

Ordre...../F.S.S.A/UAMOB/2019

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE AKLI MOHAND OULHADJE-BOUIRA



Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées
Département : Génie Electrique

Mémoire de fin d'étude

Présenté par :

Ali MAZARI

Kamel SMAIL

En vue de l'obtention du diplôme de **Master 02** en :

Filière : ELECTROMECHANIQUE

Option : ELECTROMECHANIQUE

Thème :

**Commande avancée d'une cascade de deux machines
asynchrones**

Devant le jury composé de :

Mr Samir BENSALD	Professeur	UAMOB	Président
Mr Amar MAAFA	MCB	UAMOB	Encadreur
Mr Abdelghani YAHIOU	MAA	UAMOB	Examineur
Mr Arezki FEKIK	MAB	UAMOB	Examineur

Année Universitaire 2018/2019

DEDICACES

Nous dédions ce modeste travail :

À nos parents qui nous ont donné le sens de la vie.

À nos chers frères et sœurs.

À toutes nos familles MAZARI et SMAIL.

À tous nos chers amis.

REMERCIEMENTS

Nos remerciements vont premièrement à Dieu "ALLAH" tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a donné durant toutes ces années.

Nous remercions sincèrement toute personne qui nous a aidée de près ou de loin pour évaluer ce travail et plus particulièrement notre encadreur Mr. Amar MAAFA pour la confiance qu'il nous a accordée et pour l'intérêt qu'il a constamment porté à notre travail.

Nous exprimons nos reconnaissances à tous les enseignants de département de génie électrique.

Enfin, nous tenons à remercier nos familles pour leurs encouragements et leurs soutiens inconditionnels et toutes personnes ayant contribué pour la réalisation de ce projet.

Table des matières

Notations	iv
Liste des symboles	v
Liste des figures	viii
Liste des tableaux	xi
Introduction générale	1
1 Généralités sur les machines électriques existantes	
1.1 Introduction	3
1.2 Classifications des machines électriques.....	3
1.2.1 Machines avec contacts glissants	3
1.2.1.1 Machines à courant continu (MCC)	4
1.2.1.2 Machines asynchrones a rotor bobiné	5
1.2.1.3 Machines synchrones à excitation électrique	6
1.2.1.4 Machine synchrone double excitation (MSDE)	8
1.2.1.5 Inconvénients des machines avec contacts glissants	9
1.2.2 Machines sans contacts.....	9
1.2.2.1 Machines asynchrones à cage d'écureuil.....	9
1.2.2.2 Machines synchrones à aimants permanents	10
1.2.2.3 Machines à reluctance variable	11
1.2.2.4 Machines synchrones à excitation avec redresseur tournant	12
1.2.2.5 Machines linéaires à induction	13
1.2.2.6 Machines multi phases	14
1.2.2.7 Machines asynchrones en cascade.....	16
1.2.2.8 Autres architectures de cascades	19
1.2.3 Avantages des machines sans contacts.....	20
1.3 Conclusion.....	21
2 Modélisation mathématique de la chaine de conversion	
2.1 Introduction	22
2.2 Modélisation de la turbine	23
2.3 Modélisation de la machine asynchrone a rotor bobiné	27
2.3.1 Description de la MAS	27
2.3.2 Hypothèses simplificatrices.....	28

2.3.3	Modèle de la MAS à rotor bobiné dans le repère (abc) [3], [24].....	28
2.3.4	Transformation de Park	30
2.3.5	Représentation d'état de la MAS à rotor bobiné	32
2.3.6	Expression du couple de la MAS à rotor bobiné [3], [25].....	33
2.4	Modélisation de la machine asynchrone en cascade	35
2.4.1	Machines asynchrones en cascade.....	35
2.4.2	Modèle de la cascade.....	35
2.5	Simulation et interprétation des résultats	38
2.6	Modélisation du convertisseur MLI	40
2.7	Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	42
2.8	Conclusion.....	44
3	Contrôle par mode glissement	
3.1	Introduction	45
3.2	Description du système étudié.....	45
3.3	Contrôle de puissance de la MASEC	46
3.3.1	Fonctionnement de la MASEC dans les quatre quadrants.....	47
3.3.2	Modèle pour le contrôle indépendant des puissances du stator 1	48
3.3.3	Relation entre la tension du deuxième stator et son courant	50
3.3.4	Relation entre la puissance du premier stator et le courant deuxième stator	51
3.4	Commande vectorielle direct de la MASEC	52
3.4.1	Synthèse du régulateur PI.....	53
3.4.2	Résultats de simulation.....	55
3.5	Commande par mode glissement.....	57
3.5.1	Conception de la commande par mode glissement	58
3.5.2	Choix des surfaces de glissement	58
3.5.3	Glissement réel et glissement idéal	59
3.5.4	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	60
3.5.4.1	Approche directe	60
3.5.4.2	Approche de lyapunov.....	60
3.5.5	Détermination de la loi de commande.....	61
3.5.6	Elimination du phénomène du broutement (<i>chattering</i>).....	63
3.5.6.1	Proposition de slotine	64
3.5.6.2	Proposition de harshima	65

3.5.7	Différentes structures du contrôle par mode de glissement.....	66
3.5.7.1	Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	66
3.5.7.2	Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état.....	67
3.5.7.3	Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente.....	67
3.5.8	Applications de la commande par mode de glissement à la MASEC	68
3.5.8.1	Modèle de la machine asynchrone en cascade	68
3.5.8.2	Relations entre puissances statoriques 1 et courants rotoriques 2	69
3.5.8.3	Equations des dérivées de courants statoriques 2.....	69
3.5.8.4	Choix des surfaces de glissements	69
3.5.8.5	Conditions de convergences	69
3.5.8.6	Loi de commande par mode glissant.....	70
3.5.8.7	Contrôle de la puissance active	70
3.5.8.8	Contrôle de la puissance réactive	71
3.6	Comparaison des résultats de simulation (mode de glissement avec régulateur PI)	73
3.7	Conclusion.....	75
4	Intégration de la MASEC dans un système éolien	
4.1	Introduction	76
4.2	Intégration de la MASEC dans le système éolien	76
4.3	Contrôle de la vitesse de rotation	77
4.3.1	MPPT sans asservissement de la vitesse	78
4.3.2	Contrôle par angle de calage variable β « <i>Pitch control</i> »	81
4.4	Discussion et résultats de simulation de la MASEC intégrée dans un système éolien.....	83
4.5	Conclusion.....	86
	Cocclusion générale.....	87
	Annexes	I
	Bibliographie	II

Notations

MADA	Machine Asynchrone Doublement Alimentée
MAS	Machine Asynchrone
MCC	Machine à Courant Continu
MASEC	Machine Asynchrone en Cascade
MASDPS	Machine Asynchrone à Double Paquet Statorique
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
MRV	Machine à Reluctance Variable
MRVDS	Machine à réluctance variable à double saillance
MSDE	Machine synchrone double excitation
MASDE	Machine asynchrone à double étoile
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MPPT	Maximum Power Point Tracking
DC	Direct Current (courant continu)
AC	Alternating Current (courant alternatif)
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermée
PI	Proportionnel Intégrateur

Liste des symboles

A	Matrice des résistances de la cascade (Ω)
B	Matrice des inductances propres cycliques de la cascade (H)
C_r	Couple résistant (N.m)
C_e	Couple électromagnétique de la cascade (N.m)
$C_{e1,2}$	Couples électromagnétiques des deux machines (N.m)
C_p	Coefficient de puissance de la turbine
$f_{1,2}$	Coefficient de frottement des deux machines (N.m.s/rd)
f	Coefficient de frottement total (N.m.s/rd)
f_p	Fréquence de porteuse (Hz)
f_r	Fréquence de référence (Hz)
G	Gain du multiplicateur
$i_{a,b,c s,1,2}$	Courants triphasés statoriques (stator 01, stator 02) (A)
$i_{a,b,c r,1,2}$	Courants triphasés rotoriques (rotor 01, rotor 02) (A)
$i_{ds1,ds2}$	Courants des stators 01 et 02 selon le l'axe d dans le référentiel de Park (A)
$i_{qs1,qs2}$	Courants des stators 01 et 02 selon le l'axe q dans le référentiel de Park (A)
$i_{dr1,dr2}$	Courants des rotors 01 et 02 selon le l'axe d dans le référentiel de Park (A)
$i_{qr1,qr2}$	Courants des rotors 01 et 02 selon le l'axe q dans le référentiel de Park (A)
$[I_s], [I_r]$	Vecteurs des courants statoriques et rotoriques (A)
J	Moment inertie total (kg. m^2)
$J_{1,2}$	Moment inertie des deux machines (kg. m^2)
J_t	Moment inertie de la turbine (kg. m^2)
k_p	Gain proportionnel du régulateur
k_i	Gain intégrale du régulateur
$L_{s1,2}$	Inductances propres cycliques du stator 01 et 02 (H)
$L_{r1,2}$	Inductances propres cycliques du rotor 01 et 02 (H)
L_m	Inductance mutuelle cyclique du stator par rapport rotor (H)
$[L]$	Matrice des inductances de la cascade (H)
$[L_{ss}]$	Matrice des inductances statoriques de la cascade (H)

$[L_{rr}]$	Matrice des inductances rotoriques de la cascade (H)
$[M_{sr}]$	Matrice d'inductances mutuelles du couplage stator-rotor (H)
P_{vent}	Puissance du vent ou puissance éolienne (W)
P_{aero}	Puissance aérodynamique (W)
$P_{s1,2}$	Puissances électriques actives du stator 01 et 02 (W)
P_g	Puissance électrique active échangée entre la machine et le réseau (W)
p	Nombre de paires de pôles de la machine asynchrone
p_1	Nombre de paires de pôles de la première machine
p_2	Nombre de paires de pôles de la deuxième machine
P	Opérateur de laplace
$[P(\theta_s)]$	Matrice de Park
$Q_{s1,2}$	Puissances électriques réactives du stator 01 et 02 (VAr)
Q_{gs2}	Puissance électrique réactive échangée entre le convertisseur et le réseau (W)
Q_g	Puissances électriques réactives du réseau (VAr)
$R_{a,b,c s1}$	Résistances des phases statoriques (stator 01) (Ω)
$R_{a,b,c s2}$	Résistances des phases statoriques (stator 02) (Ω)
$R_{a,b,c r1}$	Résistances des phases rotoriques (rotor 01) (Ω)
$R_{a,b,c r2}$	Résistances des phases rotoriques (rotor 02) (Ω)
R	Rayon de la pale (m)
s	Glissement de la cascade
s_1	Glissement de la première machine
s_2	Glissement de la deuxième machine
S	Surface circulaire balayée par la turbine (m^2)
$[T]$	Matrice de passage continu-alternative
t	Temps (s)
v_{vent}	Vitesse du vent (m/s)
$v_{a,b,c s1,2}$	Tensions triphasées statoriques (stator 01, stator2) (V)
$v_{a,b,c r1,2}$	Tensions triphasées rotoriques(rotor 01, rotor2) (V)
$v_{ds1,ds2}$	Tensions des stators 01 et 02 selon le l'axe d dans le référentiel de Park (V)
$v_{qs1,q s2}$	Tensions des stators 01 et 02 selon le l'axe q dans le référentiel de Park (V)
$v_{dr1,dr2}$	Tensions des rotors 01 et 02 selon le l'axe d dans le référentiel de Park (V)

$v_{qr1, qr2}$	Tensions des rotors 01 et 02 selon le l'axe q dans le référentiel de Park (V)
$[v_s], [v_r]$	Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques (V)
β	Angle de l'orientation de la pale ($^\circ$)
$\varphi_{a,b,c s1}$	Flux triphasés statoriques (stator 01) (Web)
$\varphi_{a,b,c s2}$	Flux triphasés statoriques (stator 02) (Web)
$\varphi_{a,b,c r1}$	Flux triphasés rotoriques (rotor 01) (Web)
$\varphi_{a,b,c r2}$	Flux triphasés rotoriques (rotor 02) (Web)
$[v_{s,r}]$	Vecteurs des flux statoriques et rotoriques (Web)
$\varphi_{ds1, ds2}$	Flux des stators 01 et 02 selon le l'axe d dans le référentiel de Park (Web)
$\varphi_{qs1, qs2}$	Flux des stators 01 et 02 selon le l'axe q dans le référentiel de Park (Web)
$\varphi_{dr1, dr2}$	Flux du rotor 01 et 02 selon le l'axe d dans le référentiel de Park (Web)
$\varphi_{qr1, qr2}$	Flux du rotor 01 et 02 selon le l'axe q dans le référentiel de Park (Web)
φ_{dr}	Flux rotorique selon l'axe d (Web)
Ω_t	Vitesse angulaire de la turbine (rad/s)
Ω_s	Vitesse du synchronisme (rad/s)
Ω	Vitesse mécanique de rotation du rotor (rad/s)
$\omega_{s1,2}$	Pulsation des grandeurs électriques des stators 01 et 02 (rad/s)
ω_s	Pulsation des grandeurs électriques statoriques (rad/s)
$\omega_{r1,2}$	Vitesses électriques de rotation des rotors 01 et 02 (rd/s)
$\omega_{g1,2}$	Pulsation des grandeurs des rotors 01 et 02 (rad/s)
θ_s	Angles d'un axe lié au champ tournant par rapport au repère du stator (rad)
θ_r	Position du stator 01 par rapport au rotor (rad)
λ	Rapport de vitesse
ρ	Densité de l'air (kg/m^2)
τ_r	Constante de temps rotorique (s)
τ	Constante de temps d'un système du premier ordre (s)

Listes des figures

Fig 1.1	La conversion d'énergie avec une machine à courant continu	4
Fig 1.2	Schéma de principe d'un moteur à courant continu	4
Fig 1.3	Photographie des constitutions d'une MCC	5
Fig 1.4	Eclaté d'un moteur asynchrone à rotor à bagues.....	6
Fig 1.5	Rotor d'une Machine Synchrone à pôle saillant	7
Fig 1.6	Machine synchrone à rotor bobiné avec rotor à pôle lisse	8
Fig 1.7	Machine synchrone double excitation série	8
Fig 1.8	Rotor de la machine asynchrone à cage d'écureuil	10
Fig 1.9	Structure d'une machine à deux paires de pole	11
Fig 1.10	Utilisation d'aimants dans les machines à double saillance	12
Fig 1.11	Machine synchrone à excitation avec un redresseur tournant	13
Fig 1.12	Schéma d'une machine linéaire à induction	13
Fig 1.13	Représentation symbolique d'une machine à n-phases bipolaires à aimant permanent	14
Fig 1.14	Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade	17
Fig 1.15	Couplage mécanique frontal	17
Fig 1.16	Couplage mécanique par succession	18
Fig 1.17	Connexion électrique directe	18
Fig 1.18	Couplage électrique inverse	19
Fig 1.19	Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère	19
Fig 1.20	Vu en coupe de la MASDPS sans couplage électrique	20
Fig 2.1	Schéma de la turbine éolienne	22
Fig 2.2	Différentes parties de l'éolienne-NORDEX N60-1.3MW	23
Fig 2.3	Le coefficient de puissance (C_p) en fonction du ratio de la vitesse de la turbine (λ).....	25
Fig 2.4	Schéma bloc de la turbine	26
Fig 2.5	Représentation schématique des enroulements de la MAS à rotor bobiné	27
Fig 2.6	Transformation de park appliquée à la machine asynchrone	31
Fig 2.7	(a) Passage d'une base triphasée (abc) à une base diphasée ($\alpha\beta$) ; (b) Rotation du système $\alpha\beta$ vers le système dq	31

Fig 2.8	Machine asynchrone en cascade	35
Fig 2.9	Evolution des caractéristiques de la MASEC	39
Fig 2.10	Schématisme de l'ensemble convertisseur-MAS	41
Fig 2.11	Principe de la commande MLI	43
Fig 3.1	Schéma du système étudié	46
Fig 3.2	Illustration des différents modes de fonctionnement de la MASEC	48
Fig 3.3	Schéma-bloc du système à réguler	52
Fig 3.4	Schéma-bloc de la commande vectorielle en puissance	53
Fig 3.5	Représentation schématique de la boucle de régulation de la puissance du premier stator	53
Fig 3.6	Résultats de simulation de contrôle avec régulateur PI	56
Fig 3.7	Convergence du système glissant	58
Fig 3.8	Glissement idéal (a) et réel (b)	60
Fig 3.9	La valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min}	62
Fig 3.10	Fonction « sign » (non linéarité tout ou rien)	63
Fig 3.11	Phénomène de broutement	64
Fig 3.12	Fonction « sat », (A) un seuil ; (b) deux seuils (zone morte)	64
Fig 3.13	Fonction « cont » ($\varepsilon >$ et petit)	65
Fig 3.14	Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande	66
Fig 3.15	Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.....	67
Fig 3.16	Structure de régulation par ajout de la commande équivalente	68
Fig 3.17	Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant	72
Fig 3.18	Comparaison Résultats de simulation de contrôle par mode glissant avec régulateur PI	74
Fig 4.1	Système de commande de l'aérogénérateur couplé au réseau	76
Fig 4.2	Réseau de courbes puissance-vitesse de rotation de la turbine paramétré par la vitesse du vent	76
Fig 4.3	Détermination des valeurs de $C_{p,max}$ et λ_{opt}	79
Fig 4.4	Schéma bloc de la stratégie MPPT sans mesure de la vitesse du vent	79

Fig 4.5	Schéma bloc de contrôle de l'angle β	82
Fig 4.6	Evolution des caractéristiques du générateur éolien	84

Liste des tableaux

1.1	Machines multi-phases de Type 1	15
1.2	Machines multi-phases de Type 2	16
3	Paramètres de la MASEC	xi
4	Paramètres de la turbine utilisée	xi

Introduction générale

Les énergies renouvelables désignent un ensemble de moyens de production de l'énergie à partir de sources ou de ressources théoriquement illimitées, disponibles sans limite de temps ou reconstituables plus rapidement qu'elles ne sont consommées. On parle généralement des énergies renouvelables par opposition aux énergies tirées des combustibles fossiles dont les stocks sont limités et non renouvelables à l'échelle du temps humain : charbon, pétrole, gaz naturel... Au contraire, les énergies renouvelables sont produites à partir de sources comme les rayons du soleil, ou le vent, qui sont théoriquement illimitées à l'échelle humaine [1]. Parmi ces sources d'énergies, les générateurs éoliens qui occupent une place particulière.

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'un générateur. Dès que la vitesse du vent sera suffisante (4 m/s soit environ 15 km/h), l'éolienne peut être couplée au générateur par l'arbre de sortie du multiplicateur et peut fournir de l'électricité au réseau. Lorsque la vitesse du vent atteint (14 m/s soit 50 km/h), l'éolienne fournit sa puissance nominale. Le générateur délivre alors un courant électrique alternatif à la tension de 690 volts à 50 Hz dont l'intensité varie en fonction de la vitesse du vent. Ainsi, lorsque la vitesse du vent croît, la portance s'exerçant sur les pales augmente et la puissance délivrée par le générateur s'accroît. Pour des vitesses de vent supérieures à 14 m/s (soit environ 50 km/h), la puissance est maintenue constante en réduisant progressivement la portance des pales. L'unité hydraulique régule cette portance en modifiant l'angle de calage des pales qui pivotent sur leurs axes [2].

Beaucoup d'éoliennes installées de nos jours sont équipées d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA). Celle-ci permet de fonctionner sur une large plage de vitesse du vent, et d'en tirer le maximum de puissance possible pour chacune de ses vitesses. Néanmoins la présence des contacts glissants fragilise la fiabilité du système, d'où la recherche de convertisseurs électromagnétique de grande fiabilité. Alors, on propose de coupler deux machines asynchrones (MADA) électriquement et mécaniquement via leurs rotors. Ce couplage appelée une cascade de deux machines, il permet la suppression des contacts glissants bagues-balais. Ainsi, augmenter la robustesse et la fiabilité de la machine et diminuer la maintenance.

La cascade permet aussi d'augmenter le nombre de paires de pôle sans toucher la construction de la machine (deux machines de P_1, P_2 paires de pôles égale à une machine de $P = P_1 + P_2$ paires de pôles).

Notre mémoire s'intéresse à la filière éolienne, et particulièrement au contrôle avancé par mode de glissement d'aérogénérateur basé sur la cascade de deux machines asynchrones.

Notre travail est structuré comme suit :

Le premier chapitre retracera la classification des différentes machines électrique existant selon deux critère, avec ou sans contact glissant.

Le deuxième chapitre abordera la modélisation de la chaîne de conversion (la turbine, la MADA, la MASEC et finalement l'onduleur (MLI) et la simulation de la MASEC sous MATLAB-simulink.

Le troisième chapitre sera consacré au contrôle de puissance de la cascade en utilisant des régulateurs PI et mode glissant avec une comparaison des résultats obtenus.

Le quatrième chapitre comportera l'impact de l'intégration de la cascade de deux machines asynchrone dans un système éolien.

Finalement une conclusion générale qui résume l'étude effectué dans ce mémoire et les perspectives obtenus.

Chapitre 1 : Généralités sur les machines électriques existantes

1.1 Introduction

Depuis l'utilisation du moulin à vent, la technologie des capteurs éoliens n'a cessé d'évoluer. C'est au début des années quarante que de vrais prototypes d'éoliennes à pales profilées ont été utilisés avec succès pour générer de l'électricité. Les structures des capteurs sont de plus en plus performantes. Outre les caractéristiques mécaniques de l'éolienne, l'efficacité de la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique est très importante. Là encore, de nombreux dispositifs existent et, pour la plupart, ils utilisent des machines synchrones et asynchrones. Cependant la présence des Contacts (balais-bagues ou collecteur-balais) dans certaines machines réduit la fiabilité.

Ce chapitre sera consacré à la classification des machines électriques selon un critère de fabrication avec ou sans contacts glissants.

1.2 Classifications des machines électriques

Le but essentiel des machines électriques est la transformation de l'énergie d'une forme à une autre, l'une au moins de ces formes étant électrique, l'autre pouvant être électrique ou mécanique.

1.2.1 Machines avec contacts glissants

Elles désignent les machines possédant un ensemble balais-collecteur ou balais-bagues servant à recueillir de l'énergie électrique pour le fonctionnement en génératrice et à alimenter la machine pour le fonctionnement moteur. Les balais sont des éléments conducteurs en graphite ou en charbon auxquels on ajoute du cuivre (pour augmenter leur conductivité électrique), et qui assurent le contact électrique en frottant sur les bagues ou sur le collecteur du rotor [3]. On distingue plusieurs variantes de ces machines parmi lesquelles, on trouve :

1.2.1.1 Machines à courant continu (MCC)

La Machine à Courant Continu est un convertisseur électromécanique réversible :

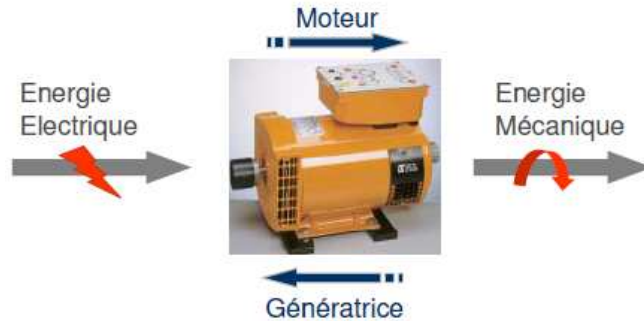


Figure (1.1) : La conversion d'énergie avec une machine à courant continu.

Une machine à courant continu est composée des éléments suivants [4] :

L'inducteur ou stator : c'est un élément du circuit magnétique immobile sur lequel un enroulement est bobiné afin de produire un champ magnétique. L'électro-aimant ainsi réalisé comporte une cavité cylindrique entre ses pôles.

L'induit ou rotor : c'est un cylindre en tôles magnétiques isolées entre elles et perpendiculaires à l'axe du cylindre. L'induit est mobile en rotation autour de son axe et est séparé de l'inducteur par un entrefer. A sa périphérie, des conducteurs sont régulièrement répartis.

Le collecteur et les balais : Le collecteur est solidaire de l'induit. Les balais sont fixes, ils frottent sur le collecteur et ainsi alimentent les conducteurs de l'induit.

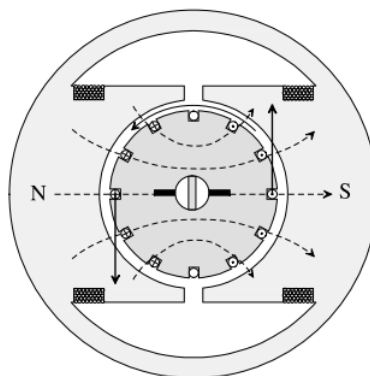


Figure (1.2) : Schéma de principe d'une machine à courant continu.

Le courant circule dans les enroulements de l'induit par le biais d'un ensemble de balais en carbone et d'un collecteur. Le collecteur est facilement reconnaissable à sa forme en anneau composé de paires diamétralement opposées de lames rectangulaires en cuivre, il est situé à l'une des extrémités de l'induit. Chaque paire de lames est raccordée à une bobine de l'enroulement d'induit. Les balais en carbone assurent le contact avec le collecteur grâce à des ressorts [5].



Figure (1.3) : Photographie des constitutions d'une MCC.

○ **Modes d'excitation [4]**

- **Excitation séparée** : Les bobinages, induit et inducteur, sont alimentés par deux sources de tensions différentes.
- **Excitation série** : Le bobinage inducteur est connecté en série avec le bobinage induit,
- **Excitation parallèle** : Les bobinages, induit et inducteur, sont connectés en parallèle.
- **Excitation composée** : Cette technologie permet de réunir les qualités du moteur à excitation série et du moteur à excitation parallèle. Ce moteur comporte deux enroulements par pôle inducteur. L'un est en parallèle avec l'induit. Il est parcouru par un faible courant au regard du courant de travail. L'autre est en série.

1.2.1.2 Machines asynchrones a rotor bobiné

Actuellement, l'utilisation des moteurs à courant alternatif est de plus en plus fréquente, car ces machines sont caractérisées par leur robustesse et par leur longévité, bien que celles-ci imposent des structures internes et des stratégies de commande plus complexes. De nos jours, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation

(MADA), qui est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor [6].

Grâce au développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes, la MADA présente une solution idéale pour les entraînements à hautes performances et à vitesse variable. L'intérêt de telles machines est qu'elles assurent un fonctionnement à très basse vitesse. L'application potentielle de la MADA a été un sujet de recherche le long de la dernière décennie. En effet, l'association des machines asynchrones à double alimentation à des convertisseurs statiques permet de donner différentes stratégies de commande.

Actuellement, la majorité des éoliennes de forte puissance sont équipées de machine asynchrone à rotor bobine qui fonctionnent à vitesse variable [6].

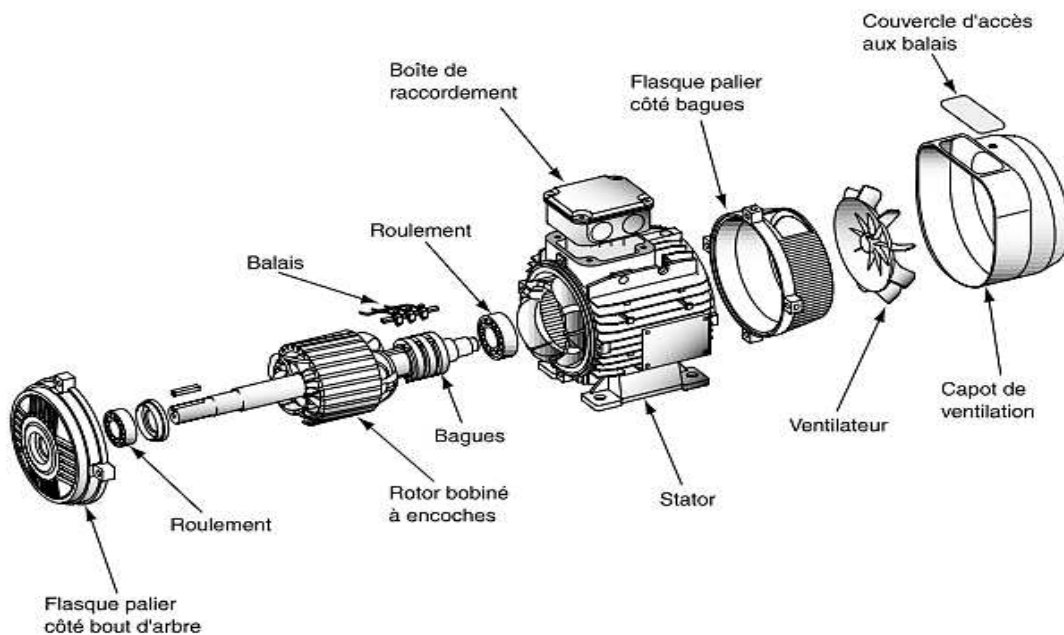


Figure (1.4) : Eclaté d'un moteur asynchrone à rotor à bagues.

