

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –
Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Electrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

Par : Bouazzaoui Ahmed et Chekroun Abdelmalek

Sujet

Étude et simulation d'un système éolien connecté au réseau électrique à basé
d'une génératrice synchrone à aimants permanent

Soutenu publiquement, le 08 / 06 / 2024 , devant le jury composé de :

Mr BRIKCI NIGASSA M.A	MAA	Université de Tlemcen	Président
Mr YACOUBI B	MAA	Université de Tlemcen	Examineur
Mr DRIS Y	MAB	Université de Tlemcen	Encadreur
Mr MECHERNENE A	MCA	Université de Tlemcen	Co-Encadreur
Mr Morad M.A	Doctorant	Université de Tlemcen	Invité

Année universitaire : 2023 /2024

Dedicaces

Avec l'aide de Dieu tout puissant, nous avons achevé ce modeste travail que je dédie :

- à mes très chers parents, pour leur soutien matériel et moral, en espérant que je puisse leur rendre le minimum de bonheur qu'ils m'ont offert ;
- à mes très chers parents, pour leur soutien matériel et moral, en espérant que je puisse leur rendre le minimum de bonheur qu'ils m'ont offert .
- à mes très chers frères jeunes ,abdelilah ,mehdi, ainsi qu'à et ma chère sœur.
- à toute la famille Bouazzaoui, chekroun, et tous mes proches .
- A mes chers amis de longue date : Mouad, Anwar, Youcef, Yassin ,sid ahmed ,mehdi, salaheldine , aymen pour leur aide.
- Enfin à toute la promotion Electrotechnique, option Commande électrique de l'année 2023-2024

Bouazzaoui ahmed et Chekroun abdelmalek
Tlemcen, le 25 Mai 2024

Remerciements

Ce document présente les travaux effectués dans le cadre de notre projet de fin d'étude de Master au Département de Génie Électrique et Électronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen.

En premier lieu, nous tenons à exprimer notre gratitude à nos encadrants, Mr Abdelkader MECHERNENE et Mr younes DRIS , tout deux Maitre de Conférences à l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, pour nous avoir proposé et dirigé ce travail, nous les remercions pour nous avoir fait profité de leur expérience, pour orientations qui nous ont permis de mener à bien ce travail.

Nous sommes sensibles à l'honneur que nous a fait Mr BRIKCI NIGASSA Mohammed Amine, pour avoir accepté de présider et de nous honorer de sa présence au sein du jury de soutenance du présent mémoire ; qu'il trouve ici l'expression de notre reconnaissance et de notre respect.

Enfin, nous tenons également à adresser nos vifs remerciements au Mr YACOUBI Boumediene, nous le remercions chaleureusement pour avoir accepté d'examiner le présent mémoire et pour ses observations et remarques pertinentes et constructives.

Nous remercions également Mr BOUMEDIENE ABDELMADJID, chef du département de Génie Électrique et Électronique de la Faculté de Technologie de l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, pour sa coopération et sa gentillesse, ainsi que l'ensemble des enseignants du département pour leur dévouement.

Merci enfin à tous ceux qui, de près ou de loin, nous ont aidé et donc ont contribué au succès de ce travail.

Bouazzaoui Ahmed Chekroun abdelmalek
Tlemcen, le 04/06/2024

TABLE DES MATIÈRES

DEDICACES 1	1
REMERCIEMENTS	2
TABLE DES MATIÈRES	6
NOMENCLATURE	10
GLOSSAIRE	11
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
I PRÉSENTATION ET MODÉLISATION DE LA MACHINE SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS	3
I.1 INTRODUCTION	4
I.2 CONSTITUTION DE LA MACHINE SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS	4
I.3 DIFFÉRENTES STRUCTURES DE LA MACHINE SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS	5
I.3.1 Machine à flux radial	5
I.3.1-a Aimants en surface	5
I.3.1-b Aimants insérés	6
I.3.1-c Aimants enterrés	6
I.3.1-d Aimants à concentration de flux	6
I.3.2 Machines synchrones à aimants permanents à flux axial	7
I.4 PRINCIPE ET MODES DE FONCTIONNEMENT	8
I.4.1 Fonctionnement en mode génératrice (GSAP)	8
I.4.2 Fonctionnement en mode Moteur (MSAP)	8
I.5 AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS D'UTILISATION DE LA MACHINE SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS	9
I.5.1 Avantages de la MSAP	9
I.5.2 Inconvénients de la MSAP	9
I.6 DOMAINES D'UTILISATION DE LA MACHINE SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS	9
I.7 AIMANTS PERMANENTS	10
I.7.1 Définition	10
I.7.2 Caractéristiques magnétiques et physiques des aimants	10
I.7.3 Différent types d'aimants permanents utilisés dans les MSAP	11

I.7.3-a	Aimants métalliques (ALNICO)	11
I.7.3-b	Ferrites	11
I.7.3-c	Terre rares	11
I.8	MODÉLISATION DE LA MSAP	12
I.8.1	Hypothèses simplificatrices	12
I.8.2	Modélisation de la MSAP dans le repère naturel ABC	12
I.8.2-a	Equations électriques	12
I.8.2-b	Equation mécanique	13
I.8.2-c	Equation électromagnétique	14
I.8.3	Transformation de Park	14
I.8.3-a	Principe de transformation de Park	14
I.8.3-b	Principe de transformation de Clark	15
I.8.3-c	Passage du repère (α, β) au repère (d, q)	16
I.8.4	Equations de MSAP dans le référentiel (d, q)	16
I.8.4-a	Equation électriques	16
I.8.4-b	Equation mécanique	16
I.8.4-c	Equation électromagnétique	16
I.8.5	Equations générales d'état	17
I.9	CONCLUSION	17
II	IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS	18
II.1	INTRODUCTION	19
II.2	IDENTIFICATION BASÉE SUR L'ERREUR DE SORTIE	19
II.3	ESTIMATEUR AUX MOINDRES CARRÉS PONDÉRÉS	20
II.4	L'OPTIMISATEUR (ALGORITHME D'OPTIMISATION)	20
II.4.1	Critères d'arrêts	21
II.5	PROCESSUS D'IDENTIFICATION	21
II.6	VALIDATION DE L'ALGORITHME D'IDENTIFICATION	21
II.6.1	Identification des paramètres électriques	22
II.6.2	Identification des paramètres mécanique	24
II.7	CONCLUSION	29
III	SYSTÈME D'ENTRAÎNEMENT BASÉ SUR UN MOTEUR SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS	30
III.1	INTRODUCTION	31
III.2	ONDULEUR DE TENSION	31
III.3	MODÉLISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION À DEUX NIVEAUX	32
III.4	MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION	34
III.5	MLI SINUS-TRIANGULAIRE	34
III.6	COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP	35
III.6.1	Principe de la commande vectorielle	35
III.7	COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP ALIMENTÉE EN TENSION	36
III.7.1	Description du système global	36
III.7.2	Découplage	36

III.7.3	Découplage par compensation	37
III.7.4	Synthèse des différents régulateurs	38
III.7.4-a	Régulateur de courant i_d	38
III.7.4-b	Régulateur de courant i_q	39
III.7.4-c	Régulateur de la vitesse	39
III.7.4-d	Commande Anti-Windup	40
III.7.5	Interprétation des résultats	41
III.7.6	Test de robustesse	42
III.8	PRINCIPE DE LA COMMANDE BACKSTEPPING	44
III.9	FONCTIONS DE LYAPUNOV	44
III.10	EXEMPLE D'APPLICATION	45
III.11	APPLICATION DE LA COMMANDE PAR BACKSTEPPING À LA MSAP	47
III.12	RÉSULTATS DE SIMULATION UTILISANT LA COMMANDE BACKSTEPPING	50
III.12.1	Test de robustesse	52
III.13	ETUDE COMPARATIF ENTRE LA COMMANDE PAR RGULATEUR PI ET BACKSTEPPING	54
III.14	MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR COTÉ RÉSEAU	55
III.14.1	Modèle du bus continu	55
III.14.2	Modèle du filtre RL connecté au réseau électrique	55
III.14.3	Commande de synchronisation	56
III.14.4	Commande du convertisseur coté réseau	57
III.15	CONCLUSION	59
IV	CONVERSION DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE DANS UN SYSTÈME AÉROGÉNÉRATEUR	60
IV.1	INTRODUCTION	61
IV.2	DÉFINITION DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE	61
IV.3	ÉTAT DE L'ART ET SITUATION DE L'ÉOLIEN DANS LE MONDE ACTUEL	62
IV.3.1	Historique	62
IV.3.2	Statistique mondiale	62
IV.3.3	Constitution d'une éolienne	63
IV.4	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE ÉOLIENNE	64
IV.5	AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS	64
IV.5.1	Avantages	64
IV.5.2	Inconvénients	65
IV.6	DIFFÉRENTS TYPES D'ÉOLIENNES ET LEUR UTILISATION	65
IV.6.1	Eoliennes à axe vertical	65
IV.6.2	Eoliennes à axe horizontal	66
IV.7	CONVERSION DE L'ÉNERGIE ÉOLIENNE	67
IV.7.1	Conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique	67
IV.7.2	Puissance récupérable par une turbine(Loi de Betz)	67
IV.7.3	Vitesse spécifique (Tip-Speed-Ratio)	68
IV.7.4	Coefficient de couple	69
IV.7.5	Production d'énergie mécanique	69
IV.8	MODÉLISATION DE LA TURBINE	70

IV.8.1	Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine .	70
IV.8.2	Modèle de la turbine	71
IV.8.3	Modèle du multiplicateur	71
IV.8.3-a	Coefficient de puissance	71
IV.8.3-b	Couple mécanique de la turbine	72
IV.8.4	Modèle de l'arbre de transmission (Modèle à simple masse)	72
IV.9	STRATÉGIES DE COMMANDE DE LA TURBINE ÉOLIENNE	73
IV.9.1	Zones de fonctionnement de l'éolienne	73
IV.9.2	Méthodes de recherche du point maximum de puissance	74
IV.9.3	Principe de M.P.P.T	74
IV.9.3-a	Contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation	75
IV.9.3-b	Contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation	75
IV.9.4	Commande de l'angle de calage (Pitch-control)	77
IV.10	SIMULATION DE LA TURBINE ÉOLIENNE AVEC RÉGULATION DE L'ANGLE DE CALAGE	79
IV.10.1	Profil du vent	79
IV.10.2	Résultats de Simulation pour $\beta = 2$ et $\beta = \text{variable}$ (pitch control) :	79
IV.10.3	Interprétation de resultat	82
IV.11	CONCLUSION	82
V	SYSTÈME ÉOLIEN BASÉ SUR UNE GÉNÉRATRICE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS	83
V.1	INTRODUCTION	84
V.2	RÉSULTATS DE SIMULATION	84
V.3	INTERPRÉTATION	88
V.4	CONCLUSION	89
	CONCLUSION GÉNÉRALE	91
	BIBLIOGRAPHIE	94
	ANNEXE	2

TABLE DES FIGURES

I.1	Stator de la machine	4
I.2	Rotor de la machine	5
I.3	Aimant en surfacee	6
I.4	Aimants insérés	6
I.5	Aimants enterrés	6
I.6	Aimants à concentration de flux	7
I.7	Configurations des MSAP à flux axial	7
I.8	Principe et mode de fonctionnement de MSAP	8
I.9	Courbe du cycle d'hystérésis	10
I.10	Courbe de désaimantation	11
I.11	Représentation idéale d'une machine synchrone à aimants permanents.	12
I.12	Représentation de la transformation de Park	14
I.13	Schéma bloc de MSAP	17
II.1	Principe de l'identification basée sur erreur de sortie	19
II.2	Diagramme d'identification	22
II.3	comparaison entre le courant mesuré et le courant simulé avant l'identification des paramètres de la machine en charge RC constante.	23
II.4	Comparaison du courant de sortie après d'identification dans essai à charge constante	23
II.5	Evolution des paramètres dans essai à charge constante	24
II.6	Comparaison du courant de sortie avant d'identification dans essai enclenchement des charges RL	25
II.7	Comparaison du courant de sortie après d'identification dans essai enclenchement des charges RL	25
II.8	Evolution des paramètres dans essai enclenchement des charges RL	26
II.9	Comparaison du courant de sortie avant d'identification dans essai délestage des charges RL	26
II.10	Comparaison du courant de sortie après d'identification dans essai délestage des charges RL	27
II.11	Evolution des paramètres dans essai délestage des charges RL	27
II.12	Comparaison de vitesse de sortie avant d'identification	28
II.13	Comparaison de vitesse de sortie après d'identification	28
II.14	Evolution des paramètres mécaniques	29
III.1	Schéma d'un onduleur de tension	32
III.2	Schéma de base MLI sinus-triangulaire	34

III.3 Principe de la commande par MLI sinus-triangulaire.	35
III.4 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP	36
III.5 Description des couplages	37
III.6 Boucle de régulation de courant id.	38
III.7 Boucle de régulation du courant i_q	39
III.8 Boucle de régulation du la vitesse Ω	39
III.9 Régulateur PI avec anti-windup	40
III.10 Vitesse de MSAP	41
III.11 Courant direct de MSAP	41
III.12 Courant en quadrature de MSAP	42
III.13 Couple électromagnétique de MSAP	42
III.14 Vitesse de MSAP	43
III.15 Représentation des allures du courant direct	43
III.16 Représentation des allures du courant en quadrature	43
III.17 Représentation des allures du couple électromagnétique	44
III.18 Structure globale du réglage de la vitesse du MSAP par Backstepping	47
III.19 Structure interne du bloc régulateur Backstepping	48
III.20 Vitesse de MSAP	51
III.21 Représentation des allures du courant direct	51
III.22 Représentation des allures du courant en quadrature	52
III.23 Représentation des allures du couple électromagnétique	52
III.24 Vitesse de MSAP	53
III.25 Représentation des allures du courant direct	53
III.26 Représentation des allures du courant en quadrature	53
III.27 Représentation des allures du couple électromagnétique	54
III.28 Système de production d'énergie eoliane	55
III.29 Diagramme de la commande PLL.	57
III.30 Diagramme de la commande en cascade de GSC	59
IV.1 Conversion de l'énergie cinétique du vent	61
IV.2 Photo de moulins à vent	62
IV.3 Capacité éolienne mondiale cumulée	63
IV.4 Eléments constituant une éolienne à axe horizontal	64
IV.5 Eolienne à axe vertical	66
IV.6 Capteurs à axe horizontal	66
IV.7 Colonne d'air animée d'une vitesse v	67
IV.8 Tube de courant autour d'une éolienne	68
IV.9 Vitesse de vent (v) et vitesse tangentielle de l'aubage(Ω_t)(R_t)	69
IV.10 Puissance théorique disponible en fonction de la vitesse de vent	70
IV.11 Schéma de la turbine éolienne.	71
IV.12 Zones de fonctionnement d'une éolienne	73
IV.13 Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse mécanique	75
IV.14 Maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse mécanique	76
IV.15 Diagramme du système d'orientation des pales	78
IV.16 Schéma bloc du système de régulation de l'angle de calage	78

IV.17	Profil de vent	79
IV.18	Puissance produire par la turbine sans régulation de pitch controle	79
IV.19	Puissance produire par la turbine avec régulation de l'angle de calage	80
IV.20	Coefficient de puissance (Beta=2)	80
IV.21	Coefficient de puissance avec pitch controle	80
IV.22	Couple produit par la turbine	81
IV.23	Angle de calage Beta	81
IV.24	Vitesse de rotation de l'arbre	81
V.1	Profil de vent	84
V.2	puissance produit par la turbine	84
V.3	Allure de la vitesse de rotation de GSAP	85
V.4	Angle de calage Beta	85
V.5	l'allure de la Tension à la sortie de filtre	85
V.6	Couple produit par la turbine	86
V.7	Représentation de l'allure de la tension du bus continu	86
V.8	Représentation des allures du courant en quadrature de GSAP	86
V.9	Représentation des allures du couple électromagnétique	87
V.10	Représentation des allures du courant direct de GSAP	87
V.11	Représentation de l'allure de puissance active et reactive de réseaux	87
V.12	Représentation de l'allure de courant quadrature après le filler	88
V.13	Représentation de l'allure de courant direct après le filler	88

Nomenclature

Nom	Symbole	Unité
Moment d'inertie	J	kg.m ²
Coefficient de frottement	f_v	N.s/rad
Induction rémanente	Br	T
Champ coercitif	Hc	A/m
Tension statorique	V _s	v
Courant statorique	I _s	A
Flux statorique	φ_s	wb
Résistance du stator	R _s	ohms
Inductance du stator	L _s	H
Flux engendré par l'aiman	φ_f	wb
Pulsation électrique	ω	rad/s
Vitesse de rotor	Ω	rad/s
Nombre de paire de pôle	p	/
Couple électromagnétique	C _{em}	N
Couple résistant	C _r	N
Tension statorique sur l'axe d	v _d	v
Tension statorique sur l'axe q	v _q	v
Courant statorique sur l'axe d	i _d	A
Courant statorique sur l'axe q	i _q	A
Inductance statorique sur l'axe d	L _d	H
Inductance statorique sur l'axe q	L _q	H
Erreur de estimation	$\varepsilon(k)$	/
Vecteur de paramètres	$\theta(k)$	/
Nombre d'observations considérés	N_k	/
Puissance totale	P _{mt}	W
Surface balayée par les pales	S	m ²
Vitesse du vent	V _{vent}	m/s
Densité de l'air	ρ	kg/m ³
Coefficient de puissance	Cp	/
Angle d'orientation des pales	β	degré

Glossaire

Acronyme	Signification
MPPT	Maximum power point tracking
GSAP	Génératrice synchrone à aimant permanent.
f.é.m	Force électromotrice
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Correcteur à action Proportionnelle et Intégrale
MIMO	Multi-input multi-output systems
ALNICO	Alliage Aluminium-Nickel-Cobal
MCS	Moindres carrés simples
MCP	Moindres carrés pondéré
MCG	Moindres carrés généralisée

Introduction générale

La consommation mondiale d'énergie électrique a augmenté ces dernières années, principalement en raison du développement de l'industrie, des transports et des technologies de communication. La majeure partie de cette énergie est produite à partir de ressources fossiles non renouvelables, telles que le charbon, le gaz naturel et le pétrole. Cependant, la dépendance à ces énergies fossiles pose des problèmes majeurs, notamment l'épuisement des ressources et les impacts environnementaux, tels que les émissions de gaz à effet de serre.

En conséquence, de nombreux pays se sont orientés vers les énergies renouvelables, qui sont des sources inépuisables et non polluantes, telles que l'énergie solaire, géothermique, la biomasse et l'énergie hydraulique. Parmi celles-ci, l'énergie éolienne est actuellement la plus dynamique et est considérée comme l'énergie du futur en raison de ses nombreux avantages.

Les éoliennes convertissent l'énergie cinétique du vent en énergie électrique. Il existe deux principales technologies d'éoliennes : à vitesse fixe et à vitesse variable[11]. Ces dernières sont les plus courantes dans les installations modernes en raison de leur efficacité accrue.

La génératrice synchrone avec des aimants permanents (GSAP) est spécialement conçue pour fonctionner à vitesse variable, ce qui la rend idéale pour maximiser l'extraction de l'énergie éolienne [1]. L'adoption de ces génératrices augmente dans le secteur de la conversion éolienne, grâce à des avantages significatifs tels que l'auto-excitation des aimants permanents, un couple élevé par unité de masse, une faible inertie et de faibles inductances.

L'objectif principal de ce travail de thèse est d'appliquer des techniques de commande linéaire et non linéaire au GSAP connectée au réseau électrique, dans le but d'optimiser la production d'énergie éolienne, d'assurer la stabilité et la robustesse du système, et de maximiser la production d'électricité. Pour atteindre cet objectif, la thèse a été structurée en cinq chapitres comme suit :

Chapitre 1 : Ce chapitre aborde les différentes structures des machines synchrones à aimants permanents, telles que la machine à flux radial, les aimants de surface, les aimants insérés, etc. Il présente également la constitution de la machine en détaillant le stator et le rotor. Le principe de fonctionnement, ainsi que les avantages et les inconvénients

d'utilisation de cette machine, sont discutés, tout comme les domaines d'application. Une section est consacrée aux aimants permanents, incluant leurs caractéristiques magnétiques et physiques, ainsi que les différents types d'aimants utilisés. À la fin de ce chapitre, nous présentons les différentes hypothèses simplificatrices et les modèles de cette machine dans différents repères.

Chapitre 2 : Ce chapitre introduit les principes généraux de l'identification paramétrique des systèmes, avec des discussions sur les méthodes d'optimisation et les algorithmes utilisés. Des détails sont fournis sur l'application de l'algorithme d'identification, ainsi que sur la détermination des paramètres électriques et mécaniques de GSAP.

Chapitre 3 : Ce chapitre présente l'onduleur de tension triphasée à deux niveaux et la modélisation associée, ainsi que les objectifs et les principes de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour ce type d'onduleur. Il explore également la commande vectorielle de flux de la MSAP, en détaillant la structure de cette commande et la synthèse de régulateur proportionnel-intégral (PI), ainsi que la commande par backstepping de la MSAP, avec des simulations permettant d'évaluer les performances de ces régulateurs utilisés. Enfin, nous décrivons le système de commande du convertisseur côté réseau utilisé pour connecter le GSAP au réseau électrique.

Chapitre 4 : Ce chapitre donne tout d'abord une définition de l'énergie éolienne et de son état actuel dans le monde, ainsi que de son histoire et de sa croissance. Il aborde ensuite la conversion et l'exploitation de cette énergie, y compris la loi de Betz, les coefficients de puissance et de couple, et les différentes stratégies de commande des éoliennes. La modélisation du système mécanique est discutée, en mettant l'accent sur la commande MPPT et sur le système d'orientation des pales.

Chapitre 5 : Le raccordement de l'éolienne au réseau est détaillé ; la modélisation des deux convertisseurs et du bus continu est établie. Les résultats de simulation de la chaîne complète sont présentés dans ce chapitre pour mettre en évidence la validité de la stratégie choisie face aux fluctuations du vent.

Chapitre I

Présentation et modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

I.1 Introduction

Les machines synchrones (MS) occupent une place cruciale dans divers secteurs industriels. Ils sont utilisés pour transformer l'énergie mécanique en énergie électrique et inversement. Ce type de machine fonctionne avec une vitesse de rotation qui reste en phase avec la fréquence du réseau électrique [4]. On distingue plusieurs catégories de ces machines :

- MS à double excitation (MSDE).
- MS à rotor bobiné (MSRB).
- MS à réluctance variable (MSR).
- MS à aimant permanent (MSAP).

Ce chapitre se concentre sur la MS à aimants permanents, en détaillant les propriétés des aimants utilisés et les principes de leur fonctionnement. Nous explorerons également les avantages et les inconvénients de ces machines, et nous discuterons de leurs applications industrielles variées. Cette analyse détaillée nous permettra de mieux comprendre pourquoi les MSAP sont particulièrement adaptés à certaines applications, notamment dans le domaine de l'énergie éolienne.

I.2 Constitution de la machine synchrone à aimants permanents

La MS se compose de deux composants principaux, une partie mobile appelée rotor, qui constitue l'inducteur, et une partie fixe appelée stator, qui supporte les enroulements constituant l'induit. La fine zone entre ces deux parties est appelée l'entrefer. [3]

1. **Stator** : Le stator est composé d'un certain nombre de bobines réparties dans des encoches qui forment trois enroulements indépendants. Ils sont conçus pour générer un champ magnétique rotatif lorsqu'ils sont alimentés par un système triphasé.

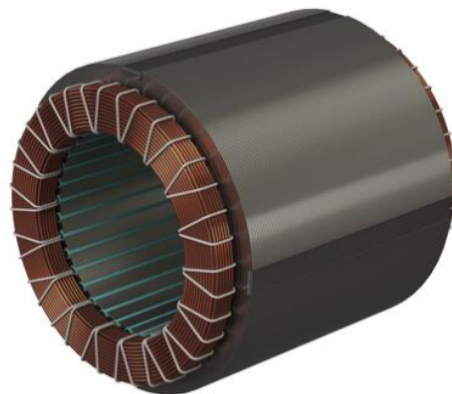


FIGURE I.1 – Stator de la machine

2. **Rotor** : La partie mobile de la machine est constituée d'aimants permanents. Cette conception présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi

que le besoin d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, il est impossible de contrôler l'amplitude du flux rotorique.



FIGURE I.2 – Rotor de la machine

I.3 Différentes structures de la machine synchrone à aimants permanents

En fonction de la direction du flux magnétique, les moteurs à aimants permanents peuvent être classés en trois grandes catégories :

- Machines à flux radial
- Machines à flux axial

I.3.1 Machine à flux radial

La machine synchrone à flux radial est l'une des machines à aimants permanents émergentes dans l'industrie. Grâce aux avancées de l'électronique de puissance et aux performances accrues des aimants permanents, les premières machines synchrone à flux radial développées étaient des machines où les bobines étaient réparties et les aimants placés en surface. Elles ont été utilisées pour équiper des turbocompresseurs ou pour des applications dans le secteur automobile. En fonction de la disposition des aimants sur le rotor, plusieurs configurations de la machine peuvent être distinguées.

I.3.1-a Aimants en surface

Pour ce type de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor, comme illustré sur la figure I.3. Cette configuration du rotor est la plus couramment utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité et son faible coût de fabrication. Cependant, un inconvénient est que les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent entraîner leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé pour protéger les aimants permanents contre la démagnétisation et les forces centrifuges. [27].

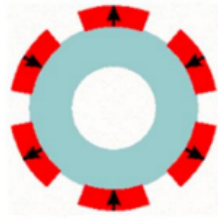


FIGURE I.3 – Aimant en surfacee

I.3.1-b Aimants insérés

Tout comme les machines avec des aimants en surface, les aimants de type insérés sont également montés sur la surface du rotor. Cependant, dans ce cas, les espaces entre les aimants permanents sont partiellement remplis de fer, comme indiqué sur la figure (I.4). La présence de fer entre les aimants permanents rend ces derniers plus stables face aux forces centrifuges.[27].

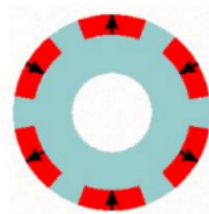


FIGURE I.4 – Aimants insérés

I.3.1-c Aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines dont les aimants sont intégrés au rotor, comme le montre la figure (I.5). La surface des aimants étant plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que dans l'aimant lui-même. Les aimants dans cette configuration bénéficient d'une excellente protection contre les forces centrifuges. Cette disposition du rotor est particulièrement recommandée pour les applications à grande vitesse.[27]



FIGURE I.5 – Aimants enterrés

I.3.1-d Aimants à concentration de flux

Une autre méthode de disposition des aimants dans le rotor consiste à les enterrer profondément à l'intérieur de celui-ci, comme illustré sur la figure (I.6). L'avantage de

cette configuration par rapport aux autres est la capacité à concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor, permettant ainsi d’obtenir une induction plus forte dans l’entrefer. les aimants permanents de cette configuration bénéficient également d’une bonne protection contre la démagnétisation et les forces centrifuges.[27]

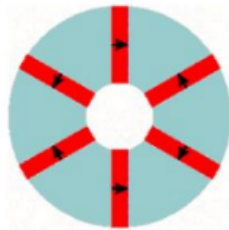
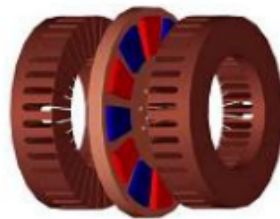


FIGURE I.6 – Aimants à concentration de flux

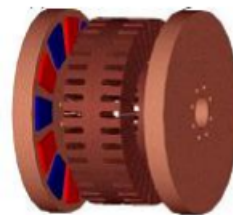
I.3.2 Machines synchrones à aimants permanents à flux axial

Plusieurs configurations de machines synchrones à flux axial peuvent être rencontrées, selon les positions relatives du stator par rapport au rotor et les arrangements d’enroulement. Cela offre différents degrés de liberté pour choisir la structure de la machine la plus adaptée à l’application considérée[27]. Les configurations possibles comprennent :[27].

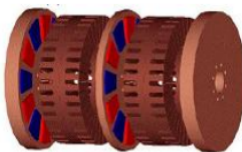
- Structure dans laquelle le rotor est placé entre deux stators (figure I.7a)
- Structure dans laquelle le stator est situé entre deux rotors (figure I.7b)
- Structure à plusieurs étages comprenant plusieurs rotors et stator(figure I.7c)
- Structure avec un seul rotor et un seul stator, (figure I.7d)



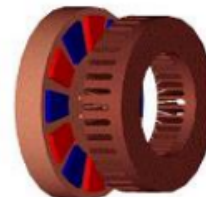
(a) Structure double stator



(b) Structure double rotor



(c) Structure multi stator multi rotor



(d) Structure simple

FIGURE I.7 – Configurations des MSAP à flux axial

I.4 Principe et modes de fonctionnement

Les courants statoriques induisent dans le stator un champ magnétique rotatif de même fréquence. La vitesse de rotation de ce champ magnétique est désignée comme la vitesse de synchronisme. Grâce à des aimants permanents qui agissent comme des enroulements alimentés par un courant continu, aucune alimentation externe n'est nécessaire. Le champ magnétique ainsi généré cherche constamment à s'aligner avec celui du stator. De plus, la machine synchrone à aimants permanents est réversible, ce qui signifie qu'elle peut fonctionner dans deux modes différents mode génératrice mode Moteur. [25]

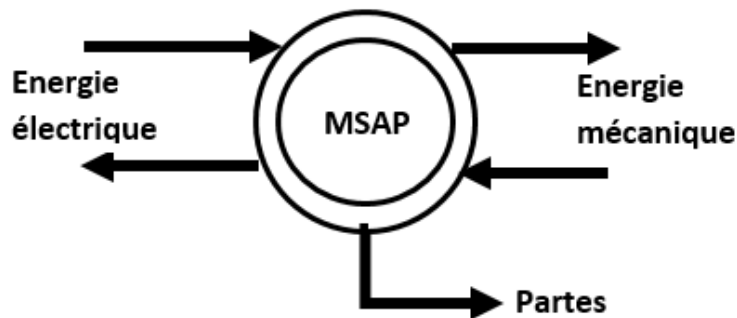


FIGURE I.8 – Principe et mode de fonctionnement de MSAP

I.4.1 Fonctionnement en mode génératrice (GSAP)

Les machines synchrones à aimants permanents utilise l'induction électromagnétique entre les aimants permanents du rotor et les enroulements du stator pour convertir l'énergie mécanique en l'énergie électrique. La rotation du rotor induit une tension dans le stator, produisant ainsi du courant électrique. Ce processus permet de générer une source d'électricité ajustable en tension et en fréquence.

I.4.2 Fonctionnement en mode Moteur (MSAP)

Les machines synchrones à aimants permanents utilisent des aimants fixes dans le rotor et un champ magnétique tournant dans le stator. L'interaction entre ces champs génère un couple moteur qui entraîne la rotation de l'arbre de la machine. Les aimants permanents assurent la stabilité du champ magnétique, tandis que le stator produit un champ magnétique tournant grâce à un courant alternatif. La vitesse et le couple de la machine sont contrôlés par la fréquence et l'amplitude du courant statorique. Ces machines sont largement utilisées dans diverses applications, notamment dans les véhicules électriques.

I.5 Avantages et Inconvénients d'utilisation de la machine synchrone à aimants permanents

I.5.1 Avantages de la MSAP

A titre d'illustration quelques avantages des machines à aimants permanents sont cités ci-dessous [15] :

- Absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- Absence des collecteurs et des balais (charbons) simplifie la construction et l'entretien.
- Densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.
- Rendement plus élevé grâce à l'utilisation d'aimants permanents en remplacement des enroulements rotoriques.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.[8]
- Fonctionnement à très haute vitesses. [9]

I.5.2 Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on cite [15] :

- Coût élevé à cause du prix des aimants.
- Problème de support de température des aimants.
- Problème de désaimantation et de vieillissement des aimants permanents.

I.6 Domaines d'utilisation de la machine synchrone à aimants permanents

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts à plusieurs méga watts C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications [12], comme :

- Équipements domestiques (machine à laver le linge).
- Automobiles.
- Équipements de technologie de l'informatique (les disque dur).
- Outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
- Applications robotique.
- Production d'électricité (l'énergie de l'éolienne.)
- Propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous marins.

I.7 Aimants permanents

I.7.1 Définition

On appelle un aimant permanent tout corps ayant la capacité ou la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente et qui ne varie pas obligatoirement en présence d'un champ magnétique extérieure.[14]

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis donnant la variation de l'induction magnétique 'B' en fonction du champ magnétique 'H' la figure (I.9).

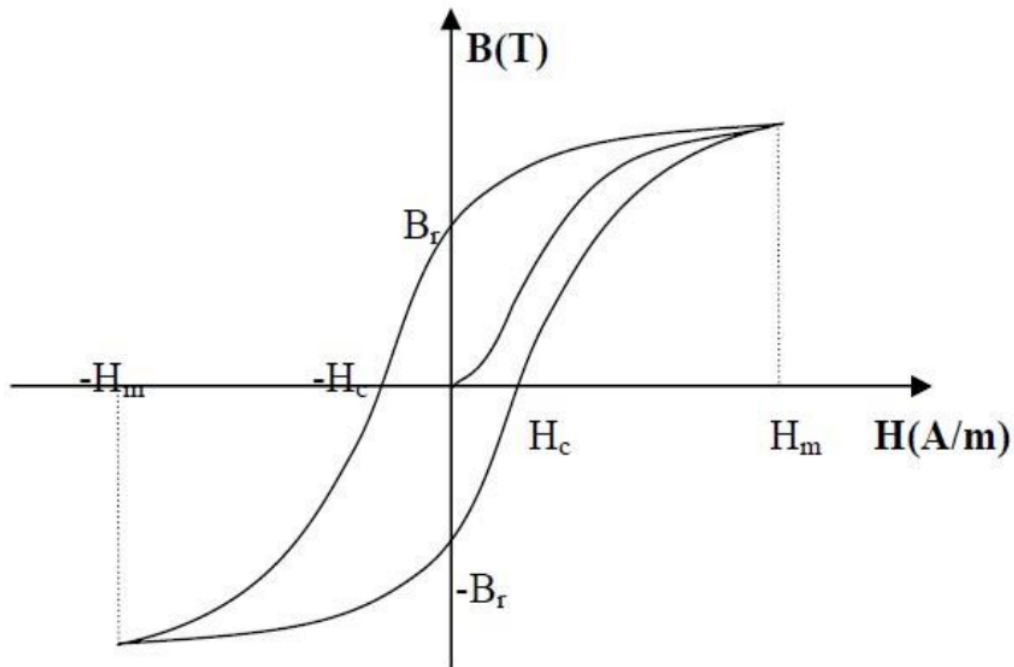


FIGURE I.9 – Courbe du cycle d'hystérésis

I.7.2 Caractéristiques magnétiques et physiques des aimants

Les aimants permanents présentent plusieurs paramètres cruciaux pour les applications industrielles. Ces paramètres incluent :

- Induction rémanente B_r , qui reflète la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section nécessaire pour le passage du flux utile afin de maintenir le flux d'entrefer.
- Champ coercitif H_{cb} , qui représente le champ démagnétisant annulant l'induction. Plus sa valeur est élevée, plus l'aimant est stable. Les valeurs H_m et B_m correspondent au point de fonctionnement optimal M où $(BH)_{max}$ est atteint.
- Outre les propriétés magnétiques, il faut tenir compte du coût.

