, pp. 21–28.
- [24] B. Abdelhalim. « Etude et optimisation d'un multi système Hybride de conversion d'énergie électrique ». Thèse de doctorat en électrotechnique. Université de constantine. 2015.
- [25] A. Menadi. « commande par les techniques intelligentes d'un système Photovoltaïque Connecté Au Réseau ». Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Option Estimation et contrôle des systèmes à l'Université Mohamed Khider – Biskra, Algérie. 2016.
- [26] A. HIJAZI, "Modélisation électrothermique, commande et dimensionnement d'un système de stockage d'énergie par supercondensateurs avec prise en compte de son vieillissement : application à la récupération de l'énergie de freinage d'un trolleybus", Thèse de Doctorat de l'université de Lyon (France), 13 décembre
- [27] H. Guldemir, "Sliding mode control of DC–DC boost converter", *Journal of Applied Sciences* 5 (3), 2005, pp.588-592.
- [28] R. Keshri, M. Bertoluzzo, G. Buja, "Integration of a Photovoltaic panel with an electric city car", *Electric Power Components and Systems*, vol. 42, issue 5, 2014, pp. 481-495.

Chapitre 06

Dimensionnement du système hybride photovoltaïque-éolien

I. Introduction

Le recours aux systèmes d'énergie hybride fait signe aux systèmes de génération de l'énergie électrique par combinaison de plusieurs types de sources d'énergies renouvelables comme le photovoltaïque, l'éolienne, la biomasse et des petites centrales hydrauliques. Cette combinaison permet d'une part, de diminuer la capacité de stockage et d'atténuer les fluctuations de la production causées par la nature aléatoire de ces ressources, d'autre part de constituer un complément ou une alternative aux groupes électrogènes diesel utilisés généralement pour la génération d'énergie électrique dans les sites isolés [1] [2].

Les systèmes hybrides sont habituellement élaborés pour répondre aux besoins énergétiques des régions isolées. Elles peuvent donc représenter une solution pour ces régions éloignées du réseau électrique interconnecté dont le prix de raccordement au réseau électrique s'avère excessif [1], [3]. Cependant l'optimisation et le dimensionnement d'un système hybride sont des phases importantes dans la conception et la réalisation de ce type de système [4], [5]. Le surdimensionnement des équipements engendre une surévaluation économique par contre le sous dimensionnement réduit la fiabilité du système [5].

La résolution d'un problème d'optimisation consiste à la recherche du minimum ou du maximum (l'optimum) d'une fonction donnée [6] [7] [8]. Les problèmes, qui se posent dans de nombreux domaines d'application des systèmes électriques sont difficiles à déterminer par calcul. Par conséquent, les techniques d'optimisation évoluent constamment et ont récemment fait l'objet de nombreuses nouvelles études [8].

Dans ce chapitre, nous proposons une étude théorique sur les techniques modernes d'optimisation des systèmes hybrides et les logiciels de calcul dans le cadre d'optimisation. Notre choix s'est porté sur un outil de dimensionnement en vue d'analyser et d'optimiser les différentes combinaisons des différentes sources d'énergie, en fonction des conditions météorologiques et des charges données ou estimées. Ainsi, le logiciel HOMER de simulation a été choisi pour la configuration optimale de notre système d'étude qui contient deux sources à énergie renouvelable photovoltaïque et éolienne, avec la présence des batteries et des convertisseurs, le système est autonome.

II. Architecture du système hybride étudié

Cette étude présente un système hybride constitué de deux sources d'énergies renouvelables : photovoltaïque et éolienne, ainsi qu'un système de batteries de stockage pour application dans une zone isolée. Ces deux sources généralement sont couplées soit en série soit en parallèle. Dans notre cas, la structure qui sera étudiée est celle du mode de couplage parallèle dont le transfert d'énergie à la charge est assuré à travers un bus continu (Figure 6.1) [9]. L'éolienne et le photovoltaïque sont utilisés comme sources d'énergie primaire, tandis que les batteries de stockage sont utilisées comme source d'énergie secondaire ou de secours.

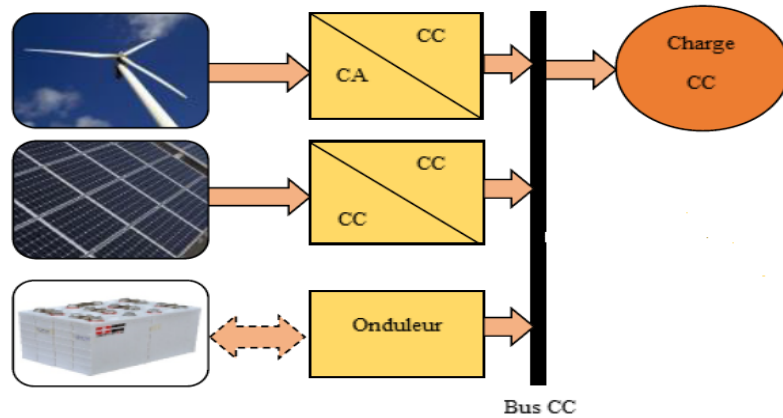


Figure 6.1 Architecture du système hybride autonome étudié.

III. Méthodes d'optimisation pour le dimensionnement des systèmes hybrides

L'optimisation est une branche des mathématiques qui permet de résoudre des problèmes en déterminant le « meilleur » élément d'un ensemble selon certains critères prédéfinis. De ce fait, l'optimisation est très répandue dans tous les domaines et évolue sans cesse depuis EUCLIDE [6], [8].

L'optimisation d'un système hybride devient très compliquée, dans le cadre de la minimisation de la fonction objective, en raison de l'incertitude dans les énergies renouvelables ainsi que la demande de charge et la non-linéarité des composants du système. La gestion optimale des ressources dans un système de génération hybride est cruciale pour atteindre un coût acceptable et un niveau de fiabilité. [9] [10].

Le choix d'une technique d'optimisation dépend finalement des critères de conception adoptés, des informations disponibles, des ressources informatiques et de la précision de la technique [8] [11]. Il existe deux classes de méthodes d'optimisation utilisées pour le dimensionnement des systèmes d'énergie renouvelable :

1. Méthodes statiques

Le dimensionnement des installations des systèmes d'énergie renouvelable (PV, éolien) dans la pratique actuelle est réalisé grâce à des techniques empiriques (qui s'appuient sur l'expérience) et factuelles (présentés sans les interpréter) plutôt que sur des critères scientifiques. Ces méthodes mènent à des installations remplissant leurs tâches, mais loin des conditions d'optimisation énergétique/économique qui pourraient rendre ces systèmes viables et attrayants pour des applications de plus en plus nombreuses [1].

2. Méthodes dynamiques

Ces méthodes contrairement aux méthodes statiques, tiennent compte de l'évolution dans le temps des besoins du consommateur, des données météorologiques et des différents composants du système PV (puissance du panneau, capacité de la batterie, etc.). Ces méthodes sont donc basées sur la simulation temporelle des systèmes sur une période d'observation bien définie avec un pas de temps précis. Les simulations sont faites à partir des modèles physiques des différents composants du système [1].

Des logiciels ont été proposés à partir de ces modèles physiques. Ils représentent des outils d'aide au dimensionnement des systèmes PV. Les programmes de simulation sont les outils les plus communs pour évaluer les performances des systèmes hybrides. Par la simulation, la configuration optimum peut être trouvée en comparant les performances et le coût de production énergétique de différentes configurations de système. Il existe plusieurs logiciels de simulation des systèmes hybrides, tels que HOMER HYBRID2, HOGA, HYBRIDES, SOMES, RAPSIM, SOLSIM, INSEL... [1], [4], [5].

2.1 HOMER

HOMER (*Hybrid Optimisation Model for Electric Renewable*), est un logiciel initialement développé dès 1993 par le *National Renewable Energy Laboratory* pour les programmes d'électrification rurale. C'est un outil pour la conception et l'analyse des systèmes d'alimentation hybrides. Il permet de déterminer la faisabilité économique d'un système d'énergie multi-sources et d'optimiser la conception des système multi-sources d'énergies renouvelables [11] [12] [13].

2.2 HYBRID2

Développé en 1994 par NREL et l'université de Massachussetts, est un outil de simulation des systèmes hybrides définis par l'utilisateur. HYBRID2 vise à fournir un modèle souple pour l'analyse technique et économique du fonctionnement du système hybride [6], [14], [15]

2.3 HOGA

HOGA (*Hybrid Optimization by Genetic Algorithms*) développé en C++ par le département de génie électrique de l'université de Saragosse (Espagne), est un logiciel d'optimisation mono-objectif ou multi-objectif des systèmes hybrides d'énergie renouvelable. Il utilise les algorithmes génétiques pour optimiser des systèmes hybrides constitués de panneaux PV, turbines éoliennes, batteries, turbines hydrauliques, générateurs diesel, électrolyseurs, piles à combustibles, redresseurs et onduleurs [16], [17], [18].

2.4 SOMES

(*Simulation and Optimisation Model for renewable Energy Systems*), développé par l'université d'Utrecht aux Pays-Bas, est un logiciel développé en 1992. Il permet de simuler et d'analyser le fonctionnement d'un système multi-sources PV-éolien-diesel avec stockage par batteries. La simulation est faite avec un pas de calcul d'une heure et le fonctionnement du système est évalué sur une base technique et économique [16] [19] [20].

2.5. SOLSIM

Développé au Fachhochsule Konstanz en Allemagne, est un outil de simulation des systèmes hybrides. Il donne le détail des modèles techniques des panneaux PV, des éoliennes, des générateurs diesel, des batteries et des installations de biogaz ou de biomasse. Le logiciel SOLSIM permet de simuler le système hybride, d'optimiser l'angle d'inclinaison des panneaux PV et de calculer les coûts du cycle de vie d'un système donné. Il se caractérise par ses limites en matière de commande [16], [19], [21], [22].

2.6. RAPSIM

(*Remote Area Power Supply Simulator*) développé en C++ à *Murdoch Energy Research Institute* (MURI), dans un projet financé par l'*Australian Research Cooperative Centre* pour les énergies renouvelables (ACRE) en Australie, est un logiciel de simulation des systèmes hybrides PV-éolien-diesel. Ce logiciel permet à l'utilisateur de sélectionner un système hybride (PV et/ou éolienne et/ou diesel) et de le simuler tout en calculant son coût total [22].

IV. Dimensionnement du système hybride étudié

1. Introduction

Le dimensionnement constitue une étape essentielle lors de la mise en place du système. Il a une incidence sur le prix, la qualité et la pérennité de service du système électrique de source en énergie renouvelable en site isolé. Ainsi, lorsque l'on cherche à optimiser le dimensionnement d'un système de source d'énergie renouvelable autonome, le but est de déterminer l'ensemble des paramètres de dimensionnement du système afin de minimiser les différents coûts, tout en assurant l'alimentation du consommateur sans interruption.

Pour cela, un logiciel de simulation appelé HOMER a été choisi pour la configuration optimale de notre système d'étude. Nous envisageons alors, l'étude d'un système de puissance hybride PV/Eolien avec stockage (batteries), pour satisfaire la demande en charge électrique d'un site isolé.

V. Présentation du logiciel HOMER

1. Critère du choix du logiciel

Les objectifs fixés pour notre recherche, nous ont permis de porter notre choix sur le logiciel HOMER, car il satisfait les conditions suivantes :

- Langue : français ou anglais;
- Accessibilité à tous (la gratuité ou le faible coût du logiciel, disponible sur Internet, simplicité d'utilisation);
- La simulation de systèmes hybrides connectés, ou hors réseau ;
- L'évaluation des coûts et l'optimisation des systèmes [4] [5].

Des recherches plus approfondies sur les caractéristiques des outils logiciels identifiés ont montré que le logiciel HOMER était le plus fiable car il peut faire l'optimisation des coûts, et l'analyse de sensibilité pour investiguer sur les incertitudes par rapport aux autres logiciels. De plus, le logiciel HOMER a validé des algorithmes intégrés qui peuvent être utilisés pour synthétiser les données d'irradiance et de vitesse du vent en temps de production si les données empiriques ne sont pas disponibles. Ce logiciel est apparu comme un outil standard de l'industrie pour la modélisation des systèmes d'énergie hybrides. D'après ces avantages, on peut considérer le logiciel HOMER comme un logiciel fiable permettant le dimensionnement et l'optimisation de différents systèmes d'énergie hybride [8] [23].

2. Définition

HOMER est développé par National Renewable Energy Laboratory (NREL) aux Etats-Unis. Il est largement utilisé et considéré comme un outil de simulation et d'analyse des systèmes renouvelables hybrides (éoliennes, solaire photovoltaïque, générateurs conventionnels, batteries, piles à combustible, énergie hydraulique, biomasse etc) [5], [19].

Il se présente sous la forme d'un exécutable complètement autonome, capable de dimensionner et d'optimiser un système hybride contenant différents composants d'alimentation électrique, des Système à énergie hybride hors-réseau et raccordés au réseau, pour une variété d'applications [5].

Il permet de déterminer la faisabilité économique d'un système d'énergie hybride et d'optimiser sa conception en faisant la simulation de ce système selon des données de gisement (solaire, éolien, diesel, etc...) et la demande énergétique. Par la suite, il est possible d'analyser plusieurs configurations différentes pour ce même système afin d'en obtenir un système optimisé au niveau du coût [4], [19]. Il est utilisé pour effectuer des simulations de différents systèmes énergétiques, comparer les résultats et obtenir une projection réaliste de leur capital et les dépenses d'exploitation [19].

HOMER exécute des simulations pour toutes les configurations possibles du système pour 8760 heures (365x24), dans le but de savoir si elles sont réalisables. Il évalue ensuite le coût d'installation et de fonctionnement du système et propose une liste des configurations, classées par rapport au coût et à la durée de vie des composants. [1], [4]

il effectue un bilan énergétique horaire le long d'une année pour chaque configuration de système introduite par l'utilisateur. Il affiche ensuite la liste des configurations de systèmes triés par le coût actuel net qui combine le coût capital annuel par l'amortissement du composant au cours de sa durée de fonctionnement en utilisant les taux d'actualisation réels, de remplacement, de fonctionnement et de maintenance [4].

L'option la plus intéressante qu'offre HOMER est les analyses de la sensibilité. Il faut tout d'abord identifier les données jugées sensibles, moins fiables ou plus aléatoires par exemple la vitesse annuelle du vent, l'irradiation annuelle. Ensuite, il est possible d'entrer plusieurs valeurs différentes pour une même donnée afin de vérifier si la solution optimale trouvée reste la meilleure dans tous les cas ou sinon, à partir de quelle valeur cette solution n'est plus valable [1] [3] [4].

Pour simuler un système hybride de génération d'énergie, il faut définir tous ses éléments, en utilisant les composants définis dans la bibliothèque du logiciel comme les éoliennes, les panneaux photovoltaïques, les groupes électrogènes et les convertisseurs statiques etc. S'il est nécessaire d'ajouter un composant qui n'existe pas dans la liste des éléments définis par défaut, le logiciel nous permet de l'ajouter en introduisant toutes ces caractéristiques techniques ainsi que son coût. On peut aussi modifier les caractéristiques d'un composant déjà existant dans la bibliothèque [24].

3. Caractéristiques principales de HOMER

Ce logiciel permet en premier lieu de faire la simulation d'un système selon des données de gisement (solaire, éolien, diesel, etc.) en fonction d'une demande énergétique. Par la suite, il est possible d'analyser plusieurs configurations différentes pour ce même système afin d'en obtenir un système optimisé au niveau du coût. Le logiciel simule toutes les configurations demandées et donne la meilleure solution, parmi celles-ci. Et finalement terminer avec des analyses de sensibilité afin de savoir si la solution trouvée reste la meilleure même s'il y a certains changements dans les différents paramètres entrées [4] [5] [25].

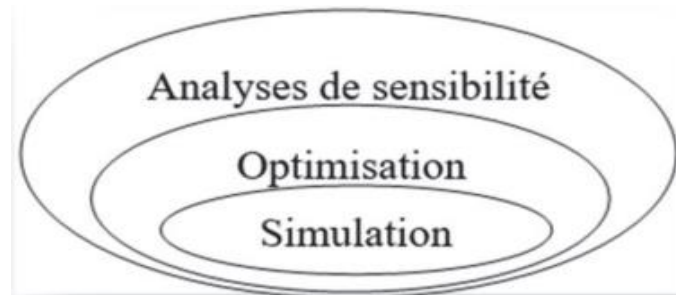


Figure 6.2. Modèle conceptuel d'HOMER.

VI. Dimensionnement du système hybride

Le modèle du système hybride introduit par HOMER peut être simulé par l'introduction de nombreux facteurs telle que le coût des composants et la disponibilité des ressources. Les calculs présentés par le logiciel prennent en compte des valeurs tels que le capital de l'intérêt, l'amortissement, le frais de fonctionnement, le coût du carburant..etc. Toutes ses estimations rentrent dans le bon fonctionnement du système étudié.

La méthode adoptée pour le dimensionnement du système hybride s'effectue comme suite :

1. Le choix d'un profil de consommation d'énergie électrique représentatif du site (besoins énergétique) .
2. Choix de l'éolienne
3. Détermination de la taille du générateur photovoltaïque.
4. Dimensionnement du système de stockage.
5. Dimensionnement du système de conversion [4].

1. Situation géographique du site

On doit disposer de toutes les informations pour l'emplacement sélectionné. Les informations typiques sont : le profil de charge, le rayonnement solaire pour les panneaux solaires, la vitesse du vent pour la production d'énergie éolienne, le coût initial de chaque composant (générateurs d'énergies renouvelables, batteries, convertisseurs...etc). Ensuite, on utilisant ces données, on peut effectuer la simulation pour obtenir la meilleure configuration du système d'alimentation hybride pour cet endroit précis.

