

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE MINISTERE DE
L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHESCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

Faculté de technologie

Département de génie électrique

N° :



Domaine : Science et technologie

Filière : Automatique

Option : Automatique et systèmes

*Mémoire Présenté pour L'obtention du Diplôme de
Master Académique en Automatique*

Présenté par:

LAKEHAL Mohammed

HELITIM Amine el wahdi

Intitulé

**Commande hybride glissant-flou type 1 et type 2
De la machine asynchrone a cage d'écureuil
(MAS)**

Soutenu devant le jury composé de :

Sabir MESSALTI

PR

Président

Riyadh ROUBAHI

MCA

Encadreur

Abdelghafour HERIZI

MCA

Co-Encadreur

Fayssal OUGUENI

MCB

Examineur

Année universitaire : 2022/2023

Remerciements

*A l'issue de ce travail, nous adressons nos sincères remerciements
premièrement à Dieu tout puissant qui nous a donné la santé, la
volonté et la patience.*

*Deuxièmement ce travail a été réalisé sous l'aide et l'encadrement de
professeur **Riyadh ROUBHI**, je le remercie pour la qualité de
Son encadrement exceptionnel, pour sa patience, sa rigueur et sa disponibilité
durant mon préparation de ce mémoire, et nous avons tout l'honneur car avant
de nous accompagner et de nous guider dans ce travail*

*Et dans le souci de n'oublier nos familles, en particulier nos parents, pour
leur soutien et leur confiance dans nos efforts. Nous remercions également nos
frères, amis*

*Enfin nos remerciements aussi les membres du jury pour le temps et l'énergie
fournis pour lire et apprécier ce travail*

Merci

إهداء

الحمد لله وكفى والصلاة على الحبيب المصطفى وأهله ومن وفى أما بعد الحمد لله الذي وفقني في تثمين هذه الخطوة في مسيرتي الدراسية ثمرة الجهد والنجاح بفضلته تعالى أهدي ثمرة جهدي المتواضع إلى من وهبوني الحياة والأمل والنشأة على شغف الاطلاع والمعرفة، ومن علموني أن أرتقي سلم الحياة بحكمة وصبر

براً، وإحساناً، ووفاءً لهما والدي العزيز، والدتي العزيزة

إلى من وهبني الله نعمة وجدوهم في حياتي إلى العقد المتين

إخواني واخواتي الأعزاء وبدون أن أنسى أبناء الخال حفظهما الله

إلى كل من كاتفني ونحن نشق الطريق معاً نحو النجاح في مسيرتنا العلمية

إلى ابنة اختي العزيزة ندى

إلى قسم آلية وأنظمة دفعة 2023

إلى كل من كان لهم أثر على حياتي، وإلى كل من أحبهم قلبي ونسيهم قلبي

شكراً لكم جميعاً

وأخيراً سائل من المولى عزو وجل أن يجزي الجميع خير الجزاء في الدنيا والآخرة

"إذا كنت تريد أن تصبح قوياً تعلم كيف تحارب وحدك"

Lakehal Mohammed

إهداء

أكتب هذا الإهداء و أنا جالس في مكتبي الذي لطالما جلست فيه وحيدا خلال مساري الدراسي وها أنا الآن أدون هاته العبارات بعد تقدير و فضل من الله عز وجل بمزيج من مشاعر متضاربة , مشاعر يملأها الحزن والفرح الألم والراحة راغبا من خلالها بإيصال هاته الكلمات الصادقة إلى عائلتي ,أمي و أبي , لولا كما و بعد تسهيل من الله لما كن قادرا على النجاة إلى هذه اللحظة شكرا لعنايتكم و بركم و حرصكم الدائم بي من صغري حتى بلغت أشدي و اليوم أنا مقبل على إنهاء مرحلتي الجامعية أود أن أقول شكرا لإطعامي ,علاجي , تربيتي, سهركم , تعليمي ,تذكري الدائم بملازمة طريق الاستقامة , سعيكما الدؤوب على توفير الراحة والسكينة على قلبي و ما عساي إلا إهداء عبارة أحبكما حبا جما من كل أعماق قلبي شكرا كثيرا لكما رزقكما الله الصحة والعافية, إلى أختي أشواق وندى , كنتما شمعة مضيئة في حياتي من إعانة و إحترام وأخلاق و ضحك و لعب و مزاح دائم بيننا أتمنى لكما دوام الصحة والعافية والنجاح المستمر في حياتي كما أحبكما إلى الأبد , أهدي تحياتي لكل شخص يحبني ويحترمني من قريب أو من بعيد أهدي تحياتي إلى جدتي تركية و خالتي دليلة و عمتي حليلة أتمنى لكم دوام العافية و أود شكر مؤطري الدكتور رياض روابحي كان متابعا و حريصا على العمل والتعلم و التحضير الجيد لهذا العمل زادك الله في علمك و أدام الله عافيتك , أهدي تحياتي لكل أستاذ و أستاذة درسي خلال هذا المسار الطويل ,أهدي تحياتي لكل شخص درس معي أحبكم جميعا لكم مني كامل الود والشوق و العرفان ,المجد والخلود لشهدائنا الأبرار .

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

اقْرَأْ بِاسْمِ رَبِّكَ الَّذِي خَلَقَ ﴿١﴾ خَلَقَ الْإِنْسَانَ مِنْ عَلَقٍ ﴿٢﴾ اقْرَأْ وَرَبُّكَ الْأَكْرَمُ

﴿٣﴾ الَّذِي عَلَّمَ بِالْقَلَمِ ﴿٤﴾ عَلَّمَ الْإِنْسَانَ مَا لَمْ يَعْلَمْ ﴿٥﴾

Helitim Amine el wahdi

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

لو عرض الكتاب سبعين مرة لوجد
فيه خطأ أبى الله أن يكون
صحيحاً غير كتابه

Sommaire

Sommaire	I
Liste des figures et tableaux	II
Liste des symboles	III
Résumé	01
Introduction	02

CHAPITRE I : L'ETAT DE L'ART ET LA MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE D'ECURUIL .