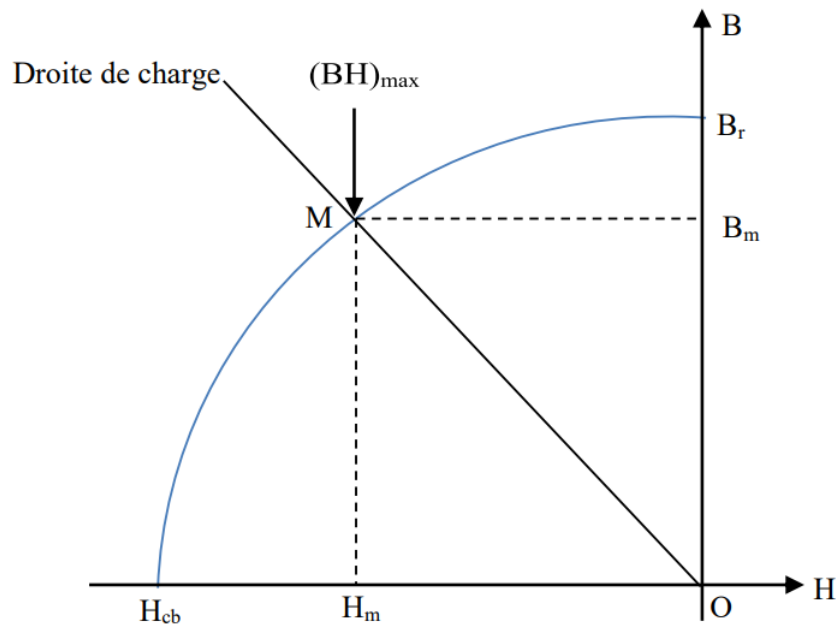


FIGURE I.10 – Courbe de désaimantation

I.7.3 Différent types d'aimants permanents utilisés dans les MSAP

Il existe une vaste gamme de matériaux pour les aimants permanents. On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres comme suit :

I.7.3-a Aimants métalliques (ALNICO)

Les aimants permanents fabriqués à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt sont caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible, ce qui leur confère des caractéristiques énergétiques médiocres. Leur composition métallique les rend sujets aux pertes fer, ce qui diminue leur efficacité. Actuellement, en raison de leur qualité inférieure, ils sont rarement utilisés. [13]

I.7.3-b Ferrites

Les aimants permanents fabriqués à partir de matériaux céramiques appartiennent à la famille des non-conducteurs électriques et sont presque ferromagnétiques. Ils se distinguent par une faible induction rémanente mais possèdent un champ coercitif élevé. Leur principal attrait réside dans leur excellent rapport densité d'énergie par rapport au prix.[4]

I.7.3-c Terre rares

Les terres rares sont considérées comme les meilleurs matériaux pour les aimants performants et semblent particulièrement adaptées aux machines électriques. Cependant, leur coût élevé limite encore leur utilisation généralisée. Néanmoins, des solutions intermédiaires émergent avec les aimants en Plasto-Néodyme. Ceux-ci sont constitués d'un mélange de

Néodyme, de Fer et de Bore, avec un liant plastique. Cette composition permet la fabrication de pièces moulées, simplifiant ainsi l'assemblage et réduisant le nombre de composants mécaniques nécessaires.[4]

I.8 Modélisation de la MSAP

I.8.1 Hypothèses simplificatrices

Pour la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent nous respectons les hypothèses suivantes [25] :

- Circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- f.m.m sont réparties sinusoidalement dans l'entrefer de la machine.
- Effet de la température sur les résistances est négligeable.
- On ne tient pas compte de l'hystérésis et des courants de Foucault dans les parties magnétiques.
- Effet de Peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable.
- Entrefer est d'épaisseur uniforme.

I.8.2 Modélisation de la MSAP dans le repère naturel ABC

La figure (I.11) représente le diagramme des enroulements triphasés pour une machine synchrone à aimants permanents[19].

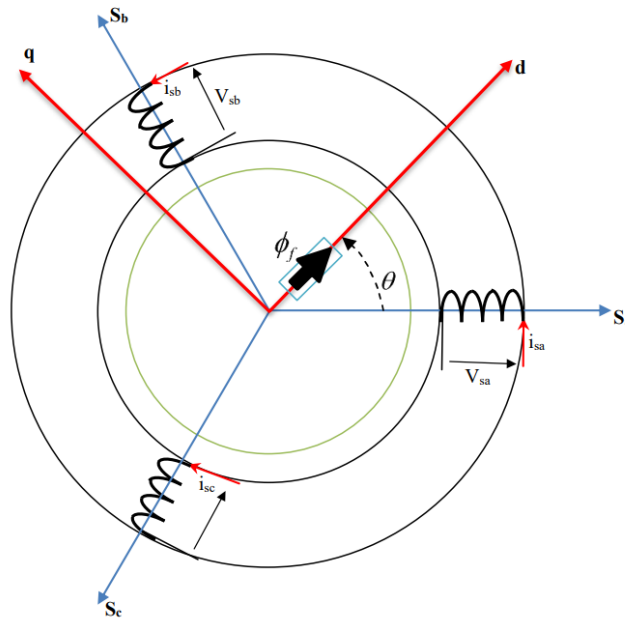


FIGURE I.11 – Représentation idéale d'une machine synchrone à aimants permanents.

I.8.2-a Equations électriques

Les équations triphasées des tensions et des flux statoriques sont respectivement écrites comme suit[10] :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (\text{I.1})$$

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [\varphi_f] \quad (\text{I.2})$$

En définissant les vecteurs suivants :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T \quad [I_s] = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T \quad [\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_a & \varphi_b & \varphi_c \end{bmatrix}^T$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$$

- $[V_s]$: Vecteur tension statorique
- $[I_s]$: Vecteur courant statorique
- $[\varphi_s]$: Vecteur flux statorique
- $[R_s]$: Matrice résistance du stator
- $[L_s]$: Matrice inductance du stator
- $[\varphi_f]$: Vecteur flux engendré par l'aimant définie par :

$$[\varphi_f] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

- θ : Angle de charge (position de rotor) défini par :

$$\theta(t) = \int_0^t \Omega dt \quad (\text{I.4})$$

Sachant que :

$$\omega = p\Omega \quad (\text{I.5})$$

- ω : Pulsation électrique.
- Ω : Vitesse du rotor.
- p : Nombre de paires de pôles.

I.8.2-b Equation mécanique

L'application de la 2ème loi de Newton donne l'équation de mouvement :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f_v \cdot \omega) \quad (\text{I.6})$$

- J : Moment d'inertie.
- C_{em} : Couple électromagnétique.
- C_r : Couple résistant.
- f_v : Coefficient de frottement.

I.8.2-c Equation électromagnétique

L'équation de couple électromagnétique est cruciale pour définir l'équation mécanique, et elle prend la forme suivante :

$$C_{em} = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_s]}{d\theta} [i_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\varphi_f]}{d\theta} \right] \quad (I.7)$$

I.8.3 Transformation de Park

Le modèle synchrone dans le référentiel (a, b, c) est complexe, donnant lieu à des équations différentielles à coefficients variables. Le but des transformations matricielles est de simplifier ce modèle, réduisant ainsi l'ordre du système.

I.8.3-a Principe de transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique utilisé pour transformer un système triphasé (a, b, c) en un système diphasé (d, q). Cette transformation permet de convertir les trois bobines statoriques fixes déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\frac{\pi}{2}$, situées sur le rotor où l'aimant est placé sur l'axe d.

Dans ce nouveau référentiel à deux axes - l'axe direct (d) et l'axe de quadrature arrière (q), perpendiculaires l'un à l'autre - les variables et les paramètres sont représentés. L'angle θ entre les deux repères est appelé angle Park[10].

La figure I.12 montre le principe de la transformation de Park.

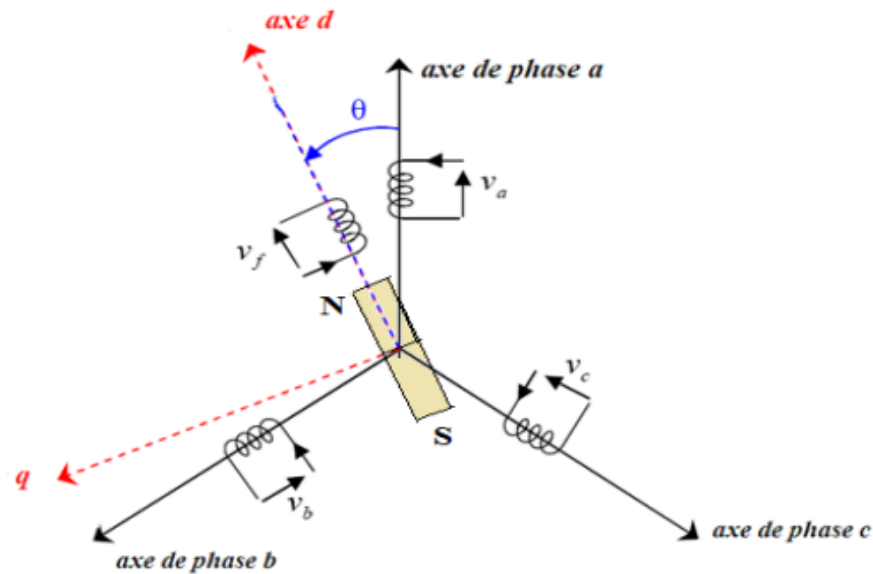


FIGURE I.12 – Représentation de la transformation de Park

La transformation de Park est définie par :

$$\begin{cases} [v_{abc}] = [T(\theta)]^{-1} [v_{dqo}] \\ [v_{dqo}] = [T(\theta)] [v_{abc}] \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

$[T(\theta)]$ et $[T(\theta)]^{-1}$ sont les matrices de passage directe et inverse, qui sont données par :

$$[T(\theta)] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[T(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

I.8.3-b Principe de transformation de Clark

La transformation directe de Clarck est déterminée par une matrice $[C]$, elle correspond les vecteurs des axes (a,b,c) aux vecteurs des axes (α, β, o) , elle est appliquée aux tensions, aux courants, et aux flux, $[v_{abc}]$, $[i_{abc}]$, $[\varphi_{abc}]$ aux $[v_{\alpha\beta 0}]$, $[i_{\alpha\beta 0}]$, $[\varphi_{\alpha\beta 0}]$ *respectivement*

Le vecteur X_0 , représente la composante homopolaire.

La transformation de Clarck est définie par :

$$\begin{cases} [v_{\alpha\beta 0}] = [C] [v_{abc}] \\ [v_{abc}] = [C]^{-1} [v_{\alpha\beta 0}] \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

$[C]$ et $[C]^{-1}$ sont les matrices de passage directe et inverse de Clark, qui sont données par :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

On a choisi le coefficient pour les matrices de Park et Clarck afin de conserver l'amplitude pendant le passage entre les deux référentiels.

I.8.3-c Passage du repère (α, β) au repère (d, q)

Le passage des composantes (α, β) aux composantes (d, q) est donné par une matrice de rotation déterminée par :

$$[X_{dq}] = [R] [X_{\alpha\beta}] \quad (\text{I.14})$$

Avec :

$[R]$: Matrice de passage (α, β) au (d, q) , défini par :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

I.8.4 Equations de MSAP dans le référentiel (d, q)

I.8.4-a Equation électriques

Le modèle de Park de la machine synchrone à aimants permanents à p paires de pôles est défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Avec :

- v_d : Tension statorique sur l'axe d
- v_q : Tension statorique sur l'axe q
- i_d : Courant statorique sur l'axe d
- i_q : Courant statorique sur l'axe q
- L_d : Inductance statorique sur l'axe d
- L_q : Inductance statorique sur l'axe q

I.8.4-b Equation mécanique

L'équation de mouvement reste toujours la même :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f_v \cdot \Omega) \quad (\text{I.17})$$

I.8.4-c Equation électromagnétique

Le couple électromagnétique C_{em} dans le référentiel (d, q) est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (\text{I.18})$$

I.8.5 Equations générales d'état

L'écriture de l'état dépend du repère choisi, ce qui montre que la représentation de l'état n'est pas unique. Toute combinaison linéaire des composantes d'un vecteur d'état est appelée variables d'état[10].

En développant le système d'équations (I.16), nous pouvons déduire la forme finale des équations du Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) dans le référentiel $(d-q)$. Selon les expressions (I.17) et (I.18), nous obtenons la représentation sous forme d'équation d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d}i_d + \frac{\omega L_q}{L_d}i_q \\ \frac{-R_s}{L_q}i_q - \frac{\omega L_d}{L_q}i_d - \frac{\omega\phi_f}{L_q} \\ \frac{3}{2}\left(\frac{P\phi_f}{J}i_q - \frac{P(L_q-L_d)}{J}i_d i_q\right) - \frac{f_v}{J}\Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Après transformation de Laplace on obtient le schéma bloc suivant :

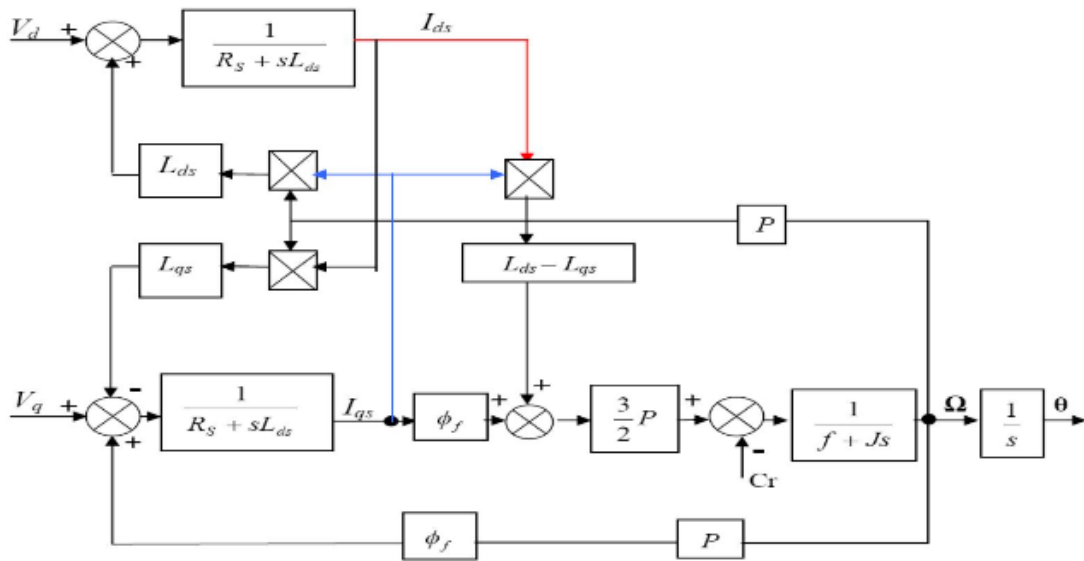


FIGURE I.13 – Schéma bloc de MSAP

I.9 Conclusion

Dans ce Chapitre, nous avons introduit les machines synchrones à aimants permanents, exposant leurs avantages, leurs inconvénients et leurs domaines d'application. Ensuite, nous avons procédé à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le modèle de Park, ce qui simplifie considérablement la structure et atténue les non-linéarités. Ce modèle simplifié facilite la mise en œuvre de stratégies de commande avancées.

Chapitre II

Identification des paramètres de la machine synchrone à aimants permanents

II.1 Introduction

Après avoir développé le modèle de la machine synchrone à aimants permanents, notre attention se porte désormais sur son identification paramétrique. Traditionnellement, pour identifier les paramètres d'un système, on le représente souvent par son modèle dynamique, soit sous forme d'équations d'état, soit de fonction de transfert. Ainsi, identifier ce système consiste simplement à concilier son comportement observé avec son modèle théorique. Cette procédure repose sur la méthode d'erreur de sortie, où l'on compare les réponses observées du système avec celles prédites par le modèle, sous une même excitation. Dans cette section, nous nous concentrons sur l'identification des paramètres de la MSAP. Nous examinons plus particulièrement la méthode d'identification basée sur l'erreur de sortie, qui fait appel à l'algorithme des moindres carrés pour estimer les paramètres des machines synchrones.

II.2 Identification basée sur l'erreur de sortie

Le principe de l'estimation des paramètres selon cette méthode implique de stimuler simultanément la MSAP et son modèle d'état avec les mêmes entrées, notées $u(k)$. Les sorties de la machine et celles du modèle sont comparées par la suite afin de générer l'erreur $\varepsilon(k)$. Ensuite, un algorithme d'optimisation est utilisé pour ajuster itérativement le vecteur de paramètres $\theta(k)$ afin d'obtenir le vecteur de paramètres optimal $\theta(k)$, en minimisant la fonction coût J basée sur l'erreur d'estimation $\varepsilon(k)$. Le schéma présenté dans la figure II.1 illustre le principe de cette méthode.

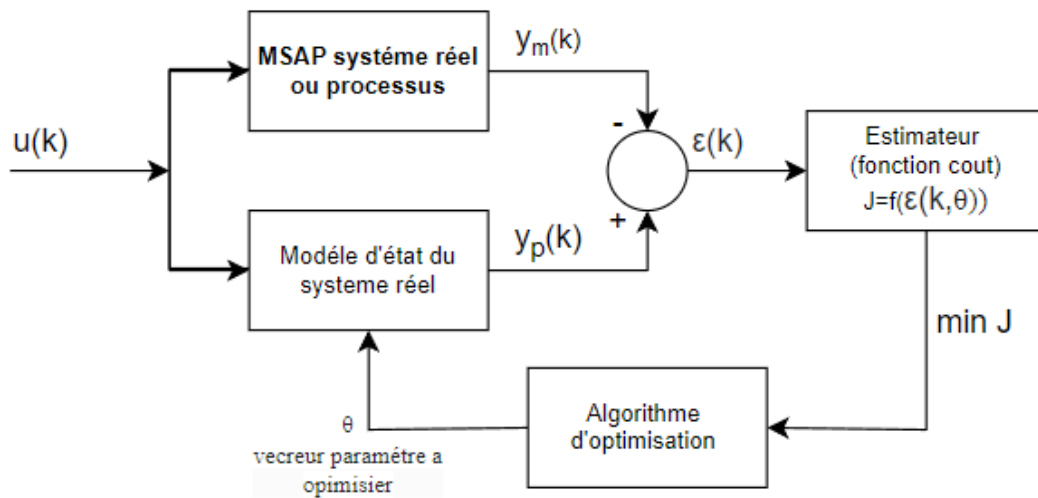


FIGURE II.1 – Principe de l'identification basée sur erreur de sortie

Dans ce schéma (voir Figure II.1), l'estimateur est responsable de définir la fonction coût à minimiser. Les estimateurs qui permettent une meilleure évaluation de ce critère J sont listés ci-dessous :

- Moindres carrés simples (MCS)
- Moindres carrés pondérés (MCP)
- Moindres carrées généralisées (MCG)

II.3 Estimateur aux moindres carrés pondérés

La méthode la plus largement reconnue est la méthode des moindres carrés, mise au point par Gauss. Cette méthode est applicable à tout type de problème, qu'il soit linéaire ou non linéaire. L'estimateur des moindres carrés pondérés est utilisé dans des situations nécessitant une convergence précise. Sa fonction principale est de minimiser la somme des carrés des écarts en ajustant le vecteur de paramètres θ à l'aide d'un optimiseur. Il est défini comme suit :[18]

$$J = \frac{1}{N_k} \sum_{k=1}^{N_k} (\varepsilon(k, \theta))^T W_p (\varepsilon(k, \theta)) \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$$\varepsilon(k, \theta) = y_m(k) - y_p(k, \theta) \quad (\text{II.2})$$

$$W_p = \text{diag} \left(\left[\begin{array}{cccc} w_1 & w_2 & \dots & w_{nw} \end{array} \right] \right) \quad (\text{II.3})$$

- N_k : est le nombre d'observations considérés.
- W_p est appelé matrice de pondération, elle est définie positive et symétrique.

La pondération ici permet d'attribuer un poids à chaque sorties. Elle corrige toute différence marquée des facteurs d'échelles . Dans le cas de sorties multiples, la fonction coût (II.1) devient :

$$\begin{aligned} J &= \frac{1}{N_s N_k} \sum_{j=1}^{N_s} \sum_{k=1}^{N_k} (\varepsilon(k, \theta))^T W_p (\varepsilon(k, \theta)) \\ &= \frac{1}{N_s N_k} \sum_{j=1}^{N_s} \sum_{k=1}^{N_k} [y_{mj}(k) - y_{pj}(k, \theta)]^T W_p [y_{mj}(k) - y_{pj}(k, \theta)] \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

Où N_s est le nombre de sorties considérées.

II.4 L'optimisateur (algorithme d'optimisation)

L'algorithme d'optimisation est une méthode itérative utilisée pour minimiser la fonction de coût (II.1). Il existe un grand nombre d'algorithmes d'optimisation parmi lesquels :[26]

- Méthode du Gradient
- Newton- Raphson
- Gauss- Newton
- Quasi- Newton

Le choix parmi les algorithmes mentionnés ci-dessus dépend de la vitesse à laquelle les itérations convergent vers l'optimum recherché. Lorsque l'algorithme converge, le vecteur optimal des paramètres (θ) est obtenu. Dans le cadre de ces travaux, nous utilisons l'algorithme de la méthode "fmincon", qui relève du type Quasi-Newton. La méthode Quasi-Newton combine à la fois la méthode du gradient et celle de Newton. Le principe fondamental consiste à utiliser la méthode du gradient lorsque l'on est éloigné de la solution optimale, puis à basculer vers la méthode de Newton lorsque l'on se rapproche du minimum local.

II.4.1 Critères d'arrêts

Dans la procédure d'identification, lorsque le critère d'arrêt est atteint, l'optimisateur sort de la boucle d'identification. La fonction "fmincon" de Matlab possède plusieurs critères qui peuvent être définis en fonction du type de problème à résoudre. Il est donc souhaitable de définir un nombre maximal d'itération dans la boucle, pour faciliter l'optimisateur à ne pas tourner indéfiniment.

En d'autres termes, l'algorithme d'optimisation sera arrêté lorsque la variation de la fonction coût entre deux itérations est inférieure ou égale à la tolérance indiquée par l'utilisateur dans la fonction «fmincon» de Matlab.

$$J(\theta(k+1)) - J(\theta(k)) \leq \text{Tolérances sur } J(\theta(k)) \quad (\text{II.5})$$

l'écart de la fonction objectif entre deux itérations tend à être plus significatif au début du processus, puis diminue progressivement au fil des itérations suivantes. Dans cette étude, nous avons établi la valeur de la tolérance d'arrêt à dans le programme d'optimisation $1e^{-4}$.

II.5 Processus d'identification

Le paramètre est spécifié dans un environnement virtuel Matlab/Simulink, en appliquant l'estimation des paramètres disponible dans Simulink, en spécifiant les paramètres que nous voulons extraire, en spécifiant les conditions initiales et la sortie que nous voulons comparer à la taille dont nous disposons, en spécifiant les critères d'arrêt et une méthode d'optimisation. Le diagramme représenté dans la figure II.2 montre le principe de fonctionnement de l'algorithme étudiée.

II.6 Validation de l'algorithme d'identification

Dans cet essai, notre intention est de valider le programme d'optimisation sur cette essai. Pour faire, nous choisissons un modèle de MSAP sur SimPower Systems pour extraire des mesures des grandeurs électriques et mécaniques supposées réelles. L'objectif de cet essai est d'identifier les paramètres de la machine en utilisant le modèle de MSAP sur Simulink. L'algorithme d'optimisation doit aboutir exactement aux mêmes paramètres de la machine supposée réelle. Tout d'abord, nous choisissons les paramètres initiaux avec des erreurs variant entre 50% à 300 % par rapport aux paramètres de notre machine.

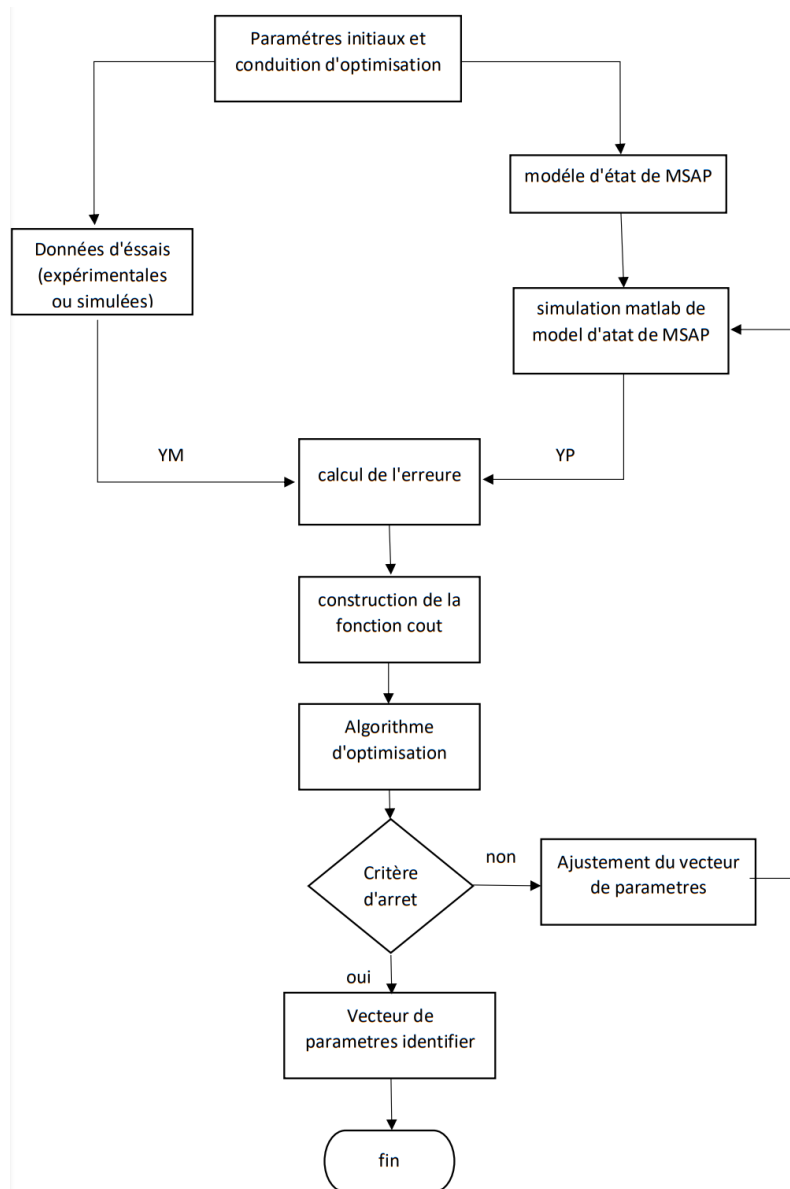


FIGURE II.2 – Diagramme d'identification

II.6.1 Identification des paramètres électriques

Dans cette partie, nous travaillons avec le modèle d'état électrique de la GSAP connecté à des charges électrique dont la vitesse de rotation de la GSAP est considérée constante $\Omega = 78rad/s$, donc seuls les paramètres électriques seront identifiés. Les données utilisées pour l'identification des paramètres électriques sont les courants i_{abc} réels et simulés.

a. Essai en charge RC constante :

Dans ce test, la GSAP est chargée par une condensateur de $28\mu F$ et une résistance de 5Ω . La figure II.3 illustre une comparaison entre le courant mesuré et le courant simulé avant l'identification des paramètres de la machine. Après l'identification, nous avons obtenu le résultat de comparaison du courant est présenté dans la figure II.4. Ainsi, pour montrer la rapidité de l'algorithme utilisée, nous avons affiché les valeurs des paramètres à estimer

en fonction du nombre d'itérations dans la figure II.5. Pour clarifier les résultats obtenu, nous avons tracé le tableau II.1, on affichons les valeurs des paramètres et les erreurs relative obtenu à la fin de l'identification. Les résultats obtenus montre l'efficacité et la rapidité de l'algorithme utilisée.

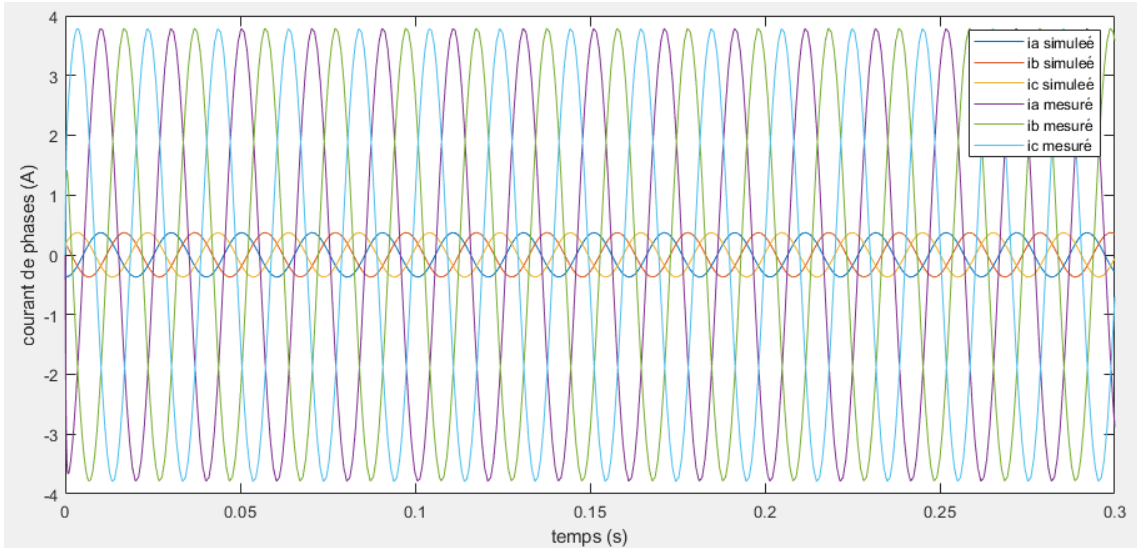


FIGURE II.3 – comparaison entre le courant mesuré et le courant simulé avant l'identification des paramètres de la machine en charge RC constante.

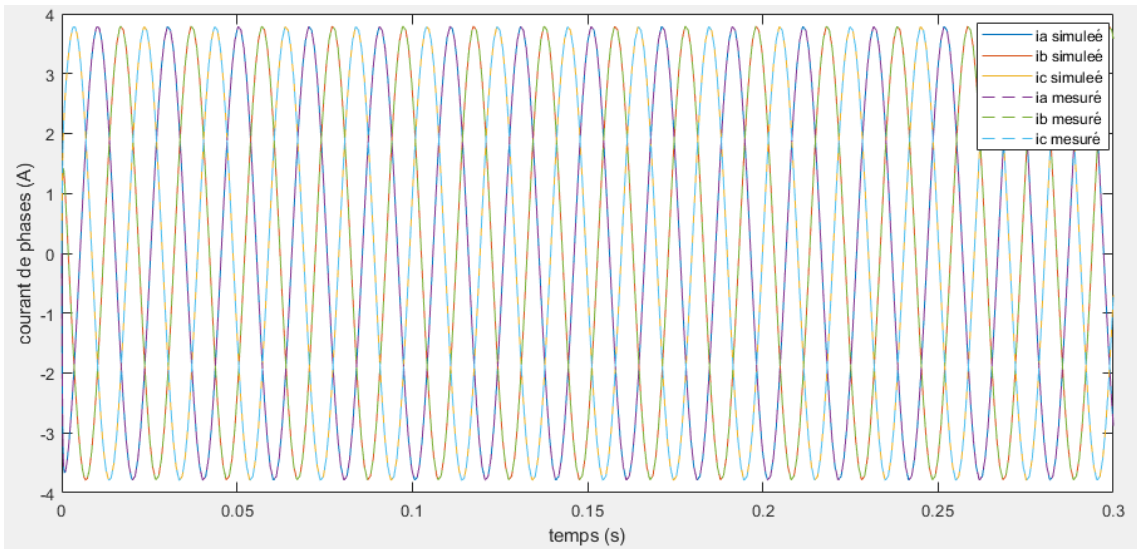


FIGURE II.4 – Comparaison du courant de sortie après d'identification dans essai à charge constante

b. Essai en enclenchement des charges RL :

Dans cet essai, nous avons utilisé deux charges RL de 1 mH et 10 Ω respectivement. L'enclenchement de ces charges (RL) se fait chaque 0.1 s. Comme pour le test précédent, les figures II.6 et II.7 montrent la comparaison entre le courant mesuré et le courant simulé avant et après l'identification, respectivement. Dans ce test l'algorithme utilisée a fait 4

itération pour trouver les valeurs optimales de notre système, comme il est montré dans la figure II.8. Le tableau II.2 montre que les résultats obtenus sont très proche aux paramètres de la machine réel.

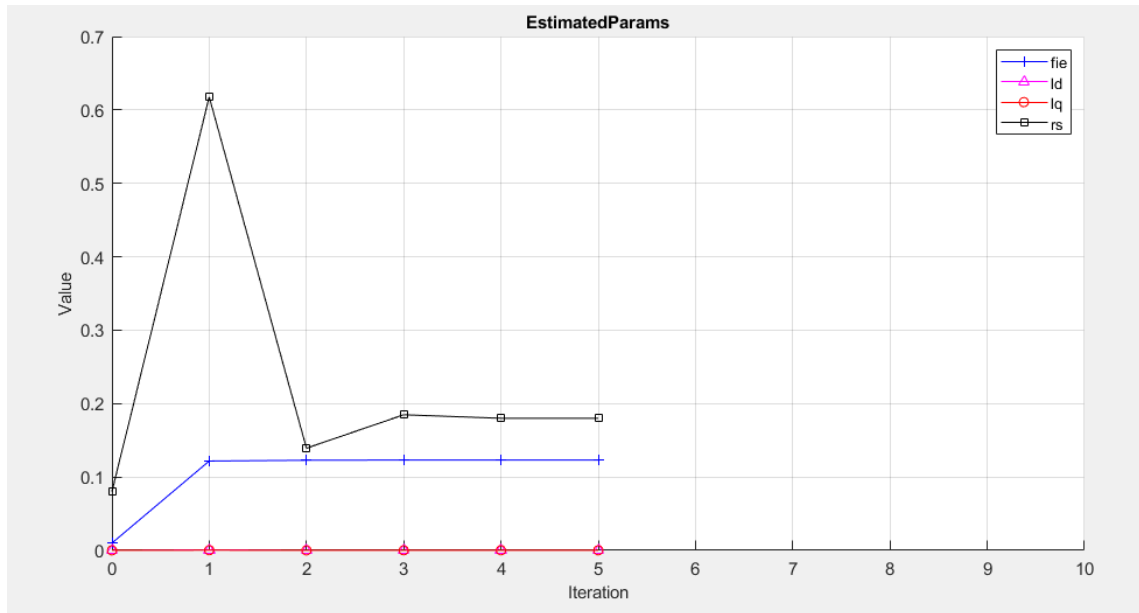


FIGURE II.5 – Evolution des paramètres dans essai à charge constante

Paramètres	Paramètres de la machine	Paramètres identifiés	Erreur relative
Rs (Ω)	0.18	0.1798	0.1%
Ld (H)	0.002	0.002	0%
Lq (H)	0.002	0.001993	0.3%
φ (Wb)	0.124	0.1238	0.16%

TABLE II.1 – Résultats d'identification dans essai à charge constante

c. Essai délestage des charges RL :

Dans cet essai, nous allons délestage les charge utilisé dans l'essai précédent dans chaque 0.1 s. les figures II.9 et II.10 montrent la comparaison entre le courant mesuré et le courant simulé avant et après l'identification, respectivement. La figure II.11 montre que le nombre d'itérations est plus élevé comparé aux essais précédents, mais reste très satisfaisant comme résultat. Les résultats affichés dans le tableau II.3 valident la performance de l'algorithme utilisé.

II.6.2 Identification des paramètres mécanique

En pratique, nous utilisons une machine à courant continu (MCC) pour accélérer la MSAP. Une fois que la vitesse nominale est atteinte, nous coupons l'alimentation de la MCC pour que le système ralentisse en raison des pertes mécaniques. Cet essai est appelé la 'Lâcher de vitesse'. Dans notre cas, nous avons pris les paramètres mecaniques utilisé par 'Référence' pour valider notre algorithm. La comparaison de vitesse de sortie avant et après

l'identification est présenté sur la figures II.12 et II.13 respectivement. L'algorithme a fait 8 itération pour attendre sont objectif comme il est illustré dans la figure II.14. Le tableau II.4 montre que l'erreur est tellement réduite que nous pouvons confirmer l'efficacité de notre algorithme.

