

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

Faculté des Sciences Appliquées



Mémoire de Master

Présenté au
Département : Génie Électrique
Domaine : Sciences et Technologies
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Energie Renouvelable en Electrotechnique

Réalisé par :
Abdoul Mamadou Djigo

Thème

Commande avancée d'une éolienne à base d'une cascade de deux machines

Devant le Jury composé de :

Mr. H. HOUASSINE

Prof

Univ. Bouira Présidente

Mr. A. MAAFA

M.C. A

Univ. Bouira Encadrant

Mr. K. SAOUDI

Prof

Univ. Bouira Examineur

Année Universitaire : 2025 -2026

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail :

*À mes chers parents pour leur amour, leurs sacrifices et leur soutien constant
tout au long de mon parcours.*

*À mes amis mauritaniens étudiants à l'université de bouira, pour leurs
encouragements, leur confiance et leur présence à mes côtés.*

*À toutes les personnes qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce
travail.*

Avec toute ma gratitude et mon profond respect.



REMERCIEMENTS

Je remercie avant tout Dieu « ALLAH » Tout-Puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'Il m'a accordées tout au long de ces années d'études.

J'adresse mes sincères remerciements à toute personne ayant contribué, de près ou de loin, à la réalisation de ce travail, et plus particulièrement à mon encadreur, M. Amar MAAFA, pour la confiance qu'il m'a accordée, ses précieux conseils ainsi que l'intérêt constant qu'il a porté à mon travail. J'exprime également ma profonde gratitude à l'ensemble des enseignants du département de Génie Électrique pour la qualité de leur enseignement et les connaissances qu'ils m'ont transmises.

Enfin, je tiens à remercier ma famille et mes amis pour ses encouragements, son soutien inconditionnel et sa confiance tout au long de mon parcours, ainsi que toutes les personnes ayant contribué à l'aboutissement de ce projet.

Table de matière

Notation.....	VI
Liste des symboles	VII
Listes des figures.....	XI
Listes des tableaux	XIII
Introduction générale	1
Chapitre1: Généralités sur les machines électriques existantes	4
1.1 Introduction	4
1.2 Classifications des machines électriques.....	4
1.2.1 Machines avec contacts glissants.....	4
1.2.1.1 Machines à courant continu (MCC).....	5
1.2.1.2 Machines asynchrones à rotor bobiné.....	7
1.2.1.3 Machines synchrones à excitation électrique.....	7
1.2.1.4 Machine synchrone double excitation (MSDE).....	7
1.2.1.5 Inconvénients des machines avec contacts glissants	8
1.2.2 Machines sans contacts	8
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	13
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.....	20
Chapitre2: Modélisation mathématique de la chaîne de conversion	22
2.1 Introduction	22
2.2 Modélisation de la turbine.....	22
2.3 Modélisation de la machine asynchrone a rotor bobiné.....	26
2.3.1 Description de la MAS.....	27
2.3.2 Hypothèses simplificatrices	27
2.3.3 Modèle de la MAS à rotor bobiné dans le repère (abc) [4] :	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 [4] :.....	33
2.4	Modélisation de la machine asynchrone en cascade	34
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	41
2.7	Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	43
2.8	Conclusion.....	45
Chapitre3:	Commande de la MASEC par mode de glissement.....	46
3.1	Introduction	46
3.2	Description du système étudié.....	47
3.3	Contrôle de puissance de la MASEC	47
3.3.1	Fonctionnement de la MASEC dans les quatre quadrants	48
3.3.2	Modèle pour le contrôle indépendant des puissances du stator 1	49
3.3.3	Relation entre la tension du deuxième stator et son courant.....	51
3.3.4	Relation entre la puissance du premier stator et le courant deuxième stator	52
3.4	Commande vectorielle direct de la MASEC	53
3.4.1	Synthèse du régulateur PI	54
3.4.2	Résultats de simulation	56
3.5	Commande par mode glissement	58
3.5.1	Conception de la commande par mode glissement.....	59
3.5.2	Choix des surfaces de glissement	59
3.5.3	Glissement réel et glissement idéal.....	60
3.5.4	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	61
3.5.4.1	Approche directe	61
3.5.4.2	Approche de lyapunov	61
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	68
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).....	72
3.7	Conclusion.....	74
Chapitre4:	Commande de la MASEC par réseaux de neurones (RNA)	75
4.1	Commande intelligente de la MASEC	75
4.1.1	Introduction.....	75
4.1.2	Réseaux de neurones.....	75
4.1.2.1	Neurone biologique.....	76
4.1.2.2	Modèle d'un neurone artificiel.....	76
4.1.2.3	Fonction d'activation	78
4.1.2.4	Composition d'un réseau de neurones	79
4.1.2.5	Architecture des réseaux de neurones	80
4.1.2.6	Apprentissage d'un réseau de neurones	81
4.1.2.7	Algorithmes d'apprentissage du perceptron multicouche.....	81
4.1.2.8	Avantages et Inconvénients des réseaux de neurones	82
4.1.2.9	Mise en œuvre des réseaux de neurones	83
4.1.2.10	Choix des entrées/sorties du réseau de neurones	83
4.1.2.11	Le choix du type de réseau de neurones	83
4.1.2.12	Le choix de la stratégie d'apprentissage	83
4.1.2.13	Réalisation d'apprentissage	84
4.1.3	Simulation de la commande MASEC par les réseaux de neurones	86
4.1.4	Conclusion	90
	Bibliographie.....	Erreur ! Signet non défini.

Notation

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

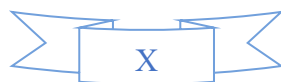
Liste des symboles

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)
$v_{qs1,qs2}$	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

Figure 1.1: Schéma de principe d'une machine à courant continu.....	5
Figure 1.2: Photographie des constitutions d'une MCC.....	6
Figure 1.3: Eclaté d'un moteur asynchrone à rotor à bagues.....	7
Figure 1.4 : Machine synchrone double excitation série.....	8
Figure 1.5: le rotor et le stator de la machine asynchrone à cage d'écureuil.....	9
Figure 1.6 : Structure des machines à aimants permanents.....	10
Figure 1.7 : MRV pure à double saillance.....	12
Figure 1.8 : Machine synchrone à excitation avec un redresseur tournant.....	12
Figure 1.9: Schéma d'une machine linéaire à induction.....	13
Figure 1.10 : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.....	16
Figure 1.11 : Couplage mécanique frontal.....	17
Figure 1.12 : Couplage mécanique par succession.....	18
Figure 1.13 : Connexion électrique directe.....	18
Figure 1.14 : Couplage électrique inverse.....	19
Figure 1.15: Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère.....	19
Figure 1.16 : Vu en coupe de la MASDPS sans couplage électrique.....	20
Figure 2.1: Éléments constitutifs d'une éolienne -NORDEX N60-1.3MW.....	23
Figure 2.2: Le Coefficient de puissance (C_p) en fonction du ratio de la vitesse de la turbine(λ).	25
Figure 2.3: Schéma bloc de la turbine.	26
Figure 2.4: Représentation schématisée des enroulements de la MAS à rotor bobiné.....	27
Figure 2.5: Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone (Claude , 2012).....	30
Figure 2.6: (a) Passage d'une base triphasée (abc) à une base diphasée ($\alpha\beta$) ; (b) Rotation du système ($\alpha\beta$) vers le système (dq) (Claude , 2012).....	31
Figure 2.7: Machine asynchrone en cascade (Maafa, 2017).....	35
Figure 2.8: la vitesse de rotation.....	39
Figure 2.9: le couple électromagnétique.....	39
Figure 2.10: la puissance active et réactive.....	40
Figure 2.11: les courants du stator 1 et 2.....	40
Figure 2.12: Schématisation de l'ensemble convertisseur-MAS (ALI & Kamel , 2019).	42
Figure 2.13: Principe de la commande MLI (ARDJOUN , 2010).	44
Figure 3.1: Schéma du système étudié.....	47
Figure 3.2: Les différents modes de fonctionnement de la MASEC.....	49
Figure 3.3 : Schéma-bloc du système à réguler.	53
Figure 3.4: Schéma-bloc de la commande vectorielle en puissance.....	54
Figure 3.5: Représentation schématisée de la boucle de régulation de la puissance du premier stator.....	54
Figure 3.6 : Résultats de simulation de contrôle avec régulateur PI.....	57
Figure 3.7: Convergence du système glissant (RIYADH, 2016).	58
Figure 3.8 : Glissement idéal (a) et réel (b).	60
Figure 3.9: La valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min}	62
Figure 3.10: Fonction « sign » (non linéarité tout ou rien).	63
Figure 3.11: Fonction « sign » (non linéarité tout ou rien).	64
Figure 3.12: Fonction « sat », (A) un seuil ; (b) deux seuils (zone morte).	65
Figure 3.13: Fonction « Cont » (> et petit).	65

Figure 3.14: Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande (VIDAL, 2004).	66
Figure 3.15: Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état (VIDAL, 2004).	67
Figure 3.16: Structure de régulation par ajout de la commande équivalente (VIDAL, 2004).	68
Figure 3.17: Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant (ALI & Kamel , 2019). ..	72
Figure 3.18 : Comparaison Résultats de simulation de contrôle par mode glissant avec régulateur PI	73
Figure 4.1: Modèle du neurone biologique.....	76
Figure 4.2:Modèle d'un neurone artificiel (MALKI & SAKOU , 2021).	77
Figure 4.3:Représentation matricielle d'un neurone artificiel (MALKI & SAKOU , 2021).	78
Figure 4.4:Composition d'un réseau de neurones (MALKI & SAKOU , 2021).	80
Figure 4.5:Apprentissage supervisé.	81
Figure 4.6:Apprentissage non supervisé.	81
Figure 4.7: Modèle du réseau de neurone utilisé.	84
Figure 4.8:Fenêtre d'entraînement de réseau de neurones.....	84
Figure 4.9: Evolution d'erreur d'apprentissage	85
Figure 4.10:Régression entre la sortie et le Target.....	86
Figure 4.11: Comparaison de la puissance active SMC et RNA	87
Figure 4.12: Comparaison entre le courant du stator 2 SMC et RNA	87
Figure 4.13: Comparaison du courant du stator2 SMC et RNA	88
Figure 4.14: Comparaison entre la puissance réactive 1 du SMC et RNA.....	88

Listes des tableaux

Tableau 1.1 Machines multi phases de Type 1.....	14
Tableau 1.2 Machines multi-phases de Type 2.	15
Tableau 3.1: un tableau comparatif entre la commande PI et mode glissement	74
Tableau 4.1: Les différentes fonctions d'activation utilisées dans les RNA.	79
Tableau 4.2: tableau comparatif entre mode glissement et RNA.....	89
Tableau 4.3: Paramètres de la MASEC.....	92
Tableau 4.4: Paramètres de la turbine utilisée.....	92

Introduction générale

Les énergies renouvelables (EnR) sont définies comme des sources d'énergie « provenant de sources naturelles qui se renouvellent à un rythme supérieur à celui de leur consommation ». Du point de vue de la temporalité humaine, les sources d'énergie que sont le vent, le soleil et l'eau sont considérées comme inépuisables. Ces sources d'énergie, caractérisées par leur renouvellement constant, leur abondance et leur illimité, sont également éminemment respectueuses de l'environnement, avec une émission réduite de dioxyde de carbone. Elles ouvrent ainsi la voie à la production diversifiée d'électricité, de chaleur, de froid, de gaz, de carburant et de combustible. Ces éléments sont présents partout sur notre planète, que ce soit sous terre, en mer, en altitude ou dans l'air. Dans le cadre de cette analyse des sources d'énergie, nous nous intéressons aux générateurs éoliens, qui occupent une place particulière au sein des diverses sources d'énergie étudiées (youmatter, 2026).

Un aérogénérateur, ou éolienne, est un dispositif qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Cette énergie mécanique est ensuite transmise à un arbre de transmission, puis transformée en énergie électrique par l'intermédiaire d'un générateur.

Le rotor, élément mécanique essentiel de l'ensemble, est équipé de trois pales qui capturent l'énergie cinétique du vent et la transfèrent à l'arbre lent. Dans le cadre de la modélisation du système, il est impératif de prendre en compte l'existence d'un système hydraulique ou électrique. Ce dernier permet d'orienter les pales et de réguler la fréquence de rotation du rotor à une valeur constante. Les pales, composantes essentielles de l'ensemble mécanique, jouent un rôle crucial dans la régulation de la vitesse du rotor. Elles sont en effet à même de fournir un frein aérodynamique, soit par le biais d'une « mise en drapeau », soit par une rotation des extrémités. Dans le cadre de la dynamique des fluides, un système d'orientation sophistiqué, alimenté par des moteurs dédiés, est conçu pour diriger la nacelle selon une trajectoire perpendiculaire à la direction du vent, permettant ainsi une manœuvre précise et efficace. Dans le cadre de la gestion de l'éolienne, un anémomètre et une girouette, installés sur le toit de la nacelle, fournissent les données nécessaires au système de contrôle. Ce dernier a pour fonction d'orienter l'éolienne et de déclencher ou d'arrêter son fonctionnement en fonction de la vitesse du vent. Lorsqu'un flux d'air se manifeste, l'éolienne s'oriente automatiquement face à lui grâce à une girouette et met ses pales en rotation pour entraîner l'arbre principal relié au multiplicateur. À partir d'une vitesse de 4 m/s, le dispositif commence à produire de l'électricité et l'injecte dans le réseau. Le multiplicateur, élément essentiel du système, permet d'accroître la vitesse de rotation du générateur, ce qui, en retour, lui permet de fonctionner à 1 500 tours par minute. Ainsi, le générateur est en mesure de fournir un courant alternatif de 690 volts à 50 hertz. À une vitesse de 14 mètres par seconde, la puissance

nominale est atteinte et maintenue constante grâce à un dispositif de régulation qui ajuste l'angle des pales. En cas de vents supérieurs à 25 mètres par seconde, les pales sont automatiquement redirigées vers une position de sécurité, le générateur se déconnecte et la production d'électricité est interrompue jusqu'à la résolution de la situation (DELORD & ROGER).

De nos jours, un grand nombre d'éoliennes en fonctionnement sont dotées de machines asynchrones alimentée en double, également appelée MADA. Cette dernière offre la possibilité de fonctionner sur une vaste gamme de vitesses du vent, et d'exploiter au mieux sa puissance pour chaque vitesse. Toutefois, la présence de contacts glissants compromet la fiabilité du système, d'où l'exploration de convertisseurs électromagnétiques hautement fiables. Donc, on suggère de combiner deux. Les machines asynchrones (MADA) sont contrôlées électriquement et mécaniquement à travers leurs rotors. Ce jumelage appelée une cascade de deux machines, elle permet l'élimination des contacts glissants sur les balais-bagues. Par conséquent, renforcer la solidité et la fiabilité de l'appareil tout en réduisant les besoins d'entretien. 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) (ALI & Kamel , 2019).

Ce mémoire traite de la filière éolienne, en mettant l'accent sur la commande avancée par mode de glissement et par réseaux de neurones RNA d'un aérogénérateur reposant sur la cascade de deux machines asynchrones. L'organisation du travail est structurée comme suit :

Le premier chapitre donne une classification des différentes machines électriques d'après deux caractères principaux : il y a ou il n'y a pas de contacts glissants.

Le chapitre deux traite de la modélisation de la chaîne de conversion comprenant la turbine éolienne, la MADA, la MASEC et l'onduleur MLI, puis de la simulation de la MASEC dans MATLAB/Simulink.

Le troisième chapitre étudie la commande de puissance de la cascade à base de régulateurs PI et la commande par mode de glissement, avec une comparaison des résultats obtenus.

Le chapitre quatre présente l'application des réseaux de neurones artificiels à la commande de la MASEC. L'objectif est de remplacer la partie discontinue de la commande par mode de glissement par un régulateur neuronal afin de réduire le phénomène de chattering et d'améliorer la qualité du signal de commande. Les performances de cette approche seront évaluées par simulation sous MATLAB/Simulink.

Enfin, une conclusion générale vient résumer l'ensemble des travaux réalisés dans ce mémoire et proposer des perspectives pour des recherches futures.

Chapitre1: Généralités sur les machines électriques existantes

1.1 Introduction

Depuis l'invention du moulin à vent, la technologie des éoliennes a constamment évolué. Ce n'est qu'au début des années 1940 que les prototypes d'éoliennes à pales profilées ont commencé à être utilisés commercialement. L'efficacité des structures d'éoliennes est en perpétuel développement.

Au-delà du caractère mécanique de l'éolienne, il est crucial d'assurer une conversion efficace de l'énergie mécanique en énergie électrique. On dénombre une multitude d'appareils destinés à cet usage, principalement des machines synchrones et asynchrones. Toutefois, quelques machines possèdent des contacts glissants (balais-bagues ou collecteur-balais), compromettant ainsi leur fiabilité.

Ce chapitre vise à catégoriser les machines électriques selon un critère crucial : l'existence ou l'absence de contacts instables (ALI & Kamel , 2019).

1.2 Classifications des machines électriques

Une machine électrique peut être définie comme un dispositif électromécanique qui permet la conversion d'énergie électrique en énergie mécanique, et inversement. Cette machine se compose de deux parties mobiles qui interagissent l'une avec l'autre : l'inducteur, générateur de champ magnétique, et l'induit, dans lequel ce champ induit engendre une force électromotrice. Ces deux éléments sont séparés par un espace intermédiaire, appelé entrefer.

En fonction du type de machine considéré, pour des raisons d'ordre technologique, l'inducteur est situé soit au stator, soit au rotor. Il existe deux types de machines : celles dotées de balais-collecteurs ou de balais-bagues, communément appelées « machines avec contacts », et celles dépourvues de tout contact glissant, qualifiées de « machines sans contacts » (Maafa, 2017).

1.2.1 Machines avec contacts glissants

Ces dispositifs sont équipés d'un système de balais-collecteur ou de balais-bagues, qui permettent la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique. Cette énergie mécanique est ensuite utilisée pour alimenter le moteur de la machine. Dans le cadre de l'étude des composants électriques, les balais, constitués de matériaux conducteurs tels que le graphite ou le charbon, se voient fréquemment

Chapitre 1 : Généralités sur les machines électriques existantes

adjoindre du cuivre afin d'accroître leur conductivité électrique. Ils remplissent ainsi une fonction essentielle : assurer une continuité électrique par un contact méticuleux établi entre les balais et les éléments du système, tels que les bagues ou le collecteur du rotor. Une analyse approfondie des machines en question révèle l'existence de plusieurs variantes (ALI & Kamel , 2019).

Parmi celles-ci, on distingue :

1.2.1.1 Machines à courant continu (MCC)

Une machine à courant continu est une machine électrique. Il s'agit d'un convertisseur électromécanique permettant la conversion bidirectionnelle d'énergie entre une installation électrique parcourue par un courant continu et un dispositif mécanique.

Une machine à courant continu est composée des éléments suivants (Etienne , 2004) :

- 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. (Etienne , 2004).

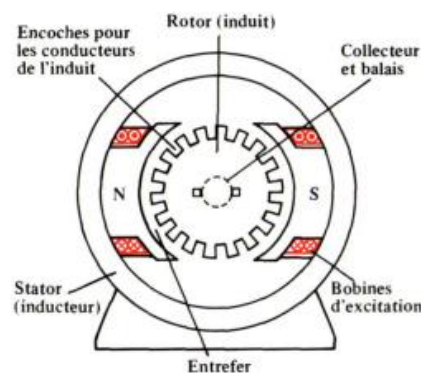


Figure 1.1: Schéma de principe d'une machine à courant continu.

Chapitre 1 : Généralités sur les machines électriques existantes

Dans le cadre de l'analyse du fonctionnement de l'induit, il est essentiel de comprendre le rôle des balais en carbone et du collecteur. En effet, ces éléments sont des composants clés de l'induit, car ils permettent la circulation du courant à travers les enroulements. Le collecteur se distingue par sa configuration en anneau, constitué de paires de lames rectangulaires en cuivre, disposées diamétralement opposées. Il est localisé à une extrémité de l'induit. Dans le cadre de l'étude, il a été constaté que chaque paire de lames est raccordée à une bobine de l'enroulement d'induit. Dans le cadre de l'analyse des mécanismes de transfert thermique, il est essentiel de comprendre le rôle des balais en carbone. Ces éléments, par l'intermédiaire de ressorts, établissent une connexion avec le collecteur, permettant ainsi la transmission de la chaleur (ALI & Kamel , 2019).



Figure 1.2: Photographie des constitutions d'une MCC.

Modes d'excitation : (Etienne , 2004)

- 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 (Etienne , 2004).

1.2.1.2 Machines asynchrones à rotor bobiné

La machine asynchrone à rotor bobiné présente un stator qui est analogue à celui des machines triphasées classiques. En effet, ce stator est le plus souvent constitué de tôles magnétiques empilées. Ces dernières sont munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine réside dans le fait que le rotor ne se présente plus sous la forme d'une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais il est constitué de trois bobinages connectés généralement en étoile dont les extrémités sont accessibles de l'extérieur par l'intermédiaire de bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais (Lounes & Mounir, 2014).

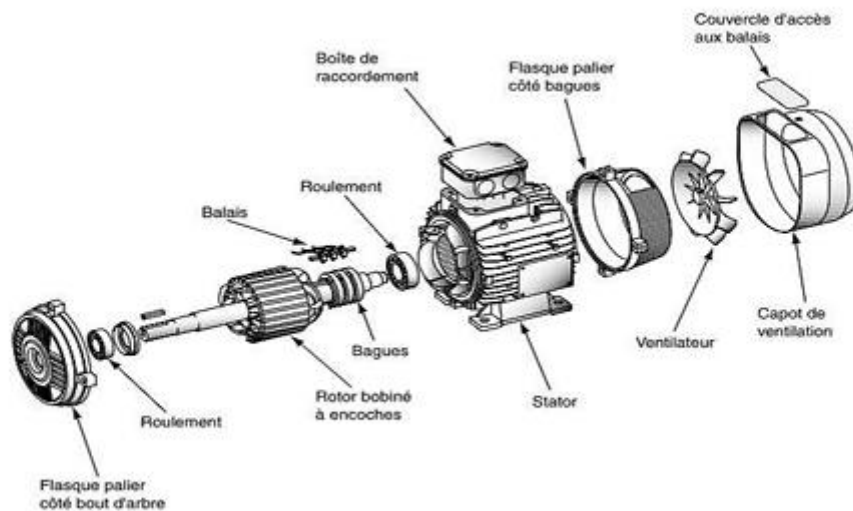


Figure 1.3: Eclaté d'un moteur asynchrone à rotor à bagues

1.2.1.3 Machines synchrones à excitation électrique

Dans cette configuration, le rotor est conçu pour supporter un bobinage monophasé, alimenté par un courant continu, tandis que le stator est doté d'un bobinage polyphasé à courant alternatif.

Dans le cadre de l'étude du rotor, deux configurations sont proposées pour être examinées (MADI & KHETTAL, 2013).

- Machines à pôles Saillants
- Machines à pôles lisses

1.2.1.4 Machine synchrone double excitation (MSDE)

Ces machines sont dotées de deux sources électromagnétiques distinctes, à savoir un bobinage et un aimant permanent, intégrés au rotor. Le bobinage est une technique utilisée pour réguler le flux magnétique généré par les aimants permanents. Cette démarche permet l'exploration d'un éventail diversifié de structures potentielles. Il est possible de procéder au classement de ces types de machines

Chapitre 1 : Généralités sur les machines électriques existantes

en deux catégories distinctes : d'une part, les machines MSDE série, et d'autre part, les machines MSDE parallèle. Il apparaît que cette machine nécessite deux bobinages, ce qui, du point de vue de l'alimentation électronique, la rend complexe. En conséquence, son développement à grande échelle s'avère être une perspective irréaliste (Maafa, 2017).

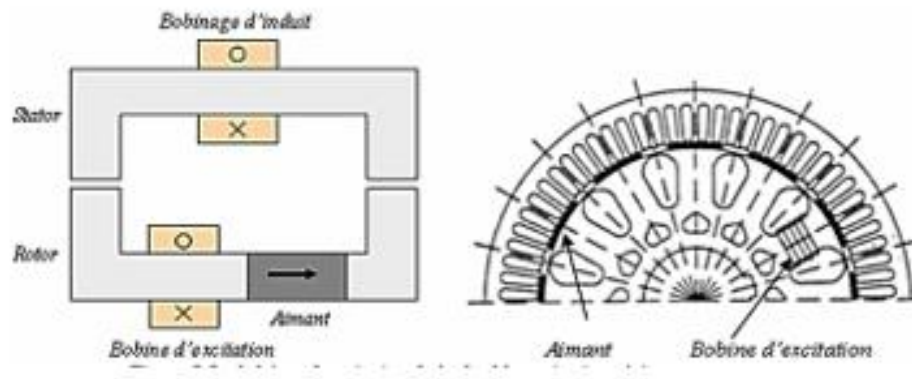


Figure 1.4 : Machine synchrone double excitation série

1.2.1.5 Inconvénients des machines avec contacts glissants

Les machines avec contacts glissants, tels que les moteurs à collecteur ou les bagues collectrices, souffrent de diverses contraintes opérationnelles liées à la friction mécanique.