I.1 Introduction	05
I.2 Généralités sur la machine asynchrone a cage d'écureuil (MAS)	05
I.2.1 Historique.....	05
I.2.2 Structure de la MAS.....	05
I.2.3 Principe de fonctionnement de la MAS	08
I.2.4 Les avantages et les inconvénients de la MAS	09
I.3 Modélisation de la machine asynchrone a cage d'écureuil (MAS)	09
I.3.1 Hypothèses simplificatrices	09
I.3.2 Représentation de la MAS dans le régime triphasé	09
I.3.3 Equations mathématiques de la MAS dans le repère (a,b,c).....	10
I.3.2.1 Equations électriques	10
I.3.3.2 Equations magnétiques.....	10
I.3.3.3 Equation mécanique	11
I.4 Modèle biphassée de la MAS	11
I.4.1 Transformation de Park	12
I.4.2 Equation mathématique de la MAS dans le repère de Park.....	13
I.4.2.1 Equations électriques	14
I.4.2.2 Equations magnétiques.....	14
I.4.3.3 Equation mécanique	15
I.4.3 Choix référentiel	15
I.4.3.1 Référentiel lié au stator	15
I.4.3.2 Référentiel lié au rotor	15
I.4.3.3 Référentiel lié au champ tournant	16
I.4.4 Représentation d'état du model de notre machine	16
I.4.4.1 Modèle d'état de la MAS	17
I.4.5 Modélisation et commande de l'alimentation de notre machine	18
I.4.5.1 Modélisation du convertisseur cote réseau (Redresseur).....	19

I.4.5.2	Modélisation du filtre	20
I.4.5.3	Modélisation du convertisseur cote machine (Onduleur)	20
I.4.6	Résultat de simulation	22
I.4.6.1	Interprétation des résultat	23
I.5	Conclusion	24

**CHAPITRE II :L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES PROPOEES
(CMG,CHGFT1 ,CHGFT2).**

II.1	Introduction.....	26
II.2	La commande par mode glissant.....	26
II.2.1	Généralité sur la commande par mode glissant	26
II.2.1.1	La théorie de la commande par mode glissant	26
II.2.1.2	Principe de la commande par mode glissant	26
II.2.1.3	Les avantages de la commande par mode glissant	27
II.2.2	Conception de l'algorithme de commande par mode glissant	27
II.2.2.1	Choix de surface de glissement	27
II.2.2.2	Condition d'existence et de convergence du régime glissant	29
II.2.2.3	Détermination de la loi de commande	29
II.2.2.4	Le phénomène du broutement (Chattering)	31
II.3	La commande hybride glissant floue type 1	33
II.3.1	Elimination du phénomène broutement par les régulateurs floues type 1	33
II.3.2	Notions fondamentales de la logique floue type 1	33
II.3.2.1	Les ensembles floues	34
II.3.2.2	Les fonctions d'appartenances	34
II.3.2.3	Les caractéristiques d'un sous ensemble floue	35
II.3.2.4	Les variables linguistiques	36
II.3.2.5	Les opérateurs de la logique floue	37
II.3.2.6	Implication floue	38
II.3.3	La structure d'un contrôleur floue type 01	38
II.3.3.1	Fuzzification	39
II.3.3.2	Base des règles	39
II.3.3.3	Inférence des règles floues	39
II.3.3.4	Defuzzification	40
II.4	La commande hybride glissant floue type 2	40
II.4.1	Elimination du phénomène broutement par les régulateurs floues type 2	40
II.4.2	Notions fondamentales de la logique floue type 2.....	41

II.4.2.1	Représentation d'un ensemble floue type 2	41
II.4.2.2	Définitions	42
II.4.3	La structure d'un contrôleur floue type 2	44
II.4.3.1	Fuzzification	45
II.4.3.2	Base des règles	45
II.4.3.3	Mécanisme d'inférence	45
II.4.3.4	Réduction de type	46
II.4.3.5	Defuzzification	46
II.5	Conclusion	47

**CHAPITRE III : L'APPLICATION DES COMMANDES DEVELOPPES
(CMG, CHGFT1, CHGFT2).**

III.1	Introduction.....	49
III.2	Application de la commande par mode glissant	49
III.2.1	Modèle de la MAS	49
III.2.2	Choix des surfaces de glissements	49
III.2.3	Conditions de convergences	50
III.2.4	Loi de commande par mode glissant	50
III.2.5	Résultats de simulation numérique	54
III.2.6	Interprétation des résultats	55
III.3	Application de la commande hybride glissant floue type 1.....	55
III.3.1	Structure de base d'un contrôleur flou type 1 utilisé	55
III.3.1.1	Les fonctions d'appartenances	56
III.3.1.2	La table des règles de décision	56
III.3.2	Résultats de simulation numérique	57
III.3.3	Interprétation des résultats	57
III.4	Application de la commande hybride glissant floue type 2.....	58
III.4.1	Structure de base d'un contrôleur flou type 2 utilisé	58
III.4.1.1	Les fonctions d'appartenances	59
III.4.1.2	La table des règles de décision	59
III.4.2	Résultats de simulation numérique	60
III.4.3	Interprétation des résultats	60
III.5	Conclusion	60

**CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES TECHNIQUES LES
COMMANDES DEVELOPPEES (CMG,CHGFT1 ,CHGFT2).**

IV.1	Introduction.....	63
IV.2	Comparaison Qualitative	63
IV.2.1	Résultats de simulation numérique du système	63
IV.2.2	Interprétation des résultats	64
IV.3	Comparaison Quantitative	64
IV.3.1	Résultats de simulation numérique du système	64
IV.3.2	Interprétation des résultats	65
IV.4	Comparaison robustesse	65
IV.4.1	Modèle d'état pour appliquer test de robustesse	65
IV.4.1	Résultats de simulation qualitativement	67
IV.4.2	Interprétation des résultats	67
IV.4.3	Résultats de simulation quantitativement	68
IV.4.4	Interprétation des résultats	68
IV.5	Conclusion	68
	<i>Conclusion générale</i>	<i>70</i>
	<i>Bibliographie.....</i>	<i>72</i>
	<i>Annexe</i>	<i>76</i>

**CHAPITRE I : L'ETAT DE L'ART ET LA MODELISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE A CAGE D'ECURUIL .**

Figure I.1 : Structure d'un moteur asynchrone triphasée	06
Figure I.2 : La partie fix de la MAS (stator)	07
Figure I.3 : La partie mobile de la MAS (rotor)	08
Figure I.4 : Principe de fonctionnement de la MAS	08
Figure I.5 : Rprésentation enroulement statoriques et rotoriques de la MAS	09
Figure I.6 : Modèle de park de la MAS	12
Figure I.7 : Rprésentation des axes de la MAS	13
Figure I.8 : Schéma de l'association machine asynchrone –convertisseur statique	18
Figure I.9 : Schéma de convertisseur coté réseau (rresseur)	19
Figure I.10 : Rprésentation d'un filtre RLC	20
Figure I.11 : Schéma de convertisseur coté machine (onduleur)	21
Figure I.12 : Vitesse et couple électromangétique produit par la MAS pour une ($C_r=5 N.m$)	23
Figure I.13 : tension ondulée et tension redressée	23

**CHAPITRE II : L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES PROPOEES
(CMG,CHGFT1 ,CHGFT2).**

Figure II.1 : Régime glissant idéal et réel	29
Figure II.2 : Commande equivalente U_{eq}	30
Figure II.3 : Fonction sign (non linéarité toute ou rien)	31
Figure II.4 : Représentation de la fonction SAT	32
Figure II.5 : Représentation de la fonction SMOOTH.....	33
Figure II.6 : Le professeur lotfi zadeh de la théorie des ensembles floues	34
Figure II.7 : Formes des types de fonction d'appartence	35
Figure II.8 : Représentation d'un noyau,support et α coup d'un ensemble flou	36
Figure II.9 : Opérateurs Et et Ou	38
Figure II.10 : Schéma synpotique général d'un système floue type 1	38
Figure II.11 : Représentation tridimensionnelle dun ensemble floue type 2 - gussien.....	41
Figure II.12 : Représentation schématiques dun ensemble floue type 2 -gussien.....	43
Figure II.13 : Représentation schématiques dun ensemble floue type 2 intervalle.....	44
Figure II.14 : Structure générale d'un controleur floue type 2	45

**CHAPITRE II : L'ASPECT THEORIQUE DES COMMANDES PROPOSEES
(CMG,CHGFT1 ,CHGFT2).**

Tableau II.1 : Méthodes d'inférence 40

**CHAPITRE III : L'APPLICATION DES COMMANDES DEVELOPPES
(CMG, CHGFT1, CHGFT2).**

Figure III.1 : Schéma bloc de la commande par mode glissant 54
Figure III.2 : Vitesse et couple électromagnétique (mode glissant) 55
Figure III.3 : Schéma bloc de la commande hybride glissant flou type 1 55
Figure III.4 : Structure de base d'un contrôleur flou type 1 56
Figure III.5 : Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu) 56
Figure III.6 : Vitesse et couple électromagnétique (hybride glissant flou type 1) 57
Figure III.7 : Schéma bloc de la commande hybride glissant flou type 2 58
Figure III.8 : Structure de base d'un contrôleur flou type 2 58
Figure III.9 : Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu) 59
Figure III.10 : Vitesse et couple électromagnétique (hybride glissant flou type 2)..... 60

**CHAPITRE III : L'APPLICATION DES COMMANDES DEVELOPPES
(CMG, CHGFT1, CHGFT2).**

Tableau III.1: Table des règles de décision pour le contrôleur flou type1 57
Tableau III.1: Table des règles de décision pour le contrôleur flou type2 59

**CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES TECHNIQUES LES
COMMANDES DEVELOPPES (CMG,CHGFT1 ,CHGFT2).**

**Figure IV.1 : Vitesse mécanique produite pour les trois commandes avec un zoom (variation
externe) 63**
**Figure IV.2 : Vitesse mécanique produite pour les trois commandes avec un zoom (variation
interne) 67**

**CHAPITRE IV : ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES TECHNIQUES LES
COMMANDES DEVELOPPES (CMG, CHGFT1 ,CHGFT2).**

Table IV.1 : Étude comparative des commandes développées pour la MAS 65
Table IV.2 : Comparaison robustesse des commandes développées pour la MAS 68