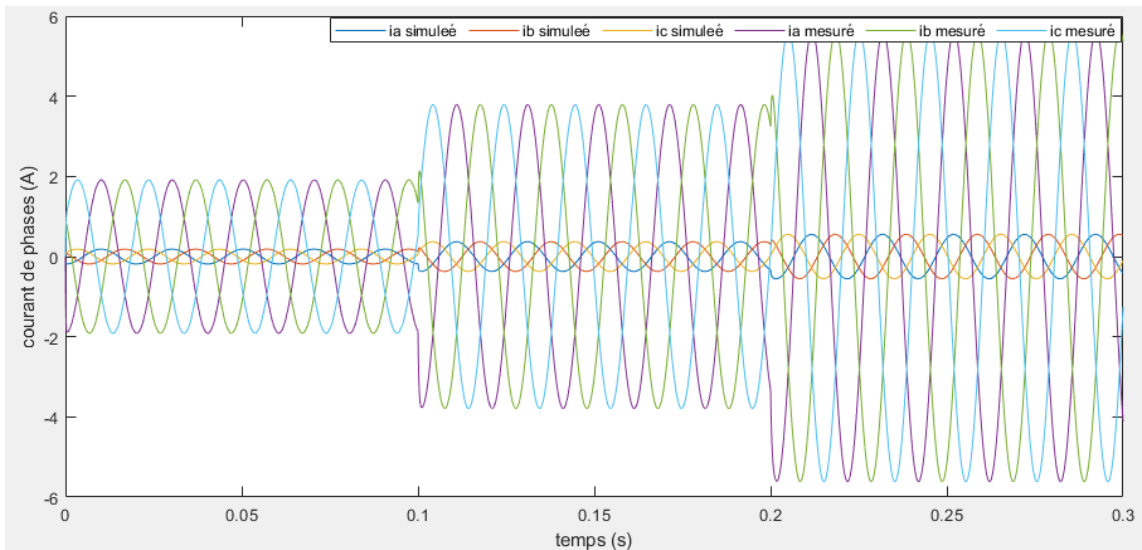


FIGURE II.6 – Comparaison du courant de sortie avant d'identification dans essai enclenchement des charges RL

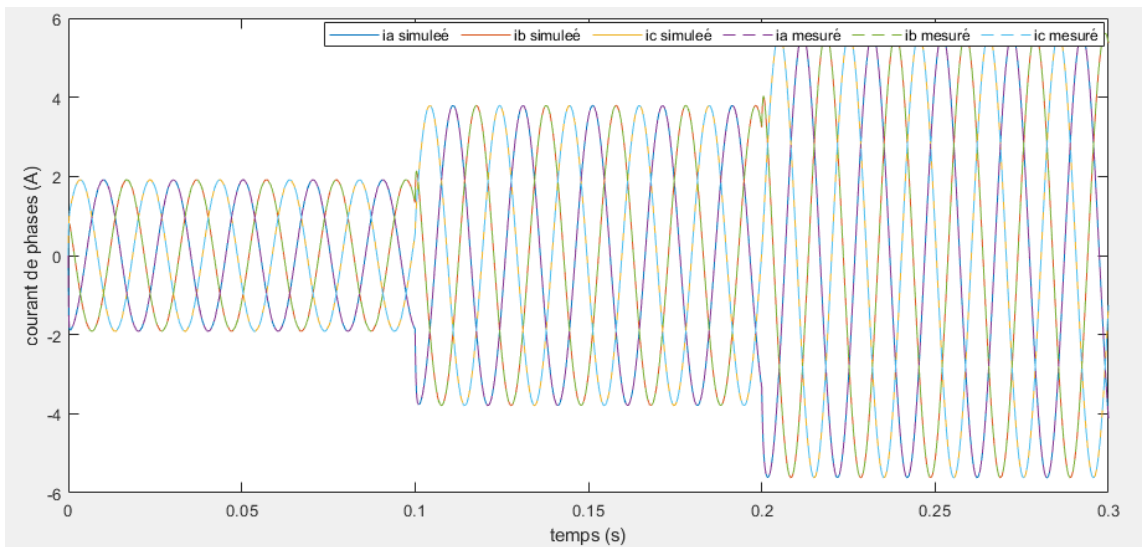


FIGURE II.7 – Comparaison du courant de sortie après d'identification dans essai enclenchement des charges RL

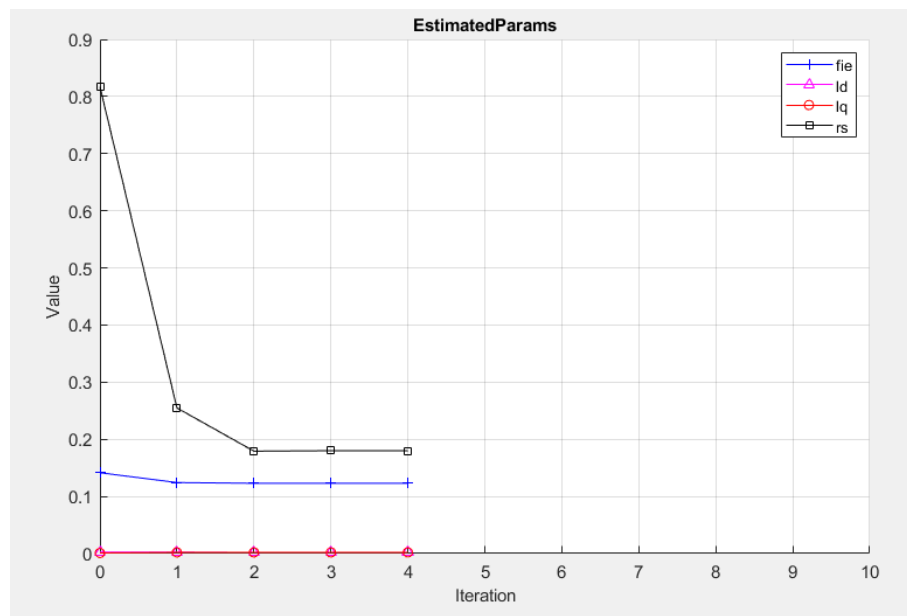


FIGURE II.8 – Evolution des paramètres dans essai enclenchement des charges RL

Paramètres	Paramètres de la machine	Paramètres identifiés	Erreur relative
R_s (Ω)	0.18	0.1799	0.1%
L_d (H)	0.002	0.001995	0.15%
L_q (H)	0.002	0.001987	0.6%
φ (Wb)	0.124	0.1234	0.2%

TABLE II.2 – Résultats d'identification dans essai enclenchement des charges RL

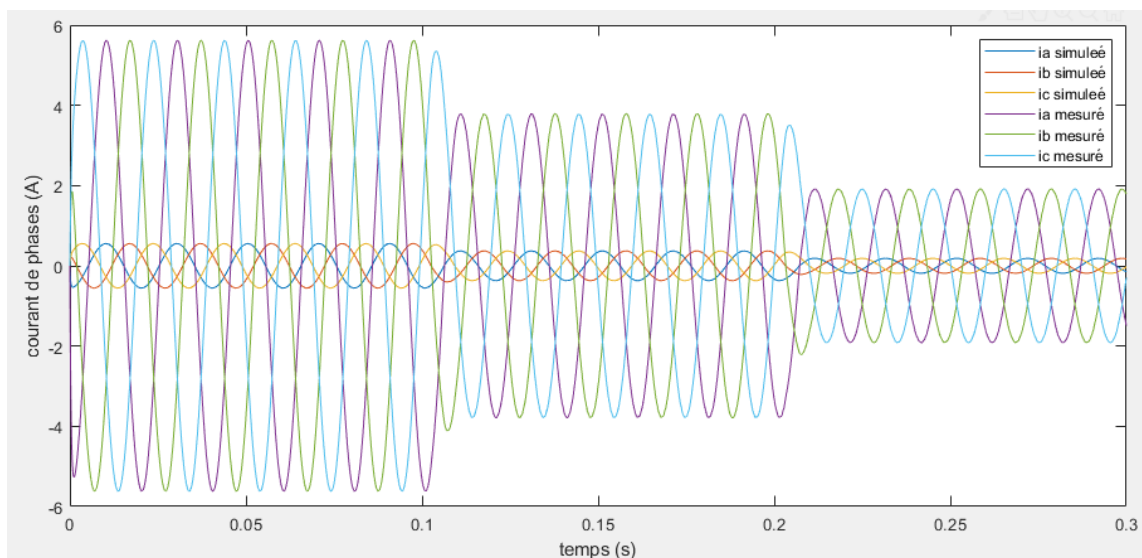


FIGURE II.9 – Comparaison du courant de sortie avant d'identification dans essai délestage des charges RL

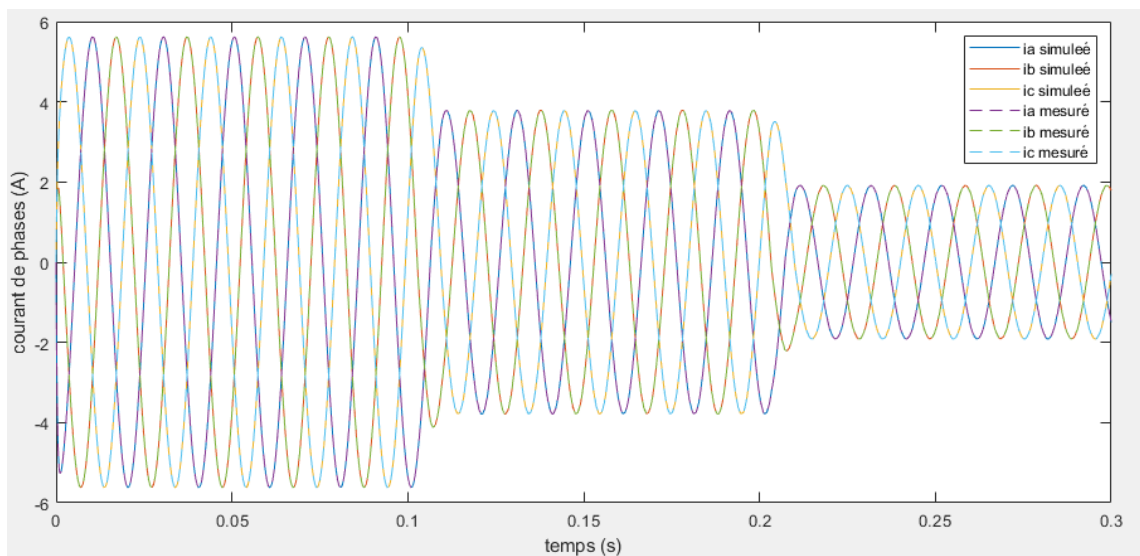


FIGURE II.10 – Comparaison du courant de sortie après d’identification dans essai délestage des charges RL

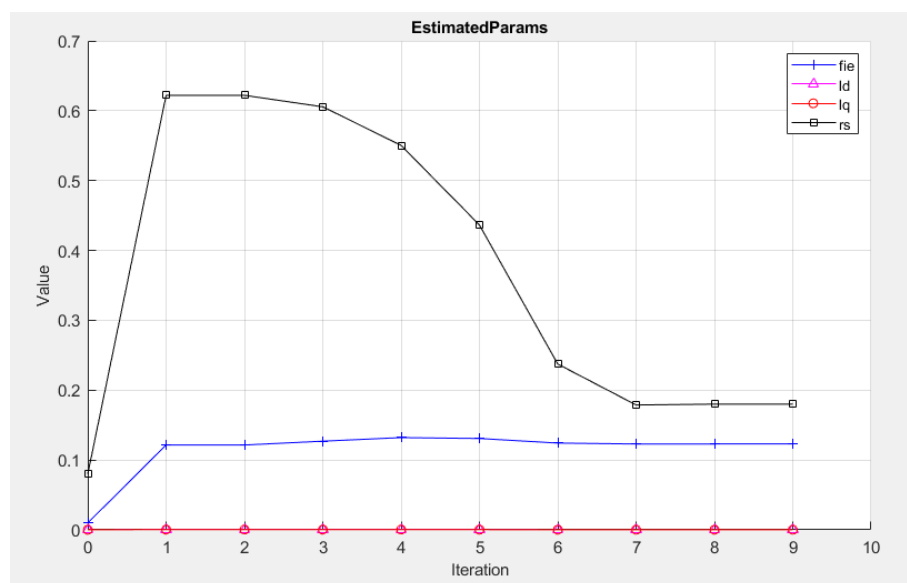


FIGURE II.11 – Evolution des paramètres dans essai délestage des charges RL

Paramètres	Paramètres de la machine	Paramètres identifiés	Erreur relative
$R_s(\Omega)$	0.18	0.18	0%
$L_d(H)$	0.002	0.002	0%
$L_q(H)$	0.002	0.001997	0.13%
$\varphi(Wb)$	0.124	0.1237	0.1%

TABLE II.3 – Résultats d’identification dans essai délestage des charges RL

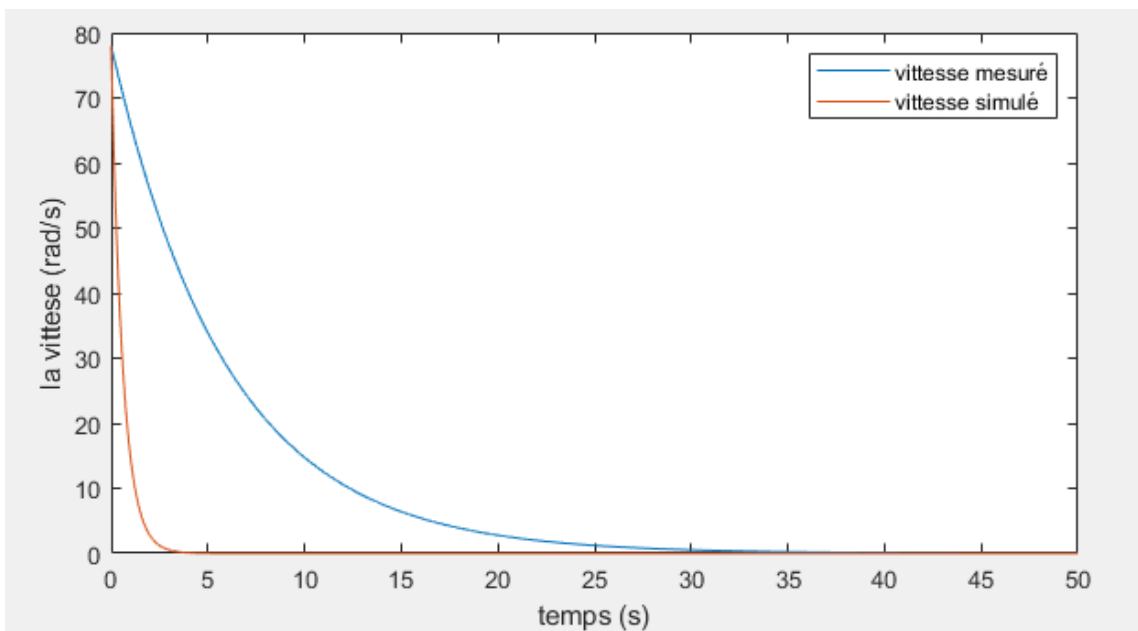


FIGURE II.12 – Comparaison de vitesse de sortie avant d'identification

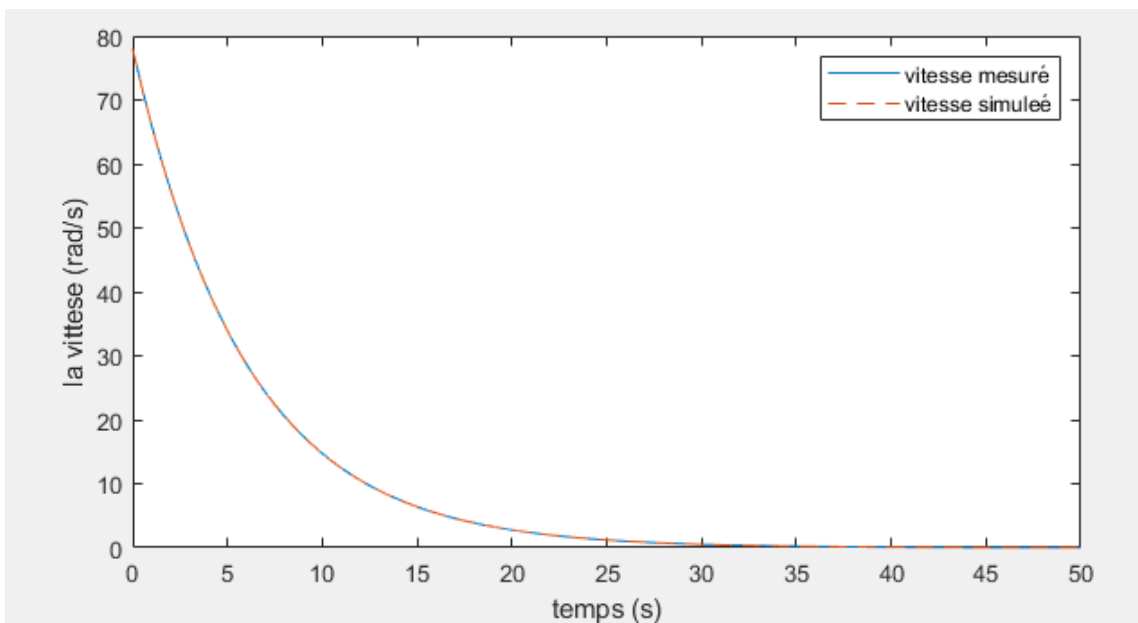


FIGURE II.13 – Comparaison de vitesse de sortie après d'identification

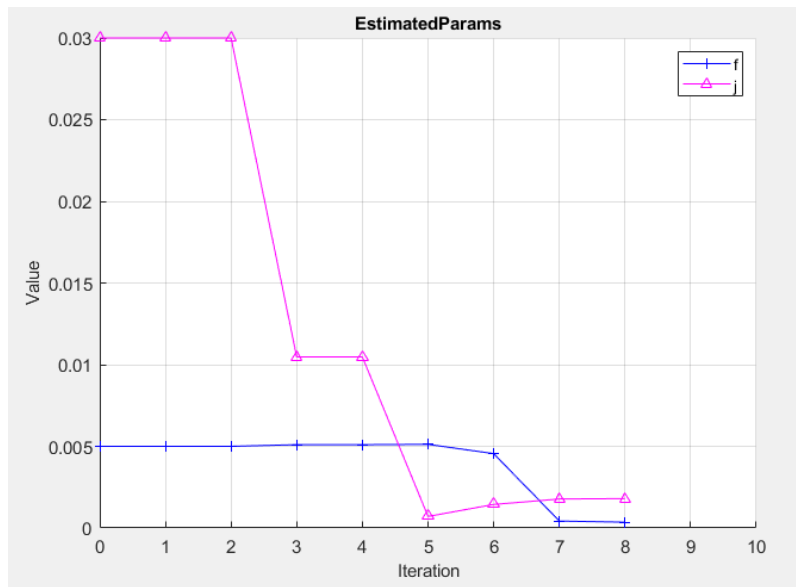


FIGURE II.14 – Evolution des paramètres mécaniques

paramètres	Paramètres de la machine	Paramètres identifiés	Erreur relative
J	0.0018	0.00176	0.3%
f_v	0.0003	0.000325	0.7%

TABLE II.4 – Résultats d'identification des paramètres mécaniques

II.7 Conclusion

Ce chapitre a exposé le principe général de l'identification des paramètres de la (MS) en utilisant la méthode de l'erreur de sortie. L'estimateur des moindres carrés pondérés combiné avec un algorithme d'optimisation de type Quasi-Newton permet une estimation rapide et précise des paramètres électriques et mécaniques de la MS. Cette technique nous a permis d'estimer le vecteur des paramètres de la machine étudiée. Ces paramètres seront ensuite utilisés pour le calcul et l'implémentation des lois de commande linéaires et non linéaires.

Chapitre III

Systeme d'entrainement basé sur un moteur synchrone à aimants permanents

III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous explorons les systèmes d'entraînement électriques, largement utilisés dans de nombreuses applications industrielles, qui exigent des dispositifs de commande sophistiqués pour garantir des performances optimales en termes de régulation de vitesse, de couple et de robustesse face aux perturbations. Nous nous concentrons particulièrement sur le système d'entraînement basé sur un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP).

Nous débutons par une discussion sur l'onduleur de tension, un élément clé du système d'entraînement électrique, et présentons la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux. Ensuite, nous abordons les objectifs principaux de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour un onduleur triphasé.

Par la suite, nous plongeons dans la stratégie de commande vectorielle à orientation du flux du MSAP. Nous détaillons les objectifs et le principe de la commande vectorielle, ainsi que le principe de l'orientation du flux dans le contexte de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension. Nous présentons également la description du système global, y compris le découplage des différentes grandeurs à contrôler, et explorons la synthèse des différents régulateurs proportionnels-intégrateurs (PI) utilisés dans cette stratégie.

Enfin, nous introduisons la commande par Backstepping, une approche innovante de commande non linéaire, que nous appliquons au système d'entraînement basé sur la MSAP. Nous détaillons le principe de la commande Backstepping, ainsi qu'une simulation de la commande par Backstepping de la MSAP pour évaluer ses performances en termes de poursuite, de régulation et de robustesse, et nous comparons ses performances avec celles de la commande vectorielle à orientation du flux et des régulateurs PI. Enfin, nous discuterons du réseau, de ses composants et de la stratégie pour le contrôler.

III.2 Onduleur de tension

Le système de commande du MSAP est composé d'un onduleur de tension triphasé, qui utilise des transistors ou des thyristors GTO comme composants semi-conducteurs contrôlables. Cet onduleur agit comme un amplificateur de puissance, avec trois bras, chacun équipé de deux interrupteurs associés en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter les court-circuits, les interrupteurs T_1 et T'_1 , T_2 et T'_2 , T_3 et T'_3 doivent être contrôlés de manière complémentaire. L'alimentation par l'onduleur de tension peut être contrôlée de trois manières différentes[20] :

- Créneaux de 180° .
- Créneaux de 120° .
- Procédés de modulation de largeur d'impulsion.

La configuration de l'onduleur de tension MSAP est illustrée dans la figure (III.1).

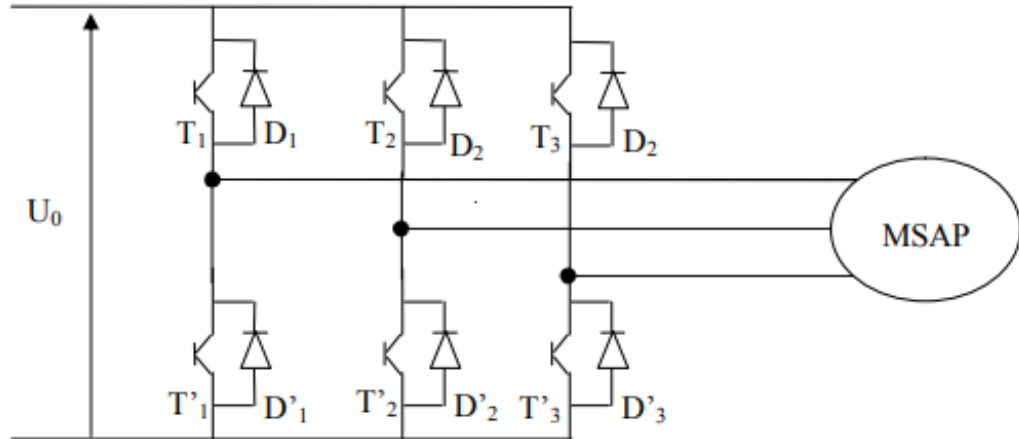


FIGURE III.1 – Schéma d'un onduleur de tension

III.3 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux

La machine a été modélisée en utilisant les tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} , V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des signaux logiques S_i (où $i = a, b, c$). Les transistors sont représentés par T_i et T'_i (supposés être des interrupteurs idéaux). Les relations suivantes sont établies :

- Si $S_i = 1$, alors T_i est activé et T'_i est désactivé.
- Si $S_i = 0$, alors T_i est désactivé et T'_i est activé.

Dans ces conditions, les tensions de phase V_{in}^0 (où $i = a, b, c$) peuvent être exprimées en fonction des signaux de commande S_i :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{III.1})$$

En supposant que "n" soit le point neutre du côté alternatif (MASP), les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

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

La charge constituée par la machine est équilibrée, ce qui signifie que les tensions simples des phases de la charge, issues des tensions composées, ont une somme nulle ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$). Ainsi :

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

En introduisant le point n_0 , les tensions entre phases peuvent également être exprimées comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

En remplaçant (III.4) dans (III.3) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [2 \cdot V_{an0} - V_{bn0} - V_{cn0}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [-V_{an0} + 2 \cdot V_{bn0} - V_{cn0}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [-V_{an0} - V_{bn0} + 2 \cdot V_{cn0}] \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Elles peuvent être exprimées à partir des tensions de sortie de l'onduleur en prenant en compte la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Sachant que la charge est équilibrée, alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{III.7})$$

La substitution de (III.6) dans (III.5) nous donne :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} (V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}) \quad (\text{III.8})$$

En remplaçant (III.7) dans (III.5), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [2 \cdot V_{an0} - V_{bn0} - V_{cn0}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [-V_{an0} + 2 \cdot V_{bn0} - V_{cn0}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [-V_{an0} - V_{bn0} + 2 \cdot V_{cn0}] \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

L'utilisation de l'expression (III.1) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} U_0 [2 \cdot S_a - S_b - S_c] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} U_0 [-S_a + 2 \cdot S_b - S_c] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} U_0 [-S_a - S_b + 2 \cdot S_c] \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Ecriture de l'équation (III.10) sous forme matrice :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

III.4 Modulation de largeur d'impulsion

La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) est couramment utilisée pour la commande des convertisseurs électroniques de puissance. Il existe plusieurs stratégies de modulation par largeur d'impulsions, notamment : MLI sinus-triangulaire, MLI à hystérésis, MLI vectorielle, etc. Chacune de ces méthodes utilise un algorithme de commande spécifique, mais elles visent toutes à produire une tension de sortie de l'onduleur qui se rapproche le plus possible d'une sinusoïde.

III.5 MLI sinus-triangulaire

Le concept général implique la conversion d'un signal modulant (généralement une tension sinusoïdale de référence au niveau de la commande) en une tension sous forme de créneaux successifs générée à la sortie de l'onduleur (au niveau de la puissance). Cette méthode repose sur la comparaison de deux signaux : un signal de référence (souvent sinusoïdal) et un signal porteur (souvent triangulaire) de fréquence plus élevée.[21]. Les instants de commutation dans cette MLI sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et le signal modulant. La fréquence de commutation des interrupteurs est déterminée par la fréquence de la porteuse. La MLI sinus-triangulaire est caractérisée par deux paramètres :

- Indice de modulation $m = \frac{f_p}{f_{ref}}$.
- Coefficient de réglage en tension $r = \frac{V_{ref}}{V_p}$.

La figure III.2 montre le diagramme de base de la MLI sinus-triangulaire.

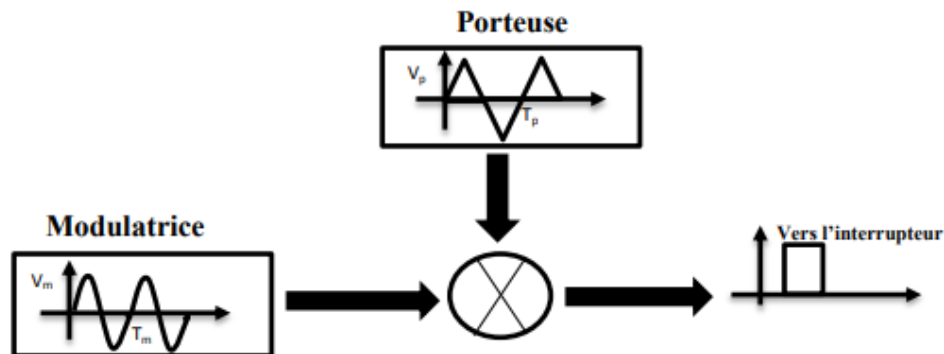


FIGURE III.2 – Schéma de base MLI sinus-triangulaire

La figure III.3 présente un exemple qui montre le principe de la technique sinus-triangulaire.

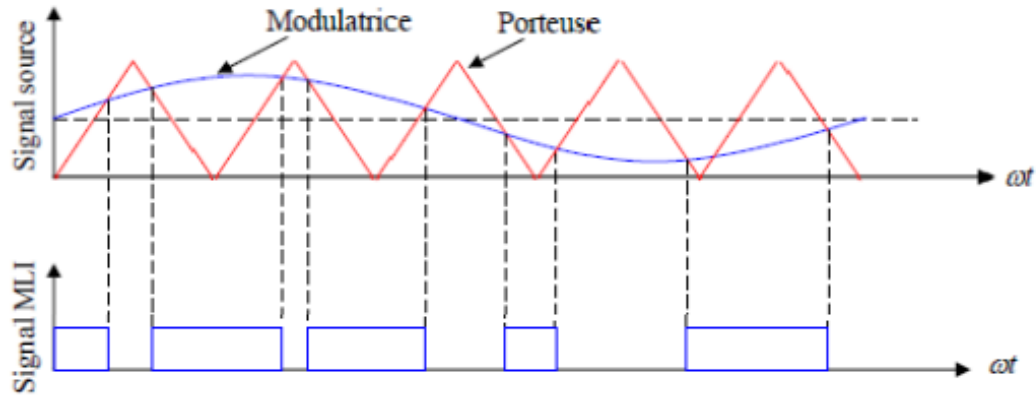


FIGURE III.3 – Principe de la commande par MLI sinus-triangulaire.

III.6 Commande vectorielle de la MSAP

La commande d'une MSAP est complexe, mais pour surmonter ce défi et obtenir une situation similaire à celle d'une machine à courant continu (MCC), une approche de commande appelée commande vectorielle a été suggérée en 1971 par Blashk. Le concept fondamental de cette stratégie est de modéliser le comportement de la MS sur celui d'une MCC, ce qui permet d'améliorer sa commande.

III.6.1 Principe de la commande vectorielle

La commande vectorielle consiste à ajuster le flux et le couple avec la composante direct et en quadrature respectivement. Si le courant i_d est maintenu à zéro, le flux de réaction induit est physiquement en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents.

$$i_d = 0 \Rightarrow i_q = i_s \quad (\text{III.12})$$

Ainsi, le couple donnée par la relation (I.18) devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_f i_q \quad (\text{III.13})$$

Comme le flux est constant $\varphi_d = \varphi_f$, le couple électromagnétique est directement proportionnel à i_q donc :

$$C_{em} = k i_q \quad , \quad k = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (\text{III.14})$$

Le modèle de la machine dans le repère de Park devient :

$$\begin{cases} v_d = \left(L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \right) - \omega L_q i_q \\ v_q = \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

III.7 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

III.7.1 Description du système global

La commande vectorielle est généralement utilisée pour contrôler des machines alimentée en tension et régulée en courant sur des axes d et q . Cette disposition permet un meilleur contrôle dynamique du couple tout en évitant les inconvénients associés à l'alimentation en courant.

La figure (III.4) illustre le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en tension et commandée par orientation du flux.

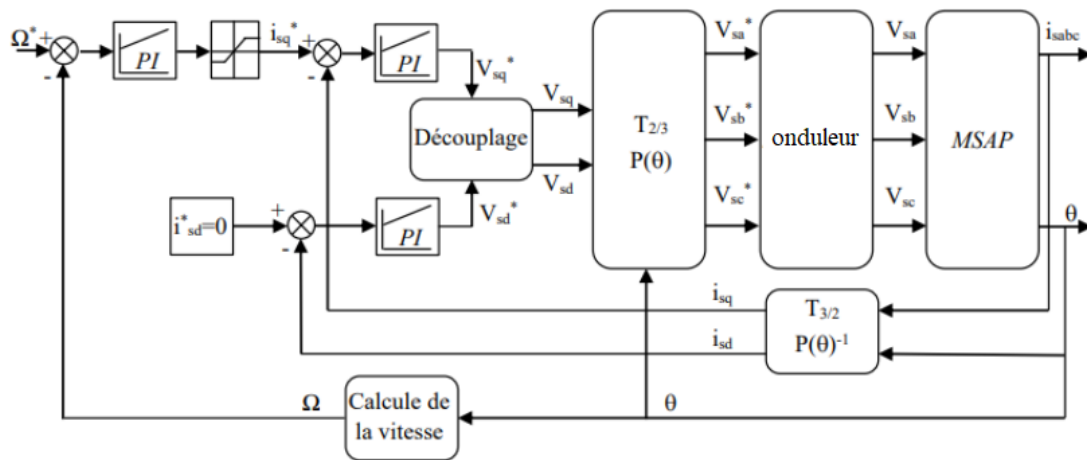


FIGURE III.4 – Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

Les principaux composants de la commande vectorielle comprennent la boucle de régulation de vitesse, les boucles de courant i_d et i_q , ainsi que la transformation directe et inverse de Park. La vitesse est régulée via la boucle externe du bloc, où la sortie du régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{em}^* ou le courant de référence i_q^* . Cette sortie est limitée pour prendre en compte les caractéristiques de l'onduleur et la surcharge de la machine.

Le courant i_q^* est comparé à la valeur mesurée i_q , et l'erreur résultante ajuste l'entrée du régulateur de référence v_q^* . En parallèle avec cette boucle interne, il y a une boucle de régulation de i_d . Le courant i_d de référence est maintenu à zéro.

Le sortie de régulateur de courant i_d et i_q sont appliquées à un bloc de découplage qui génère les tensions de référence v_d^* et v_q^* . Ensuite, en utilisant la transformation de Park inverse, on obtient les tensions v_a^*, v_b^*, v_c^* , qui représentent les tensions de commande pour l'onduleur à commande MLI[28].

III.7.2 Découplage

Dans le référentiel de Park, le modèle de la machine synchrone conduit à un système d'équations différentielles dans lequel les courants ne sont pas indépendants les uns des

autres. Ils sont liés par des termes ou des coefficients non linéaires tels que $\omega_r i_q, \omega_r i_d$ et $i_d i_q$.

$$\begin{cases} v_d = \left(L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \right) - \omega L_q i_q \\ v_q = \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

La figure (III.5) représente le couplage entre les axes d et q.

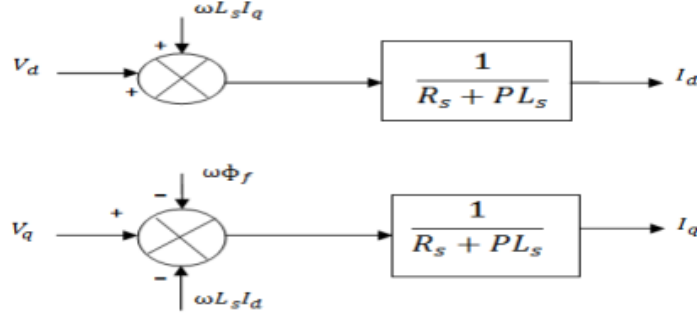


FIGURE III.5 – Description des couplages

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation, qui consiste à ajouter des termes pour rendre les axes d et q complètement indépendants.

III.7.3 Découplage par compensation

Ainsi, la compensation vise à séparer les axes d et q. Cette séparation permet de simplifier l'écriture des équations de la machine et de la partie régulation, facilitant ainsi le calcul des coefficients des régulateurs. Le principe de cette séparation consiste à définir deux nouvelles variables de commande, F_{emd} et F_{emq} , de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_{emd} \\ V_q = V_{q1} + e_{emq} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

et

$$\begin{cases} e_{emd} = \omega L_q i_q \\ e_{emq} = \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Alors

$$\begin{cases} \frac{i_d}{v_{d1}} = \frac{1}{R_s + sL_d} \\ \frac{i_q}{v_{q1}} = \frac{1}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Le schéma suivant représente le découplage par compensation. Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

III.7.4 Synthèse des différents régulateurs

Il est important de noter que les exigences pour la commande d'un système doivent prendre en compte plusieurs facteurs tels que la réponse au signal de commande, la sensibilité au bruit de mesure et le rejet des perturbations. Dans ce contexte, des régulateurs simples tels que les régulateurs P, PI et PID peuvent convenablement satisfaire ces contraintes.