1.2.1.3 Machines synchrones à excitation électrique

Le rotor supporte un bobinage monophasé alimenté par un courant continu tandis que le stator est équipé d'un bobinage polyphasé à courant alternatif. L'obtention d'une valeur de couple moyen non nulle passe alors par la vérification de la condition de synchronisme qui impose une égalité stricte entre vitesse du champ tournant stator et vitesse du champ tournant rotor. Concernant le rotor, deux configurations sont envisageables [7].

a. Machines à pôles Saillants

Ces machines possèdent un enroulement inducteur monophasé constitué de bobines enroulées autour de pôles ferromagnétiques et mises en série de façon à assurer l'alternance des pôles. On agit sur la forme de l'épanouissement polaire pour obtenir une répartition, proche d'une sinusoïdale, de l'induction dans l'entrefer. Cette structure est ainsi caractérisée par sa simplicité de réalisation et de maintenance [8].

Par contre, pour des raisons mécaniques, elle ne prête généralement qu'à des applications où la vitesse ne dépasse pas 1000 tours par minute [8].

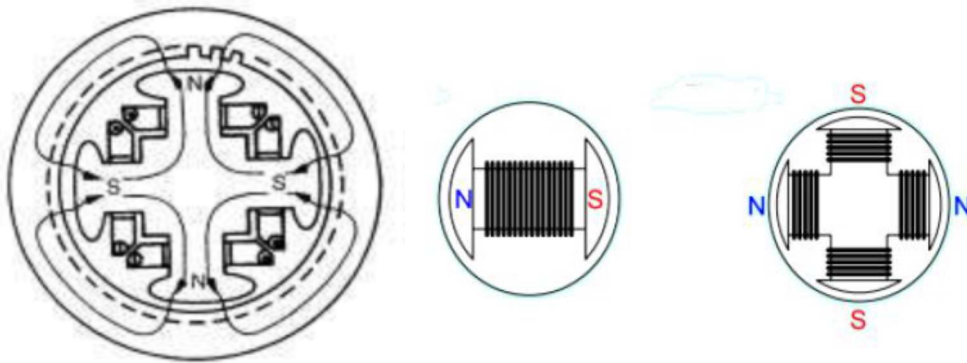


Figure (1.5) : Rotor d'une Machine Synchrone à pôle saillant.

b. Machines à pôles lisses

Ce type de machine est souvent utilisé pour des applications de fortes puissances et grande vitesse. Des frettes en acier amagnétique peuvent être utilisées afin de maintenir en place les têtes de bobines. Les machines à pôles lisses sont caractérisées par une distance constante entre les deux parties ferromagnétiques statorique et/ou rotorique le long de la périphérie de l'entrefer ; l'encoche du stator et/ou du rotor est magnétiquement assimilée à un entrefer constant [8].

Le rotor à pôles lisses est utilisé dans les machines synchrones bipolaires ou tétra polaires qui fonctionnent aux vitesses de 3000 ou 1500 tours par minute. Le rotor à pôles saillant ne convient pas pour de telles machines à cause des difficultés que présente la fixation des enroulements d'excitation concentrés en cas du petit nombre de pôles (surtout dans les machines bipolaires) ; c'est pourquoi les machines bipolaires et tétra polaires utilisent exclusivement des rotors lisses bien que les rotors à pôles saillants reviennent moins chers [8].

Le courant inducteur est généralement injecté au rotor par l'intermédiaire de bagues sur lesquelles frottent des balais [8].

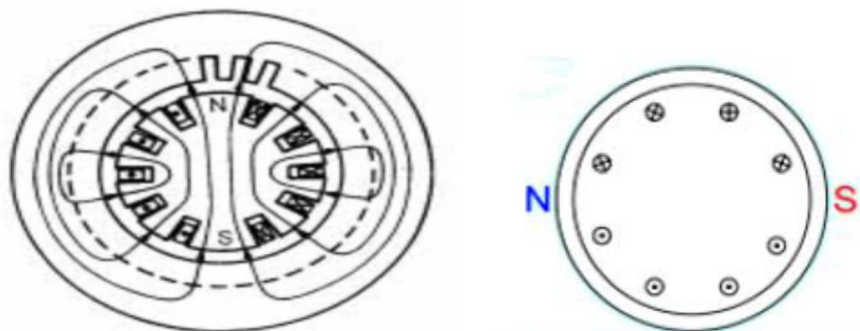


Figure (1.6) : Machine synchrone à rotor bobiné avec rotor à pôle lisse.

1.2.1.4 Machine synchrone double excitation (MSDE)

Le terme « double excitation » renvoie au fait que dans ces machines, le flux d'excitation est produit par deux types de sources magnétiques [9] :

- Une partie du flux d'excitation est créée grâce à des aimants permanents ;
- L'autre partie par une ou des bobines d'excitation ;

Ces machines, permettent dans une certaine mesure d'allier les avantages des machines à aimants permanents (rendement élevé) à ceux des machines à excitation bobinée (souplesse de commande par le contrôle du flux d'excitation). La présence de l'excitation bobinée permet, soit de réduire le flux d'excitation, soit de le renforcer, il s'ensuit que le « défluxage » de ces structures est plus aisé que celui des machines à aimants permanents. Le fonctionnement en variation de vitesse devient de ce fait moins délicat [9].

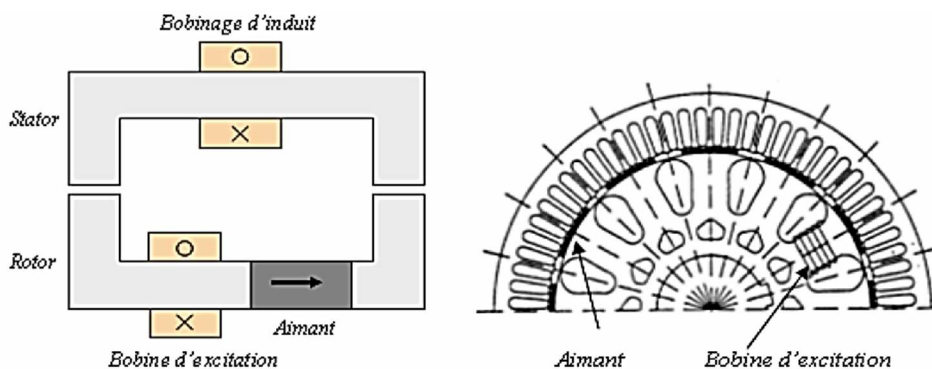


Figure (1.7) : Machine synchrone double excitation série

1.2.1.5 Inconvénients des machines avec contacts glissants

La présence de contacts dans ce genre de machines présente certains inconvénients parmi lesquels :

- Usure permanente de contacts, ce qui en rend l'entretien plus lourd et plus couteux ;
- Problème de bruit mécanique du aux frottements entre les balais et le collecteur ;
- Echauffement du rotor dû à la présence des contacts ;
- Durée de vie limitée ;
- Encombrement à cause de la présence des balais-collecteur ou balais-bagues ;
- Apparition d'étincelles qui représentent un danger dans certains milieux explosifs ;
- Vitesse de rotation limitée (max 20000 tr/min) ;

1.2.2 Machines sans contacts

1.2.2.1 Machines asynchrones à cage d'écureuil

La grande majorité des moteurs sont à cages. Dans chaque encoche rotorique est placée une barre. Ces barres sont en cuivre pour les moteurs de forte puissance, et en alliage d'aluminium pour les machines de faible et moyenne puissance. Elles sont réunies à chaque extrémité du rotor par des anneaux réalisant le court-circuit [10].

La dimension, la forme et la résistance des barres ont une influence déterminante sur les caractéristiques couple-vitesse. Un bris dans une barre du rotor ou à un point de raccordement avec un anneau protecteur peut avoir de sérieuses conséquences, notamment des vibrations haute fréquence, ou même provoquer la défaillance du moteur [5].

La machine à un nombre de pair de pôles fixe et doit donc fonctionner sur une plage de vitesse très limitée (glissement inférieur à 2%). La fréquence étant imposée par le réseau, si glissement devient trop important, les courants statoriques de la machine augmentent et peuvent devenir destructeurs [11].

La simplicité de la configuration de ce système (aucune interface entre le stator et le réseau et pas de contacts glissants) permet de limiter la maintenance sur la machine [11].

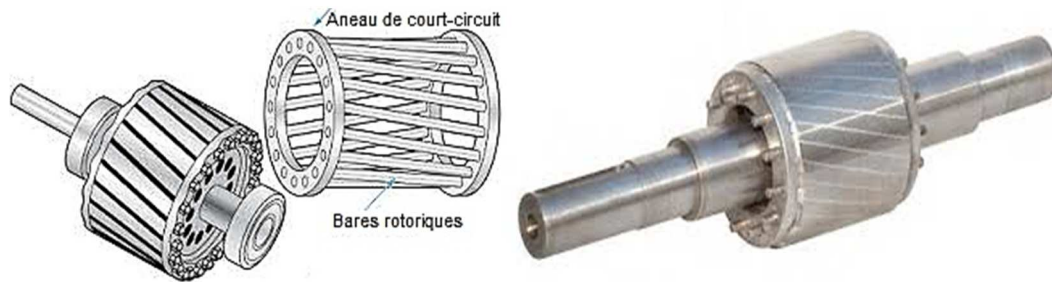


Figure (1.8) : Rotor de la machine asynchrone à cage d'écureuil.

1.2.2.2 Machines synchrones à aimants permanents

Un moteur synchrone engendre des pôles magnétiques en des emplacements fixes du rotor. Ces pôles se verrouillent sur le champ tournant du stator, ce qui entraîne la rotation du rotor à la vitesse synchrone correspondant à la fréquence d'alimentation de 50 Hz [5].

Une méthode simple pour déterminer la vitesse d'un moteur synchrone est de diviser 3000 par la moitié du nombre de pôles. Par exemple une machine à 2 pôles va tourner à 3000 tr/min, une machine à 4 pôles à 1500 tr/min, une machine à 6 pôles à 1000 tr/min, et ainsi de suite [5].

Le couple moteur de la machine synchrone est proportionnel à la tension à ses bornes alors que celui de la machine asynchrone est proportionnel au carré de cette tension. Contrairement au moteur asynchrone, il peut travailler avec un facteur de puissance égal à l'unité ou très voisin de celle-ci. Le moteur synchrone, par rapport au moteur asynchrone, bénéficie donc d'un certain nombre de particularités avantageuses en ce qui concerne son alimentation par le réseau à tension et fréquence constantes [4] :

- La vitesse du moteur est constante, quelle que soit la charge ;
- Il peut fournir de la puissance réactive et permettre d'améliorer le facteur de puissance d'une installation ;
- Il peut supporter sans décrocher des chutes de tension relativement importantes (de l'ordre de 50 % en raison de ses possibilités de surexcitation) ;

Toutefois, le moteur synchrone alimenté directement par le réseau de distribution d'énergie à tension et fréquence constantes présente deux inconvénients [4] :

- Il a des difficultés de démarrage ; de fait, si le moteur n'est pas associé à un variateur de vitesse, le démarrage doit s'effectuer à vide, soit par démarrage direct pour les petits moteurs, soit à l'aide d'un moteur de lancement qui l'entraîne à une vitesse proche du synchronisme avant le couplage direct sur le réseau ;
- Il peut décrocher si le couple résistant dépasse son couple électromagnétique maximal et, dans ce cas, il faut reprendre tout le processus de démarrage ;

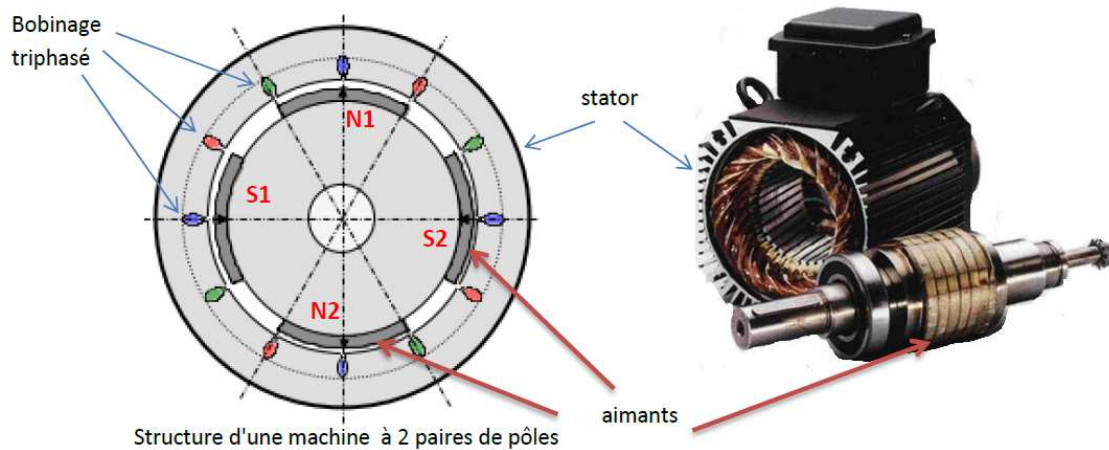


Figure (1.9) : Structure d'une machine à deux paires de pole.

1.2.2.3 Machines à réluctance variable

Le principe des machines à réluctance variable (MRV) est basé sur celui de l'électroaimant. En fait, il s'agit de la plus ancienne méthode de conversion électromécanique. Toute machine à réluctance variable est constituée de deux parties en mouvement relatif dont l'une est électriquement active (stator) et l'autre passive (rotor). La première comprend un circuit magnétique denté muni de bobinages, la seconde est simplement un circuit ferromagnétique, lui aussi denté, mais sans aucun conducteur ni aimant la machine à réluctance variable à double saillance (MRVDS) dont les phases sont alimentées en courants unidirectionnels par des convertisseurs à demi-points asymétriques, constitue certainement la solution la plus économique grâce aux matériaux utilisés (tôles fer-silicium et cuivre) et à sa simplicité de fabrication (empilage de tôles, bobines préfabriquées, rotor passif naturellement équilibré...). Ses performances peuvent être comparables à celles des machines à aimants permanents. Elle peut aussi fonctionner à puissance maximale constante. Mais elle produit un couple très pulsateur à haute vitesse et génère un bruit acoustique supérieur à tous ses concurrents [12].

Différents topologies de MRV :

- MRV pures ;
- MRV vernier ;
- MRV hybride ;

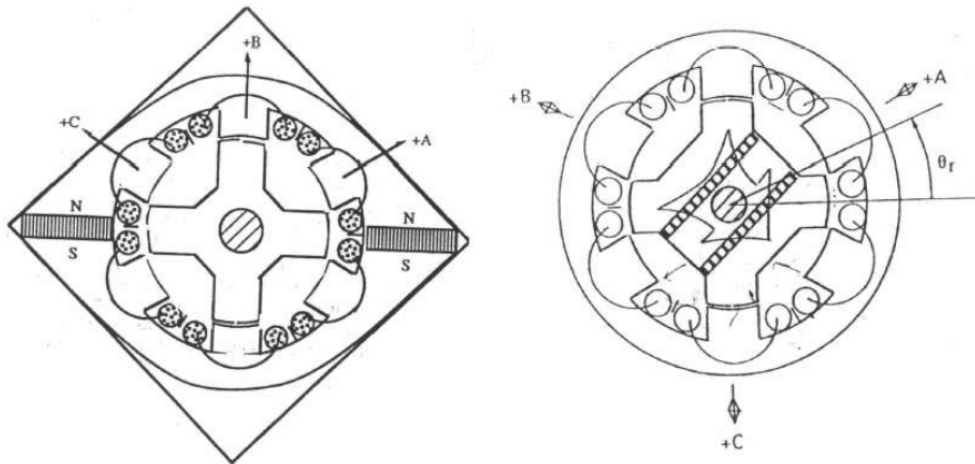


Figure (1.10) : Utilisation d'aimants dans les machines à double saillance.

1.2.2.4 Machines synchrones à excitation avec redresseur tournant

Les pôles magnétiques du rotor sont des électro-aimants alimentés en courant continu soit par l'intermédiaire de bagues collectrices à partir d'une alimentation C.C. externe fixe, soit de façon interne par un alternateur (du type sans balais) monté sur l'arbre du rotor (Figure 1.11) [5].

L'intensité du courant d'excitation peut être ajustée en faisant varier le courant rotorique du moteur à balais ou l'excitation du champ de l'alternateur du moteur sans balais. La modification du niveau d'excitation du rotor entraîne une modification du facteur de puissance du moteur [5].

Le moteur peut fonctionner avec un facteur de puissance inductif (sous-excité) ou capacitif (surexcité). Un moteur synchrone surexcité est idéal pour corriger un mauvais facteur de puissance dans une usine et son niveau d'excitation peut être ajusté en fonction des besoins. Ce type d'utilisation est parfois appelé marche en « compensateur synchrone » [5].

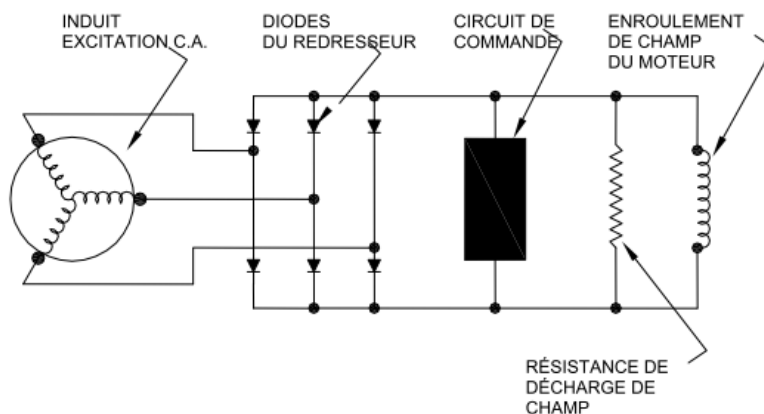


Figure (1.11) : Machine synchrone à excitation avec un redresseur tournant [5].

1.2.2.5 Machines linéaires à induction

Une machine linéaire à induction utilisée comme convertisseur d'énergie électrique en énergie mécanique ou inversement, se compose généralement de deux inducteurs plans, comportent des enroulements d'excitation polyphasé et d'un induit constitué soit par une bande métallique solide (pompe ou générateur) [13].

Le principe de fonctionnement est celui de couplage magnétique asynchrone : les enroulements d'excitation créent un champ magnétique glissant qui engendre dans l'induit (équivalent à partie rotorique d'une machine tournante classique) des f.é.m, donc des courants. L'induction des courants induits et du champ inducteur se traduit par une poussée qui est motrice lorsque la vitesse de déplacement V de l'induit est inférieure à celle V_c du champ, et résistante dans le cas contraire [13].

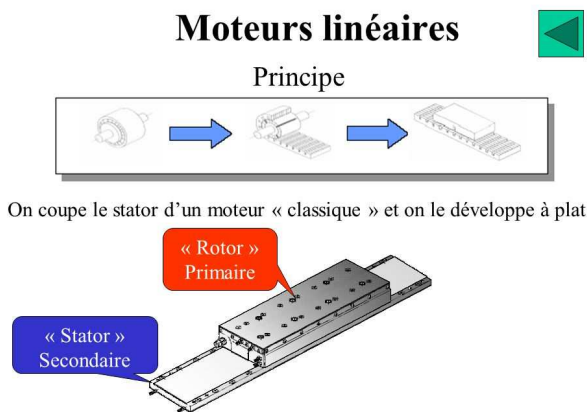


Figure (1.12) : Schéma d'une machine linéaire à induction.

1.2.2.6 Machines multi phases

Une machine multi phase est composée de n bobinages déphasés spatialement de $2\pi/n$ et alimentés par des tensions déphasées temporellement de $2\pi/n$, avec n est le nombre de phases. Ces machines sont caractérisées par un couplage magnétique entre phases [14].

Parmi les machines multi phases, La plus connue est la machine asynchrone à double étoile qui porte le nom MASDE, Cette dernière qui est robuste, fiable et avec un rendement très élevé qui répond à des critères de performances excellents par rapport à la machine simple étoile [14].

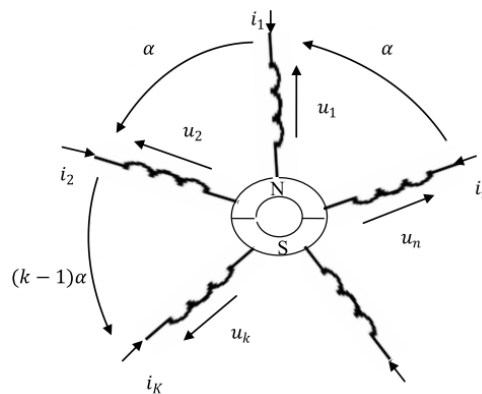


Figure (1.13) : Représentation symbolique d'une machine à n -phases bipolaires à aimant permanent [14].

Il existe habituellement deux types de machines multi phases, les machines Multi phases de (type 1), et les machine multi phases de (type 2), suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois [14], [15].

a) Machines multi-phases de type 1

Les machines multi-phases de (type 1), sont des machines dont le nombre de phases Statoriques q est un multiple de 3, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles $q = 3\eta$ ($\eta = 1,2,3,4 \dots$) On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une Machine à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire α entre deux bobines Adjacentes, c'est à dire le décalage entre les étoiles. Par exemple, une machine double étoile (6 phases) de $\alpha = 0^\circ$ à des caractéristiques différentes de celles d'une machine double étoile à $\alpha = 30^\circ$. Pour la prise en compte de ces différences dans une machine et pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit : le nombre de phases équivalent. Il est défini comme suit : $q\alpha = \pi / \alpha$.

Tableau (1.1) : Machines multi phases de Type 1.

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	60°	
6	3	60°	
6	6	30°	
9	9	20°	
12	9	30°	

b) Machines multi phases de type 2

Les machines multi phases de (type 2), sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impaire différent de 3. Alors les phases sont régulièrement décalées de $2\pi / q = 2\alpha$, et on a toujours $q = \pi / \alpha$, avec α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

Tableau (1.2) : Machines multi-phares de Type 2.

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	36°	
7	7	25.7°	
9	9	20°	
11	11	16.3°	
13	13	13.8°	

1.2.2.7 Machines asynchrones en cascade

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement, (Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (1.14) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées [16].

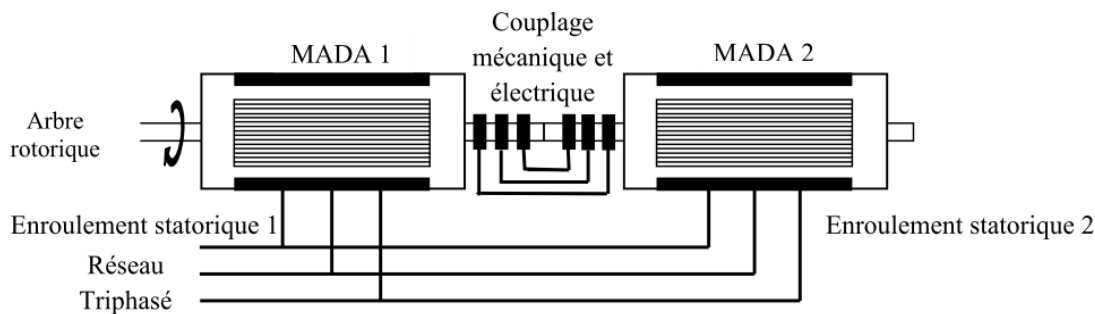


Figure (1.14) : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.

Types de couplages possibles

Le couplage peut se faire de plusieurs manières, à savoir un couplage mécanique avec ou sans couplage électrique.

A) Couplage mécanique

On retrouve en général deux types de couplage, le couplage frontal et le couplage par succession. Ce couplage est réalisé afin d'avoir un couple total de la cascade équivalent à la somme des couples des deux machines. Ce cas est très pratique du fait qu'on peut avoir une puissance totale désirée en raccordant deux machines et la puissance totale qui sera égale à la somme des puissances des deux machines.

1. Couplage frontal

Les deux machines sont mises face à face, tel qu'il est représenté sur la figure (1.15). Notons que pour ce genre de configuration le couplage des enroulements rotoriques peut se faire de deux manières, soit en couplage direct où on respecte la succession des phases ou alors en couplage inverse où deux des phases sont interchangées, ce changement est schématisé par un interrupteur à deux positions [17].

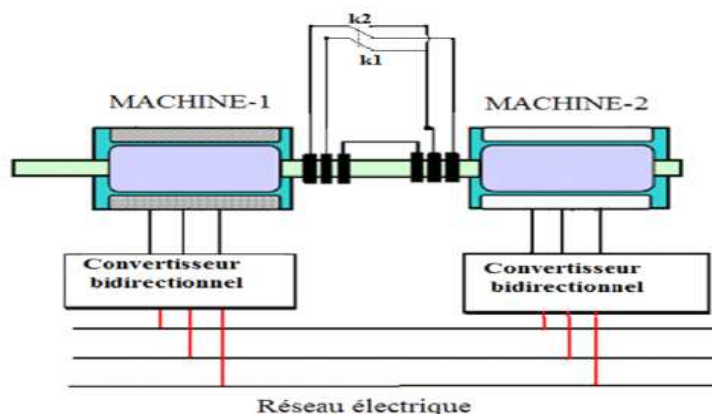


Figure (1.15) : Couplage mécanique frontal [17].

2. Couplage par succession

Un couplage par succession, veut dire que les deux machines se succèdent l’une après l’autre, tel qu’il est représenté sur la figure (1.16). Là aussi l’inversion de phases est possible.

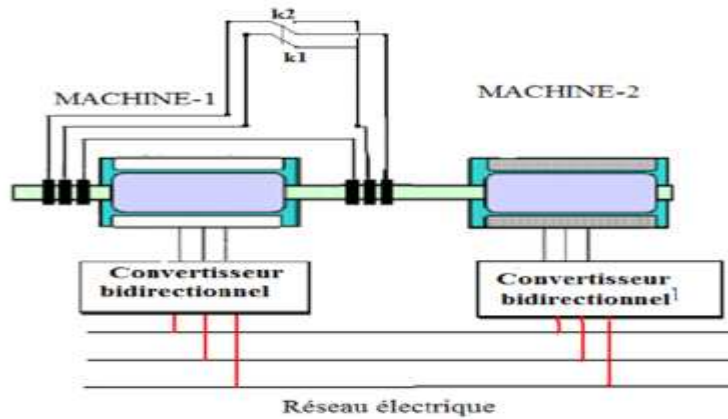


Figure (1.16) : Couplage mécanique par succession [17].

B) Couplage électrique

Il existe deux types de couplage, le couplage direct et le couplage inverse. Dans l’étude que nous avons menée, tous les couplages électriques sont exécutés avec un couplage mécanique.

1. Couplage direct

Il consiste à raccorder l’entrées des bobines rotoriques d’une machine à la sorties des bobines rotoriques de l’autre machine. La figure (1.17) montre ce couplage [3].

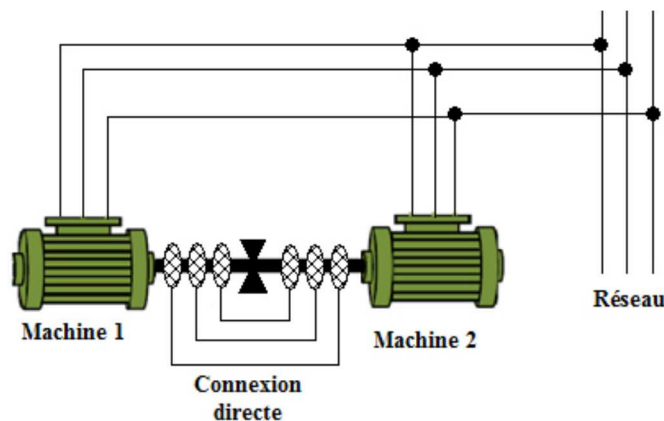


Figure (1.17) : Connexion électrique directe [3].

2. Couplage inverse

Le couplage des bobines des rotors, de deux machines, se fera en permutant deux phases rotoriques. Ce branchement inverse est illustre sur la figure (1.18) [3].

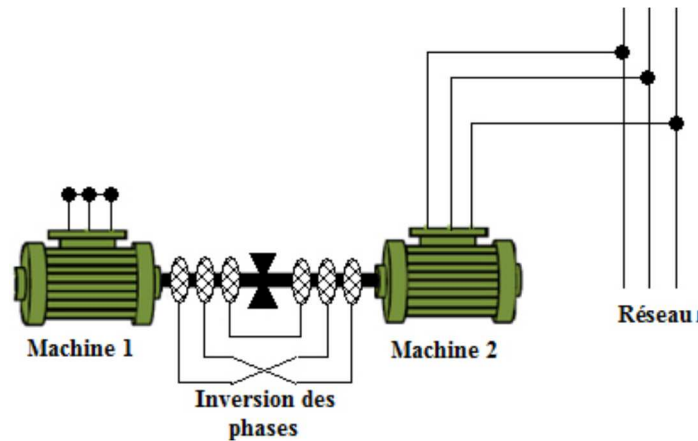


Figure (1.18) : Couplage électrique inverse [3].

