

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'enseignement Supérieure et de

la Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'Eloued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème

**Réglage des puissances active et réactive de la génératrice
asynchrone à double alimentation par des régulateurs en
mode glissant**

Devant le jury composé de :

- LARGOT Soulef.....Président
- BEBBOUKHA AliExaminateur
- CHABANI Mohammed SaciEncadreur

Présenté par :

- CHOUACHI Chaabane
- CHOUACHI Maamar
- HAMDI Yasser
- GHEDEIR AMOR Ayoub

Année Universitaire 2023/2024

Remerciement

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

Ainsi, Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur : **Dr CHABANI Mohammed Saci** ,On lui exprime toute notre gratitude pour son expérience, son soutien inconditionnel et ses qualités humaines, son encadrement qui nous a offert la possibilité de réaliser ce travail et qui nous a permis d'élargir notre spectre de connaissances scientifiques.

Nous remercions vont aussi à tous les enseignants du département de génie mécanique, spécialisation en électromécanique , et particulièrement ceux qui ont participé à nous formation.

Un grand merci pour nos parents.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues d'études pour leurs soutiens et encouragements tout au long de mon cursus.

Merci à tous et à toute

Dédicace

A ma chère qui pleure avant de pleurer et se réjouit avant de se réjouir A qui elle s'est sacrifiée pour nous et a été patiente avec notre éducation à qui je ne remplis par son droit (Que allah vous récompense).

A mon chère père, qui m'a toujours soutenu et aidé à affronter les difficultés.

Pour tous ce qui ont fait pour que je puisse les honorer.

A tous mes chères sœurs et mes chères frères

A toute ma famille .

A tous mes amis .

A tous les enseignants du département de génie mécanique.

Chouachi Chaabane

Dédicace

A tous les scientifiques qui travaillent pour le bonheur de l'humanité.

Aux lecteurs de ce mémoire, pour qui, on l'espère, leur sera utile.

À nos parents avec toutes nos gratitudees pour tout

Ces années de sacrifice et d'encouragement

A nos frères et sœurs

À tous nos amis et collègues de notre vie privée et de l'université d'EL-Oued

Chouachi Maamar

Dédicace

Je dédie humblement ce modeste travail à mes parents qui ont intensément vécu chaque moment de ce parcours avec dignité, générosité et esprit de sacrifice. Leur dévouement, dans une symbiose presque biologique avec mes préoccupations, m'a permis de doper ma volonté farouche d'aboutir à ce modeste résultat que j'espère honorable et satisfaisant.

Je le dédie également à mes frères et sœurs, à toute ma famille, mes amis et camarades, ainsi qu'à tous ceux qui m'ont aidé à atteindre mon objectif.

Hamdi Yasser

Dédicace

À mes parents, pour m'avoir inculqué les valeurs de persévérance et d'excellence, je vous suis reconnaissant pour tout ce que vous avez fait pour moi.

À ma femme, pour ton soutien infailible, ta patience et ta compréhension, je te suis profondément reconnaissant. Tu as été ma force et ma motivation tout au long de cette aventure.

À ma famille et à mes amis, pour votre soutien inébranlable et vos encouragements constants, je vous adresse ma gratitude. Votre présence a rendu ce parcours plus significatif et mémorable.

Au Collège de Technologie, je vous remercie pour les connaissances et les compétences que j'ai acquises, ainsi que pour les opportunités offertes. Ce mémoire témoigne de mon parcours académique, dont vous avez été une partie intégrante.

Enfin, au Département de Mécanique, je vous adresse ma reconnaissance pour votre enseignement de qualité et votre encadrement tout au long de mes études. Ce mémoire est le fruit de votre dévouement et de votre expertise.

À vous tous, ce mémoire est dédié avec amour et gratitude. Merci d'avoir été une part essentielle de mon parcours.

Ghedeir Amor Ayoub



Sommaire

Sommaire

Remerciements	I
Dédicace	II
Sommaire	VI
Liste des Figures	X
Liste des tableau	XII
Glossaire	XIII
Introduction générale	1

Chapitre I : Généralité sur La Machine asynchrone à double alimentation

I.1 Introduction	3
I.2 Description de la machine à double alimentation	3
I.3 Classification et comparaison des machines à double alimentation	4
I.3.1 Machine à double alimentation standard (MDAS)	5
I.3.2 Machine à double alimentation en cascade asynchrone (MDACA)	5
I.3.3 Machine à double alimentation sans collecteur (MDASC)	6
I.4 Principe de fonctionnement de la MADA	7
I.5 Ecoulement des puissances dans MADA	9
I.6 Avantages et inconvénients de la MADA	11
I.6.1 Avantages de la MADA	12
I.6.2 Inconvénients de la MADA	12
I.7 Connexion au réseau	12
I.8 Domaine d'application de la MADA	15
I.9 Principe du Système de génération électrique	17
I.10 Conclusion	17

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation

II.1 Introduction.....	18
II.2 Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation.....	18
II.2.1 Description de la machine asynchrone à double alimentation.....	18
II.2.2 Hypothèses simplificatrices.....	19
II.2.3 Equations électriques de la MADA.....	19
II.2.4 Equations magnétiques de la MADA	20
II.2.5 Equation mécanique de la MADA	22
II.3 Transformation de Park.....	22
II.3.1 Equations électriques dans le repère de Park(d,q).....	23
II.3.2 Equations magnétiques	26
II.3.3 Choix du referential	27
II.3.3.1 Référentiel lie au stator.....	27
II.3.3.2 Référentiel lie au rotor.....	28
II.3.3.3 Référentiel lie au champ tournant	28
II.3.4 Mise en équation d'état.....	29
II.4 Expression du couple électromagnétique.....	30
II.5 Expressions des puissances.....	31
II.6 Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation	31
II.6.1 Procédé d'orientation du flux.....	32
II.6.2 Modèle de la MADA à flux statorique orienté.....	33
II.6.3 Commande vectorielle indirect	35

Sommaire

II.6.3.1 Commande vectorielle indirecte sans boucle de puissance	36
II.7 Modélisation de l'alimentation	36
II.7.1 Modélisation du redresseur.....	36
II.7.2 Modélisation du filtre.....	38
II.7.3 Modélisation de l'onduleur de tension	39
II.7.3.1 Fonction de connexion.....	39
II.7.3.2 Simulation numérique de l'onduleur.....	42
II.8 Conclusion	43
 Chapitre III : Réglage des puissances active et réactive par mode glissant	
III.1 Introduction.....	44
III.2 Bref historique.....	44
III.3 Objectif de la commande par mode glissant.....	45
III.4 Système à structure variable	45
III.4.1 Définition	45
III.4.2 Exemple.....	45
III.4.3 Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable.....	47
III.4.4 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande	48
III.5 Théories des modes glissants.....	49
III.5.1 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase	50
III.6 Conception de la commande par mode de glissement	51

Sommaire

III.6.1 Choix de la surface de glissement.....	51
III.6.2 Condition de convergence.....	52
III.6.2.1 Fonction directe de commutation.....	52
III.6.2.2 Fonction de LYAPUNOV	53
III.6.3 Calcul de la commande	53
III.6.3.1 Définition des grandeurs de commande	54
III.6.3.2 Expression analytique de la commande	55
III.6.4 Elimination du phénomène de CHATTERING.....	57
III.7 Application de la commande par mode glissant au GADA	58
III.7.1 Surface de régulation du courant direct.....	58
III.7.2 Surface de régulation du courant en quadrature	59
III.7.3 Résultats de simulation et interprétation des résultats.....	62
III.8 Conclusion.....	63
Conclusion générale	64
Bibliographie	65
Annexe	67
Résumé	68



Liste Des Figures

Liste des figures

Figure. (I.1): Schéma d'une MADA à rotor bobiné	4
Figure. (I.2) : Les différentes variétés de la machine à double alimentation	4
Figure. (I.3) : Schéma de principe de la MDAS	5
Figure. (I.4): Schéma de principe de la MDACA	6
Figure. (I.5): Schéma e principe de la MDASC.....	6
Figure. (I.6):Fréquences de la MADA en fonction de glissement	8
Figure. (I.7): Tension mesurée du rotor de la MADA en fonction de glissement	8
Figure. (I.8): Puissances de la GADA (pertes négligeable, couple constant) en fonction de glissement	10
Figure. (I.9): Diagramme de puissance de la MADA.....	10
Figure. (I.10): Convertisseurs de puissance dans la MADA en fonctionnement en mode hypersynchrone	13
Figure. (I.11): Convertisseurs de puissance dans la MADA en fonctionnement en mode hyposynchrone	14
Figure.(I.12): Schéma de principe d'un aérogénérateur à base de la MADA.....	16
Figure.(I.13): Schéma de principe du système de génération étudié	17
Figure. (II.1): Représentation simplifier de la MADA	18
Figure. (II.2) : Représentation de la transformation (d-q)de la machine	22
Figure. (II.3):Modèle de la MADA dans le repère de PARK	27
Figure. (II.4) : Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC	32
Figure. (II.5) :Commande indirecte sans boucles de puissance	36
Figure. (II.6) : l'ensemble convertisseur machine	36
Figure. (II.7) : Redresseur tout diodes	37
Figure. (II.8) : Les tensions triphasées etila tension redressée.....	37
Figure. (II.9) : Représentation du filtre	38
Figure. (II.10) : Représentation schématique d'un onduleur	39
Figure. (II.11) : Demi-bras de l'onduleur.....	40
Figure. (II.12) : Schéma bloc pour la simulation de principe de la technique M.L.I.....	41

Liste des figures

Figure. (II.13) : La porteuse et les tensions de référence et les signaux de commande	42
Figure. (II.14) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur	42
Figure. (III.1) : Représentation dans le plan d'état du comportement du système	46
Figure. (III.2) : Convergence et stabilisation par logique de commutation	47
Figure. (III.3) : Système de réglage à structure variable avec changement de la structure.....	47
Figure.(III.4): Système de réglage à structure variable avec changement de la Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.....	48
Figure. (III.5): Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement	50
Figure. (III.6): Les modes de trajectoire dans le plan de phase.....	50
Figure. (III.7): Linéarisation exacte de l'écart	52
Figure.(III.8) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.....	53
Figure.(III.9) : Commande appliquée aux systèmes à structure variable	54
Figure. (III.10) :La valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min}	55
Figure. (III.11) : Représentation de la fonction " SIGN ".....	56
Figure. (III.12) : Fonction « SAT »	57
Figure. (III.13) : Fonction de lissage (SMOOTH).....	58
Figure.(III.14) : Schéma bloc de la commande a mode glissant en courants appliquée à la GADA.....	60
Figure.(III.15) : Courant rotorique direct et courant référence avec zoom.....	61
Figure.(III.16) : Courant rotorique quadrature et courant référence avec zoom	61
Figure.(III.17): Courant rotorique simple	61
Figure.(III.18): Courant statorique simple	61
Figure.(III.19): La puissance active statorique et puissance référence avec zoom	62
Figure.(III.20): La puissance réactive statorique et puissance référence avec zoom.....	62
Figure.(III.21):Tension et Courant de phase statorique	62



Liste Des Tableau

Liste des tableau

Tableau. (I.1) :Classification et comparaison des différentes variantes de la machine à double alimentation	7
Tableau. (I.2) :Directions d'écoulement d de puissance du la MADA en négligeant les pertes	10
Tableau. (II.1) :Tension et flux dans le repère de Park	27



Glossaire

Glossaire

f_s : Fréquence statorique(Hz).

f_r : Fréquence rotorique (Hz)

f_m : la fréquence de rotation du rotor.

n_s : la vitesse de synchronisme .

n_m : la vitesse mécanique du rotor

g : Le glissement

P_r : Réserve d'énergie

P_m : Puissance mécanique

P_s :Puissance active statorique (W)

Q_s : Puissance réactive statorique (VAR)

Q_r : Puissance réactive rotorique (VAR)

Q_{sr} : La somme des puissances réactives

S_s : Puissance apparente maximale du stator

S_r : Puissance apparente maximale du rotor

g_{max} : Le glissement maximal

P_{abs} : La puissance absorbée

P_j : Pertes joules

P_{el} : Puissance électrique

ω_s : Pulsation statorique

ω_r : Pulsation rotorique

ω_m : vitesse angulaire de rotation du rotor.

ω : vitesse électrique

Ω_m : Vitesse de rotation mécanique (rad/sec).

A_s, B_s, C_s : Correspondent aux trois phases du stator.

A_r, B_r, C_r : Correspondent aux trois phases du rotor.

$[V_{as} V_{bs} V_{cs}]^T$: vecteur de tension statorique.

$[V_{ar} V_{br} V_{cr}]^T$: vecteur de tension rotorique.

Glossaire

$[i_{as} i_{bs} i_{cs}]^T$: vecteur de courant statorique.

$[i_{ar} i_{br} i_{cr}]^T$: vecteur de courant rotorique.

$[\varphi_{as} \varphi_{bs} \varphi_{cs}]^T$: vecteur de flux statorique.

$[\varphi_{ar} \varphi_{br} \varphi_{cr}]^T$: vecteur de flux rotorique.

R_s : la résistance statorique.

R_r : la résistance rotorique.

L_s : Inductances cycliques statoriques (H).

L_r : Inductances cycliques rotoriques (H).

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques (H).

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques (H).

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor (H).

M : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques (H).

d : Indice de l'axe direct.

q : Indice de l'axe en quadrature.

o : Indice de l'axe homopolaire.

$[A]$: Matrice de Park.

$[A]^{-1}$: Matrice inverse de Park.

θ_s : Position de stator (rad).

θ : Position entre l'axe statorique as et l'axe rotorique ar (rad).

θ_r : Position électrique de rotor (rad).

V_{sd}, V_{sq} : Composantes de la tension statorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (V).

V_{rd}, V_{rq} : Composantes de la tension rotorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (V).

i_{sd}, i_{sq} : Composantes du courant statorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (A).

Glossaire

i_{rd}, i_{rq} : Composantes du courant rotorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (A).

$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$: Composantes du flux statorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (Wb).

$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$: Composantes du flux rotorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (Wb).

C_{em} : Couple électromagnétique (N.m).

C_r : Couple résistant (N.m).

J : Moment d'inertie des parties tournantes (Kg.m²).

f : Coefficient de frottement (N.m.sec/rad).

p : Nombre de paires de pôles.

$S(x_s)$: Surface glissement de la variable x.

$e(X)$: Ecart de la variable à régler.

λ_x : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$V(X)$: Fonction de Lyapunov.

r : Degré relatif.

$u_{eq}(t)$: Commande équivalente.

$u(t)$: Grandeur de la commande.

σ : Coefficient de dispersion.

i_{rq_ref}, i_{rd_ref} : courant de référence.

P_{ref}, Q_{ref} : la puissance de référence.

$sign$: la fonction "signe".

\dot{S} : Le premier dérivé de surface.

V_{rd_eq}, V_{rq_eq} : Les tensions de commandes équivalentes.

V_{rd_n}, V_{rq_n} : Les tensions de commandes de commutations..

Glossaire

$K_{V_{rd}}, K_{V_{rq}}$: Gain la surface de glissement .

Sigles utilisés :

MADA : la machine asynchrone à double alimentation.

GADA : la génératrice asynchrone à double alimentation.

DFIM : Doubly Fed Induction Machine.

DFIG : Doubly Fed Induction generator.

MLI : Modulation à Large Impulsion.

CMG : Commande par mode glissants.

SMC : Sliding Mode Control (régulateur mode glissant).

MC : Mode de convergence.

CSV : Commande à structure variable.

MG : Mode de glissement.

MRP : Mode de régime permanent.



Introduction générale

Introduction générale

Une solution nouvelle et originale dans le domaine de la production d'énergie électrique à vitesse variable ou constante utilise des machines AC fonctionnant selon un mode spécifique. Il s'agit du « machine asynchrone doublement alimenté (MADA) », également appelé « doubly fed induction machine » en anglais. Il s'agit d'une machine asynchrone triphasé à rotor bobiné pouvant être alimenté par une tension externe. Le schéma de connexion le plus courant pour cette machine consiste à connecter le stator directement au réseau, tandis que le rotor est alimenté via un convertisseur de puissance contrôlé. Cette solution est plus adaptée à toutes les applications où les changements de vitesse sont limités par des changements simultanés. Le principal avantage de cette machine est que le convertisseur de puissance n'a besoin de gérer que 20 à 30 % de la puissance totale du système, en fonction du glissement. Cela signifie que les pertes dans le convertisseur de puissance peuvent être réduites par rapport à la gestion de toute l'énergie via le convertisseur de puissance, réduisant ainsi les coûts de production. De plus, le mode générateur à aimant permanent peut produire de l'énergie électrique à fréquence constante à des vitesses mécaniques variables tout en offrant une plage de fonctionnement plus large par rapport aux moteurs asynchrones à cage d'écureuil[1].

Afin d'améliorer les performances et l'efficacité des générateurs à double alimentation, un contrôle robuste doit être conçu pour rendre le système insensible aux perturbations externes et aux changements de paramètres. Il existe différentes stratégies dans la littérature pour résoudre le problème de contrôle du générateur asynchrone (GADA) à double alimentation. Dans notre cas, nous nous concentrons sur les réglages de la puissance active et réactive produites par la GADA en utilisant des régulateurs en mode de glissement afin d'évaluer les performances de ce type de réglage par simulation dans l'environnement Matlab/Simulink, tout en tenant compte des hypothèses simplificatrices.

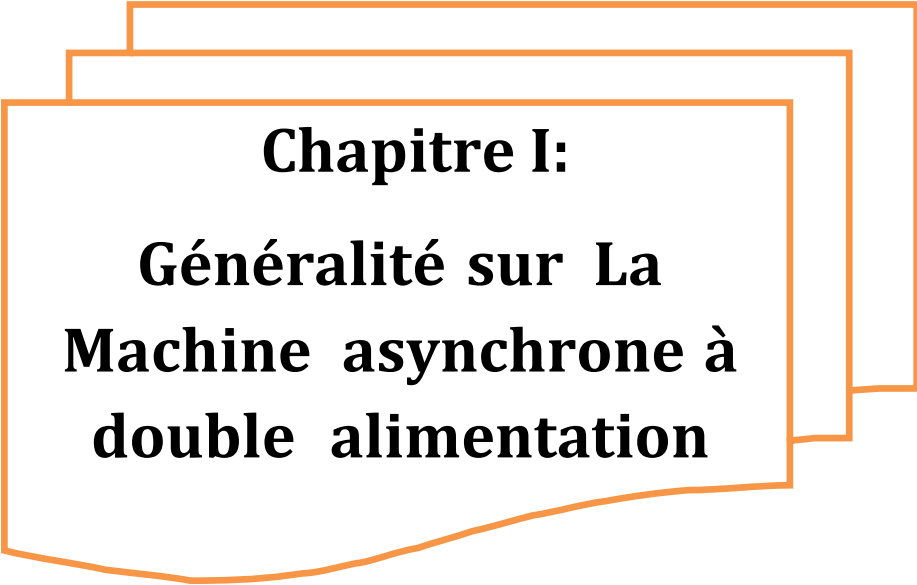
Le mémoire est structuré de la manière suivante :

Le chapitre 1 présente des informations générales sur les machines asynchrones à double alimentation, la description de MADA, la classification et la comparaison des machines asynchrones à double alimentation, le principe de fonctionnement de MADA, le flux de puissance dans MADA et les avantages et inconvénients de MADA et la connexion avec le réseau MADA et le principe de système de production d'énergie.

Introduction générale

Le deuxième chapitre est consacré au modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation basé sur des hypothèses simplificatrices dans les différents repères et la modélisation du système d'alimentation de la MADA. et modélisation de l'alimentation (redresseur , filter , onduleur).

Le chapitre trois est consacré à la régulation de la puissance active et de la puissance réactive par des régulateurs à glissant.



Chapitre I:
Généralité sur La
Machine asynchrone à
double alimentation

I.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est de donner un aperçu de la machine asynchrone à double puissance, en examinant ses principes de fonctionnement, en évaluant ses fonctionnalités et ses performances, et en explorant diverses applications dans différents domaines.

De plus, ce chapitre comprendra une analyse complète et une comparaison des différentes variantes de cet appareil.

I.2 Description de la machine à double alimentation

La première apparition de la machine asynchrone à double alimentation "*doubly-fed induction machine (DFIM)*", date de l'année 1899[2]; il ne s'agissait pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation[3].

La machine asynchrone à double largeur a le stator similaire au stator Les machines triphasées classiques (cage asynchrone ou synchrone) sont souvent constituées de Feuilles magnétiques empilées avec fentes dans lesquelles insérer Enroulements [2].

L'originalité de cette machine vient du fait que le rotor en est radicalement différent. Il n'est pas constitué d'un aimant ou d'une cage d'écureuil, mais d'enroulements triphasés disposés De la même manière que les enroulements du stator (rotor bobiné)[2] . Vertige de la plaie Il comprend un enroulement triphasé, similaire à celui d'un stator connecté en étoile. L'extrémité libre de chaque bobine est reliée à une boucle et permet la connexion Sortez les enroulements vers le rotor. Cette connexion est une connexion d'alimentation externe Il permet d'effectuer un contrôle des grandeurs rotoriques [2].

Pour être classée comme machine à double alimentation, il doit y avoir deux sources Retirez l'eau de l'eau. L'ordinateur moderne est l'une de ces informations Codé électroniquement, le contrôle de la vitesse peut être amélioré En plus comme moteur ou générateur. L'adaptateur secteur est Habituellement, quel est l'enroulement du rotor. L'autre source (réseau) contient un fichier Pompe à eau alternative Vers le stator [2].

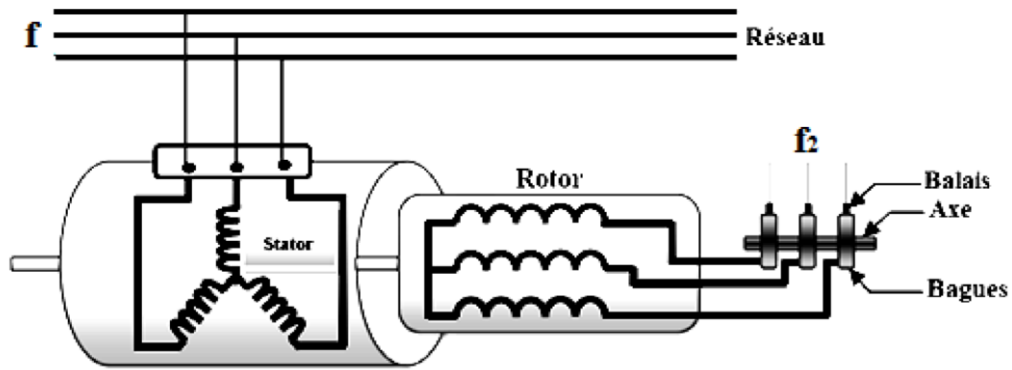


Figure. (I.1): Schéma d'une MADA à rotor bobiné.