Du point de vue théorique : - Une action proportionnelle (P) est suffisante pour garantir les critères de performance exigés par la boucle de vitesse. - Une action intégrale (I) est nécessaire pour éliminer l'erreur statique entre la consigne et la sortie en régime permanent.

Nous allons ajuster la vitesse de la machine en proposant un régulateur de type PI, ce choix est justifié par :

- sa simplicité de mise en œuvre et de réglage (auto-réglable).
- la maîtrise de ce type de régulateur et son application dans l'industrie, ainsi que sa robustesse en matière de commande.
- son coût moins élevé.

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, de manière générale, par l'équation (III.21) pour les deux axes d et q.

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (III.21)$$

III.7.4-a Régulateur de courant i_d

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposé. Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés ici au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Le schéma fonctionnel de la boucle du courant ($i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d}$) est représenté par la figure (III.6).

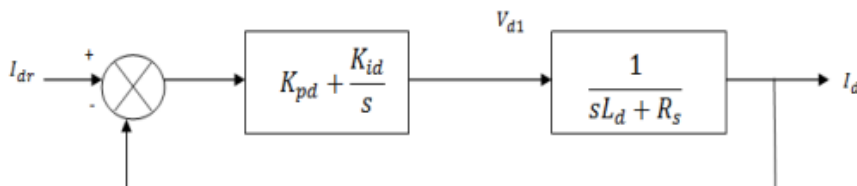


FIGURE III.6 – Boucle de régulation de courant i_d .

- La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est donnée par :

$$F_{dod}(s) = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \left(\frac{1}{sL_d + R_s} \right) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \left(\frac{L_d}{R_s} \right) \cdot s} \right) \quad (III.22)$$

$$F_{dod}(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot s} \right) \quad \text{Avec} \quad T_d = \frac{L_d}{R_s}$$

- La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) est donnée par :

$$F_{dfd}(s) = \frac{F_{bod}(s)}{F_{bod}(s) + 1} \quad (III.23)$$

Calcul des paramètres du régulateur « PI »

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation (III.12), en supposant que $\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s}$, la fonction de transfert en boucle ouverte et fermée seront :

$$\begin{cases} F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s \cdot R_s} \\ F_{bfd}(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{id}} \cdot s + 1} \end{cases} \quad (III.24)$$

$T_d = \frac{R_s}{K_{id}}$ Est la constante de temps, on suppose que le temps de réponse T_r sera égale à : $T_r = 3 \cdot T_d$, les gains du régulateur PI pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} T_r = 3 \cdot \frac{R_s}{K_{id}} \Rightarrow K_{id} = \frac{3 \cdot R_s}{T_r} \\ \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \Rightarrow K_{pd} = \frac{3 \cdot L_d}{T_r} \end{cases} \quad (III.25)$$

III.7.4-b Régulateur de courant i_q

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du courant i_q comme il est illustré dans la figure III.7 :

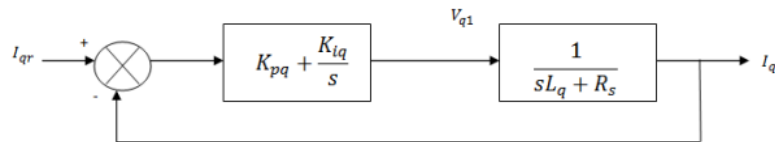


FIGURE III.7 – Boucle de régulation du courant i_q

$$\begin{cases} t_r = 3 \cdot \frac{R_s}{K_{iq}} \Rightarrow K_{iq} = \frac{3 \cdot R_s}{T_r} \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \Rightarrow K_{pq} = \frac{3 \cdot L_q}{T_r} \end{cases} \quad (III.26)$$

III.7.4-c Régulateur de la vitesse

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par la figure III.8.

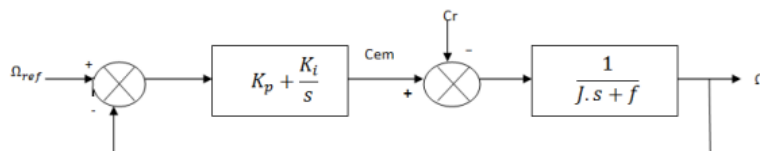


FIGURE III.8 – Boucle de régulation du la vitesse Ω

- La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est donnée par :

$$F_{bo\Omega}(s) = \left(K_{p\Omega} + \frac{K_i}{s} \right) \left(\frac{1}{J \cdot s + f_v} \right) = \frac{K_i}{s} \left(1 + \frac{K_{p\Omega} \cdot s}{K_{i\Omega}} \right) \left(\frac{1/f_v}{1 + (J/f_v) \cdot s} \right) \quad (III.27)$$

$$F_{bo\Omega}(s) = \frac{K_{i\Omega}}{s} \left(1 + \frac{K_{p\Omega} \cdot s}{K_{i\Omega}} \right) \left(\frac{1/f_v}{1 + T_d \cdot s} \right) \quad \text{Avec } T_d = \frac{J}{f_v} \quad (III.28)$$

- La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) est donnée par :

$$F_{df\Omega}(s) = \frac{F_{bo\Omega}(s)}{F_{bo\Omega}(s) + 1} \quad (III.29)$$

En supposant que $\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} = \frac{J}{f}$, la fonction de transfert en boucle ouverte et fermer seront :

$$\begin{cases} F_{bo\Omega}(s) = \frac{K_{i\Omega}}{f_v \cdot s} \\ F_{bfv\Omega}(s) = \frac{f}{K_{i\Omega} \cdot s + 1} \end{cases} \quad (III.30)$$

$T_\Omega = \frac{f_v}{K_{i\Omega}}$ Est le constant de temps, on suppose que le temps de réponse T_r sera égale à : $T_r = 3 \cdot T_\Omega$, les gains du régulateur PI pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} T_r = 3 \cdot \frac{f_v}{K_{i\Omega}} \Rightarrow K_{i\Omega} = \frac{3 \cdot f_v}{T_r} \\ \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} = \frac{J}{f_v} \Rightarrow K_{p\Omega} = \frac{3 \cdot J}{T_r} \end{cases} \quad (III.31)$$

III.7.4-d Commande Anti-Windup

Le phénomène de windup se produit lorsque l'action intégrale s'accumule au-delà du nécessaire en raison de la saturation de l'action de commande. Cela entraîne une réponse lente ou instable du système. Ce phénomène se manifeste typiquement lorsque le système ne peut pas appliquer l'action de commande requise en raison de limites physiques. L'anti-windup est une technique utilisée pour prévenir ce phénomène. Il existe plusieurs méthodes pour implémenter l'anti-windup, mais l'idée principale est de limiter ou de corriger l'action intégrale lorsqu'une saturation est détectée. La figure III.9 illustre un régulateur PI avec anti-windup.

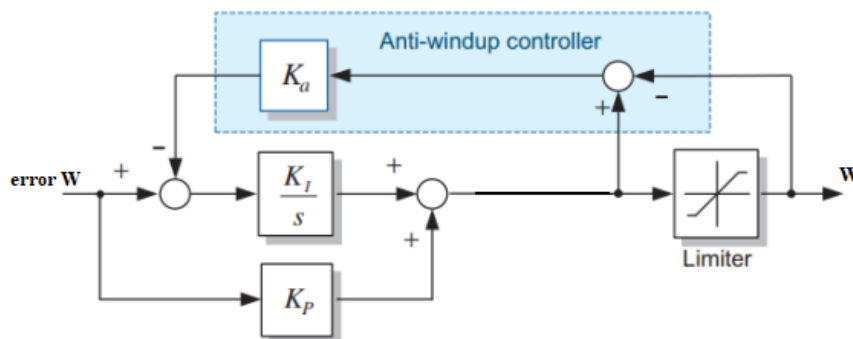


FIGURE III.9 – Régulateur PI avec anti-windup

III.7.5 Interprétation des résultats

Les résultats obtenus en simulation numérique mettent en évidence les performances du système de commande. La réponse de la vitesse de la MSAP dans la figure III.10 semblable à celle d'un système du premier ordre (sans dépassements). Un couple de charge $C_r = 10$ N.m est appliqué à l'instant $t=0.2$ s. Nous remarquons que la vitesse de MSAP a continué le suivi de son référence d'une façon très satisfaisante. La composante direct du courant est maintenue à zero $i_d = 0$ pour avoir un couple électromagnétique C_{em} proportionnel au courant i_q ce qui est claire dans la figure III.12 et III.13.

La présence des oscillations des courants est due à l'onduleur à MLI. Nous pouvons constater que le régulateur utilisé offre une bonne réponse en termes de suivi de la vitesse. Cependant, le pic de couple observé lors du démarrage constitue un inconvénient qui doit être résolu.

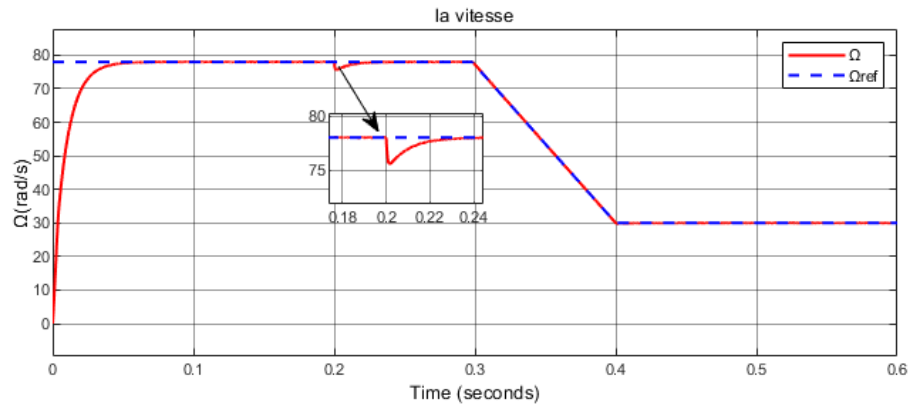


FIGURE III.10 – Vitesse de MSAP

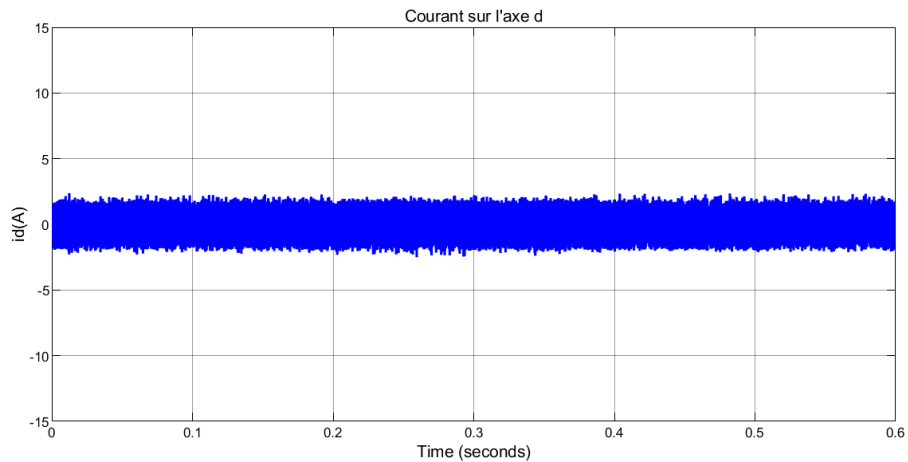


FIGURE III.11 – Courant direct de MSAP

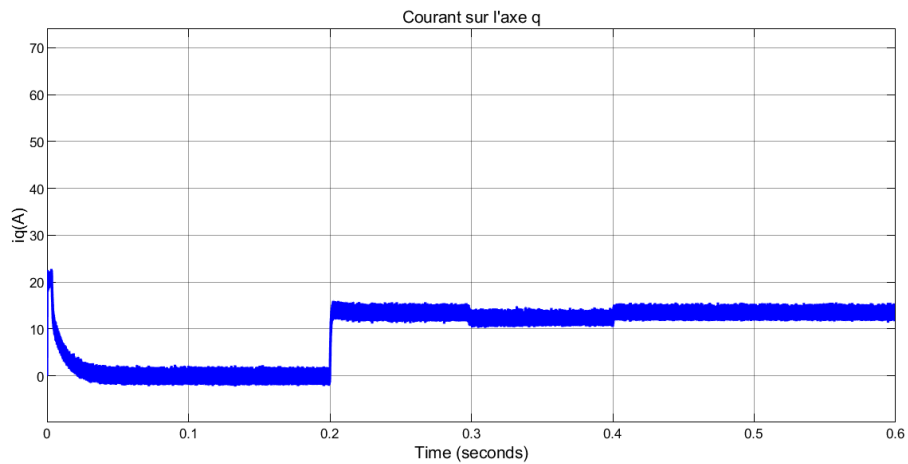


FIGURE III.12 – Courant en quadrature de MSAP

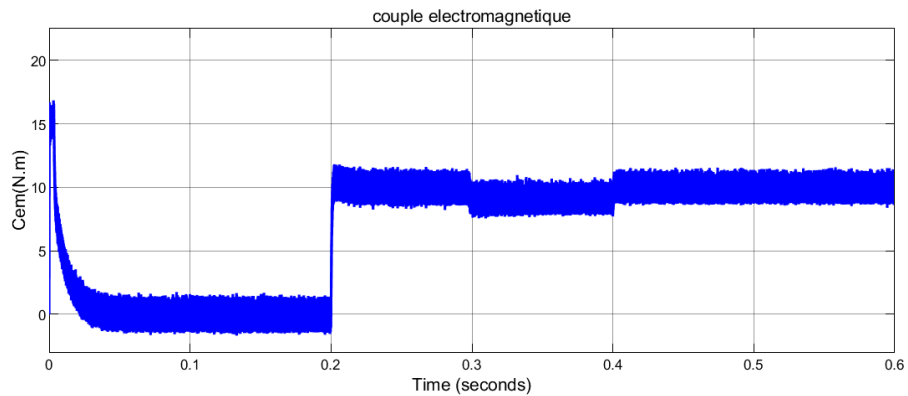


FIGURE III.13 – Couple électromagnétique de MSAP

III.7.6 Test de robustesse

A fin de tester la robustesse vis à vis des variations paramétrique, on présente les résultats de simulation du comportement dynamique pour les cas suivants :

- Variation de la résistance R jusqu'à $+50\%$
- Variation d'inductance statorique (L_d, L_q) jusqu'à -50% .

Les résultats obtenus montrent que les réponses du système, notamment la vitesse de la MSAP (figure III.13), le courant direct (figure III.14), le courant en quadrature (figure III.15) et le couple (figure III.16), ne sont pas influencées par la variation des paramètres du système. Par conséquent, nous pouvons dire que les valeurs des gains des régulateurs PI ont été bien choisies.

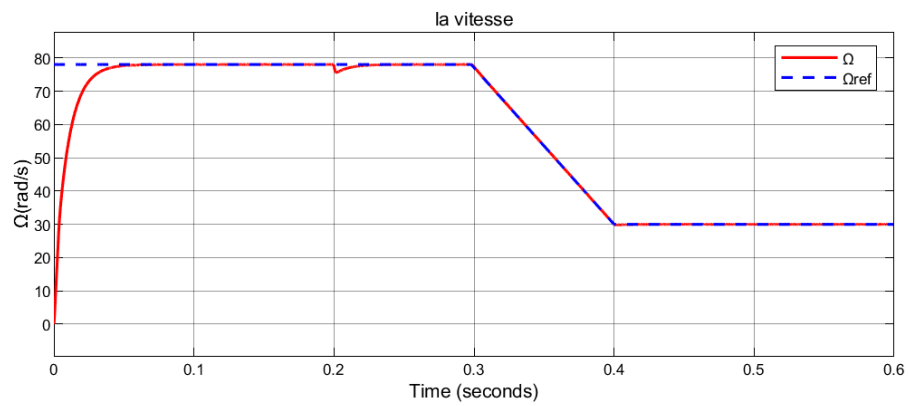


FIGURE III.14 – Vitesse de MSAP

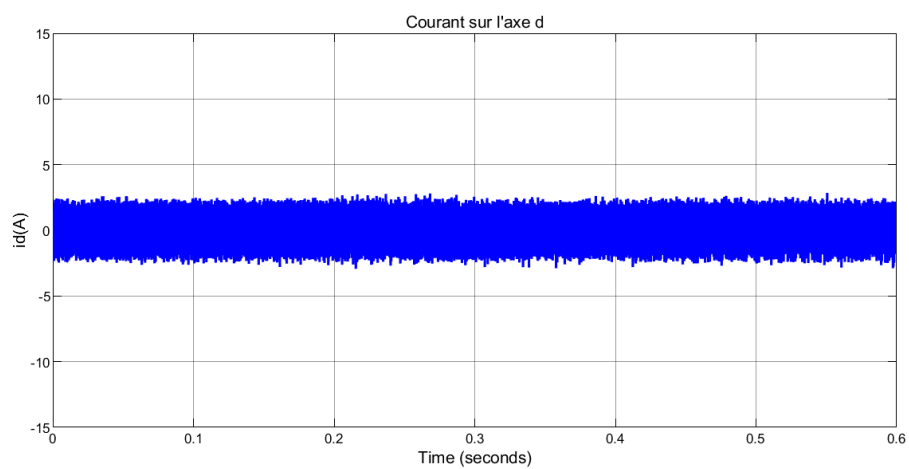


FIGURE III.15 – Représentation des allures du courant direct

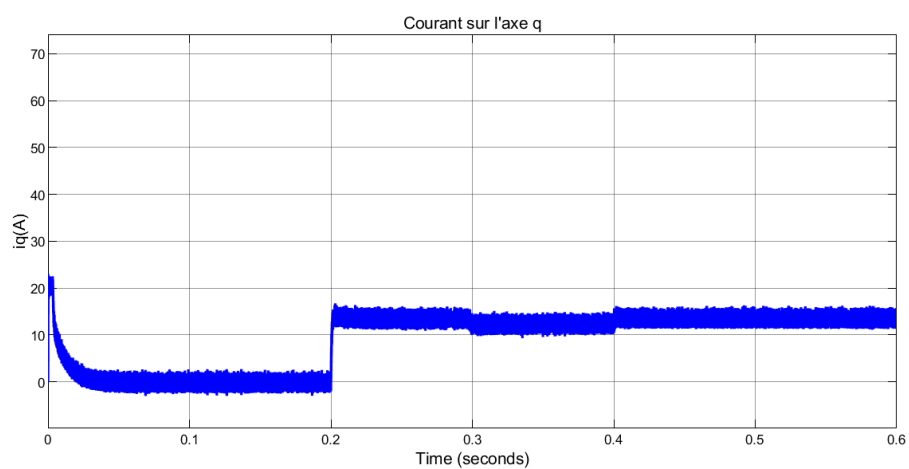


FIGURE III.16 – Représentation des allures du courant en quadrature

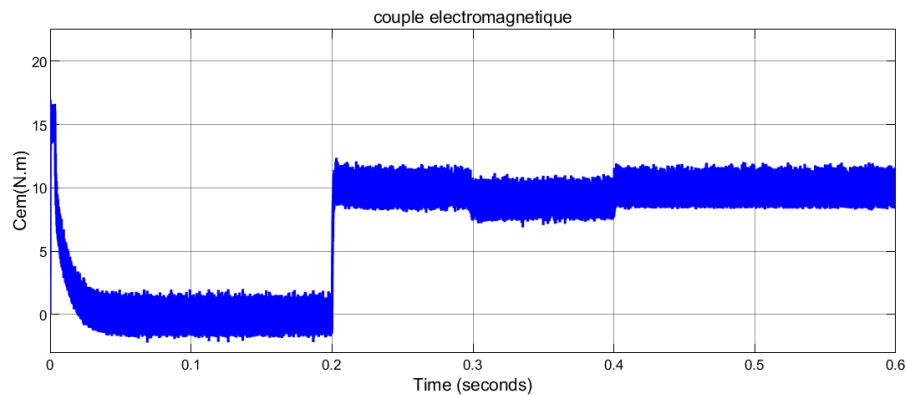


FIGURE III.17 – Représentation des allures du couple électromagnétique

III.8 Principe de la commande Backstepping

Au cours des dernières années, des progrès considérables ont été réalisés dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires, parmi lesquels figure la méthode du Backstepping. Cette approche propose une méthode systématique de synthèse destinée à la classe des systèmes non linéaires présentant une forme triangulaire.

Elle repose sur la décomposition du système de commande complet, généralement multivariable et d'ordre élevé, en une cascade de sous-systèmes de commande du premier ordre. Pour chaque sous-système, une loi de commande dite virtuelle est calculée. Cette dernière sert de référence pour le sous-système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour l'ensemble du système. De plus, cette technique présente l'avantage de conserver les non-linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. La détermination des lois de commande découlant de cette approche repose sur l'utilisation des fonctions de Lyapunov de commande[31].

III.9 Fonctions de Lyapunov

La commande des systèmes non linéaires repose sur deux approches de Lyapunov :

1. Première méthode : consiste à linéariser le système à commander afin de bénéficier des techniques utilisées pour les systèmes linéaires. Cependant, cette approche ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne fournit pas d'information sur le domaine de stabilité global. De plus, en raison des approximations liées à la linéarisation, tous les types de phénomènes non linéaires ne peuvent pas être pris en compte. Malgré ces limitations, l'étude locale est utile pour décider de poursuivre ou non l'analyse de la stabilité. Si le système linéarisé est instable, le système non linéaire le sera également.

2. Deuxième méthode : consiste à trouver une fonction de Lyapunov pour la commande en boucle fermée, garantissant certaines performances du système. Cette méthode repose sur le concept d'énergie du système. Cependant, trouver de telles fonctions peut être très difficile pour les systèmes non linéaires d'ordre élevé. La technique du Backstepping permet de réduire cette complexité de manière avantageuse.

L'analyse de la stabilité dans le cadre de l'utilisation du Backstepping est un outil puis-

sant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant.

La fonction de Lyapunov représente l'énergie du système avec une dérivée temporelle semi-définie et de signe opposé dans le même domaine.

Cette dernière méthode sera appliquée pour la conception du régulateur du Backstepping introduit à la commande vectorielle du MSAP[10].

III.10 Exemple d'application

Soit le système à deux entrées et deux sorties (MIMO) suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + x_3^2 \\ \dot{x}_2 = x_1^2 + (1 + x_1^2) u_1 \\ \dot{x}_3 = x_2^2 + u_2 \\ y_1 = x_1 \\ y_2 = x_3 \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Le but est de trouver une commande u permettant de stabiliser le système au point (x_1, x_2, x_3) désiré.

Soit le premier sous système constitué par la variable x_1 et on admet que x_2 constitue une commande virtuelle pour stabiliser x_1 à l'origine.

a. Première étape Stabilisation de x_1 sur l'origine :

On choisi une fonction énergie de Lyapunov :

$$v(x_1) = \frac{1}{2}x_1^2 \quad (\text{III.33})$$

Pour que x_1 tend vers zéro, il faut que la dérivée de la fonction énergie soit négative (critère de stabilité de Lyapunov) d'où :

$$\dot{v}(x_1) = x_1\dot{x}_1 = x_1(x_2 + x_3^2) \quad (\text{III.34})$$

L'équation (IV.3) doit être négative, choisissant la commande virtuelle x_{ref}

Qui s'exprime par : $x_{1\text{ ref}} = x_2 + x_3^2$ qui doit être égale à $(-x_1)$

$$x_2 + x_3^2 = \Phi_1(x_1) = -x_1 \Rightarrow x_{1ref} = -x_1 \quad (\text{III.35})$$

Donc :

$$\dot{v}(x_1) = x_1(x_2 + x_3^2) = -x_1^2 \leq 0 \quad (\text{III.36})$$

La commande virtuelle obtenue va être utilisée comme grandeur de référence de l'étape deux, notant :

$$z_1 = x_2 + x_3^2 - x_{1ref} \quad (\text{III.37})$$

b. Deuxième étape :

Soit z_1 l'expression de l'erreur définie par : $z_1 = x_2 + x_3^2 - x_{1 \text{ ref}}$

La fonction de Lyapunov augmentée devient : $v(x_1, z_1) = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}z_1^2$

L'expression de sa dérivée est définie par :

$$\dot{v} = x_1\dot{x}_1 + z_1\dot{z}_1 \quad (\text{III.38})$$

$$\dot{v} = -x_1^2 + z_1(x_1^2 + 2x_3x_2^2 + z_1 - x_1 + (1 + x_1^2)u_1 + 2x_3u_2) \quad (\text{III.39})$$

Pour stabiliser x_1 et z_1 sur l'origine, il faut que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative et donc :

$$(1 + x_1^2)u_1 + 2x_3u_2 = -2z_1 - x_1^2 + x_1 - 2x_3x_2^2 \quad (\text{III.40})$$

$$\Rightarrow \dot{v}(x_1, z_1) = -x_1^2 - z_1^2 \leq 0 \quad \forall (x_1, z_1) \in \mathbb{R}^2 \quad (\text{III.41})$$

Nous avons obtenu une équation à deux inconnues, il faut construire une autre équation pour avoir un système de deux équations à deux inconnues. Nous proposons la stabilisation de x_3 sur l'origine.

c. Troisième étape : stabilisation de x_3 sur l'origine :

On choisit une fonction énergie de Lyapunov augmentée définie par :

$$v(x_1, z_1, x_3) = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}x_3^2 \quad (\text{III.42})$$

L'expression de sa dérivée est définie par :

$$\dot{v} = -x_1^2 - z_1^2 + x_3(x_2^2 + u_2) \quad (\text{III.43})$$

Il faut choisir la commande réelle :

$$u_2 = -x_3 - x_2^2 \quad (\text{III.44})$$

Remplaçant u_2 dans l'équation(IV.10), on obtient :

La commande :

$$\begin{cases} u_1 = -\frac{x_1^2 + x_1 + 2x_2}{1 + x_1^2} \\ u_2 = -x_3 - x_2^2 \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

$$\dot{v} = -x_1^2 - z_1^2 - x_3^2 \leq 0 \quad \forall (x_1, z_1, x_3) \in \mathbb{R}^3 \quad (\text{III.46})$$

Le fait que la fonction énergie globale est négative, nous assure la stabilité du système globale et donc la réalisation de l'objectif de l'asservissement .

III.11 Application de la commande par Backstepping à la MSAP

Dans cette section, nous allons aborder l'application de la commande Backstepping au moteur MSAP. Cette approche est conçue pour maintenir la même structure générale d'une commande vectorielle, comme illustré dans la figure (III.18), tout en garantissant la régulation et la limitation des courants.

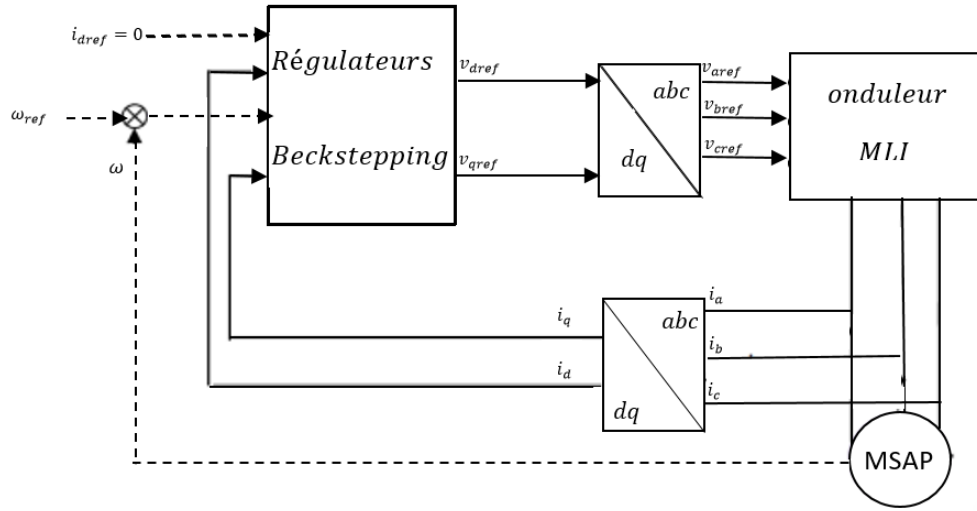


FIGURE III.18 – Structure globale du réglage de la vitesse du MSAP par Backstepping

Le modèle de machine synchrone à aimant permanent peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{p\Omega L_q}{L_d} i_q \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{p\Omega L_d}{L_q} i_d - \frac{p\Omega \varphi_{fv}}{L_q} \\ \frac{3}{2} \left(\frac{p\varphi_f}{J} i_q - \frac{p(L_q - L_d)}{J} i_d i_q \right) - \frac{f}{J} \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.47})$$

La commande par Backstepping vise à rendre le système bouclé en sous-systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui lui confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique.

L'objectif est d'asservir la vitesse en utilisant les expressions de $\frac{di_d}{dt}$ et $\frac{di_q}{dt}$ comme sous-systèmes, et les courants statoriques (i_d, i_q) comme variables intermédiaires.

À partir de ces variables, on calcule les commandes en tension (v_d, v_q) nécessaires pour assurer la commande en vitesse du MSAP ainsi que la stabilité du système global.

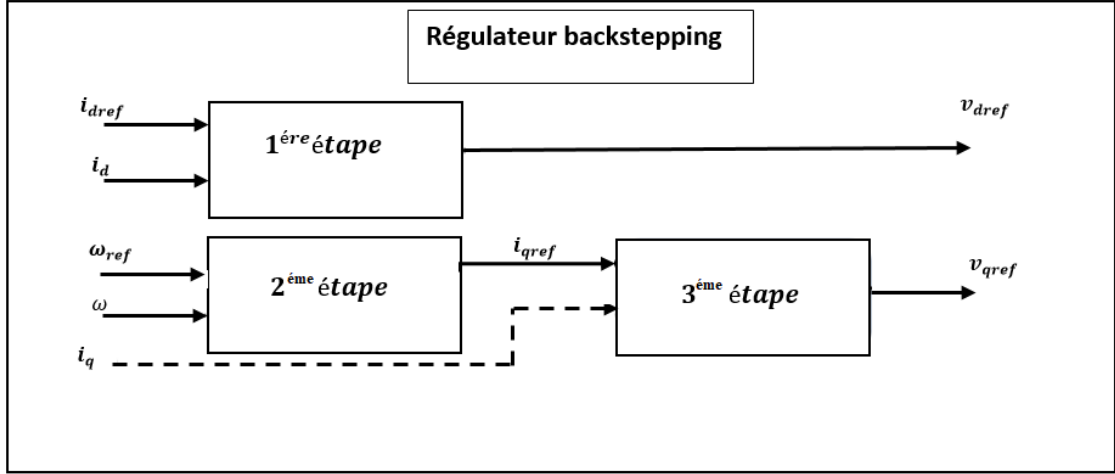


FIGURE III.19 – Structure interne du bloc régulateur Backstepping

a. Première étape : Calcul de la loi de commande v_{dref}

Étant donné que le courant direct est une grandeur de régulation, on définit sa valeur désirée et son erreur de régulation par :

$$i_{dref} = 0 \quad (III.48)$$

$$e_1 = i_{dref} - i_d \quad (III.49)$$

A partir des équations (III.44) et (III.42), les équations dynamiques de l'erreur sont :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{i}_{dref} - \dot{i}_d \\ \dot{e}_1 &= \dot{i}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - p\Omega \frac{L_q}{L_d} i_q - \frac{1}{L_d} v_d \end{aligned} \quad (III.50)$$

Étant donné que l'objectif est que l'erreur e_1 converge vers zéro, et qu'il est également nécessaire de réguler et limiter le courant, nous utilisons la fonction de Lyapunov v_1 qui représente en quelque sorte l'énergie.

$$v_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (III.51)$$

La dérivée de la fonction s'écrit à partir des équations (III.44), (III.38) comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{v}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ \dot{v}_1 &= e_1 \left(\dot{i}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - p\Omega \frac{L_q}{L_d} i_q - \frac{1}{L_d} v_d \right) \end{aligned} \quad (III.52)$$

Afin que la dérivée du critère soit toujours négative, il faut que la dérivée de v_1 prenne la forme $\dot{v}_1 = -k_1 e_1^2$ introduit par la méthode du Backstepping, d'où :

$$\dot{v}_1 = e_1 \left(k_1 e_1 + \frac{R_s}{L_d} i_d - p\Omega \frac{L_q}{L_d} i_q - \frac{1}{L_d} v_d \right) = -k_1 e_1^2 \quad (III.53)$$

Cette équation nous permet de définir la commande en tension v_d du sous système afin d'assurer la stabilité de Lyapunov et de forcer le courant i_d de suivre sa référence $i_{dref} = 0$

On obtient la tension de référence v_{dref} :

$$v_{dref} = L_d \left(k_1 e_1 + \frac{R_s}{L_d} i_d - p\Omega \frac{L_q}{L_d} i_q \right) \quad (\text{III.54})$$

a. Deuxième étape : Calcul de la loi de commande virtuelle i_{qref}

La vitesse de rotation du rotor est la principale grandeur de régulation. On définit sa trajectoire en utilisant la valeur de référence et l'erreur de régulation.

$$\begin{aligned} e_2 &= \Omega_{ref} - \Omega \\ \dot{e}_2 &= \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \\ \dot{e}_2 &= \dot{\Omega}_{ref} - \frac{3}{2} \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + \frac{p\Phi_{fv}}{J} \right) i_q + \frac{f}{J} \Omega + \frac{1}{J} C_r \end{aligned} \quad (\text{III.55})$$

Notre objectif exige que l'erreur e_2 converge vers zéro, ce qui est satisfait en choisissant i_q comme commande virtuelle dans l'équation (III.50).

La fonction de Lyapunov étendue sera définie comme suite :

$$\begin{aligned} v_2 &= v_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \\ v_2 &= \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2] \end{aligned} \quad (\text{III.56})$$

En choisissant v_2 Semi défini négative tel que :

$$\dot{v}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{III.57})$$

On obtient

$$k_2 e_2 + \dot{\Omega}_{ref} - \left(\frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + \frac{p\Phi_f}{J} \right) i_q + \frac{f_v}{J} \Omega + \frac{1}{J} C_r = 0 \quad (\text{III.58})$$

En considérant que $i_{dref} = 0$ ce qui amène à définir la commande i_{qref} nécessaire pour déterminer la tension $i_{dref} = 0$ comme le montre la figure III.10 .