Liste des symboles

as, bs, cs : indices correspondants aux trois phases de stator

ar, br, cr : indices correspondants aux trois phases de rotor

$[V_s]$: Vecteur tension statorique

$[V_r]$: Vecteur tension rotorique

$[I_s]$: Vecteur courant statorique

$[I_r]$: Vecteur courant rotorique

$[\Phi_s]$: Vecteur flux statorique

$[\Phi_r]$: Vecteur flux rotorique

$[L_{cs}]$: Matrice d'inductance statorique

$[L_{cr}]$: Matrice d'inductance rotorique

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle

C_e : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

Ω : Vitesse de la machine

f : Coefficient de frottement visqueux

J : Moment d'inertie des masses tournantes

d, q : Indices des composantes de Park direct et en quadrature

p : Nombre de paires de pôles

$[P(\theta)]$: Matrice de passage de Park

$[P(\theta)]^{-1}$: Matrice de passage inverse de Park

θ : angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé

σ : Coefficient de dispersion

$[C]$: Matrice de transformation de Clarke

$[T]$: Matrice de transformation de Concordia

ω : Vitesse mécanique de la machine

ω_s : Vitesse de rotation par rapport au stator

Liste des symboles

L_r : L'inductance rotorique

L_s : L'inductance statorique

R_r : Résistance rotorique

R_s Résistance statorique

e : l'erreur

Δe : Dérive de l'erreur

$[X]$: Vecteur d'état

$[U]$: Vecteur de commande

$[A]$: Matrice d'état du système

$[B]$: Matrice de système de commande

MAS : Machine asynchrone

CMG : Commande par mode glissant

CHGFT1 : Commande hybride glissant flou type 1

CHGFT2 : Commande hybride glissant flou type 2

Résumé : Dans ce travail, nous allons développer deux techniques de commande basé sur l'hybridation entre la théorie de Lyapunov (mode glissant) et l'intelligence artificielle (logique floue type 1 et 2) pour appliquer sur la MAS, cette machine est pilotée à travers les variables statoriques par deux convertisseurs. Dans la première partie nous avons modélisé la chaîne de la machine et leurs convertisseurs (onduleur, redresseur). Dans la deuxième partie, on a présenté l'aspect théorique des commandes proposées pour contrôler la puissance mécanique générée (vitesse et couple) par cette machine, Dans la troisième partie nous avons appliqué ces commandes sur notre machine, enfin, on s'est intéressé à l'étude comparative entre les trois techniques des commandes proposées. A partir les résultats de simulation obtenus ont conclu que grâce à l'application de ces commandes on aura une bonne évaluation des performances systématique et bon énergie produite

Mots clés : Machine asynchrone, redresseur, onduleur, modélisation, Commande, mode glissant, logique flou,

Abstract : In this work, we will develop two command techniques based on hybridization between Lyapunov theory (sliding mode) and artificial intelligence (fuzzy logic type 1 and type 2) to apply to the asynchronous machine, this machine is piloted through stator variables by two converters. In the first part we modelled the machine chain and their converters (inverter, rectifier). In the second part, we presented the theoretical aspect of the controls proposed to control the mechanical power generated (speed and torque) by this machine, In the third part we applied these controls on our machine, and finally, a comparative study of the three control techniques proposed. From the simulation results obtained have concluded that thanks to the application of these commands we will have a good evaluation of the systematic performance and good energy produced

Key words : asynchronous machine, rectifier, inverter, modeling, control, sliding mode, fuzzy logic

ملخص: في هذا العمل سنطور طريقتين للتحكم على أساس التهجين بين نظرية ليابونوف (تحكم بالانزلاق) والذكاء الاصطناعي (المنطق الغامض نوع 1 ونوع 2) من أجل تطبيقها على الآلة الغير متزامنة، هذه الآلة تعمل من خلال متغيرات الجزء الثابت بواسطة محولين. في الجزء الأول قمنا بنمذجة سلسلة الآلة والمحولات الخاصة بهم (الموج، المعدل). في الجزء الثاني، قدمنا الجانب النظري للأوامر المقترحة للتحكم في القدرة الميكانيكية المتولدة. (السرعة، العزم) بواسطة هذه الآلة، في الجزء الثالث طبقنا هذه الأوامر على محركنا، أخيرًا، كنا مهتمين بالدراسة المقارنة بين تقنيات التحكم الثلاثة المقترحة ومن خلال نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها خلصت إلى أنه بفضل تطبيق هذه الأوامر، سيكون لدينا تقييم جيد للأداء المنتظم والطاقة الجيدة المنتجة.

الكلمات المفتاحية: الآلة الغير متزامنة المقوم، الموج، نموذجة، تحكم، بالانزلاق، المنطق الغامض

A decorative horizontal frame with a scroll-like border on the left and right sides, containing the text 'Introduction Générale'.

Introduction Générale

L'impact de la croissance de la recherche scientifique dans les domaines technique moderne, conduit lui-même à l'émergence des procédés industriels modernes utilisant des entraînements électriques à vitesse variable [FER 11]

L'usage des machines asynchrones dans la variation de vitesse est très ancien, Actuellement ce type des machines associé à des commandes complexes commence à être répandu sur le marché, vu leur robustesse et leur faible coût de fabrication et d'autre part de la disponibilité de convertisseurs statiques ayant des fréquences de commutation très élevées [OUR 93],[FER 11]

Cependant lors de la mise en commande, la fiabilité du modèle mathématique qui inclut tous les phénomènes électriques de la machine à induction utilisé est importante pour le but de garantir la meilleure performance du système. Les techniques classiques de commande ne sont pas satisfaisantes en raison de non linéarité ainsi que la variation paramétrique[CHI 08][SEM 91].

Une stratégie de commande qui a suscité beaucoup d'intérêt ces dernières années est le contrôle hybride, qui combine les avantages de plusieurs techniques de commande pour obtenir une meilleure réponse du système et une meilleure robustesse. Dans ce contexte, le contrôle hybride associe les principes de la commande par mode glissant et du contrôle de la logique floue pour améliorer les performances des systèmes basés sur les de la machine à induction [LAL 20, ABD 11]

✚ Problématique

Aujourd'hui, l'importance de l'utilisation des machines asynchrones (MAS) dans l'industrie comme des moteurs à conduit les gens du domaine à mener des recherches approfondies pour améliorer l'efficacité de ces moteurs par un meilleur transfert d'énergie à travers le choix des techniques de commandes adéquates qui seront capables de compenser l'effet des perturbations internes et externes du notre machine. Dans ce contexte, ce présent travail est consacré à l'étude de la MAS et leurs commandes adoptées seront considérés.