1.2.2.8 Autres architectures de cascades

a. Machine à double alimentation cascade à un repère

Cette machine consiste de deux machines asynchrones à cage connectés mécaniquement, (Single Frame Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (1.19) présente le schéma de principe, tel que le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté à celui-ci par l'intermédiaire d'un convertisseur alternatif-alternatif [16].

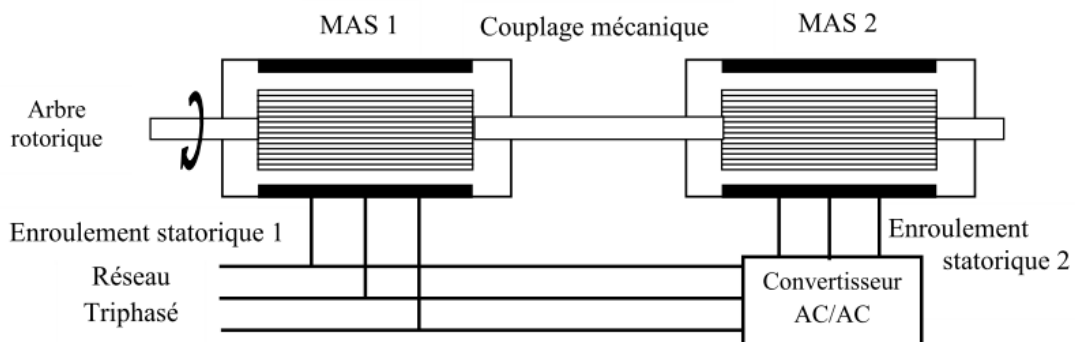


Figure (1.19) : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère.

b. Cascade de deux MAS sans couplage électrique au rotor

Dans ce genre de cascade, on supprime la connexion électrique du rotor. Ces machines, de petite puissance (<10 W) et de très grande vitesse (24000 à 100000 tr/mn), sont utilisées dans les gyroscopes à rotor extérieur (pour augmenter leur inertie), soit à un seul paquet ou bien à double paquets statoriques, (figure I.20) [17].

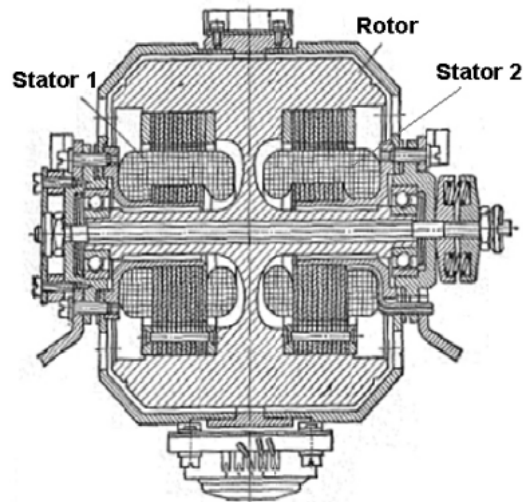


Figure (1.20) : Vu en coupe de la MASDPS sans couplage électrique [17].

1.2.3 Avantages des machines sans contacts

On distingue plusieurs avantages des machines sans contacts à savoir :

- Réduction du cout de fabrication ;
- Facilité d'entretien ;
- Elimination des étincelles (moins de parasites électriques) ;
- Moins de bruits (pas de vibration des balais à haut vitesse et les machines excitatrices) ;
- Meilleur rendement (pas de chute de tension au collecteur et aux enroulements rotoriques) ;
- Réduction de l'encombrement des machines ;
- Refroidissement facile ;
- Pas de limitation de vitesse ;

1.3 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons fait une présentation des différentes machines. Nous avons classifié ces machines en deux classes, selon un critère de fabrication avec ou sans contacts glissants et aussi selon la possession ou non des contacts (balais-collecteur ou balais-bagues).

Le prochain chapitre sera réservé à la modélisation de la chaîne de conversion.

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

2.1 Introduction

Un modèle basé sur les équations du circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulations courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable. Le dispositif, qui est étudié ici, est un aérogénérateur, qui permet la production de l'énergie électrique à partir de la récupération de l'énergie cinétique du vent.

Ce chapitre composé de trois parties, la première est consacré à la modélisation de la turbine éolienne, la deuxième partie présentera le modèle mathématique d'une machine asynchrone à rotor bobiné. Nous utiliserons ce modèle de la machines afin de réaliser le modèle de la cascade qui est équivalente au couplage de deux machines. Dans la dernière partie, nous présenterons la modélisation de l'onduleur, ainsi que la commande (MLI) de ce dernier.

Le système, illustré sur la figure (2.1), est constitué d'une turbine éolienne comprenant des pales de longueur R entraînant une cascade de deux MADAs à travers un multiplicateur de vitesse de gain G .

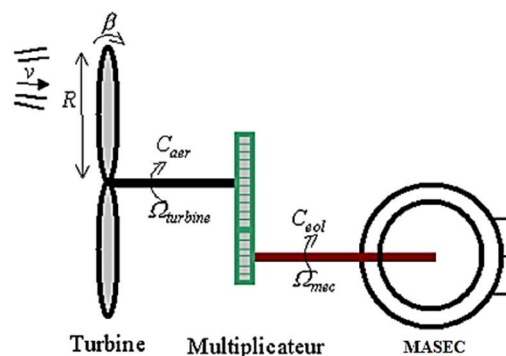


Figure (2.1) : Schéma de la turbine éolienne.

2.2 Modélisation de la turbine

Une éolienne est une turbine qui transforme l'énergie cinétique du vent (énergie éolienne) en électricité. On appelle parc éolien ou ferme éolienne le lieu où plusieurs éoliennes sont rassemblées. Le vent actionne les pales. Cette rotation fait tourner le rotor de l'alternateur, ce qui produit donc de l'énergie électrique [18].

Elle est constituée d'une tour (17), supporte la nacelle (3) et le moyeu de la turbine (2) sur lequel sont fixées les pales (1). Il est important qu'il soit haut du fait de l'augmentation de la vitesse du vent avec la hauteur et aussi du diamètre des pales. La nacelle (3) partiellement accueille la génératrice (9) et son système de refroidissement (10), le multiplicateur de vitesse (6) et différents équipements électroniques de contrôle (12) qui permettent de commander les différents mécanismes d'orientation (13), (14), (15) ainsi que le fonctionnement global de l'éolienne. Le multiplicateur de vitesse comporte un arbre lent (5) muni d'un palier à billes (4), et un arbre à grande vitesse. Il est équipé d'un frein mécanique à disque (7) et un accouplement flexible (8) avec le générateur (9). Le tout est protégé par un capot en acier (16). Un anémomètre et une girouette (11) situés sur le toit de la nacelle fournissent les données nécessaires au système de contrôle pour orienter l'éolienne et la déclencher ou l'arrêter selon la vitesse du vent [19].

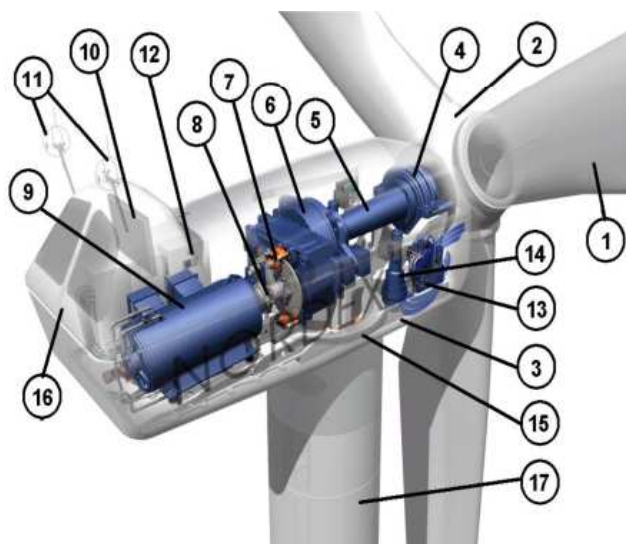


Figure (2.2) : Différentes parties de l'éolienne-NORDEX N60-1.3MW [21].

La modélisation de la turbine éolienne est disponible dans plusieurs littératures [3], [20], [21] :

On a la puissance captée par les pales :

$$P_{vent} = \frac{1}{2} \rho S v_{vent}^3 \quad (2.1)$$

Avec :

ρ : Densité de l'air (1,22 kg/m³ à la pression atmosphérique à 15 C°).

S : Surface circulaire balayée par la turbine.

v_{vent} : La vitesse de vent.

La puissance captée par la turbine dépend du rendement aérodynamique C_p

$$P_{aer} = C_p P_{vent} \quad (2.2)$$

Le coefficient de puissance C_p indique le rendement aérodynamique de la turbine éolienne. Il est en fonction de la vitesse spécifique λ et de l'angle de calage des pales β . Il est différent d'une turbine à une autre vu sa dépendance de la caractéristique de chacune. On atteint des valeurs de 0,45 à 0,5.

La puissance aérodynamique captée par une turbine éolienne s'écrit sous la forme suivante :

$$P_{aer} = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho S v_{vent}^3 \quad (2.3)$$

Le couple aérodynamique apparaissant au niveau de la turbine est donc en fonction de cette puissance:

$$C_{aero} = \frac{P_{aero}}{\Omega_t} = \left(\frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho S v_{vent}^3 \right) \frac{1}{\Omega_t} \quad (2.4)$$

β : Angle de calage (inclinaison de l'axe de référence par rapport au plan de rotation)

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

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{v_{vent}} \quad (2.5)$$

Où :

R : Rayon des pales.

Ω_t : La vitesse angulaire de la turbine.

A partir de relevés réalisés sur une éolienne de 1.5 MW, l'expression du coefficient de puissance a été approchée, pour ce type de turbine, par l'équation suivante :

$$C_p = (0.44 - 0.0167\beta) \sin\left(\frac{\pi(\lambda+0.1)}{14-0.44\beta}\right) - 0.00184(\lambda - 3)\beta \quad (2.6)$$

La figure (2.3) représente la variation du C_p en fonction du ratio λ de vitesse et de l'angle d'orientation de la pale β .

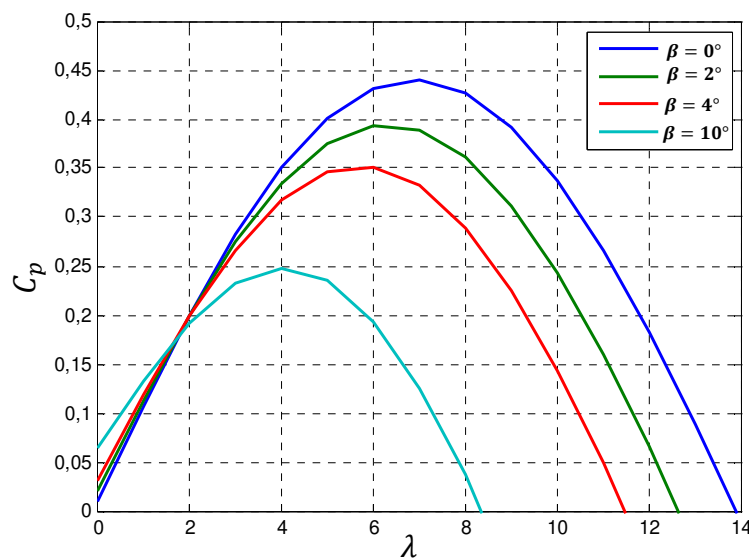


Figure (2.3) : Le Coefficient de puissance (C_p) en fonction du ratio de la vitesse de la turbine(λ).

Le multiplicateur est le lien entre la turbine et le générateur. Il sert à adapter la vitesse la plus rapide de la génératrice à celle la plus lente de la turbine, il est souvent modélisé par les deux équations suivantes :

$$\Omega_t = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (2.7)$$

De même pour le couple :

$$C_{arbre} = \frac{C_{aero}}{G} \quad (2.8)$$

La masse de la turbine éolienne est reportée sur l'arbre 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 constituée de l'inertie de la turbine reportée sur le rotor de la génératrice et de l'inertie de la génératrice J_g .

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

L'équation fondamentale de la dynamique donne la relation entre la vitesse mécanique et le couple mécanique :

$$C_{mec} = J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} \quad (2.10)$$

Ce couple mécanique prend en compte, le couple électromagnétique C_{em} produit par la génératrice, le couple des frottements visqueux C_{vis} , et le couple issu du multiplicateur C_g .

$$C_{mec} = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad (2.11)$$

C_{vis} Couple de frottement visqueux :

$$C_{vis} = f\Omega_{mec} \quad (2.12)$$

Avec f coefficient des frottements visqueux.

Le schéma bloc correspondant à cette modélisation de la turbine est représenté sur la figure 2.4.

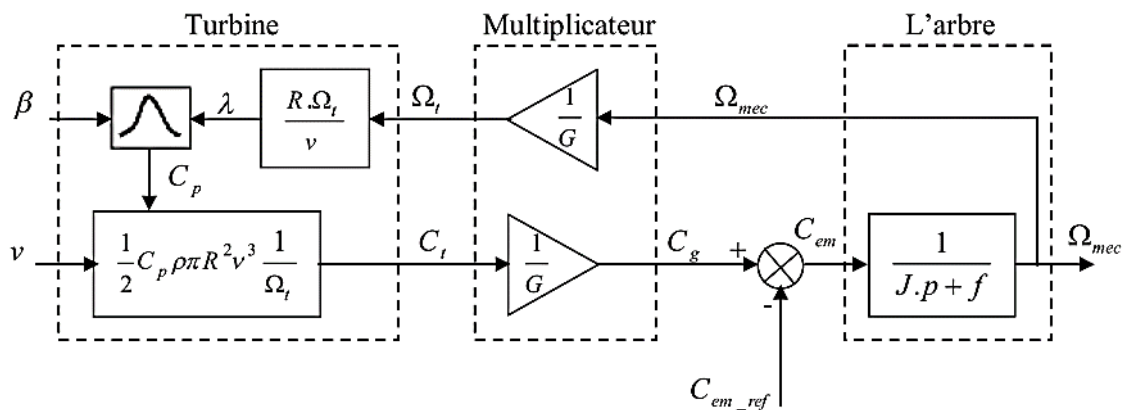


Figure (2.4) : Schéma bloc de la turbine.

2.3 Modélisation de la machine asynchrone a rotor bobiné

Afin qu'on puisse réaliser le modèle de la cascade généralisé, le passage par le modèle de la machine asynchrone est une étape essentielle ; du fait que la cascade est un couplage de deux machines asynchrones. Beaucoup de travaux ont mis en évidence le modèle mathématique de la MADA [3] :

2.3.1 Description de la MAS

La construction d'un moteur triphasé à rotor bobiné (à bagues) s'apparente beaucoup à celle du transformateur triphasé. Ainsi, le moteur possède trois enroulements identiques montés sur le stator et trois enroulements montés sur le rotor.

Soit un enroulement par phase, à cause de la symétrie parfaite, on peut comme le transformateur analyser le comportement du moteur en considérant un enroulement primaire et un enroulement secondaire [22].

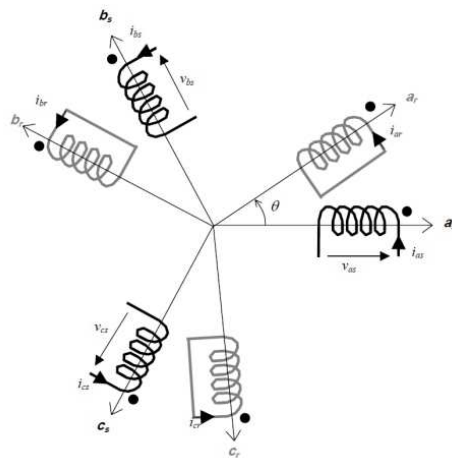


Figure (2.5) : Représentation schématique des enroulements de la MAS à rotor bobiné [23].

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme l'indique la figure (2.5). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase a statorique et la phase a rotorique.

La vitesse du champ tournant par rapport à la pulsation du stator est : $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$

Où :

ω_s : Pulsation des grandeurs électriques statoriques.

p : Le nombre de paires de pôles.

2.3.2 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [22] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable ;
- On suppose qu'on travaille en régime non saturé ;
- On néglige le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- Le bobinage est réparti de manière à donner une force magnétomotrice sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux ;
- Résistances constants ;

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additive des flux ;
- La constance des inductances propres ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques ;

2.3.3 Modèle de la MAS à rotor bobiné dans le repère (abc) [3], [24]

Les équations des tensions statoriques écrites dans un référentiel stationnaire lié au stator, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle, par :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (2.13)$$

Les équations des tensions rotoriques écrites dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimées par :

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \quad (2.14)$$

Où :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; \quad [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix}; \quad [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix};$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} , sont les tensions simples triphasées au stator de la machine.

I_{as}, I_{bs}, I_{cs} , sont les courant au stator de la machine.

$\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}$, sont les flux propre circulants au stator de la machine.

V_{ar}, V_{br}, V_{cr} , sont les tensions simples triphasées au rotor de la machine.

I_{ar}, I_{br}, I_{cr} , sont les courant au rotor de la machine.

$\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}$, sont les flux propre circulants au rotor de la machine.

R_s est la résistance des enroulements statoriques.

R_r est la résistance des enroulements rotoriques.

Les flux statoriques et rotoriques instantanés par phase, sont donnés par :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \tag{2.15}$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \tag{2.16}$$

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice d'inductances mutuelles stator-rotor.

Où :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

Et :

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

Les flux sont exprimés également d'une façon matricielle :

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Où :

$$[\varphi] = [L(\theta)][I] \quad (2.18)$$

$[L(\theta)]$: La matrice inductance qui comporte 36 coefficients dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de θ (qui donne la position du rotor par rapport au stator).

En mettant (2.15) et (2.16) dans, respectivement, (2.13) et (2.14), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (2.19)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}]^T \cdot [I_s]) \quad (2.20)$$

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement difficile, vu le grand nombre des variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide des équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de Park.

2.3.4 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq . Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère abc figure (2.7. a), par contre le repère dq est mobile. Comme le montre la figure (2.7. b), il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park [23].

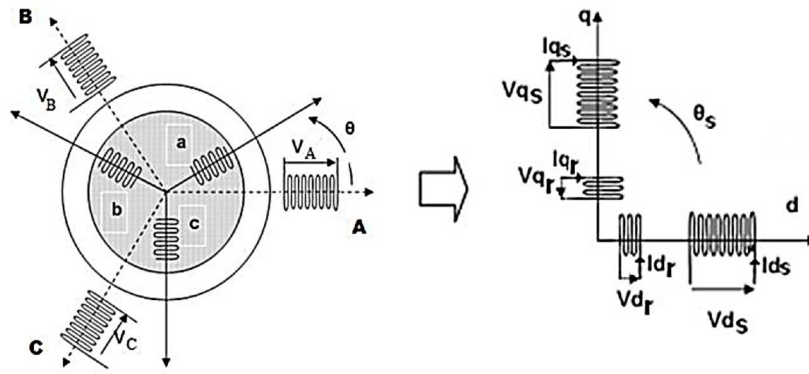


Figure (2.6) : Transformation de park appliquée à la machine asynchrone [22]

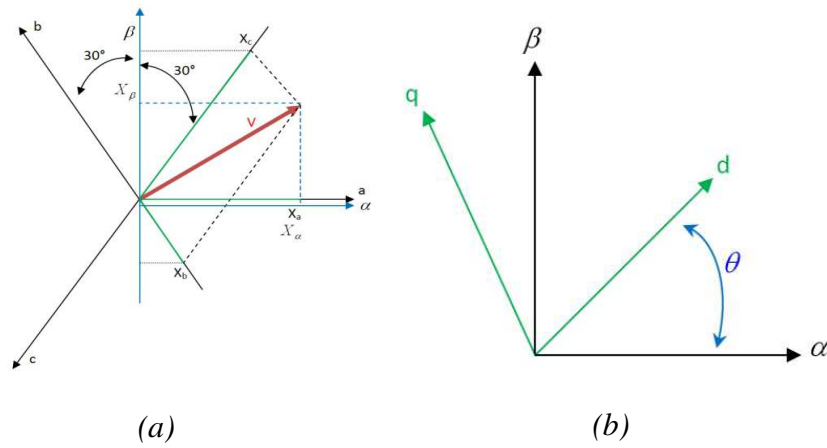


Figure (2.7) : (a) Passage d'une base triphasée (abc) à une base diphasée ($\alpha\beta$) ; (b) Rotation du système ($\alpha\beta$) vers le système (dq) [23]

Les matrices de Park et de Park inverse sont définies sous la forme suivante [22] :

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$[P(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Le lien entre les deux repères est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{dqs} = [P(\theta_s)]V_s \\ V_{dqr} = [P(\theta_r)]V_r \end{cases}, \quad \begin{cases} i_{dqs} = [P(\theta_s)]i_s \\ i_{dqr} = [P(\theta_r)]i_r \end{cases}, \quad \begin{cases} \varphi_{dqs} = [P(\theta_s)]\varphi_s \\ \varphi_{dqr} = [P(\theta_r)]\varphi_r \end{cases}$$

L'application de la transformation de Park aux équations électriques de la MADA, et dans le référentiel lié au champ tournant nous permet d'aboutir au système équations électriques suivantes :

Equations des tensions

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (2.23)$$

Avec : $\omega_r = p\Omega$ et $\omega_g = \omega_s - p\Omega$

Equations des flux

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (2.24)$$

2.3.5 Représentation d'état de la MAS à rotor bobiné

Le système multi variable peut être représenté par des équations d'état. Des choix multiples sont possibles pour le vecteur d'état. Parmi ceux-ci nous prendrons les composantes des courants statoriques et rotoriques :

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Par développement des flux en fonction des courants, les équations différentielles peuvent être écrites de la manière suivante :

$$[U] = [Z]. [i] + [L] \frac{d[i]}{dt} \quad (2.26)$$

Avec :

$$Z = \begin{bmatrix} R_s & -L_s\omega_s & 0 & -L_m\omega_s \\ L_s\omega_s & R_s & L_m\omega_s & 0 \\ 0 & -L_m\omega_g & R_r & -L_r\omega_g \\ L_m\omega_g & 0 & L_r\omega_g & R_r \end{bmatrix}; \quad L = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

Où :

[Z] : Matrice d'impédance.

[L] : Matrice d'inductance.

En exprimant l'équation (2.26) en fonction du vecteur d'état, cette dernière peut être écrite comme suit :

$$\frac{d[i]}{dt} = -[L]^{-1} \cdot [Z] \cdot [i] + [L]^{-1} \cdot [U] \quad (2.27)$$

Elle est de la forme :

$$\frac{d[i]}{dt} = [A] \cdot [i] + [B] \cdot [U] \quad (2.28)$$

Equivalente à :

$$\dot{X} = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (2.29)$$

[A] = $-[L]^{-1} \cdot [Z]$: Matrice d'évolution d'état du système.

[B] = $[L]^{-1}$: Matrice de commande du système.

2.3.6 Expression du couple de la MAS à rotor bobiné [3], [25]

La puissance absorbée par la MADA dans le système d'axes d, q , tout en négligeant les composantes homopolaires est exprimée par :

$$P(t) = (v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs}) + (v_{dr} \cdot i_{dr} + v_{qr} \cdot i_{qr}) \quad (2.30)$$

Par l'utilisation de l'expression des tensions données par (2.23), on peut écrire :

$$P(t) = [R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)] + [R_r(i_{dr}^2 + i_{qr}^2)] + \left[i_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \right] + \left[i_{dr} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + i_{qr} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \right] + [(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds})\omega_s] + [(\varphi_{dr}i_{qr} - \varphi_{qr}i_{dr})\omega_g] \quad (2.31)$$

L'expression (2.31) se compose de trois termes :

- $[R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)]$, $[R_r(i_{dr}^2 + i_{qr}^2)]$: (p_j) représentent respectivement la puissance dissipée en pertes par effet Joule dans les enroulements du stator et du rotor ;
- $\left[i_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \right]$, $\left[i_{dr} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + i_{qr} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \right]$: (p_{mag}) représentent respectivement les variations de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator et du rotor. Elles s'annulent en régime établi ;
- $[(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds})\omega_s]$, $[(\varphi_{dr}i_{qr} - \varphi_{qr}i_{dr})\omega_g]$: (p_{em}) représentent la puissance électrique transformée en puissance mécanique à l'intérieur de la machine ou puissance électromagnétique ;

A partir du système d'équation (2.24) on peut écrire :

$$\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds} = \varphi_{dr}i_{qr} - \varphi_{qr}i_{dr} \quad (2.32)$$

L'expression de la puissance électromagnétique de la machine:

$$p_{em} = [(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds})\omega_s] + [(\varphi_{dr}i_{qr} - \varphi_{qr}i_{dr})\omega_g] \quad (2.33)$$

En tenant compte de l'égalité (2.32), on aura :

$$p_{em} = (\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds})\omega_r \quad (2.34)$$

Le couple électromagnétique est défini par :

$$C_e = \frac{p_{em}}{\Omega} = p \frac{p_{em}}{\omega_r} \quad (2.35)$$

On a alors l'expression du couple électromagnétique :

$$C_e = p(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds}) \quad (2.36)$$

En tenant compte de l'égalité (2.32) et en utilisant les équations du flux (2.24), on peut écrire l'équation du couple sous plusieurs formes :

$$C_e = pL_m(i_{dr}i_{qs} - i_{ds}i_{qr}) \quad (2.37)$$

2.4 Modélisation de la machine asynchrone en cascade

Dans ce qui suit, on va modéliser la cascade de deux MADAs en exploitant le modèle précédent de la MADA. On va coupler les deux MADA électriquement et mécaniquement au niveau du rotor. Ce couplage est modélisé ici en supposant qu’il n’y a pas de défaut tel qu’une coupure de ligne et qu’il n’y a ni perte ni stockage d’énergie dans les connexions [26].

2.4.1 Machines asynchrones en cascade

Dans ce cas, on couplera les deux machines un couplage par frontal en raccordant leurs arbres ainsi que leurs bobinages rotoriques avec un branchement inverse c’est-à-dire avec inversion des phases rotorique, la figure suivante illustre ce couplage. Les grandeurs et paramètres associés à chaque machine seront identifiés par les indices 1 et 2 correspondants respectivement à la MADA n°1 et à la MADA n°2.

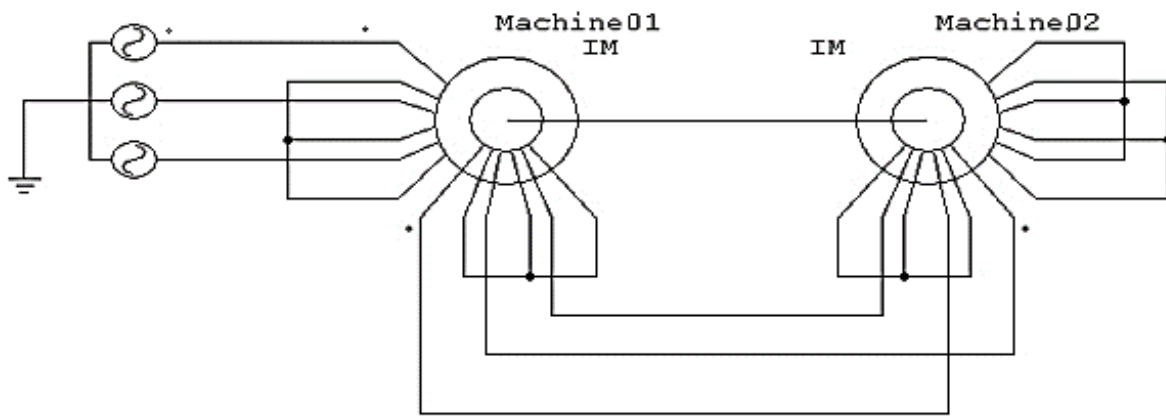


Figure (2.8) : Machine asynchrone en cascade [3].

2.4.2 Modèle de la cascade

La méthode d’analyse emploie la transformation de Park. Les équations des tensions et les flux des deux MADAs sont comme suit [27] :

La première machine :

Equations des tensions

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_{s1}\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_{s1}\varphi_{ds1} \\ v_{dr1} = R_{r1}i_{dr1} + \frac{d\varphi_{dr1}}{dt} - (\omega_{s1} - \omega_{r1})\varphi_{qr1} \\ v_{qr1} = R_{r1}i_{qr1} + \frac{d\varphi_{qr1}}{dt} + (\omega_{s1} - \omega_{r1})\varphi_{dr1} \end{cases} \quad (2.38)$$

Equations des flux

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_{m1}i_{dr1} \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_{m1}i_{qr1} \\ \varphi_{dr1} = L_{r1}i_{dr1} + L_{m1}i_{ds1} \\ \varphi_{qr1} = L_{r1}i_{qr1} + L_{m1}i_{qs1} \end{cases} \quad (2.39)$$

La deuxième machine :

Equations des tensions

$$\begin{cases} v_{dr2} = R_{r2}i_{dr2} + \frac{d\varphi_{dr2}}{dt} - (\omega_{s1} - \omega_{r1})\varphi_{qr2} \\ v_{qr2} = R_{r2}i_{qr2} + \frac{d\varphi_{qr2}}{dt} + (\omega_{s1} - \omega_{r1})\varphi_{dr2} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - (\omega_{s1} - \omega_{r1} - \omega_{r2})\varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + (\omega_{s1} - \omega_{r1} - \omega_{r2})\varphi_{ds2} \end{cases} \quad (2.40)$$

Equations des flux

$$\begin{cases} \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_{m2}i_{dr2} \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_{m2}i_{qr2} \\ \varphi_{dr2} = L_{r2}i_{dr2} + L_{m2}i_{ds2} \\ \varphi_{qr2} = L_{r2}i_{qr2} + L_{m2}i_{qs2} \end{cases} \quad (2.41)$$

La deuxième machine va être alimentée par son rotor (couplage électrique des deux rotors).