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

- Usure constante des contacts, rendant la maintenance plus complexe et plus coûteuse ;
- Problème lié au bruit mécanique causé par les frottements entre les balais et le collecteur ;
- Surchauffe du rotor en raison de la présence des contacts ;
- Durée de fonctionnement restreinte ;
- Volume occupé en raison de l'existence des balais-collecteur ou balais-bagues ;
- Émission d'étincelles représentant un risque dans certains environnements explosifs ;
- Limitation de la vitesse de rotation (maximum 20 000 tours/min)

1.2.2 Machines sans contacts

Les machines sans contacts, ou machines à contacts glissants nuls (ou Brushless Machines), sont des moteurs électriques où l'absence de balais physiques élimine les frottements mécaniques et les étincelles. Elles sont particulièrement adaptées aux applications en énergies renouvelables comme les pompes solaires, grâce à leur efficacité élevée et leur faible maintenance. On peut trouver plusieurs variantes de ces machines, parmi lesquelles on retrouve :

1.2.2.1 Machines asynchrones à cage d'écureuil

Il ressort de l'analyse de la littérature spécialisée que la grande majorité des moteurs étudiés sont à cages. Il a été constaté que chaque encoche rotorique est pourvue d'une barre. Dans le cadre de l'étude menée sur les composants électriques des machines, il a été établi que les barres destinées aux moteurs de forte puissance sont fabriquées en cuivre. En revanche, pour les moteurs de faible et moyenne puissance, il a été constaté que les barres sont constituées d'un alliage d'aluminium. À chaque extrémité du rotor, des anneaux permettent la création d'un court-circuit. Les dimensions, la forme et la résistance des barres ont une influence déterminante sur les caractéristiques couple-vitesse. Il s'agit d'une rupture au niveau d'une barre du rotor ou d'un point de raccordement.

Il convient de noter que l'utilisation d'un anneau protecteur peut avoir des conséquences notables, notamment en termes de vibrations.

Il convient de noter que l'utilisation de la haute fréquence peut entraîner une défaillance du moteur.

La machine est caractérisée par un nombre pair de pôles fixes, ce qui implique une plage de vitesse de fonctionnement extrêmement restreinte, avec un glissement inférieur à 2 %. La fréquence est déterminée par le réseau, conformément aux spécifications techniques établies.

Lorsque la valeur du glissement devient excessive, les courants statoriques de la machine s'intensifient et peuvent engendrer des conséquences néfastes.

La configuration de ce système se distingue par sa simplicité, caractéristique qui a une incidence directe sur la maintenance de la machine. En effet, l'absence d'interface entre le stator et le réseau, ainsi que l'inexistence de contacts glissants, limitent les opérations de maintenance nécessaires (ALI & Kamel , 2019).

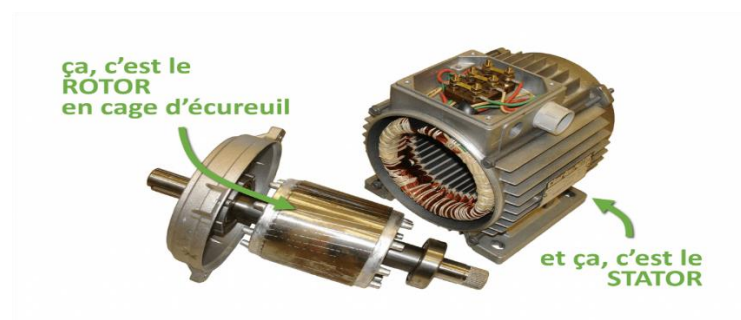


Figure 1.5: le rotor et le stator de la machine asynchrone à cage d'écureuil

1.2.2.2 Machines synchrones à aimants permanents

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP), également connus sous le nom de moteurs à courant continu sans collecteur, connaissent actuellement une croissance significative grâce au développement d'aimants permanents de haute qualité. Cela permet d'obtenir un couple volumique élevé et une inertie extrêmement faible. Par ailleurs, leurs inductances plutôt basses conduisent à des réponses rapides des courants et par conséquent du couple. Quand le nombre de pôles est important, les puissances peuvent monter jusqu'à plusieurs centaines de kilowatts. Les équipements industriels accordent une place significative aux machines synchrones à aimants permanents.

Ils disposent de meilleures caractéristiques en termes de couple et de vitesse, d'excellentes performances dynamiques, d'une bonne efficacité énergétique, d'une large gamme de vitesses opérationnelles et d'une durée de vie appréciable. Ces attributs les rendent particulièrement adaptés aux applications où l'espace et le poids sont des facteurs cruciaux, comme dans les systèmes embarqués. Ces moteurs sont couramment utilisés dans divers domaines tels que la robotique, les véhicules électriques et hybrides, l'aérospatial, les outils électriques, la production d'énergies renouvelables ainsi que divers équipements médicaux ...etc (MOUZAOUI).

Selon le principe de fonctionnement, les machines à aimant permanents peuvent être

Classées comme suit :

- Les machines à courant continu à aimants permanents (MCC).
- Les machines à aimants permanents sans balais (MAPSB).
- Les machines synchrones à aimants permanents sans balais (MSAP).

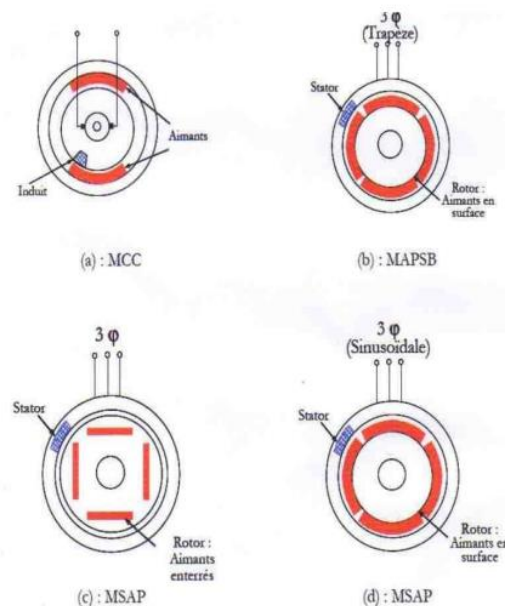


Figure 1.6 : Structure des machines à aimants permanents

Ces machines offrent un haut rendement, une faible inertie et un couple volumique élevé grâce aux aimants modernes (ex. néodyme), idéaux pour variateurs de vitesse, ascenseurs ou motorisations compactes. Elles évitent les balais, mais nécessitent une commande électronique précise pour la position du rotor.

1.2.2.3 Machines à reluctance variable

Les machines à réluctance variable (MRV) fonctionnent sur la base du principe de l'électroaimant. En réalité, c'est la méthode de conversion électromécanique la plus ancienne. Une machine à réluctance variable est formée de deux composants qui se déplacent l'un par rapport à l'autre, l'un étant électriquement actif (stator) et l'autre inactif (rotor). La première consiste en un circuit magnétique denté équipé de bobinages, alors que la seconde est simplement un circuit ferromagnétique également denté, mais qui ne comporte ni conducteur ni aimant. Le système à réluctance variable à double saillance (MRVDS), alimenté par des convertisseurs asymétriques à demi-points avec des phases en courant unidirectionnel, représente assurément la solution la plus abordable. Cela est dû aux matériaux employés (tôles de fer-silicium et cuivre) et à sa facilité de production (superposition de tôles, bobines préfabriquées, rotor passif équilibré naturellement...). Ses performances peuvent être équivalentes à celles des machines utilisant des aimants permanents. Elle peut également fonctionner à une puissance maximale constante. Cependant, elle génère un couple pulsé à grande vitesse et produit un bruit acoustique surpassant tous ses rivaux (ABID & BEN AMOR).

Différentes topologies de MRV (ABID & BEN AMOR) :

- MRV pures
- MRV vernier
- MRV hybride

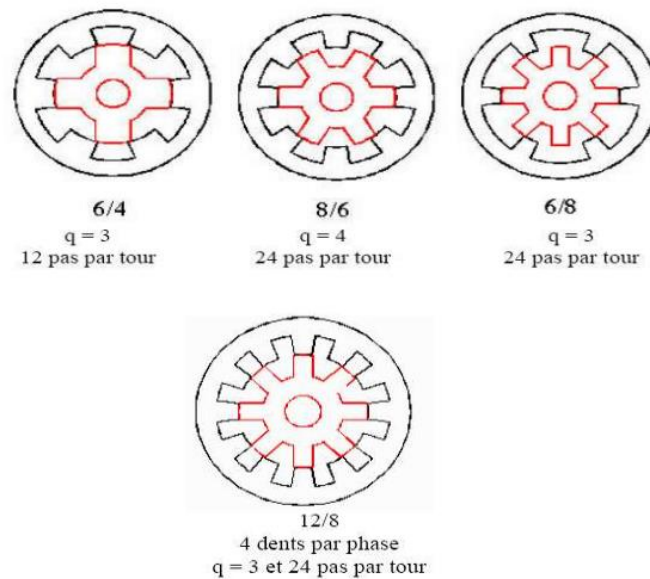


Figure 1.7 : MRV pure à double saillance

1.2.2.4 Machines synchrones à excitation avec redresseur tournant

Les alternateurs de forte puissance présentent des puissances d'excitation si élevées qu'il devient avantageux d'exploiter la puissance mécanique disponible sur l'arbre pour générer le courant d'excitation.

Les excitateurs sont dotés d'un redresseur tournant à diodes et sont adaptés à chaque alternateur. Le courant généré par l'excitateur doit subir un redressement afin d'être injecté dans la roue polaire de l'alternateur principal. Cette opération est effectuée par un redresseur tournant, qui joue un rôle crucial dans le processus. Il est constitué d'au moins six diodes et peut être équipé de fusibles, de surtensions ou d'autres dispositifs de protection (Maafa, 2017).

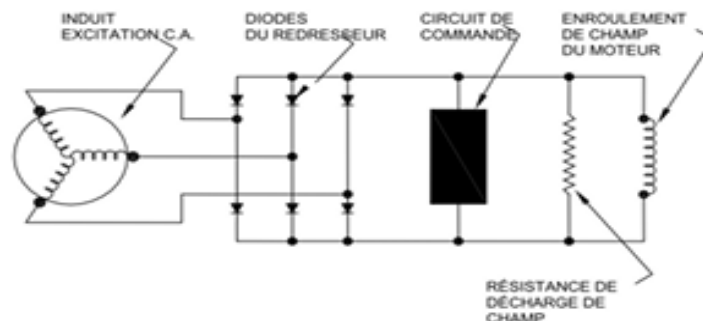


Figure 1.8 : Machine synchrone à excitation avec un redresseur tournant

1.2.2.5 Machines linéaires à induction

Une machine linéaire à induction est un dispositif qui permet la conversion d'énergie électrique en énergie mécanique, ou inversement. Elle se compose généralement de deux inducteurs plans, qui contiennent des enroulements d'excitation polyphasés, et d'un induit, qui peut être soit une bande métallique solide (moteur linéaire), soit un conduit véhiculant le métal liquide (pompe ou générateur). Le fonctionnement de la machine est basé sur le principe de couplage magnétique asynchrone. Les enroulements d'excitation, qui constituent l'élément actif de la machine, induisent un champ magnétique variable. Ce champ magnétique glissant, ou induit, engendre des forces électromagnétiques dans l'induit, qui est l'équivalent de la partie rotorique d'une machine tournante classique. Ces forces électromagnétiques, ou courants, sont la manifestation de l'énergie magnétique. Dans le cadre de cette étude, nous nous penchons sur l'interaction entre les courants induits et le champ inducteur. Cette interaction se traduit par une poussée qui est motrice lorsque la vitesse de déplacement de l'induit, notée V , est inférieure à la vitesse de déplacement du champ, notée V_C . À l'inverse, la poussée est résistante lorsque la vitesse de déplacement de l'induit est supérieure à la vitesse de déplacement du champ (Robert & Michel, Reçu le 15 mai 1970).

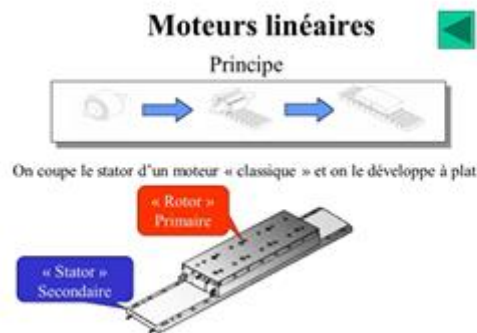


Figure 1.9: Schéma d'une machine linéaire à induction.

1.2.2.6 Machines multi phases

Un système multi phase est un système électrique comportant trois phases ou plus, principalement utilisé pour alimenter les moteurs multiphasés. Ce type de système améliore la tolérance aux pannes, réduit l'ondulation du couple électromagnétique et optimise le rendement global du moteur, notamment dans des domaines de pointe tels que la traction, l'aérospatiale et les énergies renouvelables (BELLAOUER & BELLI, 2025).

En revanche, les moteurs multiphasés sont constitués de n bobines présentant un déphasage spatial de $1/n$ et sont alimentés par une tension déphasée de $2\pi n/n$. Ils se caractérisent par un couplage

Chapitre 1 : Généralités sur les machines électriques existantes

magnétique interphase. Les enroulements statoriques de ces moteurs sont composés de n phases identiques et uniformément réparties, ce qui leur confère des performances et une fiabilité supérieure à celles des systèmes triphasés classiques (BELLAOUER & BELLI , 2025).

Les moteurs multi phases sont généralement classés en deux catégories selon que le nombre de phases du stator est un multiple de trois :

- Machines multiphasées de type 1.

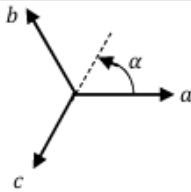
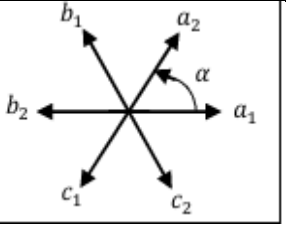
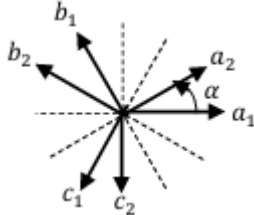
Les dispositifs de type 1 à plusieurs phases sont des équipements dont le nombre de phases q est un multiple de trois, ce qui permet leur assemblage en n'étoiles triphasées, avec $q=3i$ ($i=1,2,3,4, 5\dots$). On appelle également ces appareils des machines à plusieurs étoiles. Ce genre de machine se caractérise par l'option de plusieurs configurations selon le nombre de phases et l'écart angulaire α entre les bobines voisines. Par exemple, une machine à deux étoiles ($q=6$) où les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ présente des propriétés distinctes par rapport à une machine où les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$ (BELLAOUER & BELLI , 2025).

Afin de différencier les diverses configurations possibles, un paramètre spécifique est introduit : le nombre de phases équivalentes, défini par la relation suivante : $q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$

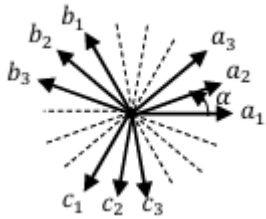
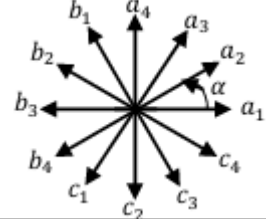
α : représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

Le tableau 1.1 présente quelques exemples représentatifs de machines multi phases de type 1

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°	

Chapitre 1 : Généralités sur les machines électriques existantes

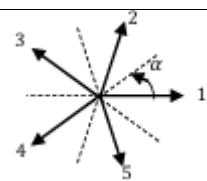
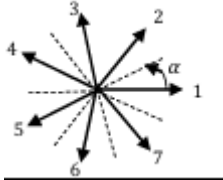
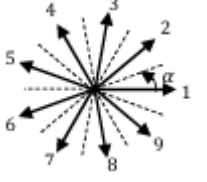
9	9	20°	
12	9	30°	

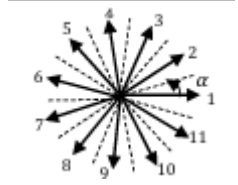
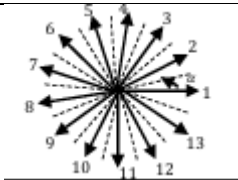
- Machines multi phasées de type 2.

Les machines multi phasées de catégorie 2 se distinguent par une quantité inégale de phases statoriques, autre que trois (c'est-à-dire que le total des phases n'est pas un multiple de trois). Dans ce genre d'appareil, les phases sont organisées de façon régulière avec un décalage angulaire de $2\pi q = 2\alpha/2$.

Ainsi, l'équation suivante est constamment respectée : $q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$

Tableau 1.2 Machines multi-phases 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

Cet appareil est doté de deux MADA, dont les rotors sont connectés à la fois par voie électrique et mécanique, ce qui signifie qu'il s'agit d'une Machine à Induction Doubles Alimentations en Cascade. La figure (1.8) montre le schéma conceptuel de deux machines asynchrones à rotor bobiné, ce qui permet d'obtenir un système alimenté par deux sources. Les enroulements du stator sont reliés à deux alimentations de tensions triphasées (ARDJOUN , 2010).

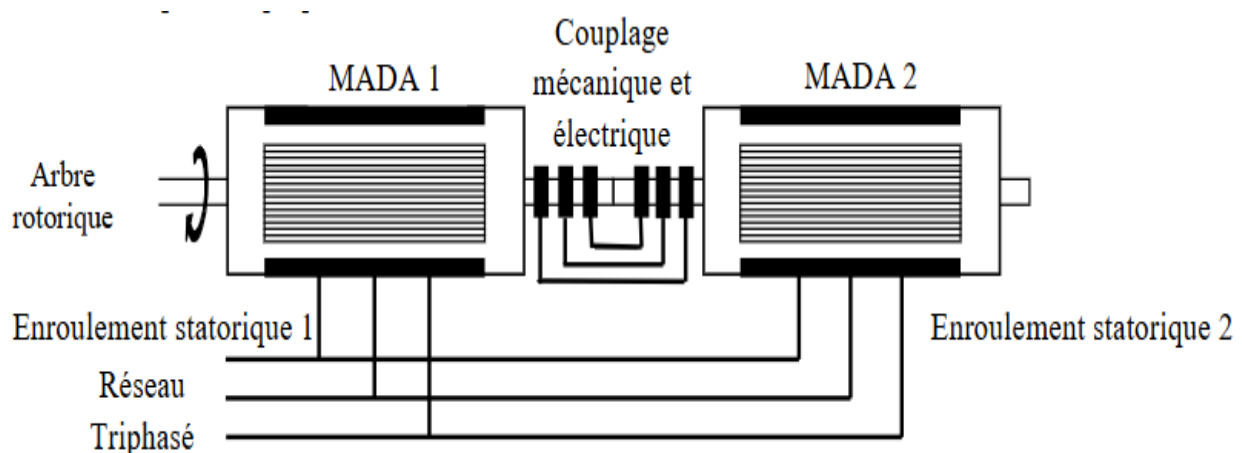


Figure 1.10 : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade

Types de couplages possibles

Chapitre 1 : Généralités sur les machines électriques existantes

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 de la faite 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 (Maafa, 2017).

1) Couplage frontal

Le couplage frontal consiste à mettre les deux machines de telle manière que leurs arbres mécaniques soient en face. Ce type de couplage est illustré par la figure 1.11, Dans ce cas, on sera amené à inverser les deux phases d'alimentation pour une machine afin qu'elles puissent tourner dans le même sens (Maafa, 2017).

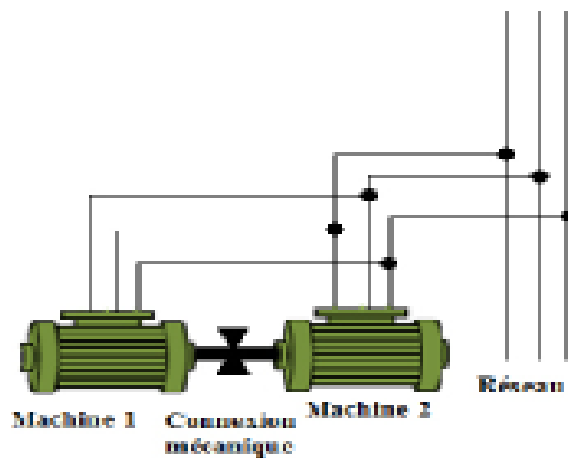


Figure 1.11 : Couplage mécanique frontal

2) Couplage par succession

Un couplage par succession est un agencement en série signifie que les deux dispositifs se suivent l'un après l'autre, comme illustré dans la figure (1.12). Il est également possible d'inverser les phases ici.

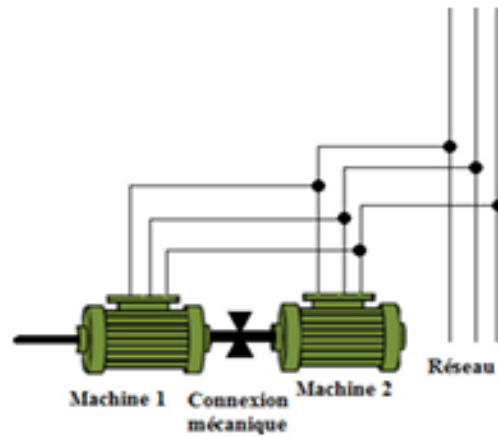


Figure 1.12 : Couplage mécanique par succession

B. Couplage électrique

On distingue deux formes de couplage : le couplage direct et le couplage inverse. Dans la recherche que J'ai réalisée, tous les liens électriques ont été effectués en lien avec un couplage mécanique.

1) Couplage direct

Il consiste à raccorder l'entrées des bobines rotoriques d'une machine à la sortie des bobines rotoriques de l'autre machine. La figure (1.13) montre ce couplage (Maafa, 2017).

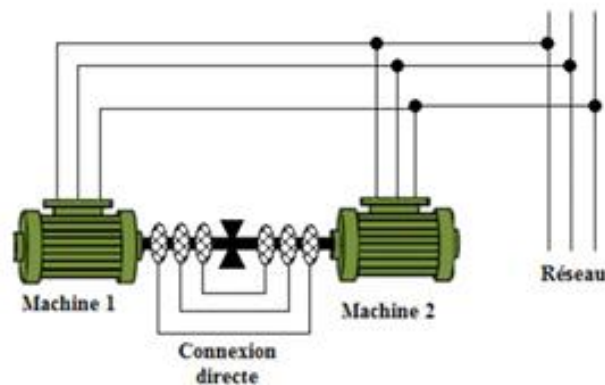


Figure 1.13 : Connexion électrique directe

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 (1.14).

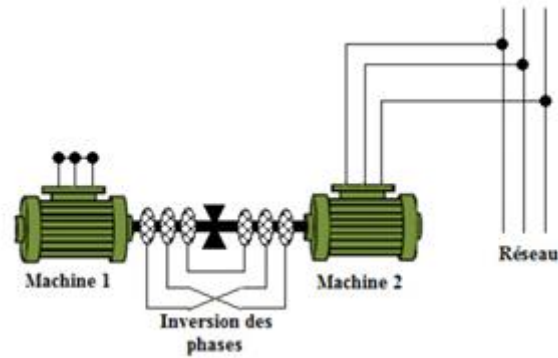


Figure 1.14 : Couplage électrique inverse

1.2.2.8 Autres architectures de cascades

a) Machine à double alimentation cascade à un repère

La machine à double alimentation en cascade fait référence à deux machines asynchrones à cage liées mécaniquement (Machine Induction Doubly Fed à Cadre Unique en Cascade). La figure (1.15) illustre le schéma fondamental, où l'un des deux appareils a son stator directement branché au réseau tandis que l'autre est relié via un convertisseur alternatif-alternatif (ARDJOUN , 2010).