✚ L'objectif du Mémoire

Notre mémoire s'oriente principalement vers la combinaison (hybridation) entre deux commandes pour implémenter sur notre moteur asynchrone a cage (MAS) sous l'environnement MATLAB/SUMILINK pour avoir une commande robuste contre tous les variations paramétriques internes et les variations externes pendant les deux régimes de fonctionnement (transitoire et permanent) et assurer la qualité de l'énergie mécanique produite par cette machine asynchrone.

✚ Structure du Mémoire

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Chapitre I : Le premier chapitre consiste à la modélisation de la machine asynchrone à cage et ça chaîne d'alimentation qui contient des convertisseurs statiques (redresseur non commandé en série avec un onduleur à deux niveaux).

Chapitre II : Ce chapitre aborde l'aspect théorique des commandes proposées (la commande par mode glissant, la commande hybride glissant floue type 1, et la commande hybride glissant floue type 2).

Chapitre III : Ce chapitre est consacré à sur l'application les commandes déjà étude théoriquement précédent dans le chapitre II. En fin on présentera les résultats de simulations.

Chapitre IV : sera consacré à l'étude comparative entre les trois commandes appliquées dans ce mémoire afin de mettre en évidence l'efficacité et la robustesse de chacune d'elles.

Enfin, une conclusion générale des travaux réaliser et présentée, résumant les principaux résultats obtenus et présentant les perspectives envisagées.

A decorative border resembling a scroll, with a vertical line on the left and a horizontal line at the top and bottom. The top corners are rounded and feature a scroll-like flourish.

Chapitre I

**L'état de l'art et la modélisation de la machine
asynchrone a cage d'écureuil**

I.1 Introduction

Les moteurs asynchrones ou les moteurs à induction sont actuellement les moteurs électriques les plus utilisés dans l'industrie, c'est pour sa poussé les chercheurs ver l'étude et la commande de ces moteurs, et pour faciliter ces derniers de la MAS, on utilise la modélisation mathématique car il est étape essentielle pour comprendre tous les phénomènes qui se produisent durant son fonctionnement [AISS 20].

Notre objectif, dans ce chapitre, est de présenter l'état de l'art de la MAS (son historique, sa structure, son principe de fonctionnement, ainsi que ses avantages et ses inconvénients). Ensuite, la modélisation de cette machine et son alimentation triphasée (onduleur MLI à deux niveaux avec un redresseur non commandé) qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle le flux énergétique mécanique produite.

I.2 Généralités sur la machine asynchrone a cage d'écureuil

I.2.1 Historique

La machine asynchrone, connue également sous la terre « anglo-saxonne » de machine à induction, est une machine à courant alternative sans connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent. Son invention est attribuée à Nikola Tesla en 1887. En 1889 Michail Ossipowitsh Doliwo-Doborwolski (ou Michael von Doivo-Dobrowolski), électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891[BAG 99].

I.2.2 Structure de la MAS

Une machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants :
Le stator est la partie fixe constitué de disques en tôle magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer. Le rotor a cage est la partie tournante qui constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine. Les différents composants de notre machine asynchrone a cage d'écureuil sont représentés comme suite [BOU20]

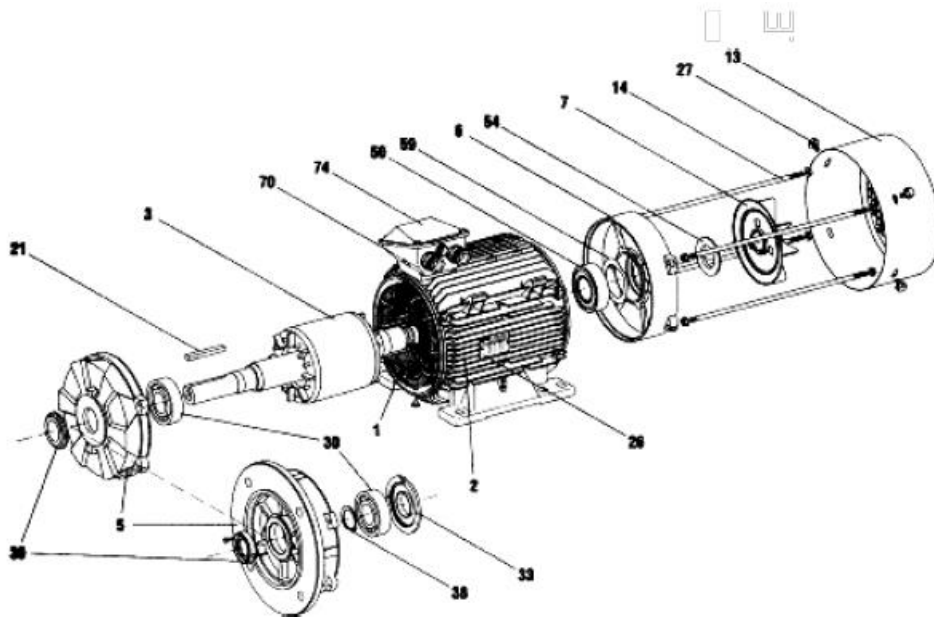


Figure I.1 : structure d'un moteur asynchrone triphasé [BOU 20]

1 : Stator

2 : Carter

3 : Rotor

5 : Flasque côté accouplement

6 : Flasque arrière

7 : Ventilateur

13 : Capot de ventilation

14 : Tiges de montage

21 : Clavette

26 : Plaque signalétique

27 : Vis de fixation du capot

30 : Roulement

33 : Chapeau intérieur

38 : Cirelips de roulement côté accouplement

39 : Joint côté accouplement

50 : Roulement arrière

54 : Joint arrière

59 : Rondelle de précharge

70 : Corps de boîte à bornes

74 : couvercle de boîte à bornes

- **Stator**

Les différents types des moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor, dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe, le même. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. Dans une machine asynchrone triphasée le stator est constitué de trois enroulements (bobines) parcourues par des courants alternatifs triphasés et possède ' p' paires de pôles [KEL 07] .