I.3 Classification et comparaison des machines à double alimentation:

La typologie de la machine asynchrone à double alimentation découle d'une analyse historique issue de la littérature spécialisée dans le domaine des machines à double alimentation[1].

La figure.(I.2) illustre les différentes catégories les plus connues de la machine à double alimentation. Ceux sont :

- (MDASC) : Machine à double alimentation sans collecteur.
- (MDAS) : Machine à double alimentation standard à rotor bobiné.
- (MDACA) : Machine à double alimentation en cascade asynchrone.

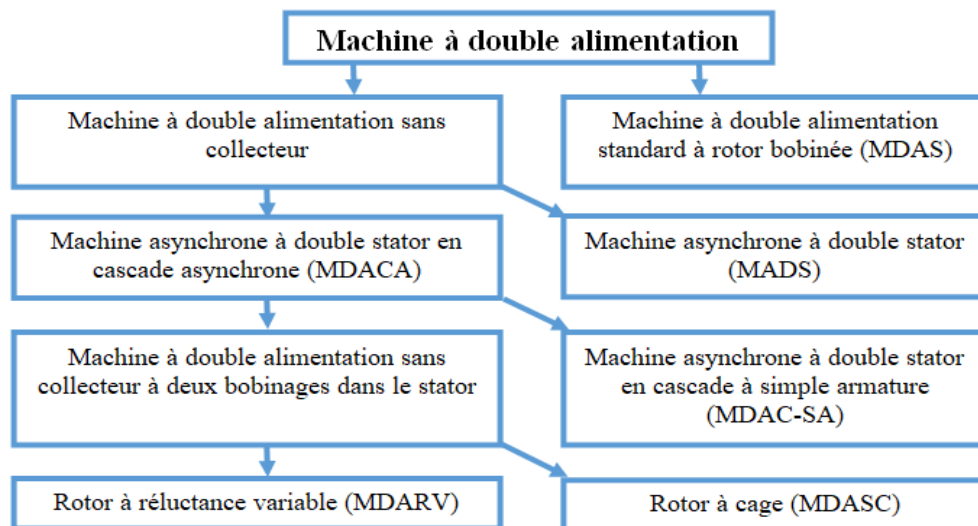


Figure. (I.2) : Les différentes variétés de la machine à double alimentation.

Les schémas de principe pour les variantes de la machine à double alimentation les plus attractives et qui sont beaucoup plus développées dans la littérature sont données ci-dessous.

I.3.1 Machine à double alimentation standard (MDAS):

La machine à double alimentation standard est un type de machine asynchrone à rotor bobiné qui utilise un système de balais-bagues. Le schéma de principe de cette machine est illustré dans la figure (I.3). Dans ce cas, le stator est alimenté directement par le réseau électrique, tandis que le rotor est alimenté par un convertisseur alternatif-alternatif. Cette configuration permet de contrôler le glissement de la machine. Il est important de noter que le convertisseur présenté dans la figure peut être composé d'un redresseur et d'un onduleur (conversion indirecte), ou bien d'un cyclo-convertisseur (conversion directe). [1].

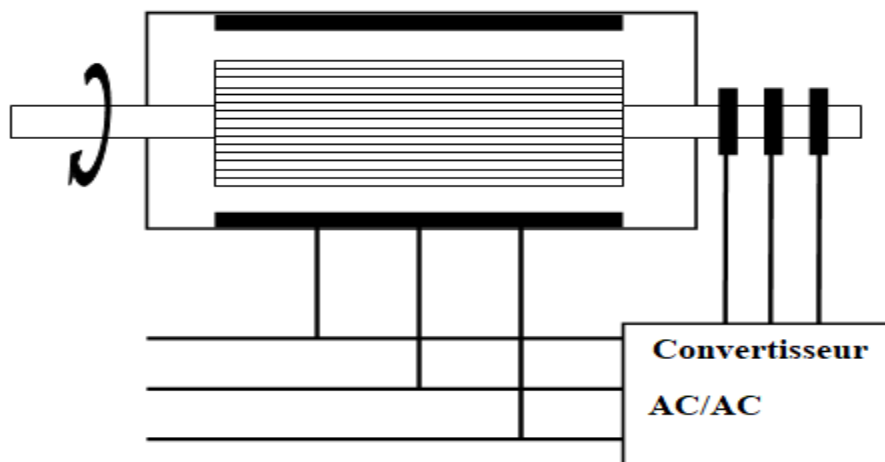


Figure. (I.3): Schéma de principe de la MDAS.

I.3.2 Machine à double alimentation en cascade asynchrone (MDACA):

La configuration en cascade asynchrone à double alimentation se compose de deux machines asynchrones avec des rotors bobinés connectés mécaniquement et électriquement comme le montre la figure (I.4). Dans cette configuration, le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau, tandis que l'autre est connecté au réseau via un convertisseur AC-AC. Dans ce schéma, une fois les tensions rotoriques des deux machines équilibrées, la machine alimentée par le convertisseur peut être utilisée pour contrôler la machine connectée directement au réseau [1].

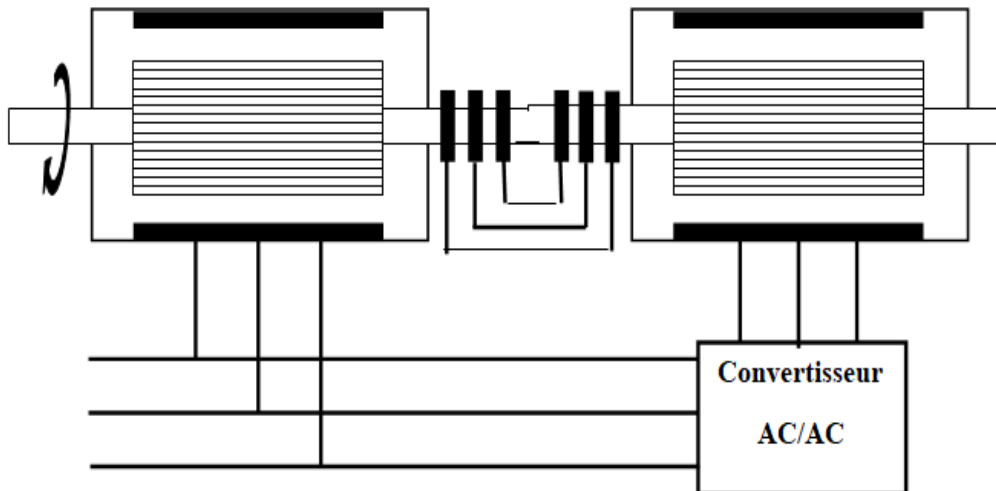


Figure.(I.4): Schéma de principe de la MDACA

I.3.3 Machine à double alimentation sans collecteur (MDASC):

La machine se compose de deux enroulements étendus dans un seul stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre est alimenté par un convertisseur AC/AC comme le montre la figure. (1.5). Ce type de moteur est constitué de deux enroulements statoriques avec un nombre différent de paires de pôles ; et le nombre de pôles magnétiques du rotor doit être la somme de ces deux paires de pôles[1].

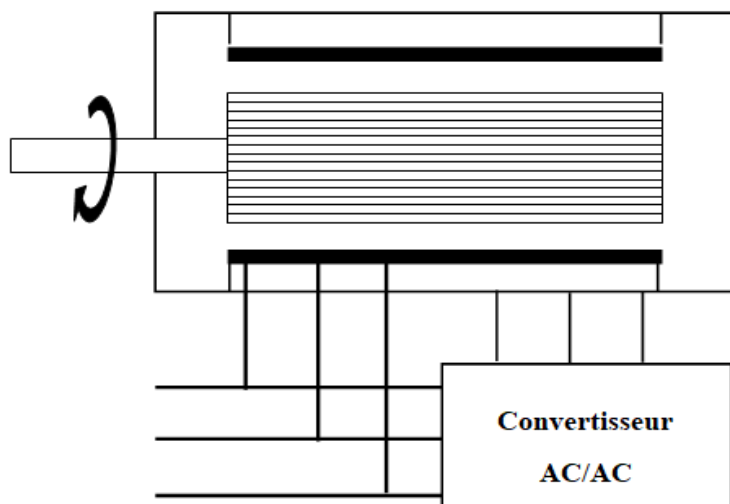


Figure. (I.5): Schéma de principe de la MDASC

Parmi les types les plus connus de machines à double alimentation sans collecteur, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable. Cette dernière se compose d'un stator

Le tableau ci-dessous offre une brève comparaison et évaluation des différentes variantes de la machine à double alimentation en fonction de la construction, du convertisseur associé et de la loi de commande adaptée à celui-ci[1].

Type de la MADA	Construction de la machine	Convertisseur de puissance	Loi de commande
MDAS	Etablie	Dépend de la vitesse opérationnelle	Orientation du flux statorique avec le découplage entre les puissances active et réactive
MDACA	Difficile	Identique à celle de la MDAS	Identique à celle de la MDAS
MDASC	Spéciale, le prototype disponibles et toujours dans le progrès de recherches	Identique à celle de la MDAS	Orientation du flux rotorique et orientation simplifiée du flux rotorique comme la MDAS

Tableau. (I.1) Classification et comparaison des différentes variantes de la machine à double alimentation.

Tous les MDAS, MDACA, MDASC utilisent des convertisseurs de puissance bidirectionnels pour réguler la vitesse requise, qui doit être proche de la vitesse synchrone. Plus la plage de fonctionnement est étroite, moins le convertisseur doit gérer de puissance[1].

Sur la base de ce tableau comparatif, les machines standard à double alimentation (MDAS) semblent être une conception établie et simple par rapport à d'autres types de machines. Son contrôle est basé sur le convertisseur de puissance disponible (AC/AC) ; de plus, la machine inclut un contrôle via la direction du flux statorique pour réaliser un découplage entre puissance active et réactive[1].

I.4 Principe de fonctionnement de la MADA

MADA est un moteur asynchrone à rotor bobiné dont les enroulements statoriques sont connectés directement au réseau. Le rotor comporte des enroulements triphasés connectés à un transformateur de puissance bidirectionnel via un système à billes toroïdales. Le stator est

représenté par "s", le rotor est représenté par "r" et "p" représente le nombre de paires de pôles de la machine, qui est déterminé par le rapport des fréquences du stator et du rotor, comme suit:

$$f_s = f_r + pf_m \tag{I-1}$$

Avec f_m : la fréquence de rotation du rotor.

Le glissement g est défini par :

$$g = \frac{f_r}{f_s} = \frac{n_s - n_m}{n_s} \tag{I-2}$$

n_m : est la vitesse mécanique du rotor et n_s la vitesse de synchronisme de la MADA donnée par

$$n_s = \frac{60 \cdot f_s}{p} \tag{I-3}$$

Les figures (I.6) et (I.7) représentent la variation de fréquence et de tension rotorique avec glissement, où le circuit statorique est alimenté directement par le réseau et le rotor est en circuit ouvert, ces grandeurs dépendent de la vitesse de fonctionnement de la machine[1].

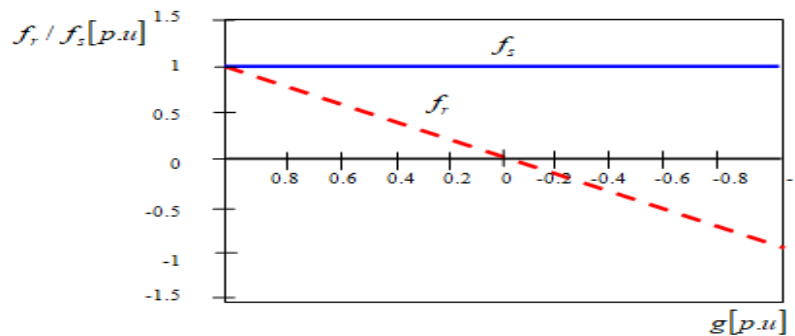


Figure. (I.6) : Fréquences de la MADA en fonction de glissement.

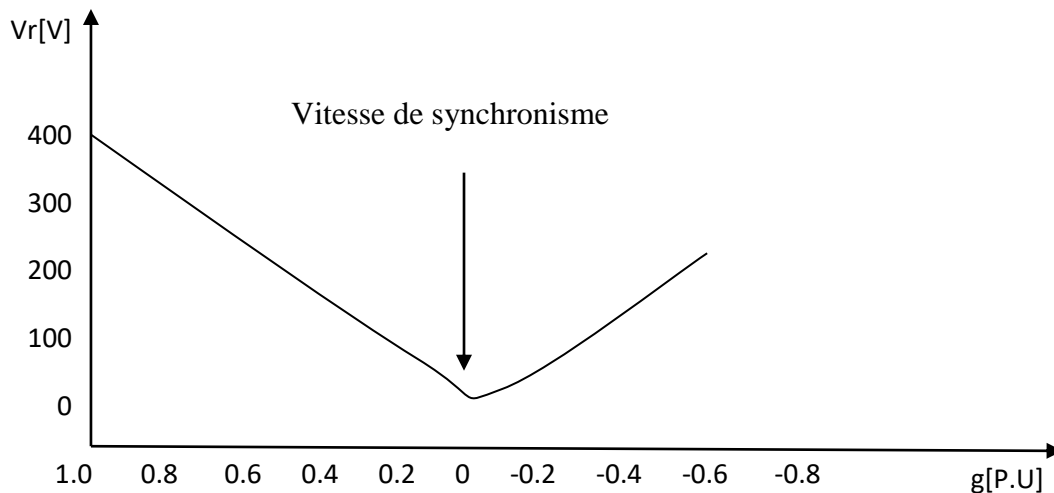


Figure. (I.7): Tension mesurée du rotor de la MADA en fonction de glissement.

Les différents modes de fonctionnement de MADA peuvent être divisés comme suit en fonction de la différence de glissement :

- **Stationnaire ($g = 1$)** : Le stator est directement alimenté par le réseau à la fréquence f_s . Le rotor est donc le siège d'une force électromotrice induite de fréquence f_r Identique à f_s . Dans ce cas MADA se comporte comme un transformateur[4].
- **Hyposynchrone ($0 < g < 1$)**: En faisant tourner le rotor dans le sens du flux statorique, la fréquence f_r du rotor commence à diminuer (Figure. (I.6)). Plus la vitesse du rotor est proche de la **vitesse** synchrone, plus f_r tend vers 0, plus la tension induite dans le rotor diminue linéairement et prend une valeur très faible correspondant à la vitesse synchrone[4].
- **Synchrone ($g = 0$)** : C'est le moment où la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse synchrone et la fréquence f_r du rotor s'annule. En d'autres termes, le rotor tourne à la même vitesse que le flux statorique ; donc le rotor n'a aucun mouvement relatif par rapport à lui et donc aucune tension n'est induite dans les enroulements du rotor [4].
- **Hypersynchrone ($g < 0$)** : En accélérant davantage, le flux rotorique rattrape le flux statorique et la fréquence rotorique devient négative selon les équations (I-2) et (I-3). Cette valeur négative signifie que la séquence des phases du rotor " (a_r, b_r, c_r) " est inversée. Une augmentation de la vitesse relative du rotor entraîne une augmentation de la tension induite par le rotor par rapport au flux du stator [4].

I.5 Ecoulement des puissances dans la MADA

Les puissances (en ignorant les pertes) de la MADA peuvent être écrites par les expressions suivantes :

$$P_r = -gP_s \quad \text{(I-4)}$$

$$P_m = -(1 - g)P_s \quad \text{(I-5)}$$

Lorsque la puissance circule vers l'arbre de la machine et est convertie en énergie mécanique, elle est considérée comme positive. Lorsque la machine est à l'arrêt, la puissance circule uniquement entre le stator et le rotor, auquel cas la machine agit comme un transformateur. Lors de l'accélération, la puissance mécanique augmente linéairement, mais la puissance transmise au rotor diminue. Lorsque la machine atteint une vitesse synchrone, la transmission de puissance s'effectue uniquement entre le stator et l'arbre mécanique. Au-delà de la vitesse synchrone, le sens de transmission de la puissance est linéairement inversé. La figure (I.9) met également en évidence les

deux modes de fonctionnement de ce phénomène, à savoir les modes. Modes faiblement synchrones et super-synchrones des générateurs à induction à double alimentation [3].

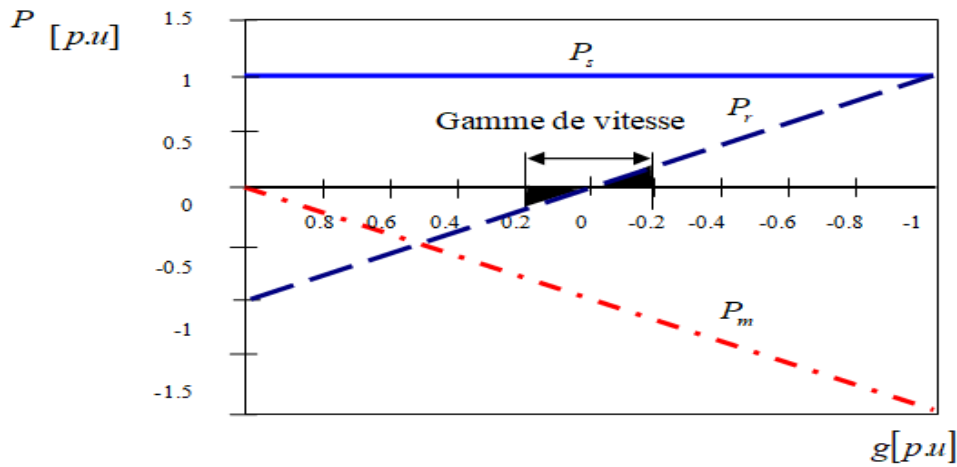


Figure. (I.8) : Puissances de la GADA (pertes négligeable, couple constant) en fonction de glissement

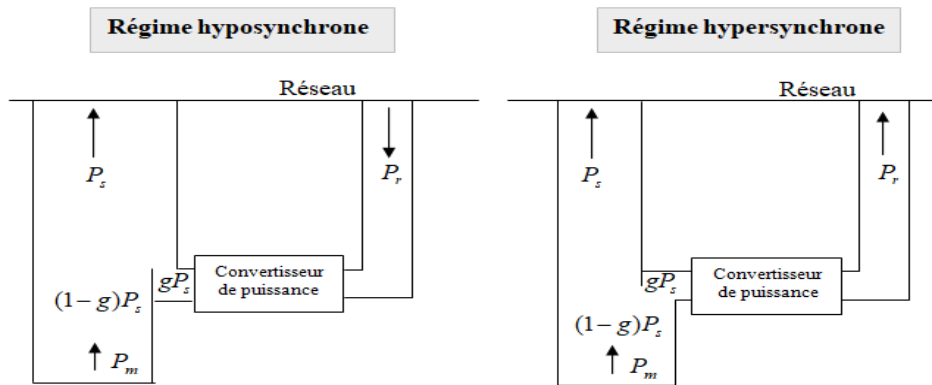


Figure. (I.9): Diagramme de puissance de la MADA

	Moteur $P_m < 0$	Génératrice $P_m > 0$
Hyposynchrone $P_s = -(P_m + P_r)$	$P_s > 0$ $P_r < 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$
Hypersynchrone $P_m = -(P_s + P_r)$	$P_s > 0$ $P_r > 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$

Tableau. (I.2): Directions d'écoulement dans de puissance du la MADA en négligeant les pertes

D'après la figure. (I.8), il est observé que la puissance à travers le convertisseur associé au rotor en régime hyposynchrone s'écoule uniquement entre le stator et le réseau. En revanche, cet écoulement s'inverse en régime hypersynchrone, où la puissance circule du rotor vers le réseau, comme le montre la figure. (I.9).

La figure. (I.5) illustre clairement les avantages d'un système à double alimentation en représentant un système à vitesse variable de telle sorte que la plage opérationnelle de vitesse soit autour du point de synchronisme. La manipulation de la puissance du convertisseur bidirectionnel peut ainsi être considérablement réduite par rapport au système simple alimentation (machine asynchrone à cage).

Par exemple, une plage de vitesse de $\pm 20\%$ autour du point de synchronisme correspond à une plage de glissement de 0,2 à -0,2. Cela limite la puissance active maximale traitée par le convertisseur à 20 % de la puissance du stator[3] .

La puissance réactive est définie comme suit :

$$Q_{sr} = Q_s + \frac{Q_r}{|g|} \quad (\text{I-6})$$

Q_s et Q_r sont les puissances réactives respectivement du stator et du rotor ;

Q_{sr} est la somme des puissances réactives requises pour établir le flux de fuite et de magnétisant dans la MADA.

La puissance apparente maximale du rotor S_r est liée du celle du stator S_s par l'expression suivante :

$$S_r = |g_{max}| \cdot S_s \quad (\text{I-7})$$

Avec g_{max} le glissement maximal pour une gamme de vitesse bien définie.

I.6 Avantages et inconvénients de la MADA

Comme les autres machines, MADA présente des avantages et des inconvénients. Ces caractéristiques sont liées à plusieurs facteurs tels que sa structure, sa stratégie de contrôle et son application.

I.6.1 Avantages de la MADA

La MADA présente plusieurs avantages. Parmi ces nombreux avantages, nous citons:

- L'accessibilité du stator et du rotor offre la possibilité d'avoir de multiples degrés de liberté pour contrôler correctement le transfert de puissance et le facteur de puissance, avec toutes les possibilités de récupération d'énergie ou d'injection d'énergie dans les bobinages de la machine [5].
- Capacité à produire de l'électricité quelle que soit la vitesse de rotation (hyposynchrone ou supersynchrone) et à restaurer la puissance glissante à la puissance nominale sans surchauffe[6].
- Le convertisseur de fréquence utilisé pour contrôler le circuit du rotor MADA est de puissance relativement faible par rapport au circuit du stator. De tels convertisseurs à rotor à commutation élevée sont utilisés pour atteindre des performances dynamiques élevées en termes de temps de réponse, de réduction des harmoniques et d'amélioration du rendement[7].

I.6.2 Inconvénients de la MADA [8]

- La machine est plus grande que la machine à cage et généralement plus longue à cause des brosses.
- Le coût global des servomachines dépasse celui des machines à cage.
- Nous utilisons un nombre de convertisseurs plus élevé (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) par rapport aux machines à cage (un redresseur et un onduleur).