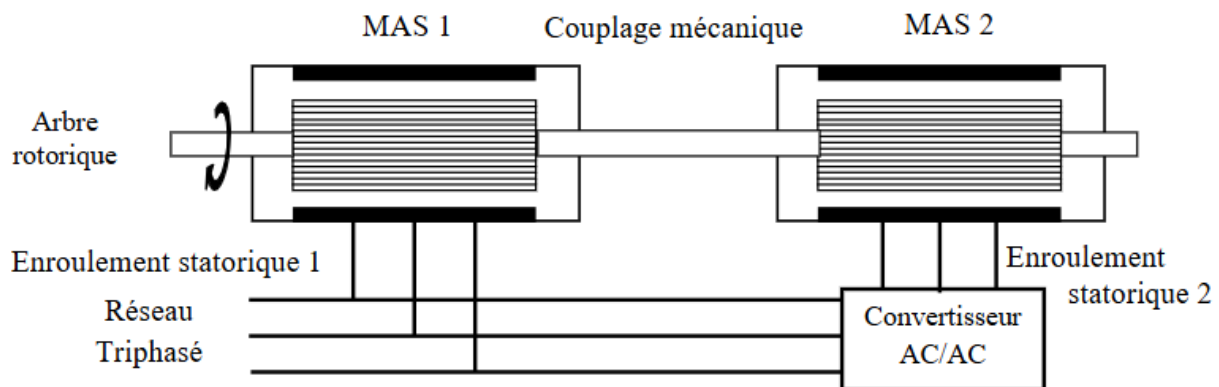


Figure 1.15: Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère

b) Machine asynchrone à double paquet statorique

Dans ce type de cascade, on déconnecte l'alimentation électrique du rotor. Ces dispositifs de faible puissance (<10 W) et de très haute vitesse (entre 24000 et 100000 tours par minute), sont employés dans les gyroscopes à rotor externe (afin d'accroître leur inertie), que ce soit avec un unique ensemble statorique ou bien avec deux ensembles statoriques, (figure I.16) (Maafa, 2017).

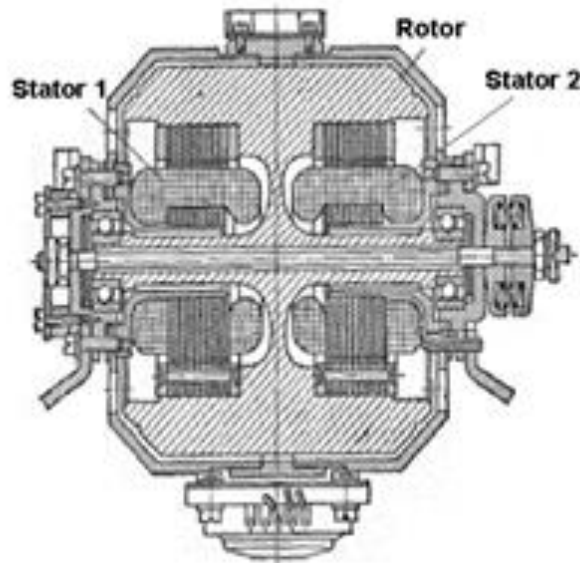


Figure 1.16 : Vue en coupe de la MASDPS sans couplage électrique

1.2.3 Avantages des machines sans contacts

Il existe de nombreux bénéfices liés à l'utilisation de machines sans contact, notamment :

- Diminution des coûts de production
- Entretien simplifié
- Suppression des étincelles (réduction des interférences électriques)
- Réduction du bruit (absence de vibrations des balais à grande vitesse et des machines excitatrices)
- Amélioration de l'efficacité (absence de chute de tension au collecteur et aux bobinages rotatifs)
- Diminution de l'espace occupé par les appareils
- Facilité de refroidissement
- Aucune restriction de vitesse

1.3 Conclusion

Dans ce premier chapitre, J'ai présenté les différentes machines électriques en proposant une classification basée sur des critères de conception. Ainsi, ces machines ont été réparties en deux

Chapitre 1 : Généralités sur les machines électriques existantes

catégories principales : celles avec contacts glissants et celles sans contacts glissants, en tenant compte notamment de la présence ou non de dispositifs tels que les balais-collecteur ou les balais-bagues.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation de la chaîne de conversion.

Chapitre2: Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

2.1 Introduction

Dans l'analyse d'un système donné, l'élaboration d'un modèle mathématique précis, reflétant fidèlement l'évolution de ses paramètres caractéristiques, constitue une étape essentielle. L'objet de cette étude est un aérogénérateur, qui convertit l'énergie cinétique du vent en électricité. Dans ce chapitre, nous détaillerons le modèle mathématique de la chaîne de conversion. Nous commencerons par la modélisation de la turbine, puis présenterons un aperçu du modèle d'une machine asynchrone à rotor bobiné. La cascade peut être assimilée à l'association de deux machines ; sur cette base, nous développerons les modèles de ces composants pour établir le modèle globalisé de la cascade. L'avantage principal de cette configuration réside dans l'absence de contacts électriques entre bagues et balais, offrant une structure simplifiée, robuste et facile à fabriquer (Maafa, 2017).

2.2 Modélisation de la turbine

Une éolienne est un dispositif qui transforme l'énergie cinétique du vent (énergie éolienne) en électricité. On parle également d'aérogénérateur. Un parc ou une ferme éolienne regroupe plusieurs éoliennes installées sur un même site (futura, s.d.).

Elle se compose d'une tour (17) qui supporte la nacelle (3) et le moyeu de la turbine (2), sur lequel sont fixées les pales (1). La hauteur de la tour doit être importante pour profiter de la vitesse du vent croissante avec l'altitude et pour accommoder le diamètre des pales. La nacelle (3) abrite notamment la génératrice (9) avec son système de refroidissement (10), le multiplicateur de vitesse (6), ainsi que divers équipements électroniques de contrôle (12). Ces composants pilotent les mécanismes d'orientation (13), (14), (15) et supervisent le fonctionnement global de l'éolienne. Le multiplicateur intègre un arbre lent (5) muni d'un roulement à billes, ainsi qu'un arbre rapide, un frein à disque mécanique (7) et un raccord flexible (8) relié au générateur (9). L'ensemble est protégé par un capot en acier (16). Un anémomètre et une girouette (11), placés au sommet de la nacelle, fournissent les

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

données essentielles au système de contrôle, permettant l'orientation de l'éolienne et son activation ou arrêt selon la vitesse du vent (LATRECHE , 2012).

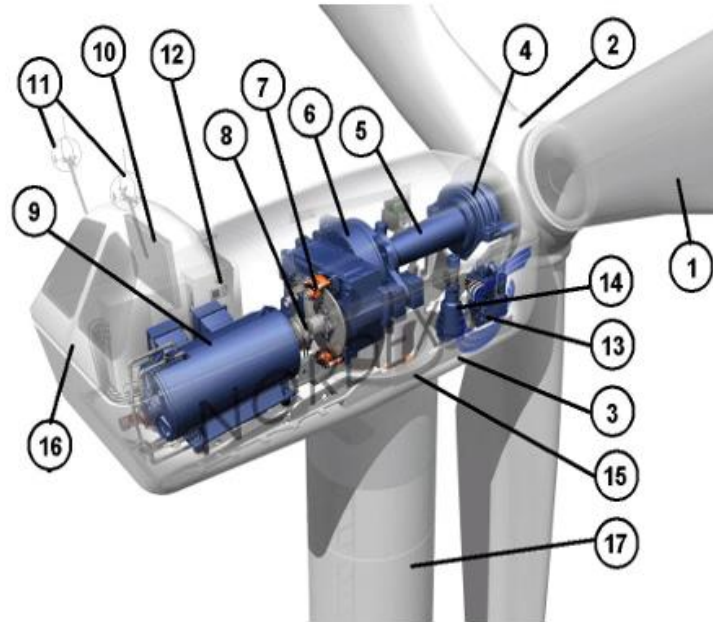


Figure 2.1: Éléments constitutifs d'une éolienne -NORDEX N60-1.3MW.

La modélisation de la turbine éolienne est largement documentée dans la littérature scientifique, notamment dans des travaux algériens et maghrébins sur les systèmes éoliens couplés à des machines asynchrones (Maafa, 2017) ; (EL AIMANI, 2004) ; (Benyachou, 2017) :

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

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

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

Le rendement aérodynamique de la turbine éolienne est indiqué par le facteur de puissance C_p . Cela dépend de la vitesse spécifique λ et de l'angle d'inclinaison des pales β . Il varie d'une turbine à l'autre en raison de la dépendance aux caractéristiques spécifiques de chacune. On observe des chiffres allant de 0,45 à 0,5.

L'expression de la puissance aérodynamique captée par une turbine éolienne est la 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.

En se basant sur les mesures effectuées sur une éolienne de 1.5 MW, l'expression du coefficient de puissance pour ce genre de turbine a été approximée par la formule 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 (2.2) représente la variation du C_p en fonction du ratio λ de vitesse et de l'angle d'orientation de la pale β .

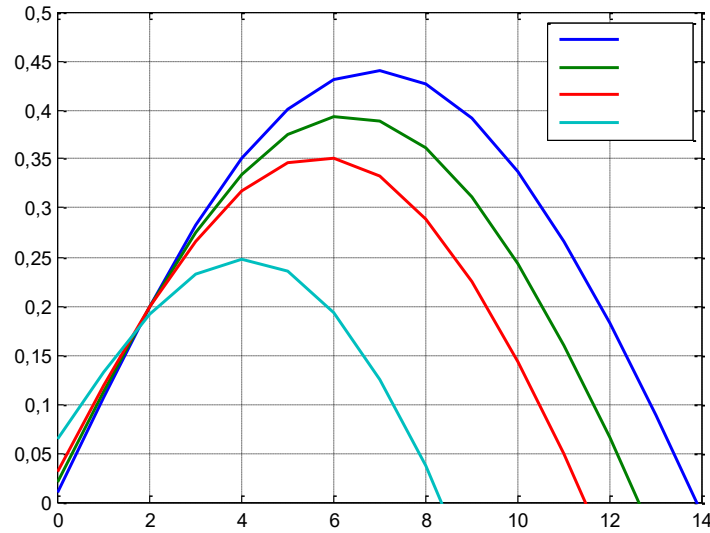


Figure 2.2: Le Coefficient de puissance (C_p) en fonction du ratio de la vitesse de la turbine(λ).

Le multiplicateur assure la connexion entre la turbine et le générateur. Il est utilisé pour ajuster la vitesse maximale de la génératrice à celle, minimale, de la turbine. Il est généralement représenté par les deux équations ci-dessous :

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

De même pour le couple :

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

L'arbre supporte la masse de la turbine éolienne sous forme d'une inertie J_t , englobant le poids des pales ainsi que celui du rotor de la turbine. Le modèle mécanique suggéré prend en compte l'inertie totale J , qui comprend l'inertie de la turbine répercutée sur le rotor de la génératrice ainsi que 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 :

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

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

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 (2.3).

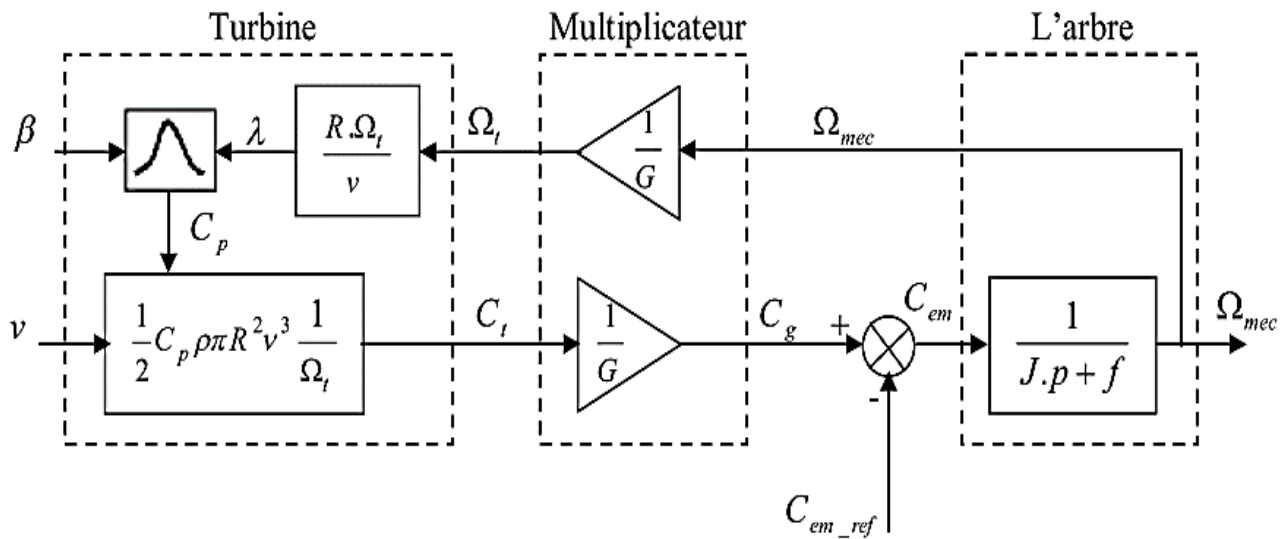


Figure 2.3: Schéma bloc de la turbine.

2.3 Modélisation de la machine asynchrone a rotor bobiné

Pour mettre en œuvre le modèle de la cascade généralisée, il est indispensable de passer par le modèle de la machine asynchrone, étant donné que la cascade est l'association de deux machines asynchrones. De nombreuses études ont souligné le modèle mathématique de La MADA (Maafa, 2017).

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

2.3.1 Description de la MAS

La conception d'un moteur triphasé à rotor bobiné (à bagues) est très similaire à celle du transformateur triphasé. Par conséquent, le moteur est équipé de trois bobinages identiques fixés au stator et de trois autres fixés au rotor. Étant un enroulement par phase, grâce à la symétrie parfaite, nous pouvons examiner le fonctionnement du moteur de la même manière qu'un transformateur, en prenant en compte un enroulement primaire et un enroulement secondaire (BENDEMMAGH , 2013).

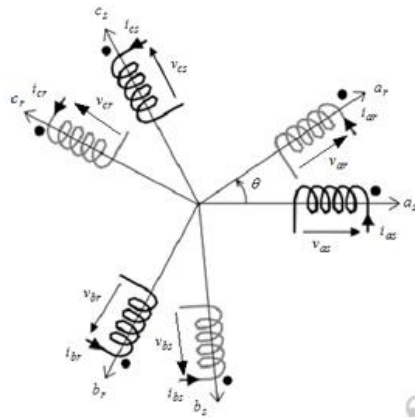


Figure 2.4: Représentation schématique des enroulements de la MAS à rotor bobiné

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

Où :

ω_s : Pulsation des grandeurs électriques statoriques.

p: Le nombre de paires de pôles.

2.3.2 Hypothèses simplificatrices

Les modèles mathématiques traités dans ce chapitre ont été établis sur la base des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est supposé constant et d'épaisseur uniforme ;
- L'effet d'encoche est négligé ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis ainsi que les courants de Foucault sont négligées ;
- Les résistances des enroulements sont supposées constantes (indépendantes de la température) et l'effet de peau est négligé.

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

2.3.3 Modèle de la MAS à rotor bobiné dans le repère (abc) (Maafa, 2017) :

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.

φ_{as} , φ_{bs} , φ_{cs} , sont les flux propres 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.

φ_{ar} , φ_{br} , φ_{cr} , sont les flux propres 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 :

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

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

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

$[L_{ss}]$: 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 formulation conduit à des équations différentielles avec des coefficients variables. Il est donc relativement complexe d'analyser le comportement du système en raison du grand nombre de variables. On fait alors usage de transformations mathématiques pour représenter le fonctionnement de la machine par le biais d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations appliquées doivent maintenir la puissance instantanée ainsi que la réciprocité des inductances mutuelles. Cela permet de formuler une expression pour le couple électromagnétique dans le cadre du système transformé, qui demeure applicable à la machine réelle. On mentionne souvent la transformation de Park parmi celles qui sont employées.

2.3.4 Transformation de Park

La transformation de Park consiste en une conversion triphasée-diphasée, suivie d'une rotation. Elle autorise la transition du système de référence abc vers le système de référence $\alpha\beta$, puis vers le système dq. Le cadre de référence $\alpha\beta$ est constamment stable par rapport au cadre de référence abc (figure 2.6 .a), tandis que le cadre dq est mouvant. Comme l'illustre la figure (2.6 .b), il crée un angle avec le repère fixe $\alpha\beta$ qui est désigné comme l'angle de transformation de Park ou simplement angle de Park (Claude , 2012).

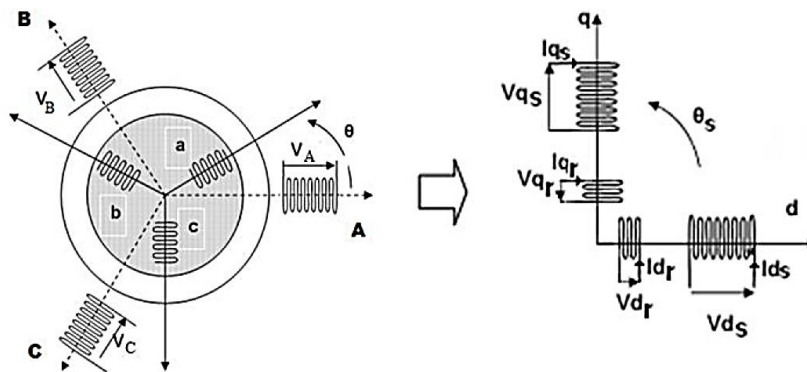


Figure 2.5: Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone (Claude , 2012)

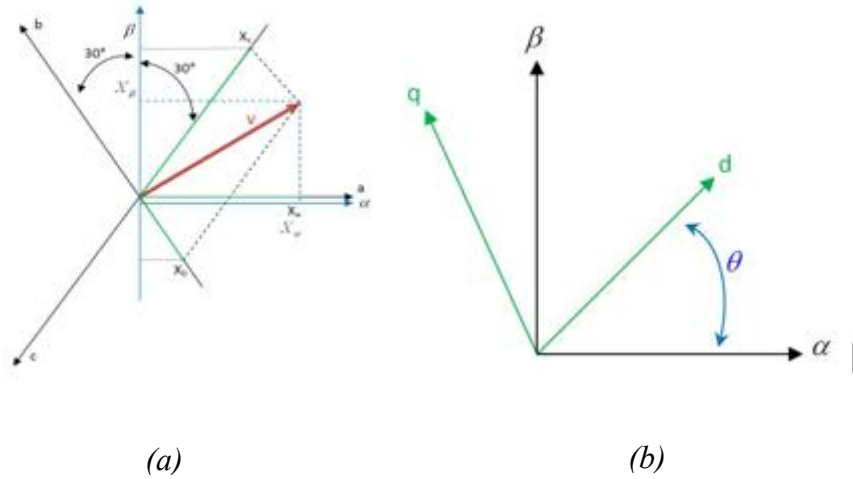


Figure 2.6: (a) Passage d'une base triphasée (abc) à une base diphasée (αβ) ; (b) Rotation du système (αβ) vers le système (dq) (Claude , 2012)

Les matrices de Park et de Park inverse sont définies sous la forme suivante (BENDEMMAGH , 2013) :

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

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

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 :

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

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 :

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

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 :

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

$[Z]$: 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 (Maafa, 2017) :

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 ;

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

- $\left[i_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \right], \left[i_{dr} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + i_{qr} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \right] : (p_{mag})$ 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 la suite, nous allons modéliser la cascade de deux MADAs en utilisant le modèle MADA précédent. Nous allons effectuer un couplage électrique et mécanique des deux MADA au niveau du rotor. Ce modèle illustre la combinaison en présumant qu'aucun défaut, tel qu'une rupture de ligne, n'existe et qu'il n'y a ni perte ni accumulation d'énergie dans les liaisons (Mohamed abd elbasset , 2012).

2.4.1 Machines asynchrones en cascade

Dans le cas présent, il conviendra de procéder au couplage des deux machines. Cette opération sera effectuée par un couplage frontal, impliquant la connexion de leurs arbres ainsi que de leurs bobinages rotoriques par un branchement inverse. Autrement dit, les phases rotoriques seront inversées. La figure suivante fournit une illustration de ce processus. Dans le cadre de la modélisation des grandeurs et des paramètres associés à chaque machine, il est procédé à l'identification de ces grandeurs par le biais des indices 1 et 2. Ces derniers correspondent respectivement à la MADA n°1 et à la MADA n°2.

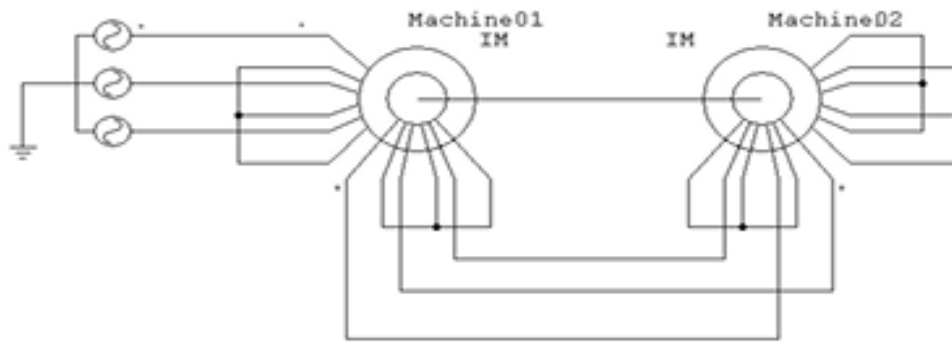


Figure 2.7: Machine asynchrone en cascade (Maafa, 2017)

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 (Maafa, 2017):

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 prend deux machines 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 insérant les équations de flux (2.39) et (2.41) dans les équations de tension (2.38) et (2.40), tout en remplaçant les équations (2.42), le système initial de 8 équations se condense à 6 équations. On obtiendra donc :

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

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

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 :

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

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

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 la simulation du démarrage direct de la MASEC sont obtenus grâce à Matlab - Simulink. Une des machines fonctionne sur un système triphasé, alors que le stator de l'autre a été court-circuité. Des charges sont imposées à l'appareil avec un couple $C_r = 11000$ N.m (couple nominal des appareils) et $C_r = -11000$ N.m, pendant des périodes de temps précisément déterminées. On fait référence à deux machines identiques, dont les caractéristiques sont exposées en annexe A. Les attributs du couple et de la vitesse.