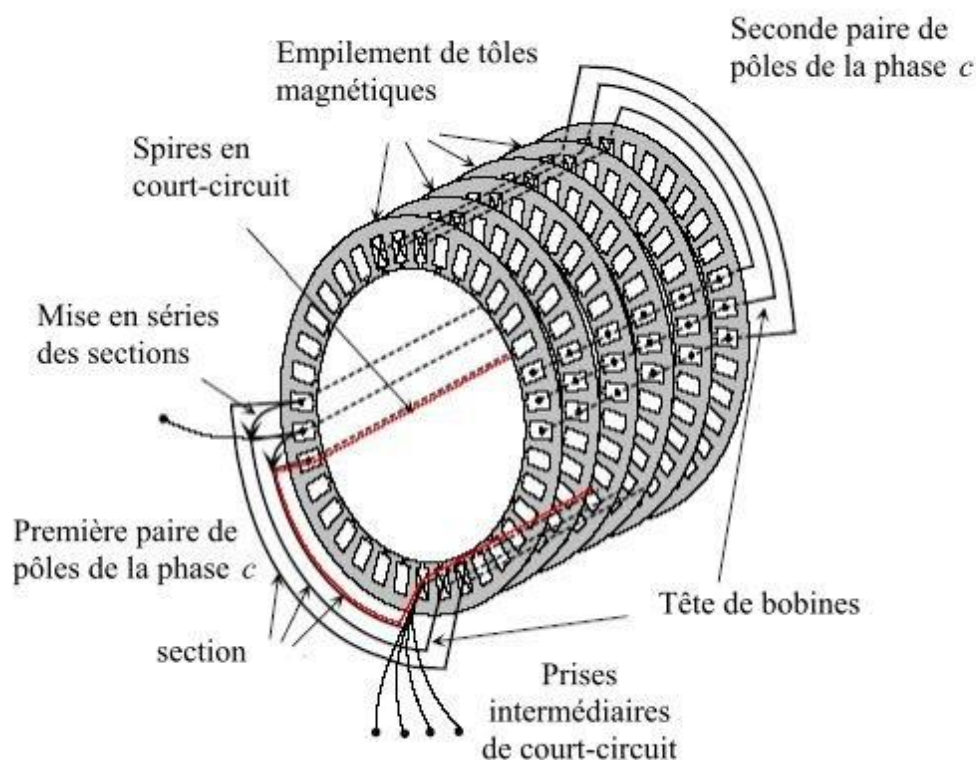


Figure I.2 : la partie fixe de la MAS (Stator) [KEL 07]

- **Rotor a cage**

Dans les rotors à cage, le courant passe d'un conducteur à fente (barre du rotor) à un autre conducteur à fente par l'intermédiaire d'un anneau de court-circuit. Ces barres conductrices sont réparties uniformément et forment un circuit de rotor. Cette cage est placée dans le circuit magnétique constitué de disques empilés sur l'arbre de la machine [KEL 07].

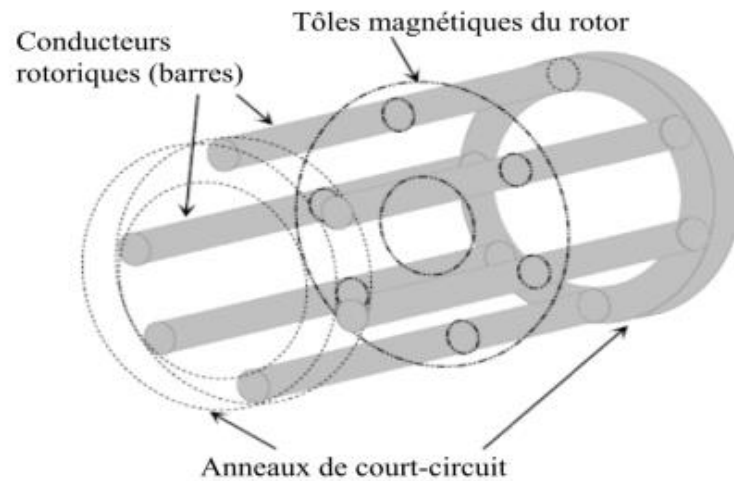


Figure I.3 : La partie mobile de la MAS (Rotor) [KEL 07].

I.2.3 Principe de fonctionnement de la MAS

L'étude du fonctionnement de la machine asynchrone est consistée à admettre un stator qui constitue une trois bobines d'axes décalés de 120° degré et alimenté par un réseau triphasé équilibré, qui génère un champ magnétique et champ tournant de la fréquence de synchronisme. Le rotor en court-circuit, balayé par ce champ tournant, est traversé par des courants induits. Donc le rotor soumis à des forces électromagnétiques. Ces forces crée un couple qui entraîne le rotor en rotation. Ce dernier tourne dans le même sens [KEC 17]

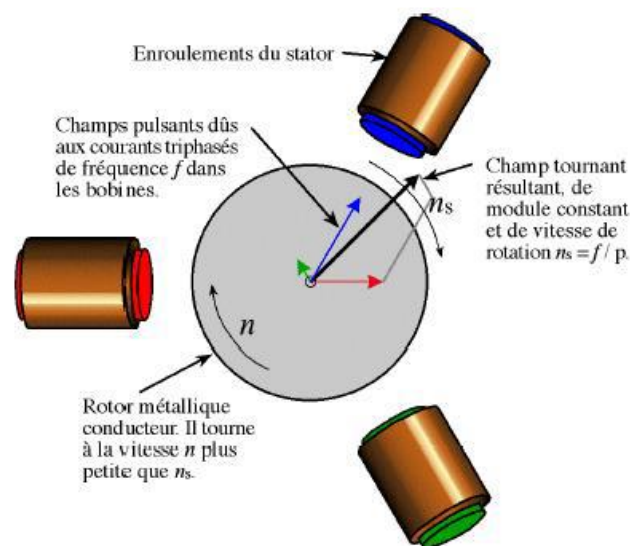


Figure I.4 : Principe du fonctionnement de la MAS [KEC 17]