I.7 Connexion au réseau [9]

Contrairement à certains moteurs synchrones qui utilisent des convertisseurs capables de délivrer 100 % de la puissance nominale, les convertisseurs associés à MADA ne traitent que 25 à 30 % de la puissance nominale. Ils sont plus économiques et plus petits, permettant de contrôler MADA en ajustant la vitesse de rotation du rotor par rapport à la vitesse synchrone.

Dans le paragraphe suivant, nous examinerons le convertisseur de puissance statique reliant le rotor MADA au réseau, ainsi que le cas de la connexion des enroulements du stator triphasé directement au réseau.

Le convertisseur statique se compose d'un redresseur, d'un bus DC et d'un onduleur. Le courant est réversible car la puissance rotorique P_r traverse le convertisseur dans un sens pour un fonctionnement super-synchrone et dans l'autre sens pour un fonctionnement faiblement synchrone. L'onduleur devient redresseur, le redresseur devient onduleur.

Sachant que $P_r = |g \cdot P_s|$, et généralement, le glissement g étant bien inférieur à 1, P_r représente seulement une fraction de la puissance statorique P_s . Le signe de P_r change selon le glissement g .

Il existe deux modes de fonctionnement possibles pour la génératrice en fonction du signe du glissement g .

Sens 1 : Fonctionnement en mode hypersynchrone :

La machine asynchrone agit comme une génératrice lorsque sa vitesse de rotation mécanique est supérieure à la vitesse de synchronisme. Lorsque le glissement g est inférieur à 0, on parle de fonctionnement hypersynchrone. La puissance au rotor de la MADA est produite et injectée dans le réseau via le convertisseur.

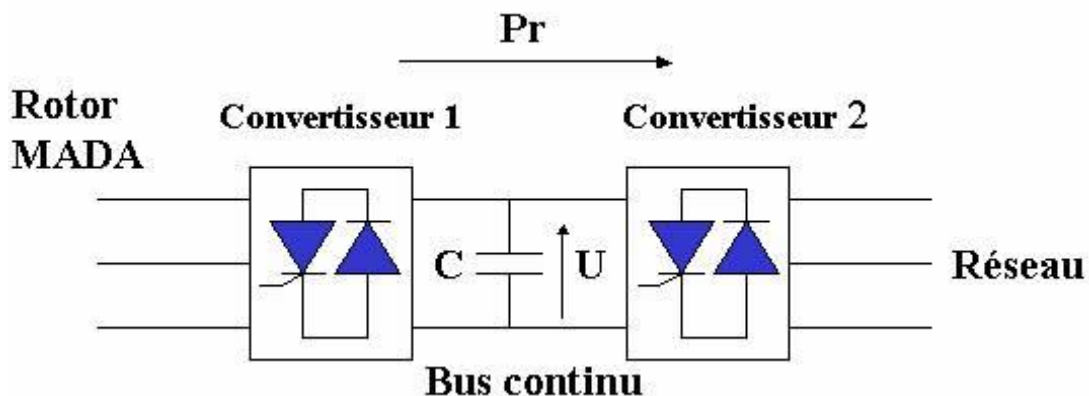


Figure. (I.10): Convertisseurs de puissance dans la MADA en fonctionnement en mode hypersynchrone.

- **Le convertisseur 1** agit comme un redresseur. Ce dernier convertit la tension alternative et la puissance alternative fournies par MADA en tension continue et en puissance continue. Le condensateur crée un bus intermédiaire.
- **Le convertisseur 2** agit comme un onduleur, rétablissant la tension continue et le courant continu. La commande de l'onduleur est utilisée pour réguler la sortie, et après passage par le transformateur élévateur, un signal adapté à l'amplitude et à la fréquence du réseau est obtenu.

- Le passage par le bus continu est essentiel pour permettre à l'onduleur de réguler l'amplitude et la fréquence. Le réseau est considéré comme une source de courant en raison des inductances du réseau, tout comme les enroulements du rotor sont considérés comme une source de courant car ce sont des bobinages. Une bobine est également considérée comme une source de courant car le courant qui y circule ne peut jamais être discontinu. En ce qui concerne un condensateur, la tension à ses bornes est toujours continue, ce qui en fait une source de tension. En utilisant un bus continu avec un condensateur, on respecte l'alternance entre source de tension et source de courant[9].

Sens 2 : Fonctionnement en mode hyposynchrone :

La machine asynchrone agit comme une génératrice lorsque sa vitesse de rotation mécanique est inférieure à la vitesse de synchronisme, ce qui correspond à un glissement $g > 0$. Dans ce cas, le fonctionnement est qualifié d'hyposynchrone et la puissance au rotor est absorbée. Cette puissance est fournie par le réseau via le convertisseur, qui peut fournir jusqu'à 25% de la puissance nominale de la machine asynchrone doublement alimentée.

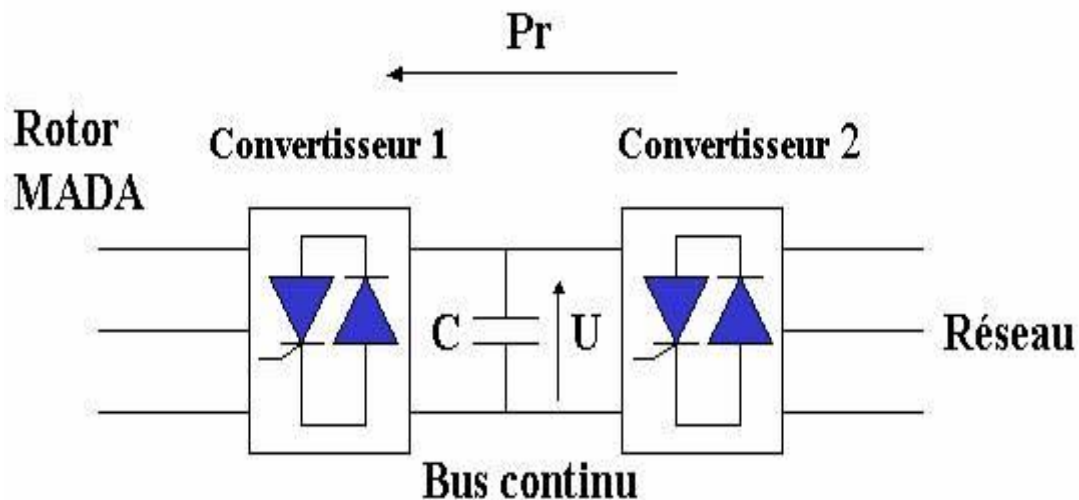


Figure. (I.11): Convertisseurs de puissance dans la MADA en fonctionnement en mode hyposynchrone.

- Le convertisseur 2** agit comme un redresseur, transformant le signal fourni par le réseau en signal continu.
- Le convertisseur 1** agit comme un onduleur, régulant l'amplitude et la fréquence du signal envoyé au rotor de la MADA. Il modifie les tensions aux bornes des circuits rotoriques, permettant de faire varier la vitesse de la turbine et donc la puissance extraite, tout en alimentant la machine asynchrone en courant alternatif[9].

Flux de puissance :

- Lorsque $\Omega_m > \Omega_s$ et que $g < 0$, le système est en mode hypersynchrone. La puissance du rotor est délivrée, puis transmise au bus continu, ce qui tend à augmenter la tension continue aux bornes du condensateur.
- Lorsque $\Omega_m < \Omega_s$ et que $g > 0$, le système fonctionne en mode hyposynchrone. La puissance du rotor est absorbée, provenant du bus continu capacitif et tendant à réduire la tension continue aux bornes du condensateur.
- Le convertisseur du côté du réseau génère ou absorbe de la puissance pour maintenir la tension continue constante.
- Le convertisseur du côté du rotor produit une tension de rotor avec une fréquence égale à la fréquence du réseau multipliée par la valeur absolue du glissement, soit $\omega_r = |g| \cdot \omega_s$. Ce convertisseur permet de contrôler le couple électromagnétique du générateur et, par conséquent, sa vitesse[9].

Puissance réactive :

Les deux convertisseurs ont la capacité de produire ou d'absorber de la puissance réactive et de réguler son niveau.

La puissance réactive fournie au réseau peut être contrôlée par la puissance réactive produite ou absorbée par le convertisseur relié au rotor. Il y a un échange de puissance réactive entre ce convertisseur et le réseau via le générateur. En effet, le générateur absorbe de la puissance réactive pour compenser les inductances mutuelles et les inductances de fuites.

Le convertisseur connecté au réseau peut également agir comme compensateur de puissance réactive[9].

I.8 Domaine d'application de la MADA

Actuellement, les moteurs asynchrones à double alimentation occupent une place importante dans les applications industrielles en raison de leurs nombreux avantages. En fait, les MADA sont largement utilisés comme générateurs dans les applications d'énergies renouvelables, en particulier dans les systèmes éoliens. De plus, son fonctionnement en générateur fait de MADA une alternative importante aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisés, tels que [4].

- Systèmes de propulsion pour navires et avions.
- Centrale hydroélectrique à débit et vitesse réglables.
- Générateur, qui peut réduire considérablement la consommation de carburant grâce à une vitesse réduite pendant les périodes de faible consommation [4].

MADA peut également être utilisé dans d'autres applications importantes nécessitant un couple de démarrage élevé, telles que :

- Le domaine de la métallurgie incluant l'utilisation d'enrouleuses et de dérouleuses de bobines.
- La traction, qui englobe diverses applications telles que le transport urbain ou la propulsion maritime.
- Enfin, l'application de levage, comprenant les ascenseurs, les monte-charge, et autres[4].

Il est à noter que les applications du MADA en tant que moteur sont assez limitées; parmi celles-ci, on trouve principalement la traction électrique et les systèmes de pompage.

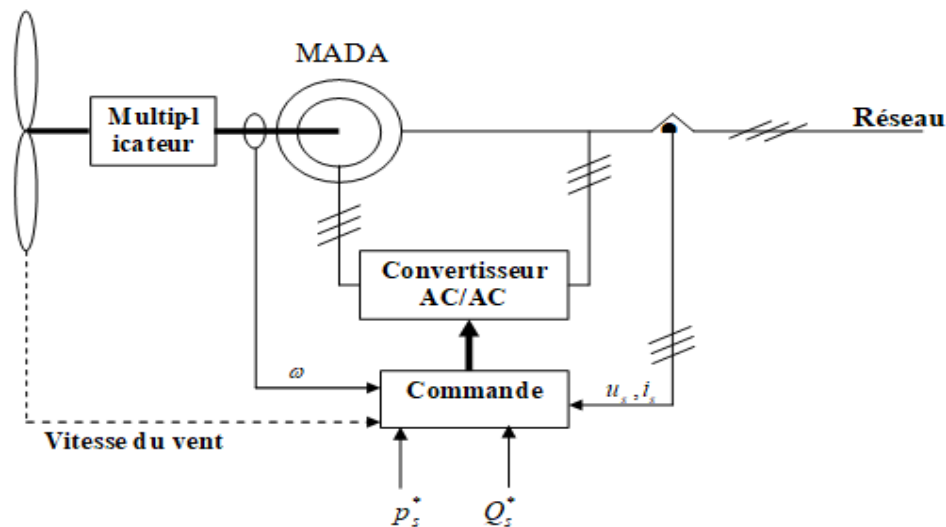


Figure.(I.12): Schéma de principe d'un aérogénérateur à base de la MADA.

L'analyse bibliographique a révélé une abondante littérature sur le sujet, permettant d'identifier des systèmes électriques spécifiquement adaptés basés sur l'utilisation de convertisseurs AC/AC (cyclo-convertisseurs) ou AC/DC/AC (redresseurs-onduleurs), Figure. (I.12). Le convertisseur est conçu pour transporter la puissance du rotor, soit environ 20 à 30 % de la puissance nominale. C'est le principal intérêt de cette technologie.

I.9 Principe du Système de génération électrique

Un système de génération électrique repose sur une machine asynchrone à rotor bobiné, dont le stator est directement connecté au réseau, tandis que le rotor est relié à ce dernier via un convertisseur de puissance bidirectionnel.

De plus, une stratégie de réglage sera mise en place pour les puissances active et réactive de la génératrice, visant à les réguler en fonction des valeurs de référence requises.

Le dispositif de conversion de puissance utilisé dans ce cas est un onduleur de tension équipé de dispositifs à semi-conducteurs connectés à une source de courant continu (qui doit être un redresseur). La stratégie de commande par largeur d'impulsion (MLI) est adaptée pour contrôler l'onduleur de tension[1].

L'objectif de ce travail est d'ajuster les puissances active et réactive générées par le stator de la MADA à l'aide de régulateurs en mode glissant.

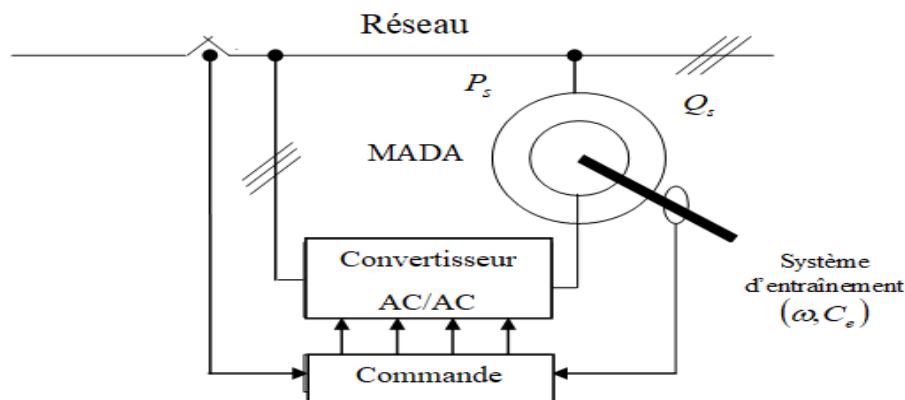
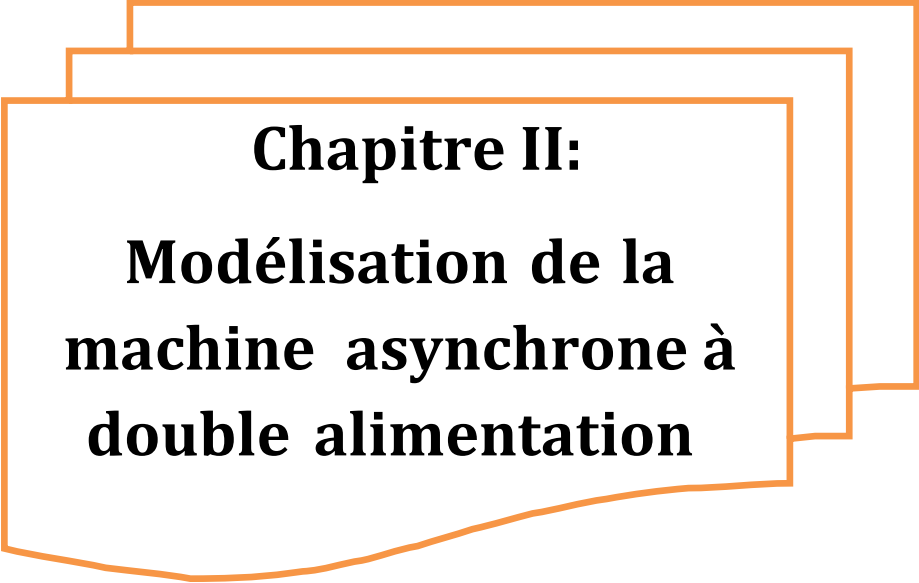


Figure.(I.13): Schéma de principe du système de génération étudié.

I.9 Conclusion

MADA présente de nombreux avantages qui le rendent adapté à un large éventail d'applications, notamment dans les systèmes de production d'électricité. Son principal avantage dans ces systèmes est que le convertisseur associé au circuit du rotor ne gère que 20 à 30 % de la puissance totale du système, minimisant ainsi les pertes et les coûts de production.

Comprendre et contrôler le comportement de telles machines nécessite des études de modélisation, ce qui constitue l'objectif du prochain chapitre.



Chapitre II:
**Modélisation de la
machine asynchrone à
double alimentation**

II.1 Introduction :

La modélisation du machine est une étape importante dans son développement. Les progrès de l'informatique et du génie logiciel ont permis d'effectuer une modélisation et une optimisation efficaces en considérant les machines électriques [1].

Un modèle mathématique d'une machine électrique est un moyen idéal pour représenter une machine qui reflète ce qui est observé expérimentalement. Il apporte une aide précieuse dans la résolution de problèmes techniques[10].

Ce chapitre se concentrera sur les études de modélisation des machines à induction à double alimentation dans des référentiels liés aux champs tournants. Cette dernière permet d'obtenir un modèle mathématique adapté au réglage découplé de la puissance active et réactive au niveau statorique du MADA.

II.2 Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation:

II.2.1 Description de la machine asynchrone à double alimentation

Un moteur asynchrone à double alimentation comporte trois bobines de stator (A_s, B_s, C_s) décalées d'un angle ($\frac{2\pi}{3}$), les unes par rapport aux autres, et trois bobines de rotor, (A_r, B_r, C_r). également réparties et similaires aux bobines de stator

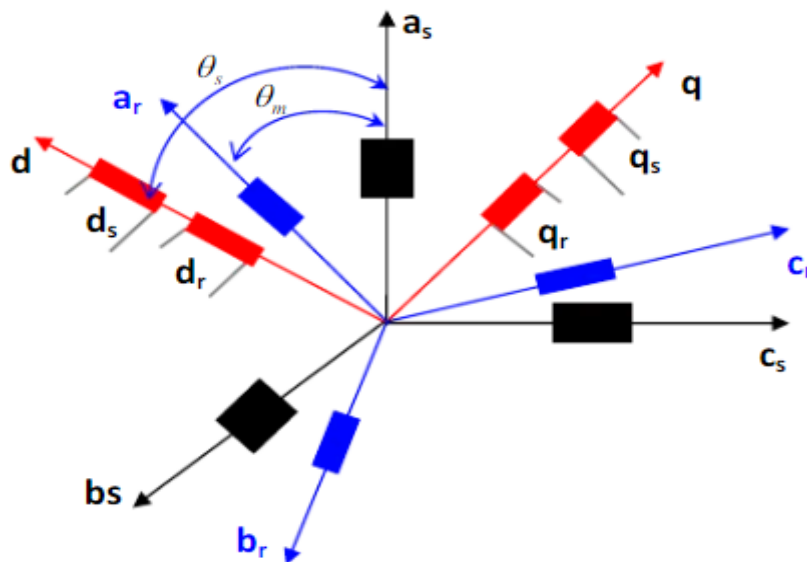


Figure. (II.1) : Représentation simplifier de la MADA.

II.2.2 Hypothèses simplificatrices:[11]

Afin de simplifier l'étude des moteurs asynchrones idéaux, nous considérons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Nous supposons que le moteur est constitué d'un stator et d'un rotor cylindriques coaxiaux avec des enroulements de distribution triphasée symétrique dans des encoches de manière sinusoïdale. On suppose que les trois enroulements du stator (respectivement les enroulements du rotor) sont identiques.
- Nous supposons que l'épaisseur de l'entrefer est uniforme, ce qui se traduit par une perméance d'entrefer constante.
- On ignore la saturation du circuit magnétique et son hystérésis, ce qui permet de définir une inductance constante.
- Nous supposons que l'induction dans l'entrefer est distribuée de manière sinusoïdale.
- Nous supposons que la composante homopolaire du courant est nulle.
- Nous considérons uniquement la justification de la quantité d'alternatives.
- Nous ne considérons que les pertes Joule dans la machine. Nous ignorons les pertes de fer.

II.2.3 Equations électriques de la MADA

- pour les enroulements statoriques :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\varphi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\varphi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\varphi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

- pour les enroulements rotoriques :

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\varphi_{ar}}{dt} \\ V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\varphi_{br}}{dt} \\ V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\varphi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

Ou sous forme matricielle :

- Statorique :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

- Rotoriques :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-4})$$

D'où les formes matricielles condensées :

➤ Statorique :

$$[V_s] = R_s [i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (\text{II-5})$$

➤ Rotorique :

$$[V_r] = R_r [i_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (\text{II-6})$$

- ❖ $[V_s] = [V_{as} V_{bs} V_{cs}]^T$: vecteur de tension statorique.
- ❖ $[V_r] = [V_{ar} V_{br} V_{cr}]^T$: vecteur de tension rotorique.
- ❖ $[i_s] = [i_{as} i_{bs} i_{cs}]^T$: vecteur de courant statorique.
- ❖ $[i_r] = [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^T$: vecteur de courant rotorique.
- ❖ $[\varphi_s] = [\varphi_{as} \varphi_{bs} \varphi_{cs}]^T$: vecteur de flux statorique.
- ❖ $[\varphi_r] = [\varphi_{ar} \varphi_{br} \varphi_{cr}]^T$: vecteur de flux rotorique.
- ❖ $[R_s]$: respectivement la résistance statorique.
- ❖ $[R_r]$: respectivement la résistance rotorique.

II.2.4 Equations magnétiques de la MADA

Le flux total englobé par une phase provient de l'effet de son propre courant et des interactions avec les courants des autres phases.

On peut alors déterminer les coefficients d'inductance suivants :

- L_s : coefficient d'inductance propre d'une phase statorique,
- M_s : coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statoriques,
- M_{sr} : valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre phases statorique et rotorique

L'expression matricielle des trois équations des flux statoriques est donnée comme suit :

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

Ou sous forme condensée :

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (\text{II-9})$$

Pour laquelle ont définit :

- $[L_s]$: la matrice des coefficients d'inductances statoriques.
- $[M_{sr}]$: la matrice des coefficients d'inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

De façon analogue, on définit au rotor les coefficients d'inductance suivants :

- L_r : coefficient d'inductance propre d'une phase rotorique
- M_r : coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases statoriques,
- $M_{sr} = M_{rs}$: valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre phases rotorique et statorique.

L'équation matricielle des flux rotoriques prend la forme suivante :

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

Ou sous forme condensée :

$$[\varphi_r] = [L_r][i_r] + [M_{rs}][i_s] \quad (\text{II-12})$$

Pour laquelle ont défini :

- $[L_r]$: la matrice des coefficients d'inductances rotoriques.
- $[M_{rs}]$: la matrice des coefficients d'inductances mutuelles entre le rotor et le stator.