On prés deux machine identiques :

$$\begin{cases} v_{dr1} = v_{dr2} = v_{dr} \\ v_{qr1} = v_{qr2} = v_{qr} \end{cases} ; \quad \begin{cases} i_{dr1} = i_{dr2} = i_{dr} \\ i_{qr1} = i_{qr2} = i_{qr} \end{cases} \quad (2.42)$$

On pose :

$$L_r = L_{r1} + L_{r2} ; \quad R_r = R_{r1} + R_{r2} ; \quad \omega_{g1} = \omega_{s1} - \omega_{r1} ; \quad \omega_{s2} = \omega_{s1} - \omega_{r1} - \omega_{r2}$$

En remplaçant les équations des flux (2.39) et (2.41) dans les équations des tensions (2.38) et (2.40) , en substituant les équations (2.42), le système d'équations à 8 équations se réduit à 6 équations. On aura alors :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}\frac{di_{ds1}}{dt} + L_{m1}\frac{di_{dr}}{dt} - \omega_{s1}L_{s1}i_{qs1} - \omega_{s1}L_{m1}i_{qr} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}\frac{di_{qs1}}{dt} + L_{m1}\frac{di_{qr}}{dt} + \omega_{s1}L_{s1}i_{ds1} + \omega_{s1}L_{m1}i_{dr} \\ 0 = R_r i_{dr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} + L_{m1}\frac{di_{ds1}}{dt} - \omega_{g1}L_r i_{qr} - \omega_{g1}L_{m1}i_{qs1} - L_{m2}\frac{di_{ds2}}{dt} + \omega_{g1}L_{m2}i_{qs2} \\ 0 = R_r i_{qr} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} + L_{m1}\frac{di_{qs1}}{dt} + \omega_{g1}L_r i_{dr} + \omega_{g1}L_{m1}i_{ds1} - L_{m2}\frac{di_{qs2}}{dt} - \omega_{g1}L_{m2}i_{ds2} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}\frac{di_{ds2}}{dt} - L_{m2}\frac{di_{dr}}{dt} - \omega_{s2}L_{s2}i_{qs2} + \omega_{s2}L_{m2}i_{qr} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}\frac{di_{qs2}}{dt} - L_{m2}\frac{di_{dr}}{dt} + \omega_{s2}L_{s2}i_{ds2} - \omega_{s2}L_{m2}i_{dr} \end{cases} \quad (2.43)$$

Ce système peut être résumé comme suit :

$$[U] = [Z]. [i] + [L] \frac{d[i]}{dt} \quad (2.44)$$

Où :

$[U]$, $[i]$ Vecteurs des tensions et courants respectivement dans le repère de Park.

Avec :

$$Z = \begin{bmatrix} R_{s1} & -\omega_{s1}L_{s1} & 0 & -\omega_{s1}L_{m1} & 0 & 0 \\ \omega_{s1}L_{s1} & R_{s1} & \omega_{s1}L_{m1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_{g1}L_{m1} & R_r & -\omega_{g1}L_r & 0 & \omega_{g1}L_{m2} \\ \omega_{g1}L_{m1} & 0 & \omega_{g1}L_r & R_r & -\omega_{g1}L_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_{s2}L_{m2} & R_{s2} & -\omega_{s2}L_{s2} \\ 0 & 0 & -\omega_{s2}L_{m2} & 0 & \omega_{s2}L_{s2} & R_{s2} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Et :

$$L = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & L_{m1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{s1} & 0 & L_{m1} & 0 & 0 \\ L_{m1} & 0 & L_r & 0 & -L_{m2} & 0 \\ 0 & L_{m1} & 0 & L_r & 0 & -L_{m2} \\ 0 & 0 & -L_{m2} & 0 & L_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_{m2} & 0 & L_{s2} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

On peut décomposer la matrice Z ainsi :

$$Z = A + \omega_{s1}B + \omega_{r1}C + \omega_{r2}D$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} 0 & -L_{s1} & 0 & -L_{m1} & 0 & 0 \\ L_{s1} & 0 & L_{m1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{m1} & 0 & L_r & 0 & -L_{m2} \\ -L_{m1} & 0 & -L_r & 0 & L_{m2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_{m2} & 0 & L_{s2} \\ 0 & 0 & L_{m2} & 0 & -L_{s2} & 0 \end{bmatrix} ; \quad C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -L_{m2} & 0 & L_{s2} \\ 0 & 0 & L_{m2} & 0 & -L_{s2} & 0 \end{bmatrix}$$

L'équation du couple électromagnétique de la cascade sera la somme des couples électromagnétique des deux machines :

$$C_e = C_{e1} + C_{e2} = p_1 L_{m1} (i_{dr} i_{qs1} - i_{ds1} i_{qr}) + p_2 L_{m2} (i_{dr} i_{qs2} - i_{ds2} i_{qr}) \quad (2.47)$$

Si nous avons deux machines identiques c'est-à-dire $p_1 = p_2 = p$ et $L_{m1} = L_{m2} = L_m$ alors l'équation du couple sera :

$$C_e = p L_m [i_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - i_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (2.48)$$

2.5 Simulation et interprétation des résultats

Les résultats de simulation d'un démarrage direct de la MASEC sont réalisés en utilisant Matlab-simulink. Les enroulements de stator de la première machine sont couplés directement sur le réseau triphasé et les enroulements du stator de la deuxième machine sont en court-circuit. On applique à la machine une charge $C_r = 11000 \text{ N.m}$ (couple nominal d'une machine) à la période $t = 4 \text{ sec}$. On considère deux machines identiques ($p_1 = p_2 = 2$).

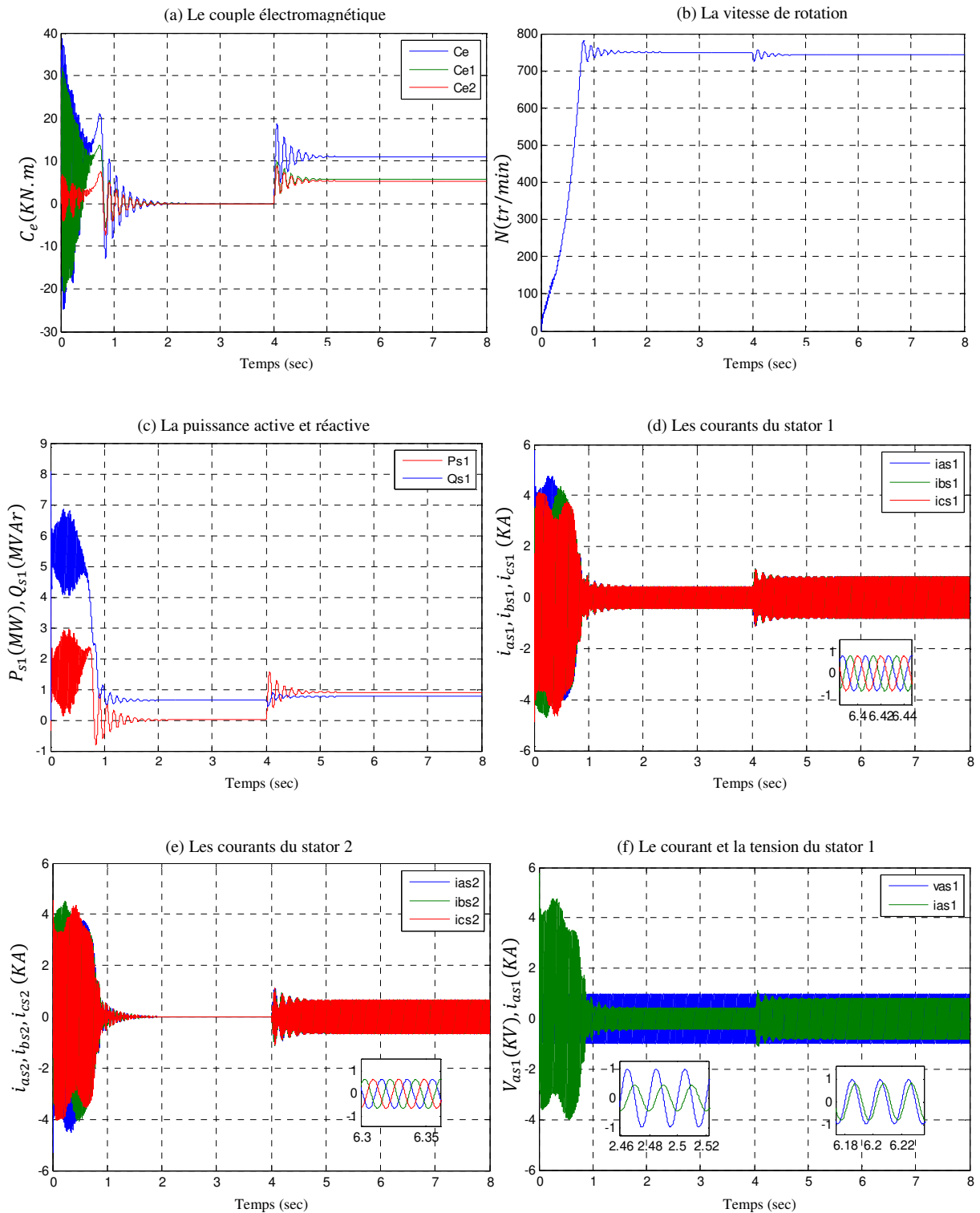


Figure (2.9) : Evolution des caractéristiques de la MASEC.

La figure (2.9 (a)) représente le couple électromagnétique de deux machines. Le couple de la cascade est la somme des couples des deux machines.

La figure (2.9 (b)) représente la vitesse de rotation en fonction du temps. On remarque que la vitesse augmente et stabilise à la valeur de 750 tr/min en régime permanent, on voit une petite diminution de la vitesse après la période $t = 4 \text{ sec}$ à cause de l'introduction du couple résistant. Elle correspond alors à la vitesse pour un nombre de paires de pôles $p_1 + p_2 = 4$. Donc, la cascade des deux machines tourne comme si nous avons une machine de p paires de pôles.

La figure (2.9 (c)) représente la puissance active et réactive de la première machine. La puissance est positif donc la machine absorbe de l'énergie active et réactive, à vide la puissance active est nul et la puissance réactive est positif après l'introduction du couple résistant à l'instant $t = 4 \text{ sec}$ la puissance active augmente et devient supérieure à la puissance réactive et cette dernière augmente aussi légèrement.

Les figures (2.9 (d)), (2.9 (e)) représentent les courants statoriques de la première et de la deuxième machine, on remarque une augmentation des courants après l'introduction du couple résistant à l'instant $t = 4 \text{ sec}$. Les courant du stator 1 est assez grand que stator 2.

La figure (2.9 (f)) représente le courant et la tension de la première machine.

2.6 Modélisation du convertisseur MLI

L'onduleur est un convertisseur d'électronique de puissance qui permet la conversion continue alternative. Il fonctionne en commutation forcée et conçu généralement à base de transistors. Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI). L'onduleur c'est le cœur du système d'alimentation. Il est formé de trois bras indépendants portant chacun deux interrupteurs. Un interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. Il permet d'imposer à la machine des tensions ou des courants à amplitude et fréquence variables [28].

La commande des deux transistors du même bras doit être complémentaire pour assurer la continuité des courants de sortie et éviter le court-circuit de la source [28]. La figure (2.10) représente le schéma de principe d'un onduleur triphasé qui alimente la machine.

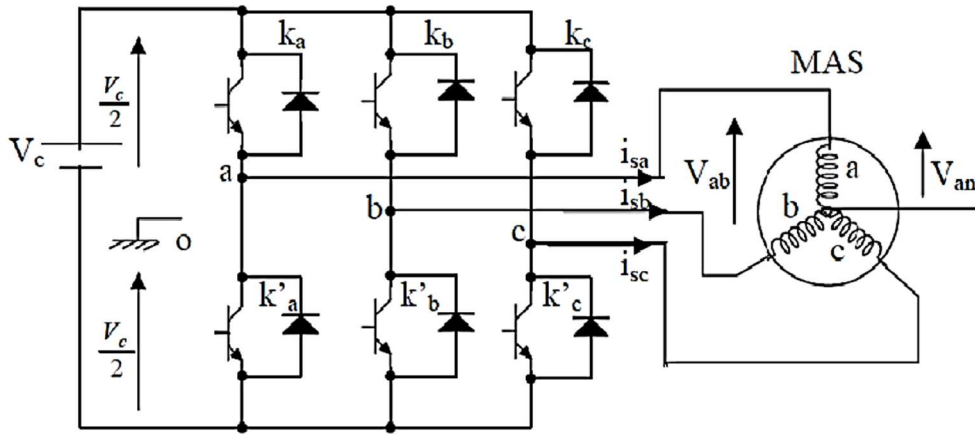


Figure (2.10) : Schématisation de l'ensemble convertisseur-MAS [17].

Chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur } i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{l'interrupteur } i \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Avec :

$$S_i + \bar{S}_i = 1 \text{ Et } i = 1 \dots 3.$$

On peut déduire les tensions composées en utilisant les tensions de phase précédentes exprimées par rapport au point milieu :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} + v_{ob} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} + v_{oc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} + v_{oa} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (2.49)$$

Soit n le point neutre du côté de la charge, alors on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} + v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} + v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} + v_{no} \end{cases} \quad (2.50)$$

Avec v_{no} la tension fictive entre le neutre de la machine et le point fictif d'indice "o".

Et comme le système est supposé en équilibre, c'est-à-dire :

$$i_{an} + i_{bn} + i_{cn} = 0 \text{ Et } u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0$$

Alors :

$$u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (2.51)$$

En remplaçant (2.51) dans (2.50), on obtient :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} - v_{no} = \frac{1}{3}(2v_{ao} - v_{bo} - v_{co}) \\ v_{bn} = v_{bo} - v_{no} = \frac{1}{3}(2v_{bo} - v_{ao} - v_{co}) \\ v_{cn} = v_{co} - v_{no} = \frac{1}{3}(2v_{co} - v_{ao} - v_{bo}) \end{cases} \quad (2.52)$$

L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu-alternatif ($DC \rightarrow AC$) :

$$[v_{AC}] = [T] \cdot [v_{DC}] \quad (2.53)$$

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_c}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

Avec :

$$[T] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$$

2.7 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [16].

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale [16] :

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence : $m = \frac{f_p}{f_o}$

- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse: $r = \frac{V_r}{V_p}$

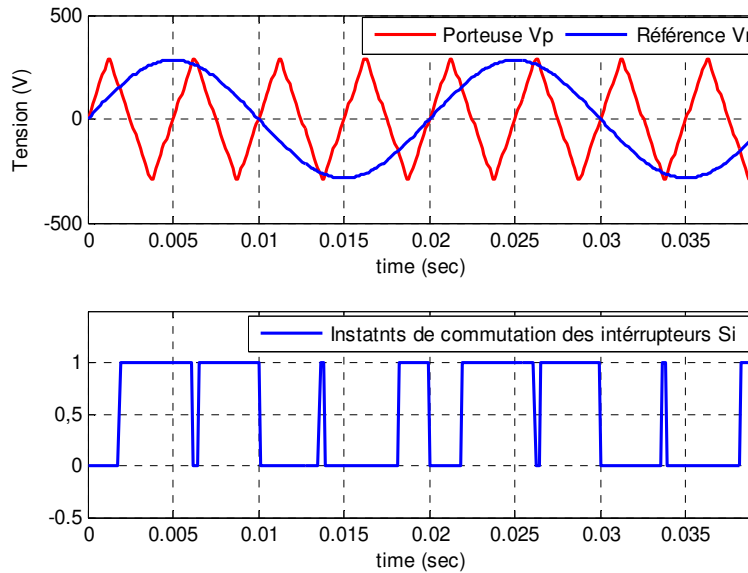


Figure (2.11) : Principe de la commande MLI.

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par [17] :

$$\begin{cases} v_{as-ref} = v_m \cdot \sin(2\pi f) \\ v_{bs-ref} = v_m \cdot \sin\left(2\pi f - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs-ref} = v_m \cdot \sin\left(2\pi f + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.55)$$

L'équation de la porteuse donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{Si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{Si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2.56)$$

On note que la MLI permet une nette réduction des harmoniques des courants, en augmentant la fréquence de découpage. Elle permet aussi de repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ce qui facilite le filtrage ; comme elle permet aussi de faire varier le fondamental de la tension désirée [16].

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a réalisé la modélisation de la chaîne de conversion. On a commencé par établir le modèle de la turbine éolienne, ensuite, un rappel sur le modèle de la MADA. La cascade de deux machines asynchrone qui est équivalent au couplage de deux MADAs, d'où le modèle de la cascade. La simplification de ce modèle a été effectuée à l'aide des hypothèses simplificatrices et la transformation de park qui transforme le système triphasé vers un système biphasé équivalent au premier, finalement la modélisation de l'onduleur MLI qui est nécessaire à la commande.

Les résultats de simulation montrent que la cascade des deux machines tourne comme une machine de p paires de pôles. Le couple de la deuxième machine est plus au moins faible par rapport à la première machine car il y a une perte de puissance. Le chapitre suivant est consacré au contrôle de puissance de la cascade en utilisant des régulateurs PI et le mode de glissement.

Chapitre 3 : Contrôle par mode de glissement

3.1 Introduction

Les lois de commande utilisant les régulateurs de type PID donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants, mais pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la vitesse et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

Depuis plusieurs années, la commande par mode de glissement reste l'un des domaines de la commande les plus étudiés dans les travaux de recherche. Elle connaît une large gamme d'applications dans des domaines très variés tels que la robotique, la mécanique et l'électrotechnique [29].

L'étude présentée dans ce chapitre concerne tout d'abord, l'élaboration du modèle de commande, qui permettra un contrôle indépendant des puissances active et réactive de MASEC par une commande vectorielle direct à l'aide des régulateur PI. Ensuite, nous intéresserons à l'étude des algorithmes de commande à régime glissant appliqués à la MASEC pour le contrôle indépendant des puissances active et réactive.

3.2 Description du système étudié

Le premier stator de MASEC est relié directement au réseau. Le but est le contrôle de la puissance active et réactive qui transitent par le stator 1. Lorsque la puissance aérodynamique de la turbine est supérieure à la puissance admissible au stator 1, on crée un deuxième chemin à travers le stator 2 pour ne pas surcharger le stator 1. Ce qui revient, dans ce cas, à alimenter le réseau du maximum de puissance possible [3], [17]. Pour pouvoir contrôler la production d'électricité de l'éolienne, nous réaliserons une commande qui permettra un contrôle indépendant des puissances active et réactive du stator 1, en établissant les équations qui lient les tensions du stator 2, générées par un convertisseur de fréquence, aux puissances active et réactive du stator 1. Le système à étudier est illustré sur la figure (3.1).

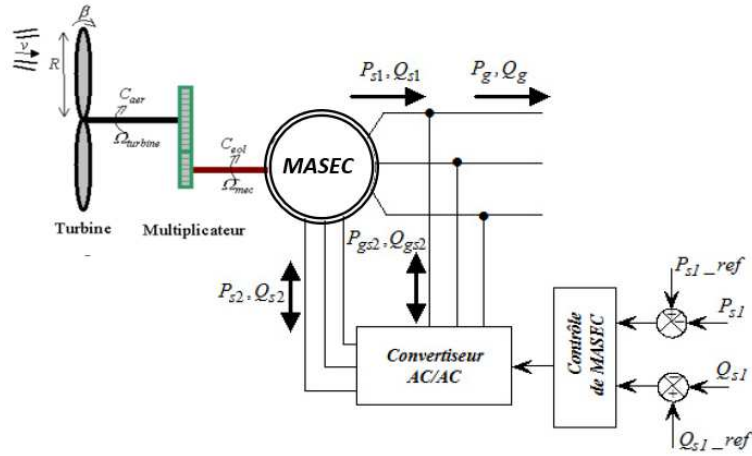


Figure (3.1) : Schéma du système étudié.

3.3 Contrôle de puissance de la MASEC

L'objectif du contrôle de puissance de la MASEC consiste à lui faire suivre une consigne en puissance avec une dynamique électrique. Le schéma bloc du contrôle de puissance de la MASEC est montré sur la figure (3.3).

Les puissances actives et réactives du stator 1 et du stator 2 sont exprimées par :

$$\begin{cases} P_{s1} = v_{ds1} i_{ds1} + v_{qs1} i_{qs1} \\ Q_{s1} = v_{qs1} i_{ds1} - v_{ds1} i_{qs1} \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\begin{cases} P_{s2} = v_{ds2} i_{ds2} + v_{qs2} i_{qs2} \\ Q_{s2} = v_{qs2} i_{ds2} - v_{ds2} i_{qs2} \end{cases} \quad (3.2)$$

Les puissances active et réactive du réseau s'expriment :

$$\begin{cases} P_g = P_{s1} + P_{s2} \\ Q_g = Q_{s1} + Q_{gs2} \end{cases} \quad (3.3)$$

L'expression du couple électromagnétique :

$$C_e = p_1(\varphi_{ds1} i_{qs1} - \varphi_{qs1} i_{ds1}) + p_2(\varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs2} i_{ds2}) \quad (3.4)$$

Si on suppose deux machines identiques c'est à dire $p = p_1 = p_2$, alors le couple devient :

$$C_e = p(\varphi_{ds1} i_{qs1} - \varphi_{qs1} i_{ds1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs2} i_{ds2}) \quad (3.5)$$

3.3.1 Fonctionnement de la MASEC dans les quatre quadrants

La MASEC est contrôlable grâce au convertisseur de puissance bidirectionnelle reliée aux enroulements du stator. De ce fait, la MASEC peut fonctionner en moteur ou en générateur aux vitesses hypo synchrone et hyper synchrone.

On distingue quatre modes de fonctionnement opérationnels de la MASEC, où P_{s1} , P_{s2} et P_m étant respectivement la puissance du stator 1 délivrée au réseau (ou fournie par le réseau), la puissance transitant par le stator 2 et la puissance mécanique [3], [17].

Les différents modes de fonctionnement de la MASEC sont illustrés dans la figure (3.2), où la convention suivante est adoptée : flèche de P_{s1} , P_{s2} dirigée vers l'armature est comptée négativement ou absorption de puissance, et inversement (flèche de P_{s1} , P_{s2}) est comptée positivement ou fourniture de puissance.

Mode hypo synchrone :

Dans ce cas, la vitesse de rotation est inférieure à celle de synchronisme et glissement devient positif.

- *Fonctionnement en mode moteur, quadrant 1* : La puissance est fournie par le réseau ($P_g > 0$). Le premier stator absorbe une puissance P_{s1} du réseau et le deuxième stator fournit une puissance P_{s2} .
- *Fonctionnement en mode génératrice, quadrant 4* : la puissance fournie au réseau est négative ($P_g < 0$). Le stator 1 fournit une puissance P_{s1} , et une partie de la puissance transitant par le stator 1 est réabsorbée par le stator 2.

Mode hyper synchrone :

Dans ce cas, la vitesse de rotation est supérieure à celle de synchronisme et le glissement devient négatif.

- *Fonctionnement en mode moteur, quadrant 2* : La puissance est fournie par le réseau ($P_g > 0$). Le stator 1 et le stator 2 absorbent une puissance $P_{s1,s2}$ du réseau.

- *Fonctionnement en mode génératrice, quadrant 3* : La puissance fournie au réseau est négative ($P_g < 0$). Les deux stators 1 et 2 fournissent les puissances P_{s1} et P_{s2} respectivement au réseau.

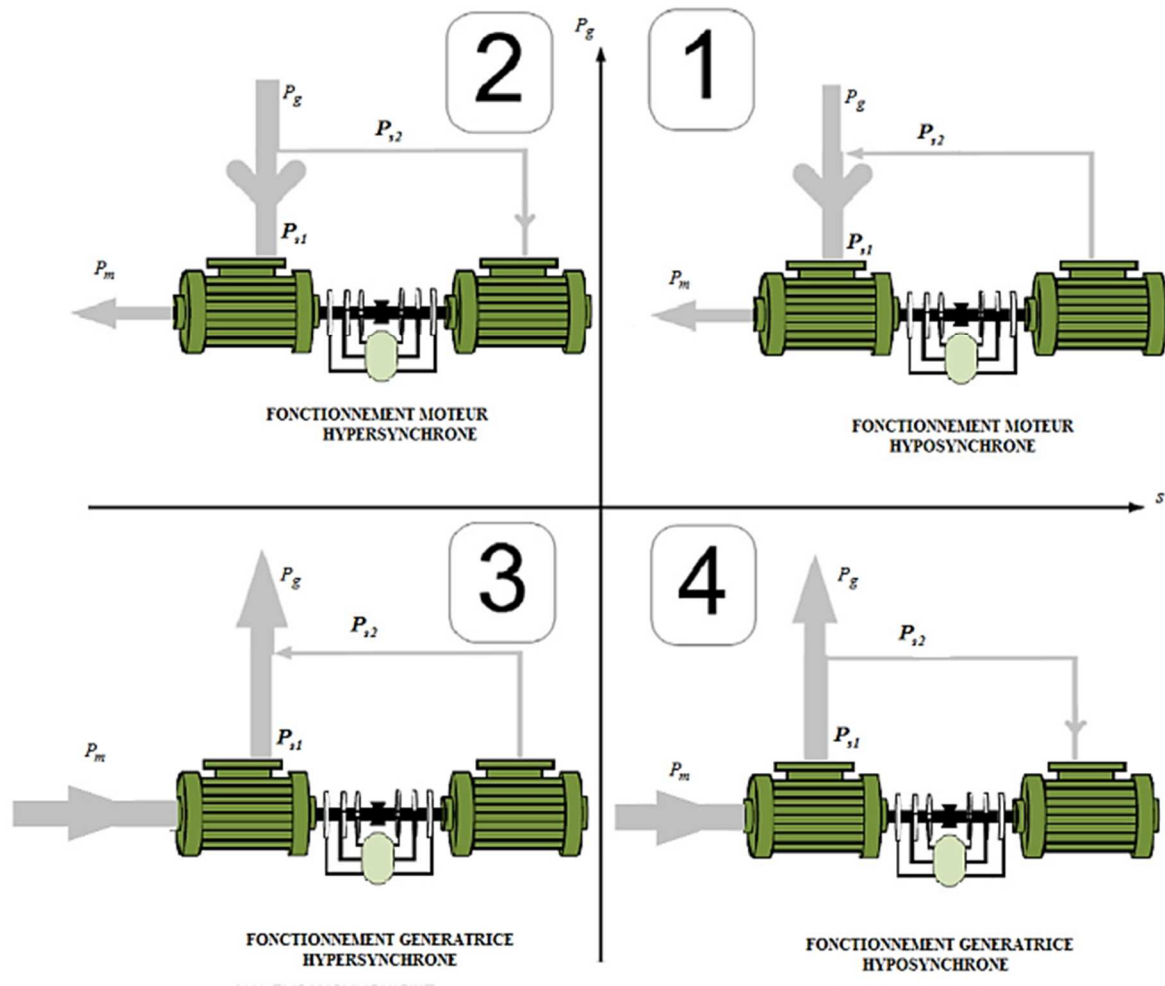


Figure (3.2) Illustration des différents modes de fonctionnement de la MASEC [3].

3.3.2 Modèle pour le contrôle indépendant des puissances du stator 1

On suivra les mêmes étapes pour la réalisation du contrôle indépendant de puissance de la MADA, citées dans [30], afin de réaliser le découplage de puissances de la MASEC [3], [17], [31].

En orientant le repère (dq) afin que l'axe d soit aligné sur le flux du premier stator φ_{s1} , le modèle obtenu de la MASEC se simplifie et le dispositif de commande qui en résulte l'est également. Le flux du premier stator suivant l'axe q est constamment nul.