I.2.4 Les avantages et les inconvénients de la MAS [KER 16] :

❖ Les Avantages

- Structure simple
- Robuste et facile à construire
- Relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence
- Il tourne à vitesse variable différente de la vitesse synchrone

❖ Les Inconvénients

- Le couple de démarrage très élevé que les couples nominaux
- La vitesse dépend de la charge
- Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse)
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage

I.3 Modélisation la machine asynchrone a cage d'écureuil

I.3.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition des ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices suivante [BOU 20] :

- Entrefer constant
- Effets des encoches négligés
- La répartition spatiale de l'induction magnétique est sinusoïdale
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligées.

I.3.2 Représentation de la MAS dans le régime triphasé

Le moteur asynchrone peut être représenté schématiquement par les enroulements triphasés **as**, **bs** et **cs** du stator, et les trois enroulements **ar**,**br** et **cr** du rotor par la figure suivant [HAM 15]:

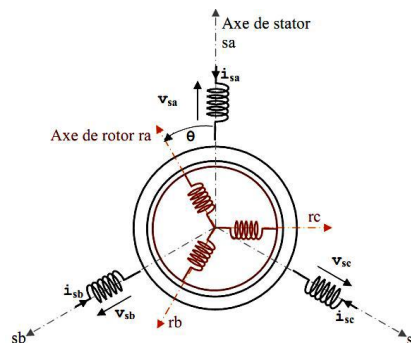


Figure I.5 Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MAS [ABD 07].

I.3.3 Equations mathématiques de la MAS dans le repère (a, b, c)

I.3.3.1 Equations Electriques

Les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent :

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

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (I.2)$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad \text{Vecteur tension statorique.}$$

$$[I_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T \quad \text{Vecteur courant statorique.}$$

$$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T \quad \text{Vecteur tension rotorique.}$$

$$[I_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T \quad \text{Vecteur courant rotorique.}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^T \quad \text{Vecteur flux statorique.}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T \quad \text{Vecteur flux rotorique.}$$

1.3.3.2 Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent matriciellement comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_{cs}] \cdot [I_s] + [M_{rs}] \cdot [I_r] \quad (I.3)$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}] \cdot [I_s] + [L_{cr}] \cdot [I_r] \quad (I.4)$$

Avec : $[M_{rs}] = [M_{sr}]$

Ou bien :

$[L_{cs}]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_{cr}]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle.

Avec :

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$[L_{cr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Avec:

$L_{cr(s)}$: Inductance cyclique propre du rotor (stator).

$M_{r(s)}$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques).

M_{rs} : Inductance mutuelle entre une phase du rotor et une phase du stator.

La forme de la matrice inductance mutuelle est écrite sous la forme suivante :

$$[M_{sr}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

θ_r : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisi comme axes des références.

M : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase Correspondent du rotor.

1.3.3.3 Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_e = J \frac{d}{dt} + f \cdot \Omega + C_r \quad (I.8)$$

Avec :

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

Ω : Vitesse de la machine.

f : Coefficient de frottement visqueux.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

I.4 Modèle biphasé de la MAS

Le modèle de la machine asynchrone dans le référentiel (A, B, C) est fortement complexe, qui contient des équations différentielles avec des coefficients variables, la transformation diphasé (α, β) permet de le simplifier. Cette simplification réduire l'ordre du système, et par conséquent permet obtenir un modèle caractérisé par un système d'équations à coefficients constants [LAK 12]

Il existe de transformations du référentiel (A, B, C) vers le référentiel biphasé (α, β)

- **Transformation de Clarke**, cette transformation conserve les amplitudes et non pas la puissance.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (I.9) \quad [C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

- **Transformation de Concordia**, cette transformation conserve la puissance et non pas les amplitudes

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (I.11) \quad [T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

I.4.1 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasé-biphasé, suivie d'une rotation. Elle permet de passer d'un repère abc vers le repère (α, β) puis vers le repère (d, q). Le repère (α, β) est toujours fixe par rapport au repère abc. Par contre, le repère (d, q) est mobile. Il forme avec le repère (α, β) un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park [KAR 21].

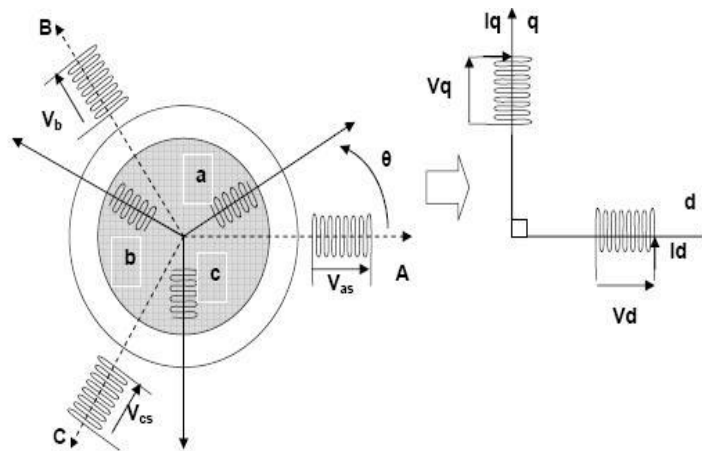


Figure I.6 : Modèle de Park de la MAS [KAR 21]

$$[V_{abc}] = [P(\theta)][V_{dq0}] \tag{I.13}$$

$$[V_{dq0}] = [P(\theta)]^{-1}[V_{abc}] \tag{I.14}$$

On note que :

- d, q: Indices des composantes de Park directe et en quadrature.
- $P(\theta)$: Matrice de passage de Park.