2. Demande énergétique

La demande énergétique, est la consommation énergétique auquel le système doit répondre :

Dans notre cas l'étude d'application est hors réseau (site isolé). Le but est alimenter en énergie une charge triphasée d'un site isolé par une source de production hybride. ce site est composé de 10 maisons, chacune nécessite une puissance maximale de 3.2 kWh, donc elle exigent une demande de charge maximale de 32 kWh, approximativement.

L'évolution du profil de charge pour les quatre saisons de l'année est donnée par les figures suivantes :

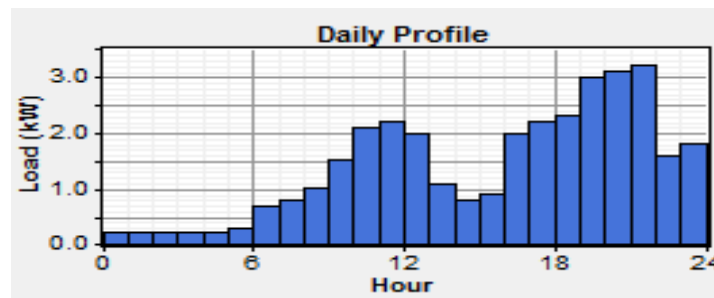


Figure 6.3 Le profil de charge dans une journée.

La figure 6.3 montre la distribution horaire de la demande énergétique en puissance pendant une journée avec un pic de 3.2 kWh. On remarque très bien que les heures de consommation importante sont les mêmes pour tous les mois de l'année. la consommation journalière augmente de 06h00 à 12h00 ensuite elle diminue progressivement puis elle augmente jusqu'à 22h00 à la valeur 3.2 kW.

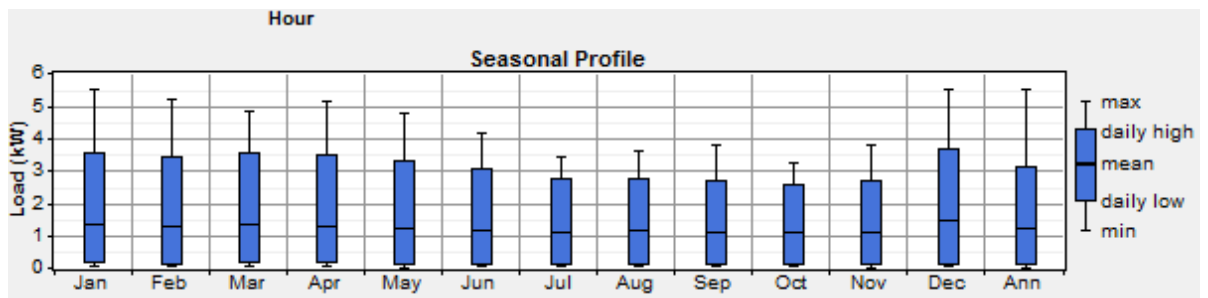


Figure 6.4 Le profil de charge dans une année.

La figure 6.4 représente le profil de la charge moyenne mensuel pendant une année. On remarque clairement que la demande énergétique augmente durant les mois de l'hiver et diminue pendant l'été.

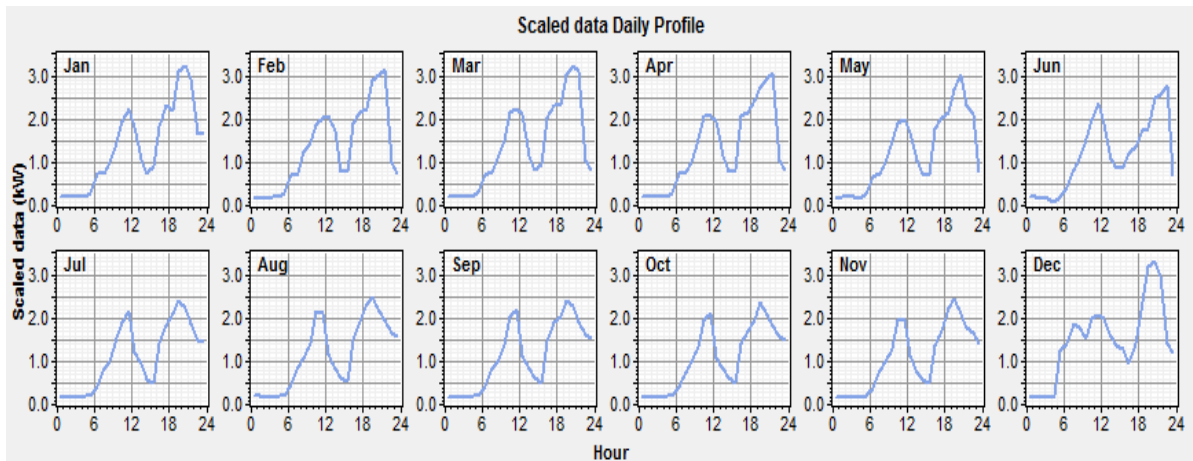


Figure. 6.5 Le profil de charge journalière suivant les mois.

La figure 6.5 représente le profil de la charge journalière durant toutes les mois de l'année.

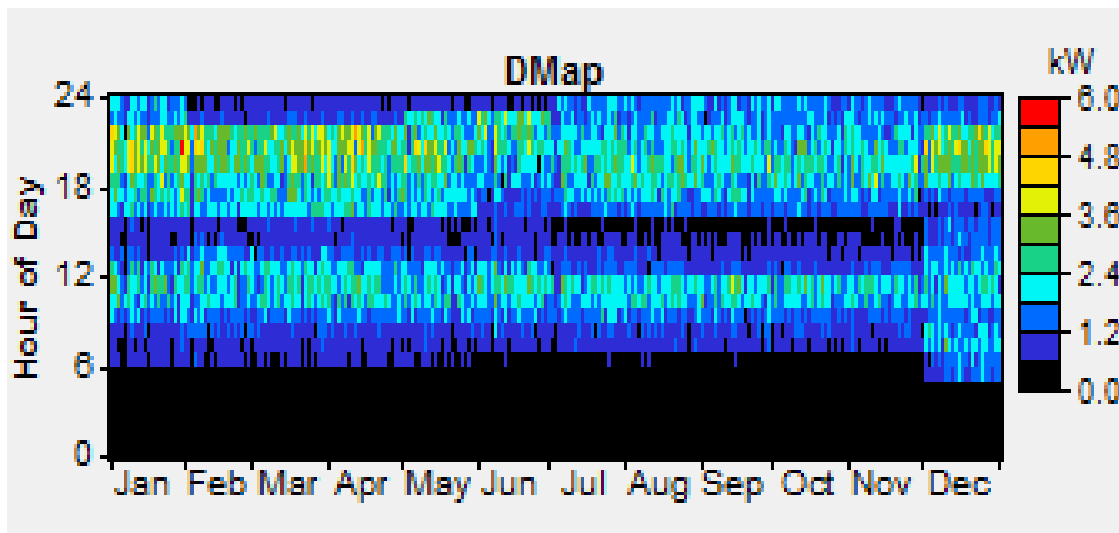


Figure 6.6 Carte de donnée DMAP de charge dans une année.

La figure 6.6 illustre une présentation DMAP de la charge énergétique demandée, ce type de graphe met en évidence un an de données horaires, chaque heure de l'année est représentée par une couleur qui donne une information précise d'une valeur de la puissance demandée. Cette présentation permet de voir plus clairement les informations utiles pour une interprétation facile et concrète.

3. Données météorologiques

L'étape essentielle dans la conception d'un système de production d'énergie électrique par une source d'énergie renouvelable est la détermination de la taille optimale du système de conversion, qui dépend essentiellement du gisement énergétique renouvelable disponible, en effet les données climatiques du site d'implantation sont indispensables.

3.1 Potentiel solaire

Pour les données du gisement solaire, il suffit d'entrer la longitude et la latitude du lieu désiré et cliquer sur l'icône « Get Data Via Internet ». On peut aussi importer un fichier comprenant des données obtenu sur le site même. La dernière option est d'entrer des moyennes mensuelles du gisement solaire (kWh/m²/jour). Il est aussi possible de mettre les données à l'échelle par rapport à une moyenne annuelle (kWh/m²/jour) d'irradiation solaire global moyenne journalière reçu par une surface horizontale.

Les figures (6.7 et 6.8) présentent l'éclairement horaire moyen mensuel et annuel sur un plan horizontal et un plan incliné d'un angle égal à l'altitude du lieu. La figure (6.9) représente l'irradiation mensuelles moyenne pour une année..

Month	Clearness Index	Daily Radiation (kWh/m ² /day)
Jan	0.552	2.820
Feb	0.580	3.730
Mar	0.567	4.670
Apr	0.589	5.870
May	0.598	6.640
Jun	0.627	7.230
Jul	0.647	7.300
Aug	0.610	6.320
Sep	0.583	5.130
Oct	0.564	3.920
Nov	0.538	2.900
Dec	0.533	2.500

Annual Average (kWh/m²/day): 4.92

Tableau 6.1 Rayonnement solaire annuel d'une région isolé.

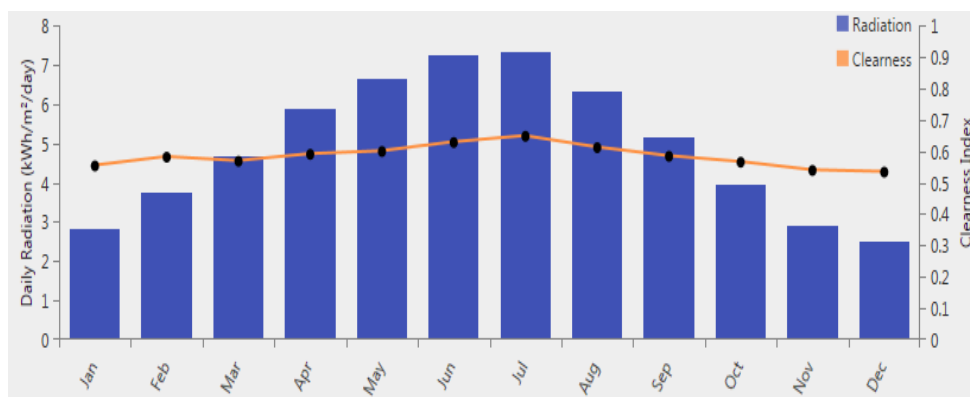


Figure 6.7 Evolution de d'irradiation dans une année.

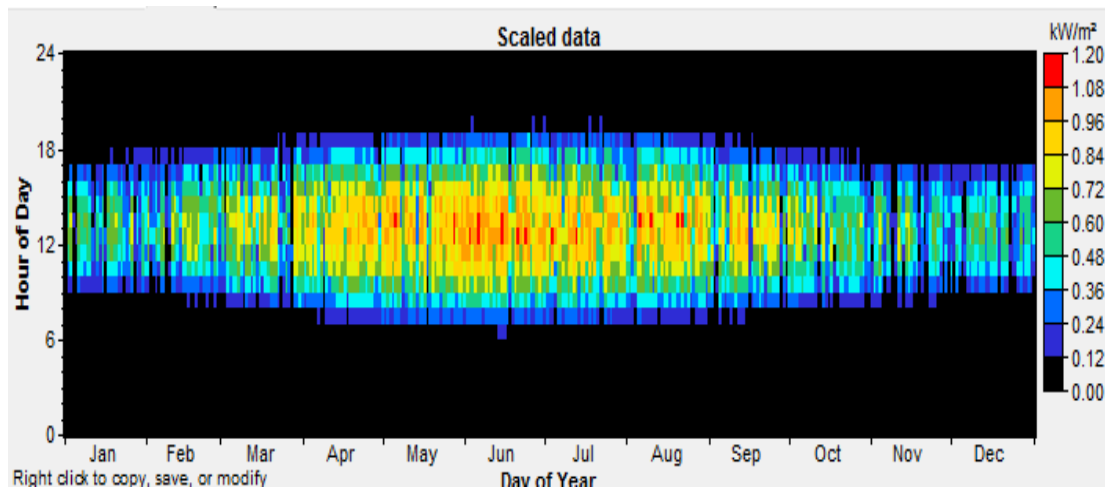


Figure 6.8 Irradiation mensuelles moyenne pour une année.

3.2 Potentiel éolien

Nous avons entré les données relatives à la vitesse du vent dans le tableau 6.2. Les valeurs obtenues sont marquées par une fluctuation importante au cours de l'année. Des distinctions saisonnières peuvent être remarquées: tendance à diminution de la vitesse du vent en juillet et août.

La vitesse moyenne mensuelle du vent est inférieure à la vitesse moyenne annuelle à 10 m du sol du mois de mai à octobre. La vitesse moyenne annuelle du vent n'a pas dépassé 10 m/s. On remarque aussi que les vitesses moyennes mensuelles du vent varient entre 7 m/s et 10 m/s.

Month	Wind Speed
	(m/s)
January	9.500
February	8.700
March	8.500
April	8.300
May	7.800
June	7.500
July	7.100
August	7.000
September	7.200
October	7.500
November	8.500
December	10.000
Annual average:	8.131

Tableau 6.2 vitesse moyenne mensuelle du ven. pour une région isolé.

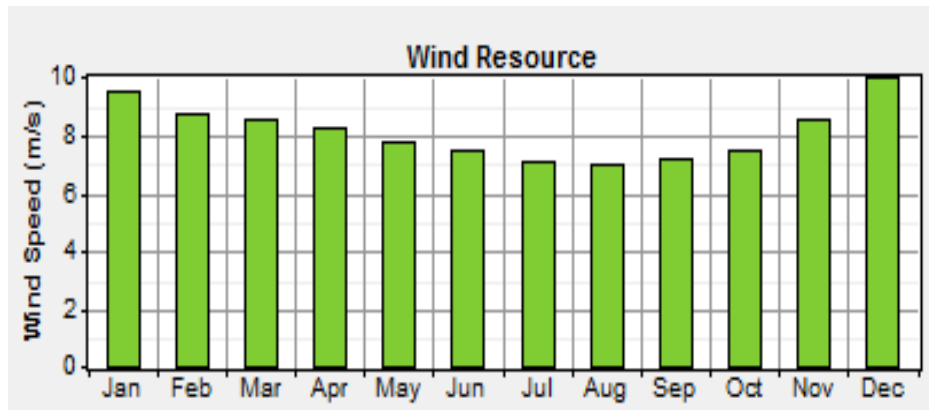


Figure 6.9 Evolution mensuelle de la vitesse moyenne du vent pour une région isolé à 10 m du sol.

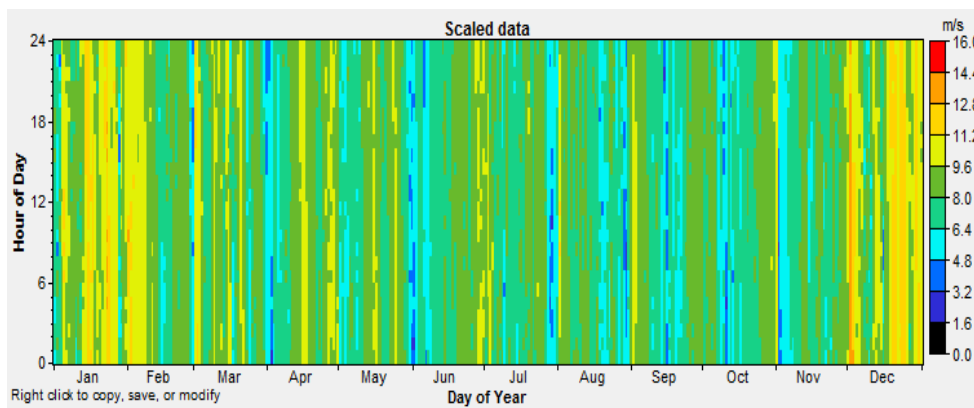


Figure 6.10 Carte de données de la vitesse de vent.

VII. Simulation du système hybride

Sur le logiciel HOMER, nous avons défini chaque élément de notre installation en se basant sur toutes les caractéristiques et les données. Le schéma d'un système hybride de génération d'énergie qu'on va simuler par HOMER est présenté par la figure suivante :

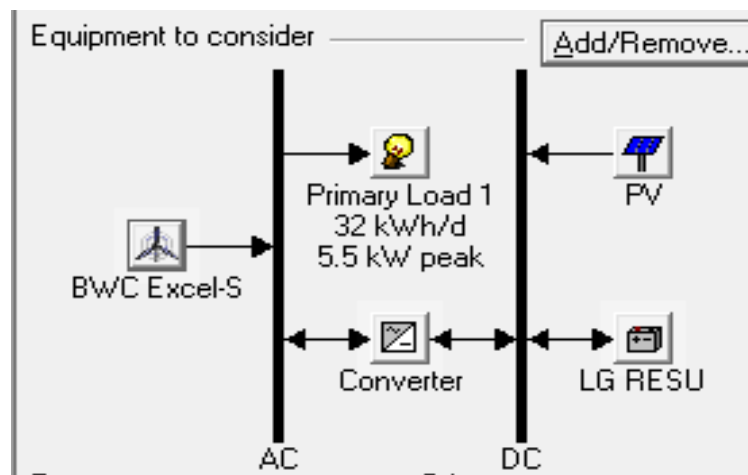


Figure 6.11 Architecture du système hybride

Dans cette étape nous appliquons la simulation par HOMER afin d'optimiser le système hybride photovoltaïque-éolien de production d'électricité destiné à une alimentation domestique. L'optimisation de cette installation hybride nécessite au préalable l'acquisition de certaines données relatives aux équipements existants :

1. La turbine éolienne

Chaque turbine éolienne a ses propres caractéristiques qui dépendent de paramètres de construction. HOMER possède différents types d'éoliennes stockées dans sa bibliothèque de composants. Une fois le type d'éolienne choisi, les propriétés vont s'afficher automatiquement (paramètres techniques).