La matrice $[M_{rs}]$ est de même une matrice circulante, et on remarque qu'elle est la matrice transposée de la matrice analogue du stator :

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad (\text{II-13})$$

En remplaçant les équations (II.9) et (II.12) dans (II.5) et (II.6) on obtient les expressions matricielles suivantes :

$$\begin{cases} [V_s] = R_s[i_s] + [L_s] \frac{d[i_s]}{dt} + \frac{d}{dt} ([M_{sr}][i_r]) \\ [V_r] = R_r[i_r] + [L_r] \frac{d[i_r]}{dt} + \frac{d}{dt} ([M_{rs}][i_s]) \end{cases} \quad \text{(II-14)}$$

II.2.5 Equation mécanique de la MADA

$$C_{em} - C_f - C_r = C_{em} - \Omega \cdot f - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} \quad \text{(II-15)}$$

$\Omega = \frac{\omega_m}{p}$: Vitesse de rotation du rotor de la MADA.

C_r : Couple résistant

J : moment d’inertie de la partie tournante

f : Coefficient de frottement visqueux

II.3 Transformation de Park

La transformation de park est définie comme le remplacement de trois enroulements fixes par deux enroulements orthogonaux (d, q) dont les axes magnétiques (a, b, c) sont décalés de 120° dans l'espace et alimentés par un système de courant triphasé. Alimenté par un courant constant. Dans les deux cas nous avons un champ magnétique tournant [12].

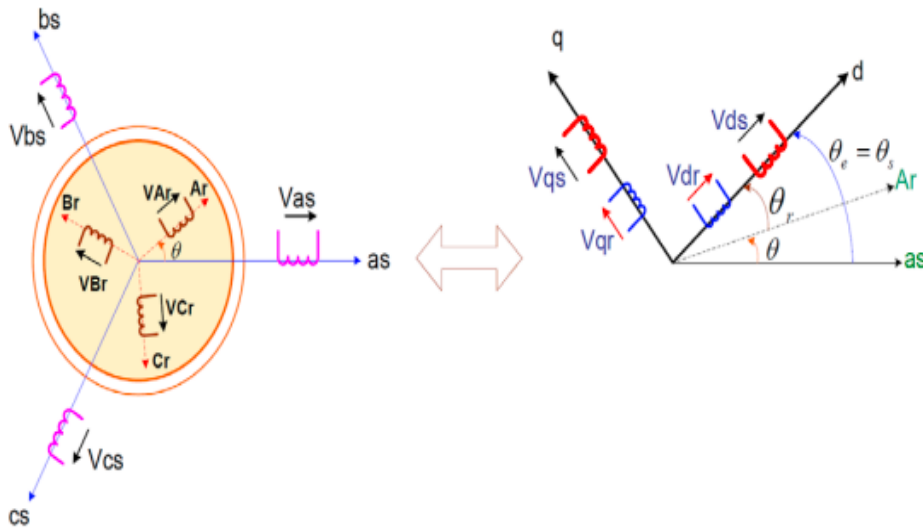


Figure. (II.2) : Représentation de la transformation (d,q) de la machine

- θ : est le déphasage entre les axes O_{as} et O_{ar}
- θ_s : est le déphasage entre les axes O_d et O_{as}
- θ_r : est le déphasage entre les axes O_d et O_{ar}

On définit les différentes vitesses du repère de Park comme suit :

$\omega_a = \frac{d\theta_s}{dt}$: La vitesse du référentiel ($O_d O_q$) par rapport au stator.

$\omega_m = \frac{d\theta}{dt}$: La vitesse du rotor par rapport au stator.

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_a - \omega_m$: La vitesse du référentiel ($O_d O_q$) par rapport au rotor.

La transformation de Park(a , b , c) vers (dqo) est défini comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [A(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

Le transformé de Park inverse (dqo) vers (a , b ,c) est défini comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [A(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-17})$$

Ou :

X_d : est la composante direct

X_q : est la composante quadratique

X_0 : est la composante homopolaire (elle est nulle si le système(a , b ,c) est équilibré).

La matrice de transformation de Park est définie comme suite :

$$[A(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

Et la transformation inverse de Park est donnée par :

$$[A(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II-19})$$

II.3.1. Equations électriques dans le repère de Park

Pour la machine asynchrone, la transformation de Park est appliquée aux grandeurs statorique et rotoriques. La première est définie par la matrice $A(\theta_s)$ et la deuxième est définie par la matrice $A(\theta_r)$.

On désire transformer les enroulements de la MADA triphasée en des enroulements biphasé orthogonaux équivalents selon les axes (d,q) lié au champ tournant ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire :

- Direct selon l'axe (d)
- Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- Homopolaire (o).

Dans le cadre d'un système de courant, on peut écrire la transformation de la manière suivante:[13]

$$[i_{dqo}] = [A(\theta)][i_{abc}] \quad (\text{II-20})$$

$$[i_{abc}] = [A(\theta)]^{-1}[i_{dqo}] \quad (\text{II-21})$$

Celle des tensions :

$$[V_{dqo}] = [A(\theta)][V_{abc}] \quad (\text{II-22})$$

$$[V_{abc}] = [A(\theta)]^{-1}[V_{dqo}] \quad (\text{II-23})$$

La transformation des flux :

$$[\varphi_{dqo}] = [A(\theta)][\varphi_{abc}] \quad (\text{II-24})$$

$$[\varphi_{abc}] = [A(\theta)]^{-1}[\varphi_{dqo}] \quad (\text{II-25})$$

$$[V_s] = [V_{as} V_{bs} V_{cs}]^T [V_r] = [V_{ar} V_{br} V_{cr}]^T \quad (\text{II-26})$$

Au stator :

$$\begin{cases} [V_{dqo}]_s = [A(\theta)][V_s] \\ [i_{dqo}]_s = [A(\theta)][i_s] \\ [\varphi_{dqo}]_s = [A(\theta)][\varphi_s] \end{cases} \quad (\text{II-27})$$

Au rotor:

$$\begin{cases} [V_{dqo}]_r = [A(\theta)][V_r] \\ [i_{dqo}]_r = [A(\theta)][i_r] \\ [\varphi_{dqo}]_r = [A(\theta)][\varphi_r] \end{cases} \quad (\text{II-28})$$

La transformation inverse de Park donne :

Au stator :

$$\begin{cases} [V_s]_s = [A(\theta)]^{-1}[V_{dqo}] \\ [i_s]_s = [A(\theta)]^{-1}[i_{dqo}] \\ [\varphi_s]_s = [A(\theta)]^{-1}[\varphi_{dqo}] \end{cases} \quad (\text{II-29})$$

$$[V_{dqo}]_s = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} : \text{Vecteur tension statorique dans le repère de Park.}$$

$$[i_{dqo}]_s = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de courants statorique dans le repère de Park.}$$

$$[\varphi_{dqo}]_s = \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} : \text{Vecteur flux statorique dans le repère de Park.}$$

Au rotor:

$$\begin{cases} [V_s]_r = [A(\theta)]^{-1} [V_{dqo}] \\ [i_s]_r = [A(\theta)]^{-1} [i_{dqo}] \\ [\varphi_s]_r = [A(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo}] \end{cases} \quad (\text{II-30})$$

$$[V_{dqo}]_r = \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} : \text{Vecteur tension rotorique dans le repère de Park.}$$

$$[i_{dqo}]_r = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de courants rotorique dans le repère de Park.}$$

$$[\varphi_{dqo}]_r = \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} : \text{Vecteur flux rotorique dans le repère de Park.}$$

L'expression des équations de tension dans le repère de Park sont obtenu ainsi :

Au stator :

On multiplie l'équation de tension dans le repère abc(II.1) par la matrice $[A(\theta_s)]$ et on aura :

$$[A(\theta_s)][V_s] = [A(\theta_s)]R_s[i_s] + [A(\theta_s)]\frac{d}{dt}[\varphi_s] \quad (\text{II-31})$$

On obtient facilement :

$$[V_{dqo}]_s = [R_s][i_{dqo}]_s + \frac{d}{dt}[i_{dqo}]_s + [A(\theta_s)]\frac{d}{dt}[A(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{dqo}]_s \quad (\text{II-32})$$

On calcule séparément le terme :

$$[A(\theta_s)]\frac{d}{dt}[A(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt}[A(\theta_s)]\frac{d}{d\theta_s}[A(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-33})$$

Finalement on abouti à :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-34})$$

Au rotor,

On reprend l'équation (II.6) et on multiplie par la matrice de transformation ($[A(\theta_r)]$).

$$[A(\theta_r)][V_r] = [A(\theta_r)]R_r[i_r] + [A(\theta_r)]\frac{d}{dt}[\varphi_r] \quad (\text{II-35})$$

Après transformation, on aura :

$$[V_{dqo}]_r = [R_r][i_{dqo}]_r + \frac{d}{dt}[i_{dqo}]_r + [A(\theta_r)]\frac{d}{dt}[A(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{dqo}]_r \quad (\text{II-36})$$

On calcule aussi le terme suivant :

$$[A(\theta_r)]\frac{d}{dt}[A(\theta_r)]^{-1} = \frac{d\theta_r}{dt}[A(\theta_r)]\frac{d}{d\theta_r}[A(\theta_r)]^{-1} = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-37})$$

Finalement on abouti a :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} -\varphi_{rq} \\ \varphi_{rd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-38})$$

II.3.2. Equations magnétiques :

On reprend l'équation (II.9) de l'expression des flux statoriques et on multiplie par la matrice de transformation $[A(\theta_s)]$.

$$[A(\theta_s)][\varphi_s] = [A(\theta_s)]L_{ss}[i_s] + [A(\theta_s)][M_{sr}][A(\theta_r)]^{-1}[i_{dqo}]_r \quad (\text{II-39})$$

On retrouve, après un développement, les flux statoriques dans le repère de Park comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{II-40})$$

Avec $L_s = L_{ss} - M_{ss}$: Inductance cyclique statorique de la machine.

$M = \frac{3}{2}M_{sr}$: Inductance magnétique de la machine.

Pour le rotor, on multiplie les l'expression des flux rotoriques (II.12) par la matrice de transformation $[A(\theta_r)]$.

$$[A(\theta_r)][\varphi_r] = [A(\theta_r)]L_{rr}[i_r] + [A(\theta_r)][M_{sr}][A(\theta_r)]^{-1}[i_{dqo}]_s \quad (\text{II-41})$$

Après développement, on obtient les flux rotoriques dans le repère de Park comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II-42})$$

Avec $L_r = L_{rr} - M_{rr}$: Inductance cyclique rotorique de la machine

Le modèle de la MADA dans le de Park est schématisée sur la figure suivante :

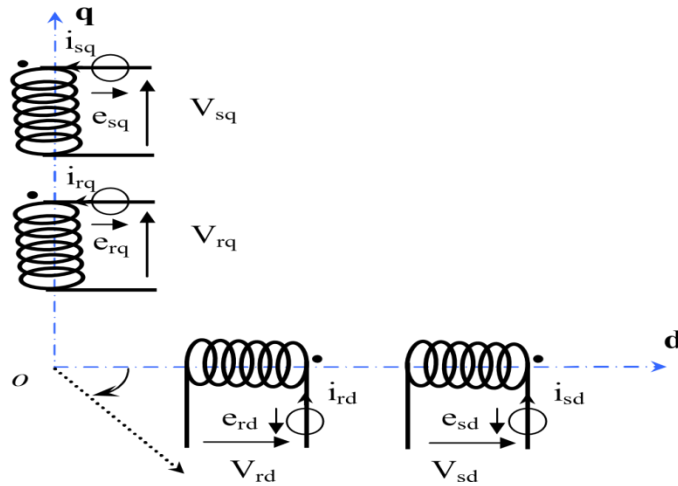


Figure. (II.3):Modèle de la MADA dans le repère de PARK

En tenant compte des équations (II.34) (II.38) (II.40) (II.42)on peut écrire, les tensions et les flux magnétiques dans le repère de Park comme suit:

	Stator	Rotor
Tension	$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{sd} \\ V_{so} = R_s i_{so} + \frac{d\varphi_{so}}{dt} \end{cases} \quad \text{(II-43)}$	$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{rd} \\ V_{ro} = R_r i_{ro} + \frac{d\varphi_{ro}}{dt} \end{cases} \quad \text{(II-44)}$
Flux	$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad \text{(II-45)}$	$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad \text{(II-46)}$

Tableau .(II.1) :Tension et flux dans le repère de Park

II.3.3 Choix du référentiel :

Le choix du référentiel dépend du problème à examiner. Trois types de référentiel sont utilisés pour la machine asynchrone, leur choix dépend du type de problème à étudier.

II.3.3.1 Référentiel lie au stator :

Ce point de référence est le plus approprié pour les mesures instantanées. Il est employé pour analyser les variations significatives de la vitesse de rotation de la machine. Il est caractérisé par[14].

$$\omega_s = 0 , \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_m$$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_m \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_m \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-47})$$

II.3.3.2 Référentiel lie au rotor :

Ce référentiel est choisi pour étudier les problèmes durant les régimes transitoires ou la vitesse de rotation est constante. Il est caractérisé par :

$$\omega_s = \omega_m, \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_m \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_m \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_m \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-48})$$

II.3.3.3 Référentiel lie au champ tournant :

Ce standard est fréquemment employé lorsque la fréquence d'alimentation est stable, ce qui explique sa large utilisation dans le domaine du contrôle des machines asynchrones.

$$\omega_a = \omega_s, \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = (\omega_s - \omega_m) = \omega_r$$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-49})$$

Dans notre analyse, nous avons opté pour la structure fixe par rapport au stator. C'est le référentiel le plus approprié pour travailler avec des grandeurs instantanées ; Il a Les tensions et courants réels peuvent être utilisés pour étudier le démarrage et Freinage des machines à courant alternatif.

II.3.4 Mise en équation d'état

Pour les moteurs à induction à double alimentation, les variables de contrôle sont les tensions du stator et du rotor. Considérant les courants statoriques et rotoriques comme vecteurs d'état, le modèle MADA est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = \dot{X} = A.X + B.U \\ Y = C.X \end{cases} \quad (\text{II-50})$$

Avec :

X : Vecteur d'état.

A : Matrice d'évolution d'état du système.

B : Matrice de la commande

U : Vecteur du système de commande.

Y : Vecteur de sortie,

C : Matrice de sortie (matrice d'observation),

Où :

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Par une représentation matricielle

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s L_s & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega_m)M & -R_s & (\omega_s - \omega_m)L_r \\ (\omega_s - \omega_m)M & 0 & -(\omega_s - \omega_m)L_r & -R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-51})$$

et

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s L_s & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega_m)M & -R_r & (\omega_s - \omega_m)L_r \\ (\omega_s - \omega_m)M & 0 & -(\omega_s - \omega_m)L_r & -R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-52})$$

On pose :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

et

$$[Z] = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s L_s & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega_m)M & -R_r & (\omega_s - \omega_m)L_r \\ (\omega_s - \omega_m)M & 0 & -(\omega_s - \omega_m)L_r & -R_r \end{bmatrix}$$

Alors l'équation (II.50) devient :

$$\frac{dX}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot U \quad (\text{II-53})$$

Par analogie de l'équation (II.51) avec l'équation (II.52) on trouve :

$$A = [L]^{-1} \cdot [Z] \text{ et } B = [L]^{-1}$$

Dans le but de simplifier la réalisation par Simulink /MATLAB la matrice [Z] peut être décomposée de la forme suivante :

$$[Z] = -[Z_1] - \omega [Z_2] + \omega_s [Z_3]$$

Avec

$$[Z_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [Z_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}, [Z_3] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ -L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix}$$

II.4 Expression du couple électromagnétique :

A partir de la relation de la puissance active suivant :

$$P_{abs} = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \quad (\text{II-54})$$

En remplace les tensions par leurs valeurs on obtient :

$$\begin{cases} P_{abs} = R_s \cdot i_{sd}^2 + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} - \omega_s \varphi_{sq} \cdot i_{sd} + R_s \cdot i_{sq}^2 + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \cdot i_{sq} \\ P_{abs} = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \left(\frac{d\varphi_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} \right) + \omega_s (\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd}) \\ P_{abs} = P_j + P_r + P_{el} \end{cases} \quad (\text{II-55})$$

$$\begin{cases} P_j = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \\ P_r = \left(\frac{d\varphi_{sd}}{dt} \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \cdot i_{sq} \right) \\ P_{el} = \omega_s (\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd}) \end{cases} \quad (\text{II-56})$$

A partir de la relation qui donne l'énergie électromagnétique en fonction du couple :

$$P_{el} = \omega_s \cdot C_{em} \quad (\text{II-57})$$

En distinguant l'expression du couple :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_s} (\varphi_{sd} \cdot i_{sq} - \varphi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (\text{II-58})$$

p : Nombre de paire de pôle.

L_s : Inductance propre statorique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

$\varphi_{sd} \cdot \varphi_{sq}$: Flux statorique.

II.5 Expressions des puissances

Les expressions des puissances active et réactive sont données par :

$$\begin{cases} P_s = (V_{sd} \cdot i_{sd} + V_{sq} \cdot i_{sq}) \\ Q_s = (V_{sq} \cdot i_{sd} - V_{sd} \cdot i_{sq}) \end{cases} \quad (\text{II-59})$$

II.6 Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation: [15], [16],[17],[18]

Le principe du contrôle vectoriel implique le contrôle d'un moteur asynchrone comme un moteur à courant continu à excitation indépendante, où il existe une séparation naturelle entre la quantité qui contrôle le flux (courant de champ) et la quantité liée au couple (courant induit). L'expression du couple électromagnétique d'un moteur à courant continu compensé excité séparément est :

$$\begin{cases} C_{em} = K_a \varphi_f \cdot I_a \\ \varphi_f = K \cdot I_f \end{cases} \quad (\text{II-60})$$

D'après l'expression (II.60), le flux magnétique dépend du courant de champ. Ainsi, si le débit est constant, le couple est contrôlé uniquement par le courant. La génération du couple et la génération du débit sont donc indépendantes.

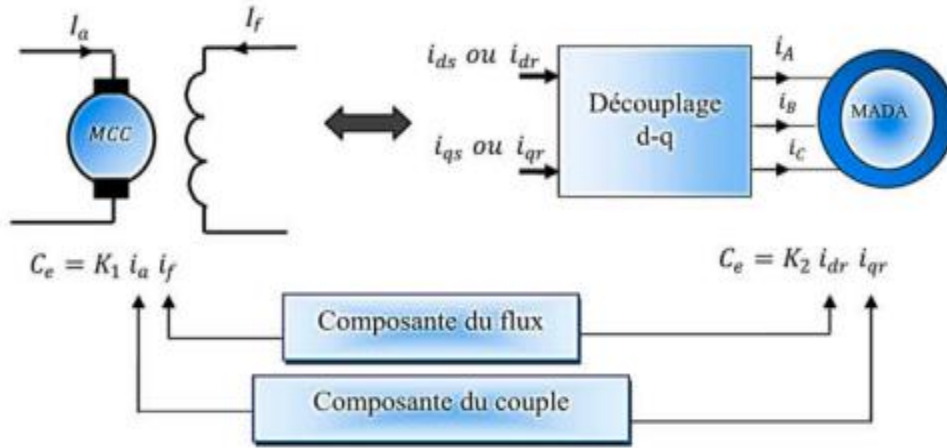


Figure. (II.4): Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC.

II.6.1 Procédé d'orientation du flux

La technique du flux orienté repose sur la sélection d'un repère de référence. En choisissant le repère associé au champ tournant, nous assurons que le flux à orienter (statorique, rotorique ou d'entrefer) coïncide avec l'axe d. Afin de maximiser le couple, nous devons imposer l'une des conditions suivantes :

Orientation du flux rotorique :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases} \tag{II-61}$$

Orientation du flux statorique :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \tag{II-62}$$

Orientation du flux magnétisant :

$$\begin{cases} \varphi_d = \varphi \\ \varphi_q = 0 \end{cases} \tag{II-63}$$

Dans le cadre de cette thèse, nous travaillons sur le développement de la commande vectorielle de la génératrice asynchrone à double alimentation avec orientation selon le flux statorique dans le repère (d, q). Ce travail se divise en trois parties

- Le contrôle du flux
- Le contrôle des courants statorique
- Le découplage

Pour établir la commande vectorielle de la génératrice, on suppose que les enroulements statorique ou rotorique de la machine sont triphasés équilibrés, ce qui entraîne l'annulation de toutes les composantes homopolaires.

II.6.2 Modèle de la MADA à flux statorique oriente

Ci-dessous, nous partirons du principe selon lequel l'axe d du bâti de Park est aligné avec le flux statorique. Ce choix n'est pas arbitraire, mais il est raisonnable puisque la machine est généralement connectée à un réseau à tension et fréquence constante qui conduit au stator de la machine. Produit un flux magnétique constant.

Nous rappelons les équations différentielles électriques et magnétiques décrivant la machine asynchrone à double alimentation dans un repère lié au champ tournant, telles que définies dans les systèmes d'équations :

Nous utilisons la modélisation diphasée de la machine asynchrone à double alimentation en φ_s orientant le repère (d, q) afin que l'axe d soit aligné sur le flux statorique .

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \varphi_s \\ \varphi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-64})$$

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \cdot \varphi_s \\ V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-65})$$

De la même manière que pour les tensions, les équations des flux deviennent :

$$\begin{cases} \varphi_s = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ 0 = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_s i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_s i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II-66})$$

L'expression du couple électromagnétique devienne alors :

$$C_{em} = -p \cdot \frac{M}{L_s} \cdot \varphi_s \cdot i_{rq} \quad (\text{II-67})$$

Cette similitude rappelle la relation du couple électromagnétique de la MCC à excitation séparée, ce qui signifie que le fonctionnement de la MADA est similaire à celui de la MCC.

Si l'on suppose le réseau électrique stable, ayant pour tension simple V_s , cela conduit à un flux φ_s statorique constant. Cette considération associée à l'équation (II.67) montre que le couple électromagnétique C_{em} est directement proportionnel au courant rotorique i_{rq} en quadrature.

Il est pratique de développer un modèle pour contrôler de manière indépendante les puissances active et réactive afin de faciliter la gestion de la production d'énergie par la MADA. Ce modèle peut être élaboré en établissant les relations entre les puissances active et réactive, ainsi que les courants et tensions rotoriques.