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = \varphi_{s1} \\ \varphi_{qs1} = 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

En utilisant la simplification (3.6) pour simplifier les équations des flux comme suite :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = \varphi_{s1} = L_{s1}i_{ds1} + L_{m1}i_{dr} \\ \varphi_{qs1} = 0 = L_{s1}i_{qs1} + L_{m1}i_{qr} \end{cases} \quad (3.7)$$

Les courants du stator 1 en fonction des courants du rotor sont :

$$\begin{cases} i_{ds1} = -\frac{L_{m1}}{L_{s1}}i_{dr} + \frac{1}{L_{s1}}\varphi_{s1} \\ i_{qs1} = -\frac{L_{m1}}{L_{s1}}i_{qr} \end{cases} \quad (3.8)$$

L'équation du couple électromagnétique (3.5), devient :

$$C_e = p(\varphi_{s1}i_{qs1} + \varphi_{ds2}i_{qs2} - \varphi_{qs2}i_{ds2}) \quad (3.9)$$

En supposant le réseau électrique stable, ayant pour tension simple V_s , cela conduit à un flux statorique φ_{s1} constant. De plus, si on néglige la résistance des enroulements du stator 1 ($R_{s1} = 0$), hypothèse réaliste pour les machines de forte puissance utilisées pour la production éolienne, les équations des tensions du stator 1 se réduisent à :

$$\begin{cases} v_{ds1} = 0 \\ v_{qs1} = V_s = \omega_{s1}\varphi_{s1} \end{cases} \quad (3.10)$$

Du fait que les enroulements des rotors sont couplés électriquement, on aura alors l'égalité suivante :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_{r1}i_{dr} + L_{m1}i_{ds1} = -L_{r2}i_{dr} + L_{m2}i_{ds2} \\ \varphi_{qr} = L_{r1}i_{qr} + L_{m1}i_{qs1} = -L_{r2}i_{qr} + L_{m2}i_{qs2} \end{cases} \quad (3.11)$$

On pose :

$$C = \frac{L_{m2}}{L_{r1} + L_{r2} - \frac{L_{m1}^2}{L_{s1}}}$$

En remplaçant les courants de l'équation (3.8) dans l'égalité (3.11), on trouve :

$$\begin{cases} i_{dr} = C \cdot i_{ds2} - C \cdot \frac{L_{m1} \cdot V_s}{\omega_{s1} \cdot L_{s1} \cdot L_{m2}} \\ i_{qr} = C \cdot i_{qs2} \end{cases} \quad (3.12)$$

A partir des équations (3.8) et (3.11), on peut écrire les relations liant les courants du stator 1 et 2 :

$$\begin{cases} i_{ds1} = \frac{V_s}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}} \left(1 + \frac{C \cdot L_{m1}^2}{L_{s1} \cdot L_{m2}} \right) - C \cdot \frac{L_{m1}}{L_{s1}} i_{ds2} \\ i_{qs1} = -C \cdot \frac{L_{m1}}{L_{s1}} i_{qs2} \end{cases} \quad (3.13)$$

Avec : $\varphi_{s1} = \frac{V_s}{\omega_{s1}}$

Les glissements sont: $s_1 = \frac{\omega_{s1} - p_1 \Omega}{\omega_{s1}}$; $s_2 = \frac{s_1 \cdot \omega_{s1} - p_2 \Omega}{s_1 \cdot \omega_{s1}}$

Le glissement total de la MASEC devient :

$$s = s_1 \cdot s_2 = \frac{\omega_{s1} - \omega_{r1} - \omega_{r2}}{\omega_{s1}} = \frac{\omega_{s1} - \Omega(p_1 + p_2)}{\omega_{s1}} \quad (3.14)$$

Il en découle que : $\omega_{s2} = s \cdot \omega_{s1}$

3.3.3 Relation entre la tension du deuxième stator et son courant

On remplace l'équation (3.12) dans (2.41), le flux de deuxième stator sera :

$$\begin{cases} \varphi_{ds2} = (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) i_{ds2} + C \cdot V_s \frac{L_{m1}}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}} \\ \varphi_{qs2} = (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) i_{qs2} \end{cases} \quad (3.15)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - s \cdot \omega_{s1} \cdot \varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + s \cdot \omega_{s1} \cdot \varphi_{ds2} \end{cases} \quad (3.16)$$

En remplaçant les flux (3.15), dans les expressions des tensions du deuxième stator (3.16), on aura :

$$\begin{cases} v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) \frac{di_{ds2}}{dt} - s \cdot \omega_{s1}(L_{s2} - C \cdot L_{m2})i_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) \frac{di_{qs2}}{dt} + s \cdot \omega_{s1}(L_{s2} - C \cdot L_{m2})i_{ds2} + C \cdot s \frac{L_{m1} \cdot V_s}{L_{s1}} \end{cases} \quad (3.17)$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants du stator 2 diphasés disparaissent. Nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} - s \cdot \omega_{s1}(L_{s2} - C \cdot L_{m2})i_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + s \cdot \omega_{s1}(L_{s2} - C \cdot L_{m2})i_{ds2} + C \cdot V_s \frac{L_{m1}}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}} \end{cases} \quad (3.18)$$

v_{ds2} Et v_{qs2} sont les composantes diphasées des tensions du deuxième stator à imposer à la machine pour obtenir les courants i_{ds2} et i_{qs2} voulus. L'influence des termes de couplage entre les deux axes en $s \cdot \omega_{s1}(L_{s2} - C \cdot L_{m2})$ est minime. Une synthèse adéquate des régulateurs dans la boucle de commande permettra de les compenser.

En revanche, le terme $C \cdot V_s \frac{L_{m1}}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}}$ représente une force électromotrice dépendante de la vitesse de rotation. Son influence n'est pas négligeable car elle entraîne une erreur de trainage. Le contrôle du système devra donc prendre en compte cette erreur.

3.3.4 Relation entre la puissance du premier stator et le courant deuxième stator

Tenant compte les hypothèses simplificatrices effectuées dans notre cas ($v_{ds1} = 0$), les puissances active et réactive de l'équation (3.1), deviendront :

$$\begin{cases} P_{s1} = v_{qs1}i_{qs1} = V_s i_{qs1} \\ Q_{s1} = v_{qs1}i_{ds1} = V_s i_{ds1} \end{cases} \quad (3.19)$$

En substituant l'équation (3.13) dans (3.19) et en approximant φ_{s1} par $\frac{V_s}{\omega_{s1}}$, les expressions des puissances, active P_{s1} et réactive Q_{s1} deviennent alors :

$$\begin{cases} P_{s1} = -C \cdot V_s \frac{L_{m1}}{L_{s1}} i_{qs2} \\ Q_{s1} = \frac{V_s^2}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}} \left(1 + \frac{C \cdot L_{m1}^2}{L_{s1} \cdot L_{m2}} \right) - C \cdot V_s \frac{L_{m1}}{L_{s1}} i_{ds2} \end{cases} \quad (3.20)$$

Le schéma bloc du système électrique à réguler tiré des équations (3.17) et (3.20) est illustré dans la figure (3.3).

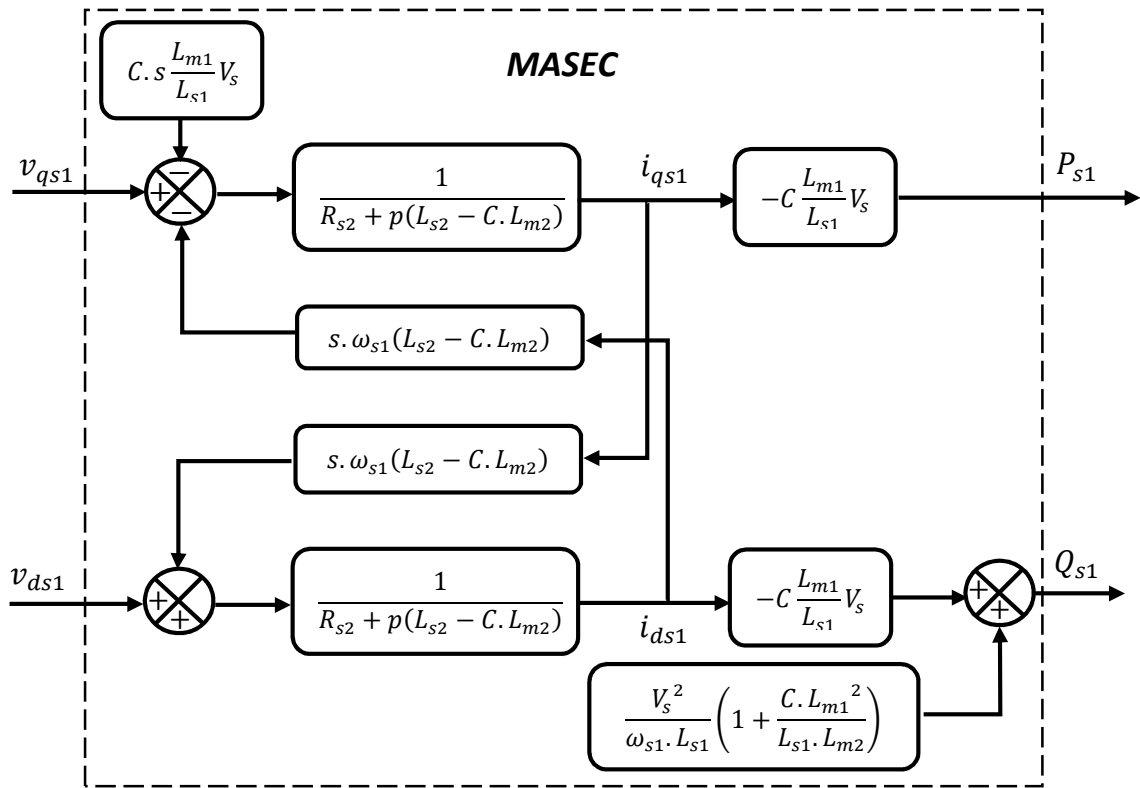


Figure (3.3) : Schéma-bloc du système à réguler.

Ce schéma fait apparaître des fonctions de transfert premier ordre pour les deux axes liant les tensions du stator 2 aux puissances active et réactive du stator 1. De plus, du fait de la faible valeur du glissement, il montre également que nous pouvons mettre sans difficulté en place une commande vectorielle directe, étant donné que l'influence de couplage près, chaque axe peut être commandé indépendamment avec chacun son propre régulateur (PI). Les grandeurs de références pour ces régulateurs seront :

La puissance active pour l'axe q stator 1 et la puissance réactive pour l'axe d stator 1.

3.4 Commande vectorielle direct de la MASEC

L'objectif de la commande vectorielle en puissance de la MASEC consiste à lui faire suivre une consigne en puissance avec une dynamique électrique, la mieux possible que le permet la fréquence de modulation du convertisseur utilisé. Le schéma bloc de la commande vectorielle est montré sur la figure (3.4).

Dans notre cas, nous considérons que la machine est connectée sur un réseau stable, la tension V_s est par conséquent constants.

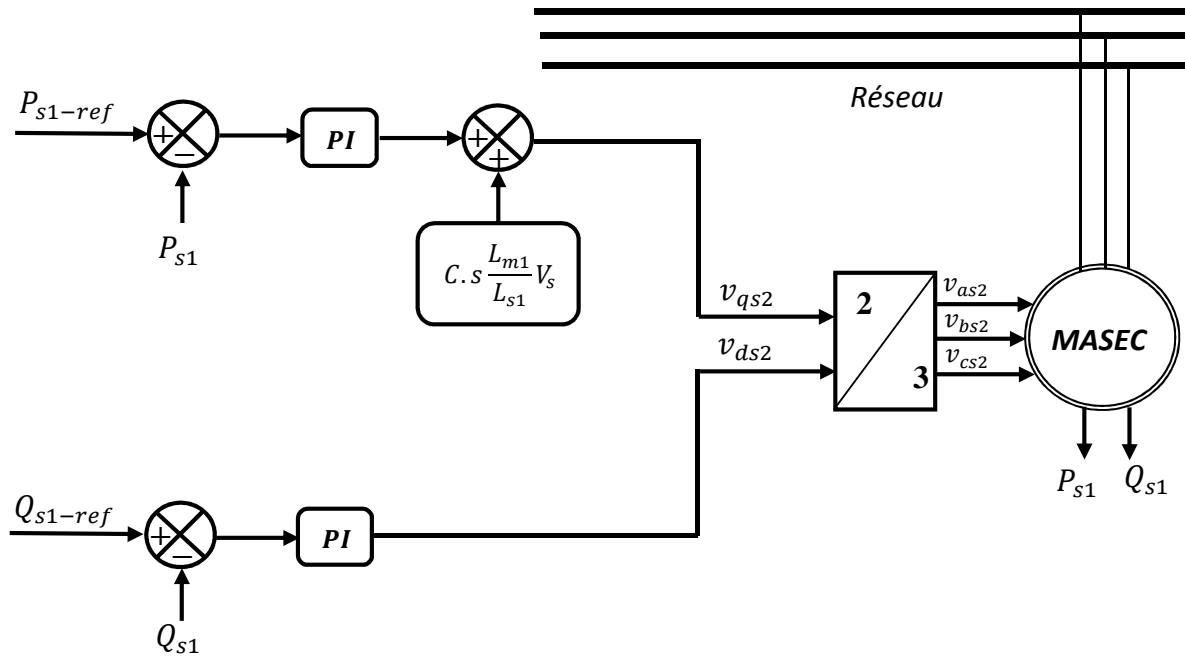


Figure (3.4) : Schéma-bloc de la commande vectorielle en puissance.

3.4.1 Synthèse du régulateur PI

Le régulateur Proportionnel Intégral (PI), utilisé pour commander la MASEC, est simple et rapide à mettre en œuvre tout en offrant des performances acceptables.

La figure (3.5) montre une partie de notre système bouclé et corrigé par un régulateur PI dont la fonction de transfert est de la forme $k_p + \frac{k_i}{p}$, correspondant aux deux régulateurs utilisés dans la figure (3.4) :

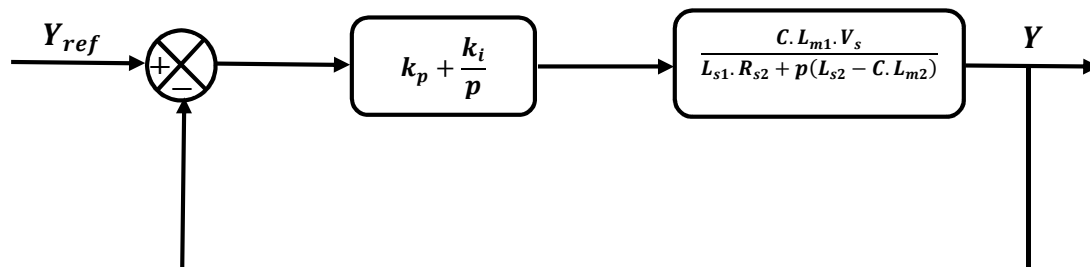


Figure (3.5) : Représentation schématique de la boucle de régulation de la puissance du premier stator.

La Fonction de Transfert en Boucle Ouverte (FTBO) avec les régulateurs s'écrit de la manière suivante :

$$FTBO = \frac{P + \frac{k_i}{P} \frac{C.Lm_1.V_s}{L_{s1}(L_{s2}-C.Lm_2)}}{\frac{P}{k_p} \frac{R_{s2}}{P + (L_{s2}-C.Lm_2)}} \quad (3.21)$$

Afin d'éliminer le zéro présent sur la fonction de transfert, nous choisissons la méthode de compensation de pôles pour la synthèse du régulateur, ce qui se traduit par l'égalité suivante :

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_{s2}}{(L_{s2}-C.Lm_2)} \quad (3.22)$$

Nous notons ici que l'intérêt de la compensation de pôles ne se manifeste uniquement que si les paramètres de la machine sont identifiés avec précision puisque les gains des correcteurs sont établis en fonction de ces mêmes paramètres. Si les paramètres réels sont différents de ceux utilisés dans la synthèse, la compensation est inefficace [32].

Si on effectue la compensation, on obtient la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) suivante :

$$FTBO = \frac{1}{1 + P \frac{L_{s1}(L_{s2}-C.Lm_2)}{k_p.C.Lm_1.V_s}} \quad (3.23)$$

Ce qui nous donne en boucle fermée :

$$FTBO = \frac{1}{1 + \tau_r P} \quad (3.24)$$

$$\text{Ou : } \tau_r = \frac{1}{1 + P \frac{L_{s1}(L_{s2}-C.Lm_2)}{k_p.C.Lm_1.V_s}}$$

Avec : τ_r Constante de temps.

Le temps de réponse du système est de l'ordre de 10ms, correspondant à une valeur suffisamment rapide pour l'utilisation faite sur l'éolienne où les variations de vent sont peu rapides et les constantes de temps mécanique sont importantes. S'imposer une valeur plus faible n'améliorerait probablement pas les performances de l'ensemble, mais

risquerait d'engendrer des perturbations lors des régimes transitoires en provoquant des dépassements et des instabilités indésirables [3].

Les gains des correcteurs sont exprimés en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse :

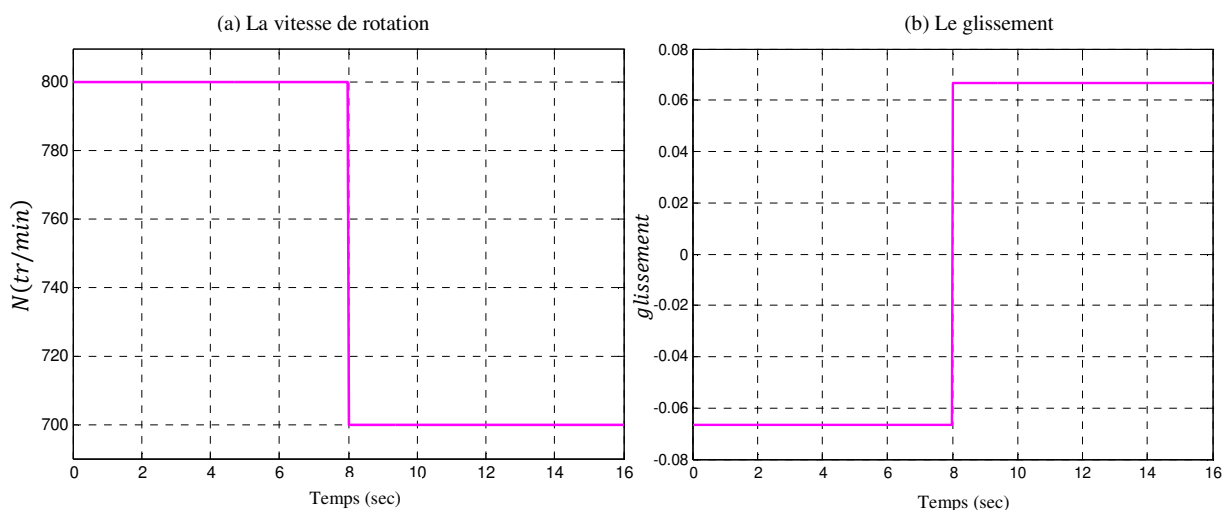
$$\begin{cases} k_p = \frac{L_{S1}(L_{S2}-C.L_{m2})}{\tau_r.C.L_{m1}.V_S} \\ k_i = k_p \frac{R_{S2}}{(L_{S2}-C.L_{m2})} = \frac{L_{S1}.R_{S2}}{\tau_r.C.L_{m1}.V_S} \end{cases} \quad (3.25)$$

La méthode de compensation des pôles qui nous avons utilisé présente l'avantage d'être rapide à mettre en œuvre sur une fonction de transfert du premier ordre, il est évident qu'elle n'est pas la seule méthode valable pour la synthèse du régulateur PI.

Application numérique : $k_p = 0.000118$ et $k_i = 0.00184$.

3.4.2 Résultats de simulation

On applique à la MASEC deux échelons de vitesse, l'un supérieur et l'autre inférieur à la vitesse du synchronisme. Les puissances de références actives $P_{S1} = 1.5MW$ entre $[0s - 4s; 12s - 16s]$ et $P_{S1} = -1.5MW$ entre $[4s - 12s]$ et réactive $Q_{S1} = 0 MVA$ de $0s$ à $16s$.



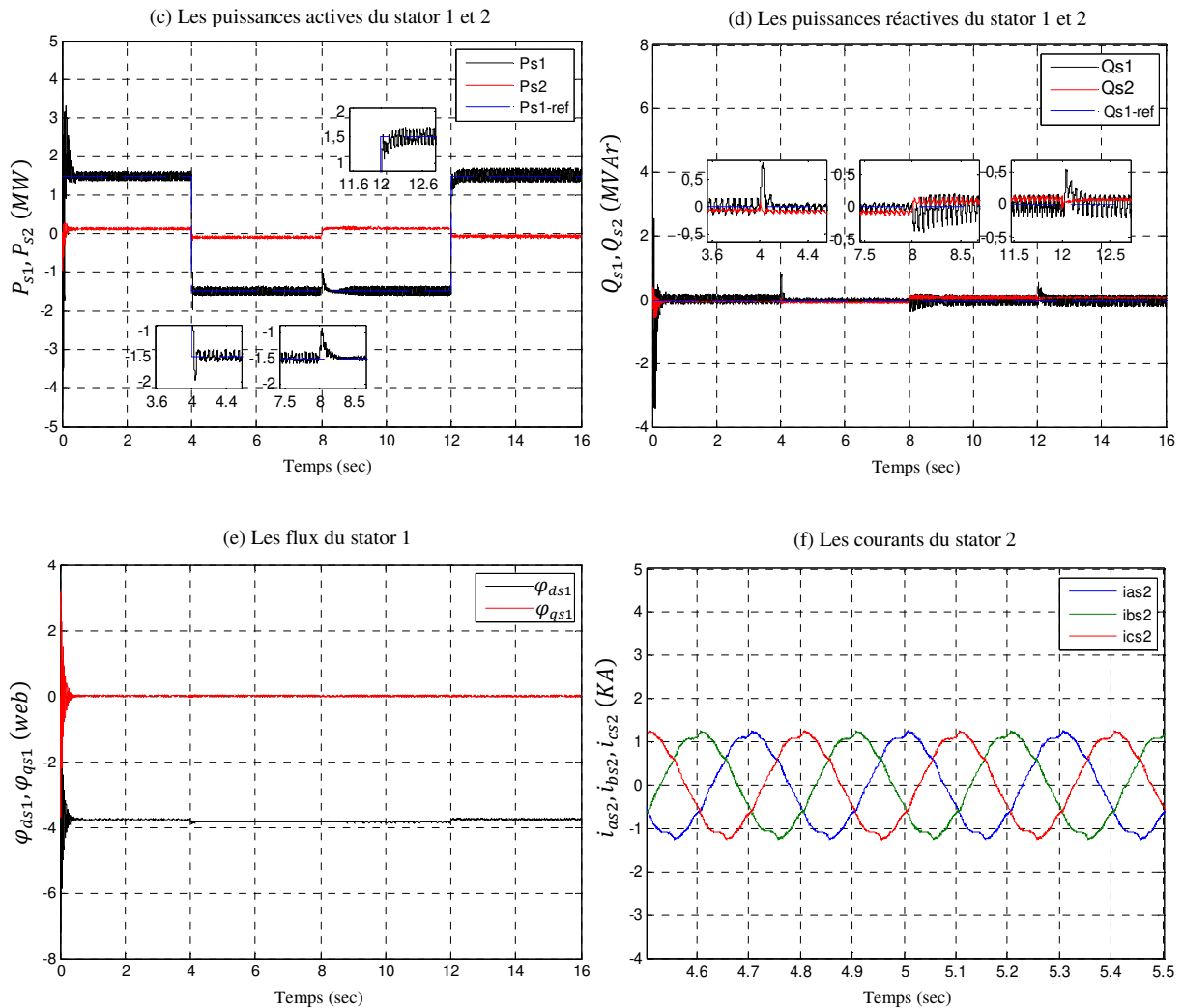


Figure (3.6) : Résultats de simulation de contrôle avec régulateur PI.

Dans [0s-8s] la vitesse de rotation est fixée à 800 tr/min (supérieure à la vitesse de synchronisme) (figure 3.6 (a)), par conséquent le glissement est négatif ($s < 0$), (figure 3.6 (b)).

- Durant [0s-4s] on remarque que P_{s1} et P_{s2} sont positives, donc les deux stators 1 et 2 absorbent de l'énergie active. On est dans le mode moteur hyper synchrone (quadrant 02).
- Durant [4s-8s] P_{s1} et P_{s2} sont négatives, donc les deux stators 1 et 2 fournissent de l'énergie active. On est dans le mode génératrice hyper synchrone (quadrant 03).

Dans [8s-16s] la vitesse de rotation est fixée à 700 tr/min (inférieur à la vitesse de synchronisme), par conséquence le glissement est positif ($s > 0$).

- Durant [8s-12s] P_{s1} est négative et P_{s2} est positive donc le stator 1 fournit de l'énergie active et une partie transite par ce dernier et réabsorbée par le stator 02. On est dans le mode génératrice hypo synchrone (quadrant 04).
- Durant [12s-16s] P_{s1} est positive et P_{s2} est négative, ce régime est généralement connu comme mode de récupération de l'énergie de glissement (la cascade hypo synchrone, quadrant 01).

On remarque que la puissance réactive de stator 1 Q_{s1} suit sa valeur de référence ($Q_{s1} = 0MVA$), par contre celle de stator 2 est négative dans le fonctionnement hyper synchrone et positive dans le fonctionnement hypo synchrone (figure 3.6 (d)).

Le flux φ_{qs1} est nul, alors cela prouve que la commande vectorielle est bien fonctionnelle (figure 3.6 (e)).

La figure (3.6 (f)), présente les courants de stator 2 par zoom.

3.5 Commande par mode glissement

La commande par mode de glissement consiste à ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire évoluer dessus avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre [33]. En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties [34] :

- Une partie pour synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, de régulation et de stabilité ;
- Une autre partie qui détermine une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable de maintenir toutes les trajectoires sur cette surface ;

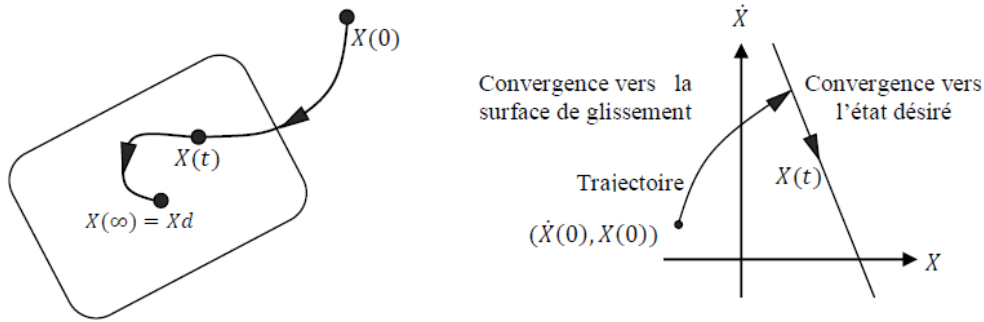


Figure (3.7) : Convergence du système glissant [34].

3.5.1 Conception de la commande par mode glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d’une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes [35] :

1. Le choix de la surface ;
2. L’établissement des conditions d’existence de la convergence ;
3. La détermination de la loi de commande ;

3.5.2 Choix des surfaces de glissement

Pour des raisons de stabilisation et de définition d’une dynamique désirée du système dans le mode de glissement, la surface de glissement $s(x)$ peut être choisie en générale comme étant un hyperplan passant par l’origine de l’espace [34].

On considère le modèle d’état suivant [16], [34], [35] :

$$[X] = [A].[X] + [B].[U] \tag{3.26}$$

Où :

$[X]$: représente le vecteur d’état ;

$[U]$: le vecteur de commande ;

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $[U]$. Afin d’assurer la convergence d’une variable d’état X vers sa valeur

de référence X_{ref} , il faut choisir une surface de glissement qui est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface. Dans ce travail, nous intéressons à une surface non linéaire suivante :

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x\right)^{r-1} \cdot e(x) \tag{3.27}$$

Avec :

- λ_x : le gain positif qui interprétera la bande passante du contrôle désiré ;
- $e(x) = X_{ref} - X$: L'écart de la variable à réguler ;
- r : le degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande ;

Pour $r = 1$ $s(x) = e(x)$.

Pour $r = 2$ $s(x) = \lambda_x(x) + \dot{e}(x)$.

Pour $r = 3$ $s(x) = \lambda_x^2 \cdot (x) + 2 \cdot \lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

$s(x)$: est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ , ce qui représente l'objectif de la commande.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de la trajectoire dont l'objectif est de garder $s(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart $e(x)$ en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre r .

Avant de d'introduire les différentes approches de commande par mode glissant, il est nécessaire de définir deux notions importantes, le glissement idéal et réel [36] :

3.5.3 Glissement réel et glissement idéal

On appelle un régime glissant idéal sur une surface, toute trajectoire du vecteur d'état X qui se maintient sur la surface de glissement. Tout mouvement du vecteur d'état X se faisant au voisinage immédiat de la surface de glissement est appelé glissement réel. L'existence d'un

glissement réel est due à une limite technologique imposée par un temps de commutation tendant vers zéro (équivalent à une fréquence de commutation infinie).