La turbine choisie dans notre étude est BWC Excel-S de puissance 7.5 kW. Le nombre d'éoliennes a été varié de 0 à 6.

il faut entrer les données des coûts :

- Coût capital de cette éolienne [\$],
- Coût de remplacement de cette éolienne [\$].
- Coût de fonctionnement et d'entretien des éoliennes [\$ /y].

2. Entrée des données du générateur photovoltaïque

La capacité du champ PV a été variée de 0 à 32 kW.

3. Batteries de stockage

L'unité du système de stockage choisie est la batterie Lithium LG RESU de tension nominale de 48 V et de capacité nominale de 150Ah, son rendement est de 80% avec une profondeur de décharge de 40%. La durée de vie de batterie est estimée de 10 ans.

4. L'onduleur

Le système hybride nécessite un onduleur bidirectionnel de puissance nominale au moins égale à la puissance du pic de charge. Cependant, on suppose que l'onduleur a un rendement de 90%. Par conséquent, la puissance assurée serait inférieure à la puissance moyenne mensuelle du pic de charge [1].

VIII. Résultats de simulation

Pour procéder à la simulation afin d'atteindre un système optimal, nous avons inséré les données suivantes :

- Pour chaque composant : la production utile, le taux d'utilisation, les horaires d'utilisation, la durée de vie moyenne ;
- Les coûts associés à l'utilisation de chaque composant du système ;

- Les coûts de remplacement de chaque matériel en prenant en compte leur durée de vie, qui est dépendante de leur sollicitation.

HOMER simule les configurations du système avec toutes les combinaisons des composants spécifiés en entrée. Il élimine aussi les résultats de toutes les configurations de systèmes ne satisfaisant pas les contraintes, elles n'apparaissent donc pas dans les résultats d'optimisation. Etant donné qu'il est possible de faire entrer de nombreuses configurations différentes pour un même type de système, il est possible de visualiser la liste des résultats de deux façons :

- Résultat option globale;
- Résultat option catégorie.

1. Résultat option globale

Si on choisit l'option «Globale», on trouve les résultats montrés sur le tableau 6.3: icônes des composants du système, taille, quantité de composant, l'investissement initial, coût d'opération par an, coût total du système à la valeur actuelle, coût d'énergie (COE) en kWh et finalement, la proportion d'énergie renouvelable utilisée dans le système.

HOMER affiche l'ensemble des solutions sur la même liste classées par coût ou durée de vie. Le premier résultat affiché est le plus économique parmi tous les systèmes et toutes les configurations simulés selon le coût à valeur actuelle (NPC). Il est donc important d'optimiser chaque type de système afin d'éliminer ceux qui ne sont pas durables . Les résumés des systèmes et des coûts reliés sont affichés dans la zone des résultats .

Double click on a system below for simulation results. Categorized Overall

	PV (kW)	XLR	LG RESU	Conv. (kW)	Disp. Strgy	Initial Capital	Operating Cost (\$/yr)	Total NPC	COE (\$/kWh)	Ren. Frac.
	10	5	12	5.5	CC	\$ 1,991,900	11,363	\$ 2,137,159	14.541	1.00
	10	5	12	5.5	LF	\$ 1,991,900	11,363	\$ 2,137,159	14.541	1.00
	11	5	12	5.5	CC	\$ 2,045,900	11,539	\$ 2,193,411	14.924	1.00
	11	5	12	5.5	LF	\$ 2,045,900	11,539	\$ 2,193,411	14.924	1.00
	12	5	12	5.5	CC	\$ 2,099,900	11,716	\$ 2,249,664	15.306	1.00
	12	5	12	5.5	LF	\$ 2,099,900	11,716	\$ 2,249,664	15.306	1.00
	14	5	12	5.5	CC	\$ 2,207,900	12,068	\$ 2,362,168	16.072	1.00
	14	5	12	5.5	LF	\$ 2,207,900	12,068	\$ 2,362,168	16.072	1.00
	10	6	12	5.5	CC	\$ 2,260,000	12,726	\$ 2,422,678	16.483	1.00
	10	6	12	5.5	LF	\$ 2,260,000	12,726	\$ 2,422,678	16.483	1.00
	11	6	12	5.5	CC	\$ 2,314,000	12,902	\$ 2,478,930	16.866	1.00
	11	6	12	5.5	LF	\$ 2,314,000	12,902	\$ 2,478,930	16.866	1.00
	12	6	12	5.5	CC	\$ 2,368,000	13,078	\$ 2,535,182	17.249	1.00
	12	6	12	5.5	LF	\$ 2,368,000	13,078	\$ 2,535,182	17.249	1.00
	18	5	12	5.5	CC	\$ 2,423,900	12,773	\$ 2,587,177	17.603	1.00
	18	5	12	5.5	LF	\$ 2,423,900	12,773	\$ 2,587,177	17.603	1.00
	14	6	12	5.5	CC	\$ 2,476,000	13,431	\$ 2,647,687	18.014	1.00
	14	6	12	5.5	LF	\$ 2,476,000	13,431	\$ 2,647,687	18.014	1.00
	20	5	12	5.5	CC	\$ 2,531,900	13,125	\$ 2,699,681	18.368	1.00
	20	5	12	5.5	LF	\$ 2,531,900	13,125	\$ 2,699,681	18.368	1.00
	10	7	12	5.5	CC	\$ 2,528,100	14,088	\$ 2,708,197	18.426	1.00
	10	7	12	5.5	LF	\$ 2,528,100	14,088	\$ 2,708,197	18.426	1.00

Tableau 6.3 Résultat de dimensionnement du système hybride.

2. Résultat option catégorie

L'option « catégorie » donne les meilleures configurations représentant un coût de l'énergie (COE) minimal pour chaque architecture. HOMER affichera alors le classement suivant tableau 6.4 :

Double click on a system below for simulation results. Categorized Overall

	PV (kW)	XLR	LG RESU	Conv. (kW)	Disp. Strgy	Initial Capital	Operating Cost (\$/yr)	Total NPC	COE (\$/kWh)	Ren. Frac.
	10	5	12	5.5	CC	\$1,991,900	11,363	\$2,137,159	14.541	1.00

Tableau 6.4 Résultat d'optimisation du système hybride.

Les résultats de simulation montrent que HOMER a trouvé deux solutions optimales, la première correspond à un système avec 5 turbines éoliennes de 7.5 kW, un panneau photovoltaïque de 10 kW, 12 batteries de 48V et un convertisseur de 5.5 kW.

IX. Interprétation des résultats

Le tableau permet de visualiser une liste des configurations du système faisables simulés par HOMER. Ils sont énumérés dans l'ordre (de haut en bas) de la plus rentable à la moins rentable. Le rapport coût-efficacité d'une configuration système basé sur son coût net actuelle « NPC ».

La simulation a été effectuée en comparant les systèmes hybrides PV/éolien/Batteries, PV/Batteries et éolien/Batteries.

Le résultat optimal obtenu par le logiciel Homer en terme de moindre coût est le premier sur la liste parmi toutes les configurations qui satisfont la demande d'un point de vue technique. Ainsi, la configuration PV/éolien /batteries est la plus rentable, elle contient:

- 10 kW de puissance nominale pour les panneaux photovoltaïques.
- 05 éoliennes d'une puissance nominale de 7.5 kW chacune.
- 12 batteries de stockage de 48V.
- 5.5 kW de puissance nominale pour l'onduleur.

X. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons dimensionné un système hybride autonome à énergie renouvelable, PV/éolien/système de stockage en utilisant un outil de simulation le logiciel HOMER dont le but est d'optimiser un système énergétique, au moindre coût d'investissement (STC) et au maximum de pénétration de l'énergie renouvelable. Le système photovoltaïque et le système de stockage d'énergie sont connectés à un bus à courant continu CC. L'interconnexion entre le bus à CC et le bus à courant alternatif CA sur lequel sont raccordés les éoliennes est réalisée à travers un convertisseur bidirectionnel (CC/CA, CA/CC).

L'étude de ce système hybride autonome pour alimenter une charge électrique d'une petite agglomération isolée a été réalisé et nous a permis de valider en simulation le

fonctionnement global du système ainsi les résultats obtenus par HOMER montre que la réalisation du système PV/éolien avec batteries est possible, et peut satisfaire la demande énergétique exigée. Une analyse économique et une comparaison entre les différentes configurations des systèmes ont été faite et qui a abouti à dire que les résultats prouvent l'efficacité de cette configuration choisie et les solutions recherchées sont réalisables techniquement, ayant une viabilité économique et une conception optimisé de ce système hybride.

Référence

- [1] M.Benchrif. « Modélisation de systèmes énergétiques photovoltaïques et éoliens intégration dans un système hybride basse tension ». Thèse de doctorat en physique Spécialité : Physique énergétique et matériaux. Université Abou-Bekr Belkaid Tlemcen. 2014
- [2] S. khenfous 1, A. Kaabeche 2 et S. Diaf . Optimisation du dimensionnement d'un système hybride photovoltaïque/éolien par des méthodes méta heuristiques. Revue des Energies Renouvelables Vol. 20 N°2 (2017) 267 – 284.
- [3] D. Mida. «Contribution à la Modélisation d'un Système de Production d'Energie Electrique Hybride « Eolien – Photovoltaïque ». Thèse de doctorat en Réseaux Electriques. 2019.
- [4] J. Bélanger-Gravel « analyse technico-économique d'un système hybride éolien photovoltaïque en comparaison avec les systèmes photovoltaïque et éolien seuls ». Mémoire de maîtrise en sciences appliquées (Génie métallurgique). École polytechnique de Montréal. 2011.
- [5] M. Dekkhich. « Modelisation et simulation d'un systeme hybride Autonome (pv/éolienne/diesel) pour alimenter Un site isole a chlef, algerie ». Thèse de doctorat en Génie mécanique. Université Hassiba Benbouali de Chlef. 2017.
- [6] A. Gabour « Optimisation et Commande d'un système énergétique multi source ». Thèse de doctorat en Systèmes énergétiques Université 20 Août 1955-Skikda. 2019.
- [7] Y. Collette, P. Siarry, Optimisation multi-objectif, Livre, EYROLLES. 2022
- [8] S. Saïb. « Contribution à l'optimisation d'un système hybride (PV/éolien) avec stockage d'énergie connecté au réseau électrique ». Thèse de doctorat en génie électrotechnique et automatique. Université Ferhat Abbas, Setif, 2018.
- [9] S . Berrazouane. "Modeling, simulation and supervision of multi-source hybrid system for electricity production in remote areas", Thèse de Doctorat en maintenance. Université M'hamed Bougara, Boumerdes , Algérie ; 2014.
- [10] Prabodh Bajpai And Vaishalee Dash, "Hybrid renewable energy systems for power generation in stand-alone applications A review", Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol.16, pp.2926 -2939, 2012.
- [11] S. Mouhadjir. « Contribution à l'optimisation du rendement des generateurs photovoltaïques et eoliens par l'integration des systemes électroniques d' adaptation à

commande MPPT ». Thèse de doctorat en Physique. Université Abou Bekr Belkaid De Tlemcen. 2014.

[12] <https://analysis.nrel.gov/homer/>

[13] http://homerenergy.com/pdf/HOMER_mode_demploi%20.pdf

[14] H. J. Green, J. Manwell, HYBRID2 – A versatile model of the performance of hybrid power systems, WindPower'95, Washington DC, March 27-30, 1995.

[15] <http://www.ceere.org/rerl/projects/software/hybrid2/>

[16] R. BELFKIRA. « Dimensionnement et optimisation de centrales hybrides de production d'énergie électrique à base d'énergies renouvelables: application aux sites isolés ». Thèse de Doctorat à l'université du Havre, 2009.

[17] R. Dufo-López, J. L. Bernal-Agustín, J. Contreras, « Optimization of control strategies for stand-alone renewable systems with hydrogen storage », Renewable Energy, Vol. 32, Issue 7, pp. 1102-1126, June 2007.

[18] R. Dufo-lópez and J. L. Bernal-agustín, « Design and Control Strategies of PV-Diesel Systems Using Genetic Algorithms », Solar Energy, vol. 79, no. 1, pp. 33–46, 2005.

[19] A. Kébé « Contribution au prédimensionnement et au contrôle des unités de production d'énergie électrique en site isolé à partir des énergies renouvelables : Application au cas du Sénégal ». Thèse de Doctorat en Physique. Université Paris-Sud. 2013.

[20] D. Turcotte, M. Ross, F Sheriff . Photovoltaic hybrid system sizing and simulation tools: status and needs, PV Horizon: Workshop on Photovoltaic Hybrid System, Montreal, 10 Sept. 2001.

[21] (<http://www.fh-konstanz.de/>)

[22] J. L. Bernard - Agustín, R. Dufo-Lopez Simulation and optimization of stand-alone hybrid renewable energy systems Renewable and Sustainable Energy Reviews 13 (2009) pp. 2111–2118

[23] (<http://wwwcomm.murdoch.edu.au/synergy/9803/rapsim.html>)

[24] O. Feddaoui. « Contribution à l'Étude des Systèmes Hybrides de Génération: application aux Énergies Renouvelables ». Thèse de magister en Electrotechnique. Université Mohamed Chérif Messaadia de Souk-Ahras. 2013

[25] S. Belakehal. « Conception et Commande des Machines à Aimants Permanents Dédiées aux Énergies Renouvelables ». Thèse de Doctorat en électrotechnique. Université de constantine, Algérie, 2010.

Chapitre 07

Simulation du système hybride et gestion de stockage

I. Introduction

Le système hybride photovoltaïque-éolien est un moyen de production de l'énergie électrique qui s'adapte avec les contraintes des sites isolés dont le raccordement au réseau est très coûteux et non rentable à condition que la zone soit bien ventée et avoir un bon éclairage le long de l'année, ces deux moyens de production peuvent être complémentaires. En cas d'absence momentanément de soleil et du vent, des batteries de stockage sont prévues pour l'alimentation de secours [1].

La combinaison de ces sources représente le plus souvent le choix économique et technologique idéal pour les sites isolés car elles nécessitent un minimum de maintenance. Elles peuvent ainsi contribuer à résoudre le problème de l'électrification de ces sites des réseaux de distribution d'électricité [2].

La supervision globale du système hybride permet de garantir une meilleure gestion de l'énergie produite (maximiser le niveau de production, améliorer la qualité d'énergie, avoir la possibilité de stockage et exploiter au maximum la capacité énergétique des convertisseurs disponibles), ainsi elle permet d'assurer la continuité de l'approvisionnement en charge dans toutes les conditions, d'optimiser la production d'énergie et de protéger les composants d'un potentiel d'être endommagé à cause d'une surcharge et aussi d'augmenter la stabilité du système d'alimentation [2], [3]. Ainsi, cette configuration permet de réaliser un couplage optimal des trois parties (système éolien, système photovoltaïque et batteries) permettant une bonne gestion énergétique du système pour les différents modes de fonctionnement [4].

Dans ce chapitre on va effectuer l'hybridation des deux sources d'énergie photovoltaïque et éolien en amont du bus continu par l'intermédiaire des convertisseurs, pour assurer la commande en puissance et assurer une tension du bus continu constante en appliquant les algorithmes MPPT proposés. Finalement, on va proposer une stratégie de gestion du système global pour chacune des sources (éolien, photovoltaïque) et le système de stockage dans le but d'assurer une alimentation sans interruption de la charge d'une façon optimale.

Les résultats de simulations seront présentés pour confirmer le bon fonctionnement du système hybride étudié par rapport à l'association physique des sources d'énergie et par rapport aux différentes stratégies de commandes appliquées ainsi que les stratégies de gestion de l'énergie. L'énergie éolienne et photovoltaïque sont complémentaires dans une certaine mesure. Ainsi, un système de génération hybride PV-éolien peut offrir une fiabilité plus élevée pour maintenir la puissance en continu que tout autre système individuel de production d'électricité. Aussi dans les régions éloignées ou isolées, les systèmes de génération hybride PV-éolien autonome, sont particulièrement utiles et attrayants.

II. Hybridation des deux sources éolienne/photovoltaïque

1. Introduction

Cette partie est consacrée à la simulation d'un système à énergie hybride autonome à deux sources d'énergie renouvelable : éolienne, photovoltaïque avec batteries de stockage. L'éolienne et le photovoltaïque sont considérées comme sources d'énergie primaire tandis

que les batteries de stockage comme sources d'énergie secondaire ou de secours. Nous devons d'abord regrouper les deux sources photovoltaïque et éolienne et maximiser leur productions en appliquant les algorithmes MPPT ensuite une étude de la gestion de l'énergie de stockage par les batteries sera effectuée.

Le couplage des deux systèmes se fait par l'intermédiaire d'un bus continu représenté par le condensateur C connecté aux deux systèmes comme indiqué sur la figure (7.1).