➤ Expressions des puissances actives et réactives statoriques

Les puissances active et réactive statorique, dans le repère orthogonal, s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \\ Q_s = V_{sd} i_{sq} - V_{sq} i_{sd} \end{cases} \quad (\text{II-68})$$

Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté, ce système d'équations peut se simplifier sous la forme :

$$\begin{cases} P_s = V_s \cdot i_{sq} \\ Q_s = V_s \cdot i_{sd} \end{cases} \quad (\text{II-69})$$

Les puissances actives P et réactives Q dépendent des courants statoriques i_{sd} et i_{sq} , respectivement, sur lesquels nous n'avons qu'une action directe. Ainsi, nous devons établir une relation entre les courants rotoriques et les courants statoriques.

A partir des expressions des flux statoriques, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{V_s}{\omega_s L_s} - \frac{M}{L_s} \cdot i_{rd} \\ i_{sq} = -\frac{M}{L_s} \cdot i_{rq} \end{cases} \quad (\text{II-70})$$

En remplaçant les courants statoriques direct et quadrature par leurs expressions dans les équations des puissances active et réactive, on trouve :

$$\begin{cases} P_s = -\frac{V_s M}{L_s} \cdot i_{rq} \\ Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{V_s M}{L_s} \cdot i_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-71})$$

L'expression (II.71) indique que le contrôle des puissances active et réactive au stator est découplé. En effet, avec une inductance magnétisante constante et un réseau électrique puissant, la puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe q, et la puissance réactive proportionnelle au courant rotorique de l'axe d à une constante près $\frac{V_s^2}{\omega_s L_s}$ imposée par le réseau.

➤ Expressions des tensions rotoriques

Afin de pouvoir contrôler correctement la machine, il nous faut établir la relation entre les courants et les tensions rotoriques qui seront appliqués à la machine. En remplaçant dans l'équation des flux les courants statorique par l'expression (II.70), on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{rd} + \frac{M V_s}{\omega_s L_s} \\ \varphi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-72})$$

En introduisant ces expressions dans les équations des tensions rotoriques, on trouve :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{rd}}{dt} - g \cdot \omega_s \cdot \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) \frac{di_{rq}}{dt} + g \cdot \omega_s \cdot \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{rd} + g \frac{M^2 V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II-73})$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques déphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} - g \cdot \omega_s \cdot \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + g \cdot \omega_s \cdot \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + g \frac{M^2 V_s}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II-74})$$

II.6.3 Commande vectorielle indirecte :

Dans cette approche, les courants rotoriques sont indirectement régulés en fonction des puissances de référence, puis, dans un deuxième sous-système, les tensions rotoriques sont déterminées à partir des courants rotoriques.

II.6.3.1 Commande vectorielle indirecte sans boucle de puissance :

Cette approche implique la régulation des courants rotoriques par le biais d'une boucle de régulation. Les valeurs de référence sont fixées en fonction des puissances active et réactive désirées. Les régulateurs dans ce cas sont déterminés de la même manière que dans le cas de la régulation directe [15].

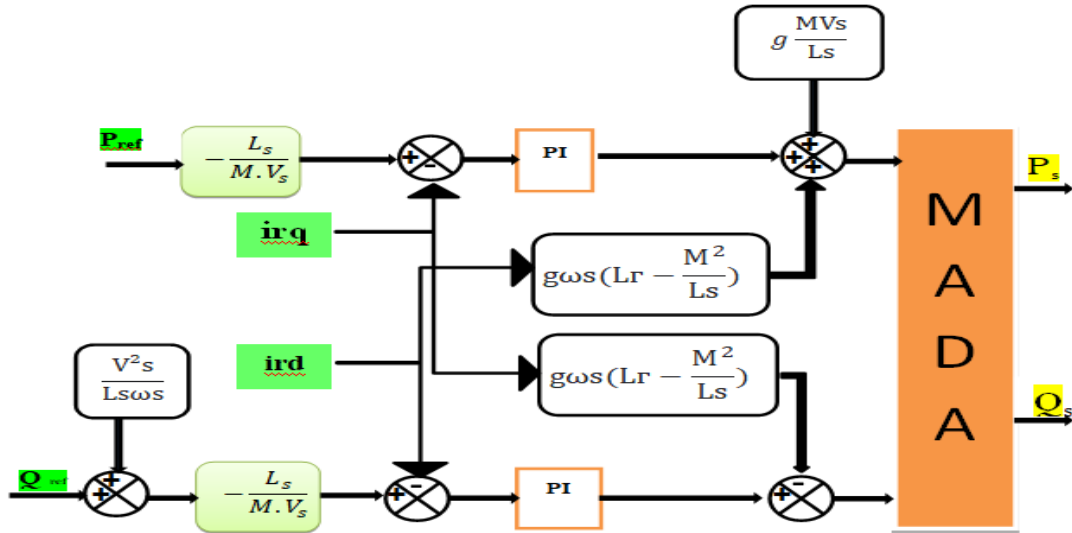


Figure. (II.5) :Commande indirecte sans boucles de puissance.

II.7 Modélisation de l'alimentation[19]

La machine est alimentée par un ensemble redresseur, un filtre RLC et un inverseur MLI au niveau du rotor, comme indiqué sur la figure. (II.6).

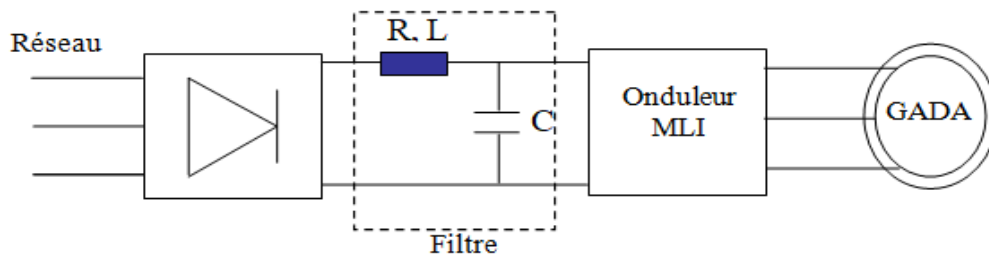


Figure. (II.6) : l'ensemble convertisseur machine.

II.7.1 Modélisation du redresseur

Les redresseurs sont des dispositifs de l'électronique de puissance qui convertissent le courant alternatif en courant continu.

Nous utilisons un pont triphasé toutes les diode sont alimentée par un système de tensions sinusoïdales triphasées, schématisée par la figure. (II.7)

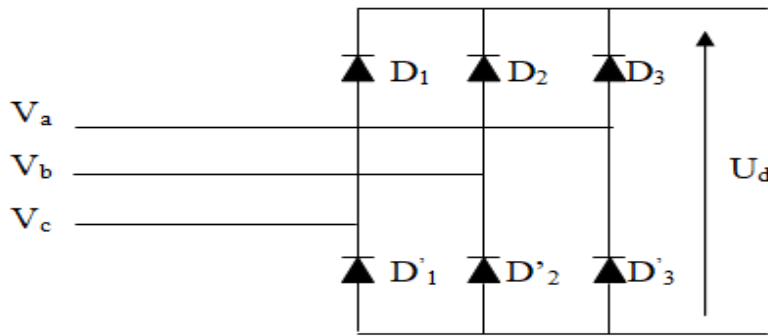


Figure. (II.7) : Redresseur tout diodes.

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

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

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

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

$$D'_i \text{ conduit si } V'_i = \text{Min}(V_j) ; i=1,2,3 ; j=1,2,3.$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est :

$$U_d = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j) , j=1,2,3. \tag{II-75}$$

Les tensions triphasées à l'entrée et celle à la sortie du redresseur sont représentées par la figure. (II.8).

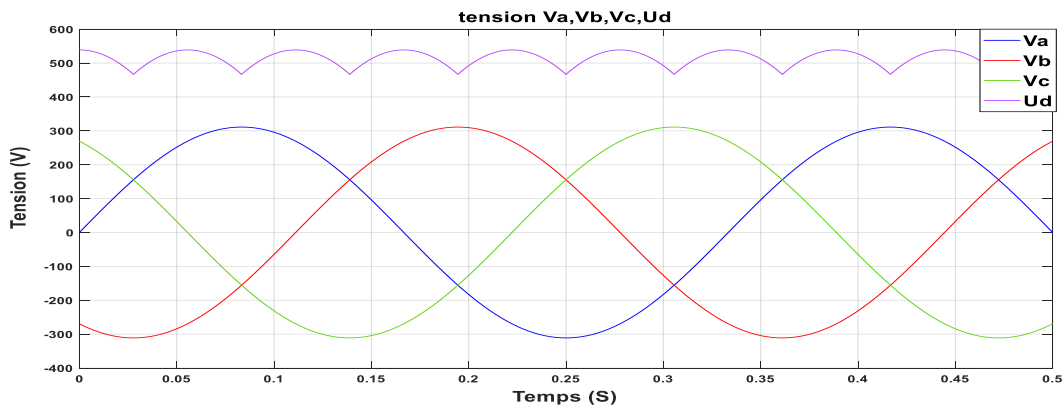


Figure. (II.8) : Les tensions triphasées et la tension redressée.

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

II.7.2 Modélisation du filtre[1]

Afin de corriger la source de tension continue, un condensateur C est ajouté à la sortie du redresseur. D'une part, il absorbe la différence entre les courants unidirectionnels I_d et, d'autre part, élimine les changements brusques de V_{dc} pendant le processus de commutation. , il réduit les ondulations des courants I. Pour protéger l'onduleur de la vitesse critique à laquelle le courant $\frac{di}{dt}$ augmente, une inductance de lissage L est connectée en série.

L'ensemble C-L constitue un filtre passe bas.

Le schéma représentatif est donné par la figure .(II.9).

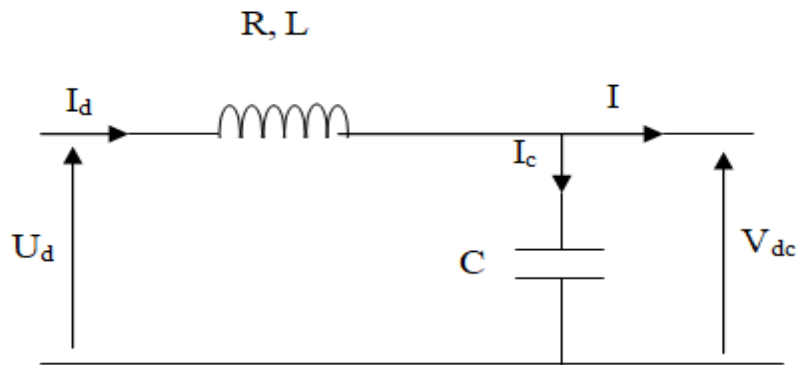


Figure. (II.9) : Représentation du filtre.

Les équations du filtre sont :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L} (U_d - V_{dc} - RI_d) \quad (\text{II-76})$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (I_d - I) \quad (\text{II-77})$$

La fonction du condensateur C est d'assurer les caractéristiques de la source de tension continue à l'extrémité d'entrée de l'onduleur, de fournir de l'énergie réactive au moteur et d'absorber le courant négatif par charge. La fonction de l'inductance L est de lisser le courant I_d à travers la source de tension.

La fréquence de coupure est donnée par :

$$W_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} = 2. \pi. f \quad (\text{II-78})$$

II.7.3 Modélisation de l'onduleur de tension

Un onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation, généralement équipées de transistors ou de thyristors GTO haute puissance.

Le principe de fonctionnement s'exprime par l'enchaînement d'interrupteurs statiques qui régulent la largeur des impulsions de tension appliquées aux enroulements du rotor ou du stator de la machine.

Le courant des trois unités de commutation formant un onduleur triphasé est bidirectionnel.

Dans l'hypothèse d'une conduction continue, il est montré que chaque groupe de transistors à diodes est assemblé en parallèle pour former un interrupteur (demi-bras) à double commande (commandant l'état passant et l'arrêt), chaque demi-bras ayant son complément, comme le montre la figure (II.10) .

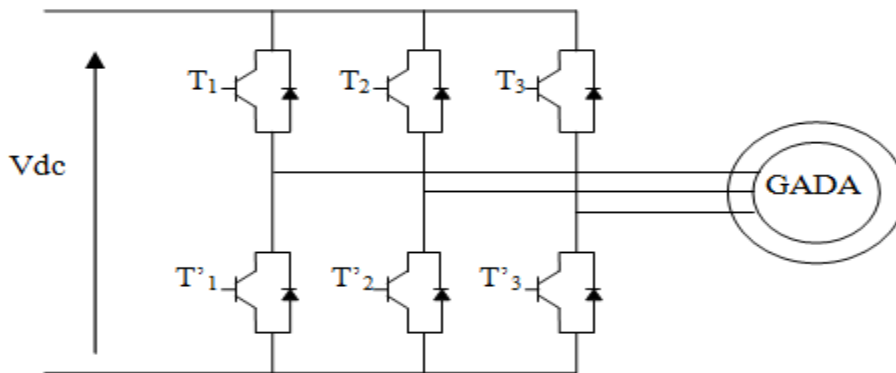


Figure. (II.10) : Représentation schématique d'un onduleur.

II.7.3.1 Fonction de connexion[1]

Chaque interrupteur K_{ci} ($c \in \{1, 2, 3\}$, $i \in \{1, 2\}$) supposé idéalisé introduit une fonction de connexion f_{ci} , le courant i_{ci} qui le traverse et la tension à ses bornes s'écrivent respectivement.

$$I_{ci} = f_{ci} i_{ci} \quad (\text{II-79})$$

et

$$V_{ci} = (1 - f_{ci}) v_{ci} \quad (\text{II-80})$$

Avec :

$f_{ci} = 0$: Interrupteur ouvert.

$f_{ci} = 1$: Interrupteur fermé.

I_{ci} : Courant commuté.

v_{ci} : Tension commutée.

Le schéma de demi-bras de l'onduleur est donné par la figure (II.11) :

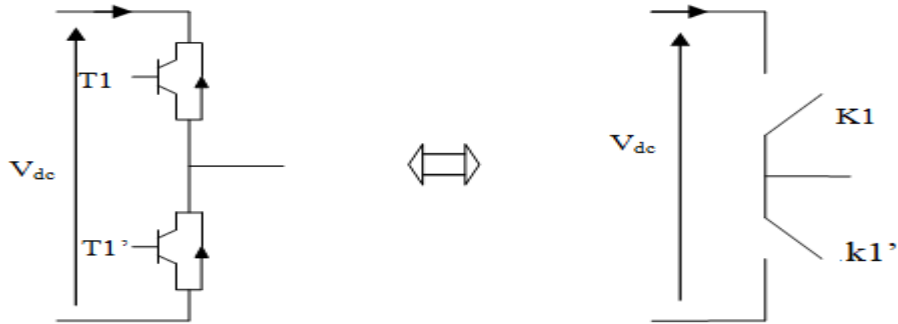


Figure. (II.11) : Demi-bras de l'onduleur

Le courant i_c correspond aux courants dans la charge i_1, i_2 ou i_3 et v_c à la tension d'alimentation U .

Chaque unité se compose de deux interrupteurs. Puisque la conduction est considérée comme continue à tout moment, un seul interrupteur est fermé à un moment donné, créant ainsi une connexion rigide entre leurs fonctions de connexion.

$$f_{c1} + f_{c2} = 0 \tag{II-81}$$

L'expression des tensions composées est donnée comme suit :

$$\begin{cases} U_{12} = V_{as} - V_{bs} = V_{21} - V_{11} \\ U_{23} = V_{bs} - V_{cs} = V_{31} - V_{21} \\ U_{31} = V_{cs} - V_{as} = V_{11} - V_{31} \end{cases} \tag{II-82}$$

Et on a aussi les relations suivantes (des tensions simples en fonction des tensions composées) :

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{1}{3}(U_{12} - U_{31}) \\ V_{bs} = \frac{1}{3}(U_{23} - U_{12}) \\ V_{cs} = \frac{1}{3}(U_{31} - U_{23}) \end{cases} \tag{II-83}$$

En introduisant les fonctions de connexion relatives à chacun d'entre eux, il vient :

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = U \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \tag{II-84}$$

Si l'on suppose que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, alors :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \tag{II-85}$$

Pour déterminer les temps de fermeture et d'ouverture de l'interrupteur, on utilise la technique M.L.I (Pulse width Modulation) qui consiste à calculer le point d'intersection d'une tension sinusoïdale de référence avec une tension modulée triangulaire appelée porteuse. Le signal de référence est donné par l'équation suivante

$$V_{ref} = r \sin \left[(2\pi f)t - 2(j - 1) \frac{\pi}{3} \right] , j=1,2,3 \tag{II-85}$$

Lorsque la référence est une sinusoïde, dans ce cas deux paramètres caractérisent la commande:

- L'indice de modulation « m » est égal au rapport entre la fréquence de modulation et la fréquence de référence.
- Le coefficient d'ajustement de tension « r » est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation.

Le schéma d'élaboration de la M.L.I est donné par la figure.(II.12) :

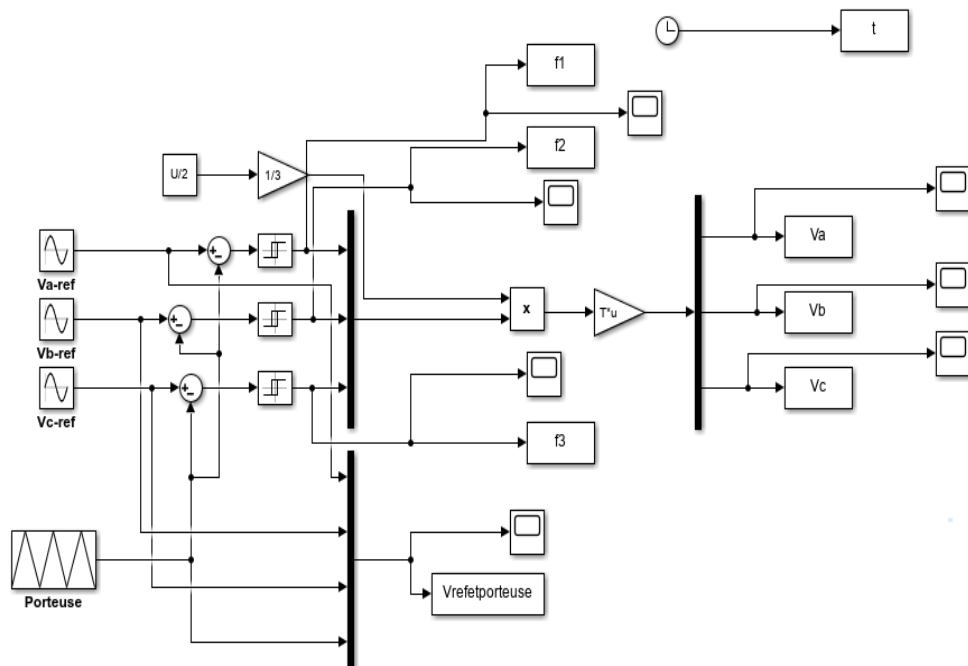


Figure. (II.12) : Schéma bloc pour la simulation de principe de la technique M.L.I.

II.7.3.2 Simulation numérique de l'onduleur

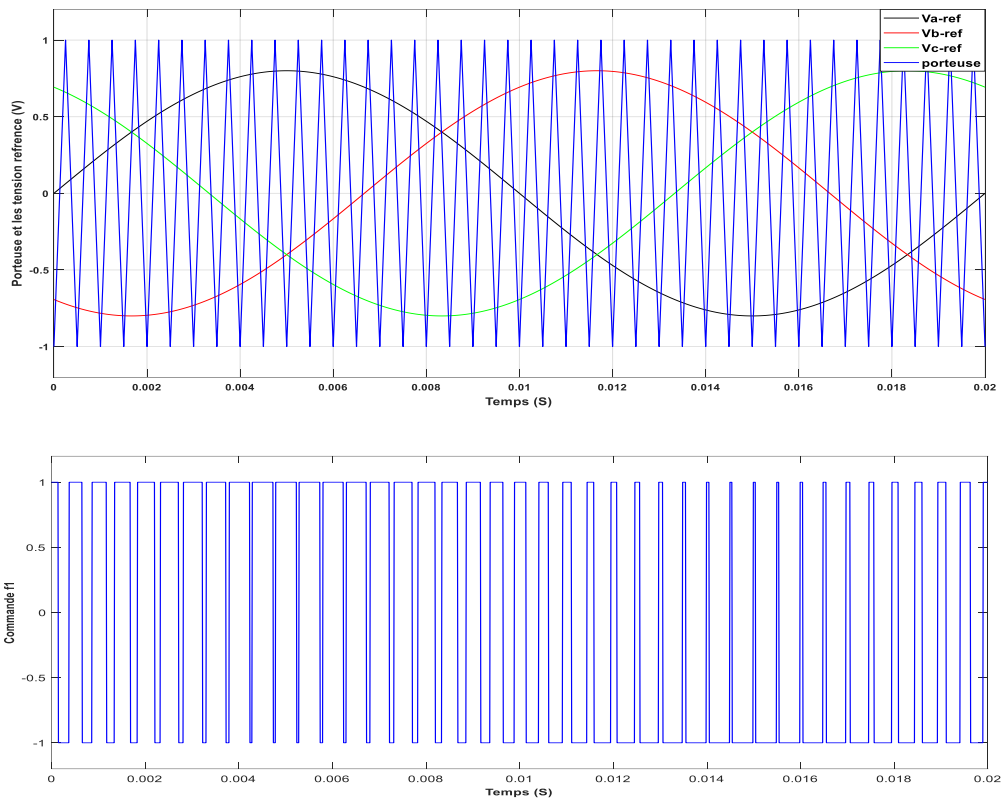


Figure. (II.13) : La porteuse et les tensions de référence et les signaux de commande.

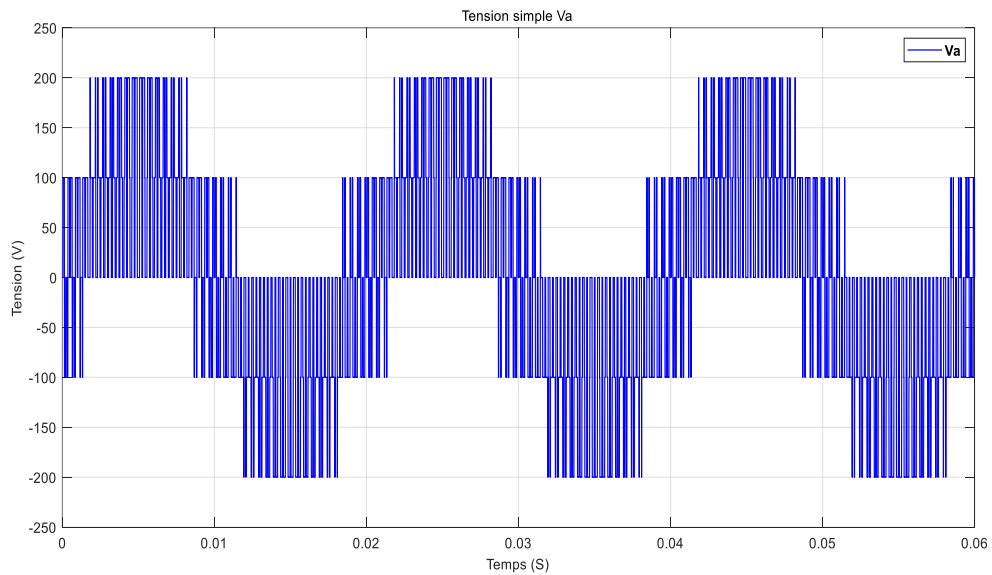


Figure. (II.14) : Tensions simples à la sortie de l'onduleur.