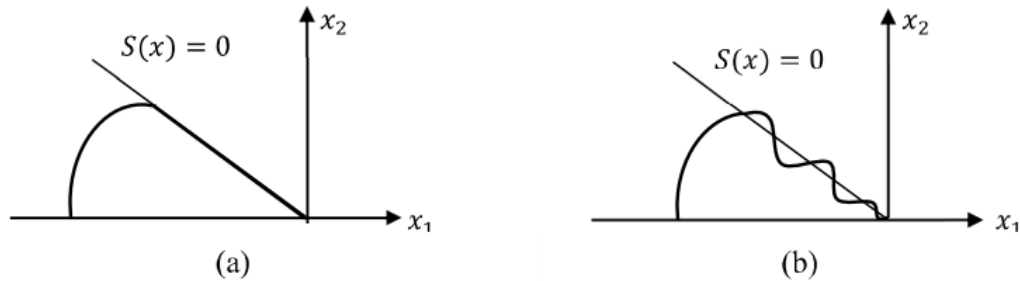


Figure (3.8) : Glissement idéal (a) et réel (b).

3.5.4 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Le deuxième aspect important, après la conception de la surface de commutation, est d'assurer l'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. Pour cela nous retenons deux conditions [16] :

3.5.4.1 Approche directe

C'est l'approche la plus ancienne et directe, a été proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Elle est globale mais ne garantit pas, en revanche un temps d'accès fini. Elle est exprimée par [16] :

$$\dot{s}(x).s(x) < 0 \tag{3.28}$$

3.5.4.2 Approche de Lyapunov

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$.

En définissant par exemple une fonction candidate de Lyapunov pour le système comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}s^2(x) \quad (3.29)$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = \dot{s}(x).s(x) \quad (3.30)$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$\dot{s}(x).s(x) < 0 \quad (3.31)$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [20].

3.5.5 Détermination de la loi de commande

La structure de la commande $U(t)$ comporte deux commandes, l'une appelée U_{eq} qui concerne la linéarisation exacte du système, l'autre appelée ΔU qui concerne la stabilisation du système, cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures [34], [36].

$$U(t) = U_{eq} + \Delta U \quad (3.32)$$

U_{eq} : La commande équivalente ou nominale est déterminée par le modèle du système. On peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs U_{max} et U_{min} . Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $s(x)$. La commande équivalente est déduite en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{s}(x) = 0$.

ΔU : La commande de glissement ou attractive est utile pour compenser les incertitudes du modèle. Elle est constituée de la fonction signe « *sign* » de la surface de glissement $s(x)$, multipliée par une constante. La surface de glissement est définie dans l'espace d'état des erreurs afin de garantir la convergence des états. Elle est déterminée pour vérifier la condition de convergence $\dot{s}(x).s(x) < 0$.

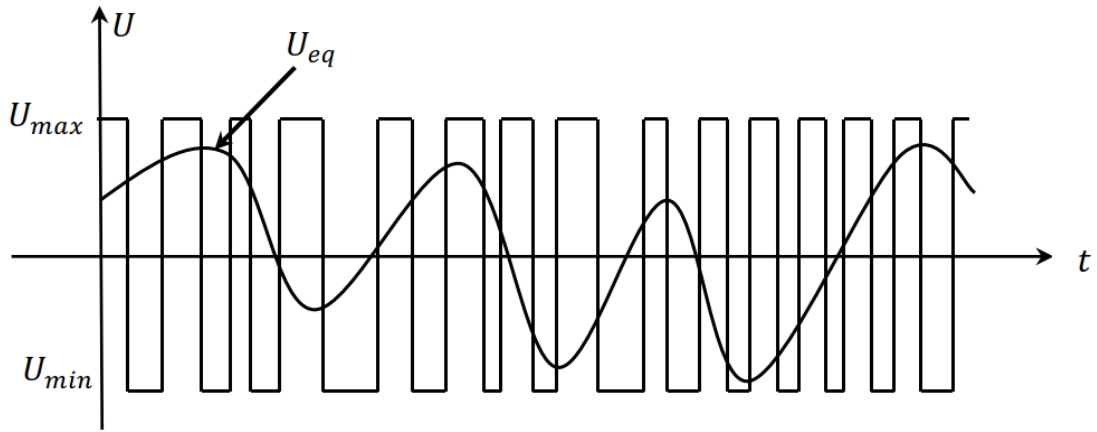


Figure (3.9) : La valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min}

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (3.26). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U . La dérivée de la surface $s(x)$ est :

$$\dot{s} = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (3.33)$$

En remplaçant (3.26) et (3.32) dans (3.33), on trouve :

$$\dot{s}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} ([A] \cdot [X] + [B] \cdot U_{eq}) + \frac{\partial x}{\partial t} [B] \cdot \Delta U \quad (3.34)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$U_{eq} = -\left(\frac{\partial s}{\partial x} [B]\right)^{-1} \left(\frac{\partial s}{\partial x} [A] \cdot [X]\right) \quad (3.35)$$

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

$$\frac{\partial s}{\partial x} [B] \neq 0 \quad (3.36)$$

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (3.34), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} [B] \cdot \Delta U \quad (3.37)$$

Et la condition d'attractivité $s(x) \cdot \dot{s}(x) \leq 0$, devient :

$$s(x) \frac{\partial s}{\partial x} [B] \cdot \Delta U < 0 \quad (3.38)$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de ΔU doit être opposé à celui de $s(x) \frac{\partial s}{\partial x} [B]$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction « *sign* », figure (3.10).

$$\Delta U = k_x \text{sign}(x) \quad (3.39)$$

Le signe de k_x doit être différent de celui de $\frac{\partial s}{\partial x} [B]$.

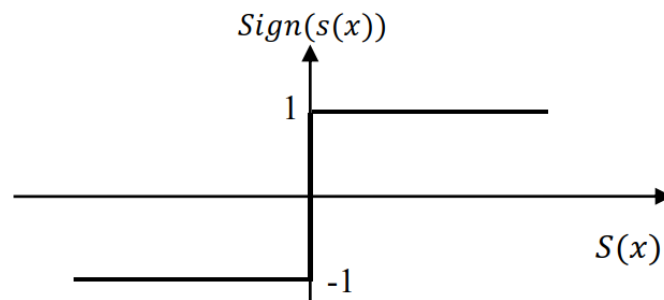


Figure (3.10) : Fonction « *sign* » (non linéarité tout ou rien).

3.5.6 Elimination du phénomène du broutement (*chattering*)

Le phénomène de *Chattering* est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence. Le broutement (phénomène de *Chattering*) peut être réduit en remplaçant la fonction « *sign* » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences [35].

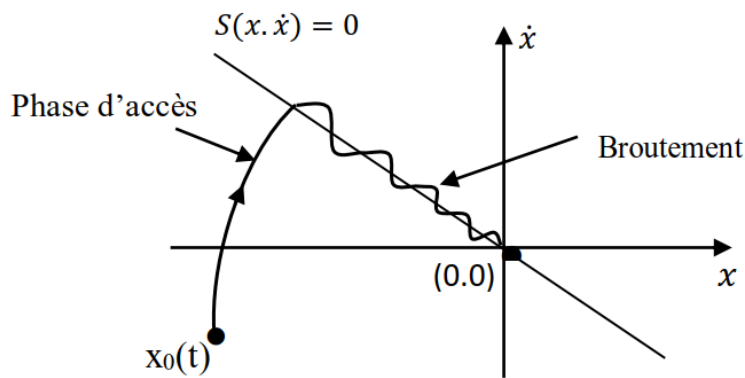


Figure (3.11) : Phénomène de broutement.

Ce phénomène a plusieurs effets indésirables sur le comportement du système, il peut [36] :

- Dégrader les performances et même conduire à l'instabilité ;
- Exciter les dynamiques non modélisées ;
- Diminuer la précision ;
- Produire une grande perte d'énergie ;
- Créer une fatigue des parties mécanique mobile ;

Plusieurs techniques ont alors été proposées pour réduire ou éliminer ce phénomène. Parmi ces techniques on présente deux solutions.

3.5.6.1 Proposition de slotine

Remplacer la fonction « *sign* » par une fonction de saturation « *sat* » caractérisée par un ou deux seuils (atténuation des amplitudes des ondulations) [36], figure (3.12).

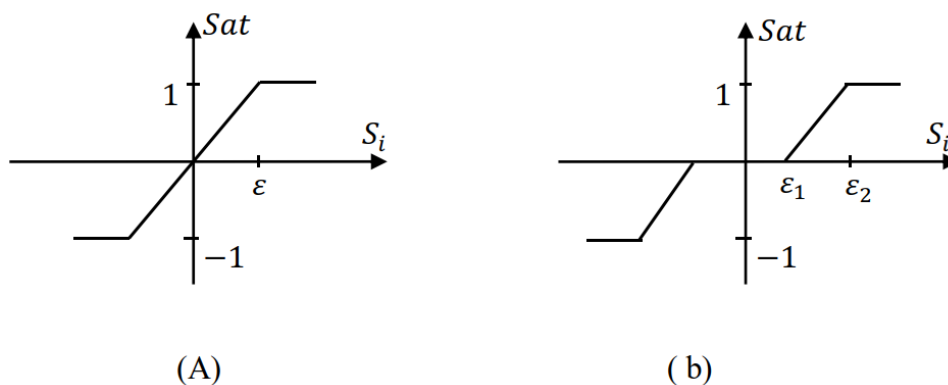


Figure (3.12) : Fonction « *sat* », (A) un seuil ; (b) deux seuils (zone morte).

Dans ce cas, la commande devient :

$$\Delta U = -k_x cont(x) \tag{3.40}$$

Les deux seuils de cette fonction sont respectivement définies par :

$$sat(s) = \begin{cases} -1 & si \ s < -\varepsilon \\ \frac{s}{\varepsilon} & si \ |s| < \varepsilon \\ 1 & si \ s > \varepsilon \end{cases} \tag{3.41}$$

$$sat(s) = \begin{cases} 0 & si \ |s| < \varepsilon_1 \\ \frac{s-\varepsilon_1}{\varepsilon_2-\varepsilon_3} & si \ \varepsilon_1 < |s| < \varepsilon_2 \\ sign(s) & si \ s < \varepsilon_2 \end{cases} \tag{3.42}$$

3.5.6.2 Proposition de harshima

Dans cette proposition, la fonction « sign » est remplacée par une fonction de lissage appelée « cont » [36], figure (3.13) :

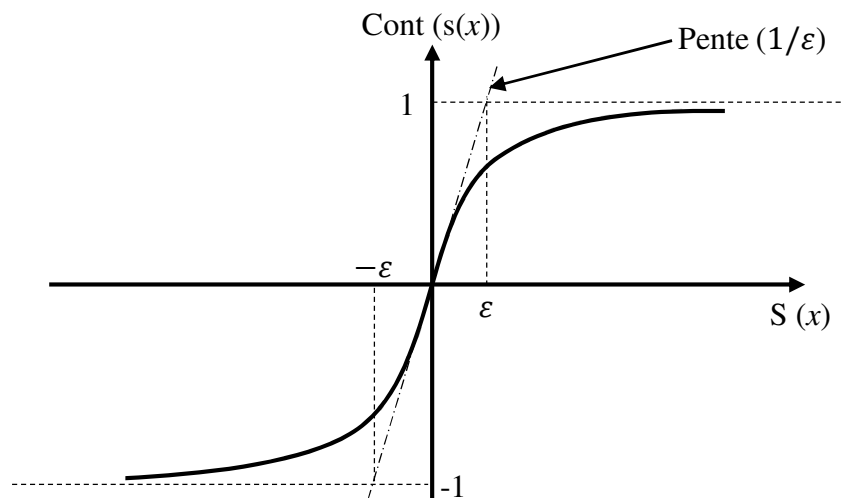


Figure (3.13) : Fonction « Cont » (ε > et petit).

Dans ce cas, la commande devient :

$$\Delta U = -k_x cont(x) \tag{3.43}$$

Cette fonction est définie comme suit :

$$\text{cont}(s) = \begin{cases} \frac{s(x)}{|s(x)|+\varepsilon} & \text{si } |s| < \varepsilon \\ \text{sign}(s) & \text{si sinon} \end{cases} \quad (3.44)$$

3.5.7 Différentes structures du contrôle par mode de glissement

En général, trois configurations de base sont prescrites pour la configuration de la commande de ce mode. L'une simple consiste à faire la commutation sur l'organe de commande lui-même appelée «structure par commutation au niveau de l'organe de commande», la deuxième fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état appelée «structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état», la dernière consiste à ajouter une commande équivalente appelée « Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente ». Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude [34], [37].

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

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure (3.14) :

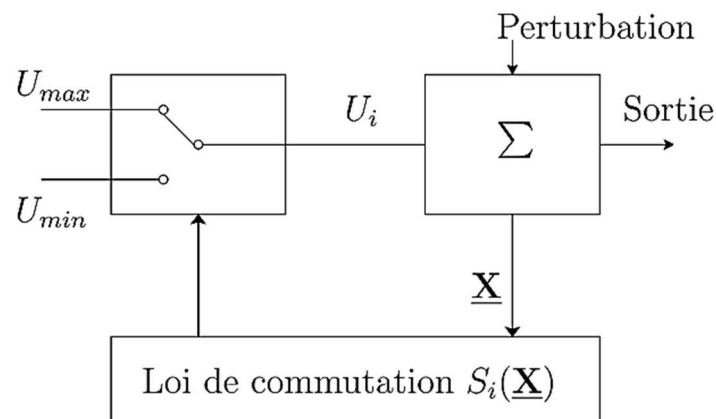


Figure (3.14) : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande [37].

Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande moteurs pas-à-pas [37].

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

Le schéma bloc qui représente le principe de fonctionnement de la structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état est donné par la figure (3.15) :

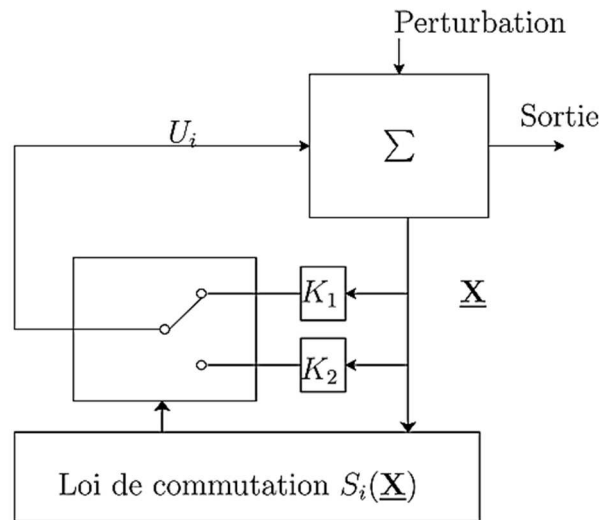


Figure (3.15) : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état [37].

Puisque la non-linéarité du système provient de la commutation entre les gains, on a créé une commutation au niveau de la dynamique du système à régler qui est basée sur le contrôle par contre réaction d'état classique. Cette structure est la moins exigeante au niveau des oscillations de la commande. Elle a été utilisée dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction [34].

3.5.7.3 Structure de régulation avec ajout de la commande équivalente

Le schéma bloc qui représente le principe de fonctionnement de la structure de régulation avec ajout de la commande équivalente est donné par la figure (3.16).

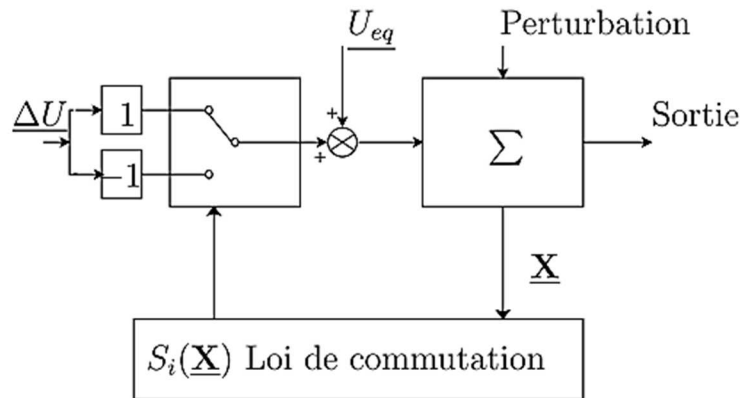


Figure (3.16) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente [37].

Cette commande a l'avantage de donner l'état futur du système grâce à la commande équivalente. Cette dernière n'est autre que la valeur désirée du système en régime permanent [34].

3.5.8 Applications de la commande par mode de glissement à la MASEC

La commande par mode de glissement appliquée au système de conversion d'énergie éolienne à base d'une génératrice asynchrone en cascade est une commande robuste qui résout beaucoup de problèmes liés aux incertitudes et aux variations du système à régler. L'objectif de notre travail est d'appliquer cette commande pour contrôler indépendamment des puissances active et réactive générées par la MASEC à flux orienté. Les résultats de simulations numériques obtenus montrent l'intérêt croissant d'une telle commande dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne.

3.5.8.1 Modèle de la machine asynchrone en cascade

Les équations de tensions de la MASEC sur le repère dq orienté, sont :

$$\begin{cases} v_{ds1} = 0 \\ v_{qs1} = V_s = \omega_{s1} \cdot \varphi_{s1} \\ v_{ds2} = R_{s2} \cdot i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - s \cdot \omega_{s1} \cdot \varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} \cdot i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + s \cdot \omega_{s1} \cdot \varphi_{ds2} \end{cases} \quad (3.45)$$

3.5.8.2 Relations entre puissances statoriques 1 et courants rotoriques 2

Les puissances actives et réactives du stator 1 en fonctions des courants du stator 2, sont :

$$\begin{cases} P_{s1}^{ref} = -C \cdot V_s \frac{L_{m1}}{L_{s1}} i_{qs2} \\ Q_{s1}^{ref} = \frac{V_s^2}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}} \left(1 + \frac{C \cdot L_{m1}^2}{L_{s1} \cdot L_{m2}} \right) - C \cdot V_s \frac{L_{m1}}{L_{s1}} i_{ds2} \end{cases} \quad (3.46)$$

A partir de système d'équation (3.46), on obtient les courants du stator 2 en fonction des puissances actives et réactive du stator 1 :

$$\begin{cases} I_{qs2}^{ref} = -\frac{L_{s1}}{C \cdot V_s \cdot L_{m1}} p_{s1}^{ref} \\ I_{ds2}^{ref} = -\frac{L_{s1}}{C \cdot V_s \cdot L_{m1}} \left[Q_{s1}^{ref} - \frac{V_s^2}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}} \left(1 + \frac{C \cdot L_{m1}^2}{L_{s1} \cdot L_{m2}} \right) \right] \end{cases} \quad (3.47)$$

3.5.8.3 Equations des dérivées de courants statoriques 2

Les équations des dérivées des courants du stator 2 sont :

$$\begin{cases} \frac{di_{qs2}}{dt} = \frac{1}{L_{s2} - C L_{m2}} \left(v_{qs2} - R_{s2} \cdot i_{qs2} - s \cdot \omega_{s1} (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) i_{ds2} - C \cdot s \frac{L_{m1} \cdot V_s}{L_{s1}} \right) \\ \frac{di_{ds2}}{dt} = \frac{1}{L_{s2} - C L_{m2}} \left(v_{ds2} - R_{s2} \cdot i_{ds2} + s \cdot \omega_{s1} (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) i_{qs2} \right) \end{cases} \quad (3.48)$$

3.5.8.4 Choix des surfaces de glissements

La puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe q , et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique d'axe d . Pour contrôler la puissance, on prend $n = 1$.

Les expressions des surfaces de contrôle des puissances active et réactive sont :

$$\begin{cases} S(P) = (I_{qs2}^{ref} - I_{qs2}) \\ S(Q) = (I_{ds2}^{ref} - I_{ds2}) \end{cases} \quad (3.49)$$

3.5.8.5 Conditions de convergences

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence, il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} S(P) = 0 \\ S(Q) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(I_{qs2}^{ref} - I_{qs2}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(I_{ds2}^{ref} - I_{ds2}) = 0 \end{cases} \quad (3.50)$$

Lorsque les conditions de convergences sont satisfaites, les puissances active et réactive tendent exponentiellement vers leurs valeurs de références, et pour suivre ces valeurs, il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

Le mode glissant est réalisé à condition que la relation d'attractivité de Lyapounov soit inférieure à zéro, c'est à dire $\dot{s}(x) \cdot s(x) \leq 0$.

3.5.8.6 Loi de commande par mode glissant

L'algorithme de commande est défini par les relations :

$$v_{ds2} = v_{ds2_equi} + v_{ds2_attr} \quad (3.51)$$

$$v_{qs2} = v_{qs2_equi} + v_{qs2_attr} \quad (3.52)$$

Avec :

v_{ds2}, v_{qs2} : les tensions de commandes.

$v_{ds2_equi}, v_{qs2_equi}$: les tensions de commandes équivalentes.

$v_{ds2_attr}, v_{qs2_attr}$: les tensions de commandes de commutations.

3.5.8.7 Contrôle de la puissance active

Pour contrôler la puissance active, on prend $r = 1$. L'expression de la surface de glissement devient :

$$S(P) = (I_{qs2}^{ref} - I_{qs2}) \quad (3.53)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{S}(P) = (\dot{I}_{qs2}^{ref} - \dot{I}_{qs2}) \quad (3.54)$$

En remplaçant les dérivées des courants et des courants de références \dot{I}_{qs2}^{ref} et \dot{I}_{qs2} par leurs expressions données par les équations (3.47) et (3.48), on obtient :

$$\dot{S}(P) = -\frac{L_{s1}}{C.V_s.L_{m1}} \dot{P}_{s1}^{ref} - \left[\frac{1}{L_{s2}-CL_{m2}} \left(v_{qs2} - R_{s2} \cdot i_{qs2} - s \cdot \omega_{s1} (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) i_{ds2} - C \cdot s \frac{L_{m1} \cdot V_s}{L_{s1}} \right) \right] \quad (3.55)$$

$$\dot{S}(P) = -\frac{L_{s1}}{C.V_s.L_{m1}} \dot{P}_{s1}^{ref} - \frac{1}{L_{s2}-CL_{m2}} v_{qs2} - \left[\frac{1}{L_{s2}-CL_{m2}} \left(-R_{s2} \cdot i_{qs2} - s \cdot \omega_{s1} (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) i_{ds2} - C \cdot s \frac{L_{m1} \cdot V_s}{L_{s1}} \right) \right] \quad (3.56)$$

$$\dot{S}(P) = -v_1 \cdot \text{sgn}(S(P)) \quad (3.57)$$

$$-\frac{L_{s1}}{C.V_s.L_{m1}} \dot{P}_{s1}^{ref} - \left[\frac{1}{L_{s2}-CL_{m2}} \left(-R_{s2} \cdot i_{qs2} - s \cdot \omega_{s1} (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) i_{ds2} - C \cdot s \frac{L_{m1} \cdot V_s}{L_{s1}} \right) \right] = -v_1 \cdot \text{sgn}(S(P)) \quad (3.58)$$

$$v_{qs2} = -\frac{L_{s1}(L_{s2}-CL_{m2})}{C.V_s.L_{m1}} \dot{P}_{s1}^{ref} + R_{s2} \cdot i_{qs2} + s \cdot \omega_{s1} (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) i_{ds2} + C \cdot s \frac{L_{m1} \cdot V_s}{L_{s1}} + (L_{s2} - CL_{m2}) \cdot v_1 \cdot \text{sgn}(S(P)) \quad (3.59)$$

$$\begin{cases} v_{qs2_equi} = -\frac{L_{s1}(L_{s2}-CL_{m2})}{C.V_s.L_{m1}} \dot{P}_{s1}^{ref} + R_{s2} \cdot i_{qs2} + s \cdot \omega_{s1} (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) i_{ds2} + C \cdot s \frac{L_{m1} \cdot V_s}{L_{s1}} \\ v_{qs2_attr} = (L_{s2} - CL_{m2}) \cdot v_1 \cdot \text{sgn}(S(P)) \end{cases} \quad (3.60)$$

3.5.8.8 Contrôle de la puissance réactive

De la même manière que précédemment, pour contrôler la puissance réactive on prend $r = 1$. L'expression de la surface de glissement devient :

$$S(Q) = (I_{ds2}^{ref} - I_{ds2}) \quad (3.61)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{S}(Q) = (i_{ds2}^{ref} - i_{ds2}) \quad (3.62)$$

En remplaçant les dérivées des courants et des courants de références i_{ds2}^{ref} & i_{ds2} par leurs expressions données par les équations (3.47) (3.48), on obtient :

$$\dot{S}(Q) = -\frac{L_{s1}}{C.V_s.L_{m1}} \left[\dot{Q}_{s1}^{ref} - \frac{V_s^2}{\omega_{s1} \cdot L_{s1}} \left(1 + \frac{C \cdot L_{m1}^2}{L_{s1} \cdot L_{m2}} \right) \right] - \left[\frac{1}{L_{s2}-CL_{m2}} \left(v_{ds2} - R_{s2} \cdot i_{ds2} + s \cdot \omega_{s1} (L_{s2} - C \cdot L_{m2}) i_{qs2} \right) \right] \quad (3.63)$$

$$\dot{S}(Q) = -\frac{L_{s1}}{C.V_s.L_{m1}} \left[\dot{Q}_{s1}^{ref} - \frac{V_s^2}{\omega_{s1}.L_{s1}} \left(1 + \frac{C.L_{m1}^2}{L_{s1}.L_{m2}} \right) \right] - \frac{1}{L_{s2}-CL_{m2}} v_{ds2} - \left[\frac{1}{L_{s2}-CL_{m2}} (-R_{s2}.i_{ds2} + s.\omega_{s1}(L_{s2} - C.L_{m2})i_{qs2}) \right] \quad (3.64)$$

$$\dot{S}(Q) = -v_2.sgn(S(Q)) \quad (3.65)$$

$$-\frac{L_{s1}}{C.V_s.L_{m1}} \left[\dot{Q}_{s1}^{ref} - \frac{V_s^2}{\omega_{s1}.L_{s1}} \left(1 + \frac{C.L_{m1}^2}{L_{s1}.L_{m2}} \right) \right] - \frac{1}{L_{s2}-CL_{m2}} v_{ds2} - \left[\frac{1}{L_{s2}-CL_{m2}} (-R_{s2}.i_{ds2} + s.\omega_{s1}(L_{s2} - C.L_{m2})i_{qs2}) \right] = -v_2.sgn(S(Q)) \quad (3.66)$$

$$v_{ds2} = -\frac{L_{s1}(L_{s2}-C.L_{m2})}{C.V_s.L_{m1}} \left[\dot{Q}_{s1}^{ref} - \frac{V_s^2}{\omega_{s1}.L_{s1}} \left(1 + \frac{C.L_{m1}^2}{L_{s1}.L_{m2}} \right) \right] + R_{s2}.i_{ds2} - s.\omega_{s1}(L_{s2} - C.L_{m2})i_{qs2} + (L_{s2} - C.L_{m2}).v_2.sgn(S(Q)) \quad (3.67)$$

$$\begin{cases} v_{ds2_équi} = -\frac{L_{s1}(L_{s2}-C.L_{m2})}{C.V_s.L_{m1}} \left[\dot{Q}_{s1}^{ref} - \frac{V_s^2}{\omega_{s1}.L_{s1}} \left(1 + \frac{C.L_{m1}^2}{L_{s1}.L_{m2}} \right) \right] + R_{s2}.i_{ds2} - s.\omega_{s1}(L_{s2} - C.L_{m2})i_{qs2} \\ v_{ds2_attr} = (L_{s2} - C.L_{m2}).v_2.sgn(S(Q)) \end{cases} \quad (3.68)$$

Les équations (3.60), (3.68) permettent d'établir un schéma bloc de commande par mode glissant appliqué à une machine asynchrone en cascade, figure (3.17) :