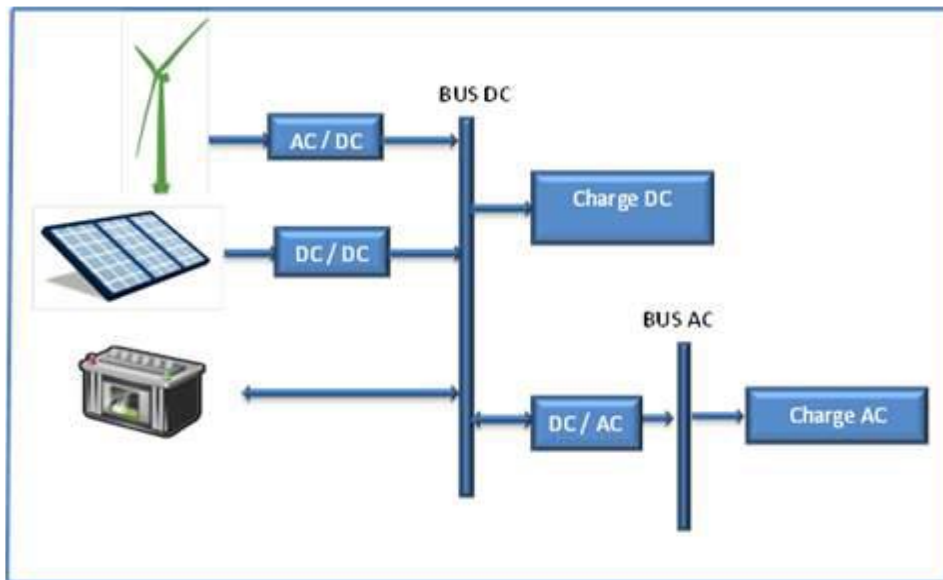


Figure 7.1. Structure globale du système hybride.

2. Avantages des systèmes hybrides

Le système hybride proposé (figure 7.1) est associé à la stratégie de commande permettant la gestion de puissance dédiée à l'alimentation d'un site isolé, offre les avantages suivants :

- Réduction du nombre et/ou de la taille des convertisseurs et de leurs circuits de commande associés, et donc le coût global du système ;
- Minimisation des fluctuations de la puissance moyenne injectée au réseau ;
- Assurance de la continuité de production de l'énergie électrique tout au long de la journée et au fil des saisons (contrairement aux systèmes alimentés uniquement par une source photovoltaïque ou uniquement par une source éolienne sans système de stockage par batteries) ;
- Possibilité de stockage d'énergie avec le contrôle de l'état de charge (SOC) des batteries, ce qui permet par conséquent, d'augmenter les performances du système [4].

Dans cette partie on fera des simulations du système hybride photovoltaïque-éolien sans batteries. Ce système est composé de trois éoliennes, d'un générateur photovoltaïque-éolien de 67 modules (5 modules en parallèle et 14 en séries).

1. Calcul de nombre des modules du générateur photovoltaïque

1.1 Détermination du nombre de modules

D'après les résultats du dimensionnement par HOMER, on a un générateur photovoltaïque de 10 kw ce qui nous permet de calculer le nombre de modules nécessaire comme suit :

$$N_m = \frac{P_c}{P_m} = \frac{10000}{150} = 67 \quad (7.1)$$

P_m : Puissance crête du module (W_c).

1.2 Détermination du nombre de modules en série/parallèle

Pour trouver la tension convenable à l'alimentation d'une charge donnée par la mise en série de plusieurs modules PV, le nombre de ces modules est calculé par l'expression suivante :

$$N_{ms} = \frac{V_L}{V_m} = \frac{620}{43.5} = 14 \quad (7.2)$$

Avec :

V_L : La tension nominale de la charge.

V_m : La tension nominale du module.

La mise en parallèle de modules donne l'intensité nécessaire à la charge. Le nombre branches est calculé par l'équation suivante :

$$N_{mp} = \frac{N_m}{N_{ms}} = \frac{67}{14} = 5 \quad (7.3)$$

N_{mp} : Nombre de modules en parallèle.

2. Résultats de simulations

Pour tester le comportement du système hybride soumis à des variations climatiques, nous avons utilisé un profil du vent avec une vitesse moyenne de 7.5 m/s, un éclaircissement variable et une température standard de 25°C (figure 7.2). La figure (7.3) représente l'évolution de la tension du bus de la sortie de système hybride. La puissance du système hybride déterminée est égale à la somme de la puissance éolienne extraite de l'énergie du vent et la puissance du générateur photovoltaïque extraite de l'énergie solaire.

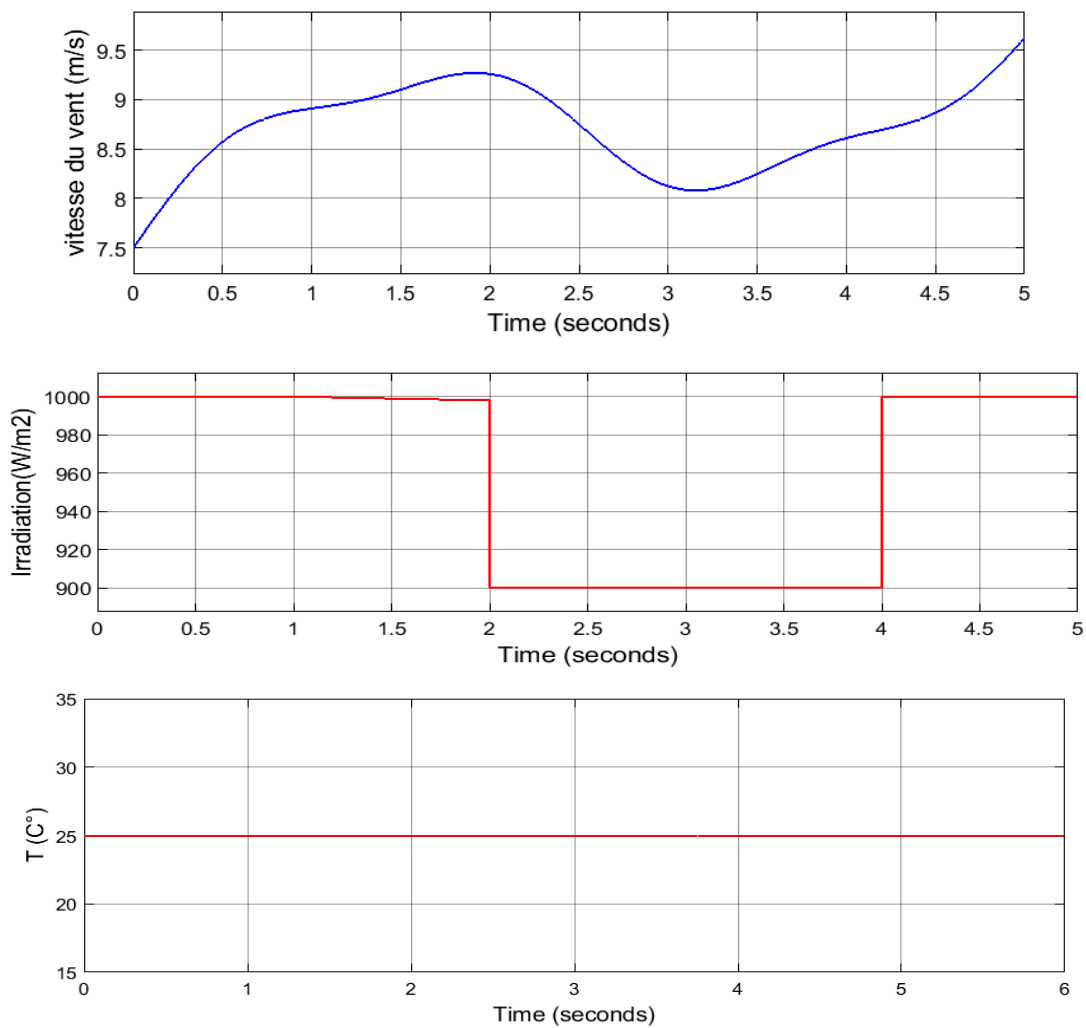


Figure 7.2. Evolution des données climatiques (vent et irradiation solaire et température).

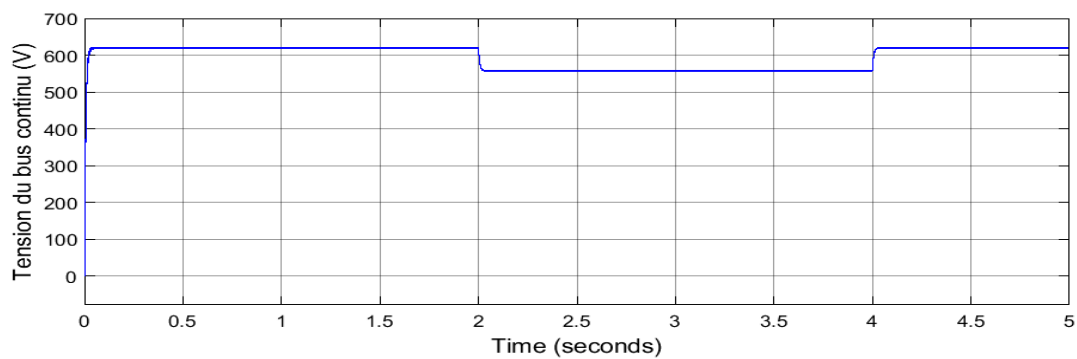


Figure 7.3. La tension du bus continu.

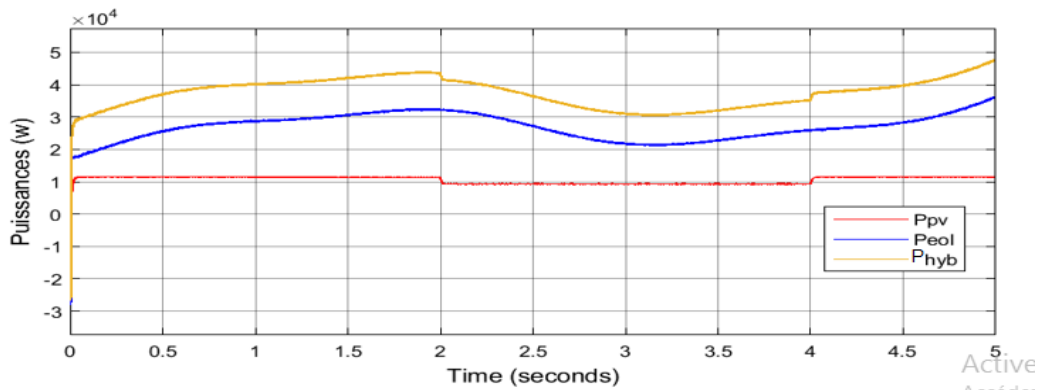


Figure 7.4. Les puissances des sources photovoltaïque et éolienne et du système hybride.

Les résultats de simulations obtenus ont montré que la tension suit la variation de l'irradiation solaire. La puissance du système hybride est égale à la somme de la puissance de l'éolienne et la puissance du système photovoltaïque.

III. Système de stockage de l'énergie

1. Introduction

Face au problème de la carence d'énergie des sources d'énergie renouvelables, différents types de solutions techniques ont été proposés. Un système de stockage d'énergie est considéré comme une meilleure solution dans un système multi-sources. Il contribue à stabiliser l'offre et la demande, à améliorer les conditions d'utilisation des réseaux de transport et de distribution, ainsi qu'à accroître le rendement de certaines unités de production à puissance nominale, tout en réduisant les émissions polluantes [1], [11].

L'énergie électrique ne peut pas être stockée directement de manière efficace et en quantité importante. Cependant, il existe plusieurs technologies de stockage qui emmagasinent indirectement cette énergie sous une autre forme d'énergie (chimique, cinétique etc.) et qui sont très utiles dans de nombreuses applications électriques notamment dans les systèmes hybrides autonomes. Les technologies les plus développées sont les batteries électrochimiques, les supercondensateurs et les piles à combustible [1], [12]. Ces systèmes se distinguent par le type d'énergie effectivement stockée, par la puissance active et réactive instantanées disponibles en sortie (capacité de décharge, rapidité de réaction), par la quantité d'énergie stockable et par la cyclabilité (nombre de cycles de charges et décharges supportés), etc [12].

2. Modélisation de la batterie

Généralement on a trois types de modèles de batteries rapportés dans la littérature, à savoir : le modèle expérimental, électrochimique et le modèle électrique. Les deux premiers ne représentent pas bien les propriétés dynamiques nécessaires pour

l'estimation de l'état de charge des éléments de la batterie contrairement au modèle électrique qui représente très bien ces caractéristiques électriques [13].

Dans la littérature différentes méthodes de modélisation des batteries ont été présentées :

2.1 Modèle électrique simple de la batterie

Le modèle électrique le plus simple comporte une source de tension idéale E_0 en série avec une résistance interne R_s et un condensateur modélisant la capacité interne de la batterie C_b . La résistance est supposée constante durant les cycles de charge et de décharge, et elle ne varie pas avec la magnitude du courant [13], [14].

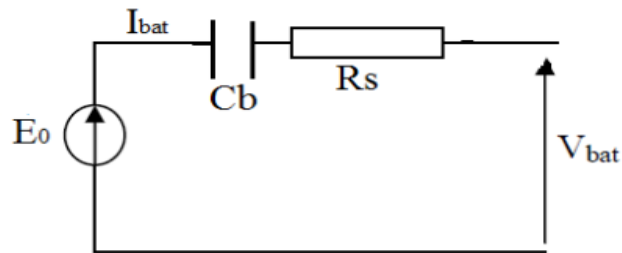


Figure 7.5. Modèle simple de la batterie [14].

L'expression de la tension V_{bat} est alors :

$$V_{bat} = E_0 - R_s I_{bat} - V_{C_b} \quad (7.4)$$

L'état de charge de la batterie est défini par :

$$EDC = 1 - \frac{Q_d}{C_b} \quad (7.5)$$

C_b étant la capacité nominale de la batterie, et Q_d représente la quantité de charge manquante par rapport à C_b .

2.2. Modèle CIEMAT

Ce modèle, étudié par Olivier [15], est basé sur le schéma la figure (7.6) qui représente le schéma équivalent de n_b éléments en série. La batterie est représentée dans ce cas par une source de tension et une résistance interne.

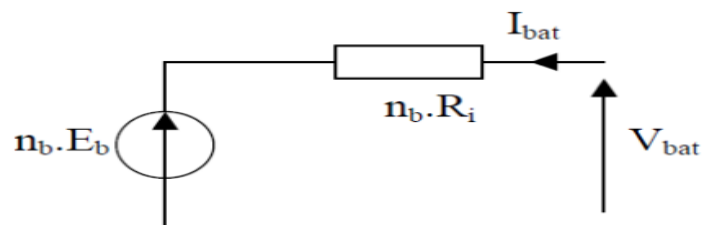


Figure 7.6. Schéma équivalent de la batterie dans le modèle CIEMAT [14].

L'équation de la tension V_{bat} peut donc s'écrire :

$$V_{bat} = n_b E_b + n_b R_i I_{bat} \quad (7.6)$$

Où V_{bat} et I_{bat} sont respectivement les valeurs de la tension et du courant de la batterie en convention récepteur, E_b représente la f.e.m. de la batterie qui dépend de l'état de charge et R_i

est la résistance interne d'un élément.

L'expression de l'état de charge est égale à :

$$EDC = 1 - \frac{Q_d}{c_b} \quad (7.7)$$

La quantité de charge manquante Q_d dépend du mode du fonctionnement de la batterie, elle croit pendant la charge et décroît pendant la décharge [14].

L'équation de la tension de décharge est donnée par [13] :

$$V_{bat_d} = E_0 - K \cdot \frac{Q}{Q-it} (it + i^*) + A \cdot \exp(-B \cdot it) \quad (7.8)$$

Où : i est le courant de batterie en (A).

i^* est le courant filtré (A).

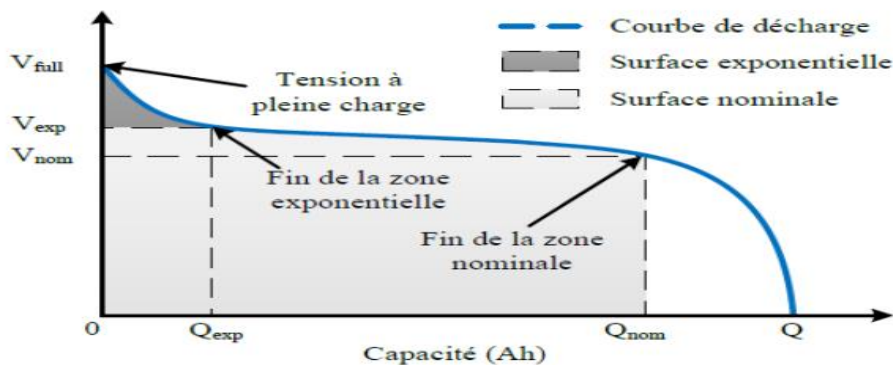


Figure 7.7. Courbe de décharge d'une batterie [13].

L'expression de la charge est exprimée par :

$$V_{bat_c} = E_0 - K \cdot \frac{Q}{it+0.1.Q} \cdot i^* - K \cdot \frac{Q}{Q-it} \cdot it + A \cdot \exp(-B \cdot it) \quad (7.9)$$

Le modèle de la batterie a été réalisé dans l'environnement Matlab/Simulink/Sim power system à travers un bloc disponible sous Simulink présenté dans la figure 7.11, où tous les paramètres de ce block et du circuit équivalent peuvent être identifiés à partir du type de batterie, en tenant compte de la caractéristique de décharge de la batterie avec un courant nominal.

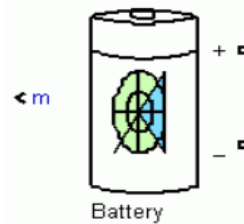


Figure 7.8. Block de batterie sous Matlab/Simulink.