Le figure (II.13) présente les signaux la perteuse et les tensions references et les signaux de commande.

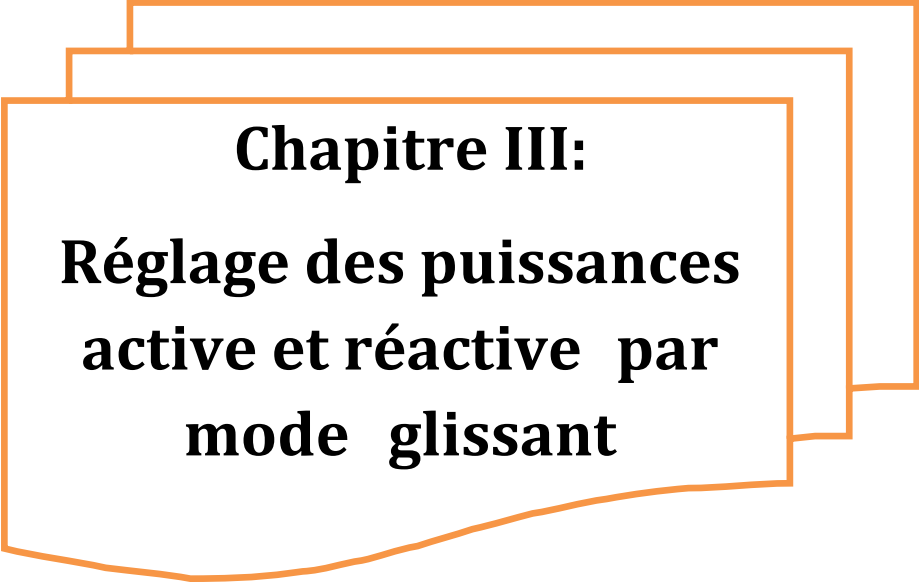
Le figure (II.14) Affiche le signal de sortie de l'onduleur (V_a),C'est similaire à un signal de référence sinusoïdal.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous étudions la conversion d'un moteur à induction double alimentation en un moteur biphasé équivalent par transformation de Park, qui permet le passage d'un châssis triphasé à un châssis biphasé. Le modèle révèle un fort couplage entre puissance active et réactive. Le choix de ce référentiel de modélisation dépend de la stratégie de contrôle appliquée et des grandeurs à contrôler. C'est pourquoi nous avons développé un modèle de machine dans un référentiel lié au champ tournant (d, q) pour contrôler la puissance active et réactive.

Le chapitre suivant est consacré au contrôle de ces puissances par le régulateur en mode glissant.

Et d'étudier le système de contrôle de cette machine (mode glissant) pour maintenir la puissance active et réactive en sortie de la machine (au stator), tout comme la machine de référence.



Chapitre III:
**Réglage des puissances
active et réactive par
mode glissant**

III.1 Introduction

La méthode de réglage coulissant est une méthode de fonctionnement spéciale du système de réglage de structure variable. Le concept a été initialement étudié en Union soviétique, puis les travaux ont été menés ailleurs, soit pour compléter des études théoriques, soit pour tester certaines applications possibles [20].

Une caractéristique essentielle du réglage est la détermination de la direction de la tension statorique par rapport au référentiel relatif au champ magnétique tournant (d-q), visant un réglage indépendant de la puissance active et réactive du stator au niveau GADA.

Ce chapitre vise à démontrer la robustesse de l'algorithme de régulation de la puissance active et réactive GADA à l'aide d'un régulateur à mode glissant dans des conditions où le courant, la tension et la vitesse du rotor sont mesurables. L'objectif principal de cette méthode de régulation est d'ajuster de manière indépendante la puissance active et réactive en influençant l'alimentation du rotor via un convertisseur MLI, tout en maintenant le réglage des courants statoriques .

III.2 Bref historique

Une grande attention a été portée à la commande des systèmes non linéaires à dynamique incertaine, souvent sujets à des perturbations et à des variations de paramètres. Les contrôleurs à structure variable ont émergé dans la littérature soviétique et ont été largement identifiés comme une approche potentielle à ce problème. Les travaux de recherche sur la commande à structure variable ont été menés par DECARLO et d'autres (1998) ainsi que par HUNG et d'autres (1993). L'action de commande contraint la trajectoire du système à intercepter la surface du glissement dans l'espace d'état[20].

Pendant l'utilisation des commandes à grande vitesse de commutation, les trajectoires du système sont confondues avec la surface de glissement. La principale caractéristique de la commande à structure variable avec mode glissant est sa robustesse face aux changements de paramètres ou aux perturbations. Cependant, le phénomène de "chattering" associé à la commande par mode glissant représente un inconvénient majeur car il peut exciter une dynamique de commutation à haute fréquence, ce qui le rend indésirable. Diverses méthodes ont été proposées pour réduire ce phénomène[21].

Une méthode utilise une couche limite autour de la commutation. Une autre approche remplace la commande de type « maximum / minimum » par une fonction de vecteur d'unité avec une

constante positive. Cependant, ces méthodes ne garantissent pas une convergence exacte vers le mode glissant et posent un dilemme entre chattering et robustesse[20].

III.3 Objectif de la commande par mode glissant

Les objectifs du contrôle par mode glissant peuvent être résumés en deux points principaux :[22]

- Synthétiser la surface $S(X,t)$ afin que toutes les trajectoires du système suivent le comportement de suivi, de régulation et de stabilité requis.
- Trouver une loi gouvernante (d'échange) $U(X,t)$ qui attire toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintient.

III.4 Système à structure variable

Quand l'architecture du système ou le débogueur utilisé de manière intermittente prend en charge deux ou plusieurs expressions, l'idée d'un système à structures variables devient pertinente. Cela conduit aux définitions suivantes [23].

III.4.1 Définition

Si un système permet d'être exprimé par les types d'équations différentielles suivants, le système est dit à structure variable:

$$\dot{X} = \begin{cases} f_1(X) & \text{si condition « 1 » vérifiée} \\ f_2(X) & \text{si condition « n » vérifiée} \end{cases} \quad f_j \in C^k, k \geq 1 \quad \text{(III-1)}$$

Lorsque la condition j est vérifiée, le système commute vers la structure j associée. Les systèmes à structures variables se caractérisent donc par le choix des fonctions de commutation et de la logique[24].

III.4.2 Exemple

A titre d'exemple, prenons le cas d'un système du second ordre défini par :

$$\ddot{X} = -X \cdot u \quad \text{(III-2)}$$

Où $X, u \in R$, X sont l'état et u la commande du système.

Le problème posé est le suivant : Comment ramener le système à l'origine $(X, \dot{X}) = (0,0)$ à partir d'un état initial : $(X, \dot{X}) = (X_0, \dot{X}_0)$

La solution proposée est la suivante : Si on pose : $u = \alpha^2$, (α une constante), alors la solution de l'équation (III-2) est :

$$\begin{cases} X = c_1 e^{j\alpha t} + c_2 e^{-j\alpha t} \\ \dot{X} = j\alpha c_1 e^{j\alpha t} - j\alpha c_2 e^{-j\alpha t} \end{cases} \quad \text{(III-3)}$$

Où c_1 et c_2 sont des constantes qui dépendent des conditions initiales du système.

A partir de l'expression (III-3) on tire la relation liant X et \dot{X} telle que :

$$\frac{\dot{X}}{\alpha^2} + X^2 = 4c_1 c_2 > 0 \quad \text{(III-4)}$$

Cette solution représente l'équation d'une ellipse dans le plan de phase présenté par la figure (III.1) suivant que α soit supérieure, inférieure ou égale à 1.

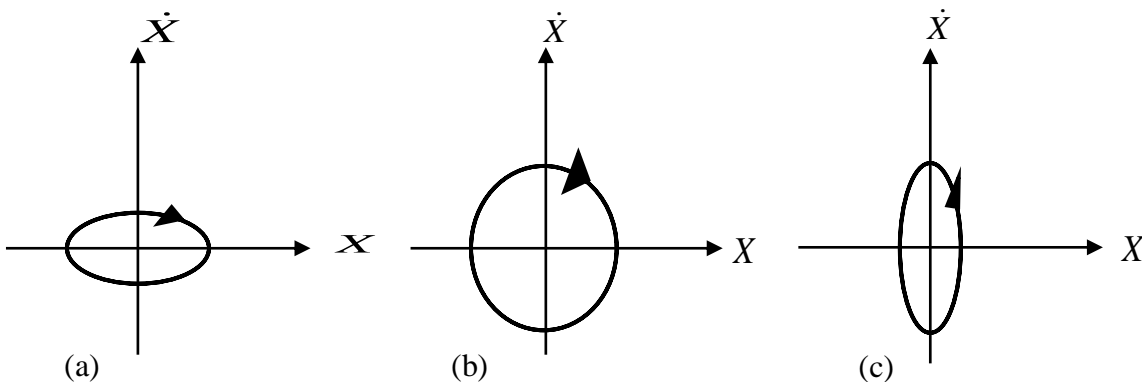


Figure. (III.1) : Représentation dans le plan d'état du comportement du système

Etant donné que la variation se fait selon la direction des aiguilles d'une montre la figure (III.1) La loi de commutation de la commande est choisie suivant le signe de, de la manière suivante :

$$u = \begin{cases} \alpha^2 = \alpha_1^2 < 1 \text{ si } X\dot{x} < 0 \\ \alpha^2 = \alpha_2^2 < 1 \text{ si } X\dot{x} > 0 \end{cases} \quad \text{(III-5)}$$

Il en résulte un comportement convergent et stable vers l'origine, Figure. (III.2).

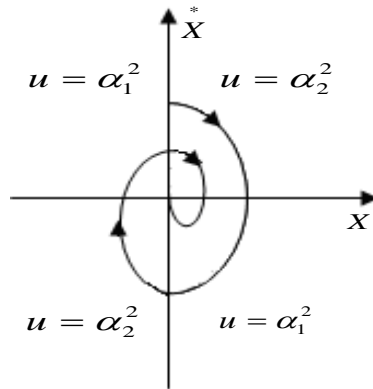


Figure. (III.2) : Convergence et stabilisation par logique de commutation.

Dans les systèmes de réglage à structure variable, il est possible de distinguer deux configurations de base différentes :

La première configuration modifie la structure en commutant un retour d'état variable, tandis que la deuxième configuration modifie la structure en commutant au niveau du contrôleur.

III.4.3 Configuration avec changement de la structure par commutation

d'une contre réaction d'état variable :

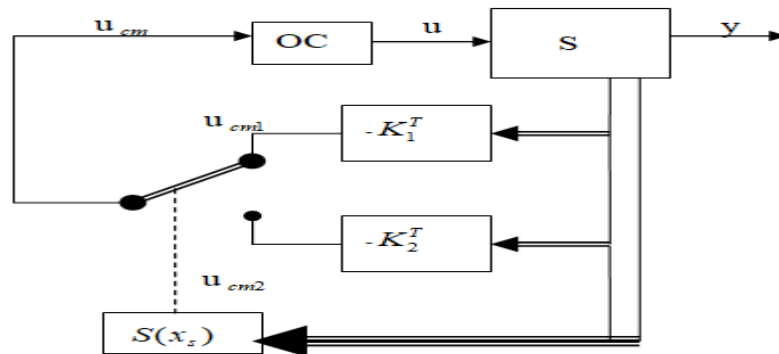


Figure. (III.3) : Système de réglage à structure variable avec changement de la structure

Le système à régler S possède une grandeur de commande « u » et une grandeur de sortie « y ». Son comportement est décrit par le vecteur d'état « x_s ». Ce dernier est mis en contre-réaction soit par le vecteur ligne $-K_1^T$ soit par $-K_2^T$ selon la position d'un commutateur. La tension de commande u_{cm} est amenée à l'organe de commande « OC » qui fournit la grandeur de commande « u », [25].

Le choix de la contre-réaction d'état par $-K_1^T$ ou $-K_2^T$ se fait à l'aide de la loi de commutation $S(x_s)$ également en fonction de vecteur d'état x_s . On a :

$$\begin{cases} u_{cm} = u_{cm1} = -K_1^T x_s & \text{pour } S(x_s) > 0 \\ u_{cm} = u_{cm2} = -K_2^T x_s & \text{pour } S(x_s) < 0 \end{cases} \quad \text{(III-6)}$$

Avec une stratégie de commande (loi de commutation) appropriée, il est possible d'obtenir un phénomène transitoire stable et bien amorti, même si les deux contre-réactions entraînent un comportement instable ou à la limite de la stabilité.

Dans certaines situations, la commutation se produit à une fréquence très élevée (théoriquement infinie), et le système fonctionne alors en mode de glissement (*Sliding Mode*). Le comportement dynamique du système est alors déterminé par cette condition.

$$S(x_s) = 0 \quad \text{(III-7)}$$

Dans ce cas, le contrôleur reçoit une tension de commande qui évolue rapidement entre deux valeurs variables, ce qui peut entraîner des exigences élevées envers le contrôleur. Ceci constitue un inconvénient majeur qui gêne souvent la mise en œuvre pratique de cette configuration[25].

III.4.4 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Dans ce cas, l'unité de contrôle doit être conçue pour que la variable de contrôle u ne prenne que deux valeurs constantes u_{max} ou u_{min} [20].

La commutation entre ces deux valeurs est déterminée par la loi de commutation selon:

$$\begin{cases} u_{cm} = u_{cm1} & \text{pour } S(x_s) > 0 \\ u_{cm} = u_{cm2} & \text{pour } S(x_s) < 0 \end{cases} \quad \text{(III-8)}$$

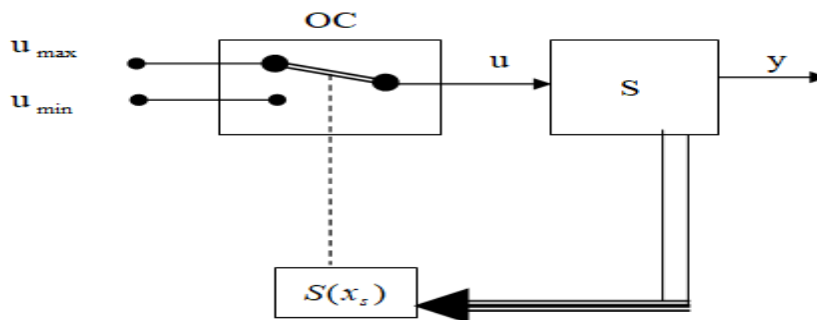


Figure.(III.4): Système de réglage à structure variable avec changement de la Structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

OC : Organe de commande .

S : Système à commande.

$S(x_s)$: Surface de glissement.

u_{cm} : Tension de commande.

Dans ce cas aussi, il est possible que la commutation ait lieu à une fréquence très élevée (théoriquement infiniment élevée) de sorte que le système de réglage travaille en mode de glissement. Pour le comportement dynamique de système existe alors également la condition $S(x_s) = 0$

En général, cette disposition est équivalente à un réglage à deux positions, mais avec une loi de commutation plus efficace [25].

III.5 Théories des modes glissants

Les systèmes à structures variables se caractérisent par la sélection de fonctions et de logiques de commutation appropriées, assurant ainsi des transitions constantes entre ces structures. La combinaison des propriétés de chaque structure peut appliquer le comportement souhaité à l'ensemble du système[26].

La théorie des modes glissants puise ses fondements dans la théorie de la commande des systèmes à relais et dans les circuits d'électronique de puissance. En effet, comme mentionné précédemment, la commande par mode de glissement constitue un cas spécifique de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (en se limitant au cas où $n=2$) :

$$\dot{X} = f = \begin{cases} f^+(X, u^+) & \text{si } S(X, t) > 0 \\ f^-(X, u^-) & \text{si } S(X, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

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

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(X, t) > 0 \\ u^- & \text{si } S(X, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-10})$$

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

La surface de commutation S_0 est définie comme suite :

$$S_0 = \{X(t) \ / \ S(X, t) = 0\} \quad (\text{III-11})$$

Les trajectoires de f^+ et f^- associées à la fonction f convergent vers la surface de commutation et à la particularité de glisser dessus. Ce phénomène est appelé « mode glissant », Figure. (III.5).

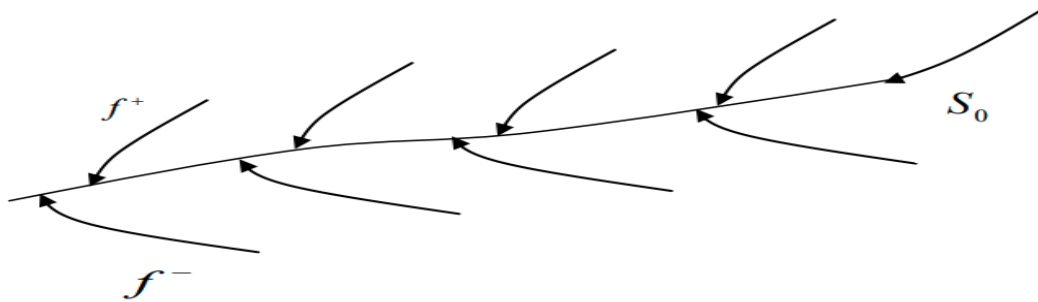


Figure. (III.5): Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement

III.5.1 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase[26]

La méthode de contrôle du mode glissant consiste à ramener la trajectoire de l'état du système vers la surface du mode glissant et à la faire basculer vers le point d'équilibre en utilisant une logique de commutation appropriée.

Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes, Figure. (III.6):

- **Mode de Convergence (MC)** : Lorsque la variable à réguler se déplace du point d'équilibre initial, on fait référence au comportement de son évolution depuis l'état initial jusqu'à la surface de commutation.
- **Mode de régime permanent (MRP)** : Il est important d'étudier le comportement d'un système proche de son point d'équilibre.
- **Mode glissant (MG)** : le comportement d'un système le long d'une surface de commutation est appelé mode glissant. Ce mode se produit lorsque le contrôle renvoie l'état x à la surface de commutation et s'efforce de le maintenir.

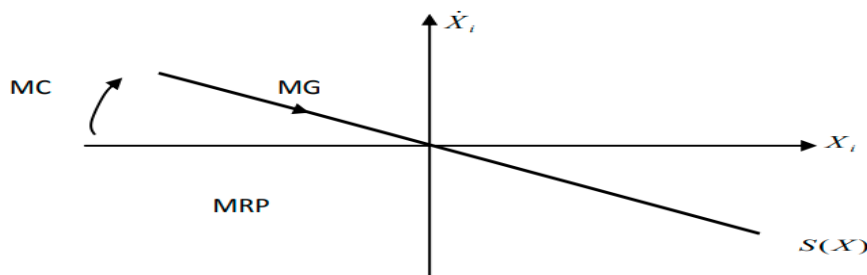


Figure. (III.6): Les modes de trajectoire dans le plan de phase.

III.6 Conception de la commande par mode de glissement

La conception du régulateur basée sur le mode glissant aborde systématiquement les problèmes de stabilité et de performances souhaitées[26].

La mise en œuvre de cette méthode de contrôle nécessite principalement trois étapes :

- Sélection des surfaces.
- Établir les conditions dans lesquelles la convergence existe.
- Détermination des lois de contrôle.

III.6.1 Choix de la surface de glissement

Le choix des surfaces de glissement concerne non seulement le nombre requis de ces surfaces, mais aussi leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(X, t) + g(X, t).u(t) \\ y = C^t X, y \in R^m \end{cases} \quad \text{(III-12)}$$

Lorsqu'on considère un traitement dans l'espace des phases, la fonction de commutation devient une fonction scalaire. Cela signifie que la variable à ajuster glisse le long de cette surface jusqu'à atteindre l'origine du plan de phase, ce qui correspond à la convergence de la variable d'état vers sa valeur souhaitée. La surface $S(X)$ représente donc le comportement dynamique souhaité du système. J.J.SLOTINE a proposé une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement et garantir que les variables convergent vers leurs valeurs attendues[26].

$$S(X) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(X) \quad \text{(III-13)}$$

Avec

$e(X)$: L'écart de la variable à régler ; $e(X) = X_{réf} - X$

λ_x : Une constant positive qui interprète la bonde passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$; $S(X) = e(X)$

Pour $r = 2$; $S(X) = \lambda_x e(X) + \dot{e}(X)$

$S(X) = 0$, est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(X) = 0$.

En d'autres mots, le défi réside dans la problématique de poursuivre une trajectoire afin de maintenir $S(X)$ à zéro. Cela équivaut à linéariser exactement l'écart tout en respectant la condition de convergence.

La linéarisation précise de l'écart illustrée par la figure (III.7) vise à contraindre la dynamique de l'écart (référence - sortie) à être celle d'un système linéaire autonome d'ordre « r ».

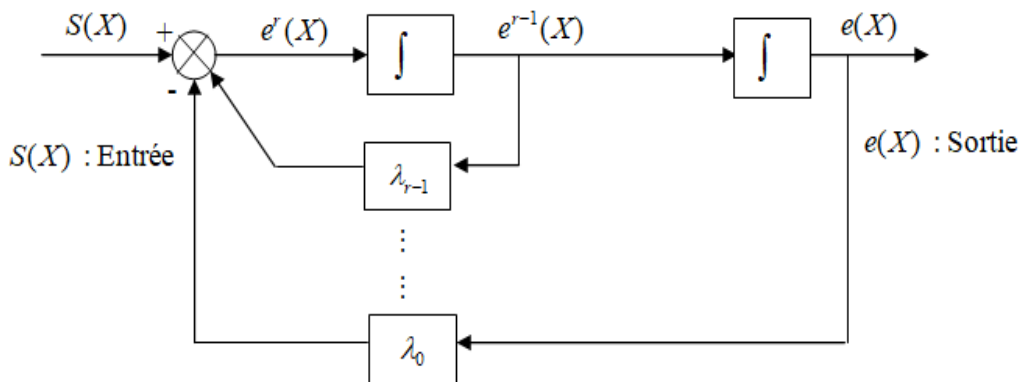


Figure. (III.7): Linéarisation exacte de l'écart

III.6.2 Condition de convergence

La condition de convergence permet à la dynamique du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester sans perturbation. Nous retenons deux conditions de la littérature correspondant au mode de convergence des états du système.