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

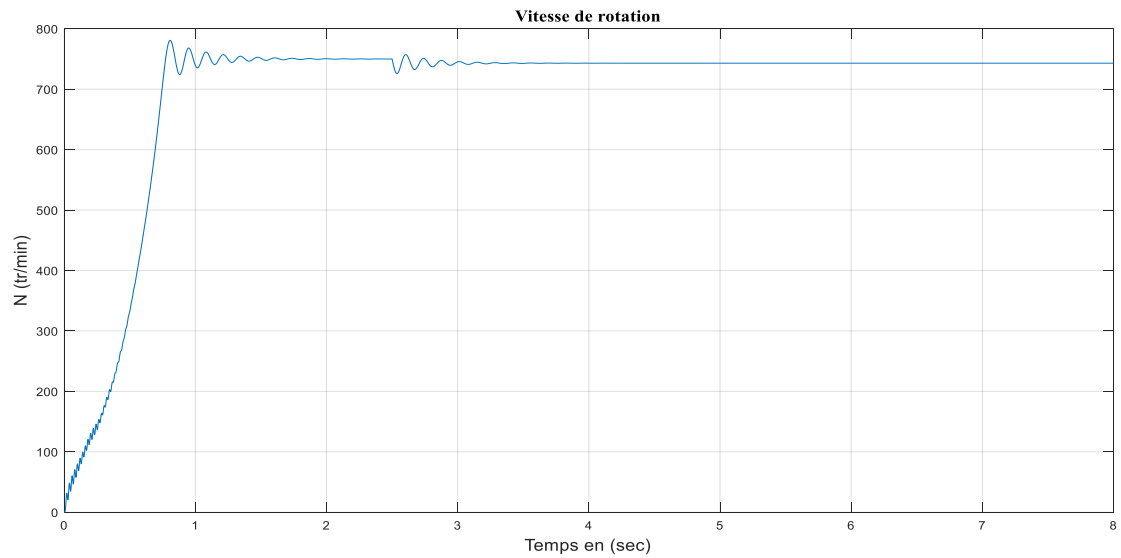


Figure 2.8: la vitesse de rotation

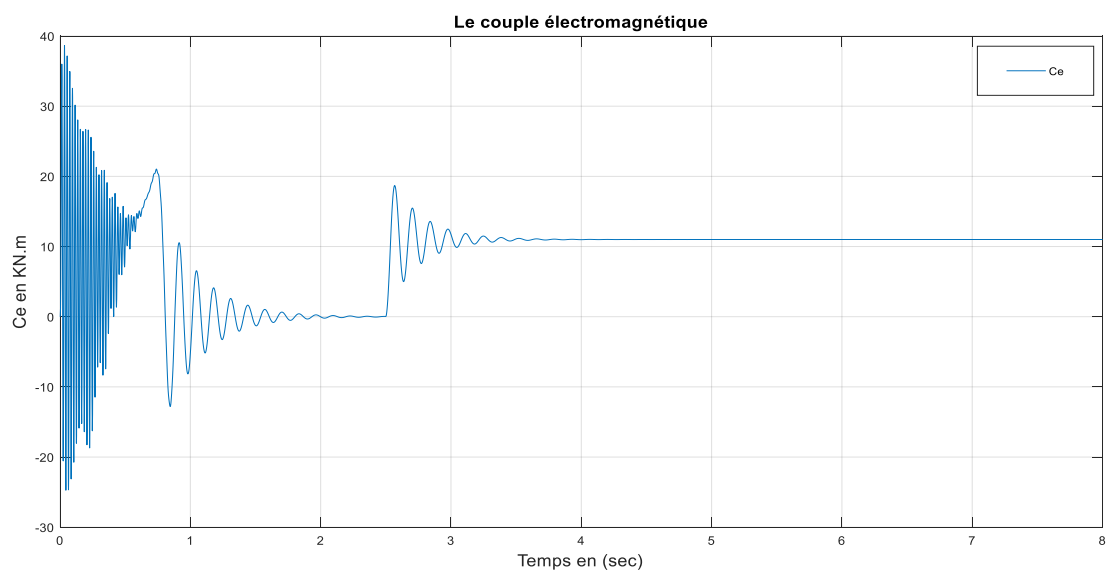


Figure 2.9: le couple électromagnétique

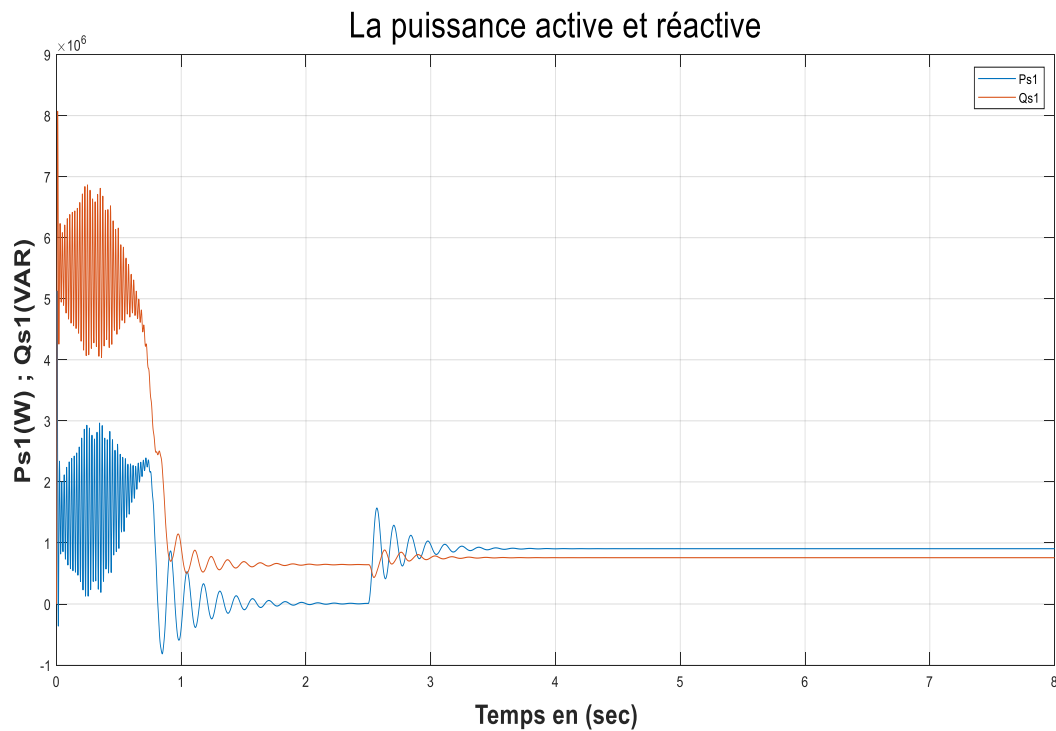


Figure 2.10: la puissance active et réactive

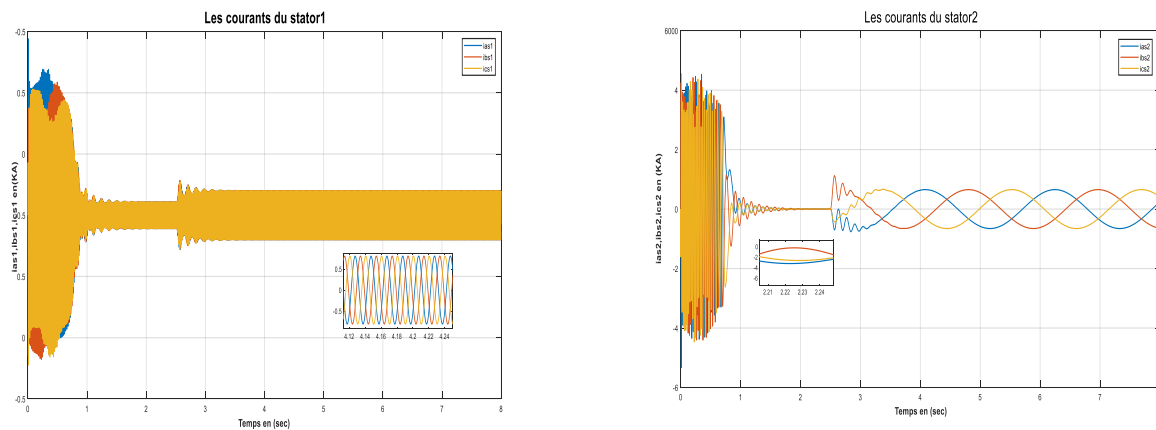


Figure 2.11: les courants du stator 1 et 2

La figure (2.8) illustre la relation entre la vitesse de rotation et le temps. On constate que la vitesse s'accroît et se stabilise à 750 tr/min en régime établi, avec une légère baisse de la vitesse après $t=4$ secondes due à l'introduction du moment résistant. Elle représente donc la vitesse pour un total de

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

paires de pôles $p_1 + p_2 = 4$. Ainsi, le fonctionnement en cascade des deux machines se déroule comme si nous disposions d'une machine à p paires de pôles.

La figure (2.9) montre le couple électromagnétique de deux machines. Le couple de la cascade correspond à l'addition des couples des deux machines.

La figure (2.10) Démontre la puissance active et réactive de la première machine. La machine consomme de l'énergie active et réactive, la puissance active étant nulle à vide tandis que la puissance réactive est positive. Une fois le couple résistant introduit à $t=4$ secondes, la puissance active augmente pour dépasser la puissance réactive qui, elle aussi, croît légèrement.

Les figures de (2.11) représentent des courants statoriques de la première et de la seconde machine. On observe une hausse des courants suite à l'application du couple résistant au moment $t=4$ secondes. Le courant du stator 1 est considérablement plus élevé que celui du stator 2.

2.6 Modélisation du convertisseur MLI

L'onduleur est un dispositif électronique de puissance qui facilite la conversion continue en courant alternatif. Il opère en mode de commutation forcée et est généralement construit sur la base de transistors. Il est possible de réaliser sa commande en utilisant soit la méthode traditionnelle, soit la méthode de Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI). Dans cette étude, on contrôle les deux onduleurs de tension à l'aide de la modulation de largeur d'impulsions du courant. L'inverseur constitue le centre névralgique du système d'alimentation. Il est constitué de trois bras autonomes, chacun équipé de deux interrupteurs. Un switch est constitué d'un transistor et d'une diode disposés en antiparallèle. Il autorise l'application à la machine de tensions ou de courants avec des amplitudes et fréquences variables (Elbia , 2009). La figure (2.12) représente le schéma de principe d'un onduleur triphasé qui alimente le stator de la MADA.

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

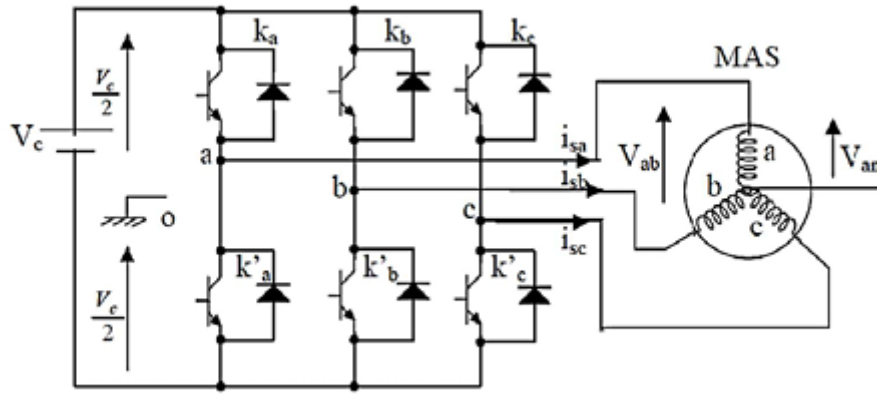


Figure 2.12: Schématisation de l'ensemble convertisseur-MAS (ALI & Kamel , 2019).

Chaque interrupteur est symbolisé par un duo transistor-diode, qui est représenté par deux états définis par la fonction de liaison logique suivante (ALI & Kamel , 2019):

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

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 (ALI & Kamel , 2019) :

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

Soit n le point neutre du côté de la charge, alors on peut écrire (ALI & Kamel , 2019):

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

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 (ALI & Kamel , 2019):

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

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

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 ($DC \rightarrow AC$) (ALI & Kamel , 2019):

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

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

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)

On désigne aussi la modulation triangulo-sinusoïdale comme modulation de largeur d'impulsion intersective, car son fonctionnement est basé sur l'intersection d'une onde à basse fréquence, souvent sinusoïdale, connue sous le nom de tension de référence, avec une onde porteuse à haute fréquence, généralement de forme triangulaire. C'est cette combinaison qui donne son nom à la modulation triangulo-sinusoïdale.

L'issue de la comparaison entre ces deux signaux est utilisée pour réguler l'ouverture et la fermeture des interrupteurs dans le circuit de puissance (ARDJOUN , 2010).

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale (ARDJOUN , 2010) :

- 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 : $m = \frac{f_p}{f_o}$

Chapitre 2 : Modélisation mathématique de la chaîne de conversion

- 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 : $r = \frac{V_r}{V_p}$

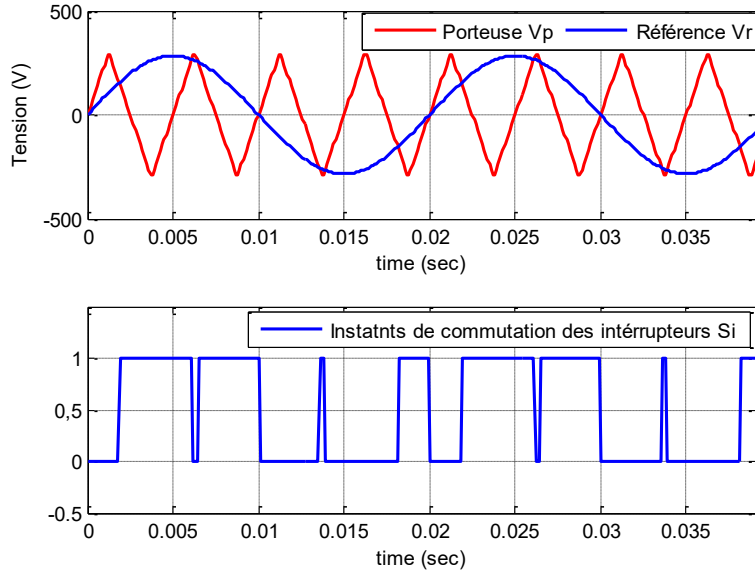


Figure 2.13: Principe de la commande MLI (ARDJOUN , 2010).

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par (ALI & Kamel , 2019) :

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

L'équation de la porteuse donnée par :

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

Il est à noter que la MLI favorise une diminution significative des harmoniques de courant en amplifiant la fréquence de découpage. Elle offre également la possibilité de décaler les harmoniques de la tension vers des fréquences supérieures, ce qui rend le filtrage plus aisé ; tout comme elle autorise l'ajustement du fondamental de la tension souhaitée (ARDJOUN , 2010).

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, J'ai procédé à la modélisation de la chaîne de conversion. J'ai d'abord établi le modèle de la turbine éolienne, puis rappelé celui de la MADA. Ensuite, J'ai étudié la cascade de deux machines asynchrones, équivalente au couplage de deux MADAs, ce qui a permis de déduire le modèle de la cascade. La simplification de ce dernier a été réalisée grâce à des hypothèses simplificatrices ainsi qu'à l'utilisation de la transformation de Park, qui permet de passer d'un système triphasé à un système biphasé équivalent. Enfin, J'ai modélisé l'onduleur MLI, indispensable pour la commande.

Les résultats de simulation indiquent que la cascade des deux machines se comporte comme une machine possédant p paires de pôles. Le couple développé par la deuxième machine est relativement plus faible que celui de la première, en raison des pertes de puissance.

Le chapitre suivant sera consacré à la commande de puissance de cette cascade, en faisant appel à des régulateurs PI ainsi qu'à la commande par mode de glissement.

Chapitre3: Commande de la MASEC par mode de glissement

3.1 Introduction

Les lois de commande utilisant les régulateurs PID sont très répandues en électrotechnique pour assurer un bon compromis entre rapidité, rejet des perturbations et annulation de l'erreur statique, notamment dans les boucles de courant et de vitesse des machines synchrones (souvent en structure PI). Toutefois, leur simplicité masque des limitations face aux non-linéarités, aux variations paramétriques et aux perturbations, ce qui conduit à préférer des stratégies avancées comme la commande par mode de glissement, la commande prédictive ou la commande floue pour obtenir une meilleure robustesse et des performances dynamiques accrues.

Depuis de nombreuses années, la commande par technique de glissement figure parmi les principaux domaines de recherche dans le domaine de l'automatique. Effectivement, c'est sa solidité et sa facilité de mise en application qui expliquent principalement l'intérêt grandissant qu'on lui porte. Habituellement, dans le cadre de la synthèse de la loi de commande par mode glissant, la surface de glissement est déterminée à partir d'un système linéaire stable et autonome. Cependant, la dynamique découlant d'un tel système reste assez lente par rapport à celle produite par un système non linéaire. Ainsi, le recours à des systèmes non linéaires pour la synthèse de la surface de glissement s'avère particulièrement approprié dans certaines applications (A, F, C, & N, 2007).

L'étude présentée dans ce chapitre porte, dans un premier temps, il est consacré à l'élaboration d'un modèle de commande vectorielle directe de la MASEC, utilisant des régulateurs PI pour assurer un contrôle précis et découplé des puissances active et réactive, tout en améliorant la performance dynamique et la qualité du suivi des références. Dans un second temps, il présente et analyse une commande par mode glissant appliquée à la MASEC, en mettant en évidence sa robustesse face aux perturbations et aux incertitudes paramétriques, puis compare ses performances (rapidité, précision, robustesse) à celles de la commande classique à base de régulateurs PI.

3.2 Description du système étudié

Le premier stator de la MASEC est branché directement sur le réseau, alors que le second stator y est relié par l'intermédiaire d'un convertisseur de fréquence. » Le but est de garantir la régulation des puissances actives et réactives qui traversent le stator 1. Quand la force aérodynamique générée par la turbine excède la capacité supportable du stator 1, une voie alternative est établie via le stator 2 pour prévenir toute surcharge de ce dernier. Dans ce contexte, cela signifie fournir au réseau la puissance maximale disponible (Maafa, 2017). Afin d'assurer le contrôle de la production d'électricité de l'éolienne, une stratégie de commande sera mise en œuvre pour garantir un contrôle indépendant des puissances active et réactive au niveau du stator 1. Cette approche repose sur l'établissement des équations reliant les tensions du stator 2, fournies par un convertisseur de fréquence, aux puissances active et réactive du stator 1. Le système étudié est représenté sur la figure (3.1).

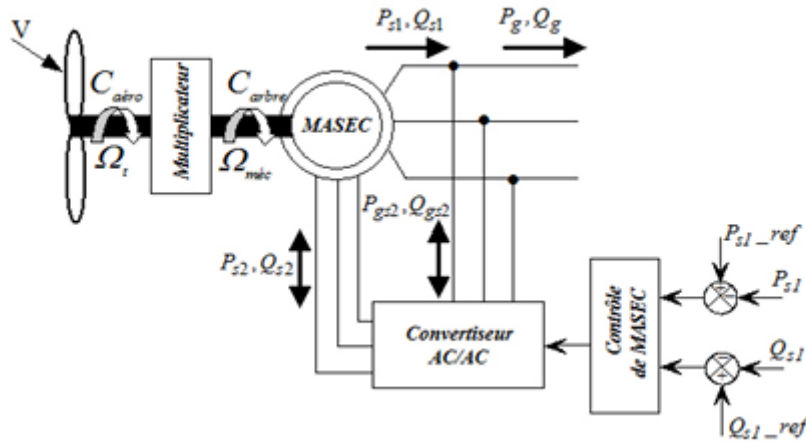


Figure 3.1: Schéma du système étudié

3.3 Contrôle de puissance de la MASEC

L'objectif du contrôle de puissance de la MASEC est de lui permettre de suivre une consigne de puissance tout en assurant une dynamique électrique satisfaisante. Le schéma bloc de ce contrôle de puissance est présenté sur la figure (3.3).

Les puissances actives et réactives du stator 1 et du stator 2 sont exprimées par (ALI & Kamel , 2019) (Maafa, 2017):

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

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

Chapitre 3 : Commande de la MASEC par mode de glissement

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

Le fonctionnement de la MASEC dans les quatre quadrants désigne sa capacité à assurer à la fois le mode moteur et le mode générateur, dans les deux sens de rotation, en fonction des signes de la vitesse et du couple.

La MASEC est caractérisée par quatre modes de fonctionnement, avec P_{s1} , P_{s2} et P_m représentant respectivement la puissance fournie au réseau (ou délivrée par le réseau) par le stator 1, la puissance qui passe à travers le stator 2 et la puissance mécanique (ALI & Kamel , 2019) et (Maafa, 2017).

On peut observer les divers modes opératoires de la MASEC dans la figure (3.2), qui adopte l'interprétation suivante : une flèche de P_{s1} , P_{s2} pointant vers l'armature est considérée comme une absorption de puissance, et inversement (flèche de P_{s1} , P_{s2}) est perçue comme une fourniture de puissance.

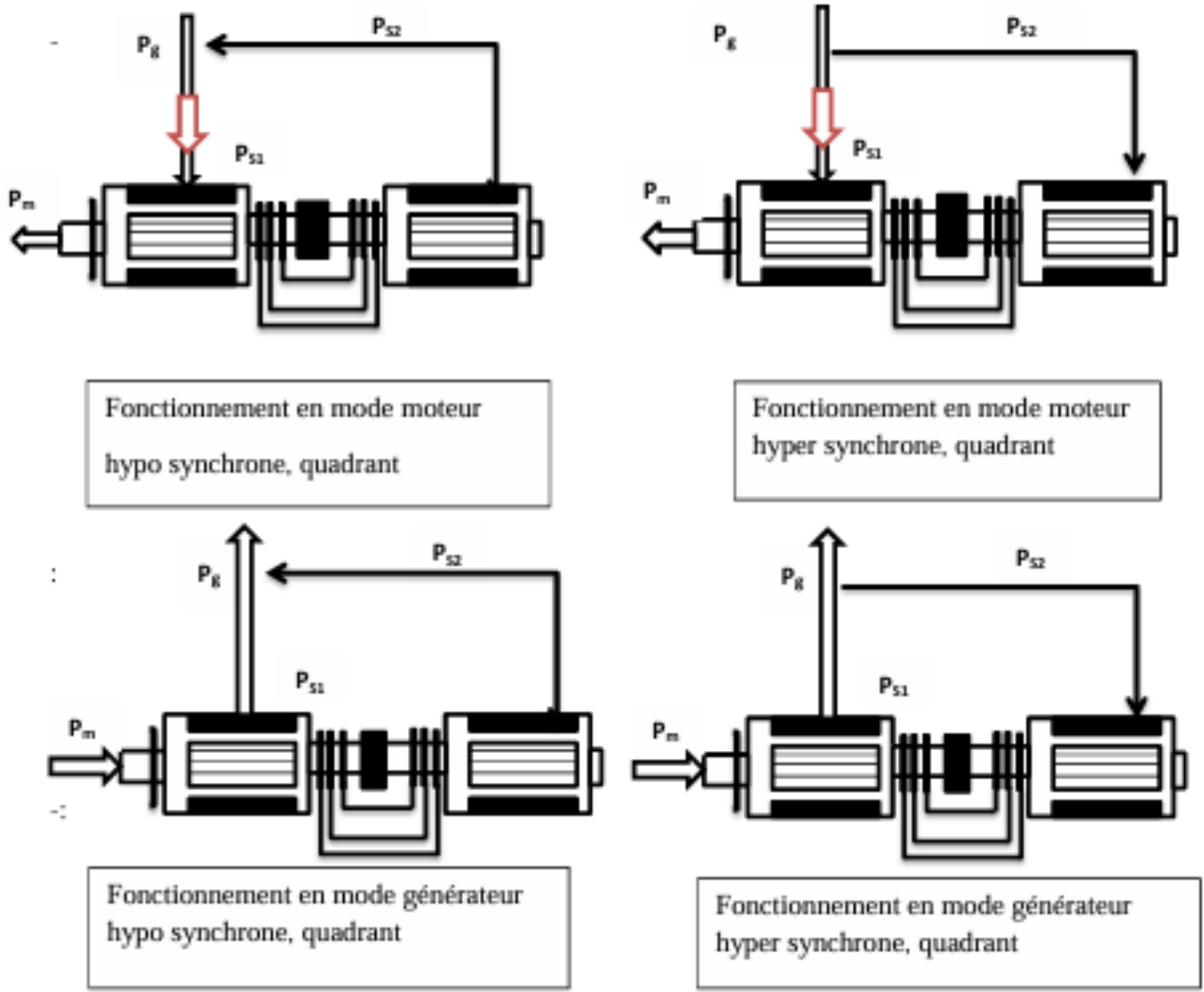


Figure 3.2: Les différents modes de fonctionnement de la MASEC

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 (HASSAD, 2012), afin de réaliser le découplage de puissances de la MASEC (ALI & Kamel , 2019) et (Maafa, 2017).

En ajustant le cadre (dq) pour que l'axe d soit en phase avec le flux du premier stator φ_{s1} , le modèle dérivé de la MASEC devient plus simple tout comme le système de contrôle qui en découle. Le flux du premier stator le long de l'axe q est constamment à zéro (ALI & Kamel , 2019).

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

Chapitre 3 : Commande de la MASEC par mode de glissement

En utilisant la simplification (3.6) pour simplifier les équations des flux comme suite (ALI & Kamel , 2019) :

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

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 (ALI & Kamel , 2019):

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

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 :

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

Chapitre 3 : Commande de la MASEC par mode de glissement

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).

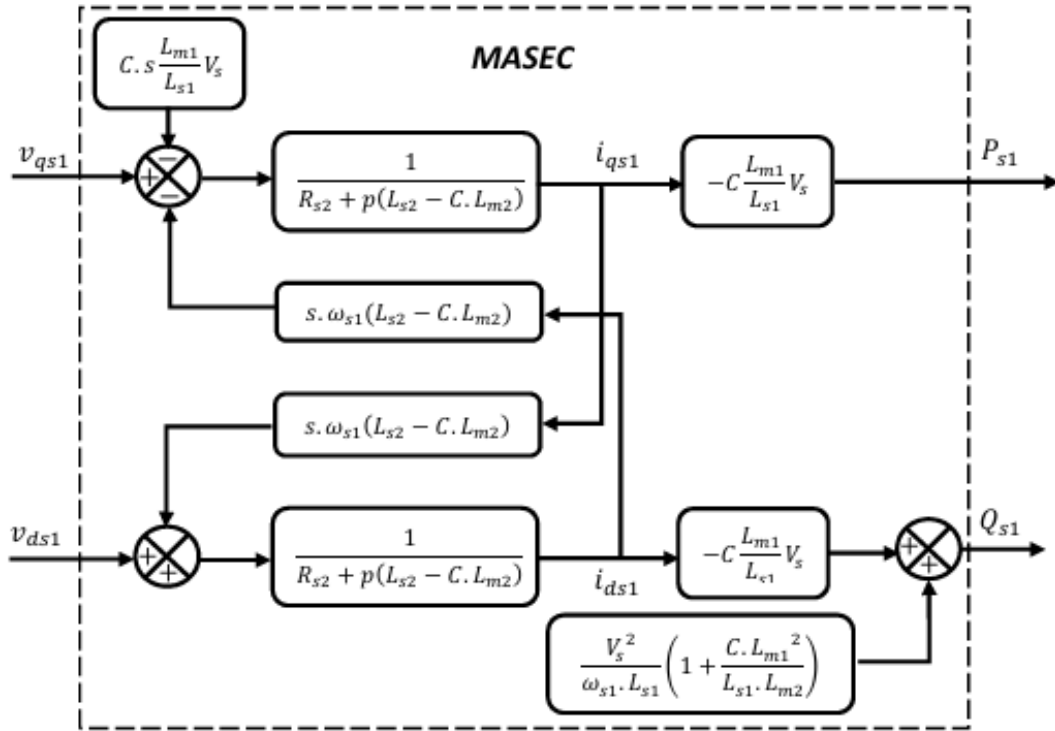


Figure 3.3 : Schéma-bloc du système à réguler.