Ce block présente un modèle dynamique servant à représenter les batteries les plus couramment utilisées (Plomb-acide, Lithium-Ion, Nickel-cadmium, et Nickel-Métal-Hydrure). Les paramètres du modèle sont déduits des caractéristiques de décharge et sont supposés être les mêmes pour la charge, ils sont extraits de la fiche de données utilisée d'un fabricant [13].

La batterie au lithium-ion (Li-Ion) comme toute batterie est un accumulateur électrochimique qui utilise le lithium sous une forme ionique. Elle libère de l'électricité par échange réversible des ions lithium entre deux électrodes : Une anode en graphite et une cathode en oxyde métallique généralement. Cet échange se fait au sein d'un électrolyte liquide.

Une batterie Lithium -Ion est constituée de plusieurs cellules reliées les unes aux autres par des configurations séries et parallèles selon la tension nécessaire et les besoins énergétiques de l'appareil ou de la charge qu'elle est destinée à alimenter [7].

D'après la figure 7.9, la courbe de décharge de la batterie de type Lithium-ion utilisé dans ce travail se divise en trois sections. La première partie représente la chute exponentielle de tension lorsque la batterie est chargée. Selon le type de batterie, cette zone est plus ou moins large. La seconde section détermine la charge qui peut être extraite de la batterie jusqu'à ce que la tension soit inférieure à la tension nominale de la batterie. La dernière section présente la décharge totale de la batterie, lorsque la tension chute rapidement [13].

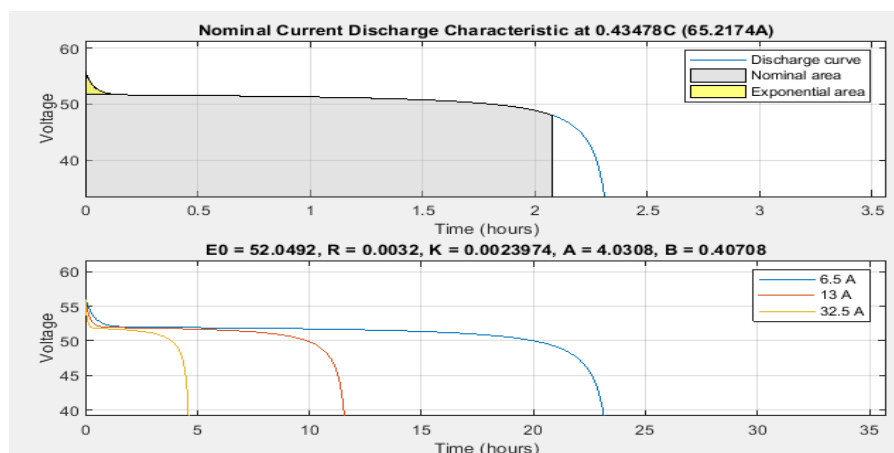


Figure 7.9. Caractéristique de décharge de la batterie pour différentes valeurs du courant.

2. Commande de la batterie

Tous les systèmes de puissance doivent avoir une stratégie de commande afin de décrire les interactions entre ses composants. L'utilisation de batteries pour le stockage implique la présence d'un régulateur car le système de stockage d'énergie étudié est connecté à un hacheur réversible en courant à travers un bus continu, dont le but de contrôler l'état de charge et de décharge de l'énergie [13], [17].

L'équation pour le calcul de la tension de la batterie est la suivante :

$$V_{batt} = E_0 - iR_{in} - K \frac{Q}{Q-Q_{act}} + A \frac{Q-Q_{act}}{Q} \quad (7.10)$$

Où :

E_0 : Tension à vide, R_{in} : La résistance interne, i : courant de la batterie,

V_{batt} : Tension de la batterie, A : constante de fitting,

Q : Capacité nominale et Q_{act} : Capacité actuelle de la batterie.

Ce modèle calcule la tension aux bornes de la batterie, son état de charge EDC (State of charge en anglais) et les pertes. On suppose que les pertes sont purement Ohmiques [3].

Pour simplifier le calcul on met :

$$V_{batt} = E_0 - iR_{in} \quad (7.11)$$

3. Hacheur réversible en courant

L'objectif principal d'utiliser ce convertisseur avec la batterie est de maintenir la tension du bus continue constante. Dans ce cas, il n'est pas important de vérifier l'état de charge ou décharge de la batterie car la tension de bus continue peut-être stable et minimise les ondulations de tension du condensateur [9].

La régulation de la tension continue V_{dc} sur le bus CC est mise en œuvre par un hacheur réversible en courant, connecté à un banc de batteries pour réaliser la charge et la décharge de la batterie et le transfert de puissance (courant) [1], [7].

Un modèle simplifié de cette batterie et un convertisseur élévateur-abaisseur bidirectionnel en courant permettant de commander la batterie sont présentés dans ce qui suit : [7].

Ce convertisseur est constitué d'un hacheur survolteur et d'autre dévolteur associés dans un seul hacheur comme le montre la figure (7.10) et qui permet le transfert d'énergie dans les deux sens, ou le courant électrique circule de façon réversible [13]. Lors de la charge, l'interrupteur Q_1 est activé et le convertisseur fonctionne comme un Boost (survolteur). Autrement, dans le cas de décharge, l'interrupteur Q_2 est activé et le convertisseur fonctionne comme un Buck (dévolteur).

Quand l'énergie fournie par les sources d'énergie renouvelable est insuffisante à cause d'une augmentation soudaine de la charge, la tension du bus continu devient inférieure à la valeur de référence. Dans ce cas, l'énergie manquante est obtenue à partir des batteries. Quand il existe un excès d'énergie, il est utilisé pour recharger les batteries. Son schéma électrique équivalent est donné par la figure (7.10) [4].

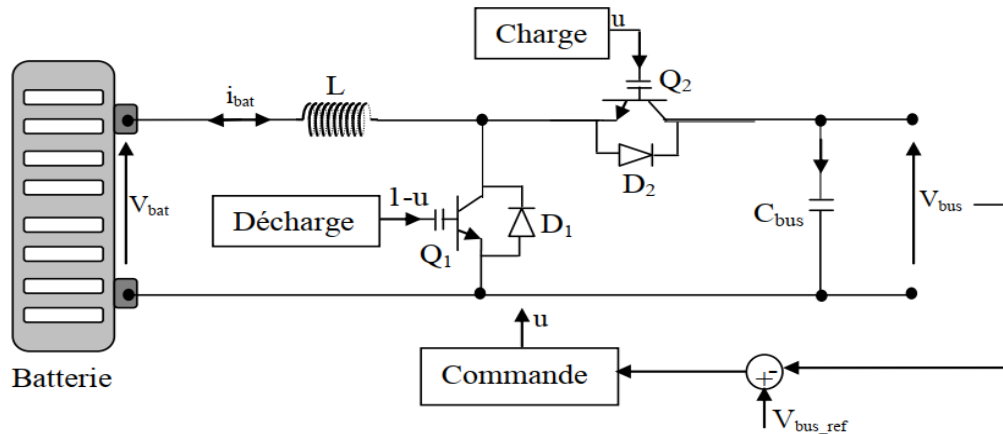


Figure 7.10 Principe de commande du convertisseur DC/DC bidirectionnel.

La commande des interrupteurs Q_1 et Q_2 est réalisé simultanément avec deux signaux (rapports cycliques) complémentaires (u) et ($1-u$). Le modèle du convertisseur bidirectionnel est donné par le système d'équations (7.12) [1].

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_L = \frac{1}{L} [V_{bat} - (1-u)V_{bus}] \\ \frac{d}{dt} V_{bus} = \frac{1}{C_{bus}} [(1-u)i_L - i_o] \end{cases} \quad (7.12)$$

4.1 Mode de fonctionnement du convertisseur bidirectionnel

Le convertisseur bidirectionnel joue le rôle d'interface entre la batterie et le bus à courant continu, il admet deux modes de fonctionnements : charger et décharger la batterie. Le convertisseur bidirectionnel fonctionne comme convertisseur élévateur (Boost) pendant la décharge de la batterie et comme convertisseur abaisseur (Buck) pendant la charge de la batterie. Afin de réaliser la réversibilité du flux de puissance, les commutateurs du convertisseur doivent idéalement transférer le courant dans les deux directions [1], [3] :

4.1.1 Mode charge

Pour le mode charge, le modèle du convertisseur dépend de l'état de l'interrupteur Q_2 . En effet, avec l'interrupteur Q_2 , on retrouve la dynamique d'un convertisseur abaisseur (Buck). Dans le cas dont il y a un excès de production de l'énergie, le convertisseur bidirectionnel transfère l'excès de puissance du bus à courant continu vers la batterie [1].

4.1.2 Mode décharge

Pour la décharge, le modèle du convertisseur dépend de l'état de l'interrupteur Q_1 .

Dans ce cas, on a la dynamique d'un convertisseur élévateur (Boost). Le convertisseur transfère l'énergie de la batterie vers le bus à courant continu lorsque la production d'énergie renouvelable est déficitaire.

Où : $i_L = i_{bat}$

Le mode de fonctionnement du convertisseur est régi par le sens du courant. En effet, pour le mode charge, le courant de la batterie est considéré positif alors que pour le mode de décharge il est négatif [3].

4.2 Commande du convertisseur bidirectionnel

La stratégie de commande du convertisseur bidirectionnel comporte deux objectifs : le premier est le contrôle du sens du flux de puissance. C'est-à-dire décider quand la batterie va jouer le rôle d'une source d'énergie, et lorsqu'elle est plutôt en mode charge (stockage d'énergie) tout cela en fonction de l'évolution de l'état du système hybride. Cet objectif est imposé en réalité, par l'algorithme de gestion qui décide dans quelle configuration la batterie doit fonctionner. Le deuxième objectif est de régler la tension V_{bus} du bus CC [1].

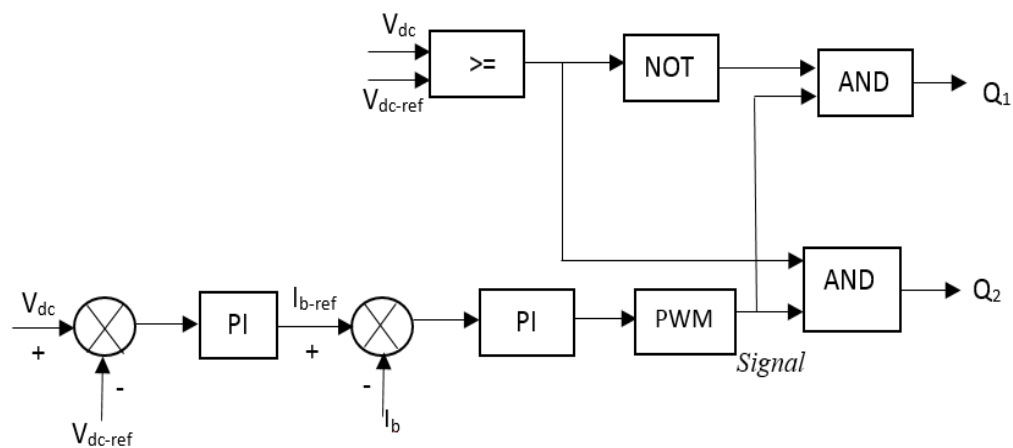


Figure 7.11. Commande de convertisseur bidirectionnel.

Le principe de la commande du convertisseur bidirectionnel est illustré dans schéma la figure (7.14). Il contient deux boucles de commande, l'une concerne la commande de tension, et l'autre la commande de courant. Lorsque la tension du bus continue est inférieure à la tension de la référence, l'interrupteur Q_2 est activé et vice versa pour l'interrupteur Q_1 [13].

IV. Le système de supervision

La stratégie de gestion ou de supervision est primordiale dans la commande d'un système autonome hybride, car c'est elle qui décide quelles charges sont connectées et comment utiliser le stockage si disponible [18]. Un système de supervision est une entité dotée d'une intelligence lui permettant de gérer d'une manière efficace les interactions entre les différents éléments d'un système hybride. Il représente le cerveau du système hybride, il décide de l'entité à activer (générateur photovoltaïque, éolien, charge ou décharge de batteries, générateur diesel) en fonction de la demande de la charge et en fonction de la disponibilité des énergies renouvelables [1].

La stratégie de gestion d'énergie qui sera développée dans ce travail doit permettre au système autonome hybride photovoltaïque-éolien de s'adapter aux variations météorologiques. Une gestion d'énergie des composants d'un système doit garantir la stabilité du système en tout temps [19].

L'objectif de l'algorithme de gestion est en fait, de déterminer les points de fonctionnement des sources du système hybride. Dans le but de produire autant de puissance que celle demandée par la charge, et cela en sollicitant en priorité les sources d'énergie renouvelable et en épargnant les sources d'énergie conventionnelles (batteries). Une autre tâche que l'algorithme de gestion doit remplir consiste à exploiter d'une façon optimale la batterie de stockage dans le but de rallonger sa durée de vie.

Dans cette partie, nous proposons une étude sur deux stratégies de gestion d'énergie d'un système autonome hybride photovoltaïque-éolien pour alimentation d'une région isolée. Le problème principal dans la gestion d'énergie d'un système autonome hybride photovoltaïque-éolien est de pouvoir fournir la puissance demandée par la charge malgré les grandes variations de l'énergie produite. Les variations dans la production d'énergie sont causées par la nature intermittente des ressources renouvelables [19].

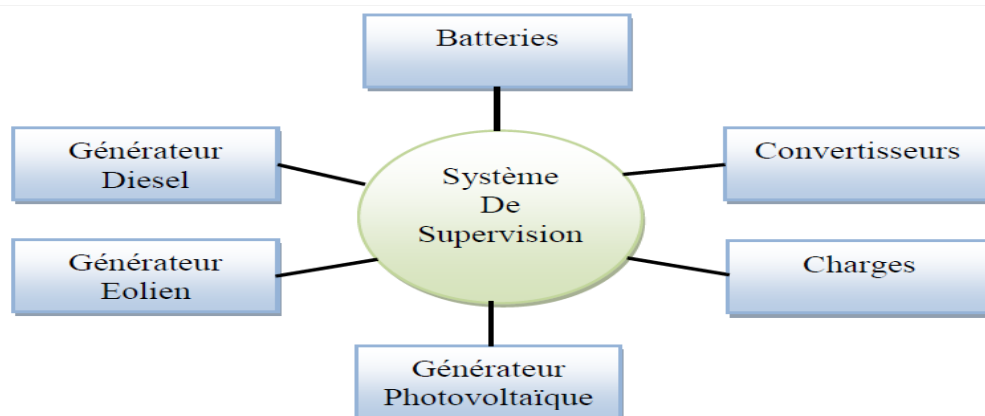


Figure 7.12. Système de supervision.

Plusieurs stratégies de gestion et de supervision sont proposées dans la littérature pour traiter les différentes problématiques propres aux différents systèmes multi-sources.

Dans [1] : il a proposé un algorithme de gestion pour déterminer les points de fonctionnement des sources du système hybride, dans le but de produire autant de puissance que celle demandée par la charge, et cela en sollicitant en priorité les sources d'énergie renouvelable et en épargnant les sources d'énergie conventionnelles (générateur diesel, batteries). Pour valider en simulation cette stratégie de gestion, il a considéré quelques scénarios de simulation que le système hybride est amené à faire. Puis, les résultats des différents scénarios réalisés sous environnement Matlab/Simulink ont été discutés.

Dans [4] : la gestion d'énergie entre les différentes sources constituant le système hybride : PV, éolien, Pile à Combustible et la batterie, est assurée par une stratégie à base de règles déterministes floues. L'objectif principal de son travail est le développement d'un algorithme

de gestion d'énergie d'un système hybride autonome : photovoltaïque/éolien/ pile à combustible et une batterie afin d'alimenter une charge isolée sans interruption.

Dans [15], le système considéré est un système multi-sources composé de panneaux PV, un banc de batteries et d'une pile à combustible montés sur un bus continu à travers des convertisseurs adéquats. Le principe de fonctionnement de ce système consiste à charger les batteries lorsque la production des panneaux PV est supérieure à la consommation de la charge. À l'inverse, lorsque la consommation est plus élevée que la production, les batteries se déchargent pour compenser le manque d'énergie.

Dans [16], un algorithme de gestion et de supervision pour un système hybride éolienne/photovoltaïque a été présenté dans le cadre d'une application isolée. Les auteurs ont défini dans ce travail trois modes opératoires principaux qui permettent d'inclure tous les états et les scénarios auxquels le système hybride peut être amené à faire face. Le premier mode consiste à utiliser une seule source pour satisfaire la demande de la charge, en l'occurrence ici la source éolienne. Le deuxième mode consiste à utiliser la source photovoltaïque en complément du premier mode. Le dernier mode utilise les deux sources au maximum et sollicite la batterie si besoin.

La figure 7.13 illustre le rôle de cet algorithme qui se situe au cœur du système hybride.

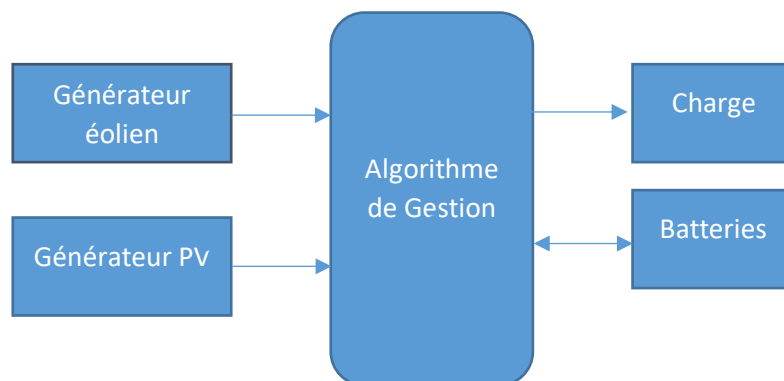


Figure 7.13 Schéma de principe de la stratégie de gestion.