D'où

$$i_{qref} = \left(k_2 e_2 + \frac{f_v}{J} \Omega + \frac{1}{J} C_r + \dot{\Omega}_{ref} \right) \left(\frac{J}{p\Phi_f} \right) \quad (\text{III.59})$$

a. Troisième étape : Calcul de la loi de commande v_{qref}

L'objectif de cette étape est de déterminer la tension de référence globale du système (III.42). Le nouveau but de la régulation est de maintenir le courant considéré comme une commande virtuelle de cette étape. On définit alors une nouvelle erreur de régulation comme suit :

$$e_3 = i_{qref} - i_q \quad (\text{III.60})$$

Ainsi, les équations dynamiques de l'erreur d'après le système (III.42) sont :

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= \dot{i}_{qref} - \dot{i}_q \\ \dot{e}_3 &= \dot{i}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} i_q + p\Omega \frac{L_d}{L_q} i_d + p\Omega \frac{\Phi_f}{L_q} - \frac{1}{L_q} v_q \end{aligned} \quad (III.61)$$

Étant donné que l'objectif implique que l'erreur converge vers zéro et que le courant doit être régulé et limité, nous utilisons l'extension de la fonction de Lyapunov suivante :

$$v_3 = v_1 + v_2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (III.62)$$

$$v_3 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2 + e_3^2] \quad (III.63)$$

La dérivée de la fonction s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{v}_3 &= \dot{v}_1 + \dot{v}_2 + e_3 \dot{e}_3 \\ \dot{v}_3 &= \dot{v}_1 + \dot{v}_2 + e_3 \left[\dot{i}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} i_q + p\Omega \frac{L_d}{L_q} i_d + p\Omega \frac{\Phi_f}{L_q} - \frac{1}{L_q} v_q \right] \end{aligned} \quad (III.64)$$

En choisissant \dot{v}_3 Semi défini négative tel que :

$$\dot{v}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \leq 0 \quad (III.65)$$

On obtient

$$\begin{aligned} 0 &= k_3 e_3 + \frac{J}{p\Phi_f} \left[\left(k_2 - \frac{f_v}{J} \right) \left(\frac{-p\Phi_f}{J} i_q + \frac{f_v}{J} \Omega + \frac{1}{J} C_r \right) + k_2 \dot{\Omega}_{ref} + \ddot{\Omega}_{ref} \right] \\ &+ \frac{R_s}{L_q} i_q + p\Omega \frac{L_d}{L_q} i_d + p\Omega \frac{\Phi_f}{L_q} - \frac{1}{L_q} v_q \end{aligned} \quad (III.66)$$

On en déduit la loi de commande finale v_{qref} :

$$\begin{aligned} v_{qref} &= L_q \left[k_3 e_3 + \frac{J}{p\Phi_f} \left[\left(k_2 - \frac{f_v}{J} \right) \left(\frac{-p\Phi_f}{J} i_q + \frac{f_v}{J} \Omega + \frac{1}{J} C_r \right) + k_2 \dot{\Omega}_{ref} + \ddot{\Omega}_{ref} \right] \right. \\ &+ \left. \frac{R_s}{L_q} i_q + p\Omega \frac{L_d}{L_q} i_d + p\Omega \frac{\Phi_f}{L_q} \right] \end{aligned} \quad (III.67)$$

Dans cette section, nous avons défini, à l'aide de la commande par Backstepping, les variables de référence v_{dref} et v_{qref} nécessaires pour contrôler la vitesse du MSAP, tout en garantissant la stabilité des sous-systèmes en cascade afin d'assurer la stabilité asymptotique du système global.

III.12 Résultats de simulation utilisant la commande Backstepping

La commande adoptée est basée sur la méthode de backstepping appliquée à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Cette méthode est testée par simulation numérique en utilisant les valeurs suivantes pour les gains du régulateur : $K_\Omega = 1000$; $K_d = 1000$; $K_q = 100$.

La courbe de vitesse de la MSAP, illustrée dans la figure III.20, montre une bonne réponse, caractérisée par un temps de réponse rapide. Le courant i_d est maintenu à zéro, permettant au couple électromagnétique d'être proportionnel au courant i_q , comme le montrent les figures III.22 III.23 et III.24. Nous remarquons un léger pic dans la réponse du couple au démarrage de la MSAP. Ce couple atteint un régime permanent, illustrant l'efficacité de la commande par backstepping pour stabiliser le fonctionnement de la MSAP.

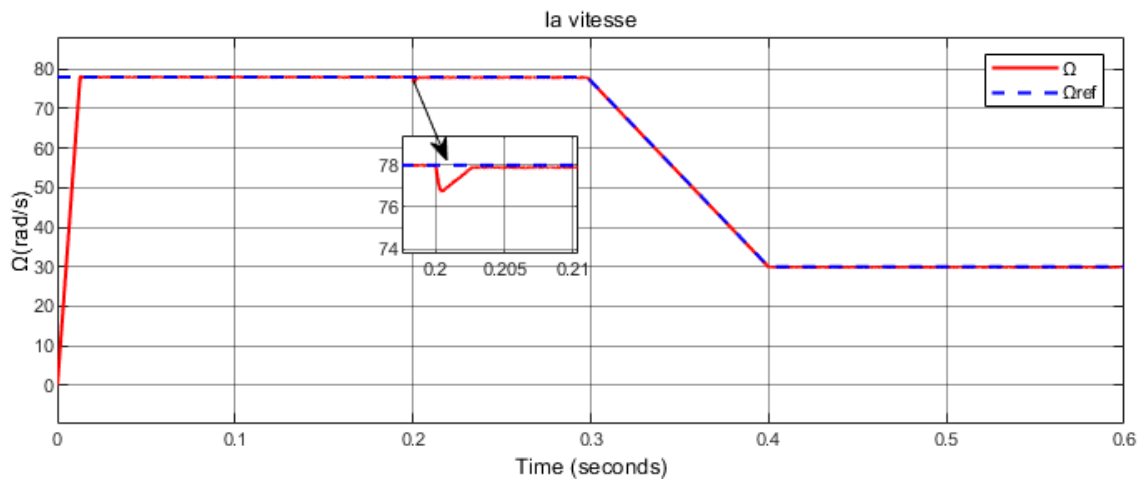


FIGURE III.20 – Vitesse de MSAP

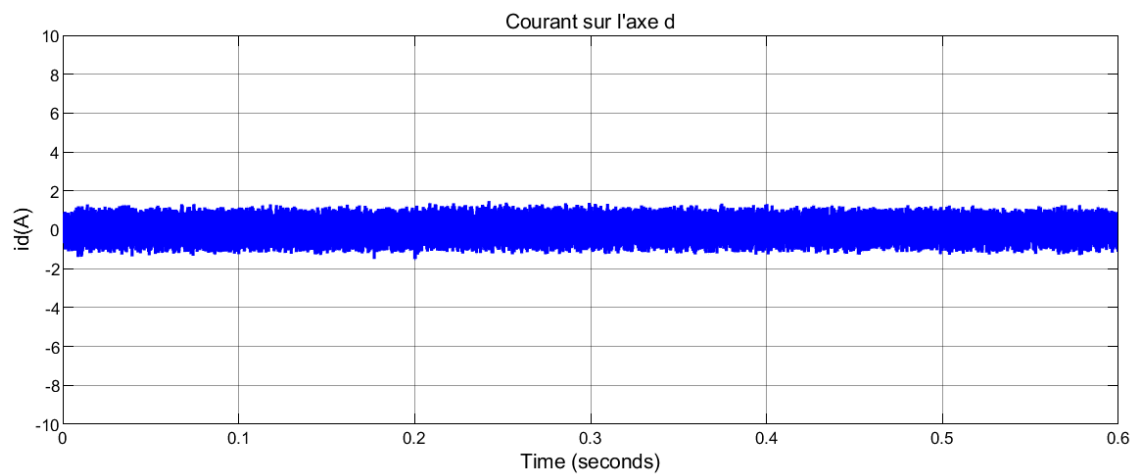


FIGURE III.21 – Représentation des allures du courant direct

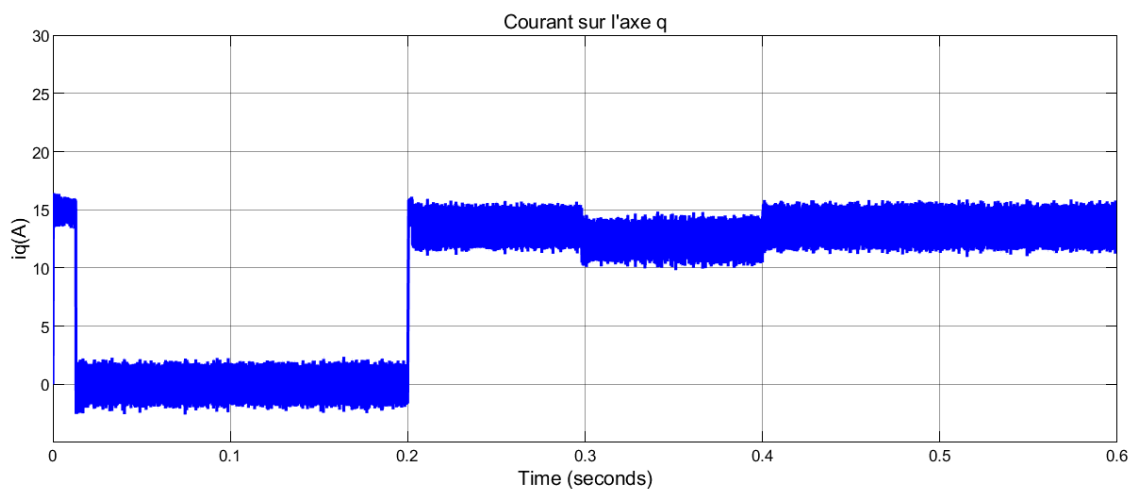


FIGURE III.22 – Représentation des allures du courant en quadrature

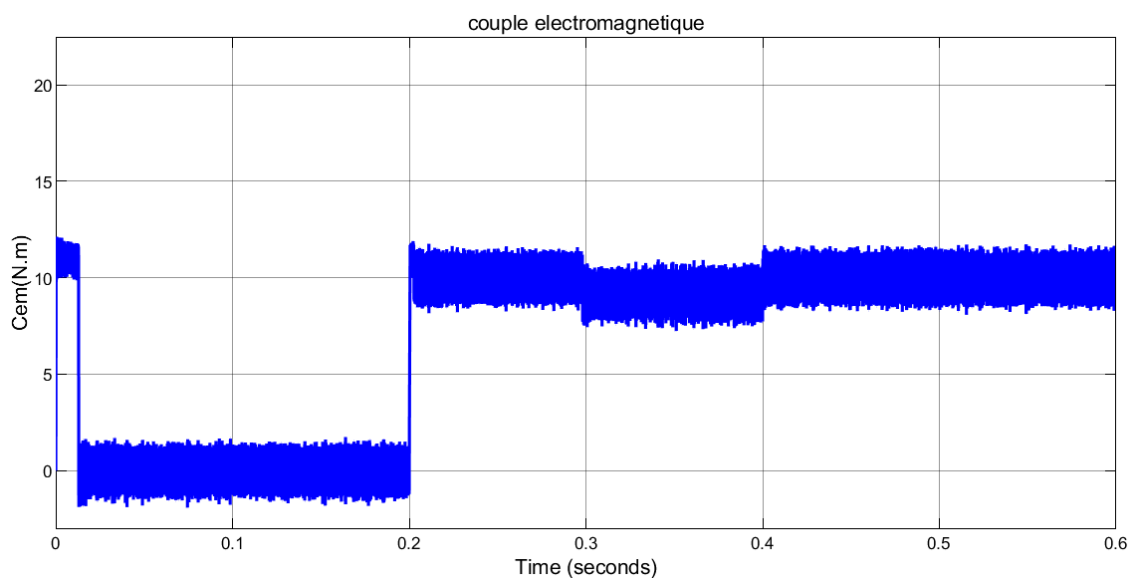


FIGURE III.23 – Représentation des allures du couple électromagnétique

III.12.1 Test de robustesse

A fin de tester la robustesse vis à vis des variations paramétrique, on présente les résultats de simulation du comportement dynamique pour les cas suivants :

- Variation de la résistance R jusqu'à +50%.
- Variation d'inductance statorique (L_d, L_q) jusqu'à -50%.

Les résultats obtenus indiquent que les réponses du système, en particulier la vitesse de la MSAP (figure III.24), le courant direct (figure III.25), le courant en quadrature (figure III.26) et le couple (figure III.27), ne sont pas affectées par les variations des paramètres du système.

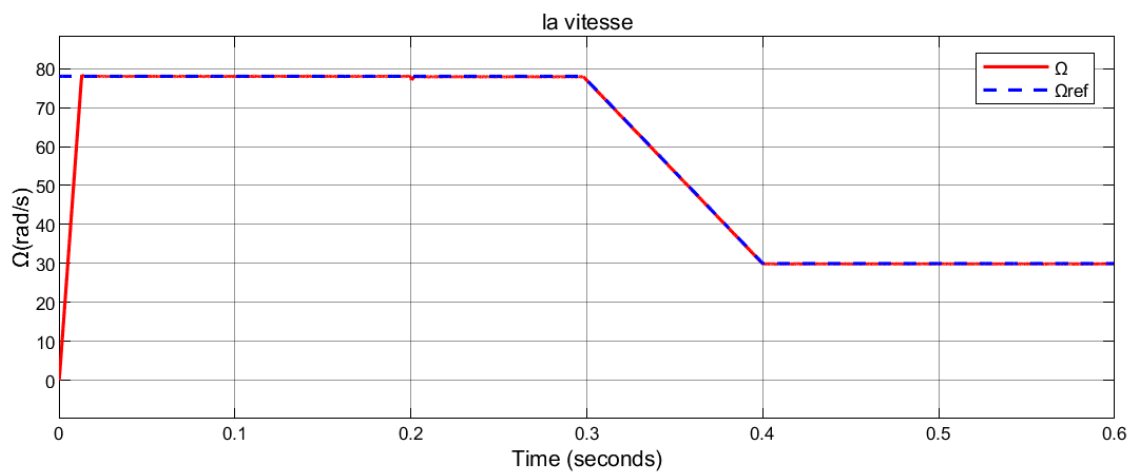


FIGURE III.24 – Vitesse de MSAP

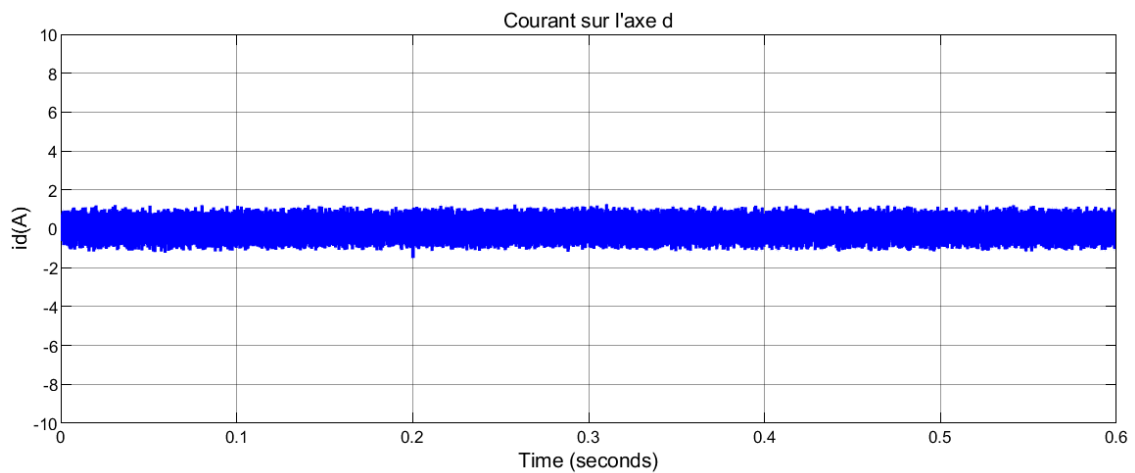


FIGURE III.25 – Représentation des allures du courant direct

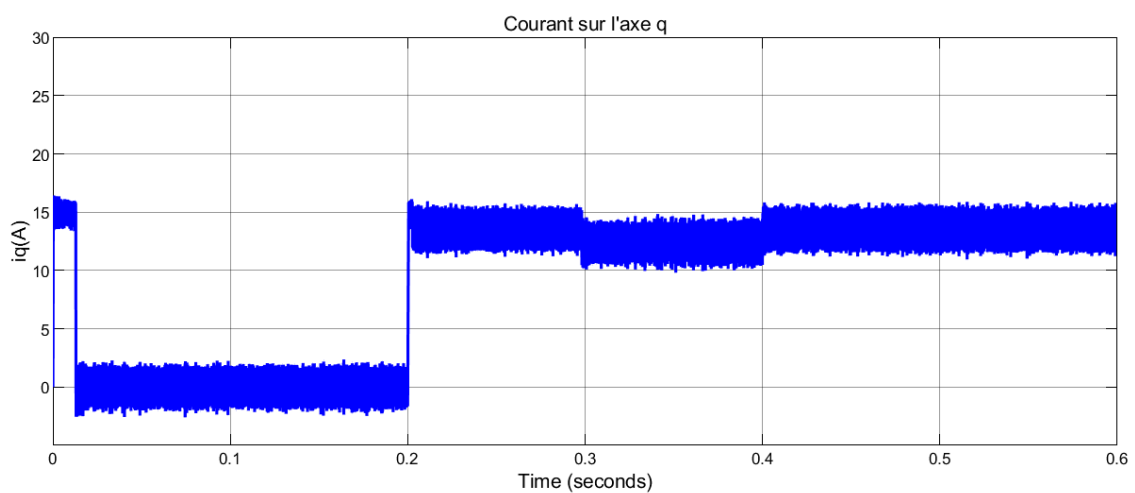


FIGURE III.26 – Représentation des allures du courant en quadrature

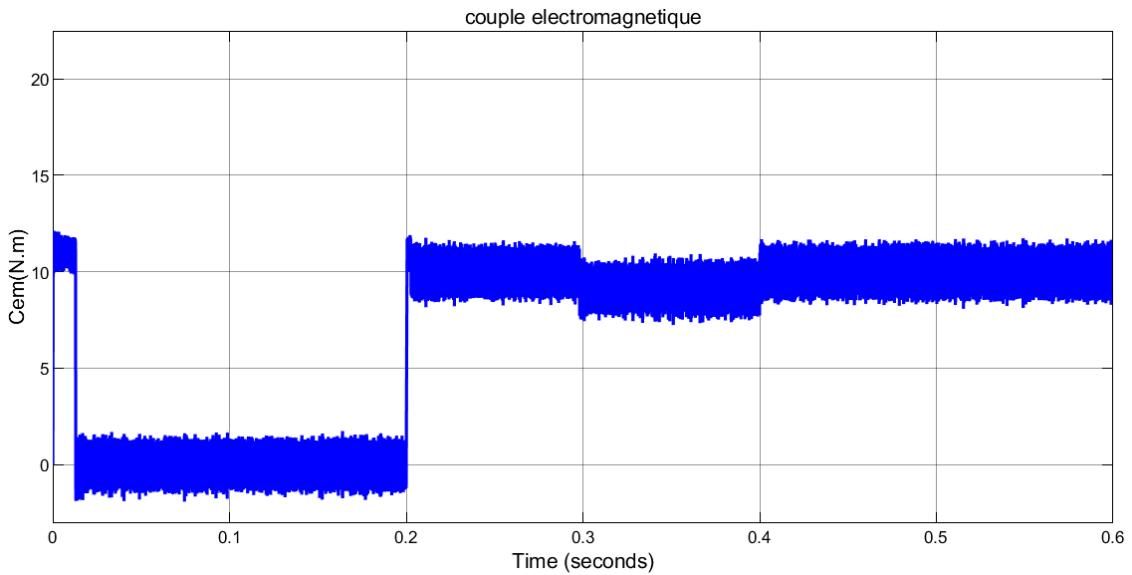


FIGURE III.27 – Représentation des allures du couple électromagnétique

III.13 Etude comparatif entre la commande par regulateur PI et Backstepping

— **Commande PI :**

Cette technique de commande utilise des régulateurs proportionnels-intégraux (PI) et nécessite une connaissance précise des paramètres du système pour déterminer les gains du régulateur. Les gains proportionnels et intégraux sont essentiels pour assurer une réponse optimale du système, et leur détermination est basée sur la détermination de la fonction de transfert du système.

— **Commande par Backstepping :**

Cette technique, basée sur les lois de Lyapunov, permet de contrôler même les systèmes non linéaires. Le contrôle par backstepping ne nécessite pas une connaissance précise des paramètres du système, ce qui permet d'améliorer les performances du contrôle en présence de perturbations et d'incertitudes dans les variables du système.

Il est à noter que les grandeurs mécaniques et électriques pour les deux commandes sont presque similaires, mais nous observons une différence dans la vitesse de réponse lorsque la charge est appliquée. Ainsi, nous pouvons affirmer que si nous appliquons les mêmes conditions à notre système, nous constatons que la commande par Backstepping donne de meilleurs résultats que la commande (PI). Les résultats de simulation montrent l'efficacité de cette commande, en particulier face aux changements brusques du vent, où l'on observe un bon suivi, une grande robustesse et une souplesse appréciable.

Nous pouvons conclure directement que parmi les commandes testées, la commande par Backstepping est plus robuste et la meilleure pour assurer le découplage entre le flux et le couple de la génératrice, ainsi que pour une bonne adaptation des paramètres qui varient dans le temps de fonctionnement.

III.14 Modélisation du convertisseur coté réseau

Le système étudié qui est présenté par la Fig(III.28) comprend :

- Turbine éolienne connectée à une machine synchrone à aimant permanent (MSAP) de 800W avec multiplicateur de vitesse
- Convertisseur statique du côté de la génératrice jouant le rôle de redresseur (CCM).
- Bus continue
- Convertisseur statique du côté réseau jouant le rôle d'onduleur (CCR).
- Filtre RL.
- Transformateur électrique.
- Réseau dans lequel est injectée l'énergie produite.

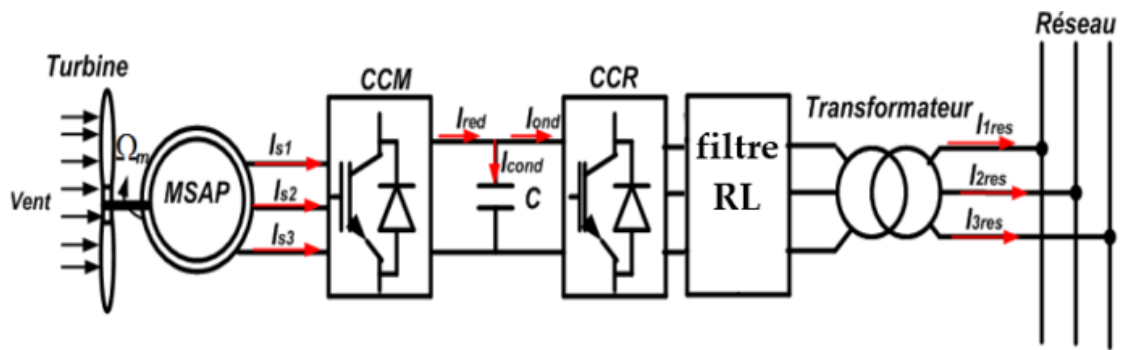


FIGURE III.28 – Système de production d'énergie éolienne

III.14.1 Modèle du bus continu

La partie continue du convertisseur est la liaison entre le CCM et le CCR. Grâce à l'énergie stockée dans un condensateur (ou une combinaison de plusieurs condensateurs), elle tente de maintenir une tension constante à ses bornes, dont il est obtenu à partir de l'intégration du courant circulant dans le condensateur [7] :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}i_c \quad (\text{III.68})$$

Le courant dans le condensateur est issu d'un nœud à partir duquel circulent deux courants modulés par le CCM et le CCR :

$$i_c = i_{CCM} - i_{CCR} \quad (\text{III.69})$$

III.14.2 Modèle du filtre RL connecté au réseau électrique

Le modèle du filtre RL peut être facilement obtenu à partir de la Figure (III.28) comme suit :

$$\begin{cases} \nu_{af}(t) = -R_f i_{af}(t) - L_f \frac{di_{af}(t)}{dt} + \nu_{ares}(t) \\ \nu_{bf}(t) = -R_f i_{bf}(t) - L_f \frac{di_{bf}(t)}{dt} + \nu_{bres}(t) \\ \nu_{cf}(t) = -R_f i_{cf}(t) - L_f \frac{di_{cf}(t)}{dt} + \nu_{cres}(t) \end{cases} \quad (\text{III.70})$$

Il est possible de représenter ces équations électriques dans le repère $\alpha\beta$ comme suit :

$$\begin{cases} \nu_{af} = -R_f i_{af} - L_f \frac{di_{af}}{dt} + \nu_{ares} \\ \nu_{\beta f} = -R_f i_{\beta f} - L_f \frac{di_{\beta f}}{dt} + \nu_{\beta res} \end{cases} \quad (\text{III.71})$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park sur les expressions $\alpha\beta$ nous obtenons le modèle dq :

$$\begin{cases} \nu_{df} = -R_f i_{df} - L_f \frac{di_{df}}{dt} + \omega_{res} L_f i_{qf} + \nu_{dres} \\ \nu_{qf} = -R_f i_{qf} - L_f \frac{di_{qf}}{dt} - \omega_{res} L_f i_{df} + \nu_{qres} \end{cases} \quad (\text{III.72})$$

Et les puissances active et réactive totales échangées avec le réseau sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} P_f = \frac{3}{2} (\nu_{dres} i_{df} + \nu_{qres} i_{qf}) \\ Q_f = \frac{3}{2} (\nu_{qres} i_{df} - \nu_{dres} i_{qf}) \end{cases} \quad (\text{III.73})$$

III.14.3 Commande de synchronisation

Le contrôle vectoriel nécessite la détermination de l'angle de transformation de Park, pour lequel la technique PLL est utilisée. Dans le cas d'un système équilibré, la tension du système triphasé s'exprime comme suit :

$$\begin{bmatrix} \nu_{ares}(t) \\ \nu_{bres}(t) \\ \nu_{cres}(t) \end{bmatrix} = \sqrt{2} V_{eff} \begin{bmatrix} \sin(\omega_{res} t) \\ \sin\left(\omega_{res} t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\omega_{res} t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.74})$$

Après l'utilisation de la transformation de Park, nous obtenons alors la tension ν_{dres} dans l'axe d comme suite :

$$\nu_{dres} = \sqrt{3} V_{eff} \sin(\theta_{res} - \hat{\theta}_{res}) \quad (\text{III.75})$$

En supposant que $(\theta_{res} - \hat{\theta}_{res})$ est petit, nous obtenons alors l'expression suivante :

$$v_{dres} = \sqrt{3}V_{eff}(\theta_{res} - \hat{\theta}_{res}) \quad (\text{III.76})$$

Si l'erreur entre l'angle du réseau θ_{res} et la sortie de la PLL $\hat{\theta}_{res}$ est égale à zéro, Alors $v_{dres} = 0$, cela offre la possibilité immédiate de se verrouiller sur la tension du réseau par la régulation de v_{dres} à zéro. Sachant que la position angulaire s'exprime comme suit :

$$\hat{\theta}_{res} = \int \hat{\omega}_{res} dt \quad (\text{III.77})$$

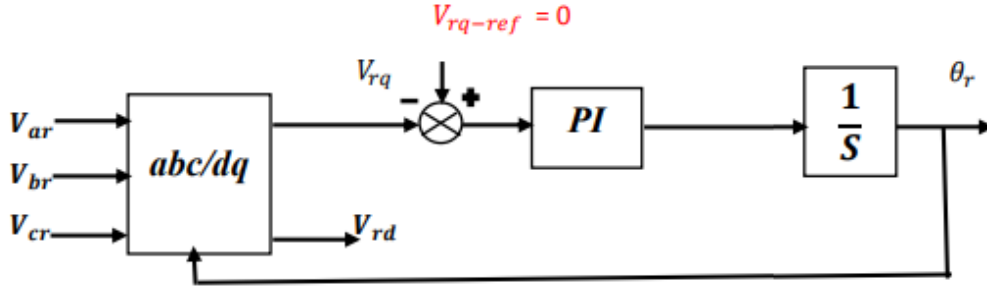


FIGURE III.29 – Diagramme de la commande PLL.

III.14.4 Commande du convertisseur coté réseau

Comme il est mentionné dans la section précédente, il est indispensable de charger le bus continu avant de mettre en marche la GSAP, par le convertisseur coté réseau qui permet aussi de fournir un support de puissance réactive au réseau si nécessaire. Pour contrôler le CCR, nous avons appliqué la commande vectorielle sur le modèle de l'ensemble (filtre RL et bus continu) Il est supposé que le référentiel tournant dq est orienté avec la tension du réseau en alignant l'axe q avec la tension du réseau, c'est à dire, choisir l'angle de Park pour avoir les tensions du réseau suivant :

$$\begin{cases} v_{dres} = 0 \\ v_{qres} = V_s \end{cases} \quad (\text{III.78})$$

Par conséquent, les équations de la puissance active et réactive du filtre seront modifiées comme suit :

$$\begin{cases} P_f = \frac{3}{2}V_s i_{qf} \\ Q_f = \frac{3}{2}V_s i_{df} \end{cases} \quad (\text{III.79})$$

Nous observons que la puissance active P_f dépend de la composante dans l'axe q du courant du filtre i_{qf} tandis que la puissance réactive Q_f est proportionnelle à la composante dans l'axe d du courant du filtre i_{df} . Par conséquent, le courant dans l'axe q i_{qf} peut être utilisé pour contrôler la puissance active P_f et le courant dans l'axe d i_{df} est utilisé pour contrôler la puissance réactive Q_f .

En outre, après avoir appliqué la commande vectorielle, le modèle du filtre dynamique sera simplifié comme suit :

$$\begin{cases} v_{df} = -R_f i_{df} - L_f \frac{di_{df}}{dt} + \omega_{res} L_f i_{qf} \\ v_{qf} = -R_f i_{qf} - L_f \frac{di_{qf}}{dt} - \omega_{res} L_f i_{df} + V_s \end{cases} \quad (\text{III.80})$$

Par conséquent, le courant i_{qf} et le courant i_{df} peuvent être commandés par la tension du convertisseur v_{qf} et v_{df} , respectivement. En d'autres termes, la puissance active et la puissance

réactive du CCR peuvent être contrôlées par la tension du convertisseur v_{df} et v_{qf} , respectivement.

Si nous négligeons les pertes du convertisseur, nous pouvons déduire la relation entre les puissances échangées comme suit :

$$\begin{cases} P_c = P_{CCR} - P_{CCM} \\ P_c = V_{dc} I_c \\ P_{CCM} = V_{dc} I_{CCM} \approx P_r = P_s \\ P_{CCR} = V_{dc} I_{CCR} \approx P_f = \frac{3}{2} V_s i_{qf} \end{cases} \quad (\text{III.81})$$

Ainsi le courant i_{qf} peut être calculé par l'expression suivante :

$$i_{qf} = \frac{2}{3V_s} (I_c V_{dc} + P_s) \quad (\text{III.82})$$

Et la tension du bus continu est alors régulée par une boucle externe (par rapport à la boucle interne de régulation du courant), ce qui permet de maintenir une tension constante sur le bus continu. La Figure(III.30) illustre le diagramme de la commande en cascade du GSC.

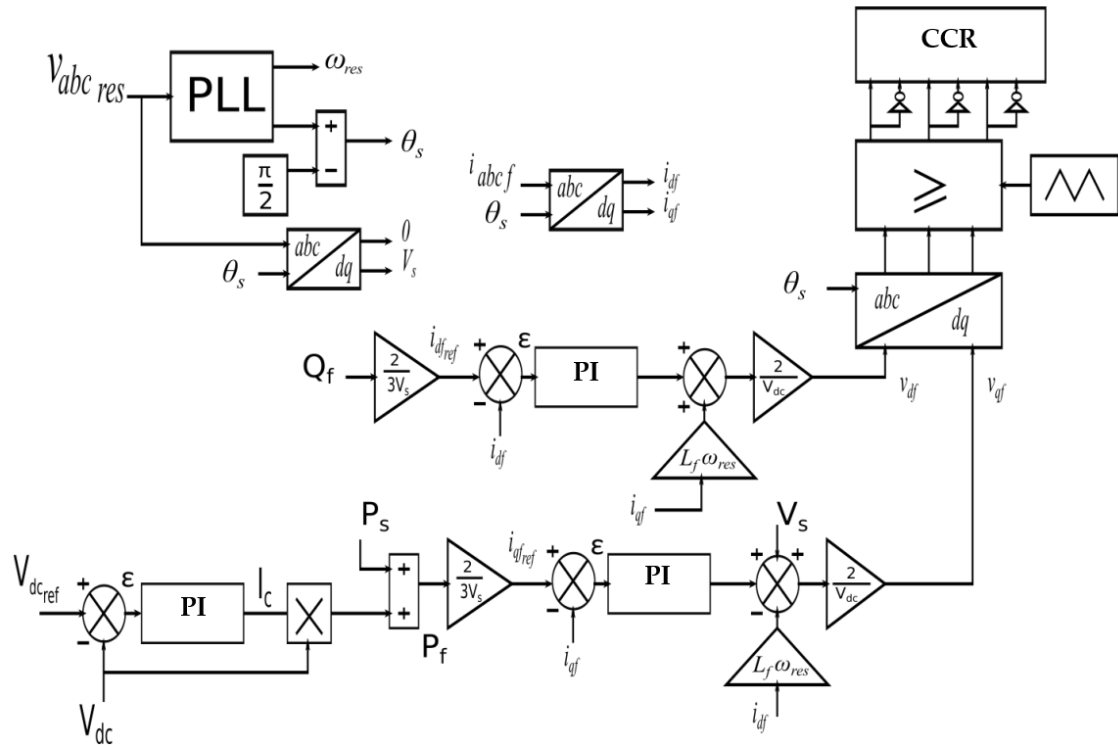


FIGURE III.30 – Diagramme de la commande en cascade de GSC

III.15 Conclusion

Ce chapitre a approfondi les composants et techniques de commande des systèmes d'entraînement basés sur des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP). La modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux et l'utilisation de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) sont essentielles pour obtenir une conversion efficace et une alimentation en tension alternative de haute qualité. La commande vectorielle à orientation du flux permet un contrôle indépendant et précis du couple et du flux du moteur. Par ailleurs, la commande par Backstepping, en utilisant des fonctions de Lyapunov, garantit une stabilité et une robustesse accrues. Les simulations ont démontré que bien que chaque méthode ait ses propres avantages, la commande par Backstepping offre généralement une performance supérieure en termes de régulation et de robustesse, malgré une complexité de mise en œuvre plus élevée. Ainsi, la maîtrise de ces techniques de commande avancées est cruciale pour optimiser l'efficacité, la précision et la fiabilité des systèmes d'entraînement et nous avons appris à la commande de convertisseur côté réseau et modélisé les différents éléments.

Chapitre IV

Conversion de l'énergie éolienne dans un système aérogénérateur

IV.1 Introduction

Les énergies renouvelables désignent un ensemble de moyens qui produit de l'énergie à partir de sources ou de ressources théoriquement illimitées, disponibles sans limite de temps ou reconstituables plus rapidement qu'elles ne sont consommées (hydraulique, solaire, éolienne, géothermique,..).

Dans ce chapitre, on s'intéresse essentiellement aux différents types d'éoliennes avec leurs constitutions et leurs principes de fonctionnement et la Conversion de l'énergie , ainsi la Modélisation du système éolien.

Lorsque les éoliennes sont exposées à des vents forts, il est essentiel qu'elles soient construites pour résister à ces conditions potentiellement dommageables. Du point de vue économique et de l'optimisation des coûts, une stratégie est mise en œuvre pour contrôler la puissance de l'éolienne et éviter toute détérioration due aux vents violents. Cette stratégie, connue sous le nom de "Pitch controle", implique le réglage de l'angle des pales pour réduire la vitesse de rotation de l'éolienne, limitant ainsi sa puissance et préservant son intégrité.

Le système de contrôle "Pitch controle " ajuste l'angle de calage des pales, ce qui entraîne une diminution du coefficient de puissance. Il vise à maintenir la puissance de l'éolienne à sa valeur nominale lorsque la vitesse du vent dépasse sa valeur nominale, réduisant ainsi l'exposition de l'éolienne aux vents violents et assurant une production d'énergie électrique constante et optimale.

Et à la fin du chapitre se propose d'expliquer l'objectif de la régulation de l'angle de calage par le contrôle Pitch, de décrire succinctement l'impact du vent sur les pales, de présenter la procédure de contrôle de l'angle de calage, et enfin de simuler le système à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink afin d'évaluer ses performances.

IV.2 Définition de l'énergie éolienne

Un aérogénérateur, plus communément appelé éolienne, est un dispositif qui transforme une partie de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique disponible sur un arbre de transmission puis en énergie électrique par l'intermédiaire d'un générateur (figure IV.1).

L'énergie éolienne est une énergie "renouvelable" non dégradée, géographiquement diffusée, de plus, c'est une énergie qui ne produit aucun rejet atmosphérique ni déchets radioactifs[24].