L'illustration présente la fonction de transfert du premier ordre des deux axes, qui connecte la tension du stator 2 à la puissance active et réactive du stator 1. En outre, compte tenu de la valeur réduite du glissement, cela démontre également qu'il est possible de mettre en place une commande vectorielle directe sans problème. Chaque axe peut être contrôlé indépendamment grâce à l'effet de la pression de couplage, et dispose d'un régulateur (PI) spécifique. Ces régulateurs ont pour grandeurs de référence (MALKI & SAKOU , 2021):

Puissance active du stator 1 axe q et puissance réactive de la stator 1 axe d.

3.4 Commande vectorielle direct de la MASEC

L'objectif de commande vectorielle direct de la MASEC est de lui faire suivre une consigne en puissance avec la meilleure dynamique électrique possible, limitée par la fréquence de modulation du convertisseur employé (MALKI & SAKOU , 2021).

La figure (3.4) illustre le schéma en blocs de la commande vectorielle.

Chapitre 3 : Commande de la MASEC par mode de glissement

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

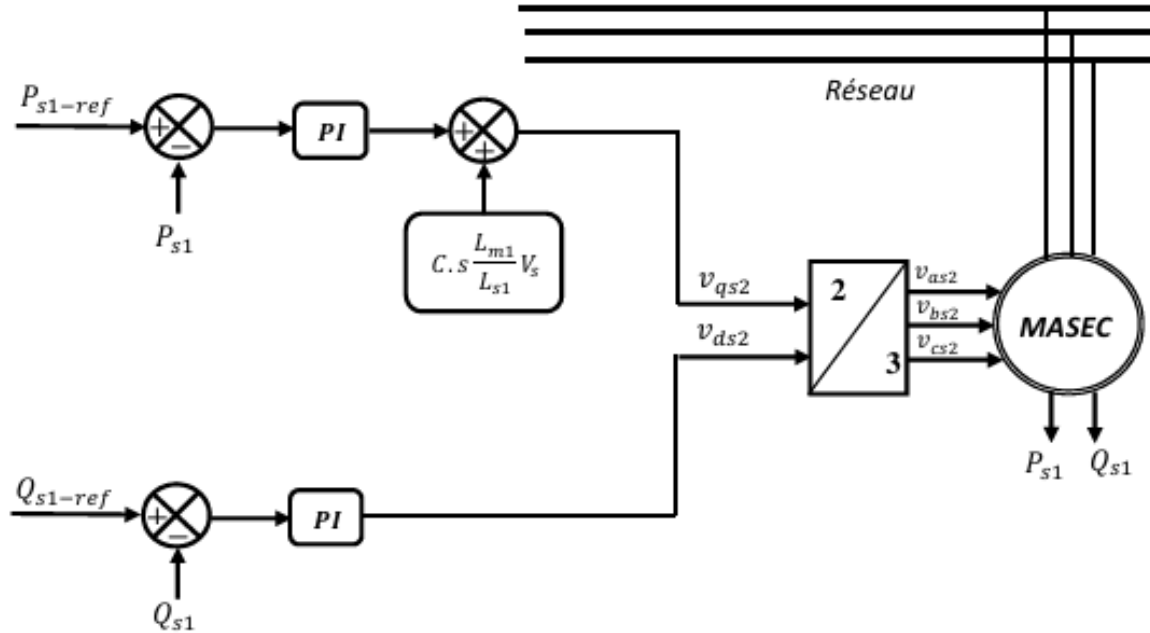


Figure 3.4: Schéma-bloc de la commande vectorielle en puissance.

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) :

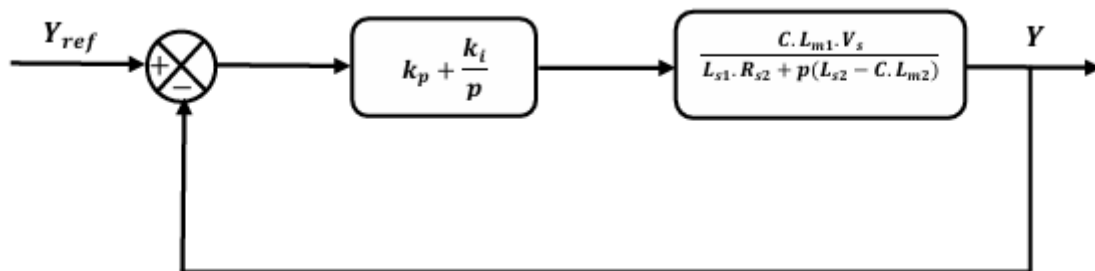


Figure 3.5: Représentation schématique de la boucle de régulation de la puissance du premier stator

Chapitre 3 : Commande de la MASEC par mode de glissement

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

$$FTBO = \frac{P + \frac{k_i}{P} \frac{C.L_{m1}.V_s}{L_{s1}(L_{s2}-C.L_{m2})}}{\frac{P}{k_p} + \frac{R_{s2}}{P + (L_{s2}-C.L_{m2})}} \quad (3.21)$$

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 :

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_{s2}}{(L_{s2}-C.L_{m2})} \quad (3.22)$$

Nous soulignons ici que l'importance de la compensation des pôles n'est apparentée qu'à une identification précise des paramètres de la machine, car les avantages des correcteurs sont définis en fonction de ces paramètres. Si les paramètres réels diffèrent de ceux employés lors de la synthèse, la compensation ne sera pas efficace (MALKI & SAKOU , 2021).

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

$$FTBO = \frac{1}{1 + P \frac{L_{s1}(L_{s2}-C.L_{m2})}{k_p.C.L_{m1}.V_s}} \quad (3.23)$$

Ce qui nous donne en boucle fermée :

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

$$\text{Où : } \tau_r = \frac{1}{1 + P \frac{L_{s1}(L_{s2}-C.L_{m2})}{k_p.C.L_{m1}.V_s}}$$

Avec : τ_r Constante de temps.

Le système a un délai de réponse d'environ 10ms, ce qui est assez rapide pour son application sur l'éolienne où les fluctuations du vent sont lentes et les constantes mécaniques ont une grande importance. Fixer une valeur plus basse ne garantirait sans doute pas un meilleur

Chapitre 3 : Commande de la MASEC par mode de glissement

rendement global, mais pourrait causer des troubles lors des phases de transition en entraînant des surcharges et des instabilités non souhaitées (Maafa, 2017).

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

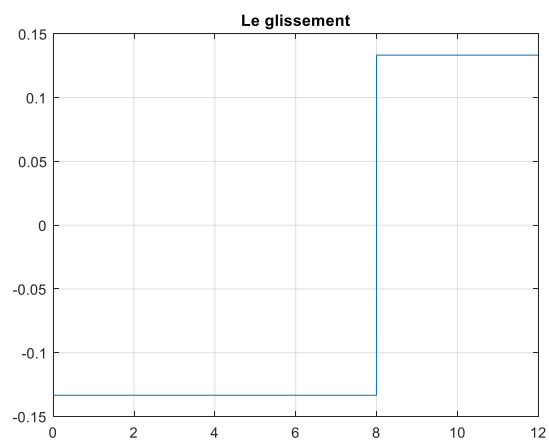
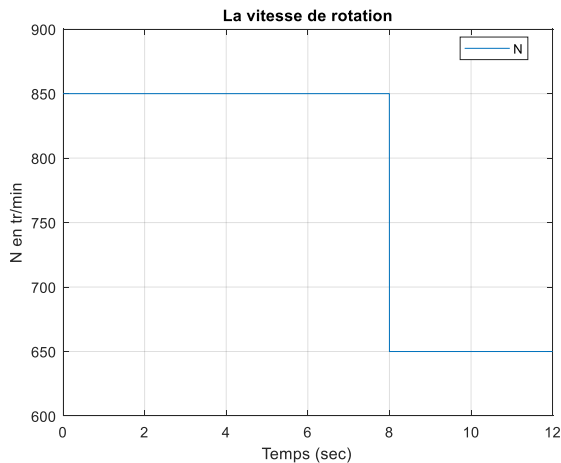
$$\begin{cases} k_p = \frac{L_{s1}(L_{s2}-C.L_{m2})}{\tau_r.C.L_{m1}.V_s} \\ k_i = k_p \frac{R_{s2}}{(L_{s2}-C.L_{m2})} = \frac{L_{s1}.R_{s2}}{\tau_r.C.L_{m1}.V_s} \end{cases} \quad (3.25)$$

La technique de compensation des pôles que J'ai employée au mérite d'être rapidement applicable sur une fonction de transfert du premier ordre. Il est clair qu'elle n'est pas l'unique méthode valable pour la conception du régulateur PI.

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

3.4.2 Résultats de simulation

La MASEC est soumise à deux niveaux de vitesse distincts, l'un supérieur et l'autre inférieur à la vitesse de synchronisme. Les puissances de référence en cours $P_{s1} = -0.5MW$ entre $[0s - 4s]$, $P_{s1} = -1.5MW$ entre $[4s - 12s]$, $P_{s1} = -1MW$ entre $[12s - 16s]$ et réactive $Q_{s1} = 0 MVA$ de $0s$ à $16s$.



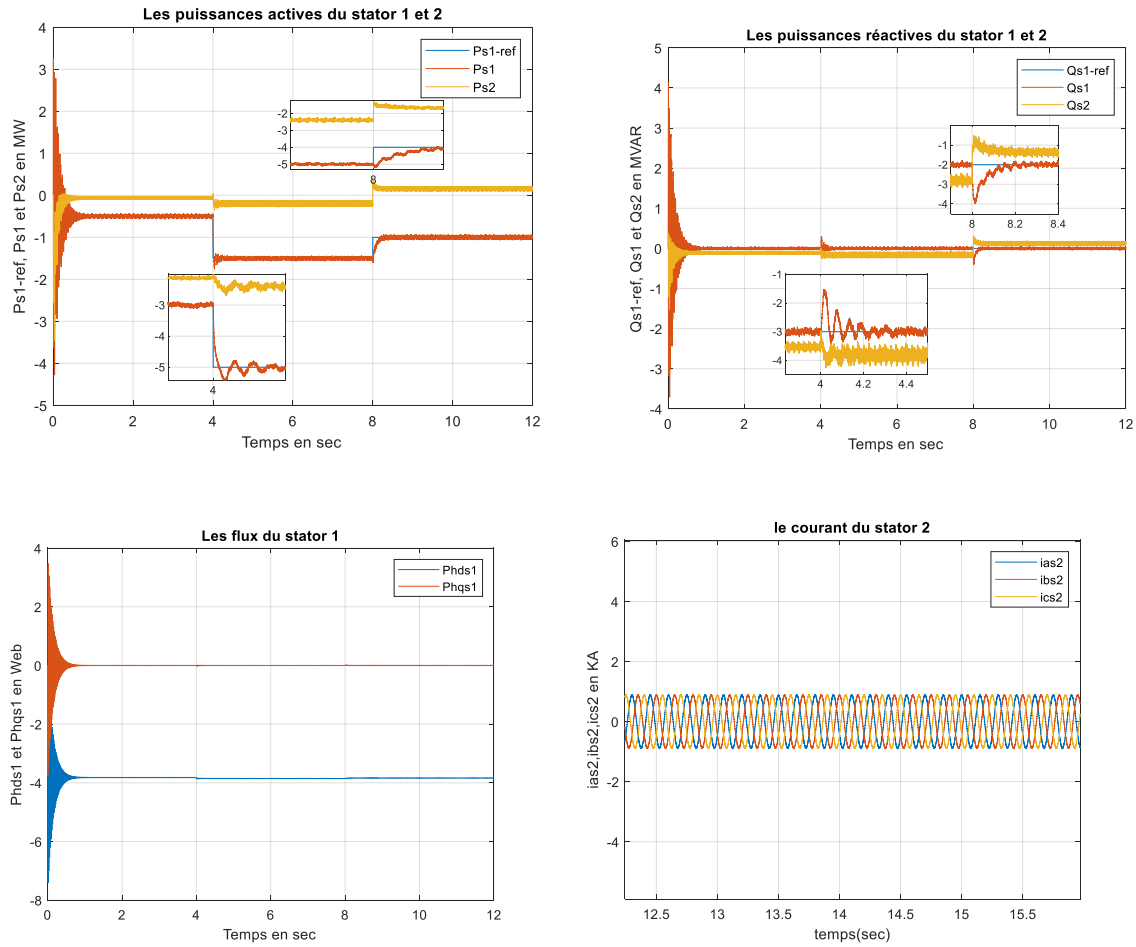


Figure 3.6 : Résultats de simulation de contrôle avec régulateur PI.

De [0s à 8s], la vitesse de rotation est fixée à 850 tours/minute, ce qui dépasse la vitesse de synchronisme. Par conséquent, le glissement devient négatif ($s < 0$), comme illustré dans la figure 3.6(a) et(b).

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

Dans [8s-12s] la vitesse de rotation est fixée à 650 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).

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

Le flux Φ_{qs1} est nul, alors cela prouve que la commande vectorielle est bien fonctionnelle.

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

3.5 Commande par mode glissement

La commande par mode de glissement consiste à forcer la trajectoire d'état du système à atteindre une surface de glissement prédéfinie, puis à s'y maintenir en y évoluant selon une dynamique imposée, jusqu'à la convergence vers le point d'équilibre (B. DEHIBA, 2007). Pour faire court, une commande par régime glissant se divise en deux sections (RIYADH, 2016):

- Une section pour résumer une surface $S(x,t)$, de sorte que toutes les trajectoires du système suivent un comportement souhaité de suivi, de contrôle et de stabilité.
- Une autre section qui établit une loi de commande (commutation) $U(x,t)$ apte à garder toutes les trajectoires sur cette surface.

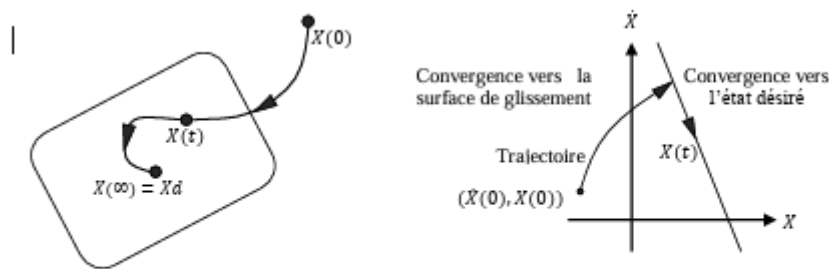


Figure III-6 : Convergence du système glissant.

Figure 3.7: Convergence du système glissant (RIYADH, 2016).

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 (Yamina, 2010):

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

Dans le but de stabiliser et de déterminer une dynamique souhaitée du système en mode glissement, la surface de glissement $s(x)$ est généralement sélectionnée comme un hyperplan traversant l'origine de l'espace. On envisage le modèle d'état suivant (RIYADH, 2016):

On considère le modèle d'état suivant (ALI & Kamel , 2019) ; (ARDJOUN , 2010) ; (RIYADH, 2016) ; (Yamina, 2010) :

$$[X] = [A].[X] + [B].[U] \quad (3.26)$$

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 (ALI & Kamel , 2019):

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

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

$s(x)$: 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 (ALI & Kamel , 2019).

En d'autres termes, il s'agit de résoudre un problème de suivi de trajectoire visant à maintenir la variable de glissement $s(x)$ nulle. Cette approche repose sur une linéarisation exacte de l'erreur $e(x)$, tout en respectant les conditions de convergence. L'objectif de cette linéarisation est d'imposer à la dynamique de l'erreur (référence – sortie) un comportement équivalent à celui d'un système linéaire autonome d'ordre r .

Avant de présenter les différentes approches de la commande par mode de glissement, il est essentiel d'introduire deux notions fondamentales : le glissement idéal et le glissement réel.

3.5.3 Glissement réel et glissement idéal

On appelle régime de glissement idéal toute trajectoire du vecteur d'état (x) qui reste parfaitement sur la surface de glissement. Par contre, quand la trajectoire se déplace à proximité de cette surface sans être en mesure de s'y stabiliser complètement, on fait référence à un glissement réel. Cela découle des contraintes technologiques, en particulier concernant un temps de commutation non nul — alors que le scénario idéal exigerait un temps de commutation se rapprochant de zéro, équivalent à une fréquence de commutation infinie.

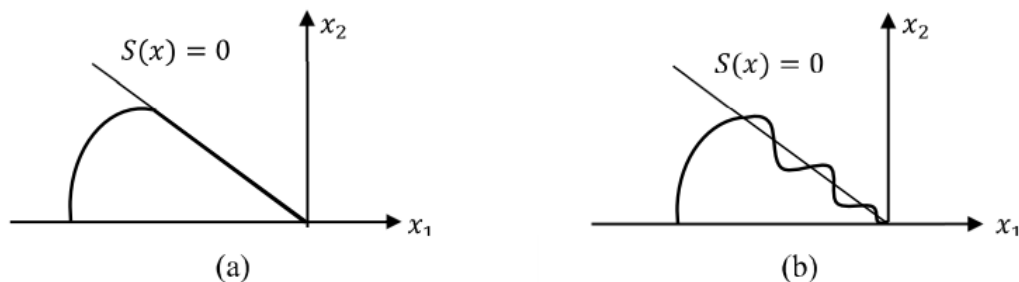


Figure 3.8 : Glissement idéal (a) et réel (b).

3.5.4 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Après la conception de la surface de commutation, le second point crucial est de garantir la présence du mode de glissement. Les critères qui autorisent les dynamiques du système à converger vers la surface de glissement et à y demeurer, indépendamment de la perturbation, sont les conditions d'existence et de convergence. Pour ce faire, nous considérons deux conditions (ARDJOUN , 2010) :

3.5.4.1 Approche directe

Il s'agit de l'approche la plus ancienne et la plus directe, proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin. De nature globale, elle ne garantit toutefois pas un temps d'accès fini. Elle s'exprime comme suit (ARDJOUN , 2010) :

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

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 (EL AIMANI, 2004).

3.5.5 Détermination de la loi de commande

La commande $U(t)$ se décompose en deux composantes : la première, notée U_{eq} , assure la linéarisation exacte du système, tandis que la seconde, notée ΔU , est dédiée à la stabilisation. Cette

Chapitre 3 : Commande de la MASEC par mode de glissement

dernière joue un rôle essentiel en commande par mode de glissement, car elle permet de compenser les incertitudes du modèle et de rejeter les perturbations externes (RIYADH, 2016).

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

U_{eq} : La commande équivalente, également appelée commande nominale, est obtenue à partir du modèle du système. Elle peut être interprétée comme la valeur moyenne de la commande lors de commutations rapides entre U_{max} et U_{min} . Son rôle est de maintenir la variable contrôlée sur la surface de glissement $s(x)$. Elle est déterminée en imposant la condition $\dot{s}(x) = 0$.

ΔU : La commande par glissement ou commande attractive est bénéfique pour pallier les incertitudes inhérentes au modèle. Elle est formée par la multiplication de la fonction signe « *sign* » de la surface de glissement $s(x)$ par une constante. L'espace d'état des erreurs est utilisé pour définir la surface de glissement, ce qui assure la convergence des états. Elle est résolue à examiner la condition de convergence $\dot{s}(x).s(x) < 0$.

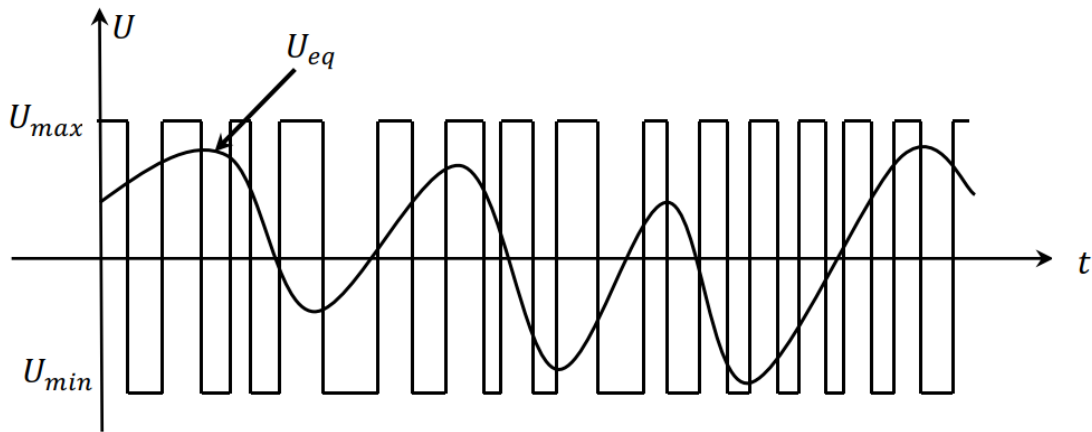


Figure 3.9: La valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min} .

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 :

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

Chapitre 3 : Commande de la MASEC par mode de glissement

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 :

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

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 :

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

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

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

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 $\frac{\partial s}{\partial x}[B]$.

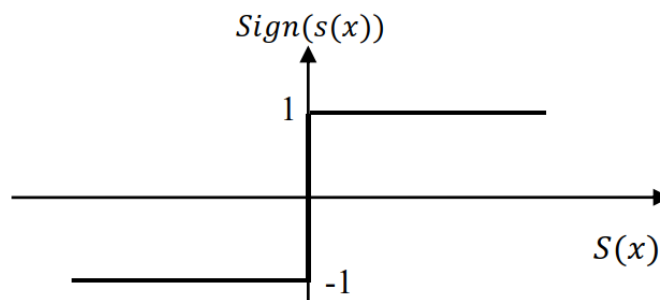


Figure 3.10: Fonction « *sign* » (non linéarité tout ou rien).

3.5.6 Elimination du phénomène du broutement (*chattering*)

L'utilisation des techniques de modes glissants peut provoquer le phénomène de Chattering en raison d'une commutation qui n'est pas infiniment rapide. Cette occurrence est non souhaitable puisqu'elle

Chapitre 3 : Commande de la MASEC par mode de glissement

introduit dans le spectre du contrôle des éléments à haute fréquence. Le phénomène de Chattering, qui cause du broutement, peut être minimisé en substituant la fonction « sign » par une fonction de saturation appropriée qui atténue les fréquences élevées (Yamina, 2010).

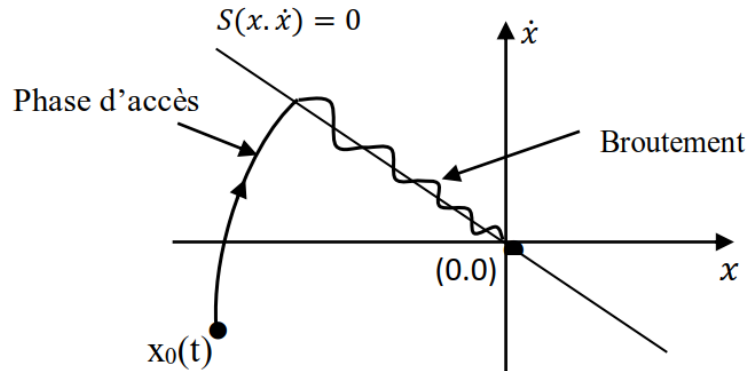


Figure 3.11: Fonction « sign » (non linéarité tout ou rien).

Ce phénomène a plusieurs effets indésirables sur le comportement du système, il peut (ALI & Kamel , 2019) :

- 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 méthodes ont donc été suggérées pour atténuer ou supprimer ce phénomène. On propose deux solutions parmi ces techniques.

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) (ALI & Kamel , 2019), figure (3.12).