1. Principe de fonctionnement de l'algorithme de gestion

Nous avons proposé deux stratégies de gestion : la première consiste à considérer le système de conversion éolien comme étant la source principale pour alimenter la charge, puis la deuxième considère plutôt le système de conversion photovoltaïque comme étant la source principale pour alimenter la charge.

Pour ces deux stratégies, lorsqu'un système de conversion (éolien ou photovoltaïque) est considéré comme étant la source principale pour alimenter la charge, l'autre système servira de source d'appoint et s'activera dès que le premier ne répond pas à la demande de la charge.

La batterie est utilisée à la fois comme source dans le cas d'un manque de production, et comme système de stockage dans le cas d'une surproduction.

Le principe de fonctionnement de ces deux stratégies de gestion est donné par deux algorithmes représentés par les organigrammes donnés par les deux figures (7.14) et (7.15).

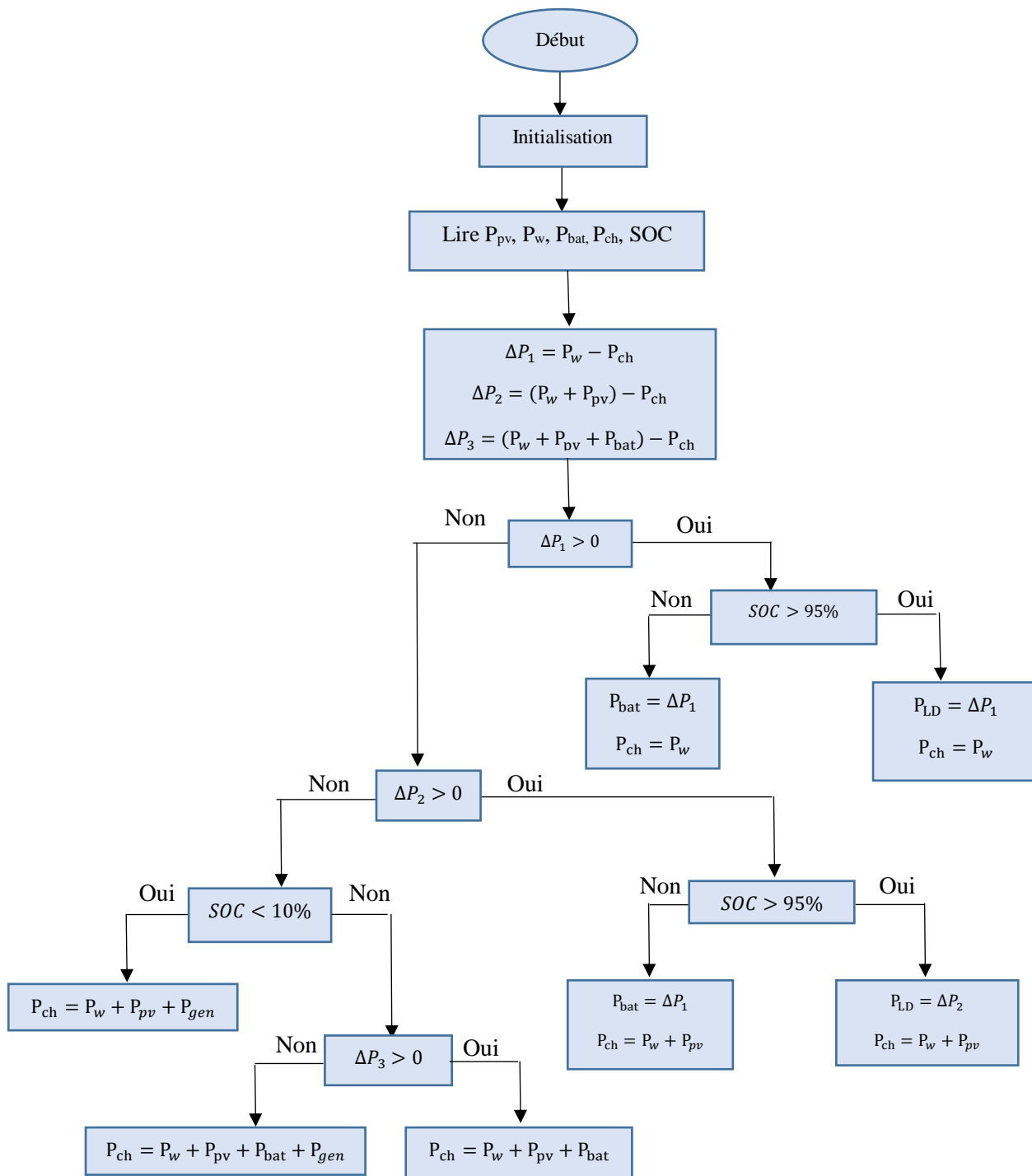


Figure 7.14 Organigramme de la stratégie de gestion qui considère le système de conversion éolien comme étant la source principale.

Les différentes puissances sont désignées comme suit :

P_w : La puissance éolienne.

P_{pv} : La puissance photovoltaïque.

P_{ch} : La puissance demandée par la charge.

SOC : L'état de charge et de décharge de la batterie (State of charge).

ΔP_1 : La différence entre la puissance éolienne et la puissance demandée par la charge, elle est donnée par l'équation suivante : $\Delta P_1 = P_w - P_{ch}$

ΔP_2 : La différence entre la somme des deux puissances, à savoir l'éolienne et la photovoltaïque et la puissance demandée par la charge, elle est donnée par l'équation suivante : $\Delta P_2 = (P_{pv} + P_w) - P_{ch}$

ΔP_3 : La différence entre la somme des trois puissances, à savoir l'éolienne, la batterie ainsi que la puissance photovoltaïque et la puissance demandée par la charge, elle est donnée par l'équation suivante : $\Delta P_3 = (P_w + P_{pv} + P_{bat}) - P_{ch}$

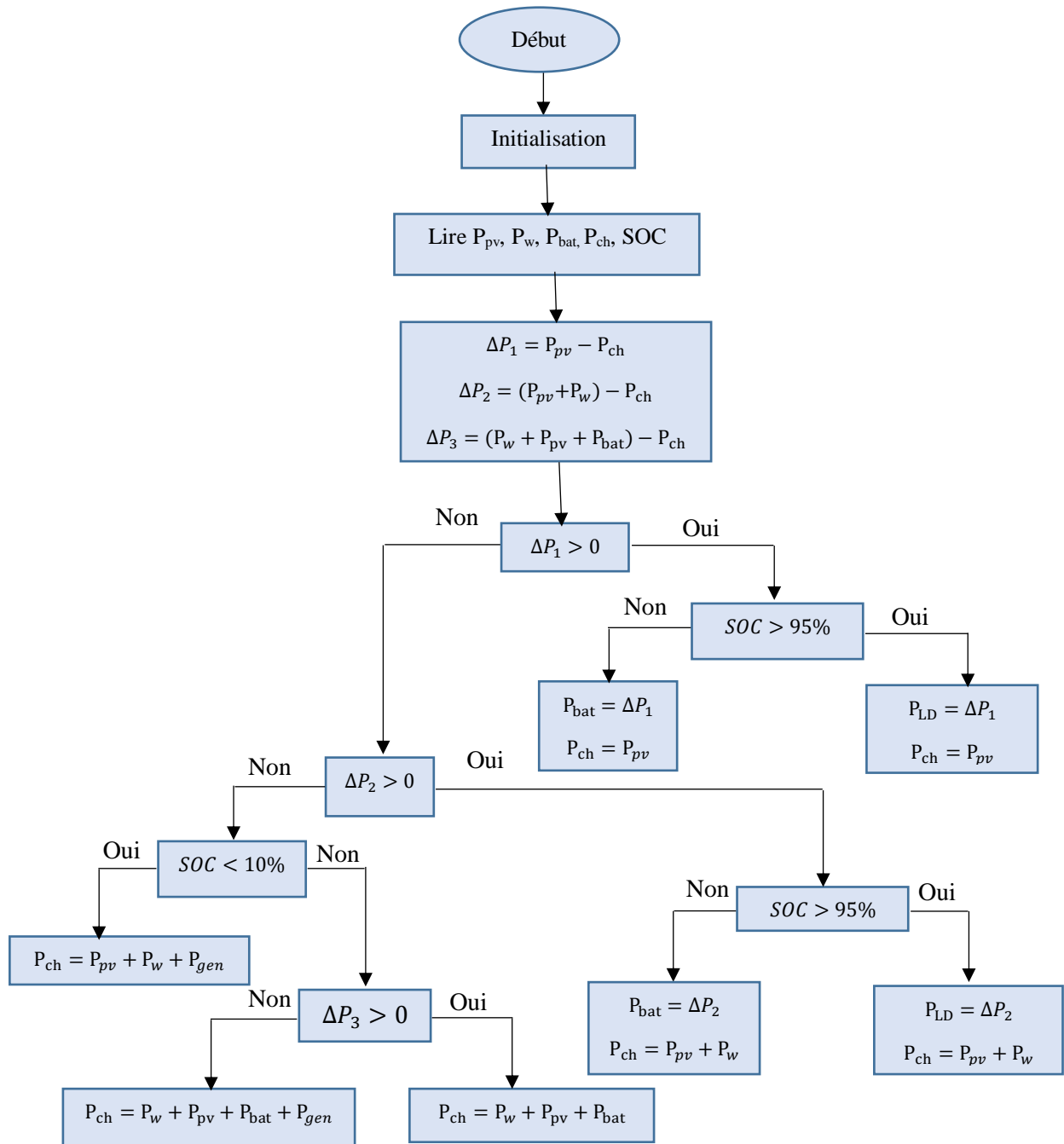


Figure 7.15 Organigramme de la stratégie de gestion qui considère le système de conversion photovoltaïque comme étant la source principale.

ΔP_1 : La différence entre la puissance photovoltaïque et la puissance demandée par la charge, elle est donnée par l'équation suivante :

$$\Delta P_1 = P_{pv} - P_{ch}$$

Chaque organigramme reprend toutes les situations possibles auxquelles le système hybride peut fonctionner. En fonction de la situation, chaque algorithme prend la

décision d'activer ou désactiver les sources du système. Dans le cas d'une surproduction d'énergie, l'algorithme ordonne la charge de la batterie. L'éventuel surplus de puissance (P_{LD}) sera dissipé avec la charge auxiliaire.

IV. Résultats de simulation du système de stockage et discussions

Pour tester ces deux algorithmes de gestion en simulation, nous avons considéré pour chaque stratégie quelques scénarios de simulation que le système hybride est amené à rencontrer.

Le système est soumis à un profil d'irradiation variable (figure (7.16)), un profil de température moyenne de 25°C (figure (7.17)) et un profil de vitesse du vent (figure (7.18)). La batterie est chargée à 50% : SOC =50%

Les résultats de simulations pour la stratégie de gestion qui considère le système de conversion éolien comme étant la source principale sont donnés par les figures ci-dessous :

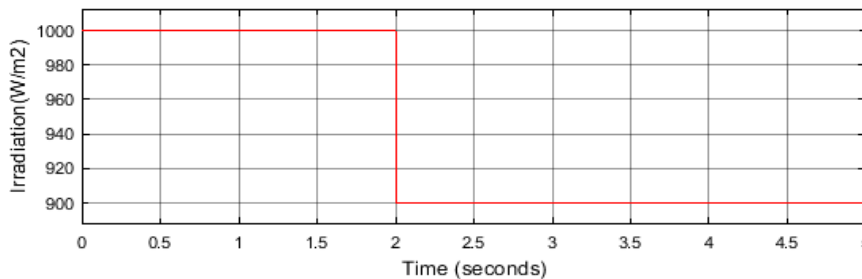


Figure 7.16 Profile de l'irradiation solaire.

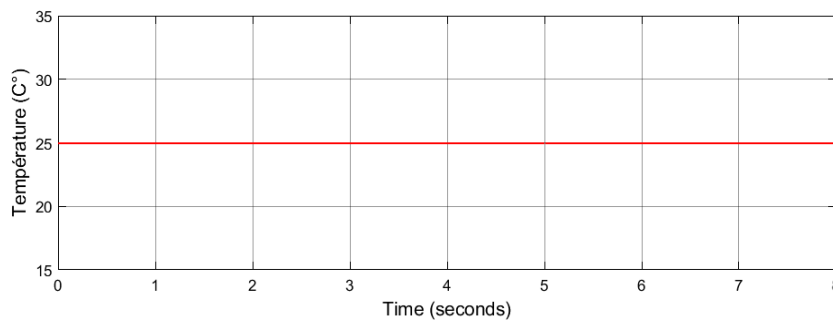


Figure 7.17 Profile de la température.

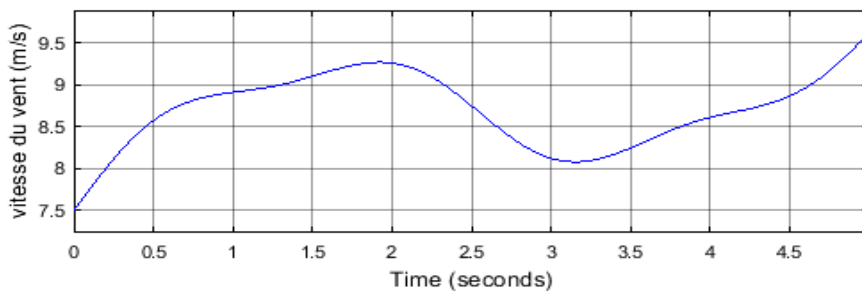


Figure 7.18 Profile de la vitesse du vent.

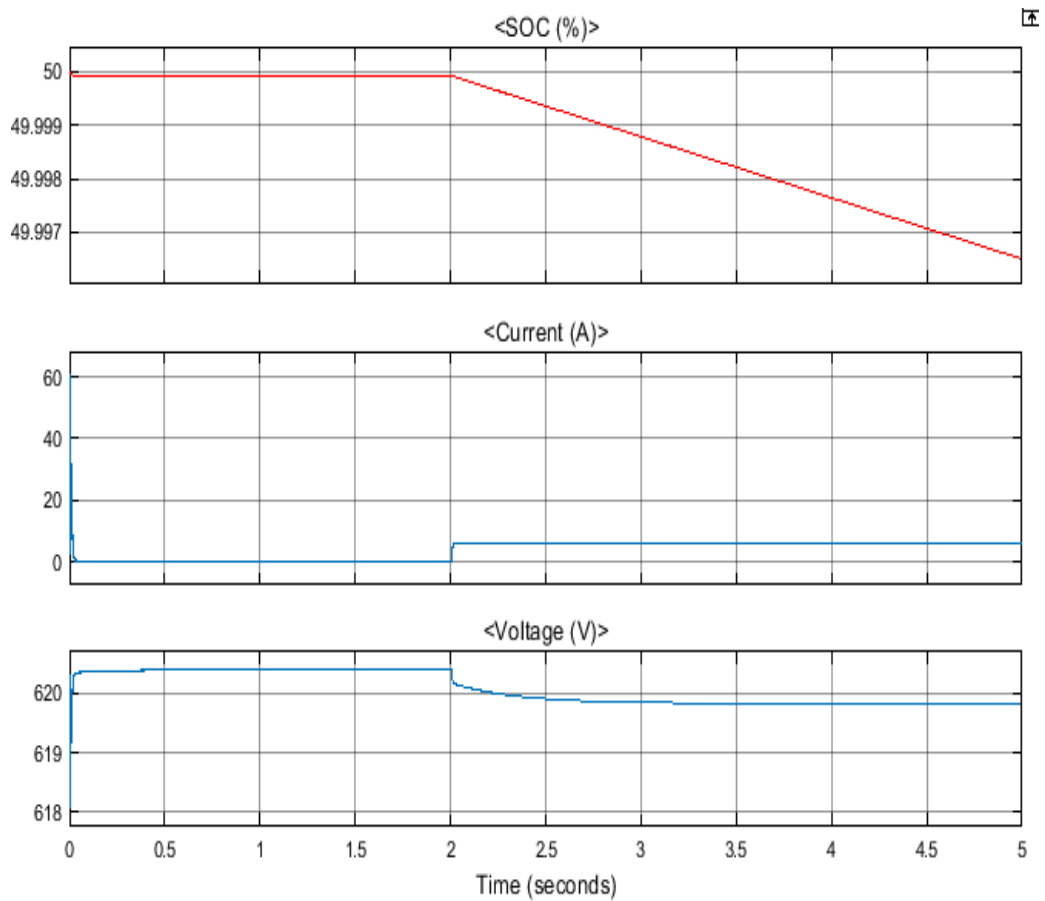


Figure 7.19 (a) Etat de charge de la batterie, (b) courant de la batterie, (c) tension de la batterie.

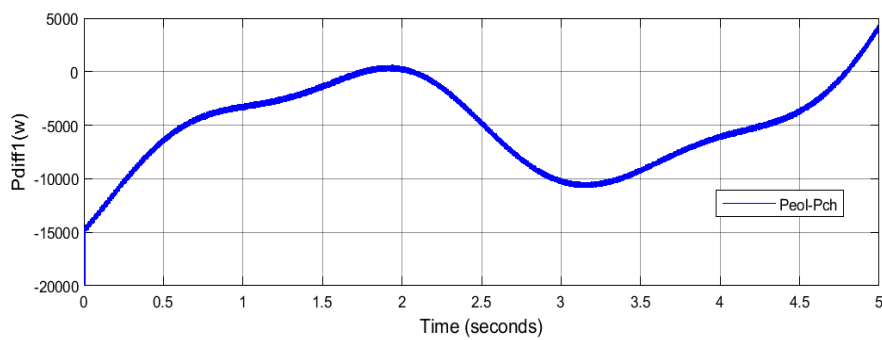


Figure 7.20 Différence entre puissance de l'éolienne et puissance de la charge.