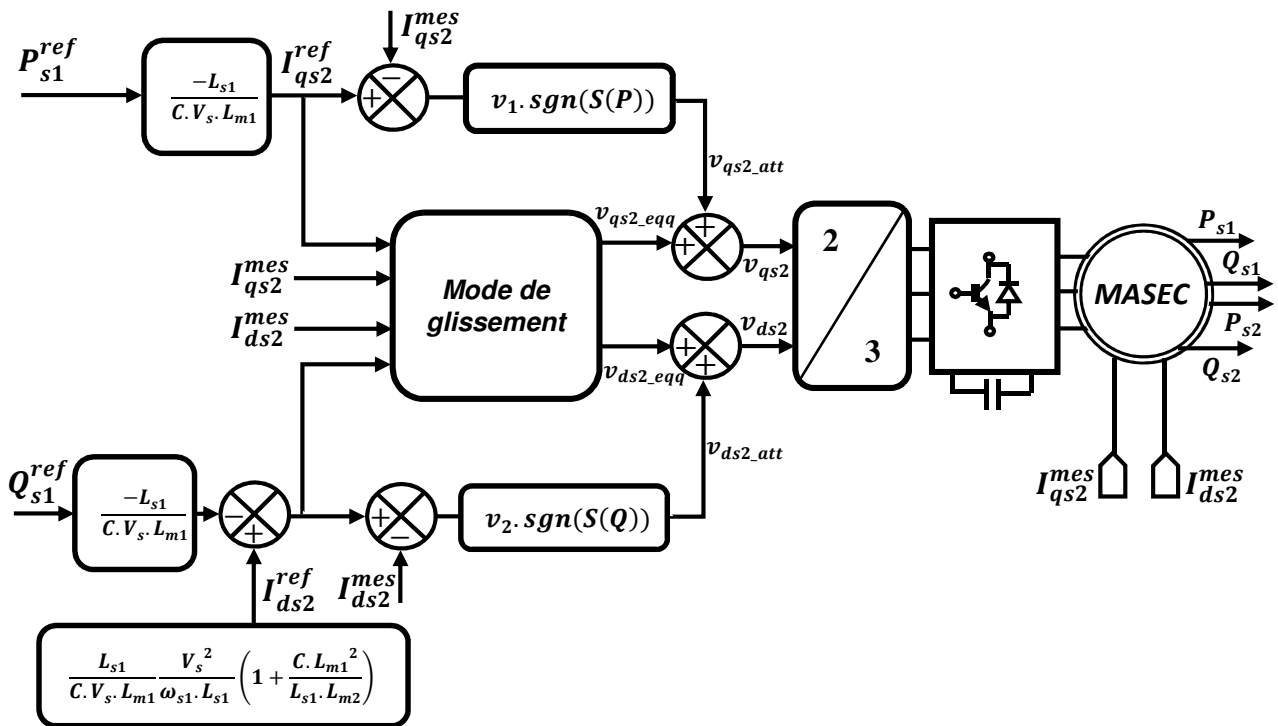
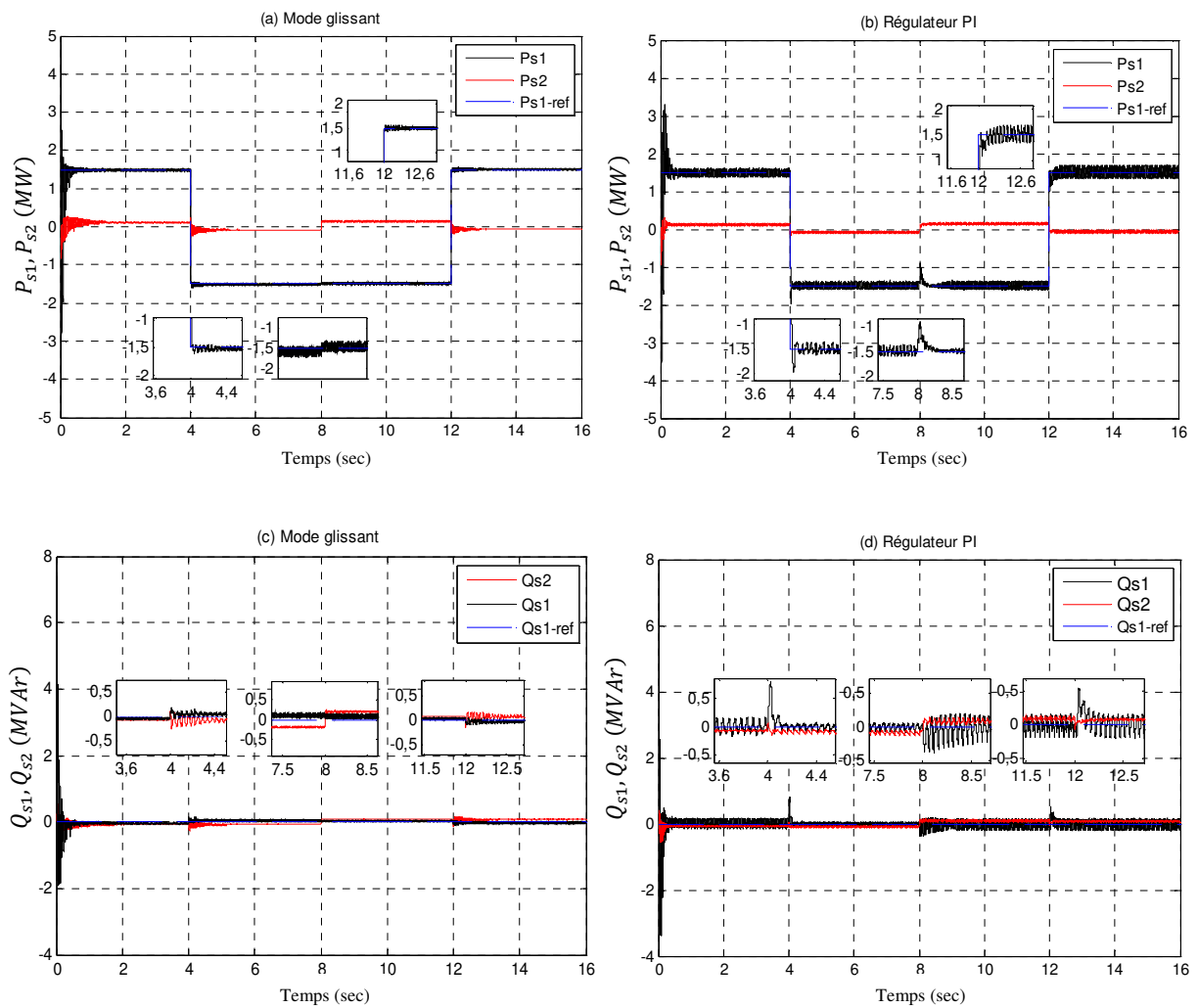


Figure (3.17) : Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant.

3.6 Comparaison des résultats de simulation (mode de glissement avec régulateur PI)

Les figures (3.18) illustrent les résultats de simulation obtenus. Les conditions de simulations avec le contrôle par mode de glissement étant les mêmes que dans la commande vectorielle direct par régulateur PI. La vitesse appliquée à la MASEC est mentionnée précédemment à la figure (3.6 (a))



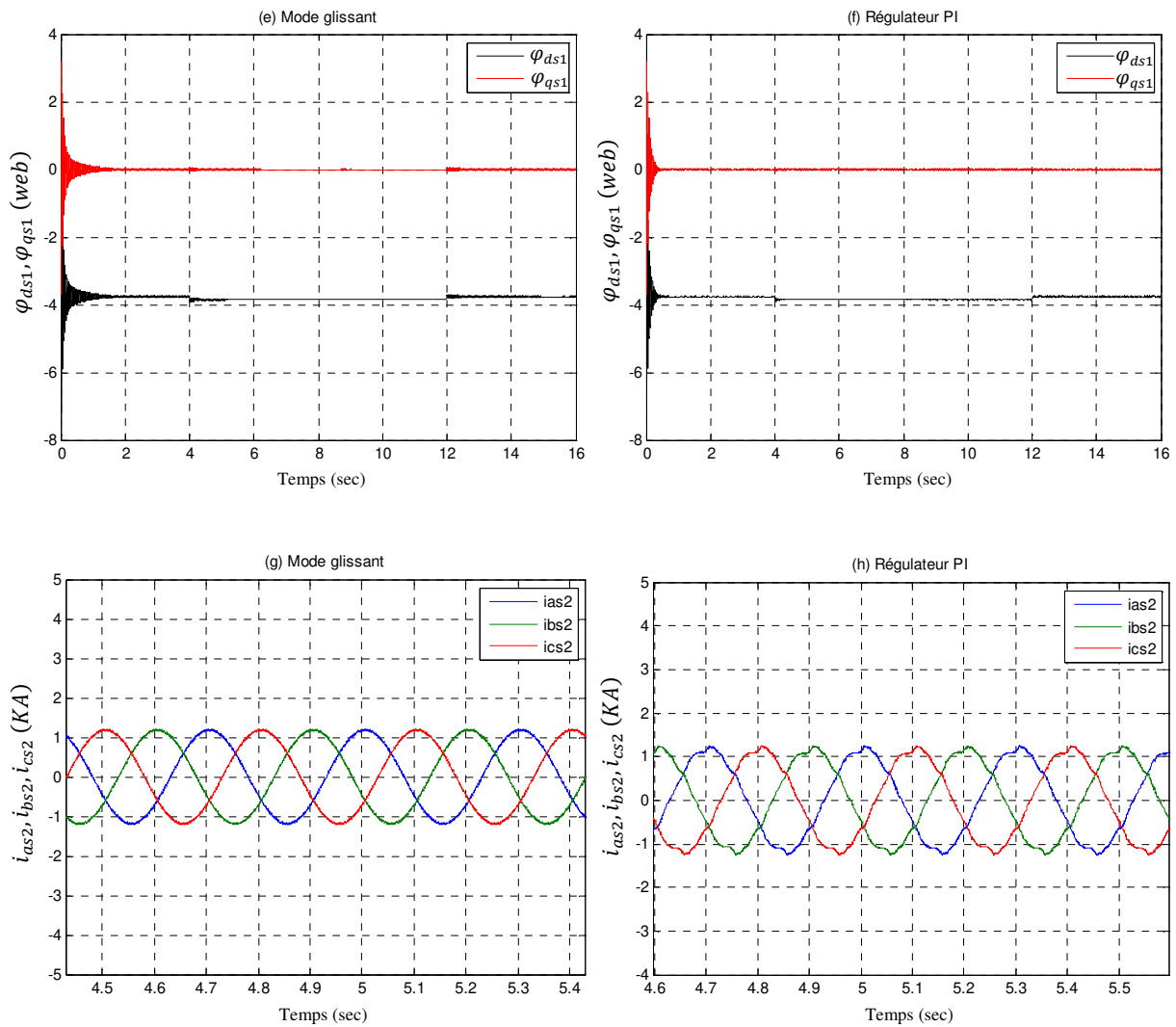


Figure (3.18) : Comparaison Résultats de simulation de contrôle par mode glissant avec régulateur PI.

Dans les figures (3.18 (a) et (c)), on remarque que les puissances active et réactive suivent bien leurs valeur de références et ne s'affectent pas au changement de vitesse de rotation et de la puissance de référence. Par contre, dans les figures (3.18 (b) et (d)), quand on change la vitesse de rotation (à t=8s), on remarque que les puissances active et réactive varient autour de $\pm 0.5(MW, MVAR)$ de leurs valeurs de références.

Ces résultats montrent que le contrôle par mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI. Un temps de réponse plus court et sans dépassement, il est insensible aux perturbations et aussi accord une meilleure poursuite.

3.7 Conclusion

La commande par le mode de glissement, quelques soient les plages de fonctionnement, les réponses sont plus rapides et plus robuste, elle est aussi insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Donc on peut l'utiliser sur des systèmes non linéaire, c'est l'objectif étudié dans le chapitre suivant.

Chapitre 4 : Intégration de la MASEC dans un système éolien

4.1 Introduction

Diverses configurations d'éoliennes pour extraire l'énergie du vent sont utilisées. L'objectif commun est de transférer un maximum de puissance sur une large plage de variation de la vitesse pour adapter à la fréquence du réseau. La marche à vitesse variable pour les éoliennes est orientée vers la conception de haute puissance. Pour ces applications, les machines à double alimentation (MADA) ont un grand intérêt car ils sont capables de contrôler et de générer une puissance élevée grâce à la réduction des convertisseurs par rapport aux autres technologies pour la même puissance [30]. Néanmoins la robustesse de la MADA est diminuée par la présence des contacts (balais-bagues). La MASEC constitue une alternative en termes de fiabilité [3].

L'objectif de ce chapitre est l'intégration de la cascade de deux machines asynchrone à double alimentation (MASEC) dans un système éolien, avec le stator 1 raccordé directement au réseau électrique alors que la MASEC est contrôlée à travers le stator 2.

4.2 Intégration de la MASEC dans le système éolien

Les conditions de fonctionnement d'une turbine éolienne dépendent essentiellement des conditions de vent sur lesquelles aucune n'est possible. On ne peut agir qu'en limitant, parfois de manière stricte dans d'autres conditions, l'énergie effectivement convertie par la turbine puis par le générateur électrique, avant transfert vers le réseau [38].

Il est donc nécessaire de contrôler certaines grandeurs. Au niveau de la turbine, essentiellement pour limiter la puissance pour les vents forts. Au niveau du générateur, en particulier pour les structures à vitesse variable. Ceci permet par exemple d'optimiser le captage de l'énergie pour les vents faibles et moyens [38].

La structure générale du contrôle de l'aérogénérateur couplé au réseau est représentée sur la figure (4.1)

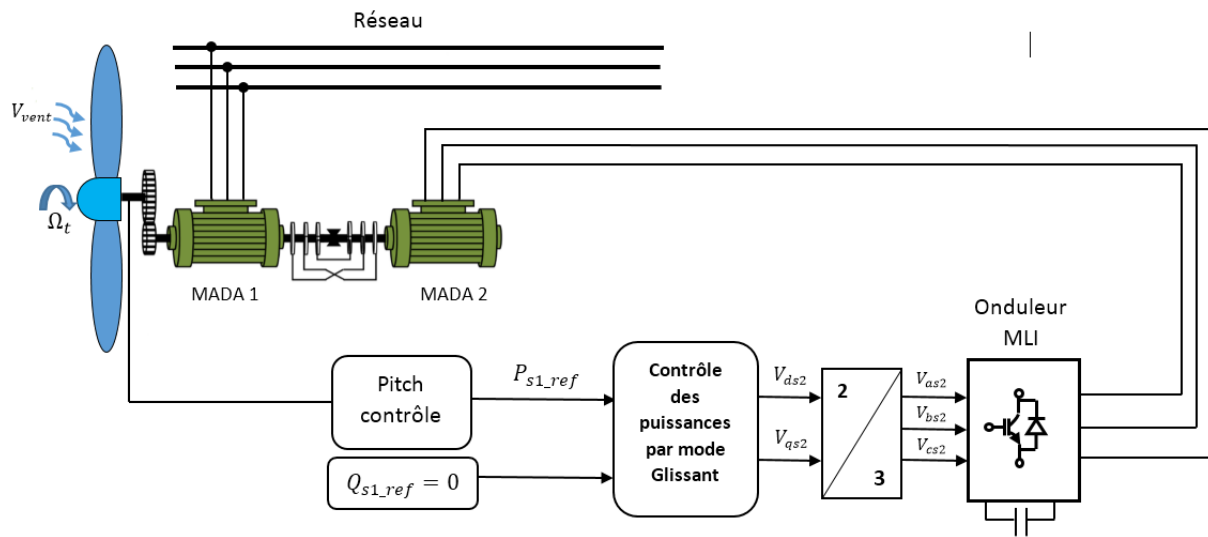


Figure (4.1) : Système de commande de l'aérogénérateur couplé au réseau.

4.3 Contrôle de la vitesse de rotation

L'utilisation des turbines éoliennes à vitesse variable permet de régler la vitesse de rotation de la génératrice. Ceci s'avère très utile pour extraire le maximum de puissance en charge partielle. Lorsque l'on trace les courbes donnant la puissance extraite en fonction de la vitesse de rotation de la génératrice, figure (4.2), pour différentes vitesses de vent, on s'aperçoit qu'elles passent chacune par un unique maximum. Le but de ce contrôle est la recherche permanente de ce maximum, technique que l'on retrouve sous le nom de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) [38].

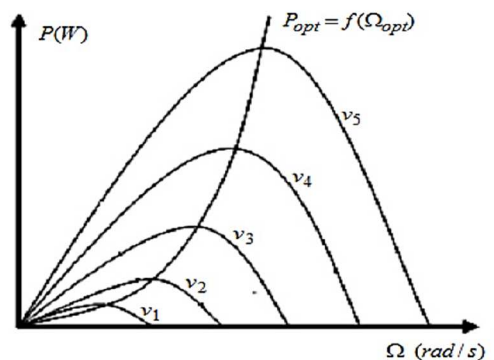


Figure (4.2) : Réseau de courbes puissance-vitesse de rotation de la turbine paramétré par la vitesse du vent.

Si l'on relie les différents maximums des courbes de puissance, on obtient celle donnant la puissance maximale extractible pour chaque vitesse de vent (courbe P_{max} de la figure (4.2)). En considérant le rapport de vitesse optimal λ_{opt} pour lequel le coefficient de puissance est maximal, on peut en déduire l'expression analytique de la puissance maximale [38] :

$$P_{max} = K\Omega_t^3 \quad (4.1)$$

$$\text{Avec : } K = \frac{1}{2}S\rho C_{p-max} \left(\frac{R}{\lambda_{opt}}\right)^3$$

Il existe plusieurs techniques pour la poursuite du point optimum qui permet d'avoir la puissance maximale extractible. Ces techniques diffèrent selon le type d'informations dont elles ont besoin pour délivrer la référence de vitesse. On peut classer ces techniques en deux familles, selon que la vitesse du vent est nécessaire ou non à la genèse de référence. Nous présenterons dans cette section la stratégie de commande MPPT sans mesure de vitesse du vent.

4.3.1 MPPT sans asservissement de la vitesse

Le MPPT sans asservissement de la vitesse repose sur l'hypothèse que le vent varie très lentement en régime permanent. De ce fait le terme $J \frac{d\Omega_t}{dt} \simeq 0$ de l'équation dynamique ; ce qui conduit à l'égalité du couple aérogénérateur et le couple électromagnétique de la MASEC en négligeant bien sur le couple des frottements visqueux [3] :

$$C_{em.ref} = \frac{C_{aer_estimate}}{G} \quad (4.2)$$

En faisant une estimation sur la vitesse mécanique et la vitesse du vent, on peut déterminer le couple éolien ainsi :

$$C_{aer_estimate} = \frac{1}{2}\rho \cdot S \cdot C_p \frac{1}{\Omega_{t_estimate}} v_{vent}^3 \quad (4.3)$$

Pour extraire la puissance maximum générée, nous devons fixer le ratio de vitesse optimal λ_{opt} et le coefficient de puissance maximum C_{p_max} , la mesure de la vitesse du vent est difficile, une estimation de sa valeur pouvons être obtenus [39] :

$$v_{vent_estimate} = \frac{R\Omega_{t_estimate}}{\lambda_{opt}} \quad (4.4)$$

La puissance aérodynamique de référence est donc donnée par :

$$P_{aero_ref} = \frac{1}{2} C_{p_max} \cdot \rho \cdot S \cdot v_{vent_estime}^3 \quad (4.5)$$

$$\text{Ou : } S = \pi \cdot R^2$$

Le couple électromagnétique de référence peut s'exprimer comme suit :

$$C_{em_ref} = \frac{P_{aero_ref}}{\Omega_t} = \frac{1}{2} C_{p_max} \cdot \rho \cdot \pi \cdot \frac{R^5 \Omega_t^2}{\lambda_{opt}^3} \quad (4.6)$$

La vitesse de la turbine estimée est calculée à partir de la mesure de la vitesse mécanique :

$$\Omega_{t_estime} = \frac{\Omega_{mec_estime}}{G} \quad (4.7)$$

Le couple électromagnétique de référence devient :

$$C_{em_ref} = \frac{P_{aero_ref}}{\Omega_t} = \frac{1}{2} C_{p_max} \cdot \rho \cdot \pi \cdot \frac{R^5}{\lambda_{opt}^3} \frac{\Omega_{mec_estime}^2}{G^3} \quad (4.8)$$

Le couple de référence est proportionnel au carré de la vitesse de la génératrice :

$$C_{em_ref} = A \cdot \Omega_{mec_estime}^2 \quad (4.9)$$

$$\text{Avec : } \frac{1}{2} C_{p_max} \cdot \rho \cdot \pi \cdot \frac{R^5}{\lambda_{opt}^3} \frac{1}{G^3}$$

Le coefficient de puissance est donné par l'équation suivante :

$$C_p = (0.44 - 0.0167\beta) \sin\left(\frac{\pi(\lambda+0.1)}{14-0.44\beta}\right) - 0.00184(\lambda - 3)\beta \quad (4.10)$$

La figure (4.3) représente la détermination des valeurs de C_{p_max} et λ_{opt} .

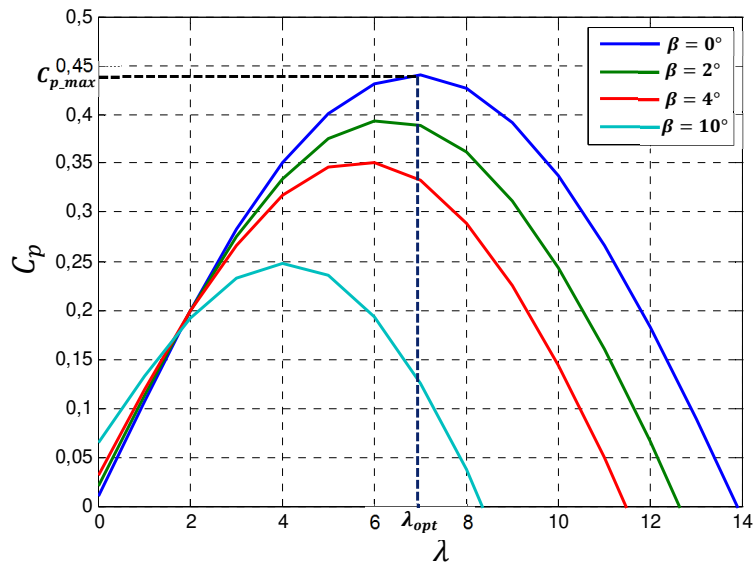


Figure (4.3) : Détermination des valeurs de $C_{p,max}$ et λ_{opt} .

La figure (4.4) résume le schéma bloc de la stratégie MPPT sans mesure de la vitesse du vent.

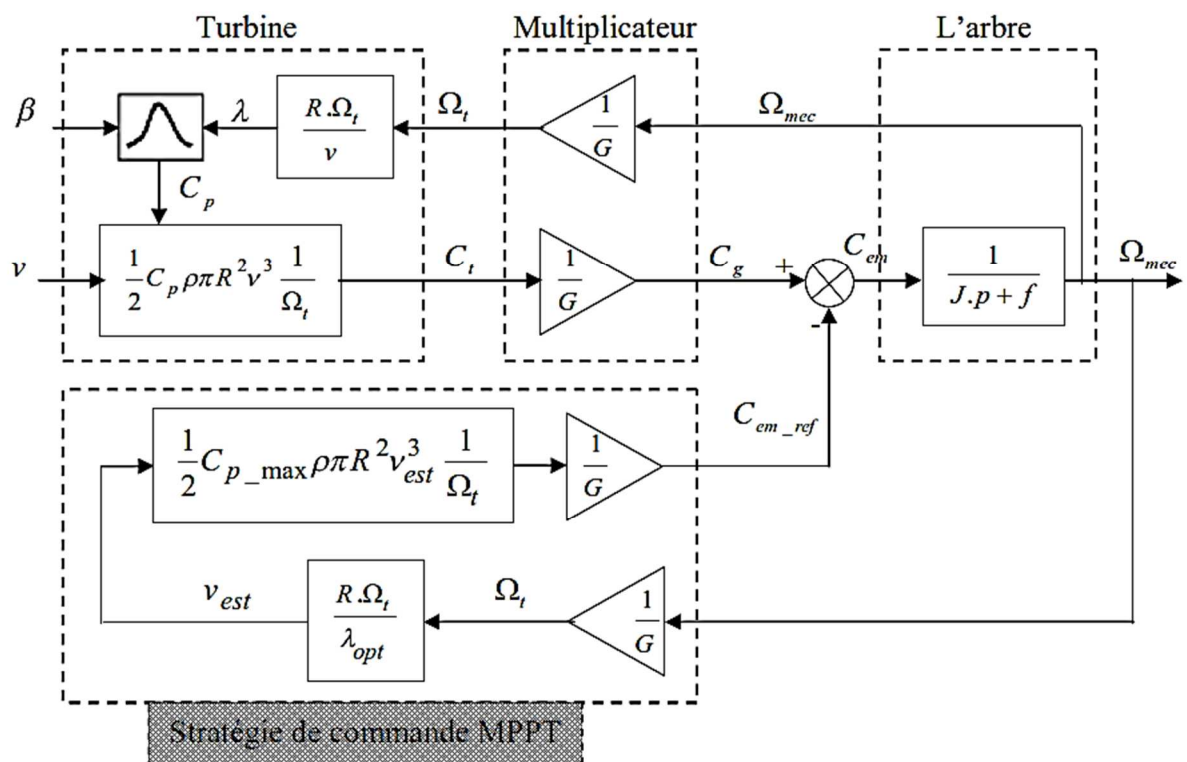


Figure (4.4) : Schéma bloc de la stratégie MPPT sans mesure de la vitesse du vent.

4.3.2 Contrôle par angle de calage variable β « Pitch control »

Il consiste à limiter la puissance générée en orientant les pales de la turbine à des angles bien précis.

L'orientation des pales est en fonction de la vitesse du vent, normalement il faudrait également prendre en compte les variations des caractéristiques de l'air et l'état de surface des pales (givre éventuel, salissures...) qui influent sur le comportement aérodynamique. Les pales sont face au vent aux basses vitesses (de la vitesse minimale à la vitesse de base) puis s'inclinent pour atteindre la position « drapeau » à la vitesse maximale [40].

Mécaniquement, il s'agit d'un dispositif sophistiqué (commande par vérins hydrauliques dans les grosses machines), surtout pour les petites machines où il grèverait le coût et pour les très grosses puissances (au-delà du MW) où il devient fragile [40].

Ce système de régulation offre les avantages suivants :

- la possibilité de pouvoir effectuer un contrôle actif de la puissance sous toutes les conditions de vent (en dehors de la vitesse limite de sécurité), y compris à une puissance partielle ;
- elles peuvent fournir la puissance nominale même quand la densité de l'air est faible (des sites sur les hauteurs, grandes températures) ;
- une production d'énergie plus importante que les éoliennes à décrochage *stall* dans les mêmes conditions de fonctionnement ;
- démarrage rapide par changement de l'angle de calage ;
- il n'y a pas besoin de freins puissants pour les arrêts d'urgence ;
- les contraintes des pales sont plus faibles quand les puissances sont supérieures à la valeur nominale ;
- la masse réduite des pales du rotor mène à une masse réduite de la turbine éolienne ;

Le contrôle de l'angle de calage β se fait, en faisant une comparaison permanente de la puissance produite mesurée et la puissance de référence.

- Lorsque la puissance de référence est supérieure à la puissance mesurée, la turbine fonctionne en C_{p_max} pour un $\beta = 0^\circ$;

- Si la puissance de référence est inférieure à la puissance mesurée, on oriente les pâles de telle manière à augmenter l'angle β afin de dégrader le coefficient de puissance C_p ;

Nous utilisons le mode de glissement pour contrôler l'angle β comme suite :

On prend $r = 1$. L'expression de la surface de glissement devient :

$$S(\beta) = \beta_{ref} - \beta \quad (4.11)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{S}(\beta) = \dot{\beta}_{ref} - \dot{\beta} \quad (4.12)$$

On a aussi :

$$\dot{S}(\beta) = -k \cdot \text{sign}(S(\beta)) \quad (4.13)$$

Depuis les équations (4.11) et (4.12), nous obtenons l'égalité suivante :

$$\dot{\beta}_{ref} - \dot{\beta} = -k \cdot \text{sign}(S(\beta)) \quad (4.14)$$

Et :

$$\dot{\beta} = k \cdot \text{sign}(S(\beta)) + \dot{\beta}_{ref} \quad (4.15)$$

On intègre l'équation (4.14) :

$$\beta = k \cdot \text{sign}(S(\beta)) + \beta_{ref} \quad (4.16)$$

On distingue :

$$\begin{cases} \beta_{\text{équivalente}} = \beta_{ref} \\ \beta_{\text{attractive}} = k \cdot \text{sign}(S(\beta)) \end{cases} \quad (4.17)$$

La figure (4.5) représente le schéma bloc de contrôle de l'angle de calage β .