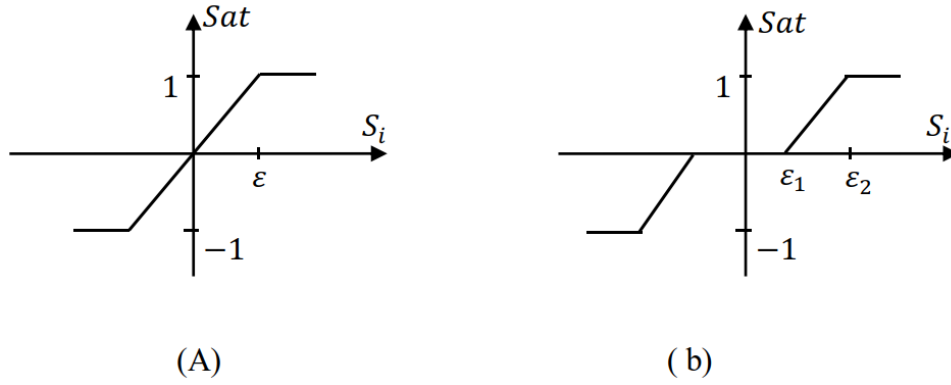


Figure 3.12: Fonction « sat », (A) un seuil ; (b) deux seuils (zone morte).

Dans ce cas, la commande devient :

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

Les deux seuils de cette fonction sont respectivement définis par :

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

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} 0 & \text{si } |s| < \epsilon_1 \\ \frac{s - \epsilon_1}{\epsilon_2 - \epsilon_1} & \text{si } \epsilon_1 < |s| < \epsilon_2 \\ \text{sign}(s) & \text{si } |s| > \epsilon_2 \end{cases} \quad (3.42)$$

3.5.6.2 Proposition de harshima

Dans cette proposition, la fonction « sign » est remplacée par une fonction de lissage appelée « cont » (ALI & Kamel , 2019), figure (3.13) :

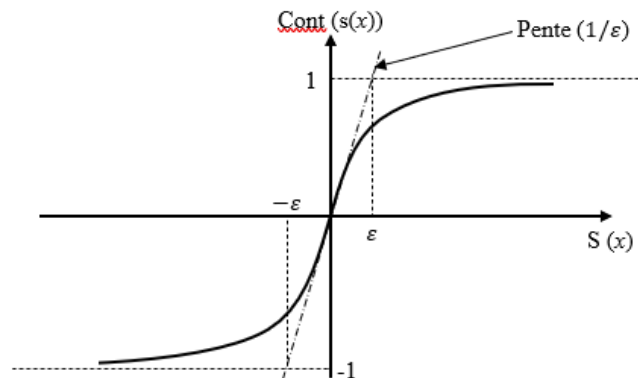


Figure 3.13: Fonction « Cont » (> et petit).

Dans ce cas, la commande devient :

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

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

De manière générale, trois structures de base sont utilisées pour la conception de cette commande. La première, la plus simple, repose sur une commutation directement appliquée à l'organe de commande, appelée « structure par commutation au niveau de l'organe de commande ». La deuxième introduit la commutation au niveau d'une rétroaction d'état, désignée comme « structure par commutation au niveau de la contre-réaction d'état ». Enfin, la troisième consiste à intégrer une commande équivalente, constituant la « structure de régulation avec ajout de la commande équivalente ». C'est cette dernière configuration qui est adoptée dans la suite de cette étude (RIYADH, 2016) ; (VIDAL, 2004).

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) :

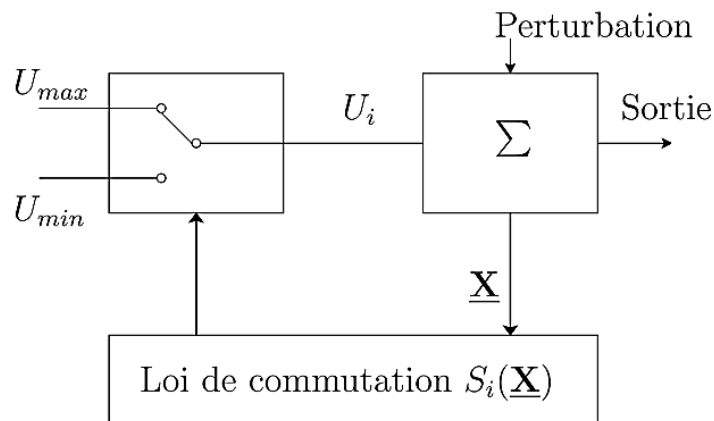


Figure 3.14: Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande (VIDAL, 2004).

Cette structure de commande est la plus classique et la plus couramment utilisée. Elle repose sur un fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance, généralement associés aux variateurs de vitesse dans la majorité des applications. Elle a notamment été mise en œuvre dans la commande des moteurs pas à pas (VIDAL, 2004).

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) :

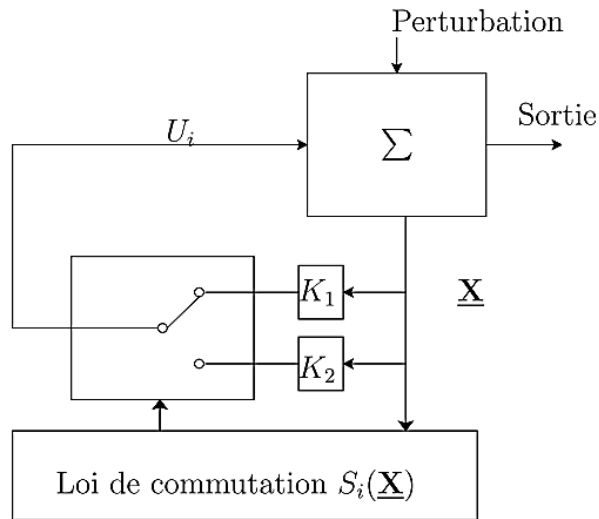


Figure 3.15: Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état (VIDAL, 2004).

Puisque la non-linéarité du système découle du passage entre les gains, un changement est intégré dans la dynamique du système à contrôler, en se basant sur une rétroaction d'état traditionnelle. Cette configuration est celle qui impose les moindres contraintes en matière de fluctuations de commande. Elle a été mise en œuvre spécifiquement pour le contrôle des moteurs à courant continu, des moteurs à aimants permanents et des machines asynchrones à induction (RIYADH, 2016).

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).

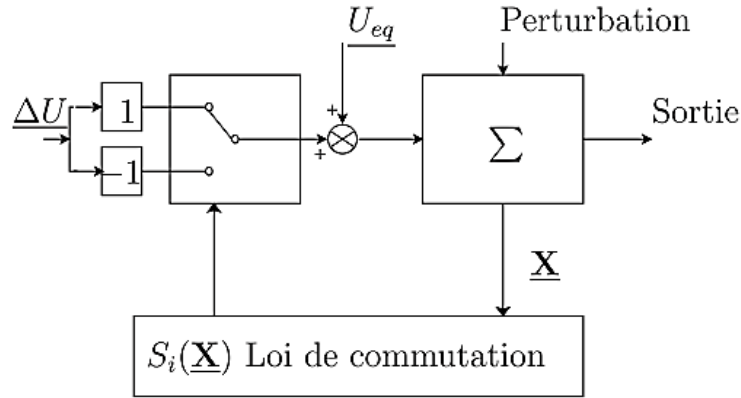


Figure 3.16: Structure de régulation par ajout de la commande équivalente (VIDAL, 2004).

Cette commande permet d'obtenir l'état à venir du système grâce à la commande équivalente. Il s'agit tout simplement de la valeur recherchée du système en état stable (RIYADH, 2016).

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

La commande par mode de glissement appliquée à un système de conversion d'énergie éolienne basé sur une génératrice asynchrone en cascade constitue une approche robuste permettant de surmonter de nombreuses difficultés liées aux incertitudes et aux variations du système à contrôler. Dans ce travail, cette stratégie est mise en œuvre afin d'assurer un contrôle indépendant des puissances active et réactive produites par la MASEC à flux orienté. Les résultats des simulations numériques mettent en évidence l'intérêt croissant de cette méthode 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 :

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

3.5.8.3 Equations des dérivées de courants statoriques 2

Les équations des dérivées des courants du stator 2 sont :

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

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 Lyaponov soit inférieure à zéro, c'est à dire $\dot{s}(x).s(x) \leq 0$.

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 :

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

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

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

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

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

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

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 :

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

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

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

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

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

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

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

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

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

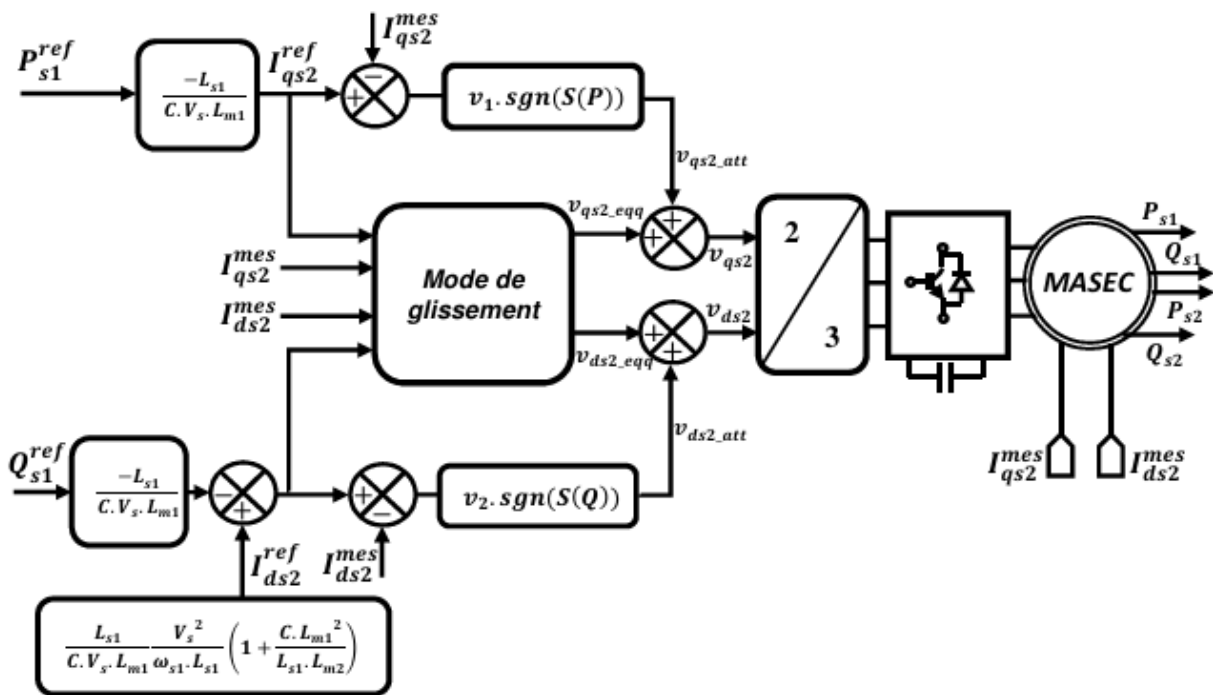


Figure 3.17: Schéma bloc de la structure de commande par mode glissant (ALI & Kamel , 2019).

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

Les résultats des simulations sont présentés sur les figures (3.18). Afin de permettre une comparaison pertinente avec la commande vectorielle directe par régulateur PI, les conditions expérimentales restent inchangées. Le profil de vitesse appliqué à la MASEC est identique à celui illustré précédemment sur la figure (3.6 (a)).

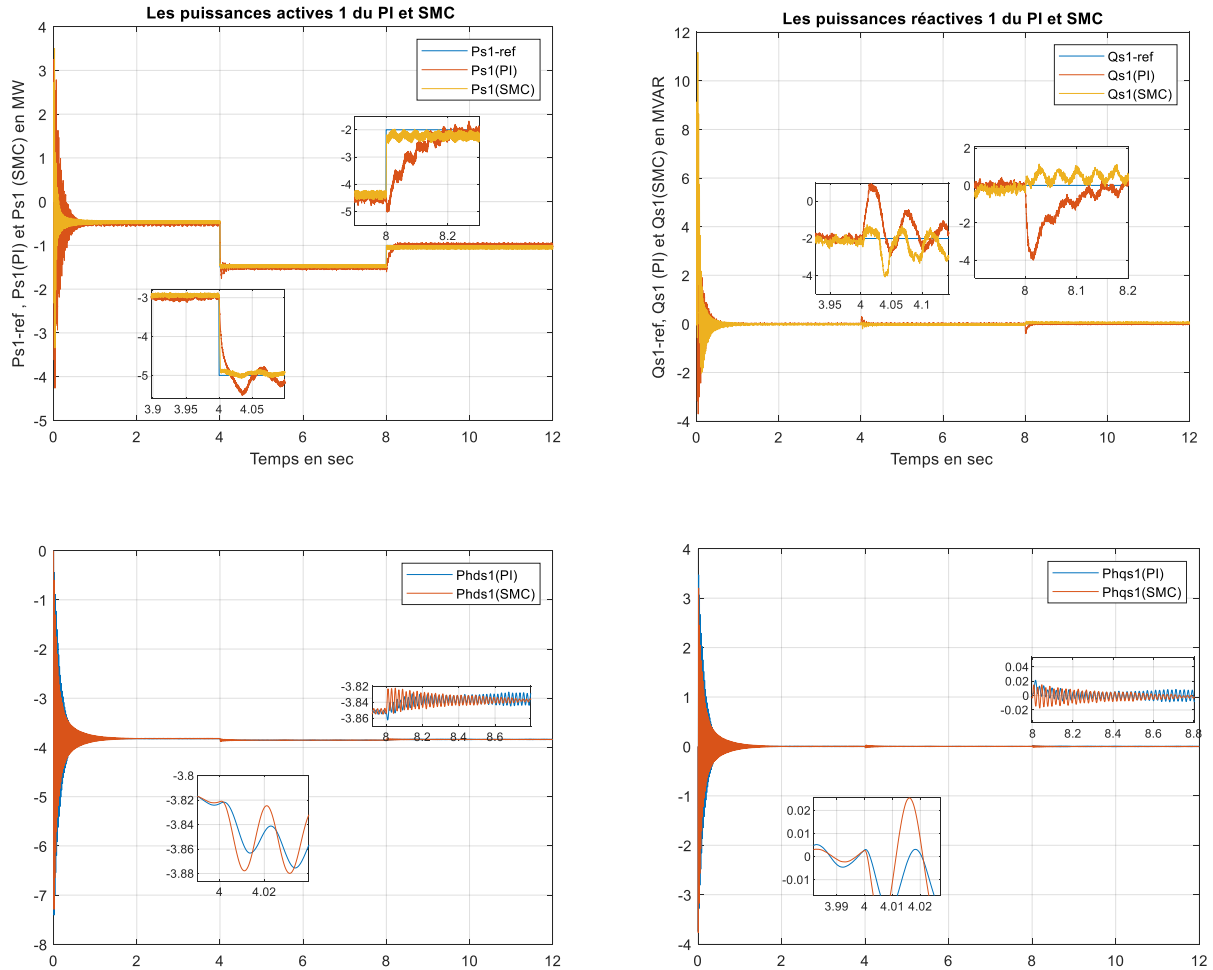


Figure 3.18 : Comparaison Résultats de simulation de contrôle par mode glissant avec régulateur PI

Dans les graphiques 3.18 (a) et (b), on constate que les puissances active et réactive se conforment bien à leurs directives et ne réagissent pas aux modifications de la vitesse de rotation ni aux fluctuations des consignes de puissance. Cependant, en ce qui concerne les courbes P_{s1} et Q_{s1} du régulateur PI, lorsqu'il y a changement de la vitesse de rotation (à $t = 8$ s), les puissances active et réactive se dévient d'environ -1,5(MW, MVAR) par rapport à leurs valeurs initiales. Ces données démontrent que l'utilisation du contrôle par glissement contribue à des avancées notables comparées aux régulateurs PI traditionnels : un délai de réaction inférieur sans dépassement, une résistance accrue aux perturbations et une adaptation plus précise aux directives.

Chapitre 3 : Commande de la MASEC par mode de glissement

Tableau 3.1: un tableau comparatif entre la commande PI et mode glissement

Critère (Ps1)	Commande PI	Commande Mode Glissant (SMC)
Suivi de la consigne	Bon suivi global	Très bon suivi, presque confondu avec la référence
Temps de réponse	Plus lent	Plus rapide
Dépassement	Plus important (visible vers 4 s et 8 s)	Faible
Temps de stabilisation	Plus long	Court
Erreur statique	Très faible	Presque nulle
Oscillations transitoires	Plus marquées	Faibles
Robustesse aux variations de consigne	Moyenne	Élevée

3.7 Conclusion

La commande par mode glissant, quelles que soient les plages de fonctionnement, offre des réponses plus rapides et une plus grande robustesse. Elle reste insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités, ce qui la rend adaptée aux systèmes non linéaires. Dans le chapitre suivant, nous nous concentrerons sur la commande de la MASEC à l'aide de réseaux de neurones.

Chapitre4: Commande de la MASEC par réseaux de neurones (RNA)

4.1 Commande intelligente de la MASEC

4.1.1 Introduction

Les réseaux de neurones artificiels sont des modèles inspirés du fonctionnement du cerveau humain, développés depuis environ cinquante ans. Ils résultent de la combinaison de la neurobiologie, des mathématiques, de l'informatique et de la physique. Constitués de neurones artificiels organisés en couches (entrée, cachées et sortie), ils traitent les informations de manière parallèle en les faisant circuler d'une couche à l'autre. Grâce à des mécanismes d'apprentissage, ils stockent les connaissances dans des poids synaptiques et peuvent ensuite les utiliser pour réaliser diverses tâches de traitement et de reconnaissance de données (OUKACINE, 2012) .

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la commande de la MASEC par réseaux de neurones (RNA). Le principe de la commande est basé sur la structure de la commande de mode de glissement que nous avons étudié dans le chapitre précédent où nous remplacerons la partie discontinue de la commande par mode de glissement par des régulateur plus modernes, appelés les régulateurs neuronaux.

4.1.2 Réseaux de neurones

L'intelligence artificielle est un domaine essentiel de l'informatique qui a connu une croissance considérable ces dernières années. Elle vise à comprendre ou intégrer le fonctionnement du cerveau dans des applications de l'industrie (TOUZET, Juillet 1992).

Les réseaux de neurones artificiels sont des réseaux fortement connectés de processeurs élémentaires fonctionnant en parallèle. Chaque processeur élémentaire calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit. Toute structure hiérarchique de réseaux est évidemment un réseau (TOUZET, Juillet 1992).

Autrement dit, ce sont les unités de base du système nerveux central. Chaque neurone capte les signaux nerveux grâce à ses dendrites (rôle de récepteurs), les intègre afin de produire un nouveau signal qu'il envoie ensuite à un autre neurone voisin à travers son axone (rôle de transmetteur).

Chapitre 4 : Commande de la MASEC par réseaux de neurones RNA

4.1.2.1 Neurone biologique

Sur le plan biologique, un neurone biologique se compose d'un corps cellulaire connu sous le nom de soma, de plusieurs ramifications d'entrée d'environ $0,01 \mu\text{m}$ dénommées dendrites, et d'un prolongement de sortie nommé axone. Des ions de sodium (Na^+), de calcium (Ca^{++}), de potassium (K^+) et de chlorure (Cl^-) sont présents à l'intérieur et autour du soma. Quand la membrane somatique est activée électriquement, elle autorise le passage d'ions comme le Na^+ et le Ca^{++} . Cela modifie l'état interne du soma (MALKI & SAKOU , 2021).

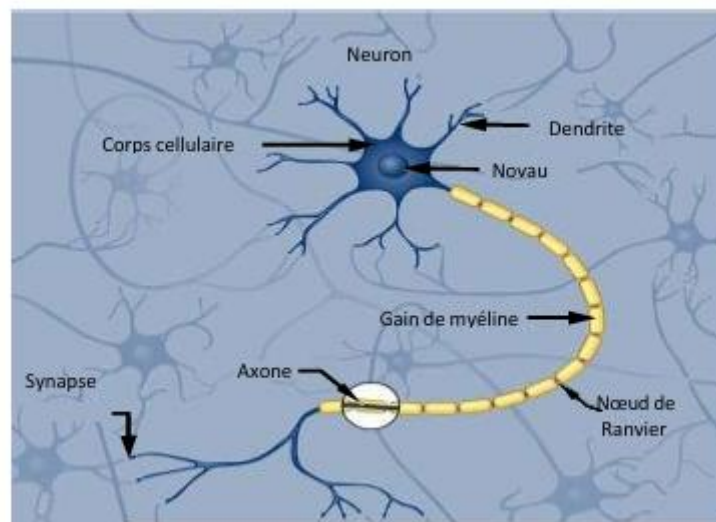


Figure 4.1: Modèle du neurone biologique

Pendant notre jeunesse, les liaisons s'améliorent et d'importantes quantités de produits chimiques qui favorisent les jonctions neuronales sont secrétées. L'usage prolongé du cerveau renforce les connexions, ce qui booste la capacité d'apprentissage (MALKI & SAKOU , 2021).

Le cerveau est formé de nombreux neurones. Chaque neurone émet des connexions vers des milliers d'autres neurones. Chaque neurone réalise un traitement local. Il recueille les signaux provenant des dendrites et les additionne. Si l'amplitude résultante franchit un certain niveau interne, un signal est transmis le long de l'axone vers d'autres neurones. Les neurones interagissent au niveau du corps cellulaire ou des dendrites à des points d'union connus sous le nom de synapses (MALKI & SAKOU , 2021).

4.1.2.2 Modèle d'un neurone artificiel

Le neurone formel constitue une représentation mathématique s'inspirant des mécanismes de fonctionnement du neurone biologique, notamment la consolidation des entrées. Conscients que, biologiquement, toutes les synapses n'ont pas la même importance, les scientifiques ont élaboré un

Chapitre 4 : Commande de la MASEC par réseaux de neurones RNA

algorithme qui ajuste le total des entrées du neurone en fonction des poids synaptiques (coefficients de pondération) (MALKI & SAKOU , 2021) ; (MERZOUGUIT & ABDELKEBIR , 2019).

Ensuite, le résultat n de cette addition est modifié par une fonction de transfert f qui génère la sortie a du neurone. Les entrées du neurone sont représentées par le vecteur $p = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_R]^T$ tandis que $w = [w_{1,1} \ w_{1,2} \ \dots \ w_{1,R}]$. T symbolise le vecteur de poids associé au neurone. L'équation ci-dessous donne la sortie n de l'intégrateur (MALKI & SAKOU , 2021) ; (MERZOUGUIT & ABDELKEBIR , 2019):

$$n = \sum_{j=1}^R W_{1j} \cdot P_j - b$$

On peut également l'écrire sous la forme matricielle

$$n = W^T \cdot p - b$$

Cette sortie représente la somme pondérée des poids et des entrées moins le biais b , également connu sous le nom de seuil d'activation. Quand le seuil d'activation est atteint ou surmonté, l'argument de f se transforme en positif (ou à zéro) ; dans le cas contraire, il reste négatif (MALKI & SAKOU , 2021) ; (MERZOUGUIT & ABDELKEBIR , 2019).

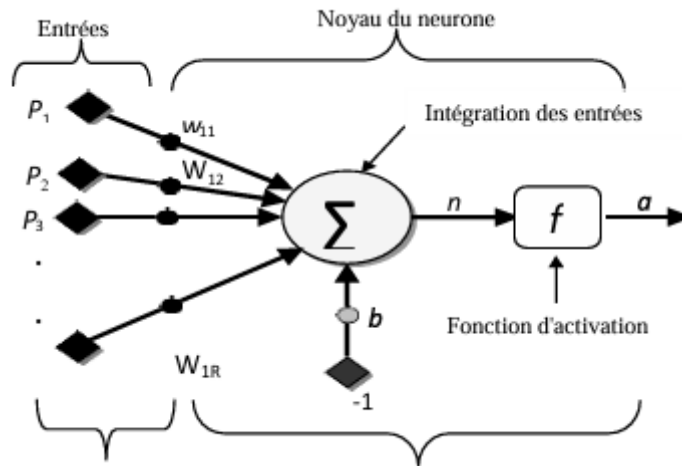


Figure 4.2:Modèle d'un neurone artificiel (MALKI & SAKOU , 2021).

En ajoutant la fonction d'activation f pour obtenir la sortie du neurone, on obtient :

$$a = f(n) = f(W^T \cdot p - b)$$

En remplaçant W^T par une matrice $W^T = W$ d'une seule ligne, on obtient une forme générale :

Chapitre 4 : Commande de la MASEC par réseaux de neurones RNA

$$a = f(WP - b)$$

L'équation ci-dessus nous conduit à construire un modèle plus condensé par rapport à celui de la figure (4.2). On illustre les entrées « R » par un rectangle d'où émerge le vecteur p qui est ensuite multiplié par la matrice W qui englobe les valeurs des poids synaptiques. Au final, la fonction d'activation f détermine la sortie du neurone (MALKI & SAKOU , 2021) ; (MERZOUGUIT & ABDELKEBIR , 2019).