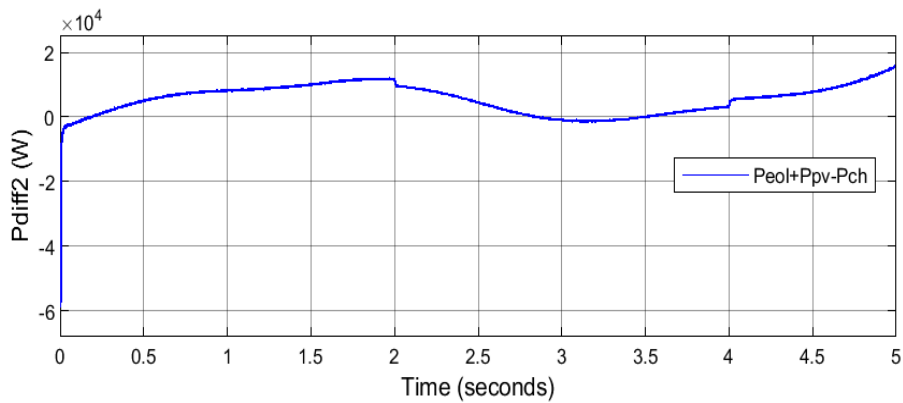


Figure 7.21 Différence entre la puissance hybride et la puissance de la charge.

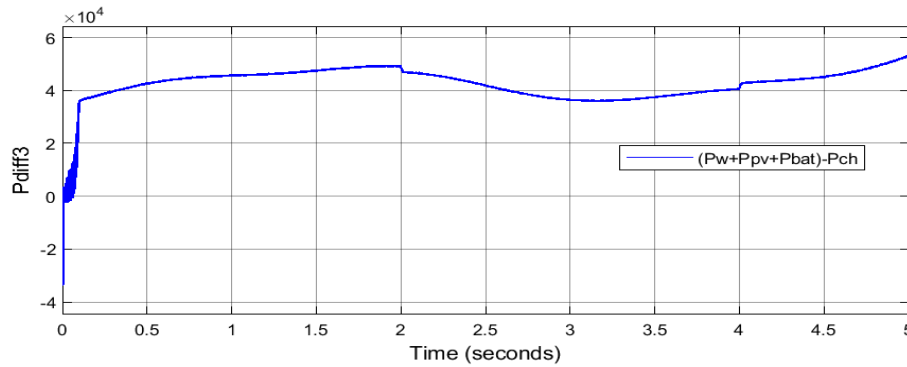


Figure 7.22 Différence entre (puissance hybride + puissance batterie) et puissance de la charge.

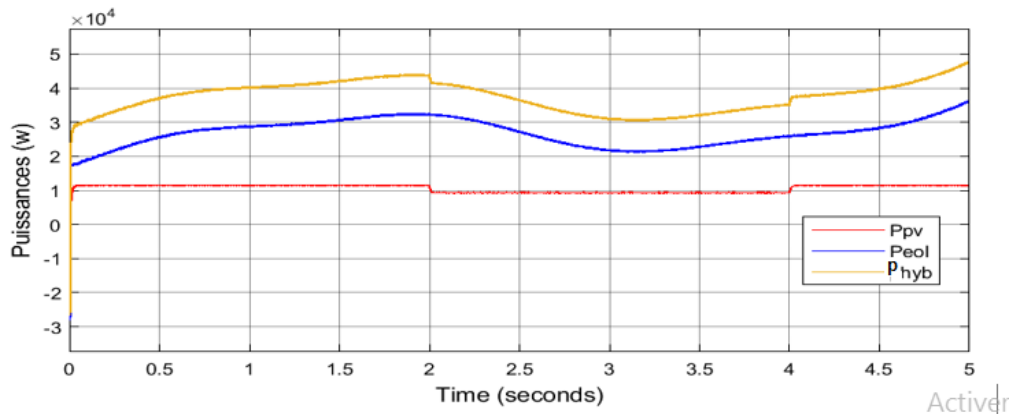


Figure 7.23 Puissances des systèmes Photovoltaïque, éolien et du système hybride.

V. Interprétation des résultats

D’après le dimensionnement du système hybride fait par HOMER on constate qu’on ne peut pas utiliser le système Photovoltaïque seul à cause de sa faible puissance 10 KW par rapport à la demande énergétique de la charge 32 KW, alors on va simuler seulement le premier scénario de la gestion de stockage (système éolien seul). Ce scénario nous permettra de voir la réaction de l’algorithme face à cette situation.

Dans ce test on va considérer la batterie à demie charge c’est-à-dire SOC=50 %.

1. Dans les intervalles [0- 0.2] et [2.9-3.5] : $P_{diff1} < 0$, $P_{diff2} < 0$, $SOC > 10\%$, $P_{diff3} > 0$

Alors : $P_{ch} = P_w + P_{pv} + P_{bat}$

$P_{diff1} < 0$ alors : On ne peut pas assurer la charge demandée par le système éolien seul.

($P_{diff2} < 0$) cela signifie que la puissance délivrée par les systèmes PV et éolien n’assure pas la demande de la charge, alors la batterie assure ce manque d’énergie.

2. Dans les intervalles [0.5-0.2] et [4.7-5] : $P_{diff1} > 0$, $SOC < 95\%$, alors :

$P_{bat} = \Delta P_1$ et $P_{ch} = P_w$

On peut assurer la charge demandée par le système éolien seul.

3. Dans les intervalles [0.2- 2.9] et [2.9-3.5] : $P_{diff1} < 0$, $P_{diff2} > 0$, $SOC < 95\%$,

Alors :

$P_{bat} = \Delta P_1$ et $P_{ch} = P_w + P_{pv}$

$P_{diff1} < 0$ alors : On ne peut pas assurer la charge demandée par le système éolien seul. ($P_{diff2} > 0$) cela signifie que la puissance délivrée par les systèmes PV et éolien assure totalement la demande de la charge, il existe un excès d'énergie pour alimenter la charge et stocker l'énergie excédentaire dans la batterie jusqu'à $SOC_{max} = 0.8$,

La batterie est utilisée à la fois comme source dans le cas d'un manque de production, et comme système de stockage dans le cas d'une surproduction. Si les deux sources n'arrivent plus à satisfaire la charge sachant que la batterie est à son état de charge minimal. Cette situation impose le déclenchement du générateur Diesel qui devra subvenir à la demande de la charge. Dans cette étude on n'a pas rencontré ce cas.

Les résultats obtenus par simulation confirment l'efficacité et la robustesse de la technique de gestion de l'énergie que nous avons adoptés. Ces résultats montrent que notre algorithme a répondu fidèlement à la raison principale de sa conception qui est de satisfaire la demande de la charge en considérant que le système de conversion (éolien) joue le rôle de la source principale, l'autre système (photovoltaïque) le complète en cas de besoin et la batterie est utilisée comme système de stockage dans le cas d'une surproduction.

VI. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un système hybride photovoltaïque-éolien autonome avec un système de stockage. Nous avons donné dans en premier lieu une présentation du système global. Puis, nous avons connecté les deux sources d'énergie et le système de stockage vers un même bus continu par l'intermédiaire des convertisseurs, pour assurer la commande en puissance et assurer une tension du bus continu constante.

Finalement, nous avons proposé un algorithme de gestion pour déterminer les points de fonctionnement des sources du système hybride, dans l'objectif de produire autant de puissance que celle demandée par la charge. Les résultats de simulations obtenues sous l'environnement Matlab/Simulink ont été présentés et discutés sous diverses conditions permettent de conclure que la supervision de la gestion a été validée avec succès. Conséquemment nous avons montré l'intérêt bénéfique d'un système hybride autonome dédiée à l'alimentation en énergie électrique des zones isolées ainsi que le système de stockage qui est indispensable dans ce type de systèmes à énergie renouvelable.

Références

- [1] R. Rouas « Etude d'un système hybride éolien-photovoltaïque ». Thèse de doctorat spécialité : électrotechnique. Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou. 2018.
- [2] S. Djebbi. « Diagnostic et commande d'un système Multi sources de production d'énergie électrique ». Thèse de doctorat en Electrotechnique. Université du 20 Août 1955. Skikda. 2019.
- [3] B. Benlahbib. « Supervision d'un système hybride éolien-photovoltaïque connecté au réseau électrique ». Thèse de doctorat en électronique. Université d'Oran, Algérie, 2019.
- [4] B. Toual. « Contribution à la Commande et la Gestion des Sources Hybrides d'Energie Electrique ». Thèse de doctorat en Electrotechnique. Option: Machines Electriques. Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd. 2018
- [5] D. Abbas, « Contribution au dimensionnement et à l'optimisation des systèmes hybrides éoliens-photovoltaïques avec batteries pour l'habitat résidentiel autonome », Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 2012.
- [6] I. Vechiu, “modélisation et analyse de l'intégration des énergies renouvelables dans un réseau autonome “ Thèse Doctorat, Université du Havre, 2005.
- [7] Abdelatif Mahammedi. « Etude et optimisation d'un système hybride éolien-photovoltaïque », Thèse de doctorat en Electrotechnique Option : Machines Electriques. Université Ferhat Abbas –Setif1-. 2014
- [8] B. Madaci. « Architectures intégrées de gestion de l'énergie pour les multi systèmes autonomes utilisant le stockage par accumulateurs ». Thèse de doctorat en Electrotechnique Option : Electrotechnique. Université des Frères Mentouri Constantine, 2018.
- [9] Belakehal. « Conception & Commande des Machines à Aimants Permanents Dédiées aux Energies Renouvelables ». Thèse de Doctorat. Université de Constantine, Algérie, 2010.
- [10] S. Mouhadjer. « Contribution à l'optimisation du rendement des générateurs photovoltaïques et éoliens par l'intégration des systèmes électroniques d'adaptation à commande MPPT ». Mémoire de Magister en physique. Université Abou Bekr Belkaid De Tlemcen. 2014.
- [11] D. Mida. « Contribution à la Modélisation d'un Système de Production d'Energie Electrique Hybride « Eolien – Photovoltaïque ». Thèse de doctorat en Réseaux Electriques. Université Mohamed Khider - Biskra , 2019.
- [12] H. Gaztanaga Arantzamendi « Etude de structures d'intégration des Systèmes de génération décentralisée : Application aux micro réseaux ». Thèse de doctorat en génie électrique. L'institut national polytechnique de Grenoble, 2006.
- [13] S. Saib. « Contribution à l'optimisation d'un système hybride (PV/éolien) avec stockage d'énergie connecté au réseau électrique ». Thèse de doctorat. Filière : Electrotechnique Université Ferhat Abbas, Setif1, 2018.

- [14] S. Abouda. « Contribution à la commande des systèmes photovoltaïques : application aux systèmes de pompage ». Thèse de doctorat de l'université de Reims en cotutelle avec l'école nationale d'ingénieurs de Sfax. 2015.
- [15] O. Gergaud. « Modélisation énergétique et optimisation économique d'un système de production éolien et photovoltaïque couplé au réseau et associé à un accumulateur ». Thèse de Doctorat en Électrotechnique. L'école normale supérieure de Cachan. 2002.
- [16] M. TAÏKI VAÏTCHEMÉ. « Modélisation et simulation d'un système De stockage intégré dans un micro-réseau Autonome solaire-éolien ». Mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en ingénierie. Université du QUEBEC. 2019.
- [17] N. Hamrouni, A. Chérif, « Modeling and control of a grid connected photovoltaic system», *Revue des Energies Renouvelables*, Vol. 10, No.3, Tunis, 2007.
- [18] D. Traoré. « Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone ». Thèse de Doctorat. ÉCOLE doctorale Sciences Et Technologies de l'information et de mathématiques. L'École Centrale de Nantes, 2008.
- [19] A.Traoré. « Gestion D'un Système Autonome Hybride Photovoltaïque Éolien Pour Applications Agricoles ». Mémoire De La Maîtrise En Génie Électrique. L'université Du Québec. 2016.

Conclusion générale

Conclusion Générale

Le travail réalisé dans cette thèse consiste à élaborer une stratégie de commande et d'optimisation d'un système hybride photovoltaïque-éolien, destiné à alimenter un site isolé à Tlemcen dont le raccordement au réseau est très coûteux et non rentable. Pour cela on a développé des méthodes de commande robuste pour améliorer le rendement et la production de l'énergie électrique d'un système hybride composé d'une éolienne basée sur une MADA et d'un panneau photovoltaïque. Nous avons aussi développé un algorithme de gestion de stockage d'énergie de ce système : photovoltaïque/éolien/ batterie afin d'alimenter une charge isolée sans interruption et stocker le surplus d'énergie fournie par le système, ainsi que d'assurer la continuité d'alimentation en électricité et de gérer l'énergie électrique produite d'une manière optimale.

Afin d'atteindre ce but, nous avons fixé des objectifs auxiliaires qui ont tous été atteints. En effet, nous avons commencé ce travail par une introduction générale, où nous avons identifié les problématiques rencontrés dans un système hybride autonome.

En premier lieu nous avons donné un état de l'art sur les systèmes d'énergie hybride où nous avons présenté les différentes architectures des systèmes hybrides et ces différentes classifications. Ensuite nous avons donné une étude générale sur l'énergie éolienne, les éléments constitutifs d'une éolienne et les différents types de générateurs électriques des éoliennes ainsi que les zones de fonctionnement et la technologie de ces systèmes ont été détaillés. En deuxième lieu nous avons donné des généralités sur les systèmes photovoltaïques, ses classifications ainsi que ses avantages et inconvénients.

Nous avons consacré le chapitre deux sur la modélisation de la turbine éolienne. Ensuite nous avons appliqué deux méthodes de commandes MPPT : commande sans asservissement de la vitesse mécanique et commande avec asservissement de vitesse mécanique. L'asservissement de vitesse a été réalisé par trois lois de commande (PI, mode glissant et méthode Backstepping). Tout d'abord nous avons présenté le principe de la commande par mode glissant et sa méthodologie de conception nécessaire basée sur la théorie de Lyapunov pour la stabilité de ces systèmes. Ensuite nous avons détaillé la théorie de la commande par la méthode Backstepping. Les différents résultats obtenus montrent un bon comportement du système pour la commande en mode glissant et par la méthode Backstepping qui présentent de meilleures performances dynamiques par rapport au régulateur proportionnelle et intégrale.

Le troisième chapitre a été consacré à la modélisation et à la commande linéaire de la MADA. Après avoir modélisé cette dernière, nous avons appliqué la commande vectorielle à

Conclusion Générale

flux statorique orienté pour l'asservissement en puissances active et réactive statoriques de la MADA. Nous avons appliqué cette commande munie d'un régulateur proportionnel intégral PI grâce à sa simplicité de mise en œuvre et ces performances dans la commande des machines électriques. Le test de suivi de consigne et de rejet de perturbations a donné des meilleurs résultats par ce régulateur. Par contre le test de robustesse montre bien la sensibilité de cette commande aux variations paramétriques de la machine.

Ensuite nous avons traité la commande non linéaire de la MADA. Nous avons d'abord appliqué la commande par mode glissant d'ordre 1 basée sur la théorie de Lyapunov avec surface de commutation non linéaire sur la MADA pour le test de suivi de consigne, de rejet de perturbation et de sensibilité face aux variations paramétriques de la MADA afin de montrer sa robustesse et la simplicité de la commande à structure variable par cette méthode par rapport aux commandes classiques. Puis nous avons passé à une nouvelle solution basée sur la théorie des modes glissants d'ordre deux (Super-Twisting) dans le but de réduire le phénomène de réticence (chattering) lié à cette commande, tout en conservant les performances du système et en garantissant une meilleure précision de convergence. Ainsi nous avons appliqué la commande par Backstepping. Les résultats de simulation ont montré que la commande par mode glissant s'ordre 1 et par Backstepping ont donné de bonnes performances dynamiques et une grande capacité de poursuite de la consigne des puissances actives et réactives statoriques ainsi qu'un bon rejet de perturbation et d'insensibilité vis-à-vis des variations des paramètres de la MADA cependant la commande par mode glissant a montré le phénomène de chattering. L'algorithme de Super Twisting a donné des meilleures performances et une très bonne robustesse en réduisant ce phénomène.

Dans le chapitre qui suit nous avons présenté la modélisation et la commande d'un système photovoltaïque dans le but d'extraire le maximum de puissance du champ PV. Pour étudier le panneau photovoltaïque lors de son fonctionnement à puissance maximale, trois méthodes sont présentées et simulées : la méthode Perturber et Observer (P&O), la méthode « incrémentation de l'inductance » (INC) et la commande par « Mode Glissant » (SMC). Ces méthodes MPPT sont appliquées à une chaîne de conversion PV à base d'un convertisseur Boost et validées par simulation numérique sous le logiciel Matlab/Simulink. Les résultats de simulation montrent clairement que tous les algorithmes MPPT ont une bonne dynamique d'interaction, elles sont capables d'atteindre un état stable dans les premières secondes suite à un changement rapide de l'éclairement solaire et de la température. La méthode SMC présente de meilleures performances en régime statique et dynamique par rapport aux autres

Conclusion Générale

méthodes quel que soit les conditions de fonctionnement. Elle s'adapte à l'évolution des perturbations externes et montrent son efficacité pour la poursuite du point de puissance maximale, pour la rapidité et la stabilité.