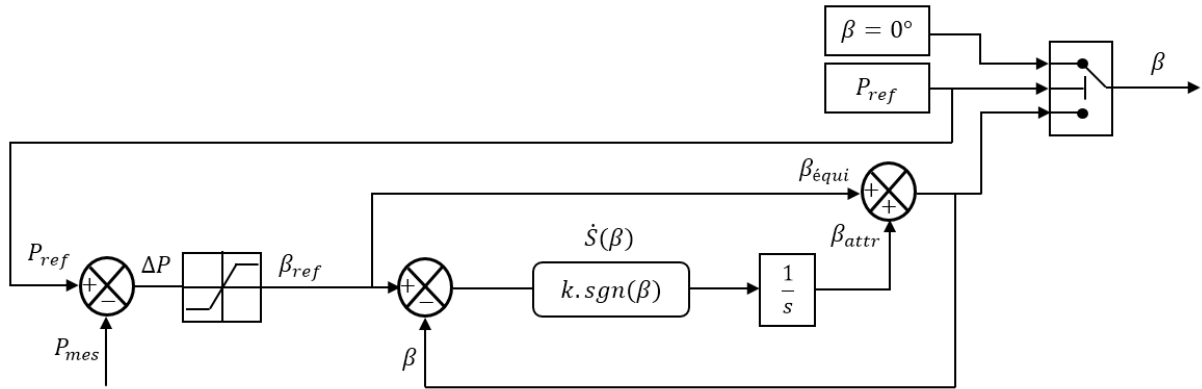
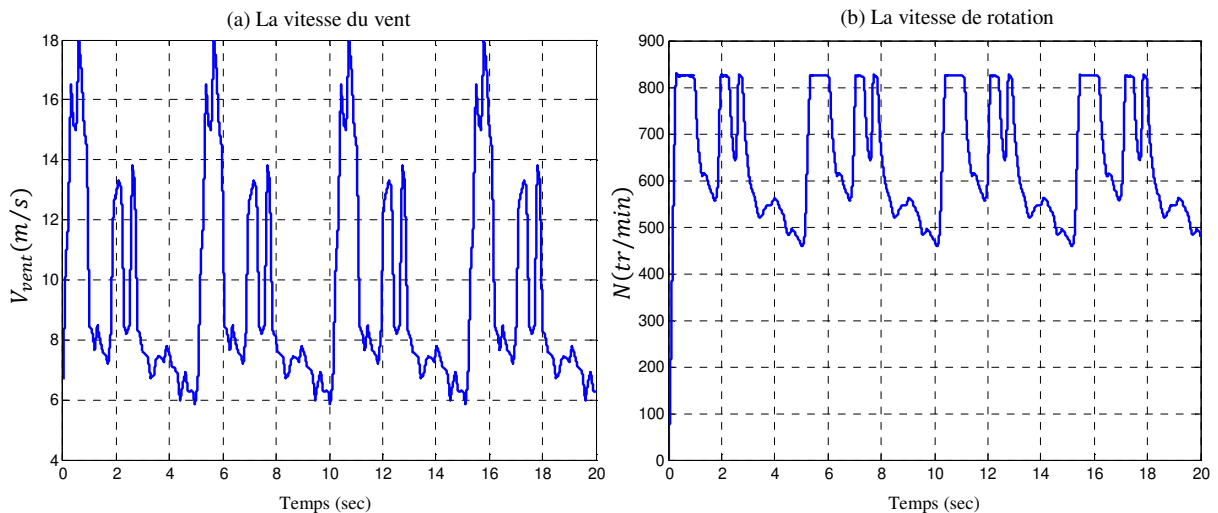


Figure (4.5) : Schéma bloc de contrôle de l'angle β .

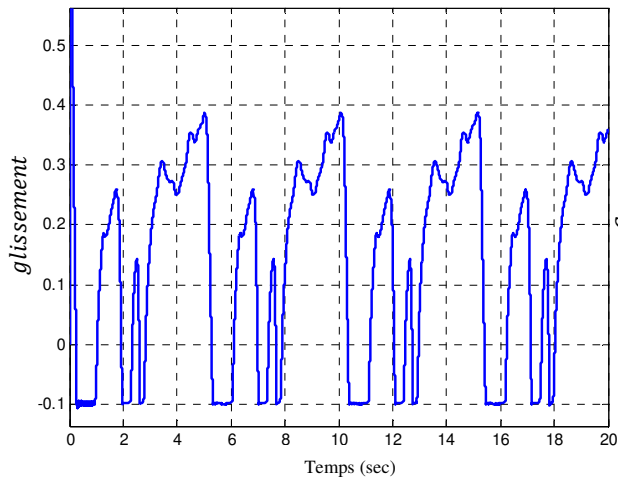
4.4 Discussion et résultats de simulation de la MASEC intégrée dans un système éolien

Les résultats de simulation de la chaîne de conversion d'énergie éolienne, basée sur la génératrice asynchrone en cascade contrôlée par le stator 2, obtenus sous Matlab-Simulink sont représentés sur la figure (4.6).

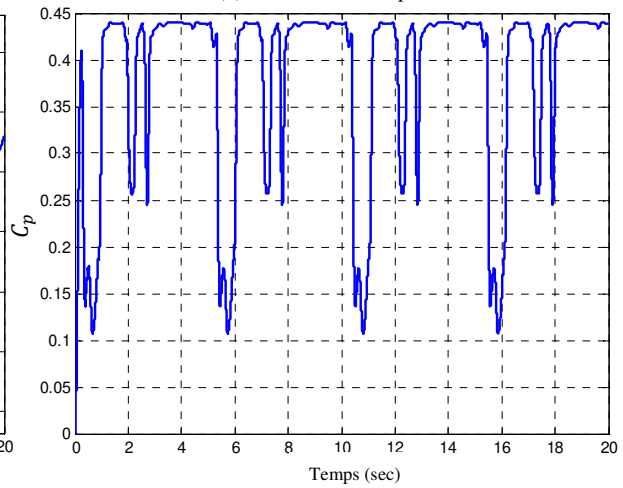
La puissance active maximale générée par la MASEC est limitée à la valeur de -1.5MW (le signe négatif signifie une puissance générée), et la puissance réactive à $Q = 0$ pour maintenir le facteur de puissance unitaire.



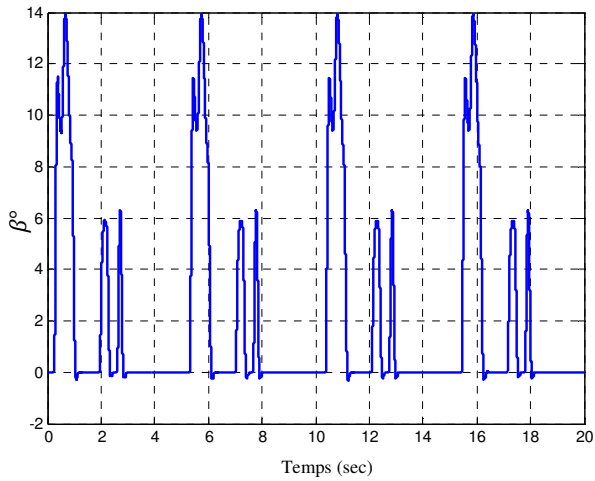
(c) Le glissement



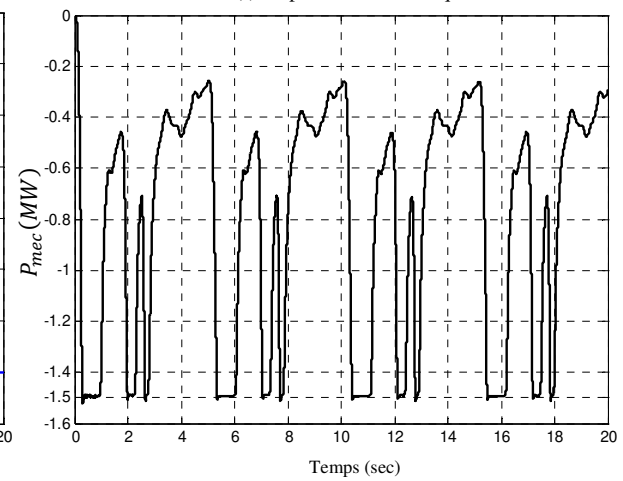
(d) Le coefficient de puissance



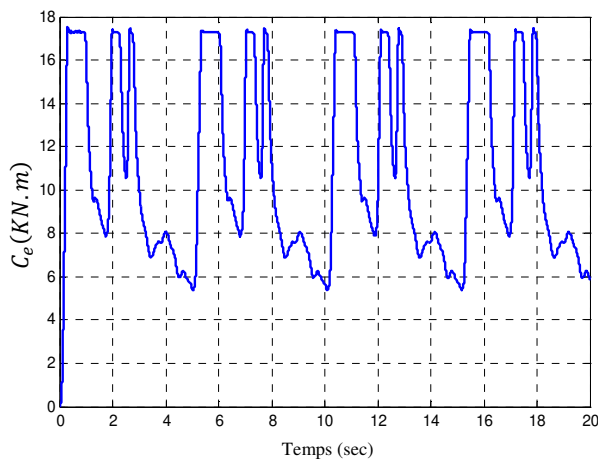
(e) L'angle de calage des pales



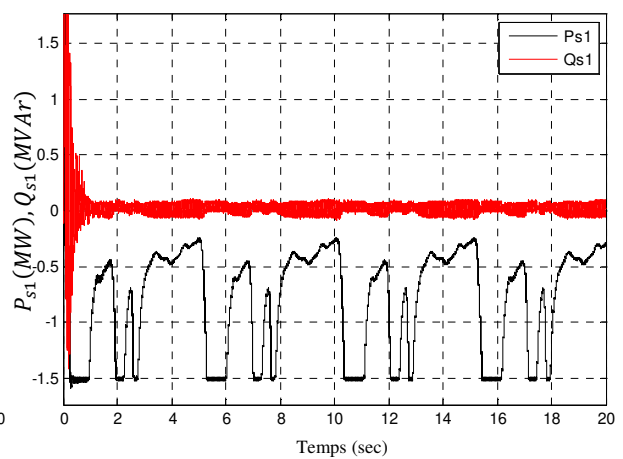
(f) La puissance mécanique



(g) Le couple électromagnétique



(h) Les puissances actives et réactives du stator 1



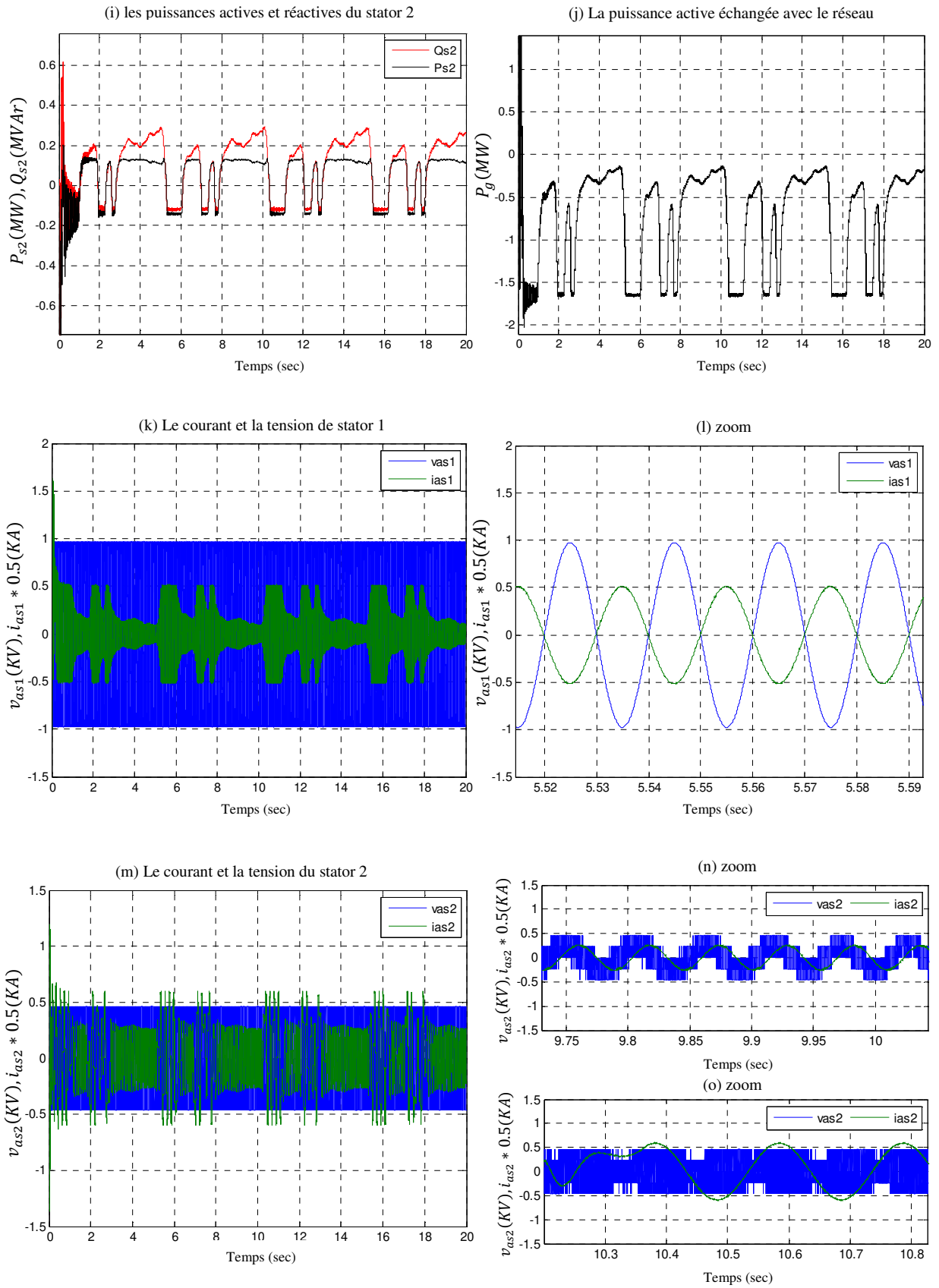


Figure (4.6) : Evolution des caractéristiques du générateur éolien.

La figure (4.6 (a)) représente l'allure de la vitesse du vent, elle a été choisie d'une manière aléatoire. La vitesse mécanique de la MASEC est illustrée dans la figure (4.6 (b)). On note qu'elle est limitée environ de 800tr/min dans les fortes vitesses de vent. Le glissement varie sur une plage de 30% (figure (4.6 (c))).

La figure (4.6 (d)) représente le coefficient de puissance de la turbine, il diminue à cause de l'angle de calage β (figure (4.6 (e))) qui augmente dans les fortes vitesses du vent et revient nulle ($\beta = 0^\circ$) dans les basses vitesses, dans ce cas le C_p prend une valeur maximale. On dégrade le C_p pour limitée la puissance active.

La puissance mécanique transformée par la turbine au stator 1 de la MASEC est montrée dans la figure (4.6 (f)). La figure (4.6 (h)) représente les puissances active et réactive du stator 1, la puissance réactive est nulle pour augmenter le rendement énergétique et la puissance active est limitée à -1.5 MW à cause de l'angle de calage β .

Les puissances active et réactive du stator 2 sont positifs au fonctionnement hypo synchrone et négative en hyper synchrone (figure 4.6 (i)).

La puissance active échangée avec le réseau P_g est illustrée dans la figure (4.6 (j)), elle est égale à la somme des puissances active du stator 1 et 2, elle prend la même allure que la puissance mécanique.

Les figures (4.6 (k)) et (4.6 (m)) représentent le courant et la tension du stator 1 et 2 respectivement et leur 'zooms' dans les figures (4.6 (l), 4.6 (n) et 4.6 (o)). Le courant et la tension de stator 2 sont en phase au fonctionnement hypo synchrone (figures (4.6 (n))) et en opposition de phase en hyper synchrone (figures (4.6 (o))).

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentée l'impact de l'intégration de la MASEC dans un système éolien. La turbine basée sur la stratégie MPPT pour extraire le maximum de puissance du vent, et le système d'orientation des pales « *Pitch control* » permet de limité la puissance capté par la turbine afin de limiter la puissance mécanique de la MASEC pour ne pas dépasser le maximum que supporte cette dernière.

Conclusion générale

L'objectif étudié dans ce mémoire est le contrôle de la machine asynchrone en cascade, intégré dans un système éolien de puissance 1.5 MW connecté au réseau. L'objectif de raccorder deux machines asynchrones à rotor bobiné est de supprimer les contacts glissant bagues-balais, ainsi que l'augmentation du nombre de paires de pôle sans toucher à la construction de la machine. La commande par mode de glissement était la stratégie utilisée pour le contrôle de puissance de la MASEC. Elle est robuste est très utile pour les éoliens à vitesse variable.

Le premier chapitre est consacré à la classification des machines électrique selon un critère de fabrication avec ou sans contact glissant, on a remarqué que l'absence des contacts glissants (bagues-balais ou balais-collecteur) dans les machines sans contacts augmente leurs fiabilités, contrairement aux machines avec contacts dont la robustesse est diminuée.

Le deuxième chapitre est réservé à la modélisation de la chaine de conversion qui constitue la turbine éolienne, la machine asynchrone à rotor bobiné (MADA), la cascade de deux MADAs (MASEC), finalement l'onduleur MLI. Avec une simulation de la MASEC.

Le troisième chapitre étudie la stratégie de contrôle de puissance de la MASEC avec des régulateurs classiques PI et avec mode glissant, les résultats de simulation obtenus dans les quatre quadrants de la MASEC avec mode glissant sont beaucoup mieux qu'avec les régulateurs PI. On constate que la commande par mode glissant est plus robuste est insensible aux perturbations (Vitesse et puissance).

Dans le dernier chapitre on s'intéressait à l'étude de la MASEC intégré dans un système éolien, il consiste à raccorder le premier stator de la MASEC directement au réseau est commander la machine via le deuxième stator. L'objectif est de fournir aux clients l'énergie électrique avec une parfaite continuité, pour cela on utilise plusieurs stratégie pour contrôler le système éolien, le MPPT pour extraire le maximum de puissance captée par la turbine, le *Pitch control* pour limité la puissance dans les fortes vitesses de vent, et le mode glissant pour le contrôle les puissances active et réactive de la MASEC.

D'après l'étude effectuée dans ce travail on peut conclure que la MASEC vient de remplacer la MADA dans divers domaines car elle représente beaucoup d'avantages, parmi les :

- La fiabilité et la robustesse ;
- Diminution de maintenance, ainsi le coût ;
- L'absence d'étincelles qui permet le fonctionnement dans des milieux dangereux ;

Annexes

❖ Paramètres de la MASEC

Les Paramètres de la MASEC sont donnés par le tableau suivant [3] :

Tableau 3 : Paramètres de la MASEC.

Paramètres de la MASEC	Valeur
P_{s1}, P_{s2}	1.5 (MW)
u_n	690 (V)
R_{s1}, R_{s2}	0.012 (Ω)
R_{r1}, R_{r2}	0.021 (Ω)
L_{s1}, L_{s2}	0.0137 (H)
L_{r1}, L_{r2}	0.0137 (H)
L_{m1}, L_{m2}	0.0135 (H)
j_1, j_2	50 ($kg \cdot m^2$)
f_1, f_2	0.0071 ($Nm \cdot \frac{s}{rad}$)
p_1, p_2	2

❖ Paramètres de la turbine

Les paramètres de la turbine liée à la MASEC sont donnés par le tableau suivant [3] :

Tableau 4 : Paramètres de la turbine utilisée.

paramètres de la turbine	Valeur
Puissance nominale	1.5 (MW)
Nombre de pales	3
Hauteur du mat	85 m
Rayon de la turbine	$R = 36 m$
Gain du multiplicateur de vitesse	$G = 40$

Bibliographie

- [1] **RESPONSABILITE SOCIALE DES ENTREPRISES (RSE)**. « *Energie renouvelable : définitions, exemples, avantages et limites* ». [En ligne]. [Consulté le : 24 Octobre 2019]. Disponible sur <<https://e-rse.net/definitions/energies-renouvelables-definition/#gs.c5802y>>.
- [2] **J. DELORD, E. RODJER**, « *Etude d'un aérogénérateur* ». Cours, Lycée Maximilien Perret – Alfortville Académie de Créteil, France.
- [3] **A. MAAFA**, « *Intégration d'une cascade de deux machines asynchrones dans un système éolien* ». Thèse de doctorat. Université A. Mira de Bejaïa, (2017).
- [4] **E. GAUCHERON**, « *Les moteurs électriques - pour mieux les piloter et les protéger* ». Cahier Technique Schneider Electric n° 207, (2004).
- [5] **C. KEYES**, « *Guide de référence sur l'efficacité énergétique de moteurs* ». Guide préparé pour le groupe d'intérêt sur les solutions énergétiques pour les clients (GISEC) de CEA technologies Inc. (2007).
- [6] **Z. TAMINDJOUTE, A. TOUATI**, « *Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA)* ». Mémoire de fin d'études. Université A. Mira de Bejaia, (2017).
- [7] **L. MADI, B. KHETTAL**, « *Contrôle par la logique flux d'une machine asynchrone en cascade* ». Mémoire de fin d'études. Université A. Mira de Bejaia, (2013).
- [8] **N. AIT AMARA**, « *Etude Comparative des Machines Synchrones Excitées par Aimants et courants électriques* ». Mémoire de fin d'études. Université A. Mira de Bejaia, (2014).
- [9] **M. AMAROUCHE**, « *Etude et optimisation des machines électriques à double excitation* ». Mémoire de fin d'études. Université A. Mira de Bejaia, (2013).
- [10] **R. BOUSSEKSOU**, « *Modélisation analytique des machines Asynchrone application au diagnostic* ». Mémoire de magister. Université Mentouri Constantine, (2007).
- [11] **N. HAMDI**, « *Modélisation et commande des génératrices éoliennes* ». Mémoire de magister. Université Mentouri de Constantine, (2008).
- [12] **M. ABID, F. BEN AMOR**, « *Etude d'une génératrice a réluctance variable* ». Mémoire de fin d'études. Université d'EL-Oued, (2014).
- [13] **R. BONNEFILLE, M. KANT**, « *Application de la théorie du champ électromagnétique aux machines linéaires à induction* ». Revue de physique appliquée. pp.743-757, Laboratoire de génie électrique de la faculté des sciences de paris et laboratoire central des industries électriques, 33 avenue du Général-Leclerc, 92, Fontenay-aux-Roses, (1970).

- [14] **A. MEDDOURENE**, « *Etude et commande de la machine asynchrone double stator en régime normal et dégradé* ». Mémoire de magister, Université A. Mira de Bejaia, (2009).
- [15] **D. HADIOUCHE**, « *Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : Modélisation, alimentation et structure* ». Thèse de doctorat, l'Université Henri Poincaré de Nancy I, France, (2001).
- [16] **S. A. M. ARDJOUN** « *Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation* ». Mémoire de magister, Université D. Liabes de Sidi-Bel-Abbès, (2010).
- [17] **A. MAAFA**, « *Etude d'un générateur éolien base sur la cascade de deux machines asynchrones pilote par un convertisseur de fréquence* ». Mémoire de magister. Université El Hadj Lakhdar de Batna, (2011).
- [18] **FUTURA Planète**, « *éolienne* ». [En ligne]. [Consulté le : 1 juin 2019]. Disponible sur <https://www.futura-sciences.com/planete/definitions/energie-renouvelable-eolienne-6946/>.
- [19] **M. T. LATRECHE**, « *Commande floue de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien* ». Mémoire de magister. Université Ferhat Abbas de Sétif, (2012).
- [20] **S. EL AIMANI**. « *Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension* ». Thèse de doctorat. Ecole centrale de Lille, (2004).
- [21] **B. BENYACHOU, F. AIT OUHROUCH, K. GUERAOU, B. BAHRAR**, « *Modélisation sous MATLAB/SIMULINK d'une turbine éolienne reliée à une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA)* ». 13^{ème} Congrès de mécanique, Meknès, MAROC, 11 - 14 Avril, (2017).
- [22] **W. BENDEMAGH**, « *Commande de la machine asynchrone par la cascade hypo synchrone à base des logiciel SIMPLOREER et MATLAB* ». Mémoire de magister. Université de Sétif 1, (2013).
- [23] **C. CHEVASSU**, « *Machines électriques* ». Cours et problèmes. Ecole nationale supérieur Maritime, (2012).
- [24] **H. KERKOUR**, « *Commande d'un aérogénérateur basé sur une génératrice à double alimentation* ». Mémoire de fin d'études. Université A. Mira de Bejaia, (2013).
- [25] **H. AMIMEUR**, « *Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement* ». Mémoire de magister. Université Hadj Lakhdar de Batna, (2008).

- [26] **M. A. MAHBOUB** « *Modélisation et commande d'un system éolien à base d'une génératrice double alimentée sans balais* ». Mémoire de Magister. Université Ferhat Abbas Sétif, (2012).
- [27] **A.MAAFA, D. AOUZELLAG, K.GHEDAMSI, R.ABDESSEMED** , « *Study of the cascade doubly fed induction machine (CDFIM)*” International conference on electrical, electronics and automatic 10, University of Bejaia, 02-03 November .Algeria, (2010).
- [28] **Y. ELBIA**, « *Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté* ». Mémoire de magister. Université Hadj Lakhdar Batna, (2009).
- [29] **A. BOUBAKIR, F. BOUDJEMA, C. BOUBAKIR, N. IKHLEF**, « *Loi de commande par mode de glissement avec une surface de glissement non linéaire appliquée au système hydraulique à réservoirs couplés* ». 4th International conference on computer integrated manufacturing CIP, 03-04 November, (2007).
- [30] **M. A. HASSAD**, « *Influence de la commande d'une GADA des systèmes éoliens sur la stabilité des réseaux électriques* ». Mémoire de magister, Université Sétif 1, (2012).
- [31] **Z. TIR**, « *Contribution à l'étude d'un aérogénérateur asynchrone en cascade* ». Mémoire de magister. Université Ferhat Abbas de Sétif, (2010).
- [32] **F. POITIERS**, « *Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne – machine asynchrone à cage autonome – machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau* ». Thèse de doctorat. Université de Nantes, (2003).
- [33] **B. DEHIBA, A. MEROUFEL, A. BENDAOU, M. B. BENABELLAH**, « *Commande en vitesse par mode de glissement d'un moteur asynchrone avec limitation du courant par poursuite d'une surface de commutation* ». ACTA Electrotehnica, Volume 48, pp194-200, Number 3, (2007).
- [34] **R. ROUABHI**, « *Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée* ». Thèse de doctorat. Université de Batna 2, (2016).
- [35] **Y. ZOUAOUI**, « *Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone* ». Mémoire de magister. Université Ferhat Abbas De Sétif, (2010).
- [36] **M. A. MAHBOUB**, « *Commande robuste d'un système de génération eolien à base de génératrice double alimentée sans balais* ». Thèse de doctorat. Université de Batna 2, (2016).
- [37] **Paul-Etienne VIDAL**, « *Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation* ». Thèse de doctorat. L'institut national polytechnique de Toulouse, (2004).

- [38] **N. LAVERDURE**, « *Sur l'intégration des générateurs éoliens dans les réseaux faibles ou insulaires* ». Thèse de doctorat. Institut national polytechnique de Grenoble – INPG, France, (2005).
- [39] **Y. BEKAKRA**, « *Contribution à l'étude et à la commande robuste d'un aérogénérateur asynchrone à double alimentation* ». Thèse de doctorat. Université M. KHIDER – Biskra, (2014).
- [40] **B. MULTON, O. GERGAUD, H. BEN AHMED, X. ROBOAM, S. ASTIER, et al.** « *Etat de l'art des aérogénérateurs* ». L'électronique de puissance vecteur d'optimisation pour les énergies renouvelables, Ed. NOVELECT - ECRIN, ISBN 2-912154-8-1, pp.97-154, (2002).

ملخص:

هذه المذكرة مكرسة للبحث عن تحكم قوي وموثوق للسيطرة على سلسلة من آلتين لاتزامنتين. هذه الآلة تعادل ربط آلتين لاتزامنتين كهربائياً وميكانيكياً من خلال عجلاتها الميكانيكية، مما يجعل من الممكن التخلص من التلامس الانزلاقي وبالتالي زيادة متانتها مقارنةً بالآلات ذات التلامس الانزلاقي. النتائج التي تم الحصول عليها من خلال هذا التحكم الموثوق تعبر عن انعدام اضطرابات الطاقة الناتجة عن الآلتين اللاتزامنتين المدمجتين في نظام توربينات الرياح. يتم حصر الطاقة لتفادي الإفراط في طاقة الآلتين اللاتزامنتين خلال سرعات الرياح العالية بواسطة نظام توجيه الأجنحة، التحكم في الأجنحة.

الكلمات المفتاحية: سلسلة آلتين لاتزامنتين، النمط الانزلاقي، التحكم في الأجنحة.

Abstract

This memory devoted to research for robust and reliable command for controlling a cascade doubly fed induction. The cascade is equals to the coupling of two asynchronous machines electrically and mechanically via their rotors, this coupling makes it possible to eliminate the sliding contact brushes and slip – rings and thus increase its robustness compared with machines with sliding contact. The results obtained with sliding mode control express a rejection of the power disturbances generated by the cascading asynchronous machine integrated into a wind turbine system. The limitation of power so as not to overload the CDFIM during the high wind speeds, was controlled by the system of orientation of the blades, pitch control.

Key words: cascade doubly fed induction, sliding mode, pitch control.

Résumé

Ce mémoire est consacré à la recherche des commandes robuste et fiable pour le contrôle d'une cascade de deux machines asynchrones. La cascade est équivalente au couplage de deux machines asynchrones électriquement et mécaniquement via leurs rotors, ce couplage permet d'éliminer le contact glissant bagues-balais ainsi augmenter sa robustesse par rapport aux machines avec contact glissant balais-bagues ou balais-collecteur. Les résultats obtenus avec le contrôle par mode de glissement expriment une rejection des perturbations de puissance générée par la machine asynchrone en cascade intégrée dans un système éolien. La limitation de la puissance pour ne pas surcharger la MASEC durant les fortes vitesses de vent a été contrôlée par le système d'orientation des pales, *pitch control*.

Mots clés : cascade de deux machines asynchrone, mode glissant, *pitch control*.