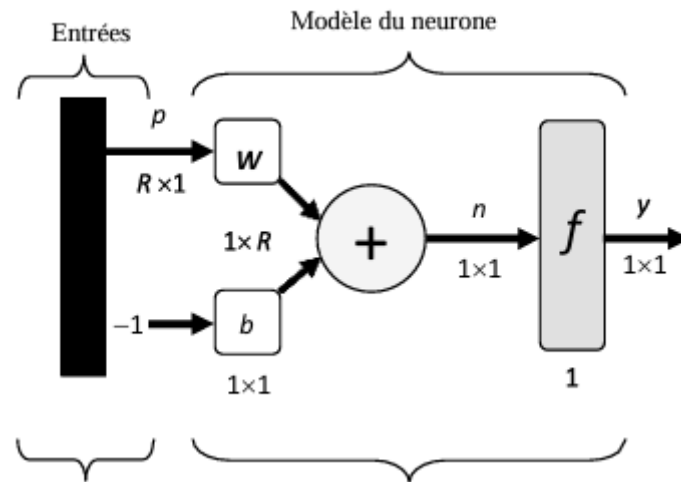


Figure 4.3: Représentation matricielle d'un neurone artificiel (MALKI & SAKOU , 2021).

4.1.2.3 Fonction d'activation

On peut utiliser diverses fonctions d'activation. Cette diversité de fonctionnalités offre aux réseaux de neurones une gamme variée de caractéristiques. Néanmoins, des fonctionnalités fréquemment utilisées, comme (MALKI & SAKOU , 2021) ; (Kamel, 2006):

Chapitre 4 : Commande de la MASEC par réseaux de neurones RNA

Tableau 4.1: Les différentes fonctions d'activation utilisées dans les RNA.

Nom de la fonction	Relation entrée/sortie	Icône	Nom MATALB
Seuil	$y = 0 \quad \text{si} \quad s < 0$ $y = 1 \quad \text{si} \quad s \geq 0$		Hardlim
Seuil symétrique	$y = -1 \quad \text{si} \quad s < 0$ $y = 1 \quad \text{si} \quad s \geq 0$		Hardlims
Linéaire	$y = s$		purelin
Linéaire saturée	$y = 0 \quad \text{si} \quad s \leq 0$ $y = s \quad \text{si} \quad 0 \leq s \leq 1$ $y = 1 \quad \text{si} \quad s \geq 1$		satlin
Linéaire saturée symétrique	$y = -1 \quad \text{si} \quad s < -1$ $y = s \quad \text{si} \quad -1 \leq s \leq 1$ $y = 1 \quad \text{si} \quad s > 1$		satlins
Linéaire positive	$y = 0 \quad \text{si} \quad s \leq 0$ $y = s \quad \text{si} \quad s \geq 0$		poslin
Sigmoïde	$y = \frac{1}{1 + \exp^{-s}}$		logsig
Tangente hyperbolique	$y = \frac{e^s - e^{-s}}{e^s + e^{-s}}$		tansig
Compétitive	$y = 1 \quad \text{si} \quad s \text{ maximum}$ $y = 0 \quad \text{autrement}$	C	compet

4.1.2.4 Composition d'un réseau de neurones

Un RNA est habituellement formé de trois couches, qui sont (MALKI & SAKOU , 2021) :

- **Une couche d'entrée** : Elle englobe l'ensemble des neurones du réseau recevant les informations relatives au problème. Ainsi, sa taille est directement liée au nombre de variables d'entrée.
- **Une couche de sortie** : Elle englobe tous les neurones de sortie du réseau. C'est cette couche qui délivre les solutions au problème.
- **Une ou plusieurs couches cachées** : Ce sont les strates situées entre la couche d'entrée et la couche de sortie. Ils définissent l'activité interne du réseau. Typiquement, les fonctions d'activation ne sont pas linéaires sur ces couches.

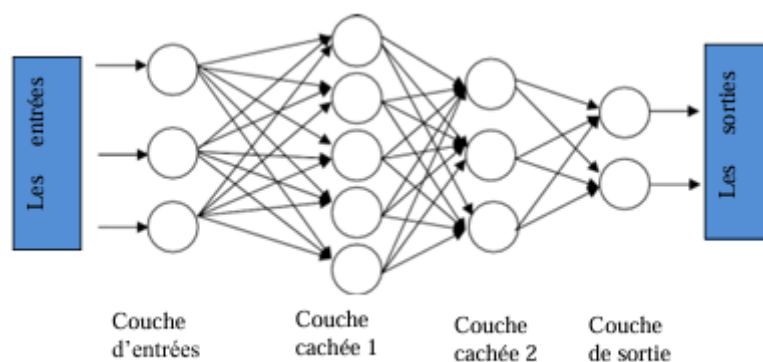


Figure 4.4: Composition d'un réseau de neurones (MALKI & SAKOU , 2021).

4.1.2.5 Architecture des réseaux de neurones

Selon l'approche d'interconnexion adoptée, on peut diviser les réseaux de neurones en deux principales catégories : les réseaux statiques (non bouclés) et les réseaux dynamiques (bouclés) (MALKI & SAKOU , 2021) ; (MERZOUGUIT & ABDELKEBIR , 2019) ; (ARIF & BOUCHAALA , 2019).

- **Réseau de neurones non bouclé (feed-forward)**

Un réseau de neurones non bouclé est illustré par un groupe de neurones interconnectés. Les données se déplacent de l'entrée vers la sortie sans possibilité de retour en arrière. Autrement dit, lorsqu'on parcourt le réseau en partant d'un neurone quelconque et en suivant les connexions, il est impossible de retourner au neurone initial. Les réseaux de neurones feed-forward sont des instruments fixes, principalement utilisés pour réaliser des opérations telles que l'approximation de fonctions non linéaires et la modélisation de processus non linéaires statiques (ARIF & BOUCHAALA , 2019).

- **Réseau de neurones bouclé (feed-back)**

Il s'agit de réseaux ayant un ou plusieurs rebouchages internes où leurs résultats à un moment donné sont influencés par les entrées à cette même période ainsi que les périodes précédentes. Ces liaisons récurrentes rétrogradent l'information par rapport au sens de propagation.

Les rebouchages ajoutent donc un effet de souvenir du passé. Ces réseaux de neurones récurrents forment un système dynamique « à temps discret », gouverné par une (ou plusieurs) équation(s) aux différences non linéaires, découlant de la combinaison des fonctions manipulées par chacun des neurones et des délais associés à chaque liaison. On les utilise pour réaliser des tâches telles que la modélisation et l'adaptation de systèmes dynamiques, le contrôle de processus, ou encore le filtrage.

Chapitre 4 : Commande de la MASEC par réseaux de neurones RNA

4.1.2.6 Apprentissage d'un réseau de neurones

Les poids des liaisons neuronales représentent l'information qu'un réseau de neurones peut assimiler. Ainsi, l'apprentissage vise à modifier ces poids de manière à ce que le réseau manifeste certains comportements souhaités. Pour être plus explicite, l'apprentissage dans le cadre des réseaux de neurones implique de modifier les poids synaptiques de façon à ce que les résultats du réseau correspondent au mieux aux résultats attendus. On distingue deux formes d'apprentissage (MALKI & SAKOU , 2021) ; (MERZOUGUIT & ABDELKEBIR , 2019) (ARIF & BOUCHAALA , 2019) :

- **L'apprentissage supervisé** : où l'on a la sortie attendue et où l'on cherche à régler les poids synaptiques afin de réduire l'écart entre la sortie attendue et celle du réseau.

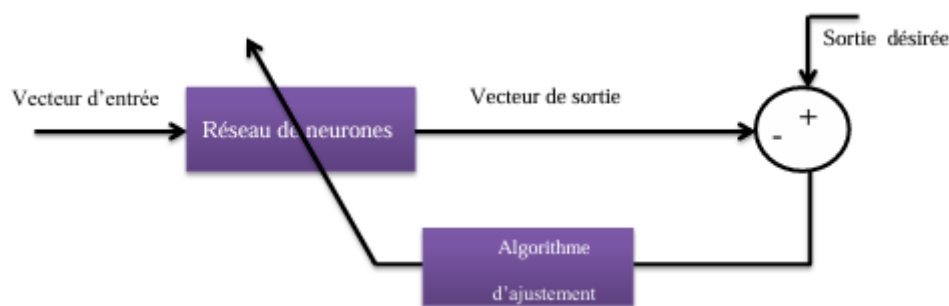


Figure 4.5: Apprentissage supervisé.

- **L'apprentissage non supervisé** : pour lequel le réseau de neurones organise lui-même les entrées qui lui sont présentées de façon à optimiser un critère de performances donné,

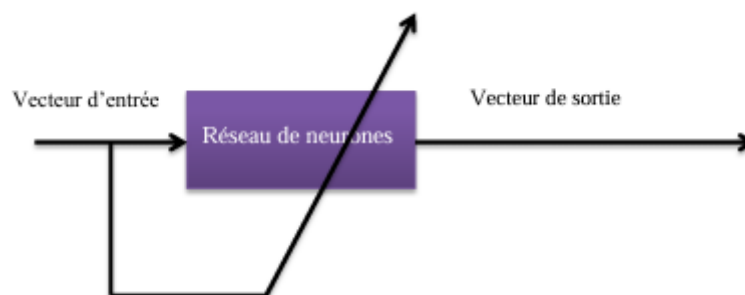


Figure 4.6: Apprentissage non supervisé.

4.1.2.7 Algorithmes d'apprentissage du perceptron multicouche

On trouve de nombreux algorithmes d'apprentissage en PMC ; l'un des plus fréquemment employés est :

- **L'algorithme de Levenberg - Marquardt**

C'est un algorithme de minimisation itératif qui fait partie de la catégorie des méthodes quasi-Newtoniennes ; il suit la formule de mise à jour des paramètres ci-après (MALKI & SAKOU , 2021).

Chapitre 4 : Commande de la MASEC par réseaux de neurones RNA

$$W^{K+1} = W^K - \left[H(W^K) + \mu_{K+1} I \right]^{-1} \Delta E(W^K)$$

Où :

$H(W^K)$: est la matrice Hessienne d'une fonction de coût appelée E.

I : est la matrice identité.

μ_{K+1} : est un scalaire appelé pas.

Cette technique se rapproche de la méthode de Newton pour des pas de petite taille μ_{K+1} , alors qu'elle se dirige vers la méthode du gradient simple pour des pas de plus grande envergure. En sélectionnant prudemment la taille du pas durant l'algorithme, on a donc la possibilité de se libérer de l'obligation initiale de recourir à une méthode de gradient simple pour atteindre une approximation du minimum. L'inversion de la matrice $H(W^K) + \mu_{K+1} I$ peut être réalisée à l'aide de techniques d'inversion directe. Toutefois, étant donné la fonction de coût des moindres carrés E, l'application d'une méthode d'inversion itérative serait plus avantageuse (MALKI & SAKOU, 2021).

4.1.2.8 Avantages et Inconvénients des réseaux de neurones

Les RNA sont une formulation mathématique simplifiée des neurones biologiques. Ils ont la capacité de mémorisation, de généralisation et surtout d'apprentissage qui est le phénomène le plus important. Dans cette partie, nous allons résumer les avantages et les inconvénients de l'utilisation des réseaux de neurones dans la commande.

- **Avantages des réseaux de neurones**

Les principales qualités des réseaux de neurones sont leur capacité d'adaptabilité et d'auto-organisation et la possibilité de résoudre des problèmes non-linéaires avec une bonne approximation.

- **Inconvénients des réseaux de neurones**

La difficulté d'interpréter le comportement d'un réseau de neurones est un inconvénient pour la mise au point d'une application. Il est également hasardeux de généraliser à partir d'expériences antérieures et de conclure ou de créer des règles sur le fonctionnement et le comportement des réseaux de neurones.

Chapitre 4 : Commande de la MASEC par réseaux de neurones RNA

4.1.2.9 Mise en œuvre des réseaux de neurones

Dans le but d'améliorer les performances de la commande par mode de glissement appliquée à notre machine, un réseau de neurones artificiels (RNA) a été intégré au système de commande. Ce qui m'a permis de tester les performances des réseaux de neurone dans le contrôle de la MASEC.

4.1.2.10 Choix des entrées/sorties du réseau de neurones

Dans cette commande, le réseau de neurones est utilisé pour remplacer la partie discontinue du mode glissant. Pour la boucle de la puissance active, l'entrée choisie est la surface de glissement définie par l'erreur entre le courant de référence et le courant mesuré :

$$[i_{qs2_ref} - i_{qs2} = S_q]$$

Et la sortie correspond à la tension de commande neuronale $[V_{qs_n}]$

De la même manière, pour la boucle de la puissance réactive, l'entrée du réseau est :

$$[i_{ds2_ref} - i_{ds2} = S_d]$$

Avec comme sortie la tension neuronale $[V_{ds_n}]$

Ainsi, deux réseaux de neurones indépendants sont utilisés dans cette commande :

- Le premier pour la commande de la puissance active
- Le second pour la commande de la puissance réactive

4.1.2.11 Le choix du type de réseau de neurones

Comme indiqué dans la section théorique, on distingue plusieurs catégories de RNA.

Dans le cadre de notre recherche, nous avons choisi d'utiliser le Perceptron à plusieurs couches (PMC) sans boucle. Effectivement, les méthodes basées sur le PCM ont prouvé, au cours des dernières années, leur performance en matière de correction d'erreur de corrélation. Le modèle de classification perceptuelle qui a été employé comprend uniquement une couche cachée avec dix neurones utilisant la fonction d'activation de type sigmoïde, ainsi qu'une unique couche de sortie comportant un neurone avec une fonction d'activation linéaire.

4.1.2.12 Le choix de la stratégie d'apprentissage

L'apprentissage est un aspect très important des RNA. Il s'agit d'ajuster les poids des connexions jusqu'à ce qu'ils ne se changent plus que de manière négligeable. Nous avons opté pour un

Chapitre 4 : Commande de la MASEC par réseaux de neurones RNA

apprentissage supervisé dans le cadre de notre recherche. On fait appel à l'algorithme de Levenberg-Marquardt pour effectuer les calculs.

Le réseau de neurones est élaboré et compilé grâce au logiciel MATLAB avec l'outil (nnstart) et nous avons opté pour l'utilitaire (nftool). Le modèle de notre RNA employé dans notre recherche est illustré dans la figure ci-dessous.

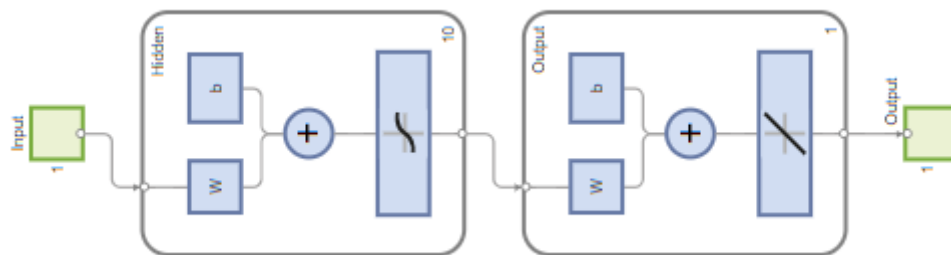


Figure 4.7: Modèle du réseau de neurone utilisé.

4.1.2.13 Réalisation d'apprentissage

Après la collection de la base de données comme expliqué précédemment, nous avons procédé à la création et l'implémentation de notre RNA sous l'utilitaire Nftool ensuite nous avons procédé à l'étape de l'apprentissage. Les figures suivantes montrent les performances de l'apprentissage effectué.

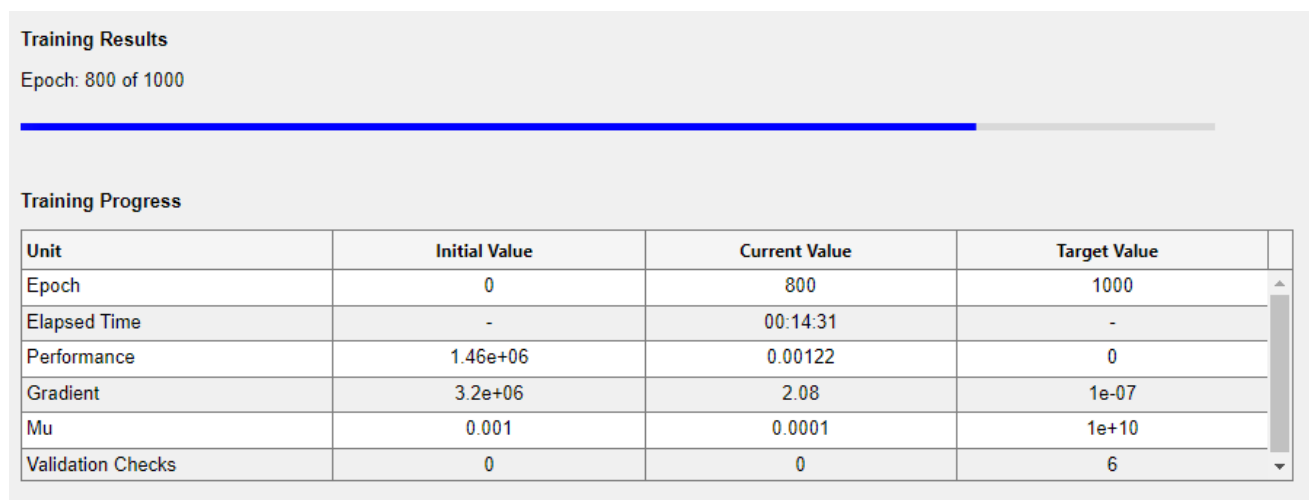


Figure 4.8:Fenêtre d'entrainement de réseau de neurones

Chapitre 4 : Commande de la MASEC par réseaux de neurones RNA

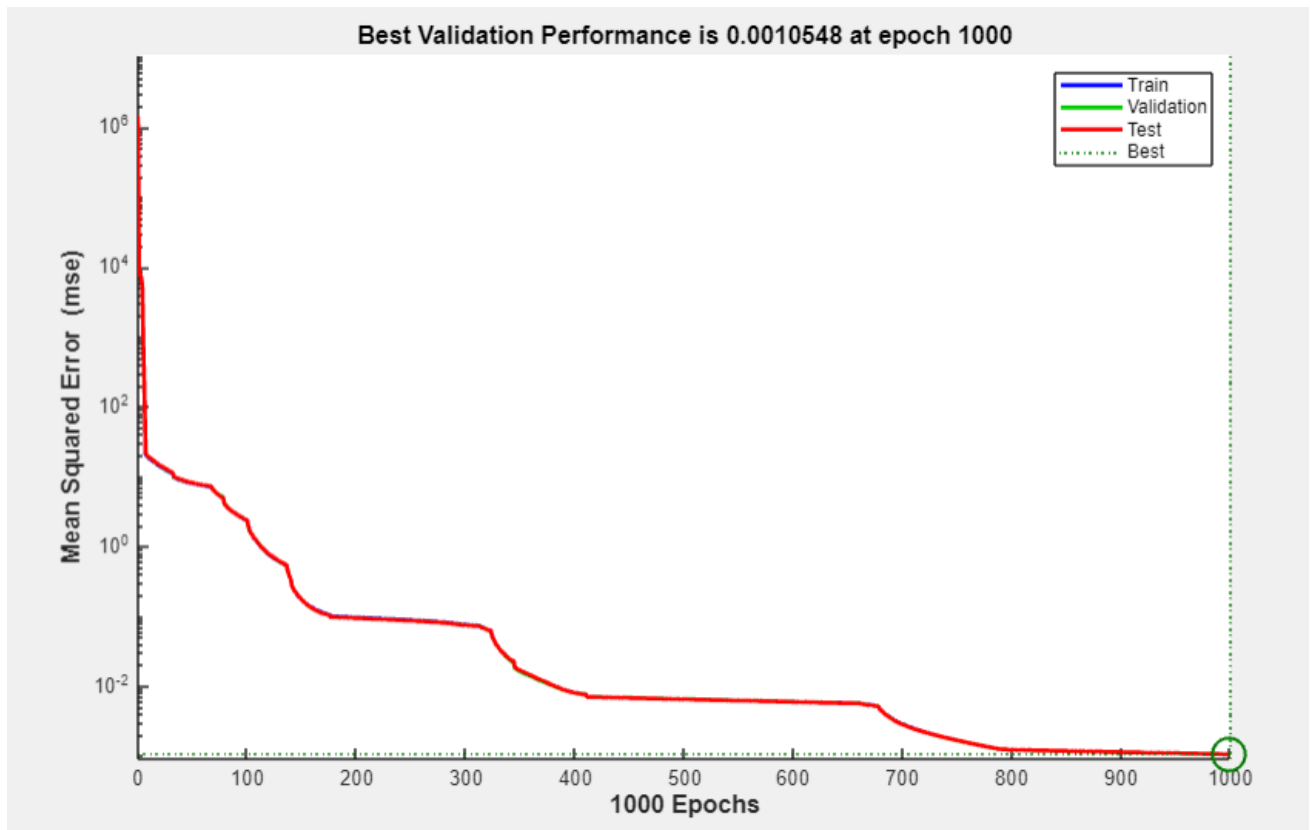


Figure 4.9: Evolution d'erreur d'apprentissage

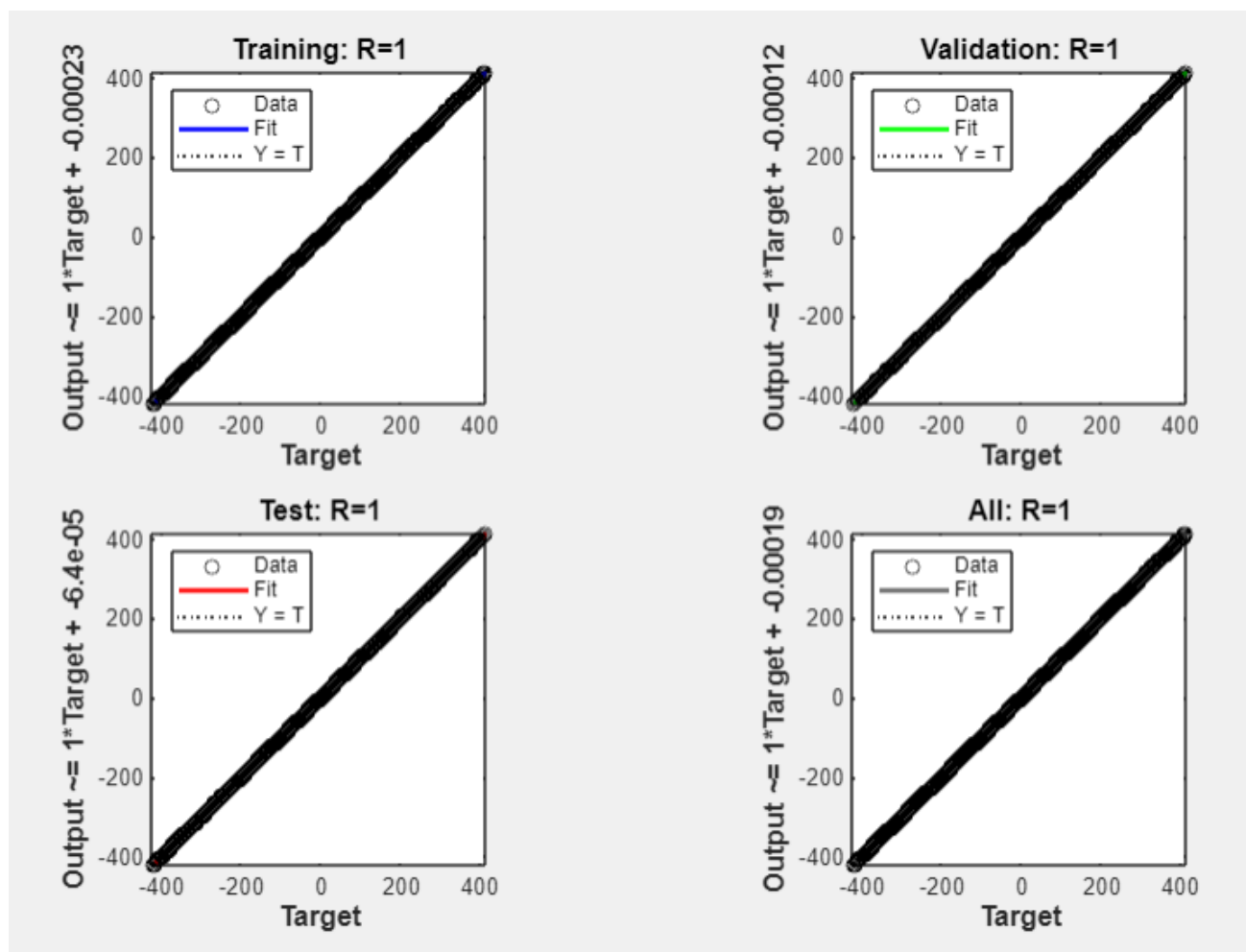


Figure 4.10: Régression entre la sortie et le Target

4.1.3 Simulation de la commande MASEC par les réseaux de neurones

Après la phase de l'apprentissage, j'ai créé un bloc Simulink de mon RNA et j'ai remplacé la partie discontinue de la commande par mode de glissement par le bloc Simulink de mon RNA.