Le sixième chapitre a été consacré au dimensionnement d'un système hybride autonome qui contient deux systèmes à énergie renouvelable photovoltaïque et éolien, avec la présence des batteries et des convertisseurs. Les simulations ont été faites par le logiciel HOMER pour l'étude technico-économique de ce système hybride d'un site isolé à Tlemcen. Une analyse économique et une comparaison entre les différentes configurations des systèmes ont été faite. Ce logiciel montre que la réalisation du système PV/éolien avec batteries est possible, et peut satisfaire la charge électrique exigée. Les solutions recherchées sont techniquement réalisables, ayant une viabilité économique tout en satisfaisant les exigences en matière de durabilité.

Et finalement nous avons consacré un chapitre qui avait pour objectif d'améliorer la qualité de l'énergie produite par un système hybride autonome avec un système de supervision pour une gestion de stockage. Nous avons donné en premier lieu une présentation du système global dont les deux sources d'énergie et le système de stockage sont connectés vers un même bus continu par l'intermédiaire des convertisseurs. Par la suite, nous avons proposé un algorithme de gestion pour déterminer les points de fonctionnement des sources du système hybride.

Les résultats de simulations obtenues sous l'environnement Matlab/Simulink ont été discutés sous diverses conditions permettent de conclure que la supervision de la gestion a été validée avec succès. Finalement nous avons montré l'intérêt bénéfique d'un système hybride autonome dédiée à l'alimentation en énergie électrique des zones isolées ainsi que le système de stockage qui est indispensable dans ce type de systèmes à énergie renouvelable.

Perspectives pour de futurs travaux

Comme suite à notre travail, nous pouvons dresser une liste de quelques travaux que nous avons jugés intéressants à développer :

- Dimensionnement des composants du système hybride par d'autres logiciels approprié spécialisé dans le calcul technique et économique (HYBRID2, HOGA, SOMES, RETScreen,

Conclusion Générale

In mybackyard, EnergyPeriscope) et faire la comparaison des résultats avec ceux obtenus par HOMER.

- Connecter le Système hybride au réseau électrique ;
- La validation expérimentale d'un système hybride d'énergie électrique.

- Proposition d'autres algorithmes de gestion du système hybride, à savoir le régulateur par la logique floue, les réseaux de neurones et l'intelligence artificielles.
- Développement d'une commande sans capteur mécanique (technique d'observation).
- Rajouter un électrolyseur pour produire de l'hydrogène directement sur le site en se servira de surplus d'énergie.
- Pour éviter les pics de puissance nous proposons l'utilisation d'une source hybride de stockage, exemple : les super-condensateurs.

Annexe

*Annexe 1***Paramètres des composants du SEH****A1. Système éolien****Tableau A1.1 Les paramètres de la MADA**

Nom	Valeur	Unité
Tension nominale	220/380	V
Puissance nominale	7,5	KW
Fréquence nominale	50	Hz
Nombre de paires du pôle	2	
Vitesse nominale	1440	tr/min
Résistance statorique	0,455	Ω
Résistance rotorique	0,62	Ω
Coefficient d'inductance statorique	0,084	H
Coefficient d'inductance rotorique	0,081	H
Coefficient d'inductance mutuelle	0,078	H
Coefficient de frottement	6,73.10 ⁻³	kg.m ²
Moment d'inertie	0,3125	N.s/rad

Les paramètres mécaniques de la turbine éolienne de 7.5 KW basée sur machine asynchrone à double alimentation sont:

R=3m : Rayon de l'éolienne.

G=5.4: Gain du multiplicateur de vitesse.

j=0.042 kg.m² : Inertie de la turbine.

f=0.0024 N.m/s: Coefficient de frottement.

$\rho = 1.225$ kg.m³ : Densité volumique de l'air

2. Système photovoltaïque :

Panneau PV (150) : Caractéristiques électriques en conditions standard ($G_n=1000\text{W/m}^2$, et $T_n=25\text{C}^\circ$)

Tableau A1.3. Caractéristiques électriques du module photovoltaïque

Caractéristiques électriques	
Puissance maximale (P_{\max})	150W
Tension à P_{\max} (V_{mp})	34.5V
Courant à P_{\max} (I_{mp})	4.35A
Tension à circuit ouvert (V_{oc})	43.5V
Courant de court-circuit (I_{sc})	4.75A
Coefficient de température de I_{sc}	$0.065 \pm 0.015 \text{ \%/ } ^\circ\text{C}$
Coefficient de température de V_{oc}	$-160 \pm 20 \text{ mV/ } ^\circ\text{C}$
Coefficient de température de la puissance	$-0.5 \pm 0.05 \text{ \%/ } ^\circ\text{C}$
NOCT	$47 \text{ } ^\circ\text{C}$

Annexe 2

Transformation de Park :

1. Transformation triphasée – diphasée :

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé (a - b - c) à un système diphasé équivalent (α - β) [5] comme le montre la figure (A2.1).

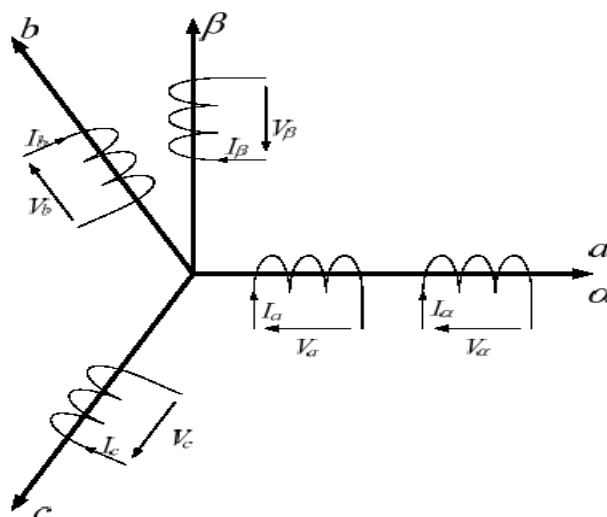


Figure (A2.1) : Représentation schématique d'une transformation triphasée – diphasée

L'axe α étant confondu avec l'axe a .

Soit une grandeur triphasée équilibrée $X_{a,b,c}$. La grandeur diphasée équivalente $X_{\alpha,\beta,o}$ donnée par la transformation de triphasée-diphasée sera :

$$X_{\alpha,\beta,o} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} = T_{32} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{32} X_{a,b,c} \quad (\text{A2.1})$$

x_o est la composante homopolaire.

Il existe principalement deux types de transformations vers le repère $(\alpha-\beta)$:

- La transformation de **Clarke** qui conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient $2/3$) [5]. Sa matrice de passage est donnée par :

$$T_{32} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A2.2})$$

- La transformation de **Concordia** qui conserve la puissance mais pas l'amplitude des grandeurs de phase (rapport $\sqrt{2/3}$) [5]. Sa matrice de passage est donnée par :

$$\text{Avec : } T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A2.3})$$

. Pour passer des grandeurs diphasées aux grandeurs triphasées, il suffit de Multiplier $X_{\alpha,\beta,o}$ par la matrice $T_{23} = T_{32}^{-1}$

2. Transformation de Park :

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasée et d'une rotation. Elle permet de passer du repère $(a-b-c)$ vers le repère $(\alpha-\beta)$ puis vers le repère $(d-q)$.

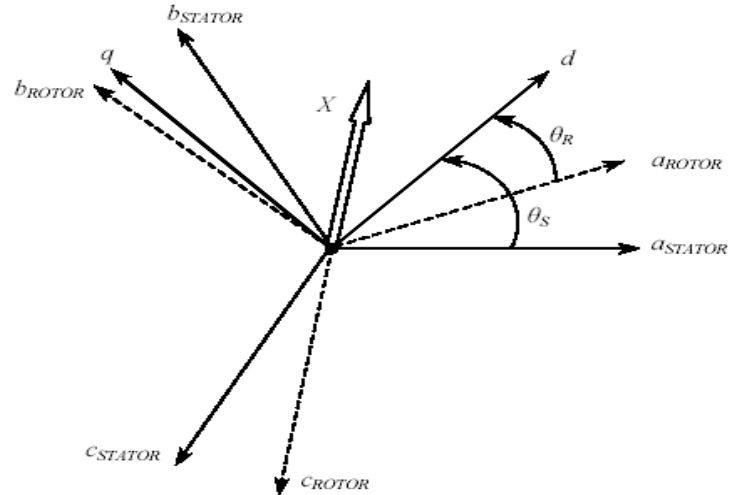


Figure (A2.2): Représentation schématique d'une transformation de Park

Le repère $(\alpha-\beta)$ est un repère fixe par rapport au repère $(a-b-c)$ alors que le repère $(d-q)$ est un repère tournant. L'angle que forme le repère $(d-q)$ avec le repère $(\alpha-\beta)$ est appelé angle de transformation ou angle de Park [26].

La matrice de rotation est donnée par :

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ \sin \theta & -\cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A2.4})$$

. Pour obtenir les grandeurs $(\alpha-\beta)$ à partir des grandeurs $(d-q)$, nous utilisons la transformation inverse $R(\theta)^{-1}$.

. Pour obtenir les grandeurs $(d-q)$ directement à partir des grandeurs $(a-b-c)$, nous utilisons la transformation $T_{32} \times R(\theta)$ [24],[36].

Donc il existe deux types de transformation de Park :

2.1 Transformation initiale de Park :

Dans laquelle on utilise la transformation de **Clarck** dont la matrice de passage est ainsi définie :

$$P(\theta) = \left(\frac{2}{3} \right) \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{A2.5})$$

2.2 Transformation de Park modifiée:

Dans laquelle on utilise la transformation de **Concordia** dont la matrice de passage est ainsi définie [36], [37]:

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{A2.6})$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{A2.7})$$

► **La transformation de Concordia et de Clarke:**

Transformation directe de Concordia	Transformation directe de Clarke
Passage du système triphasé (a, b, c) vers le système biphasé (α, β)	
$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad c - \dot{a} - d \quad \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{32} [x_{abc}]^T$	
$\text{Avec } C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$\text{Avec } C_{32} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Tab. C.1 - La transformation de Concordia et de Clarke.

Articles de conférences internationales

- Bahia Kelkoul, Abdelmadjid Boumediene. « Non Linear Sliding Mode Control Of DFIG Driven By Wind Turbines ». The 3rd International Conference on Electromechanical Engineering ICEE'2018, November 21-22, 2018, Skikda.
- Bahia Kelkoul, Abdelmadjid Boumediene. « modeling and control of DFIG under wind turbine ». International Seminar in Industrial Engineering and Applied Mathematics (ISIEAM'2018) October23-24, 2018 Skikda-Algeria.
- Bahia Kelkoul, Abdelmadjid Boumediene. « Non linear Sliding Mode Control of DFIG Based Wind turbines ». 2nd International Conference on Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems IC-AIRES2018. Tipaza. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-04789-4>.
publié sur la revue « Renewable Energy for Smart and Sustainable Cities ». Mustapha Hatti. <http://www.springer.com/series/15179> page 206.

Publications de revues internationales

- Bahia Kelkoul, Abdelmadjid Boumediene. « Stability analysis and study between classical sliding mode control (SMC) and super twisting algorithm (STA) for doubly fed induction generator (DFIG) under wind turbine ». Energy 214 (2021) 118871. <https://doi.org/10.1016/j.energy.2020.118871>.

Résumé :

Les sources à énergies renouvelables représentent une alternative intéressante pour l'alimentation des sites isolés à cause de l'augmentation de la demande énergétique dans le monde et des problèmes posés par les combustibles fossiles. Afin de réduire les fluctuations de la production provoquées par la nature aléatoire de ces ressources et de satisfaire les exigences de la charge, la solution proposée est l'hybridation des différentes sources de production d'énergie électrique.

Ce travail porte sur l'optimisation et la commande d'un système hybride photovoltaïque-éolien destiné à alimenter une petite agglomération. La modélisation et la simulation des deux systèmes photovoltaïques et éoliens ont été présentées avec l'application d'une commande MPPT pour maximiser la puissance fournie par ces deux sources. Cette contribution concerne principalement la synthèse d'une commande robuste pour chacun des deux systèmes photovoltaïque et éolien basé sur une MADA. Les algorithmes développés sont basés sur trois concepts et techniques, à savoir la commande par mode glissant du premier ordre et de second ordre (super twisting) qui nous permettent d'avoir plus de précision, et d'atténuer le chattering. Ensuite, la commande par Backstepping a été introduite pour construire récursivement, de manière systématique et directe la loi de commande, la dynamique d'adaptation et la fonction de Lyapunov qui assure la stabilité de l'ensemble.

Nous avons dimensionné ce système hybride constitué de systèmes de conversion d'énergie renouvelable, PV, éolien et le système de stockage en utilisant un outil de simulation le logiciel HOMER. L'étude de ce système hybride est assignée pour alimenter une charge électrique d'un village isolé à Tlemcen.

La simulation du système complet avec la gestion du stockage a été réalisée par le logiciel Matlab/Simulink pour déterminer les modes de fonctionnement des sources du système hybride afin d'alimenter continuellement en énergie électrique les zones isolées. Les résultats de la simulation ont été validés par comparaison avec ceux de la littérature scientifique.

Mots Clefs : système d'énergie hybride, photovoltaïque, éolien, MADA, commande vectorielle, MPPT, mode glissant, Super Twisting, commande Backstepping, HOMER, système de stockage, gestion d'énergie,

Abstract:

Renewable energy sources represent an interesting alternative for the supply of isolated sites because of the increase in energy demand and the problems posed by fossil fuels. In order to reduce the fluctuations in production caused by the random nature of these resources and to satisfy the load requirements, the solution to proposed is the hybridization of the different sources of electrical energy production.

This work focuses on the optimization and control of a hybrid photovoltaic-wind system designed to supply a small town. The modeling and simulation of both photovoltaic and wind systems have been presented with the application of a MPPT control to maximize the power supplied by these two sources. This contribution concerns the synthesis of robust controls for each of the two photovoltaic and wind power systems based on a DFIG. The developed approaches are based on three concepts and techniques, namely the first-order and second-order sliding mode control (super twisting) which allow us to have more precision, to attenuate chattering. Then, the Backstepping control was introduced to build recursively, in a systematic and direct way, the control law, the adaptation dynamics and the Lyapunov function which ensure the stability of the system.

We have dimensioned this hybrid system consisting of renewable energy conversion systems, PV, wind and the storage system using a simulation tool the HOMER software. The study of this hybrid system is assigned to supply an electrical load of an isolated village in Tlemcen.

The simulation of the complete system with the storage management was carried out by the Matlab/Simulink software to determine the modes of operation of the sources of the hybrid system in order to supply continuously in electric energy the isolated areas. The results of the simulation were validated by comparison with the scientific literature.

Keywords:

hybrid energy system, photovoltaic, wind, DFIG, vector control, MPPT, sliding mode control, Super Twisting, Backstepping control, HOMER, storage system, power management,

المخلص :

تمثل مصادر الطاقة المتجددة بديلاً مثيراً للاهتمام لتزويد المواقع المعزولة بسبب ارتفاع الطلب على الطاقة في العالم، والمشاكل التي يطرحها الوقود الأحفوري بالإضافة إلى المشاكل البيئية. من أجل تقليل التقلبات في الإنتاج الناتجة عن الطبيعة العشوائية لهذه الموارد ولتلبية متطلبات الشحنة، فإن الحل الذي يجب اعتماده هو تهجين المصادر المختلفة لإنتاج الطاقة الكهربائية. يركز هذا العمل على التحسين والتحكم في نظام هجين للطاقة الشمسية والرياح يهدف إلى تزويد بلدة صغيرة بالطاقة الكهربائية.

تم تقديم نمذجة ومحاكاة الأنظمة الشمسية والرياح مع تطبيق تحكم MPPT لزيادة طاقة هذين المصدرين. تتعامل هذه المساهمة بشكل أساسي مع تركيب التحكم القوي لكل من أنظمة الطاقة الكهروضوئية وطاقة الرياح المتجددة. تعتمد المناهج المطورة على ثلاثة مفاهيم وتقنيات، وهي نظرية الانزلاق من الدرجة الأولى والثانية (الالتواء الفائق) والتي تتيح لنا الحصول على مزيد من الدقة، لتخفيف التذبذب وتقليل عدد المستشعرات اللازمة لتنفيذ المراقبة. بعد ذلك، تم تقديم تحكم Backstepping لبناء قانون التحكم وديناميكيات التكيف ووظيفة Lyapunov التي تضمن استقرار الكل بشكل متكرر وبطريقة منهجية ومباشرة.

قمنا بتحديد أبعاد هذا النظام الهجين الذي يتكون من أنظمة تحويل الطاقة المتجددة، الكهروضوئية، الرياح ونظام التخزين باستخدام أداة محاكاة، برنامج HOMER. أجريت دراسة هذا النظام الهجين لتزويد قرية معزولة بتلسمان بالطاقة الكهربائية.

تم إجراء محاكاة النظام الكامل مع إدارة التخزين بواسطة برنامج Matlab/Simulink لتحديد أوضاع التشغيل لمصادر النظام الهجين من أجل إنتاج كمية الطاقة التي تتطلبها الشحنة. تم التحقق من صحة نتائج المحاكاة بالمقارنة مع تلك الموجودة في المؤلفات العلمية.

الكلمات المفاتيح :

نظام الطاقة الهجين، طاقة شمسية، طاقة الرياح، المولد اللائزمني مزدوج التغذية، MPPT، التحكم الشعاعي، نظرية الانزلاق، نظرية الالتواء الفائق Super twisting ، التحكم بالتراجع Backstepping ، HOMER، نظام التخزين، إدارة الطاقة.