III.6.2.1 Fonction directe de commutation [26]

Proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin, elle consiste à donner à la surface une dynamique tendant vers zéro. La formule est la suivante :

$$S(X)\dot{S}(X) < 0 \tag{III-14}$$

Dans ce cas, des valeurs correctes pour les commutateurs gauche et droit doivent être introduites pour $S(X)$ et ses dérivées.

III.6.2.2 Fonction de LYAPUNOV:[26]

Il s'agit de définir une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système ($V(X) > 0$) et de choisir une loi de commutation qui réduit cette fonction ($\dot{V}(X) < 0$). Cette fonction est souvent utilisée pour assurer la stabilité des systèmes non linéaires.

La fonction Lyapunov est définie de la manière suivante :

$$V(X) = \frac{1}{2} S^2(X) \quad (\text{III-15})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(X) = S(X)\dot{S}(X)$$

Pour réduire la fonction de Lyapunov, il suffit de s'assurer que sa dérivée est négative. si :

$$S(X)\dot{S}(X) < 0$$

Cette équation indique que le carré décroissant de la distance à la surface, mesuré par $S^2(X) > 0$, force la trajectoire du système vers la surface de chaque côté Figure. (III.8)

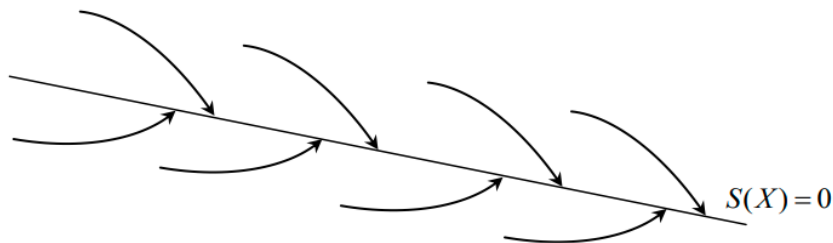


Figure.(III.8) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

III.6.3 Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement et le critère de convergence sélectionnés, il faut déterminer le contrôle nécessaire pour orienter les variables à contrôler vers la surface puis vers son point d'équilibre tout en maintenant les conditions dans lesquelles existe le mode de glissement.

Une hypothèse de base dans la conception de systèmes à structure variable avec contrôle par mode glissant est que le contrôle doit basculer instantanément (à fréquence infinie) entre u_{max} et u_{min} en fonction du signe de la surface de glissement, comme le montre la figure. (III.9).

Cependant, cette approche conduit à des oscillations à très haute fréquence en mode glissant, souvent appelées « droutement » ou « chattering » [26].

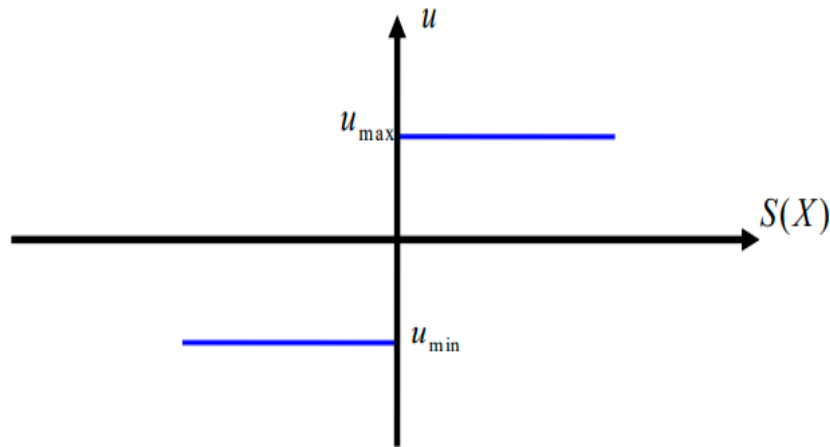


Figure.(III.9) : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

III.6.3.1 Définition des grandeurs de commande

Comme mentionné précédemment, la surface de glissement est déterminée en fonction du système et des performances requises, indépendamment du contrôle, et l'obtention de l'état de glissement nécessitera un contrôle intermittent.

Ainsi, si un tel contrôle est nécessaire, il n'empêche au contraire en rien d'y ajouter des parties continues afin de réduire l'ampleur de la discontinuité.

Par conséquent, la construction d'un contrôleur comporte deux parties : la première implique une linéarisation précise et la seconde implique une stabilisation, cette dernière étant très importante dans les techniques de contrôle en mode glissant car elle est utilisée pour éliminer les effets des imprécisions du modèle et supprimer les perturbations externes.

Nous avons donc :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{non} \quad \text{(III-16)}$$

$u_{eq}(t)$:Correspond à l'ordre équivalent proposé par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Il est calculé en reconnaissant que le comportement du système en mode glissant est décrit par : $S(X) = 0$

u_{non} est un élément introduit pour satisfaire la condition de convergence $S(X)\dot{S}(X) < 0$. Il détermine donc le comportement dynamique du système en mode convergence, garantissant ainsi l'attraction de la variable à contrôler vers la surface de glissement, qui est donnée par : $S(X) = u_{non}$

La commande équivalente peut être interprétée comme la moyenne de modulation des amplitudes consécutives prises par la commande lors d'une commutation rapide u_{max} et u_{min}

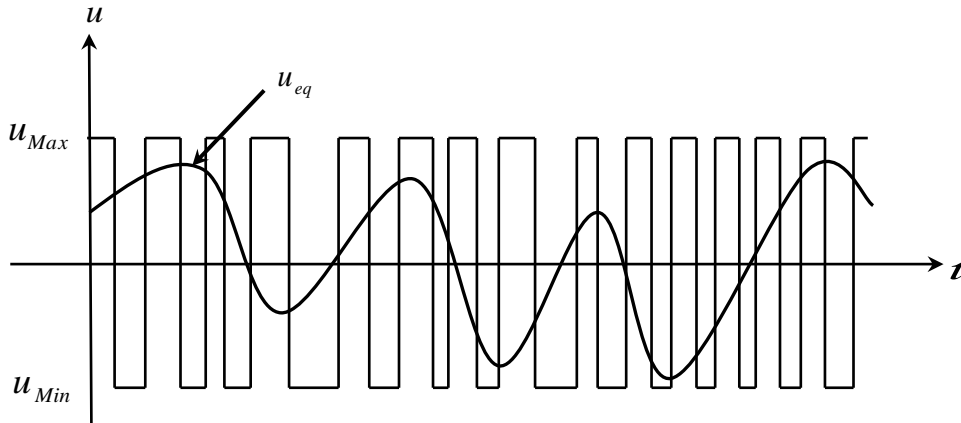


Figure. (III.10) :La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{Max} et u_{Min} .

III.6.3.2 Expression analytique de la commande

On s'intéresse au calcul du contrôle équivalent puis au contrôle attractif du système défini dans l'espace des états par les équations (III.17).

$$\dot{X} = f(X, t) + g(X, t)u(t) \tag{III-17}$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : u_{eq} et u_{non} , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{non}(t) \tag{III-18}$$

Nous avons :

$$S(X) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \{f(X, t) + g(X, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial t} \{g(X, t)u_n\} \tag{III-19}$$

En mode glissant et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). On obtient donc :

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial t} f(X, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial t} f(X, t) \right\}, \quad u_n = 0 \tag{III-20}$$

Pendant le mode de convergence, en substituant la valeur du terme u_{eq} par sa valeur (III-20) dans l'équation (III-19). Ainsi, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface.

$$S(X) = \frac{\partial S}{\partial t} \{g(X, t)u_n\} \quad (\text{III-21})$$

Le problème revient à trouver u_n tel que :

$$S(X)\dot{S}(X) = S(X) \frac{\partial S}{\partial t} \{g(X, t)U_n\} < 0 \quad (\text{III-22})$$

La solution la plus simple est de choisir u_n sous la forme de relais (Figure III.10). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_n = K \text{sing}(S(X)) \quad (\text{III-23})$$

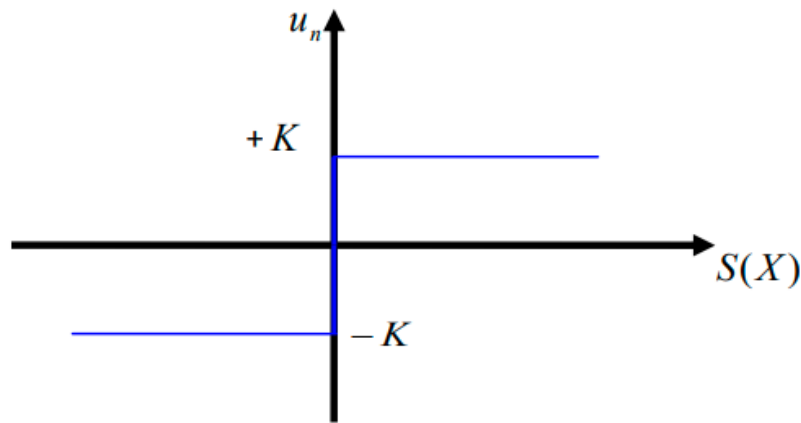


Figure. (III.11) : Représentation de la fonction " SIGN "

En remplaçant l'expression (III-23) dans (III-22), on obtient :

$$S(X)\dot{S}(X) = S(X) \frac{\partial S}{\partial t} g(X, t)K|S(X)| < 0 \quad (\text{III-24})$$

Où ; le facteur $\frac{\partial S}{\partial t} g(X, t)$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

Le coefficient de gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III-22). Le choix du gain est crucial car si le gain est trop faible, le temps de réponse sera long, et si le gain est trop élevé, la centrale oscillera de manière importante. Ces oscillations peuvent provoquer des dynamiques inaperçues (phénomènes de broutage) ou même endommager l'unité de commande.

III.6.4 Elimination du phénomène de CHATTERING

Le phénomène de broutage est dû au fait que la commutation des commandes n'est pas infiniment rapide lors de l'utilisation de la technologie du mode coulissant.

Ce phénomène est indésirable car il ajoute des composants de haute fréquence au spectre de la commande. Ces composants peuvent endommager le système en excitant des modes élevés qui n'ont pas été pris en compte lors de la modélisation, ou encore endommager les actionneurs par des oscillations trop fréquentes [26].

Le broutage (ou phénomène de flottement) peut être réduit en remplaçant la fonction « signe » par une fonction de saturation appropriée qui filtre les hautes fréquences.

On donne par la suite des exemples des fonctions de saturation :

- **Fonction SAT :**

Représentée dans la figure (III.12), est défini comme suite :

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & si & S > \mu \\ Sat(S) = -1 & si & S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & si & |S| < \mu \end{cases} \quad (III.25)$$

Avec μ petit et positif .

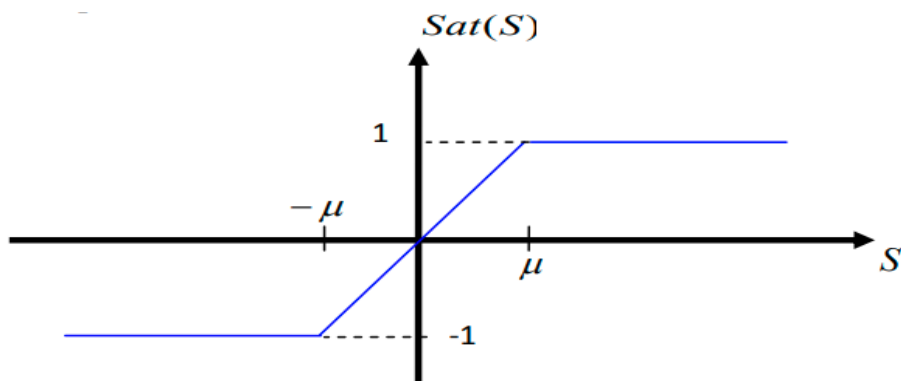


Figure. (III.12): Fonction « SAT ».

- **Fonction de lissage (SMOOTH) :**

Peut aussi remplacer la fonction « sign » par des fonctions de commutation douce. On donne ci-dessous un exemple de ce type des fonctions dans la figure (III.13), soit :

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S|+\mu} \quad (\text{III-26})$$

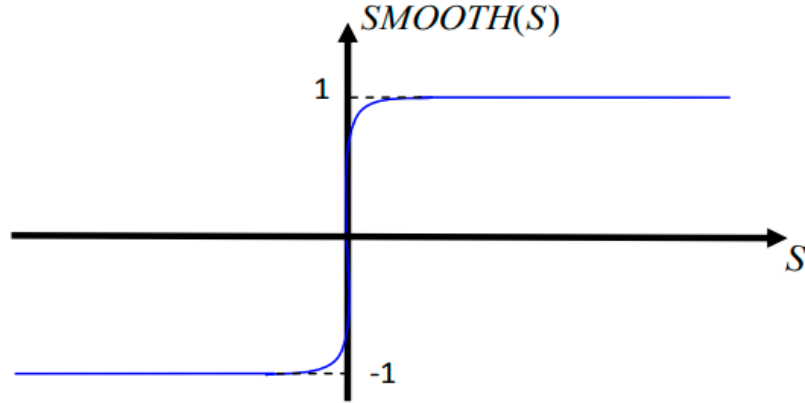


Figure. (III.13) : Fonction de lissage (*SMOOTH*).

III.7 Application de la commande par mode glissant au GADA

III.7.1 Surface de régulation du courant direct [27],[28],[29],[30]

Dans cette section, nous allons ajuster le courant continu et en quadrature de façon similaire à ce qui a été abordé dans la régulation de la puissance active et réactive. Nous utiliserons la surface de contrôle.

$$S(i_{rd}) = (i_{rd_ref} - i_{rd}) \quad (\text{III-27})$$

La dérivée de la surface (III.27) est :

$$\dot{S}(i_{rd}) = (\dot{i}_{rd_ref} - \dot{i}_{rd}) \quad (\text{III-28})$$

En remplaçant la dérivée du courant d'équation (II.73) dans (III.27), on aura :

$$\dot{S}(i_{rd}) = \left(\dot{i}_{rd_ref} - \frac{1}{\sigma L_r} (V_{rd} - R_r i_{rd} + g \omega_s \sigma L_r i_{rq}) \right) \quad (\text{III-29})$$

En remplaçant l'expression de V_{rd} par $V_{rd_eq} + V_{rd_n}$, la commande apparaît clairement dans l'équation suivant :

$$\dot{S}(i_{rd}) = \left(\dot{i}_{rd_ref} - \frac{1}{\sigma L_r} \left((V_{rd_eq} + V_{rd_n}) - R_r i_{rd} + g \omega_s \sigma L_r i_{rq} \right) \right) \quad (\text{III.30})$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$S(i_{rd}) = 0$, $\dot{S}(i_{rd}) = 0$, et $V_{rd_n} = 0$ d'où l'on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (III.30)

$$V_{rd_eq} = \left(\sigma L_r \dot{i}_{rd_ref} - (-R_r i_{rd} + g \omega_s \sigma L_r i_{rq}) \right) \quad (\text{III-31})$$

Durant le mode de convergence, pour que la condition $S(i_{rd}) \cdot \dot{S}(i_{rd}) \leq 0$ soit vérifiée, on pose :

$$\dot{S}(i_{rd}) = \left(-\frac{1}{\sigma L_r} \cdot V_{rd_n} \right) \quad (\text{III-32})$$

Par conséquent, le terme de commutation est donné par :

$$V_{rd_n} = K_{V_{rd}} \cdot \text{Sign}(S(i_{rd})) \quad (\text{III-33})$$

Pour vérifier la condition de stabilité du système, le paramètre $K_{V_{rd}}$ doit être positif.

III.7.2 Surface de régulation du courant en quadrature [27],[28],[29],[30]

Nous aurons pour la surface du courant en quadrature

$$S(i_{rq}) = (i_{rq_ref} - i_{rq}) \quad (\text{III-34})$$

La dérivée de la surface (III.34) donne :

$$\dot{S}(i_{rq}) = (\dot{i}_{rq_ref} - \dot{i}_{rq}) \quad (\text{III-35})$$

On remplace la dérivée du courant d'équation (II-73) dans (III-35), on aura :

$$\dot{S}(i_{rq}) = \left(\dot{i}_{rq_ref} - \frac{1}{\sigma L_r} \left(V_{rq} - R_r i_{rq} - g \omega_s \sigma L_r i_{rd} - g \frac{M V_s}{L_s} \right) \right) \quad (\text{III-36})$$

En remplaçant l'expression de V_{rq} par $V_{rq_eq} + V_{rq_n}$, la commande apparaît clairement dans l'équation suivant :

$$\dot{S}(i_{rq}) = \left(\dot{i}_{rq_ref} - \frac{1}{\sigma L_r} \left((V_{rq_eq} + V_{rq_n}) - R_r i_{rq} - g \omega_s \sigma L_r i_{rd} - g \frac{M V_s}{L_s} \right) \right) \quad (\text{III-37})$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$S(i_{rq}) = 0$, $\dot{S}(i_{rq}) = 0$, et $V_{rq_n} = 0$ d'où l'on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (III-37)

$$V_{rq_eq} = \left(\sigma L_r \dot{i}_{rq_ref} - \left(-R_r i_{rq} - g \omega_s \sigma L_r i_{rd} - g \frac{M V_s}{L_s} \right) \right) \tag{III-38}$$

Durant le mode de convergence, pour que la condition $S(i_{rq}) \cdot \dot{S}(i_{rq}) \leq 0$ soit vérifiée, on pose :

$$\dot{S}(i_{rq}) = \left(-\frac{1}{\sigma L_r} \cdot V_{rq_n} \right) \tag{III-39}$$

Par conséquent, le terme de commutation est donné par :

$$V_{rq_n} = K_{V_{rq}} \cdot \text{Sign}(S(i_{rq})) \tag{III-40}$$

Pour vérifier la condition de stabilité du système, le paramètre $K_{V_{rq}}$ doit être positif.

avec $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$

Le schéma du bloc de la commande par mode glissant(SMC) des courantes appliquées à GADA est illustré par la figure. (III.14).

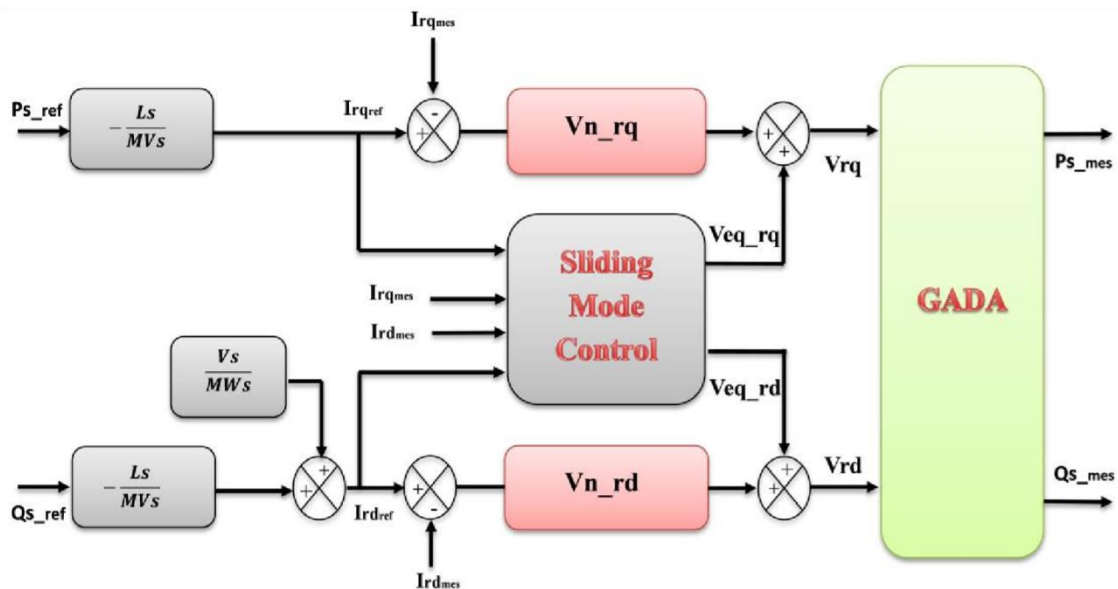


Figure.(III.14) : Schéma bloc de la commande a mode glissant(SMC) en courants appliquée à la GADA

III.7.3 Résultats de simulation et interprétation des résultats

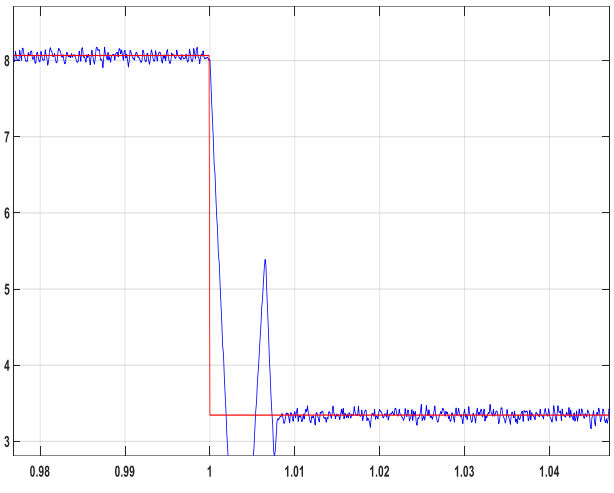
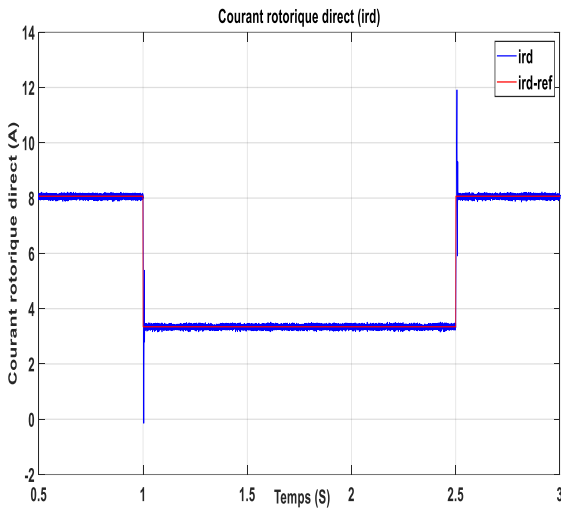