- **Résultats de simulation**

La machine étudiée est la même que celle des chapitres deux et trois

J'ai pris les mêmes conditions expérimentales restent inchangées. Le profil de vitesse appliqué à la MASEC est identique à celui illustré précédemment sur la figure (3.6 (a)).

Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures suivantes :

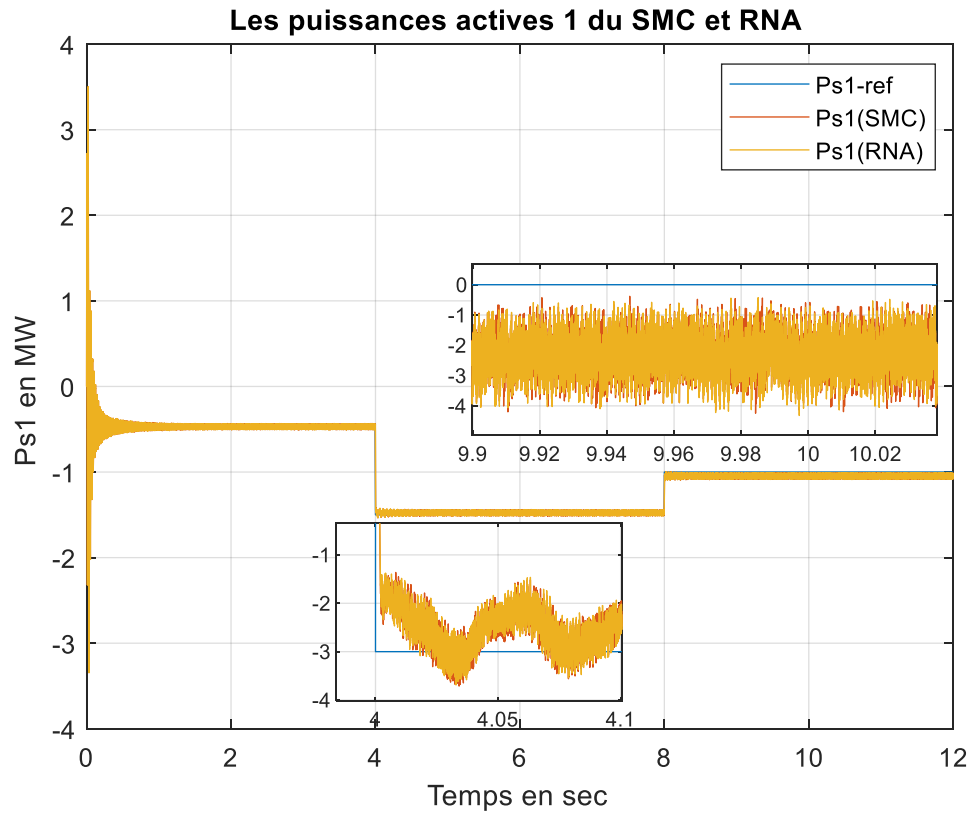


Figure 4.11: Comparaison de la puissance active SMC et RNA

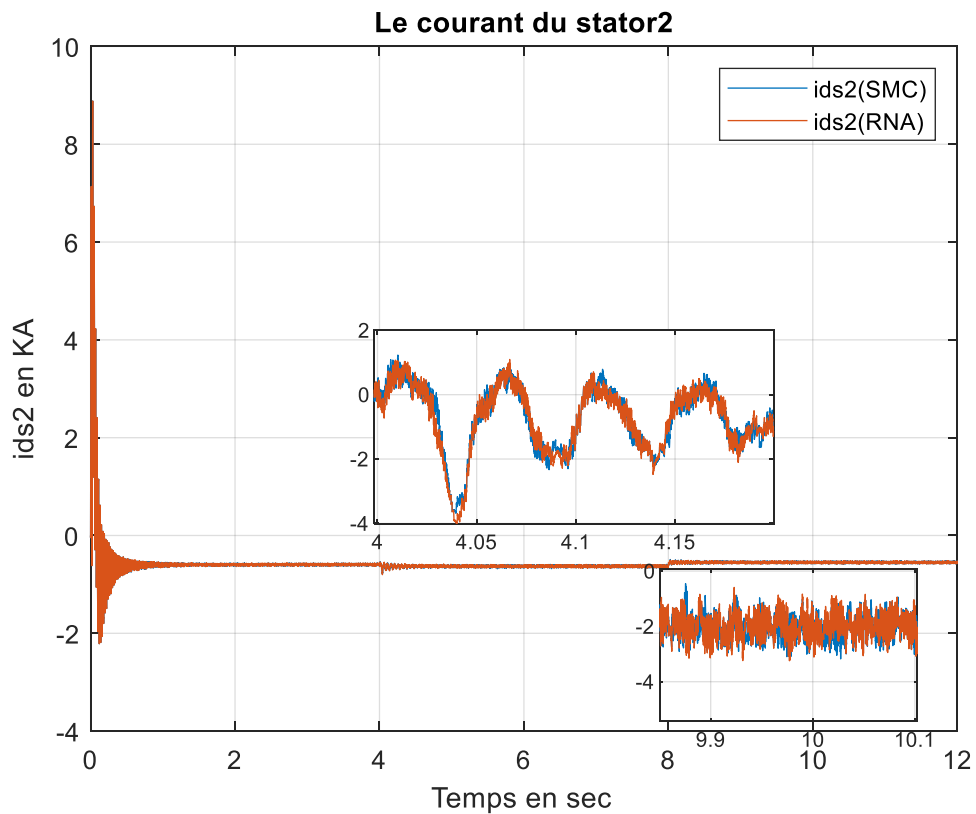


Figure 4.12: Comparaison entre le courant du stator 2 SMC et RNA

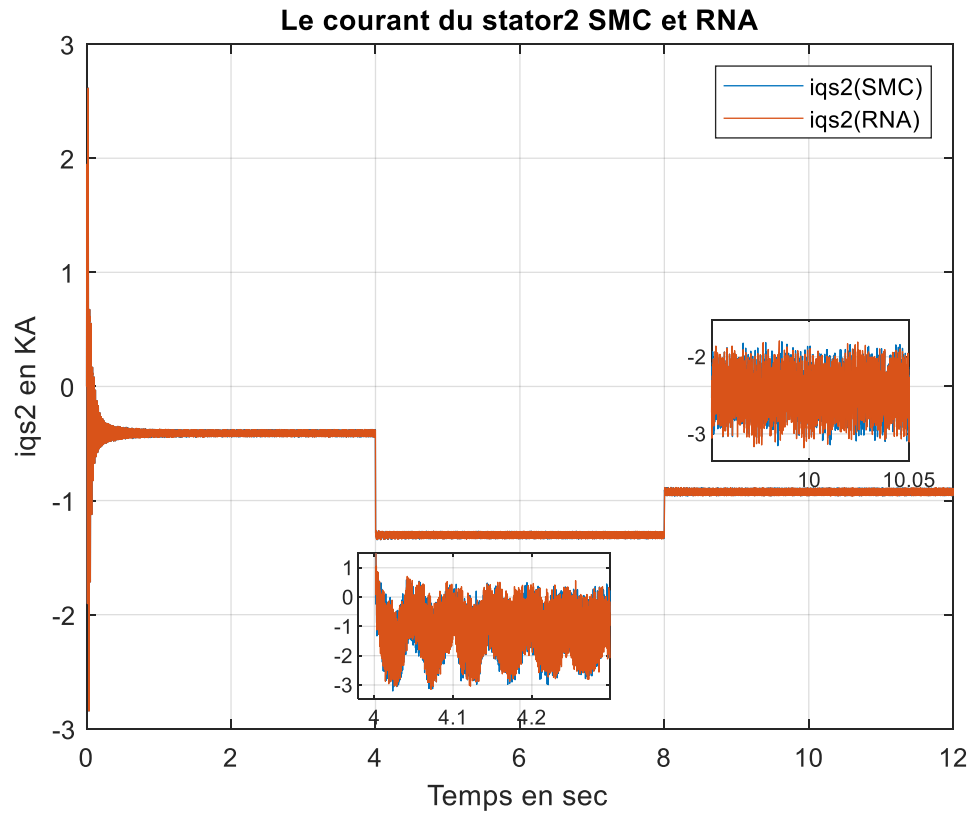


Figure 4.13: Comparaison du courant du stator2 SMC et RNA

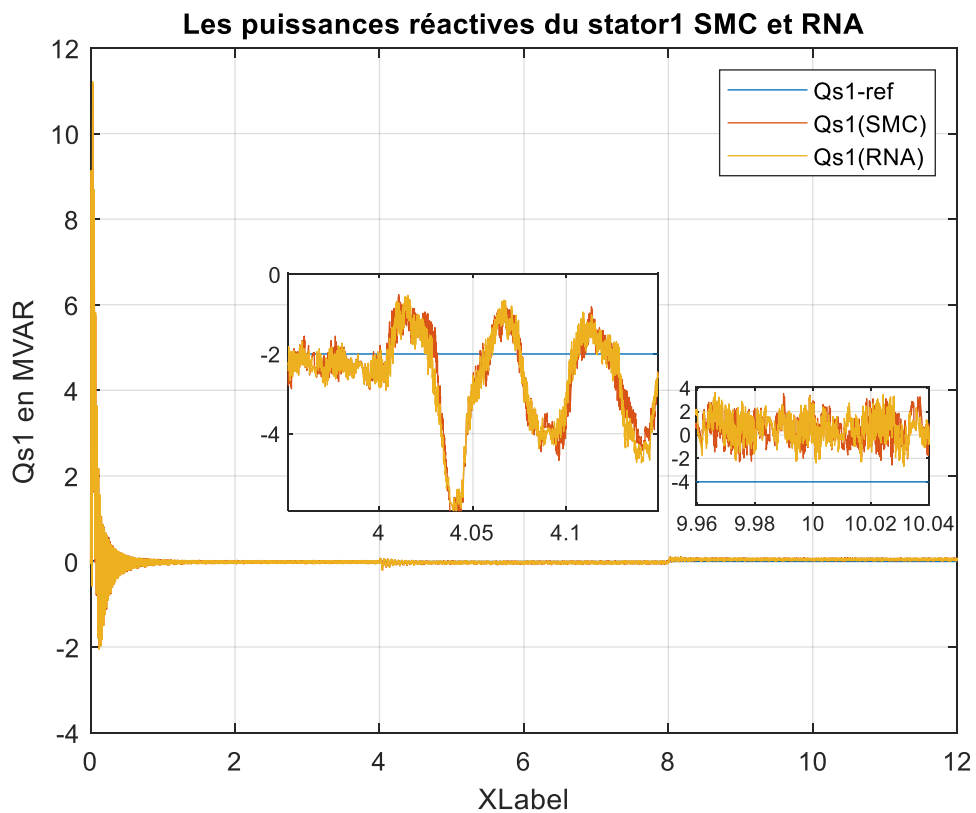


Figure 4.14: Comparaison entre la puissance réactive 1 du SMC et RNA

Chapitre 4 : Commande de la MASEC par réseaux de neurones RNA

RNA a appris à reproduire exactement la loi du mode glissant classique, donc il donne pratiquement la même commande :

$$V_{ANN} \approx V_{SMC}$$

Donc les courbes de :

Puissance active et Puissance réactive, restent presque identiques.

Le fait que le réseau de neurones produise une courbe très proche de la courbe de référence est un bon signe. Cela indique que le réseau a correctement appris les relations entre les données d'entrée et de sortie au cours de la phase d'apprentissage. En d'autres termes, le modèle est capable de reproduire avec précision le comportement attendu du système. À l'inverse, si la courbe obtenue était très différente de la courbe de référence, cela pourrait révéler un mauvais apprentissage du réseau, une instabilité du modèle ou encore des erreurs dans les données utilisées pour l'entraînement. Ainsi, la similitude entre les deux courbes constitue un indicateur important de la qualité et de la fiabilité du réseau de neurones.

La différence entre les résultats n'est pas toujours visible au niveau des puissances active (P) et réactive (Q), mais elle apparaît souvent plus clairement dans les courants, qui sont plus sensibles aux variations du système et permettent une analyse plus précise des performances.

Tableau 4.2: tableau comparatif entre mode glissement et RNA

Critère (Ps1)	Commande Mode Glissant (SMC)	Commande par Réseaux de Neurones (RNA)
Suivi de la consigne	Très bon suivi global	Excellent suivi, presque confondu avec la référence
Temps de réponse	Rapide	Plus rapide
Dépassement	Plus important	Faible
Temps de stabilisation	Court	Très court
Erreur statique	Très faible	Presque nulle
Oscillations transitoires	Présentes (chattering)	Fortement réduites
Robustesse aux variations de consigne	Élevée	Très élevée

Chapitre 4 : Commande de la MASEC par réseaux de neurones RNA

4.1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une commande de la MASEC basée sur les réseaux de neurones artificiels a été étudiée et mise en œuvre sous MATLAB/Simulink. Le réseau de neurones a été utilisé pour remplacer la partie discontinue de la commande par mode de glissement. Les résultats obtenus montrent que cette approche assure un bon suivi des puissances active et réactive tout en améliorant la continuité du signal de commande et en réduisant les oscillations. Ainsi, les réseaux de neurones constituent une solution efficace pour la commande des systèmes non linéaires tels que la MASEC

Conclusion générale

Ce mémoire a été consacré à l'étude et à la commande avancée d'une éolienne basée sur une cascade de deux machines (MASEC). L'objectif principal était de développer des stratégies de commande performantes permettant d'assurer un contrôle efficace des puissances tout en améliorant la robustesse du système face aux perturbations et aux incertitudes.

Dans un premier temps, une étude comparative des différentes machines électriques a été menée en mettant en évidence les avantages et les inconvénients des structures avec et sans contacts glissants. Cette analyse a montré que l'élimination des bagues et des balais contribue à améliorer la fiabilité et la robustesse des systèmes électromécaniques.

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation de la chaîne de conversion éolienne. Les modèles de la turbine éolienne, de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), de la machine asynchrone en cascade (MASEC) ainsi que de l'onduleur MLI ont été développés sous MATLAB/Simulink. Les résultats obtenus ont permis de valider le comportement dynamique de l'ensemble du système.

Dans le troisième chapitre, une stratégie de commande des puissances active et réactive de la MASEC a été étudiée en utilisant les régulateurs classiques PI puis la commande par mode de glissement. Les résultats de simulation ont montré que la commande par mode de glissement offre de meilleures performances en termes de rapidité, de précision et de robustesse face aux variations de vitesse et de puissance, comparativement à la commande PI.

Enfin, le quatrième chapitre a porté sur l'application des réseaux de neurones artificiels à la commande de la MASEC. Le réseau de neurones a été utilisé pour remplacer la partie discontinue de la commande par mode de glissement afin de réduire le phénomène de chattering. Les résultats obtenus ont montré que cette approche permet de maintenir un bon suivi des puissances active et réactive tout en améliorant la continuité du signal de commande et en réduisant les oscillations.

Les recherches effectuées ont démontré que la commande via le mode de glissement et la commande neuronale sont des options efficaces pour gérer la MASEC dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne. Les résultats constatés valident l'importance de l'emploi de stratégies de contrôle avancées et d'intelligence artificielle pour optimiser les performances, la robustesse et la qualité de l'énergie générée. Sur le long terme, il serait pertinent d'explorer des méthodes plus sophistiquées comme les réseaux de neurones adaptatifs.

Annexes

❖ Paramètres de la MASEC

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

Tableau 4.3: 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 ($kg.m^2$)
f_1, f_2	0.0071 ($Nm.\frac{s}{rad}$)
p_1, p_2	2

❖ Paramètres de la turbine

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

Tableau 4.4: 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	$G = 40$

Bibliographique

- Lounes , H., & Mounir , K. (2014). *Etude et Commande d'une Machine Asynchrone*. Mémoire de fin du cycle, Université A.MIRA-BEJAIA, BEJAIA.
- A, B., F, B., C, B., & N, I. (2007, November 03 - 04). 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'2007*.
- ABID, M., & BEN AMOR , F. (s.d.). *ETUDE D'UNE GÉNÉRATRICE À RÉLUCTANCE Variable*. Mémoire de Fin d'Etude, Université d'EL-Oued.
- ALI, M., & Kamel , S. (2019). *Commande avancée d'une cascade de deux machines*. Mémoire de fin d'étude , UNIVERSITE AKLI MOHAND OULHADJE-BOUIRA , Bouira.
- ARDJOUN , S. (2010). *Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation*. MAGISTER, UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES, SIDI-BEL-ABBES.
- ARIF, S., & BOUCHAALA , A. (2019). *Commande de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) par les réseaux de neurones artificiels*. Mémoire du Master, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, OUARGLA.
- B. DEHIBA, A. M. (2007). 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*(Number 3), pp. pp194-200.
- BELLAOUER , M., & BELLI , M. (2025). *ETUDE DES MOTEURS SYNCHRONES PENTAPHASE*. Mémoire de fin d'etudes, Université de Ghardaïa, Ghardaïa.
- BENDEMMAGH , W. (2013). *Commande de la machine asynchrone par la cascade hyposynchrone à base des logiciels SIMPLORER et MATLAB*. Mémoire de MAGISTER , UNIVERSITE DE SETIF 1 , Sétif.
- Benyachou, A. O. (2017, Avril 11-14). Modélisation sous MATLAB/SIMULINK d'une turbine éolienne reliée à une génératrice asynchrone à double alimentation (GADA). *13ème Congrès de Mécanique*. Récupéré sur <https://cmm2017.sciencesconf.org/>
- Claude , C. (2012). *MACHINES ÉLECTRIQUES*. Cours et problèmes, Ecole nationale supérieur .
- DELORD , J.-D., & ROGER, E. (s.d.). *Etude d'un aérogénérateur*. Cours, Lycée Maximilien Perret – Alfortville Académie de Créteil , France.
- EL AIMANI, S. (2004). *Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension*. Thèse de doctorat, Ecole centrale de lille, Lille.
- Elbia , Y. (2009). *Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté*. diplôme de Magister , UNIVERSITE EL-HADJ LAKHDAR-BATNA , Batna.

- Etienne , G. (2004). Les moteurs électriques ... pour mieux les piloter et les protéger. *Cahier technique n° 207*.
- futura. (s.d.). Consulté le 02 25, 2026, sur <https://www.futura-sciences.com/planete/definitions/energie-renouvelable-eolienne-6946/>
- HASSAD, M. (2012). *Influence de la commande d'une GADA des systèmes éoliens sur la stabilité des réseaux électriques*. Mémoire de Magister, UNIVERSITE SETIF 1, Sétif.
- Kamel, K. (2006). *CONTROLE INTELLIGENT ET SYSTEMES AUTONOMES (APPLICATION A LA ROBOTIQUE)*. These de doctorat, UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF UFAS (ALGERIE), SETIF.
- LATRECHE , M. (2012). *Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien*. Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Setif, Sétif.
- Maafa, A. (2017). *Intégration d'une cascade de deux machines asynchrones*. Thèse de doctorat, Université A.MIRA-BEJAIA , BEJAIA.
- MADI , L., & KHETTAL , B. (2013). *Contrôle par la logique floue d'une machine*. Memoire de fin d'étude, Université Abderrahmane Mira de Bejaia, Bejaia.
- MALKI, A., & SAKOU , M. (2021). *Commande optimisée d'une cascade de deux machines asynchrone*. Mémoire de Master, UNIVERSITE AKLI MOHAND OULHADJE-BOUIRA , Bouira.
- MERZOUGUIT, T., & ABDELKEBIR , K. (2019). *Commande d'une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP)*. Mémoire du Master, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA , M'SILA .
- Mohamed abd elbasset , M. (2012). *Modélisation et commande d'un system éolien à base d'une génératrice double alimentée sans balais*. Mémoire de Magister, UNIVERSITE FERHAT ABBAS, SETIF.
- MOUZAOUI , S. (s.d.). *Etude d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents en Présence de Défauts de Courts-Circuits et de Désaimantations par la Méthode des Eléments Finis*. Mémoire de Fin d'Etudes, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU, TIZI-OUZOU.
- OUKACINE, N. (2012). *Utilisation des réseaux de neurones pour la reconstitution de défauts en évaluation non destructive*. Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, Tizi-ouzou.
- RIYADH, R. (2016). *Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée*. Thèse de doctorat, L' U N I V E R S I T É B A T N A 2 , Batna.
- Robert , B., & Michel , K. (Reçu le 15 mai 1970). *Application de la théorie du champ électromagnétique aux machines linéaires à induction*. REVUE DE PHYSIQUE APPLIQUÉE, Laboratoire de Génie Electrique de la Faculté des Sciences de Paris et Laboratoire Central des Industries Electriques.

TOUZET, C. (Juillet 1992). *LES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS, INTRODUCTION AU CONNEXIONNISME, COURS, EXERCICES ET TRAVAUX PRATIQUES.*

VIDAL, P.-E. (2004). *Commande non-linéaire d'une machine asynchrone a double alimentation.*
Thèse de doctorat, L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE.

Yamina, Z. (2010). *Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone*
. Mémoire de MAGISTER, SETIF , UNIVERSITE FERHAT ABBAS DE SETIF.

youmatter. (2026, 02 12). Récupéré sur <https://youmatter.world/fr/definition/energies-renouvelables-definition/>

المخلص

يتناول هذا العمل دراسة والتحكم المتقدم في عنفة رياح تعتمد على ربط تسلسلي لألّتين غير متزامنتين. بعد تقديم تصنيف للآلات الكهربائية وفق وجود أو عدم وجود الملامسات المنزلقة، تم تطوير نموذج رياضي لسلسلة تحويل الطاقة الريحية ومحاكاته MATLAB/Simulink باستعمال برنامج

والتحكم بنمط الانزلاق. ومن أجل تحسين أداء النظام وتقليل PI تمت دراسة استراتيجيتين للتحكم، وهما التحكم باستعمال منظمات ، تم اقتراح متحكم يعتمد على الشبكات العصبية الاصطناعية. أظهرت نتائج المحاكاة أن هذه (Chattering) ظاهرة الاهتزاز المقاربة تضمن تتبعًا جيدًا للاستطاعتين الفعالة وغير الفعالة، وتحسن جودة إشارة التحكم، كما تعزز متانة النظام

عنفة رياح، آلة غير متزامنة متسلسلة، التحكم بنمط الانزلاق، الشبكات العصبية الاصطناعية، الطاقات :الكلمات المفتاحية المتجددة.

Abstract

This dissertation presents the study and advanced control of a wind turbine based on a cascade of two induction machines. After a classification of electrical machines according to the presence or absence of sliding contacts, a mathematical model of the wind energy conversion system is developed and implemented in MATLAB/Simulink.

Two control strategies are investigated: PI controller-based control and Sliding Mode Control (SMC). To improve system performance and reduce the chattering phenomenon, an Artificial Neural Network (ANN)-based controller is proposed. Simulation results demonstrate that this approach ensures accurate tracking of active and reactive powers, improves the quality of the control signal, and enhances the robustness of the system.

Keywords: Wind turbine, cascaded induction machine, sliding mode control, artificial neural networks, renewable energy.

Résumé

Ce mémoire présente l'étude et la commande avancée d'une éolienne basée sur une cascade de deux machines asynchrones. Après une classification des machines électriques selon la présence ou l'absence de contacts glissants, une modélisation de la chaîne de conversion éolienne est développée sous MATLAB/Simulink.

Deux stratégies de commande sont ensuite étudiées : la commande par régulateurs PI et la commande par mode de glissement. Afin d'améliorer les performances du système et de réduire le phénomène de chattering, une commande basée sur les réseaux de neurones artificiels est proposée. Les résultats de simulation montrent que cette approche assure un bon suivi des puissances active et réactive, améliore la qualité du signal de commande et renforce la robustesse du système.

Mots-clés : Éolienne, machine asynchrone en cascade, commande par mode de glissement, réseaux de neurones artificiels, énergies renouvelables.