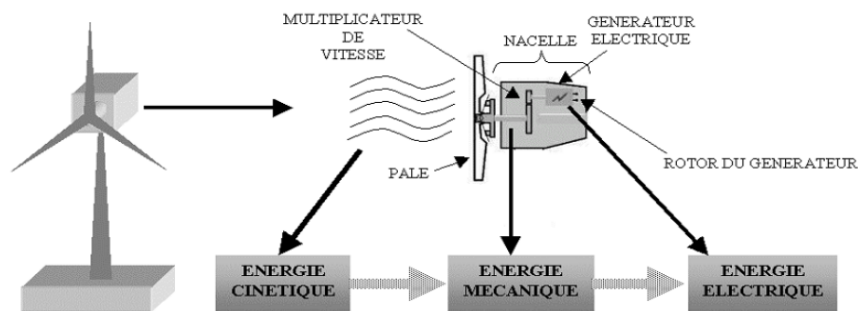


FIGURE IV.1 – Conversion de l'énergie cinétique du vent

IV.3 Etat de l'art et situation de l'éolien dans le monde actuel

IV.3.1 Historique

Depuis l'Antiquité, les moulins à vent ont été utilisés pour convertir l'énergie éolienne en énergie mécanique, principalement pour moudre du grain voir (Figure IV.2). Même aujourd'hui, on trouve encore des éoliennes associées à des pompes à eau, souvent utilisées pour l'irrigation de zones sèches, le drainage de zones humides ou l'approvisionnement en eau du bétail. L'avènement de l'électricité a permis à "Poul La Cour", en 1891, de concevoir une turbine éolienne associée à une génératrice. Ainsi, l'énergie éolienne a été "redécouverte" et a de nouveau été exploitée, comme cela a été le cas dans les années 1940 au Danemark, avec la mise en service de 1300 éoliennes. Au début du siècle dernier, les éoliennes ont connu une expansion massive avec la fabrication de 6 millions d'unités aux États-Unis, où elles constituaient le seul moyen d'obtenir de l'électricité dans les zones rurales isolées[6].



FIGURE IV.2 – Photo de moulins à vent

IV.3.2 Statistique mondiale

La récupération de l'énergie éolienne pour la production d'électricité, introduite pour la première fois en 1970, a gagné en popularité à mesure que le monde s'oriente vers une énergie renouvelable neutre en carbone. L'énergie éolienne joue un rôle important pour surmonter les défis associés à l'épuisement des combustibles fossiles et aux préoccupations environnementales qu'elle crée, ainsi que pour répondre à la demande énergétique toujours croissante en raison de la croissance démographique, de la croissance économique, de l'urbanisation, des changements de mode de vie et du développement technologique. Il est abondant, largement distribué et respectueux de l'environnement. la majorité des opportunités de captage de l'énergie éolienne se trouvent à terre. Cependant, la capacité éolienne offshore connaît une croissance significative, en particulier en Europe, où la capacité des éoliennes augmente à un taux constant de 16 % depuis 2016. Le choix de l'emplacement des éoliennes dépend de la ressource éolienne localisée, qui devrait être suffisante pour générer l'énergie éolienne estimée pouvoir Par exemple, des terres étendues à haute altitude

ou en bord de mer sont idéales pour la récolte d'énergie éolienne terrestre. Le marché de l'énergie éolienne, résilient et compétitif en termes de coûts, a quadruplé au cours de la dernière décennie. Selon le rapport sur l'énergie éolienne du Global Wind Energy Council (GWEC) en 2021, la capacité d'énergie éolienne nouvellement ajoutée a dépassé 93 GW (86,9 GW sur terre et 6,1 GW en mer), soit une augmentation de 53 % d'une année sur l'autre par rapport à 2019 et il totalise la capacité éolienne cumulée mondiale à 743 GW. Les statistiques mondiales sur la capacité éolienne en 2021, rapportées par le GWEC, sont présentées dans la (figure IV.3). L'énergie éolienne, perçue comme une source d'énergie socio-économiquement et écologiquement viable, devrait contribuer à 22 % de l'énergie électrique mondiale d'ici 2030[30].

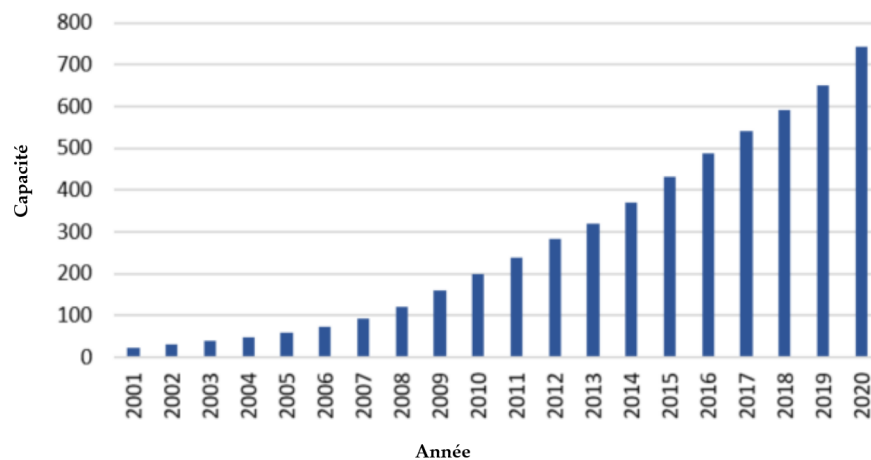


FIGURE IV.3 – Capacité éolienne mondiale cumulée

IV.3.3 Constitution d'une éolienne

Les éoliennes se composent généralement de trois éléments principaux :

- **Mât** : En général, il est préférable qu'un tube en acier ou éventuellement un treillis métallique soit aussi haut que possible pour éviter les perturbations près du sol. Néanmoins, il est essentiel de limiter le poids malgré le coût important des matériaux utilisés[17].
- **Nacelle** : Située en haut de la tour et qui comporte toute l'installation de production d'électricité, Les systèmes de frein et d'orientation ainsi que les équipements automatisés pour contrôler l'ensemble des fonctions de l'éolienne incluent le multiplicateur et le générateur. Tous ces éléments sont attachés à une structure en acier ou en fonte, qui est la nacelle[6].
- **Rotor** : Les pales sont assemblées dans leur moyeu pour former. Les éoliennes destinées à la production d'électricité ont généralement entre 1 et 3 pales (rotor tripale). Les pales sont principalement caractérisées par leur géométrie, qui détermine les performances aérodynamiques, ainsi que par les matériaux dont elles sont constituées ; actuellement, on utilise largement des matériaux composites tels que la fibre de verre et plus récemment la fibre de carbone en raison de leur combinaison[17].

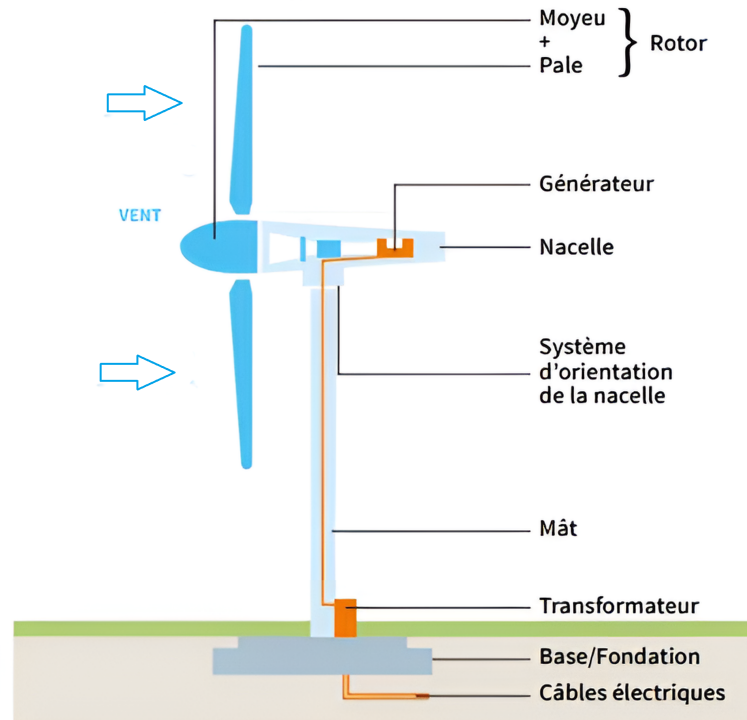


FIGURE IV.4 – Eléments constituant une éolienne à axe horizontal

IV.4 Principe de fonctionnement d'une éolienne

Les éolienne permettent de convertir l'énergie du vent en énergie électrique .cette conversion se fait en deux étape[?] :

- Au niveau de la turbine, qui reçoit l'énergie cinétique du vent disponible pour la convertir en énergie mécanique ;
- Au niveau de la génératrice, qui reçoit l'énergie mécanique et la convertit énergie électrique qui transmise ensuite sur le réseau électrique.

IV.5 Avantages et inconvénients

La croissance de l'énergie éolienne est évidemment liée à leurs avantages. Parmi les avantages et les inconvénients de l'exploitation de l'énergie éolienne on peut énumérer ce qui suit [32] :

IV.5.1 Avantages

- L'énergie éolienne respecte l'environnement et n'a pas d'impact néfaste, de plus elle est propre, écologique et économique. Elle aide efficacement à réduire les émissions de CO₂.
- La puissance du vent est utilisée dans le fonctionnement de l'énergie éolienne, qui ne requiert aucun carburant et constitue une forme d'énergie renouvelable.

- L'énergie éolienne est une source d'énergie propre, gratuite et inépuisable qui ne génère aucune pollution. Aucune substance dangereuse n'est rejetée dans l'environnement par elle et aucun déchet n'est engendré.
- L'énergie éolienne est abondante dont toutes les générations futures en bénéficier.
- L'énergie éolienne ne crée pas de gaz à effet de serre (sans dégrader la qualité de l'air), ne produit pas de déchets toxiques ou radioactifs, ne pollue pas les eaux (pas de rejet dans le milieu aquatique, pas de pollution thermique) et ne pollue pas les sols.
- Contrairement aux autres installations, les systèmes électriques basés sur l'énergie éolienne peuvent être facilement arrêtés en cas d'urgence.
- Il est très facile d'installer des parcs éoliens sur des terres agricoles et ils se démontent sans laisser de trace.
- Les pays en développement trouvent cette énergie intéressante car elle se développe et s'intègre facilement dans un système électrique existant.

IV.5.2 Inconvénients

- L'énergie éolienne est une énergie dépendante de mouvement des masses d'air donc elle est irrégulière (intermittente).
- L'éolienne a des effets sur le paysage (au niveau de l'esthétique).
- L'éolienne nécessite un entretien régulier et très coûteux, surtout si elle est en pleine mer.
- La pollution visuelle et sonore, l'éolienne produit de bruit à 500 mètres de distance et le volume sonore d'environ 35 décibels.
- Les éoliennes peuvent construire des obstacles mortels face à la migration des oiseaux.
- La perturbation des ondes électromagnétiques (télévision, radio, portable) sont des obstacles à l'installation chez les particuliers et cela oblige l'installation des éoliennes loin des habitations.

IV.6 Différents types d'éoliennes et leur utilisation

Les éoliennes sont classées en fonction de la disposition géométrique de l'arbre sur lequel est montée l'hélice. Il existe deux types d'éoliennes :

- Eoliennes à axe vertical.
- Eoliennes à axe horizontal.

IV.6.1 Eoliennes à axe vertical

Les éoliennes à axe vertical ont été les premières structures développées pour produire de l'électricité et s'opposent aux éoliennes à axe horizontal. Leur avantage est que le contrôleur et le générateur sont situés au sol pour une utilisation facile.

Il y a trois structures au total [23] :

- Savonius

- Darrieus
- rotor de Musgrove prennent une forme [H]

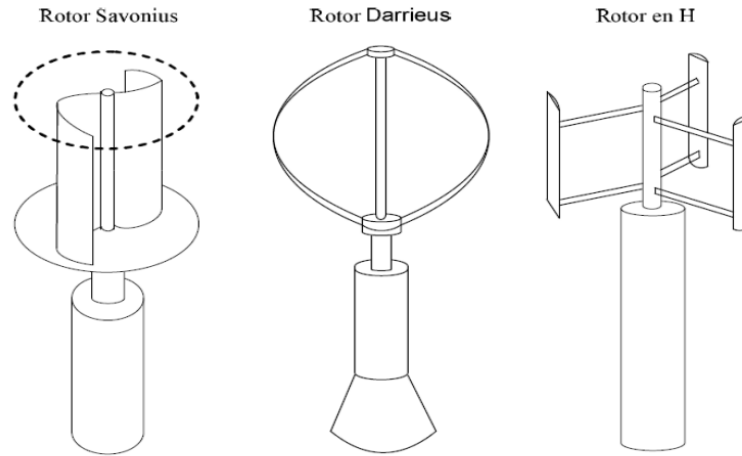


FIGURE IV.5 – Eolienne à axe vertical

IV.6.2 Eoliennes à axe horizontal

Les turbines de vent horizontales peuvent être construites avec deux ou trois pales. La technologie largement dominante aujourd'hui c'est la turbine tripale à axe horizontal, parfois bipale et à rotor face au vent. La turbine peut se trouver à l'avant de la nacelle ou à l'arrière (voir la figure IV.6) :

- au vent (Upwind)
- sous le vent (Downwind)

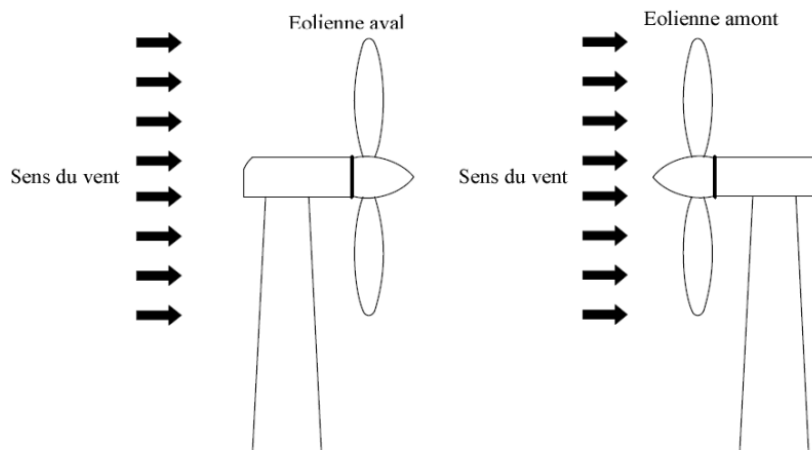


FIGURE IV.6 – Capteurs à axe horizontal

IV.7 Conversion de l'énergie éolienne

IV.7.1 Conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique

La turbine éolienne est un dispositif qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. L'énergie cinétique d'une colonne d'air de longueur dx , de section S , de masse volumique ρ , animée d'une vitesse v , (figure IV.7) s'écrit :

$$dE_C = \frac{1}{2} \rho S dx v^2 \quad (\text{IV.1})$$

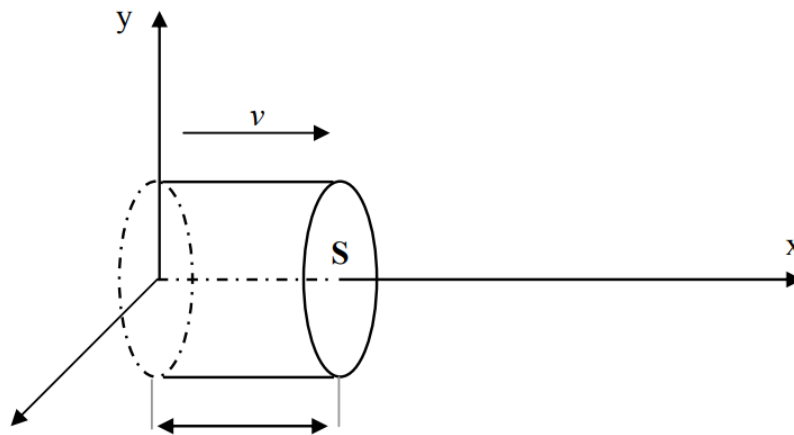


FIGURE IV.7 – Colonne d'air animée d'une vitesse v

La puissance P_m extraite du volume d'air en mouvement est la dérivée de l'énergie cinétique par rapport au temps.

En supposant $dx = v dt$, on déduit l'expression de P_m :

$$P_m = \frac{dE_c}{dt} = \frac{1}{2} \rho S_0 V^3 \quad (\text{IV.2})$$

— ρ : masse volumique de l'air (en Kg/m³).

— E_c :Energie cinétique en joules.

IV.7.2 Puissance récupérable par une turbine(Loi de Betz)

La loi de Betz détermine qu'une éolienne ne pourra jamais convertir en énergie mécanique plus de 16/27 (ou 59%) de l'énergie cinétique contenue dans le vent. Ce fut l'Allemand Albert Betz qui, en 1929, formula la loi de Betz pour la première fois . Considérons le système de la (figure IV.8) qui représente un tube de courant autour d'une éolienne à axe horizontal. V_1 représente la vitesse du vent en amont de l'aérogénérateur et la vitesse V_2 en aval.

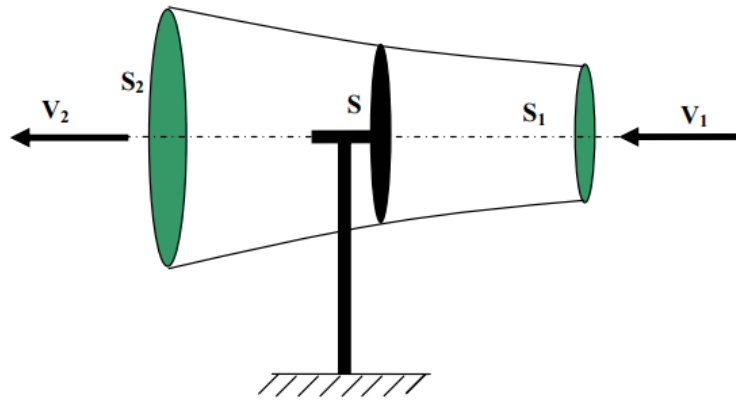


FIGURE IV.8 – Tube de courant autour d'une éolienne

La masse d'air en mouvement traversant ce tube en une seconde est donnée par le produit de la densité d'air, la surface, et la vitesse moyenne.[22]

$$m_0 = \frac{\rho S (V_1 + V_2)}{2} \quad (\text{IV.3})$$

La puissance réelle extraite par le rotor des pales est la différence des puissances du vent en amont et en aval

$$P_m = \frac{m_0 (V_1^2 - V_2^2)}{2} \quad (\text{IV.4})$$

En remplaçant m_0 par son expression on obtient :

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

La puissance totale théoriquement disponible sur la surface S est extraite sans diminution de vitesse de vent en mettant $V_2 = 0$ dans l'expression (IV.3) :

$$P_{mt} = \frac{\rho S V^3}{2} \quad (\text{IV.6})$$

P_{mt} : Puissance totale [W].

S : Surface balayée par les pales [m^2].

V : Vitesse du vent [m/s].

IV.7.3 Vitesse spécifique (Tip-Speed-Ratio)

On définit la vitesse spécifique ou normalisée comme étant le rapport de la vitesse linéaire en bout de pales de la turbine $\Omega_t R_t$ sur la vitesse instantanée de vent V (figure IV.9) et donné par l'expression suivante :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R_t}{V} \quad (\text{IV.7})$$

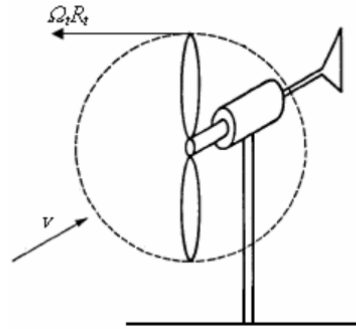


FIGURE IV.9 – Vitesse de vent (v) et vitesse tangentielle de l'aube ($\Omega_t R_t$)

- R_t : Rayon de la surface balayée en m.
- Ω_t : Vitesse de rotation de la turbine éolienne en rad/s.

IV.7.4 Coefficient de couple

Le coefficient de couple C_m est assez proche du coefficient de puissance C_p . Il est fort utile afin d'estimer la valeur des couples pour différents points de fonctionnement, notamment à vitesse de rotation Ω_t nulle, ce qui correspond à une valeur de C_p nulle pour une valeur de C_m non nulle.

En combinant les équations (IV.5), (IV.6) la puissance mécanique P_m disponible sur l'arbre d'un aérogénérateur peut s'exprimer par :

$$P_m = \frac{1}{2} C_p(\lambda) \rho \pi R^2 V^3 \quad (\text{IV.8})$$

Avec :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{V} \quad (\text{IV.9})$$

D'où l'expression du couple est la suivante :

$$C_t = \frac{P_m}{\Omega_t} = \frac{R_t P_m}{\lambda V} = \frac{C_p}{\lambda} \frac{1}{2} \rho \pi R_t^3 V^2 \quad (\text{IV.10})$$

La valeur du coefficient de couple est déterminée par la formule suivante :

$$C_m = \frac{C_p}{\lambda} = \frac{C_t}{\frac{1}{2} \rho S_t R_t V^2} \quad (\text{IV.11})$$

C_t : couple de la turbine éolienne.

IV.7.5 Production d'énergie mécanique

En tenant compte du rapport du multiplicateur de vitesse G , et à partir des équations (IV.8) et (IV.9), l'expression de la puissance mécanique disponible sur l'arbre du générateur peut s'exprimer par :

$$P_m = \frac{1}{2} C_p \left(\frac{\Omega_t R}{GV} \right) \rho \pi R^2 V^3 \quad (\text{IV.12})$$

Cette expression permet d'établir un réseau de courbes donnant cette puissance en fonction de la vitesse de rotation pour différentes vitesses de vent (figure IV.10).

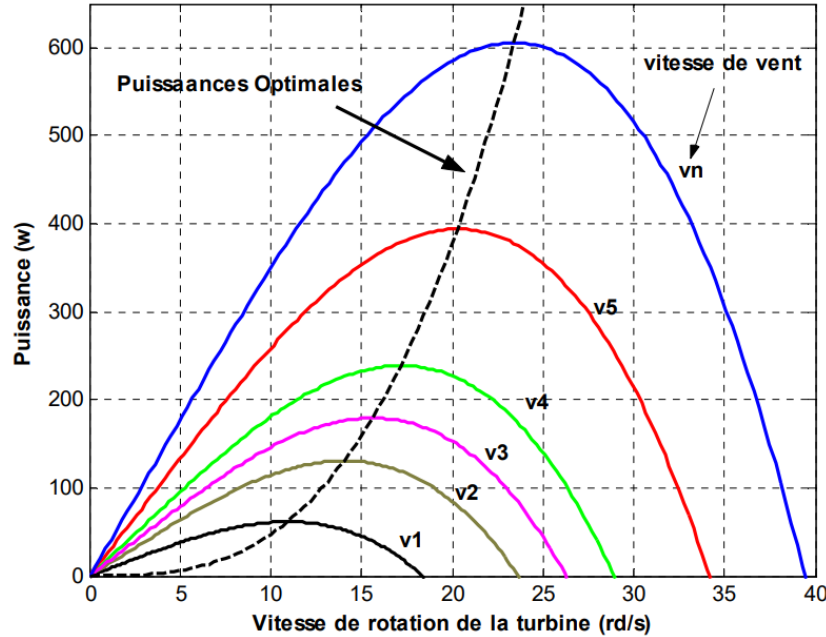


FIGURE IV.10 – Puissance théorique disponible en fonction de la vitesse de vent

Au regard de la courbe noire pointillé, qui joint les points de puissances maximales, il apparaît que pour pouvoir optimiser le transfert de puissance pour chaque vitesse de vent, la machine devra pouvoir fonctionner à vitesses variables.

IV.8 Modélisation de la turbine

Dans cette section, nous modélisons un système éolien

IV.8.1 Hypothèses simplificatrices pour la modélisation mécanique de la turbine

Les modèles les plus couramment rencontrés dans le domaine de l'étude électromécanique sont assez simples et suivent les hypothèses simplificatrices suivantes [22] :

- Vitesse du vent est supposée à répartition uniforme sur toutes les pales, ce qui permet de considérer l'ensemble des pales comme un seul et même système mécanique caractérisé par la somme de tous les systèmes mécaniques.
- Coefficient de frottement des pales par rapport à l'air (δ_b) est très faible et peut être ignoré.
- Pertes par frottement du rotor turbine sont considérées négligeables par rapport aux pertes par frottement du côté générateur.

IV.8.2 Modèle de la turbine

L'énergie cinétique du vent est transformée en énergie mécanique pour entraîner l'arbre de l'éolienne. Cette conversion est réalisée à l'aide d'une turbine. Dans cette partie du chapitre nous intéresserons à la connaissance du modèle mécanique de l'éolienne, ce qui est très important pour comprendre et contrôler les systèmes éoliens.

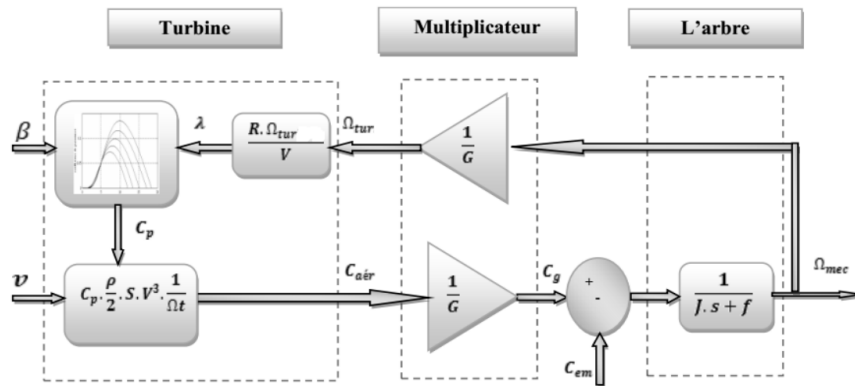


FIGURE IV.11 – Schéma de la turbine éolienne.

IV.8.3 Modèle du multiplicateur

Pour adapter le couple aérodynamique en couple d'entraînement de la génératrice et la vitesse de la turbine à celle du générateur, il est nécessaire de connecter entre la turbine et la génératrice une boîte de vitesses « multiplicateur », ce dernier peut être modélisé par les deux formules mathématiques suivantes : [29]

$$C_g = \frac{C_{aer}}{G} \tag{IV.13}$$

$$\Omega_t = \frac{\Omega_g}{G} \tag{IV.14}$$

- G : Rapport du multiplicateur .
- C_g : Couple appliqué sur le générateur [Nm] .
- Ω_g : La vitesse appliquée sur le générateur [rad/s].

Notons que dans notre cas le système éolien utilisé est à attaque directe (l'avantage de la GSAP), alors peut être imposé la valeur de G est égale à l'unité [29].

IV.8.3-a Coefficient de puissance

Le coefficient de puissance C_p , qui est sans dimension, exprime l'efficacité de l'éolienne dans la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Ce coefficient est fonction du ratio de la vitesse (vitesse relative) et de l'angle d'orientation de la pale . Différentes expressions ont été développées et proposées pour calculer C_p . Parmi ces expressions, nous en citons une couramment utilisée et facile à adapter à différentes turbines [7] :

$$\begin{cases} c_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3\beta - c_4 \right) e^{\frac{-c_5}{\lambda_i}} + c_6\lambda \\ \frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda+c_7\beta} - \frac{c_8}{1+\beta^3} \\ \lambda = \frac{R\Omega_t}{V} \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

La valeur maximale théorique de C_p est donnée par la limite de Betz :

$$C_{p-\max} = \frac{16}{27} \approx 59.26\% \quad (\text{IV.16})$$

β : Angle d'orientation des pales en degré[°]

Le tableau (2) dans l'annexe montre les valeurs des coefficients (c1-c8) utilisées .

IV.8.3-b Couple mécanique de la turbine

La puissance stockée sous forme d'énergie cinétique dans le vent (puissance du vent) passant à une vitesse V pour une surface S , est exprimée par :

$$P_v = \frac{1}{2}\rho SV^3 \quad (\text{IV.17})$$

La turbine éolienne ne peut récupérer qu'une partie de cette puissance, qui est donnée comme suit :

$$P_t = \frac{1}{2}\rho\pi R^2 V^3 C_p \quad (\text{IV.18})$$

À partir de cette expression et connaissant la vitesse de rotation de la turbine, le couple mécanique disponible sur l'arbre de la turbine s'exprime comme suit :

$$C_t = \frac{P_t}{\Omega_t} \quad (\text{IV.19})$$

IV.8.4 Modèle de l'arbre de transmission (Modèle à simple masse)

Le système de transmission de puissance est constitué par les pales liées au moyeu, couplées à l'arbre qui est lent, lui-même relié au réducteur, qui va permettre de multiplier la vitesse de rotation de l'arbre qui est cette fois ci rapide relié au générateur. L'équation qui décrit le modèle de l'arbre de transmission après avoir négligé les coefficients de frottement est donnée comme suit :

$$\begin{cases} J_t \frac{d\Omega_t}{dt} = C_t - C_{at} \\ J_g \frac{d\Omega_g}{dt} = C_{ar} - C_{em} \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

Selon l'équation suivante, le multiplicateur convertit la vitesse de la turbine en vitesse du générateur et le couple de l'arbre lent en couple de l'arbre rapide :

$$G = \frac{C_{al}}{C_{ar}} = \frac{\Omega_g}{\Omega_t} \quad (\text{IV.21})$$

La dynamique de couplage peut être déplacée vers l'arbre lent (côté turbine) ou vers l'arbre rapide (côté machine). Par conséquent, le système de transmission peut être représenté par une seule masse ayant une inertie équivalente à l'ensemble (turbine et machine). Afin de synthétiser le contrôle de la vitesse de rotation de l'éolienne, le modèle ramené à l'arbre rapide sera utilisé dans ce travail[7] :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega_g}{dt} = \frac{C_t}{G} - C_{em} \\ J = \frac{J_t}{G^2} + J_s \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

IV.9 Stratégies de commande de la turbine éolienne

IV.9.1 Zones de fonctionnement de l'éolienne

La turbine éolienne est dimensionnée pour développer sur son arbre mécanique une puissance nominale P_n obtenue à partir d'une vitesse nominale du vent V_n .

La caractéristique d'une turbine éolienne à vitesse variable est sa courbe de puissance en fonction de la vitesse du vent. La figure(IV.12) démontre quatre (04) zones de fonctionnement d'une turbine éolienne à vitesse variable. [29] :

V_d : Vitesse du vent correspondant au démarrage de la turbine.

V_n : Vitesse du vent pour laquelle la puissance extraite correspond à la puissance nominale.

V_m : Vitesse maximale du vent pour laquelle la turbine ne convertit plus d'énergie éolienne.

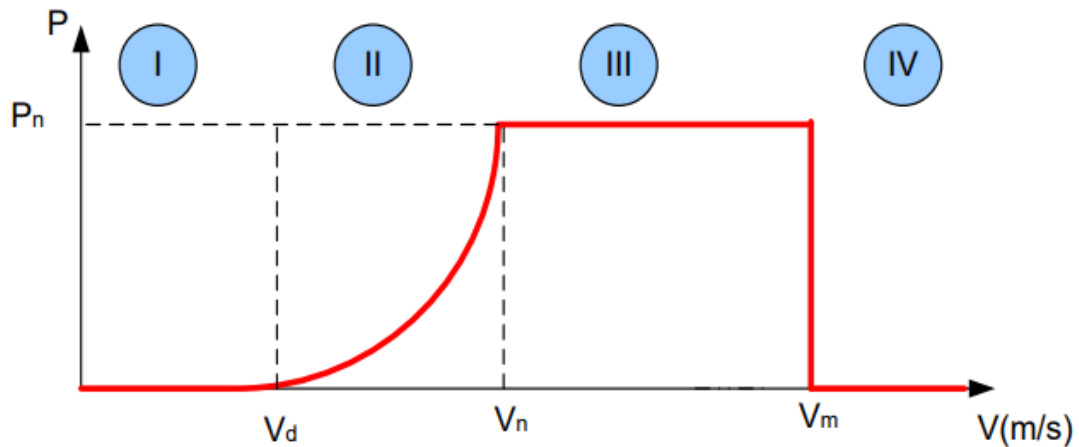


FIGURE IV.12 – Zones de fonctionnement d'une éolienne

- Zone I : La vitesse du vent dans cette zone est si faible qu'elle ne suffit pas à faire tourner l'éolienne, donc la turbine ne fonctionne pas et aucune puissance n'est extraite. ($P = 0$).
- Zone II : Le vent doit souffler à une certaine vitesse pour que l'éolienne commence à produire de l'énergie, et il y a aussi une vitesse maximale pour la puissance nominale de cette éolienne. Un algorithme de commande est utilisé dans cette zone pour extraire la puissance maximale à chaque vitesse du vent, et cet algorithme est appelé MPPT (Maximum Power Point Tracking).

- Zone III : Quand la vitesse du vent est supérieure à la vitesse nominale, le système d'orientation des pales (Pitch control) est utilisé pour maintenir constante la vitesse de rotation et garder la puissance P fournie égale à P_n .
- Zone IV : Lorsque la vitesse du vent est trop élevée et dépasse la valeur maximale V_m supportée par l'éolienne, les pales de la turbine sont mises en drapeau à un angle de 90° ($\beta = 90^\circ$). Dans cette situation, la turbine s'arrête et la puissance générée devient nulle.

IV.9.2 Méthodes de recherche du point maximum de puissance

La caractéristique de la puissance optimale d'une éolienne est fortement non linéaire et en forme de « cloche ». Pour chaque vitesse de vent, le système doit trouver la puissance maximale ce qui équivaut à la recherche de la vitesse de rotation optimale.

Le schéma de la figure (IV.10), illustre les courbes caractéristiques de l'éolienne dans le plan puissance, vitesse de rotation de la turbine. Chaque courbe en ligne pointillée correspond à une vitesse donnée du vent. L'ensemble des sommets de ces caractéristiques, qui sont les points optimaux recherchés, définit une courbe dite de puissance optimale définie par l'équation [5].

$$P_{opt} = \frac{1}{2} \rho S C_{p-opt}(\lambda_{opt}) V^3 \quad (\text{IV.23})$$

Un fonctionnement idéal du système éolien nécessite un suivi parfait de cette courbe. Pour s'approcher de ce but, une commande spécifique connue sous la terminologie :

- Maximum Power Point Tracking (MPPT) correspond à la zone II doit être utilisée.

La stratégie de cette commande consiste à contrôler le couple électromagnétique afin de régler la vitesse mécanique de manière à maximiser la puissance électrique générée.

IV.9.3 Principe de M.P.P.T

Le principe de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) consiste (pour un angle de pale donné) à ajuster en fonction de la vitesse du vent V , la vitesse de rotation de la turbine éolienne à une valeur de référence Ω_t pour maintenir une vitesse relative optimale λ_{opt} et donc un coefficient de puissance maximal C_{p-max} [16].

$$\Omega_{t-opt} = \frac{\lambda_{opt} \cdot V}{R} \quad (\text{IV.24})$$

C'est l'action sur le couple électromagnétique (et donc sur la puissance convertie parla génératrice) qui va permettre d'obtenir Ω_t et ainsi maximiser la puissance extraite avec le maintien de C_{p-max} .

Dans cette partie, différentes stratégies de commande pour contrôler le couple électromagnétique afin de régler la vitesse de rotation de manière à maximiser la puissance électrique produite. On distingue deux familles de structures de commande sont appliquées :

- Contrôle par asservissement de la vitesse mécanique.

- Contrôle sans asservissement de la vitesse mécanique.

IV.9.3-a Contrôle avec asservissement de la vitesse de rotation

Il consiste à déterminer la vitesse de la turbine qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée, et à régler le couple électromagnétique de manière à fixer la vitesse mécanique à une vitesse de référence[16].