Figure.(III.15) : Courant rotorique direct et courant référence avec zoom

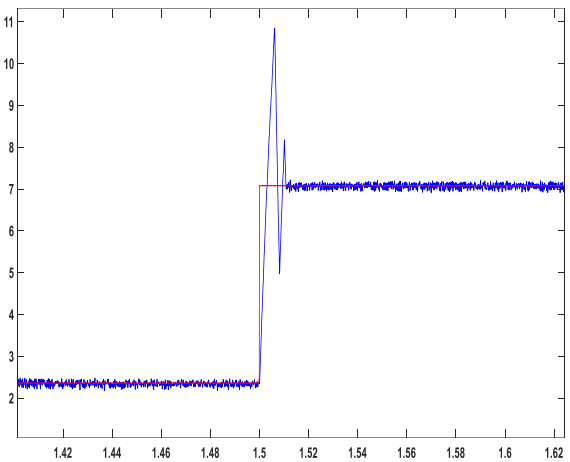
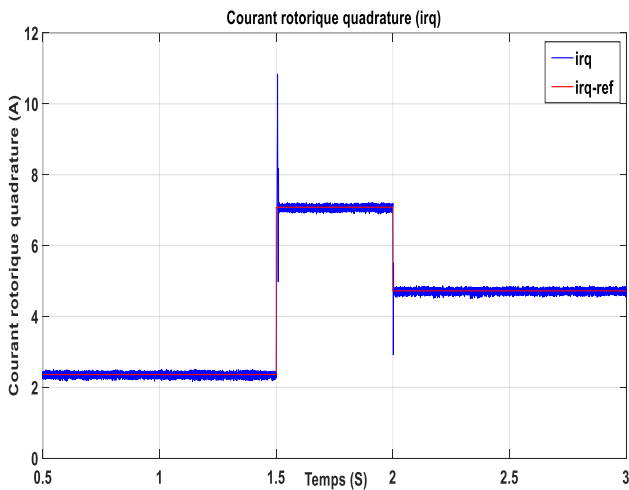


Figure.(III.16):Courant rotorique quadrature et courant référence avec zoom

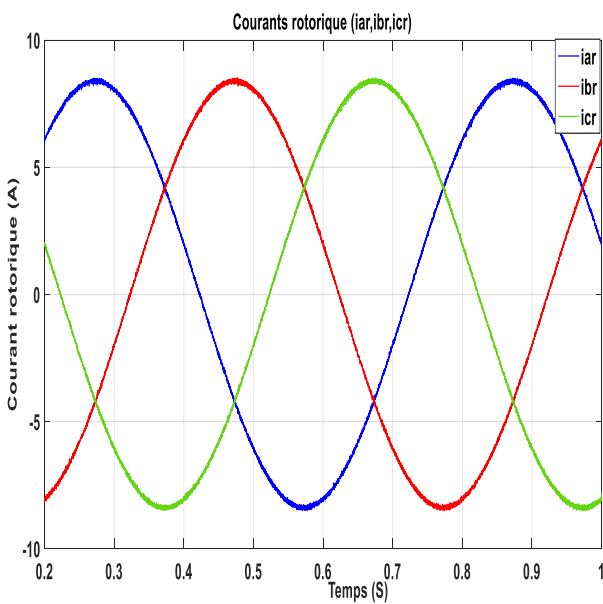


Figure.(III.17):Courant rotorique simple

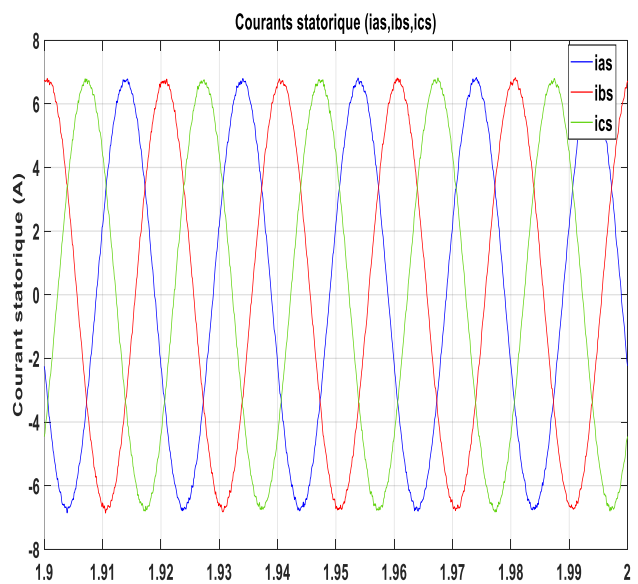


Figure.(III.18):Courant statorique simple

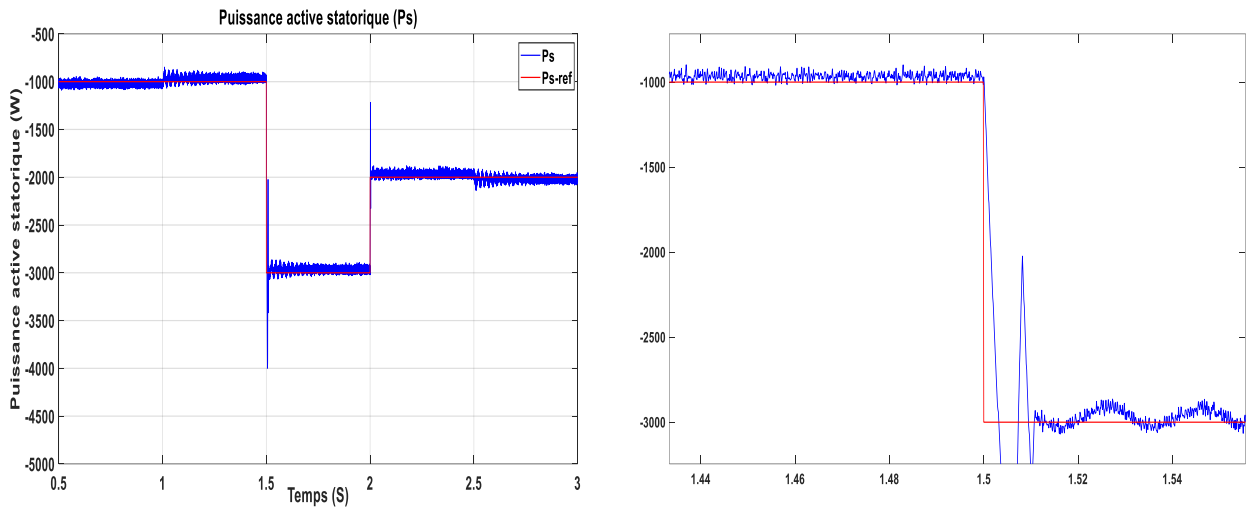


Figure.(III.19) : La puissance active statorique et puissance référence avec zoom

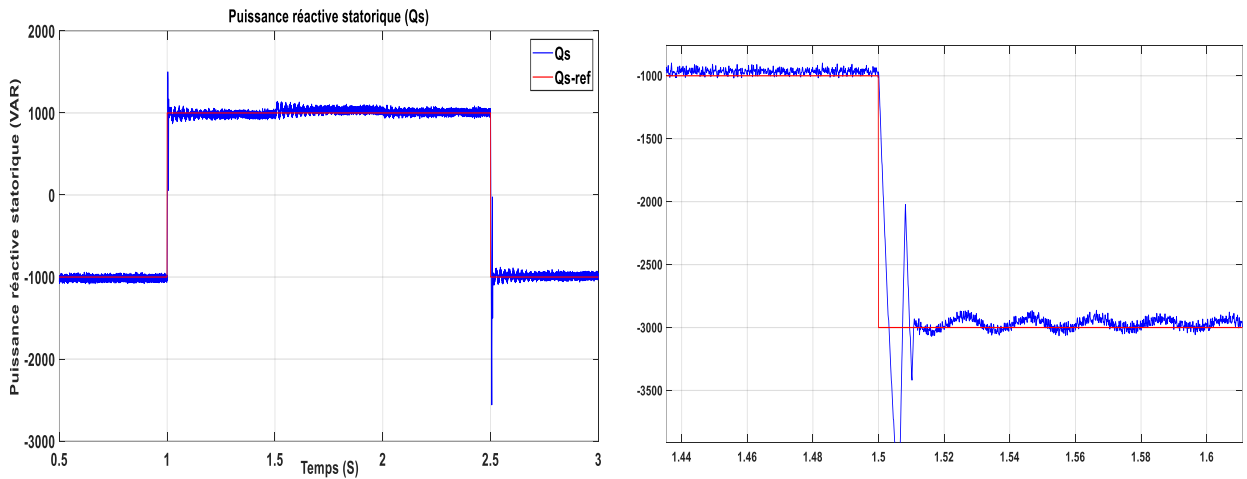


Figure.(III.20) : La puissance réactive statorique et puissance référence avec zoom

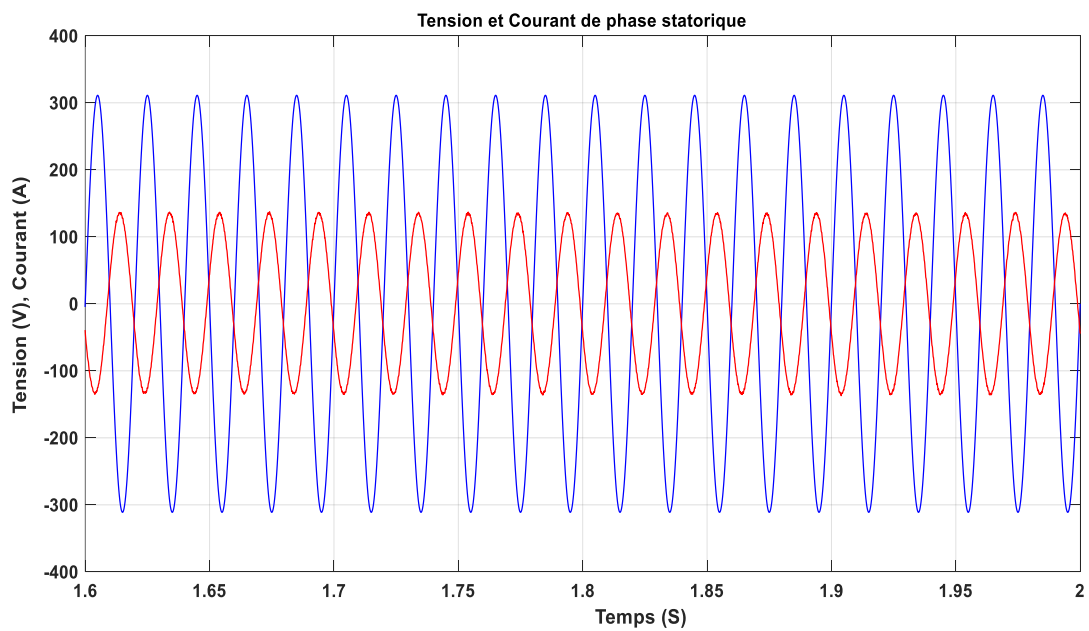


Figure.(III.21):Tension et Courant de phase statorique

Les figures (III.15, III.16 et III.17) montrent les résultats de simulation des courants de rotor sur les axes d et q et des courants de rotor triphasés.

La figure (III.18) montre les résultats de simulation des courants statoriques triphasés.

Les figures (III.19 et III.20) présentent les résultats de la simulation des puissances actives et réactives statoriques. D'après ces deux graphiques, il est observé que les courants statoriques mesurés suivent leurs références au temps $t = 1S$. On constate que la variation de la référence de puissance réactive n'affecte pas le courant rotorique en quadrature (i_{rd}) mais influe sur le courant rotorique direct (i_{rq}), expliquant ainsi la séparation de puissance au temps $t = 1,5S$. Par ailleurs, la variation de la référence de puissance active influence le courant rotorique en quadrature (i_{rd}) sans affecter le courant rotorique direct (i_{rq}), confirmant ainsi que la séparation entre la puissance active et le courant I_{rd} est pleinement réalisée.

La technique MLI nous a permis d'obtenir des courants statoriques triphasés parfaitement sinusoïdaux et le Courant multiplié par Gain il vaut **20**, comme illustré par la figure (III.21), représentant un courant et une tension de la même phase statorique (phase a).

Ces résultats montrent les performances de régulation du contrôle en mode glissant. À partir de ces résultats, nous voyons que le contrôle en mode glissant a une meilleure précision et stabilité de régulation au niveau de la puissance du stator ainsi qu'au niveau du courant du rotor.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous introduisons d'abord les principes théoriques du régulateur à mode glissant (SMC) puis nous l'appliquons au contrôle vectoriel de moteurs asynchrones à double alimentation. Nous avons analysé leur fonctionnement dans différentes conditions puis les avons implémentés sur un moteur asynchrone double alimentation. Notre conclusion est que le réglage de la position du curseur fonctionne bien.



Conclusion générale

Conclusion générale

Le projet que nous avons soumis constitue une contribution à l'étude et à la mise en œuvre des lois de commande robuste appliquées à la génératrice asynchrone à double alimentation.

Dans la première partie de ce mémoire, nous abordons en général la machine asynchrone à double alimentation (MADA), sa description, sa classification et sa comparaison avec d'autres machines à double alimentation, ainsi que son principe de fonctionnement, l'écoulement des puissances, ses avantages et inconvénients, sa connexion au réseau et le principe du système de génération électrique.

Dans la deuxième partie, nous discutons des modèles mathématiques simplifiés de machines à induction à double alimentation dans divers benchmarks, ainsi que de la modélisation des systèmes électriques MADA. Nous nous intéressons également au contrôle vectoriel et à la modélisation de l'alimentation (redresseurs, filtres, onduleurs) des machines asynchrone double alimentation.

La troisième section traite de l'application de l'une des techniques de contrôle robuste non linéaire appelée contrôle en mode glissant. Les résultats obtenus montrent que cette technique de réglage apporte des améliorations significatives, car elle offre de bonnes performances statiques et dynamiques, ainsi qu'une meilleure poursuite lors de la simulation.

Les recherches menées en régime permanent et la consultation de la littérature sur la GADA, effectuées à la fois sur des modèles théoriques et des simulations, ont permis de démontrer que:[1]

- GADA est bien adapté aux systèmes de production d'énergie, en particulier aux systèmes de production d'énergie éolienne.
- Le principal avantage de GADA est que le convertisseur de puissance associé au rotor ne gère que 20 à 30% de la puissance totale du système, ce qui permet de réduire les pertes et l'encombrement de ce dernier. En conséquence, les coûts de production sont également réduits.
- La puissance électrique du stator et du rotor GADA peut être mesurée, ce qui est propice à la mise en œuvre de divers algorithmes de contrôle.

Enfin, il va sans dire que GADA dispose d'un très large éventail de capacités d'application dans les applications de production d'énergie électrique, notamment dans les systèmes éoliens.



Bibliographie

Bibliographie

- [1] S. Kedjouti « Réglage des puissances active et réactive de la génératrice asynchrone à double alimentation par des régulateurs en mode glissant », Mémoire Ingénieur D'état , Université Mohamed Boudiaf - M'Sila, 2005.
- [2] Y. Rahab et M. Teggour « Etude de l'association d'une génératrice asynchrone à double alimentation et d'un convertisseur multi-niveaux », Université Mouloud Mammeri, 2014.
- [3] E. Youcef « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté». Mémoire de Magister (2009), Université de Batna 2.
- [4] L. Belaid et H. Ferhat « Commande de la puissances active et réactive de la génératrice asynchrone à double alimentation », Université Eloued, 2012.
- [5] D. Sofiane et N. Noureddine « Modélisation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation destinée à l'énergie éolienne », Université Mouloud Mammeri, 2015.
- [6] K. Belaid et S. Laroui, S. Boulkhrachef, et D. Boudana « Commande par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau électrique », Université Medea 2018.
- [7] M. Messaoudene, Z. Boudries, promoteur, et A. Merabet « Contrôle de la connexion d'une machine asynchrone à double alimentation au réseau via un convertisseur multi-niveaux », Université Abderhmane Mira - Béjaia, 2021.
- [8] Berrached et N. Gossa « commande par mode glissant d'un générateur asynchrone à double alimentation - application aux moteurs à induction », Université Eloued, 2023.
- [9] N. Dujardin et C. Iweins « www.lei.ucl.ac.be/multimedia/eLEE/FR ».
- [10] A. Bebboukha et A. Hechifa et Y. Sakhr yahya « Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation », Université d'El-oued, 2020.
- [11] H. Ben Slimane et A. Hamza « Commande d'un moteur asynchrone à double alimentation », Université Badji Mokhtar- Annaba, 2021.
- [12] L. Hechifa et T. Soufia et A. Letoufa « Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation », Université d'El-oued, 2022.
- [13] M. Bouharkat « Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone a cage en régime dynamique », Thèse de doctorat, Université de Batna , 2006.
- [14] F. Poitiers « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes- France, 2003.
- [15] B. Belabbas, « Intégration de l'énergie éolienne dans un réseau électrique local », Mémoire de Magistère, Université Ibn Khaldoun Tiaret, 2012.
- [16] S. Kouadria , « Etude et réalisation d'un émulateur d'une turbine éolienne », Mémoire de Magister, Université Ibn Khaldoun -Tiaret, 2012.
- [17] S. Metatla « Optimisation et régulation des puissances d'une éolienne à base d'une MADA » Mémoire de Magister, École nationale supérieure polytechnique d'Alger, 2009.
- [18] S. Talbi et N. Zegrane « Commande par mode glissant d'un système éolien à base d'une génératrice asynchrone à double alimentation », Université Ibn Khaldoun -Tiaret, 2017.

Bibliographie

- [19] R. Rehouma et A. Maamra «Commande optimisée du GADA Par la méthode essaim de particules (PSO)», Université d'El-oued,2015.
- [20] R. El Arabi et L. Dahdi «Commande par mode glissant de MADA utilisé pour la production de l'énergie électrique» Université Ahmed Draia- Adrar ,2018.
- [21] Y. Zouaoui «Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone» Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas - Setif,2010.
- [22] F. Cheddadi et I. Boumhidi et S. Sefriti« Comparaison entre la Commande MPPT par mode glissant et la perturbation et observation pour les systèmes photovoltaïques» in IMAT3E'18 International Meeting on Advanced Technologies in Energy and Electrical Engineering, FES, Morocco, 2018.
- [23] I. Khebbar et A.Messaoudi et F.Toumi « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone» Université El-Oued,2022.
- [24] A.Kasmi et D.Laouadi «Approche discrète de la commande par mode de glissement d'une machine asynchrone alimentée en tension avec orientation du champ» École Nationale Polytechnique, 2000.
- [25] H. Bühler « Réglage par mode de glissement » EPFL Press, 1986.
- [26] H.Aid et W.Aina « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents » Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen,2013.
- [27] N.Hamdi « Amélioration des performances des aérogénérateurs », Mémoire de Magister, Université Constantine 1, 2013.
- [28] B. Belabbas « Hybrid fuzzy sliding mode performance control applied to a DFIG system for the production and integrated wind energy into a power grid based three-level converters », Balkan Journal Of Electrical & Computer Engineering, Vol.1, N°.2, 2013.
- [29] M.Faid et D.Bouguerra «Contrôle des puissances active et réactive d'une génératrice asynchrone à double alimentation» , Université Mohamed Boudiaf - M'Sila, 2023.
- [30] R.Rouabhi et R.Abdessemmed et A.Chouder et A.Djerioui «Power quality enhancement of grid connected doubly-fed induction generator using sliding mode control », International Review of Electrical Engineering (IREE), Vol. 10 (2015), N. 2, pp266-276.



Annexe

Annexe

Paramètres de la GADA utilisée :

Symboles	Description	Valeurs	Unités
R_s	Résistance statorique	1.6	Ω
R_r	Résistance Rotorique	2.6	Ω
L_s	Inductance statorique	0.195	H
L_r	Inductance rotorique	0.195	H
M_{sr}	L'inductance mutuelle	0.177	H
J	Moment d'inertie	0.03	KG.m ²
f	Coefficient de frottement	0.00	N.m/rad/sec
p	Nombre de paires de pôles	2	
P_n	Puissance nominale	3	kW
Ω_n	Vitesse nominale	1500	Rad/sec
F	Fréquence	50	Hz
V_s	Tension statorique	230	V
V_r	Tension rotorique	80	V
V_{dc}	la tension d'alimentation Onduleur	150	V
V	La tension du réseau	220/380	V



Résumé

Résumé

Dans le domaine de la production d'énergie électrique à vitesse variable ou constante, des solutions innovantes font appel à des générateurs asynchrones à double alimentation (GADA). Son schéma de connexion typique consiste à connecter le stator directement au réseau, tandis que le rotor est alimenté par un convertisseur (AC/DC/AC). Pour garantir des performances élevées et un meilleur contrôle de la puissance active et réactive générée par GADA, un contrôle robuste et approprié doit être conçu. Dans notre cas nous nous concentrons sur le réglage de ces puissances à l'aide d'un régulateur à mode glissant.

Mots clés : Génératrice asynchrone à double alimentation (GADA), puissances active et réactive, régulateurs en mode glissant.

Abstract

In the field of variable or constant-speed electric power generation, an innovative solution uses an Doubly fed induction generator (DFIG). Its typical connection scheme is to connect the stator directly to the grid, while the rotor is powered by a converter (AC/DC/AC). To ensure high performance and better control of the active and reactive powers generated by the DFIG, it is essential to design a robust and appropriate control. In our case, we focus on adjusting these powers using sliding regulators.

Keywords: Doubly fed induction generator (DFIG), active and reactive powers, sliding regulators.

ملخص

في مجال إنتاج الطاقة الكهربائية ذات السرعة المتغيرة أو الثابتة، يستخدم الحل المبتكر مولدًا غير متزامن مزدوج الطاقة (GADA). يتكون نظام الاتصال النموذجي الخاص به من توصيل الجزء الثابت مباشرة بالشبكة، بينما يتم تشغيل الجزء الدوار بواسطة محول (AC/DC/AC). لضمان الأداء العالي والتحكم بشكل أفضل في الاستطاعة الفعالة والغير فعالة النشطة الناتجة عن (GADA)، من الضروري تصميم تحكم قوي ومناسب. في حالتنا، نركز على ضبط هذه القوى باستخدام منظمات الوضع المنزلق.

الكلمات المفتاحية : المولد غير المتزامن مزدوج التغذية (GADA)، الاستطاعة الفعالة والغير فعالة، منظمات الوضع المنزلق.