Pour l'obtention d'une génération maximale de la puissance on va réaliser un asservissement qui repose à la détermination de la vitesse de la turbine de référence. Cette dernière est proportionnelle à la vitesse du vent, et dépend ainsi de la vitesse relative optimale λ_{opt} qui permet d'obtenir une valeur maximale du coefficient de puissance C_{pmax} , son équation est la suivante :

$$\Omega_{t_ref} = \frac{\lambda_{opt} \cdot V}{R} \quad (IV.25)$$

La vitesse de la génératrice de référence est obtenue à partir de la multiplication de la vitesse de la turbine de référence par le gain du multiplicateur :

$$\Omega_{g_ref} = G \cdot \Omega_{t_ref} \quad (IV.26)$$

Cette vitesse de la génératrice de référence va être comparée avec sa vitesse de la sortie, on doit donc régler le couple électromagnétique qui apparait sur l'arbre de la génératrice[2].

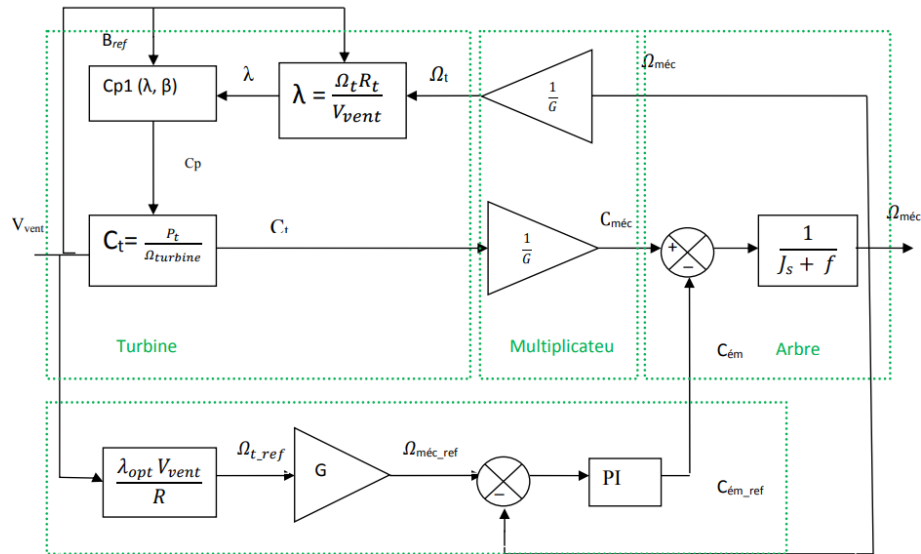


FIGURE IV.13 – Maximisation de la puissance avec asservissement de la vitesse mécanique

IV.9.3-b Contrôle sans asservissement de la vitesse de rotation

Ce mode de contrôle repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent, à partir de l'équation dynamique de la turbine, on obtient l'équation décrivant le régime permanent de l'aérogénérateur[16] :

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = \sum \text{des couples} = 0 = C_{mc} - C_{em} - C_{visq} \quad (IV.27)$$

Si on néglige l'effet du couple visqueux. ($C_{visq} \approx 0$) on obtient :

$$C_{mec} = C_{em} \quad (IV.28)$$

Donc le couple électromagnétique de référence est estimé en fonction du couple aérogénérateur :

$$C_{em-ref} = \frac{C_{aro}}{G} \quad (IV.29)$$

Le couple aérogénérateur est lui-même estimé en fonction de la vitesse du vent et la vitesse de la turbine :

$$C_{aero-estime} = \frac{1}{2} \rho C_p(\lambda, \beta) S V_{estim}^3 \frac{1}{\Omega_t} \quad (IV.30)$$

La mesure de la vitesse du vent étant délicate, une estimation de sa valeur peut être obtenue à partir de l'équation :

$$V_{estime} = \frac{\Omega_{t-estime} \cdot R}{\lambda} \quad (IV.31)$$

On obtient donc une relation globale de commande :

$$C_{em-ref} = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho \pi R^5 \frac{\Omega_{mec}^2}{G^3 \lambda^3} \quad (IV.32)$$

Pour extraire le maximum de puissance générée Il faut fixer le ratio de vitesse à λ_{opt} qui correspond au maximum du coefficient de puissance C_p_{max} .

Le couple électromagnétique de référence doit alors être réglé à la valeur suivante :

$$C_{em-ref} = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho \pi R^5 \frac{\Omega_{mec}^2}{G^3 \lambda_{opt}^3} \quad (IV.33)$$

La Figure(IV.14) présente le principe du contrôle MPPT de la turbine éolienne sans asservissement de la vitesse de rotation.

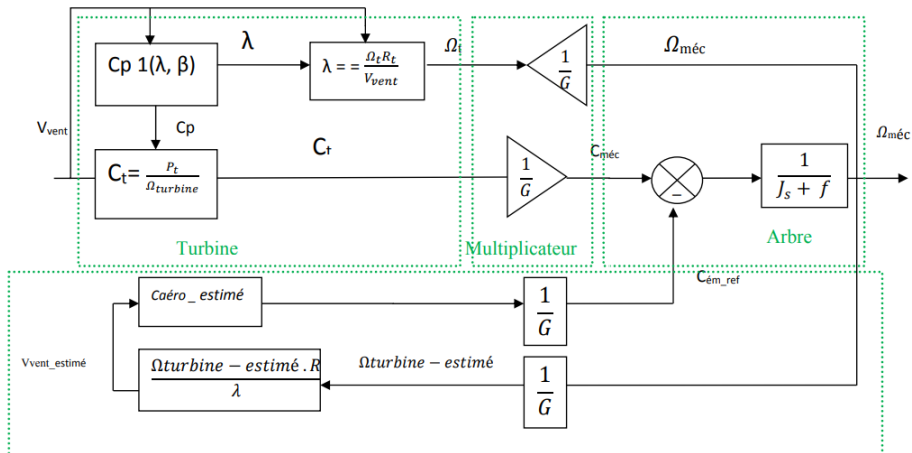


FIGURE IV.14 – Maximisation de la puissance sans asservissement de la vitesse mécanique

IV.9.4 Commande de l'angle de calage (Pitch-control)

L'étude dynamique du système d'orientation des pales nécessite la connaissance des différents couples appliqués sur les pales. La représentation de ces couples d'origine inertielle (gravité, force centrifuge,...), ou d'origine élastique (déformation des pales), exige la modélisation de la dynamique des structures de la pale, du comportement de l'air autour des pales et les frottements dans les paliers[22].

Dans cette partie, on se limite à la modélisation du système de régulation de l'angle de calage sans tenir en compte de ces couples. La figure (IV.15) montre la boucle de régulation du système d'orientation des pales. Elle a pour entrée la puissance électrique générée, et doit satisfaire les fonctions suivantes.

- Génération de l'angle de référence β_{ref} .
- Régulation de l'angle d'orientation.
- Régulation de la vitesse de l'angle.

Génération de l'angle d'orientation : La conception analytique de ce réglage est complexe à cause des caractéristiques des pales et du modèle non linéaire de la turbine. Il est plus pratique d'utiliser des caractéristiques expérimentales renseignant les puissances mesurées pour différents angles de calage. Dans le cas de manque de ces informations, l'angle de référence est obtenu par le réglage de l'erreur entre la puissance mesurée et celle de référence

Réglage de l'angle d'orientation : Le régulateur est conçu soit pour le calage de toutes les pales soit pour chacune d'elle indépendamment . La régulation indépendante donne plus de degrés de liberté au système de commande, mais peut entraîner un déséquilibre aérodynamique dans la turbine. un système précis de mesure est par conséquent utilisé pour assurer que l'angle de calage de chacune des pales soit le même . Certains auteurs représentent tout simplement la régulation de l'angle par une simple fonction de transfert du premier ordre.

Régulation de la vitesse de variation de l'angle d'orientation : Lors de la modélisation du système de commande du pas des pales, il est très important de modéliser la vitesse de variation de cet angle. En effet, compte tenu des efforts subits par les pales, la vitesse de variation de l'angle de calage doit être limitée à environ 10fonctionnement normal et à 20

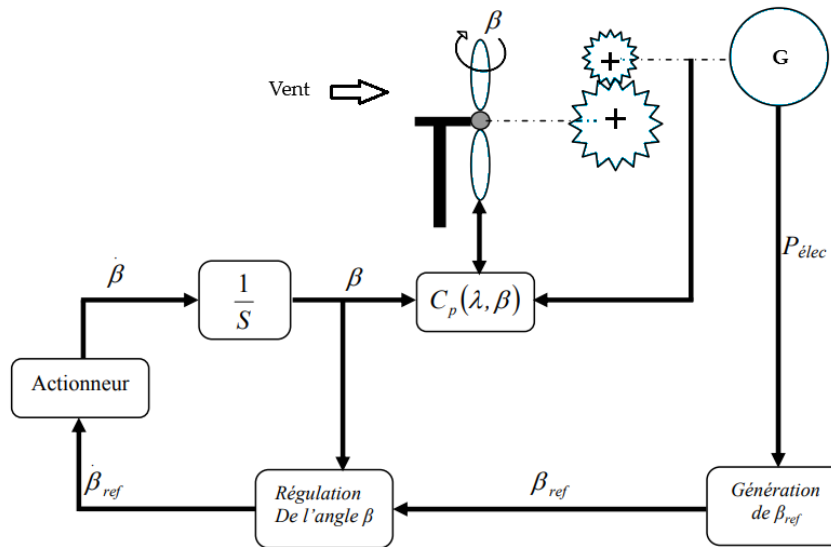


FIGURE IV.15 – Diagramme du système d'orientation des pales

La régulation de l'angle de calage est donc modélisée par un régulateur générant une référence de vitesse de variation de l'angle, cette référence est limitée, L'angle de calage est ensuite obtenu en intégrant les variations de l'angle figure(IV.16).

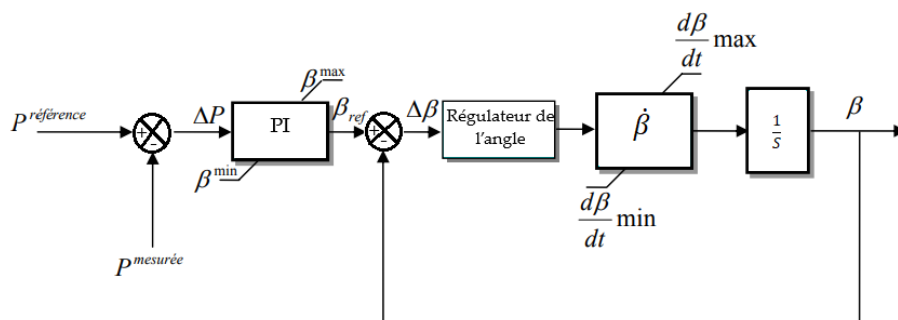


FIGURE IV.16 – Schéma bloc du système de régulation de l'angle de calage

IV.10 Simulation de la turbine éolienne avec régulation de l'angle de calage

IV.10.1 Profile du vent

Le modèle comportemental du vent peut donc être simplifié considérablement. La vitesse du vent est généralement représentée par une fonction scalaire qui évolue dans le temps.

$$V = f(t) \quad (\text{IV.34})$$

La vitesse du vent peut être modélisée Comme ça :

$$V = 10 + 2 \sin\left(2.5t - \frac{\pi}{5}\right) + 2 \sin\left(4t - \frac{\pi}{3}\right) + 1.5 \sin\left(5.4t + \frac{\pi}{12}\right) + 0.5 \sin\left(2.5t - \frac{\pi}{12}\right) \quad (\text{IV.35})$$

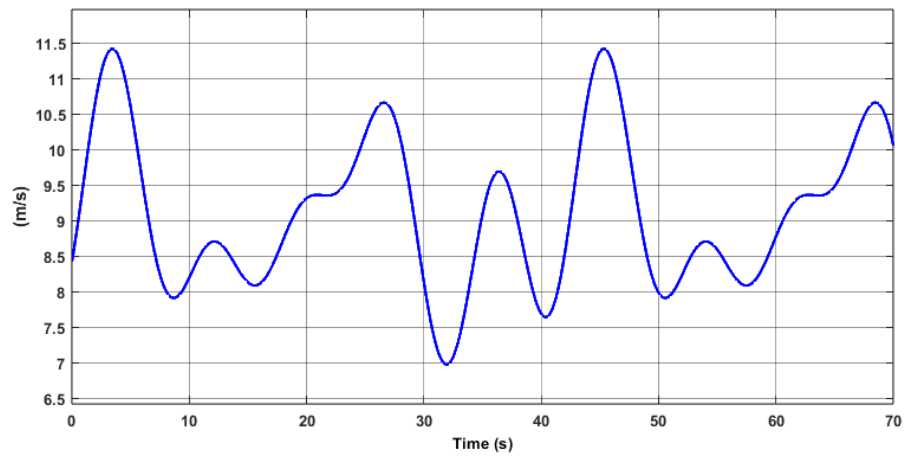


FIGURE IV.17 – Profile de vent

IV.10.2 Résultats de Simulation pour $\beta = 2$ et $\beta = \text{variable}$ (pitch control) :

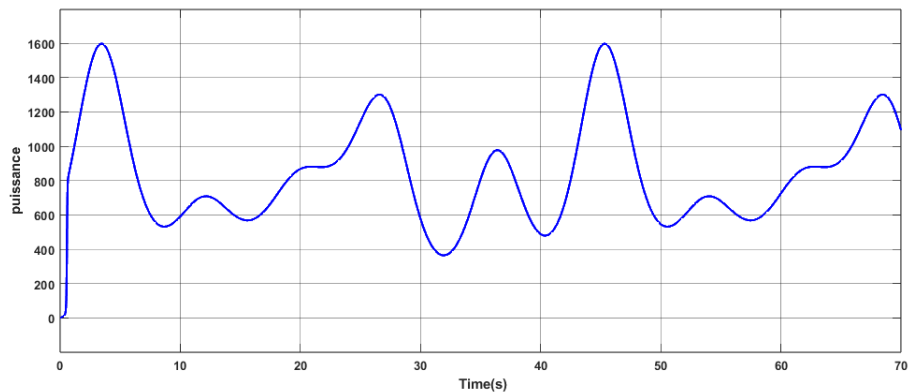


FIGURE IV.18 – Puissance produite par la turbine sans régulation de pitch controle

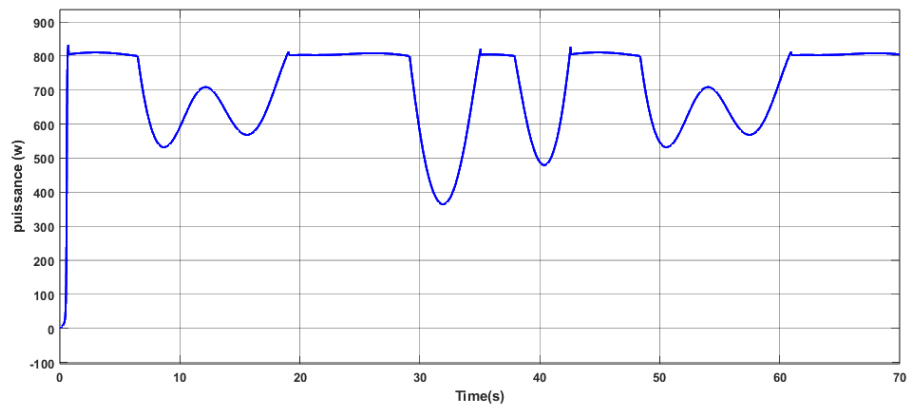


FIGURE IV.19 – Puissance produite par la turbine avec régulation de l'angle de calage

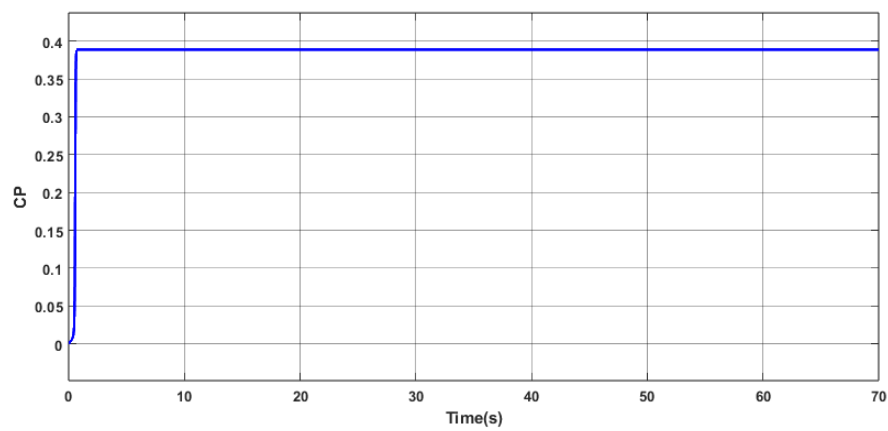


FIGURE IV.20 – Coefficient de puissance (Beta=2)

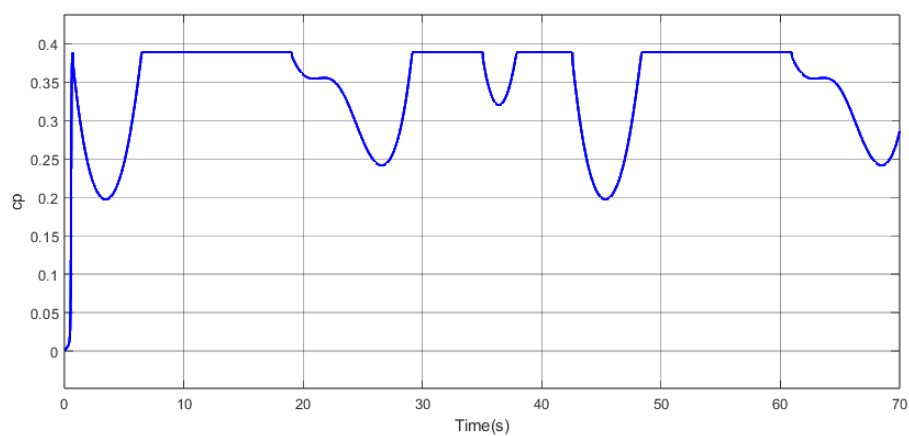


FIGURE IV.21 – Coefficient de puissance avec pitch controle

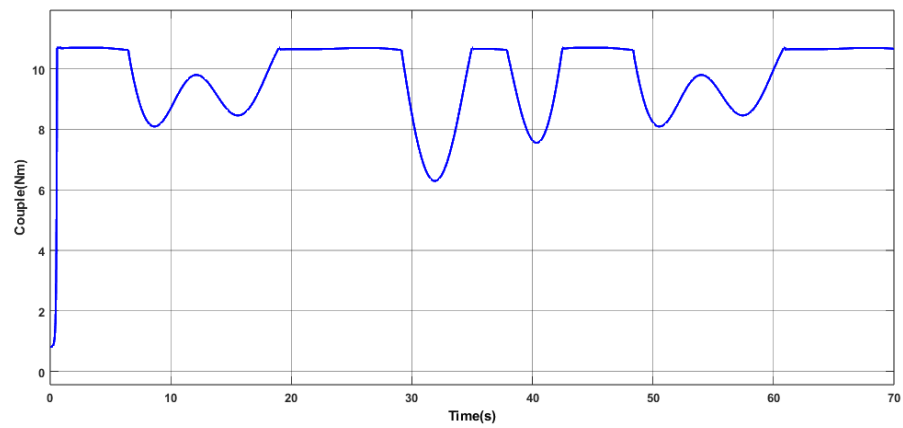


FIGURE IV.22 – Couple produit par la turbine

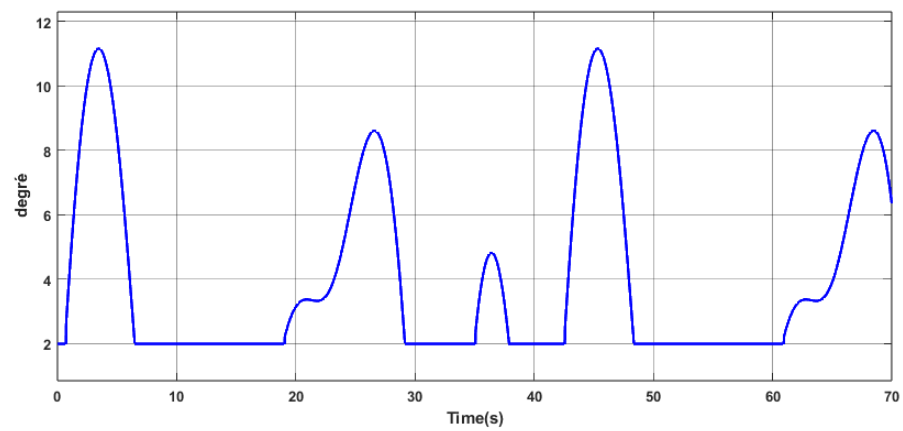


FIGURE IV.23 – Angle de calage Beta

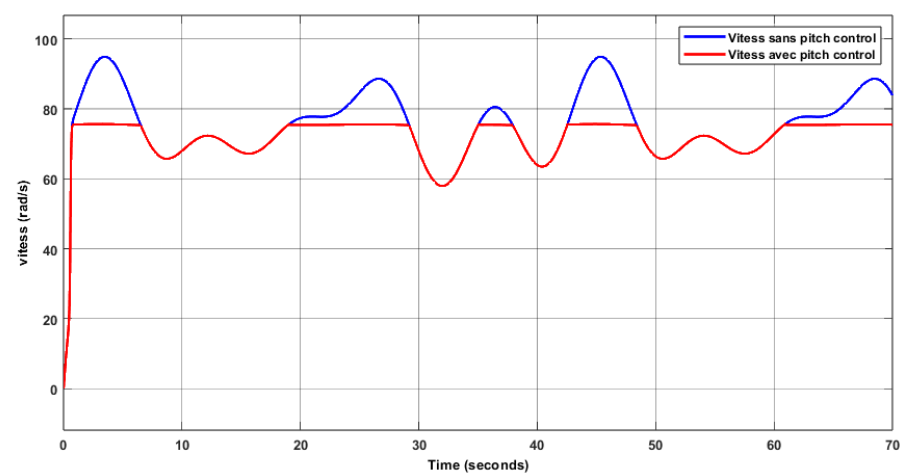


FIGURE IV.24 – Vitesse de rotation de l'arbre

IV.10.3 Interprétation de resultat

La Figure (IV.19) montre la puissance mécanique de la turbine avec le contrôle de l'angle de calage Sa valeur maximale ne dépasse pas (800W) C'est ce qui est requis et la figure (IV.18) represent la puissance de la turbine sans pitch controle ($\beta=2$) ,On remarque que la forme correspond à la courbe du vent OÙ nous voyons que Il atteint une valeur maximale de (1600W) Cela a un impact négatif sur notre génératrice (GSAP). La Figure(IV.23) montre la variation de l'angle de calage. On y remarque que la régulation intervient une fois que la puissance excède la nominale (800W), au cas contraire l' angle est égal à 2. on constate a la figure (IV.20) que la valeur du coefficient de puissance à sa valeur maximale qui est de 0.39 et cela sans contrôle de l'angle de calage ,la figure(IV.21) montre les changements se produisant dans la courbe de coefficient de puissance après utilisation la variation de l'angle de calage (pitch controle),Nous voyons a la figure(IV.22) que le couple ne depace pas la valeur (10.12Nm) et Les variations de la courbe sont causées par les changements de vitesse du vent.

IV.11 Conclusion

Les dernières générations d'éoliennes sont des éoliennes à vitesse variable, offrant comme principal avantage la capacité de contrôler la vitesse de rotation de la turbine en ajustant l'angle de décalage des pales. Cela permet une exploitation optimale du vent que l'éolienne peut supporter, ainsi qu'un fonctionnement sécurisé. Des moteurs sont utilisés pour ajuster l'orientation des pales afin de modifier la puissance produite par l'éolienne. Cette fonctionnalité permet de limiter la puissance fournie par l'éolienne lorsque le vent est fort, afin de maintenir la production à un niveau sûr, correspondant à la capacité maximale de la génératrice chargée de convertir le mouvement du rotor en énergie électrique.

Au début de ce chapitre, nous avons décrit tout ce qui concerne l'énergie éolienne, y compris ses avantages et inconvénients, les différents types d'éoliennes et leur utilisation, ainsi que la modélisation du système éolien. Nous avons également abordé les stratégies de commande de la turbine éolienne, telles que le MPPT et le contrôle de l'angle de calage, et conclu par une simulation de la turbine éolienne avec régulation de l'angle de calage.

Lorsque la vitesse de la génératrice atteint sa valeur nominale, l'angle de calage subit une augmentation pour limiter la vitesse mécanique, par conséquent, la vitesse de rotation de la turbine baisse.

La zone de fonctionnement où la commande pitch controlée est appliquée pour avoir une limitation de la puissance générée par la turbine lors des vents forts. L'objectif de cette commande ainsi que sa procédure sont décrits.

Les résultats de simulation démontrent l'importance du contrôle de la vitesse mécanique via la Régulation de l'angle de décalage des pâles (pitch controle).

Chapitre V

Systeme éolien basé sur une génératrice synchrone à aimants permanents

V.1 Introduction

Les éoliennes de dernière génération sont des éoliennes à vitesse variable, leur principal avantage est la capacité de contrôler la vitesse de rotation du turbine en ajustant l'angle d'inclinaison des pales pour une utilisation optimale du vent et un fonctionnement sécuritaire. Après avoir modélisé les composants clés de la chaîne de conversion éolienne (GSAP, turbine) et diverses les méthodes de commande dans le troisième chapitre (régulateur « PI » et Backstepping) Nous avons choisi la commande vectorielle (régulateur Backstepping) car il donne de meilleurs résultats, en plus de simuler un convertisseur côté réseau et passer sous son contrôle, nous avons créé une simulation complète et nous analyserons les résultats obtenus.

V.2 Résultats de Simulation

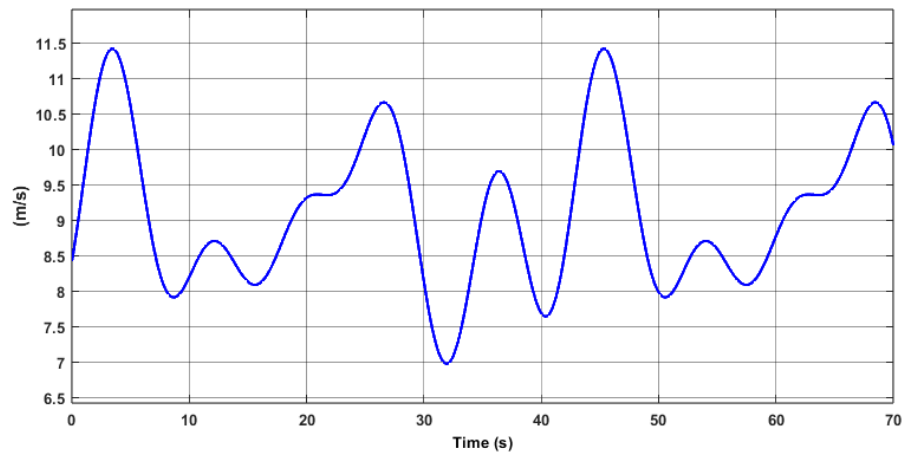


FIGURE V.1 – Profil de vent

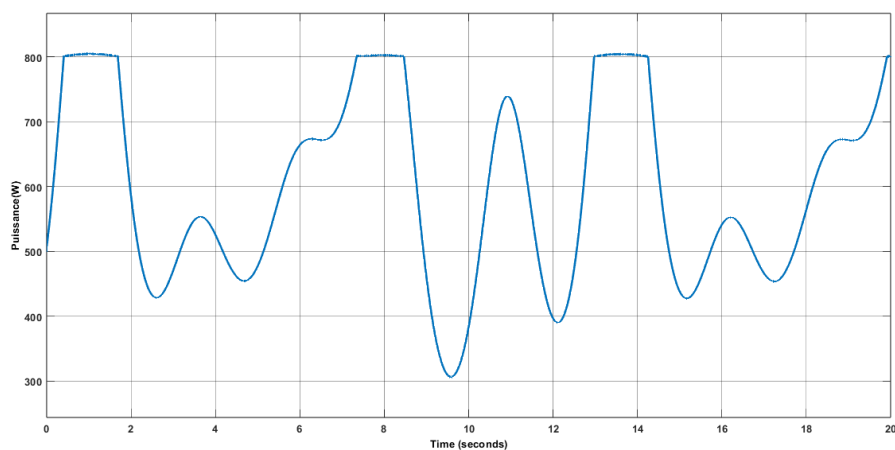


FIGURE V.2 – puissance produit par la turbine

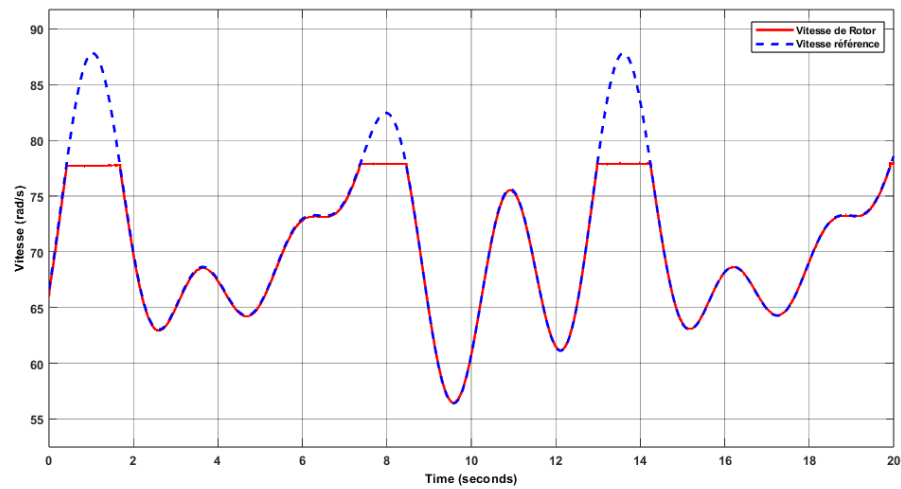


FIGURE V.3 – Allure de la vitesse de rotation de GSAP

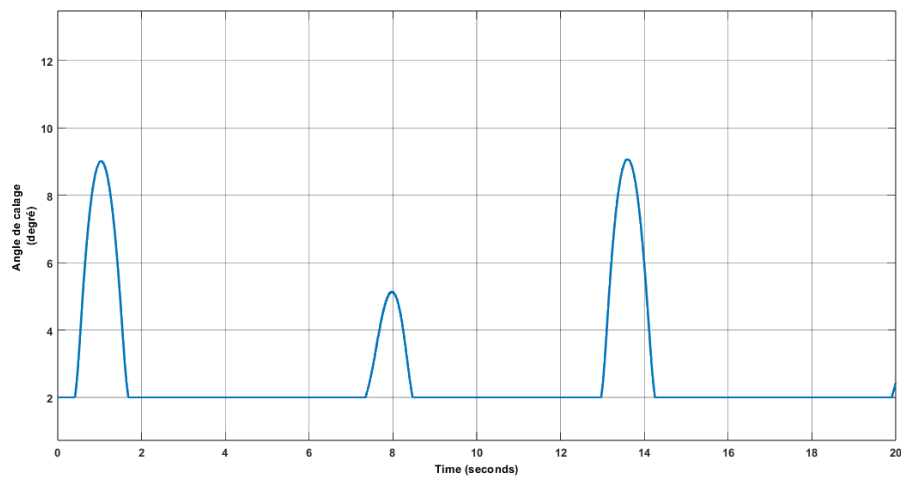


FIGURE V.4 – Angle de calage Beta

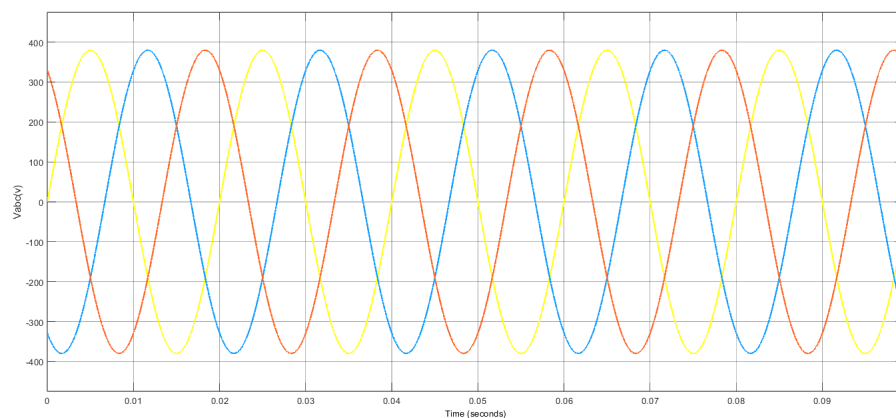


FIGURE V.5 – l'allure de la Tension à la sortie de filtre

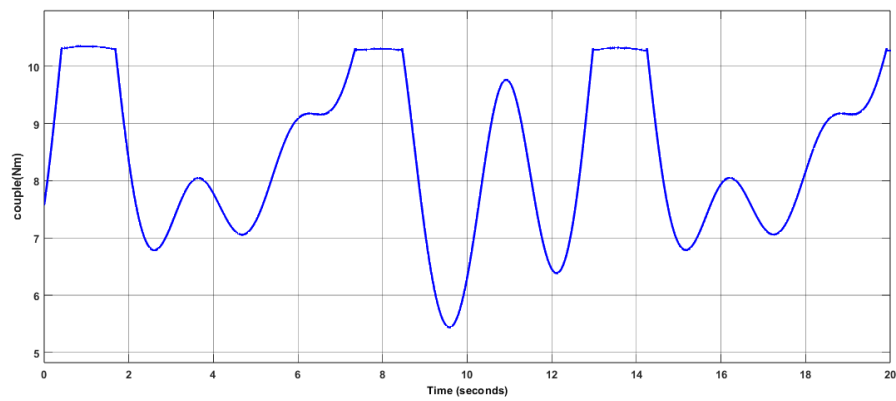


FIGURE V.6 – Couple produit par la turbine

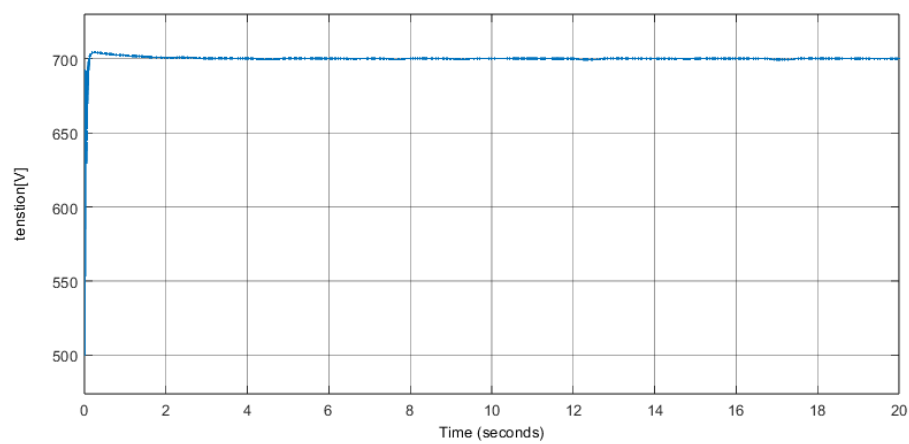


FIGURE V.7 – Représentation de l'allure de la tension du bus continu

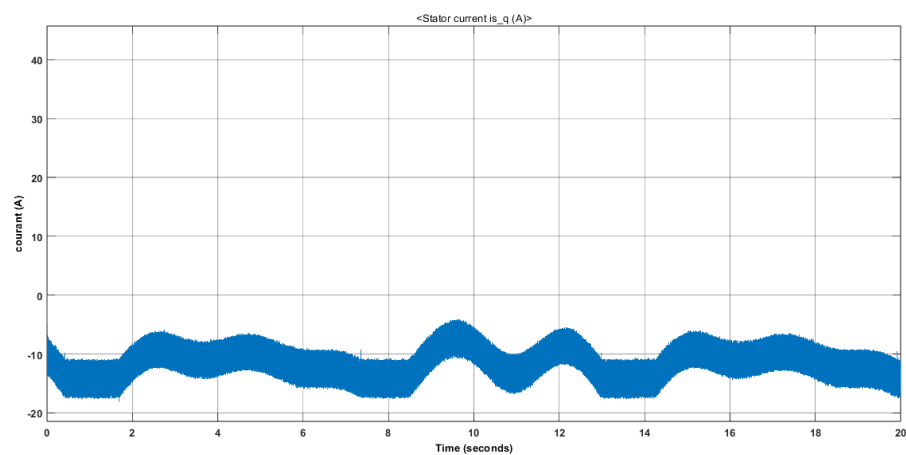


FIGURE V.8 – Représentation des allures du courant en quadrature de GSAP

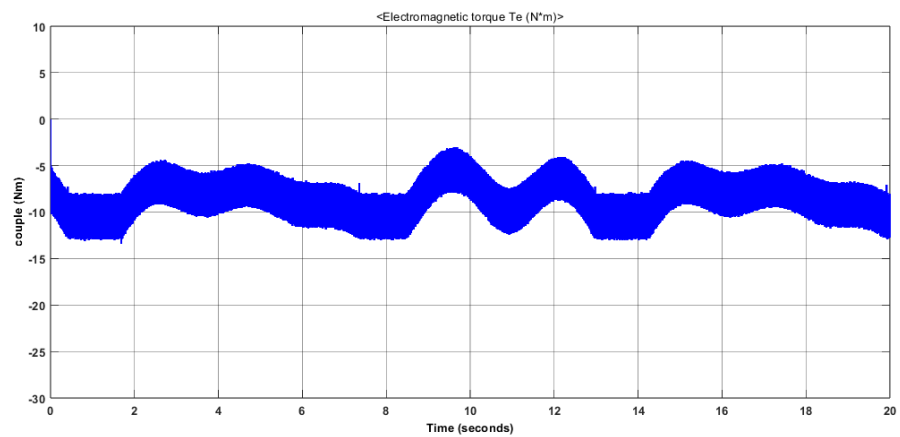


FIGURE V.9 – Représentation des allures du couple électromagnétique

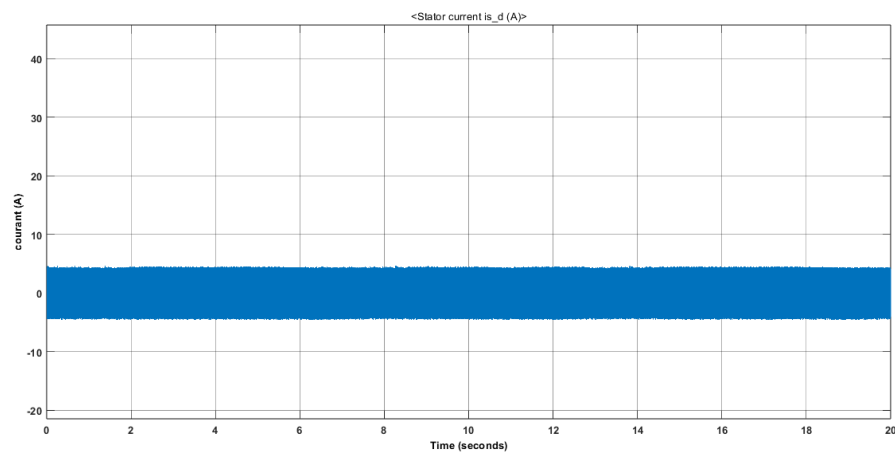


FIGURE V.10 – Représentation des allures du courant direct de GSAP

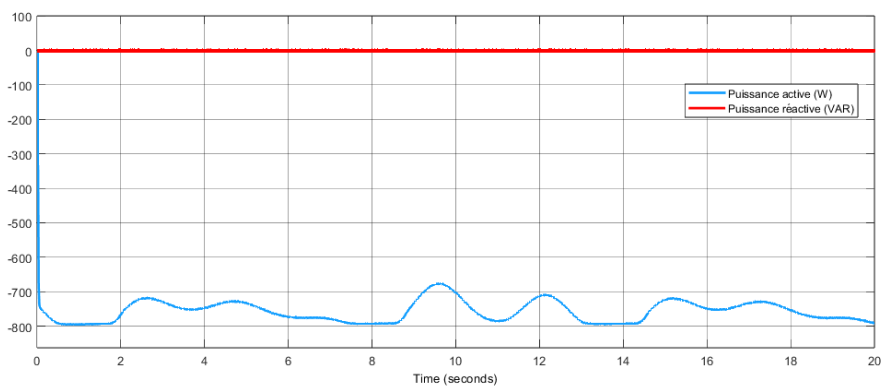


FIGURE V.11 – Représentation de l'allure de puissance active et reactive de réseaux

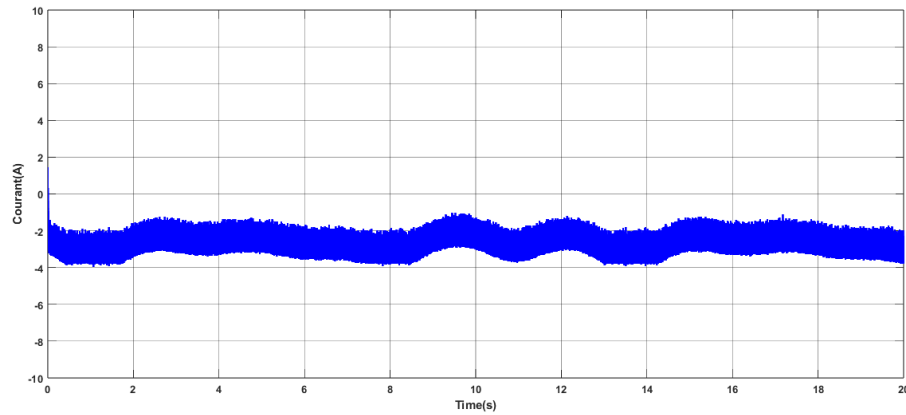


FIGURE V.12 – Représentation de l’allure de courant quadrature après le filler

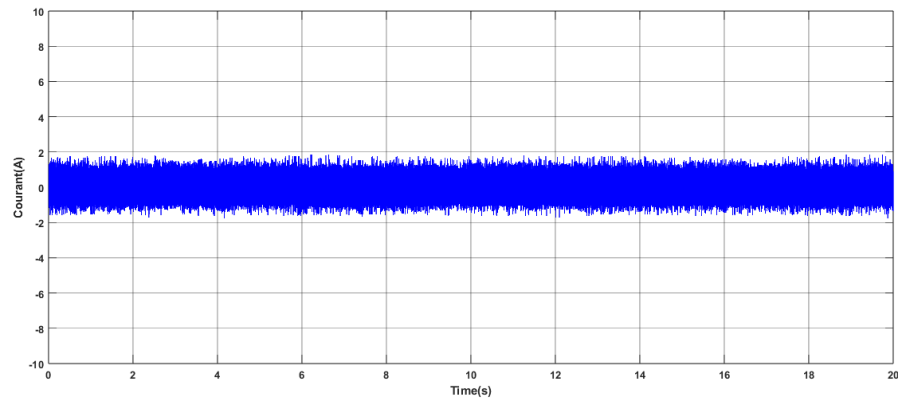


FIGURE V.13 – Représentation de l’allure de courant direct après le filler

V.3 Interprétation

En appliquant le profil de vent illustré dans la figure(V.1) à la chaîne complète, l’objectif est de vérifier le fonctionnement de poursuite du point de maximum de puissance et d’examiner l’efficacité du réglage de vitesse. voici les résultats obtenus :

La figur(V.3) représente les courbes de la vitesse de rotor de GSAP et la vitesse de référence en fonction du temps. On remarque un bon suivi de la vitesse de référence pour les vitesses inférieures à 78(rad/s),En ce qui concerne les vitesses plus élevées la loi de commande à Pitch variable et on limite la vitesse a 78(rad/s) Ceci est réalisé en changeant le Angle de calage β Comme indiqué dans la figur(V.4),l’angle β Ça change entre 2° et 25° , Cette dernière est limitée pour éviter une éventuelle survitesse de rotor, et protéger le système électrique contre le vent violent,La tension du bus continu présentée par la Figure (V.7) est maintenue à sa valeur nominale, est assurée à sa consigne de 700(v) et la figur(V.5) représente les Tensions des trois phases après passage dans les filtres RL On remarque un bon signaux varia entre 380(v) et -380(v) et on remarque (V.10) que allures du courant direct reste fix a valeur 0 (A) Ce sont les résultats de commande victoriaville ,Quant au courant quadrature, sa valeur est varia entre [-15A et -5A].le couple électromagnétique C_{em} V.9 proportionel au courant iq Cela est dû à la qualité du commande backstepping.La

présence des oscillations des courants est due à convertiseur MLI.

Les puissances active et réactive injectées au réseau sont décrites par la Figure (V.11), la puissance réactive est d'une valeur moyenne presque nulle. Tandis que la puissance active est d'une valeur maximale de 800 W.

V.4 Conclusion

Après avoir présenté les divers éléments de la chaîne de conversion de l'énergie éolienne, nous avons Un modèle comprenant deux convertisseurs a été développé. Tout le système est connecté au réseau via un. Le bus continue, comprenant un filtre et un transformateur. Ensuite, nous avons développé un dispositif de commande pour cela. chaîne de conversion. On a simulé le système dans son ensemble en utilisant un profil de vent spécifique. Les résultats de la simulation ont montré que l'énergie éolienne peut extraire sa puissance maximale. Contrôler les puissances actives et réactives échangées avec le réseau et réguler la tension du bus continu. Quand la vitesse de la génératrice atteint sa valeur nominale, l'angle de calage augmente pour limiter la vitesse mécanique, ce qui entraîne une baisse de la vitesse de rotation de la turbine. La zone de fonctionnement où la commande Pitch variable est appliquée pour limiter la puissance générée par la turbine lors des vents forts a été décrite au début de ce chapitre. La commande décrit son objectif ainsi que sa procédure. Il est clair que l'angle de calage varie proportionnellement avec la vitesse de rotation de la génératrice, comme le montrent les résultats de simulation concernant l'intérêt du contrôle de la vitesse mécanique par la commande Pitch contrôle.

Conclusion générale

Ce travail a exploré en profondeur les différentes facettes des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) et des systèmes éoliens, en mettant l'accent sur la modélisation, l'identification des paramètres et les stratégies de commande.

Dans la première partie, nous avons présenté les bases théoriques des MSAP, en examinant leurs structures, leur constitution, leurs principes de fonctionnement, ainsi que les caractéristiques des aimants permanents utilisés. Nous avons également discuté des hypothèses simplificatrices et des différentes méthodes de modélisation, avec un focus particulier sur la modélisation dans les repères ABC et $\alpha\beta$.

La deuxième section s'est concentrée sur l'identification des paramètres des MSAP à partir d'essais dynamiques. Nous avons exploré les techniques d'identification paramétrique, les algorithmes d'optimisation et les processus de validation à partir d'essais simulés et réels.

La troisième partie a abordé les systèmes d'entraînement basés sur les MSAP, en examinant les onduleurs de tension, les stratégies de commande vectorielle et la commande par Backstepping. Nous avons réalisé des simulations pour évaluer les performances de ces différentes stratégies de commande.

Dans la quatrième partie, nous avons étudié la conversion de l'énergie éolienne dans les systèmes aérogénérateurs. Nous avons défini l'énergie éolienne, examiné les différentes configurations d'éoliennes et discuté des aspects de modélisation et de commande des turbines éoliennes.

Enfin, dans la dernière section, nous avons exploré les systèmes éoliens basés sur les génératrices synchrones à aimants permanents (GSAP). Nous avons réalisé des simulations pour étudier le contrôle du convertisseur côté réseau, le pitch control et la commande MPPT d'un aérogénérateur.

En conclusion, ce travail a permis d'approfondir notre compréhension des MSAP et des systèmes éoliens, ainsi que des techniques de modélisation et de commande associées. Ces connaissances sont essentielles pour le développement futur de technologies énergétiques durables et efficaces.

Bibliographie

- [1] NOUARI AISSA : Commande d'une msap dédiée a une Éolienne par la méthode de backstepping. 2018.
- [2] BOUABDALLAH AKRAM : Commande de la vitesse d'une grande éolienne à vitesse variable dans différents zones de fonctionnements. 2016.
- [3] BOUGOSSA Abdel Ali LAGGOUN ALI : Modélisation et conception de moteur synchrone à aimant permanent (msap). 2021.
- [4] Belli Zoubida Lahmar AMMAR : Optimisation des performances de la machine synchrone à aimant permanent pour l'entraînement à basse vitesse. *Projet de fin d'étude Présenté pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique*, 2021.
- [5] BENKHALED BILAL : Etude et modélisation d'une chaîne de production éolienne. 2012.
- [6] Abdelkarim CHAOUICHE : Contrôle d'un aérogénérateur. 2019.
- [7] Younes DRIS : Etude d'une ferme hybride (éolienne-système photovoltaïque) utilisant de nouvelles topologies. 2022.
- [8] A. BELABBS M elle OU. TEZKRATT : Etude du comportement d'une machine synchrone à aimants permanents à aimants enterrés avec alimentation en bdc. *Mémoire MASTER ACADEMIQUE Domaine : Sciences et technologies*, 2008.
- [9] Hamichi Azedine et BENKERROU FARID : Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent. *Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de Master En Electrotechnique*, 2021.
- [10] SENHADJI Nawel et CHALABI AMMARIA : commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping. 2015.
- [11] BOUROUBA Soufiane et CHERACHIR YOUSOUF : Commande des puissances actives et réactive d'une éolienne basée sur une génératrice asynchrone double alimentation. 2019.
- [12] KOBBI Abdellatif et DEKKICHE MOUNIR : Etude comparative entre la commande vectorielle et la commande non linéaire. 2017.
- [13] Chakroune Salim et MABRAK SAMIR : Etude électromagnétique d'une machine synchrone pour une conception optimale. 2019/2020.
- [14] Belkacem MOULA et M'HEMED RACHEK MME SELMA CHERIF MELLE NADIA RADJA : Modélisation des msaps par la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés en vue du diagnostic de court-circuit inter-spores et de désaimantation. *mémoire de fin d'étude de master académique spécialité : machines électriques filière : génie électrique*, 2017.
- [15] Derbouz Bachir et REGHIOUA ALI : Diagnostic des défauts d'une machine synchrone à aimants permanents par la technique des ondelettes. 2019.
- [16] BOUSMAHA Thawriyyaa et TAHIR ZINEB : Etude et simulation d'une ferme éolienne en vue d'une application hybride. 2016.
- [17] KHALED FERKOUS : étude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne. *Mémoire : présentation pour obtenir le diplôme de magister en physique école doctorale énergies renouvelables*, 2009.

- [18] C. JOLETTE : Développement des modèles d'essais et application à l'identification des machines synchrones et asynchrones triphasées. Université du Québec en AbitibiTémiscamingue ; Université du Québec à Chicoutimi, 2007.
- [19] GHERABI Zakaria ; DOUDAR KHIREDDINE. : Commande sans capteur mécanique fondée sur les observateurs d'état d'un moteur synchrone à aimants permanents. 2016.
- [20] DEBOUCHA LOUIZA : Commande vectorielle des machine synchrones à aimants permanents (msap). 2021.
- [21] Radhwane TABI Sohaib MAATOUG : Commande de la machine synchrone à aimants permanents par la technique dtfc. 2020.
- [22] MAYOUF MESSAOUD : Etude comparative des architectures et strategies de controle d'un aerogenerateur synchrone a aimants permanents. 2014.
- [23] LOUCIF MOURAD : Synthèse de lois de commande non-linéaires pour le contrôle d'une machine asynchrone à double alimentation dédiée à un système aérogénérateur. 2019/2020.
- [24] CHERFIA NAIM : Etude d'une chaine de conversion de l'énergie eolienne. 2018.
- [25] Djedouani Dhiaelhak Djedouani NIDHAL : Modélisation et commande d'une machine synchrone à aimant permanent. *The Computer Journal*, 2022.
- [26] GUILLAUME PONGO NYOUMEA : modèles d'identification et de commande d'un aérogénérateur à machine synchrone à aimants permanents. Avril2018.
- [27] M'hemed RACHEK : Modélisation electromagnétique par éléments finis 2d d'une machine synchrone à aimant permanent. *AIEE Transactions*, Vol.48, 2011.
- [28] CHAIBET Soufiane DAHMANE Arezki DERRADJ RADIA : Contribution à l'étude thermique d'un moteur synchrone à aimant permanent. *The Computer Journal*, 2011.
- [29] MAHGOUN Mohamed SEDDIK : Commande non conventionnelle de la machine synchrone à aimant permanant (msap) dédiée à la conversion éolienne. 2022.
- [30] Michael Conlon Mahinsasa Narayana SINHARA M. H. D.PERERA, Ghanim Putrus : Wind energy harvesting and conversion systems : A technical review. 8 December 2022.
- [31] MOSTEFAOUI AHMED TAHAR SIDI MOHAMED : Commandes non linéaires basées sur le backstepping appliquées à une msap. Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen 2023.
- [32] Hita YASSINE : Etat de l'art sur l'énergie éolienne. *Mémoire de Fin d'Etudes En vue de l'obtention du diplôme de MASTER Filière : Electrotechnique*, 2023.

Annexe

Les différentes simulations réalisées lors de ce travail ont été faites à l'aide du logiciel MATLAB et son outil de simulation SIMULINK

Les conditions adoptées lors des simulations sont les suivantes :

TABLE 1 – Conditions de simulation

Type : Variable – step	
Ode45 (Runge Kutta ordre 45)	
Variable-step Size(fundamental sample time)	0.0001
Tasking mode for periodic sample time	auto

TABLE 2 – Coefficients définissant l'évolution de C_p .

Coefficient	Valeur
C_1	0.5109
C_2	116
C_3	0.4
C_4	5
C_5	21
C_6	0.0068
C_7	0.08
C_8	0.035

TABLE 3 – Paramètres de la turbine

Paramètre	valeur
f_v	0.001
J	0.017
R_p	0.9
G	2
ro	122
CpMax	0.39
LandaOP	10

TABLE 4 – Paramètre de simulation de GSAP

Paramètre	Valeur	unité
l'inductance sur l'axe d	$L_d=2.10^{-3}$	H
l'inductance sur l'axe q	$L_q=2.10^{-3}$	H
Résistance des enroulements statorique	$R_s=0.18$	Ohms
Nombre de pôles	$p=4$	
Flux des aimants :	$\phi_{if}=0.124$	Wb
Coefficient de frottement visqueux	$F=0.0006$	Nm
Moment d'inertie de la génératrice	$j=0.0018$	Kg.m^2
Fréquence nominale statorique	$f=50$	50Hz

Modèles Simulink construit pour les différentes simulations

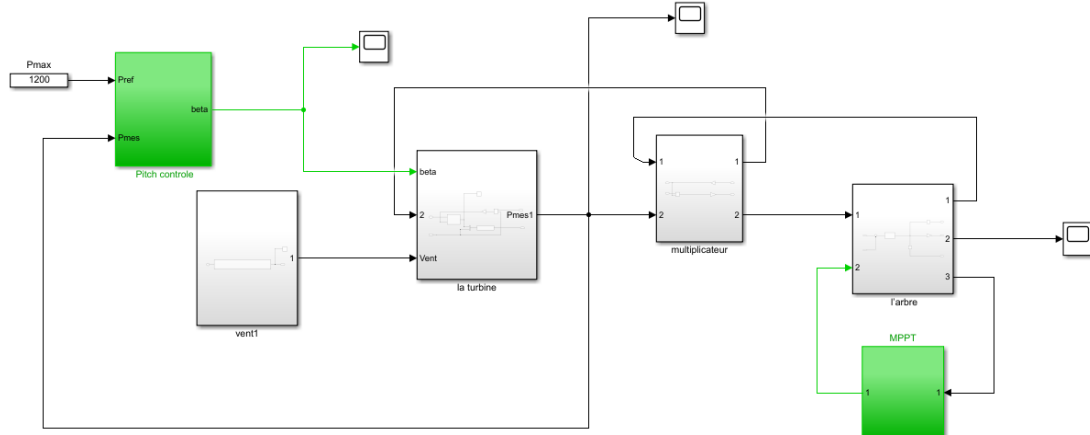


Figure 1 Simulation d'un système éolien

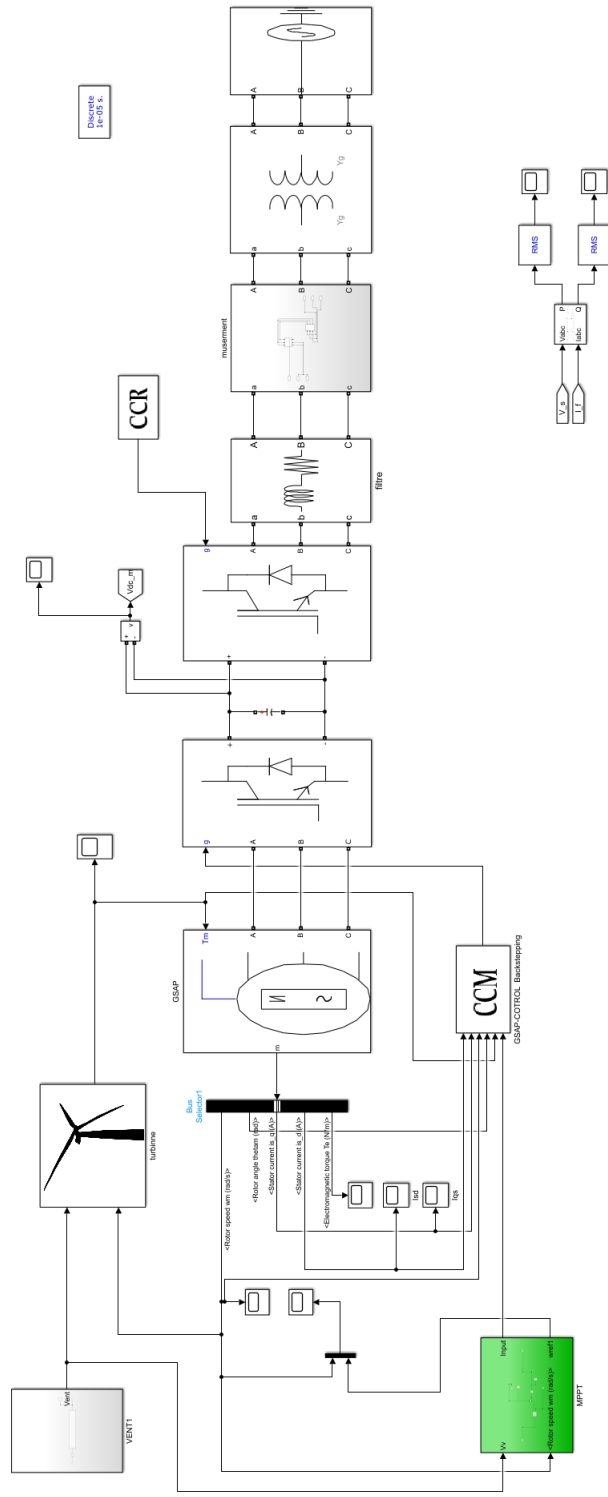


Figure 2 Simulation d'un système éolien basé sur une génératrice synchrone MSAP connecté au réseau

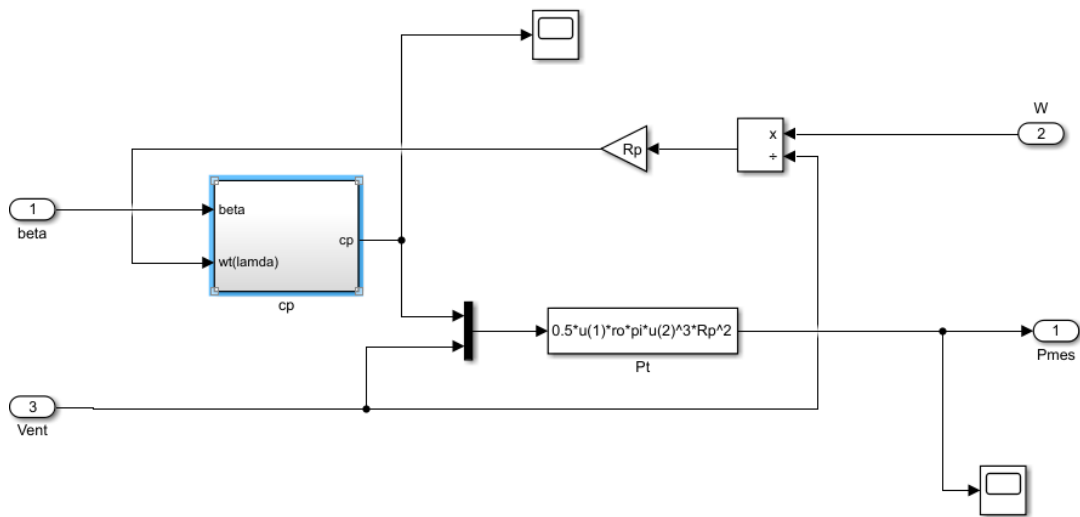


Figure 4 Schéma bloc de la turbine

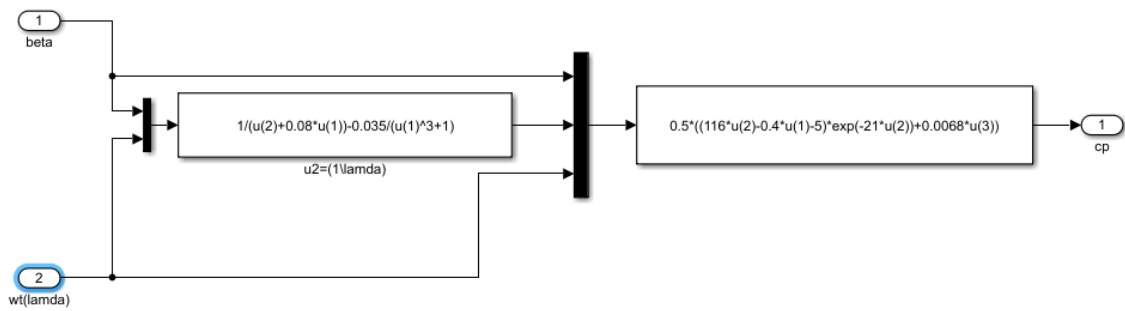
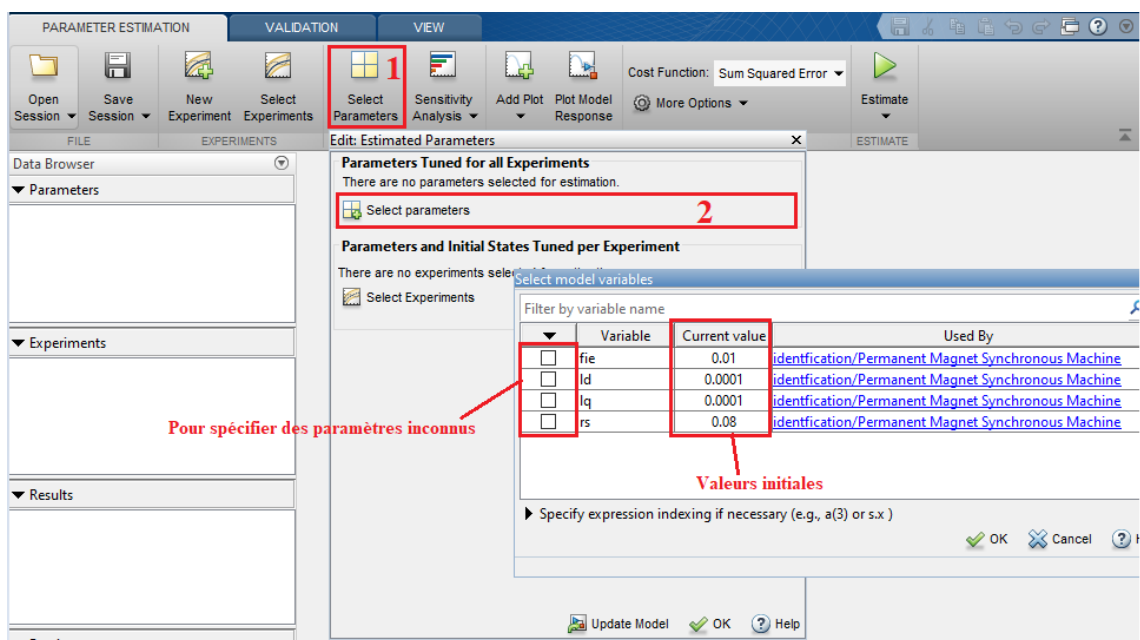
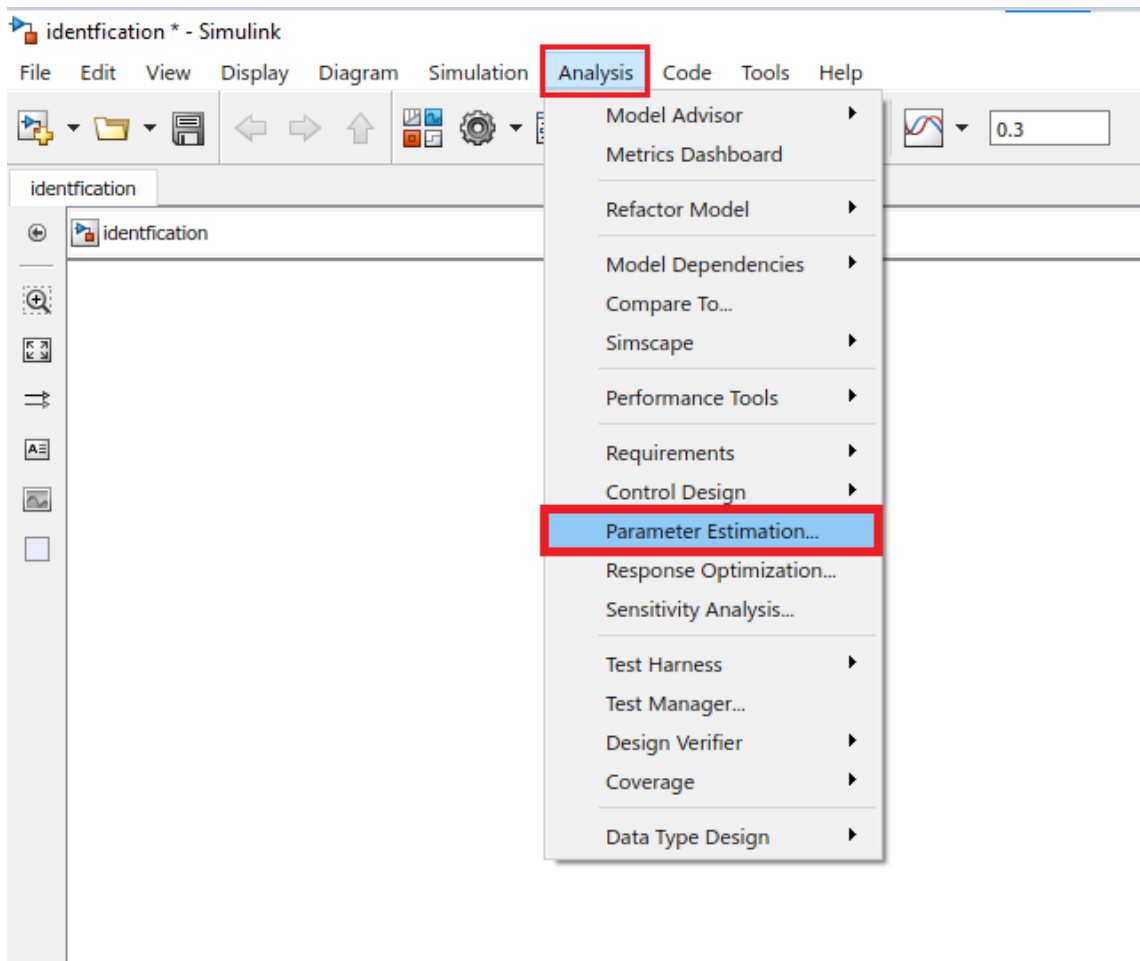


Figure 5 Schéma bloc de la Coefficient de puissance

étapes de l'identification



دراسة ومحاكاة نظام طاقة رياح يعتمد على مولد متزامن PMSM

الملخص:

في هذه البحث، نقوم بدراسة التحكم في نظام تحويل طاقة الرياح المتصل بالشبكة الكهربائية. أصبحت طاقة الرياح تنافسية نظرًا لتأثيرها الإيجابي على البيئة والتنمية الاقتصادية، إلى جانب انتشارها السريع والابتكارات التكنولوجية المستجدة والأساليب الجديدة للتحكم في توربينات السرعة المتغيرة. يتضمن نظام تحويل طاقة الرياح توربين رياح ذو ثلاثة أشعة ومُولد متزامن بالمغناطيس الدائم متصل بالشبكة من خلال محولين: محول الجانب المولد (MSC) المتصل بمحول الجانب الشبكي (GSC) عبر مكثفة تيار مستمر (DC bus). الهدف الرئيسي من هذه الدراسة هو تحسين كفاءة النظام، وتحسين جودة الطاقة الكهربائية المنتجة، وتعزيز استخراج الطاقة لسرعات الرياح المتفاوتة. ولتحقيق هذه الأهداف، نعتمد على تقنيات التحكم المتعارف عليها، مثل تتبع نقطة القدرة القصوى (MPPT) بواسطة متحكم PI والتحكم في زاوية الميل للتوربين، بالإضافة إلى التحكم الاتجاهي بواسطة متحكم Backstepping للمولد المتزامن بالمغناطيس الدائم.

الكلمات المفتاحية: طاقة الرياح، شبكة الكهربائية، توربينات، مولد متزامن مغناطيسي دائم، تتبع نقطة الطاقة القصوى، متحكم Backstepping.

Étude et simulation d'un système éolien basé sur une génératrice synchrone MSAP

Résumé :

Dans cette étude, nous examinons le contrôle d'un système de conversion d'énergie éolienne connecté au réseau électrique. L'énergie éolienne est devenue compétitive en raison de son impact positif sur l'environnement, de son développement économique, de sa diffusion rapide, de son innovation technologique et des nouvelles méthodes de contrôle des turbines à vitesses variables. Le système de conversion d'énergie éolienne comprend une turbine éolienne à trois pales et un générateur synchrone à aimants permanents (PMSG) connecté au réseau via deux convertisseurs : le convertisseur côté machine (MSC) relié au convertisseur côté réseau (GSC) via un bus continu. L'objectif principal de cette étude est d'améliorer l'efficacité du système, d'optimiser la qualité de l'énergie électrique produite et de maximiser l'extraction d'énergie pour différentes vitesses de vent. Pour atteindre ces objectifs, nous utilisons des techniques de contrôle couramment utilisées, telles que le suivi du point de puissance maximale (MPPT) avec un régulateur PI et le pitch control pour la turbine, ainsi que la commande vectorielle avec un régulateur backstepping pour le générateur synchrone à aimants permanents.

Mots clés : Turbine, génératrice synchrone à aimant permanent, MPPT, commande vectorielle, pitch contrôle.

Study and simulation of a wind power system based on a PMSM synchronous generator

Abstract:

In this study, we examine the control of a wind energy conversion system connected to the electrical grid. Wind energy has become competitive due to its positive impact on the environment, economic development, rapid diffusion, technological innovation, and new methods of controlling variable-speed turbines. The wind energy conversion system includes a three-blade wind turbine and a permanent magnet synchronous generator (PMSG) connected to the grid via two converters: the machine-side converter (MSC) connected to the grid-side converter (GSC) via a DC bus. The main objective of this study is to improve system efficiency, optimize the quality of the electrical energy produced, and maximize energy extraction for different wind speeds. To achieve these goals, we use commonly used control techniques, such as maximum power point tracking (MPPT) with a PI controller and pitch control for the turbine, and vector control with a Backstepping controller for the permanent magnet synchronous generator.

Keywords : Turbine, génératrice synchrone à aimant permanent, MPPT, commande vectorielle, pitch contrôle.