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{I.15}$$

La matrice inverse de Park :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{I.16}$$

I.4.2 Equations de la MAS dans le modèle de Park

Les trois phases statoriques a_s b_s c_s et rotoriques a_r b_r c_r sont représentées dans la figure suivante :

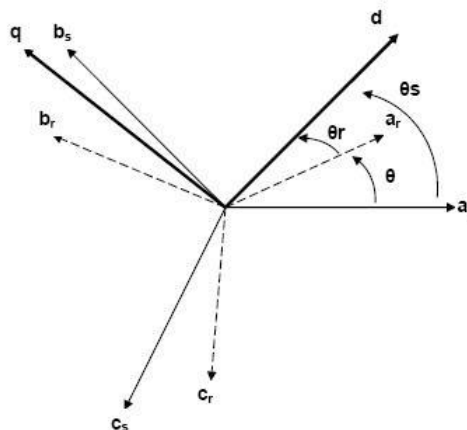


Figure I.7 : Représentation des axes de la MAS [KAR 21]

Avec :

θ_s : Angle entre l'axe de phase a du stator et l'axe d.

θ_r : Angle entre l'axe de phase a du rotor et l'axe d.

θ : Angle entre l'axe du stator et du rotor.

Nous avons :

➤ $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: La pulsation statorique dans repère (d, q) lié au champ tournant.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: La pulsation rotorique

I.4.2.1 Equations Electriques

En appliquant la transformation de Park aux équations à, sachent que le repère d tourne à la vitesse ω_a par rapport au stator, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_a \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_a \Phi_{ds} \end{cases} \quad (I.17)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.18)$$

I.4.2.2 Equations Magnétique

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (I.19)$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (I.20)$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

I.4.2.3 Equation Mécanique

Dans le modèle de Park, l'expression du couple s'écrit de la manière suivante :

$$C_{em} = p.M(i_{qs}.i_{dr} - i_{ds}.i_{qr}) \quad (I.21)$$

Avec p : Nombre de paires de pôles de la MAS

I.4.3 Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes « d, q »

- Référentiel lié au stator ($\omega_a = 0$) : étude des grandeurs rotoriques.
- Référentiel lié au rotor ($\omega_a = \omega$) : étude des grandeurs statoriques.
- Référentiel lié au champ tournant ($\omega_a = \omega_s$) étude de la commande.

I.4.3.1 Référentiel lié au stator

Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

Il se traduit par la condition :

$$\omega_a = 0 \quad \text{avec} \quad \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0$$

Donc : $\omega_r = -\omega$

Les équations électriques deviennent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s.i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s.i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (I.22)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r.i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega\Phi_{qr} \\ 0 = R_r.i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega\Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.23)$$

I.4.3.2 Référentiel lié au rotor

Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposée constante. Ce référentiel est caractérisé par :

$\omega_a = \omega$

D'où $\theta_r = 0$

Alors : $\omega_r = 0$

Les équations électriques deviennent alors :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (I.24)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (I.25)$$

I.4.3.3 Référentiel lié au champ tournant

La vitesse est égale à ω_s (vitesse de synchronisme) : Dans ce cas, les grandeurs statiques sont continuées en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande de la machine asynchrone

Cette référence est caractérisée par les relations :

$$\omega_a = \omega_s \text{ avec : } \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$$

$$D'où : \theta_r = \theta_s - \theta \quad \text{Donc } \omega_r = \omega_s - \omega$$

Les équations de la machine dans ce repère s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (I.26)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.27)$$

I.4.4 Représentation d'état du modèle de notre machine

Le modèle mathématique de la machine asynchrone sous les hypothèses citées et avec une alimentation en tension, en fonction des variables d'état, avec référentiel lié au champ tournant est donné par le système suivant :

$$\begin{cases}
 \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma.L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{MR_r}{\sigma.L_s L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{1}{\sigma.L_s L_r} \Phi_{qr} \omega + \frac{1}{\sigma.L_s} v_{ds} \\
 \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \frac{1}{\sigma.L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M}{\sigma.L_s} \Phi_{dr} \omega + \frac{MR_r}{\sigma.L_s L_r^2} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma.L_s} v_{qs} \\
 \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + \omega_r \Phi_{qr} \\
 \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} i_{qs} - \omega_r \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} \\
 \frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} (C_m - C_r - f_v \frac{\omega}{p})
 \end{cases} \quad (I.28)$$

Avec σ est le coefficient de dispersion donné par :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (I.29)$$

I.4.4.1 Modèle d'état de la MAS

On a :

- **Equations électriques**

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état Le modèle sera de la forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = A[X] + B[U] \quad (I.30)$$

Avec

$$[X] = \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} & \Phi_{dr} & \Phi_{qr} \end{bmatrix}^T : \text{vecteur d'état}$$

$$[U] = \begin{bmatrix} V_{ds} & V_{qs} \end{bmatrix} : \text{vecteur de commande.}$$

$[A]$: Matrice d'état du système.

$[B]$: Matrice de système de commande.

Après tout calcul et simplification on trouve que :

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} & \Gamma.\omega \\ 0 & -\lambda & -\Gamma.\omega & \frac{\Gamma}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

$$B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

Avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda = \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} T_s = \frac{L_s}{R_s} \\ T_r = \frac{L_r}{R_r} \end{array} \right.$$

• **Equation mécanique**

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_m = \frac{3}{2} P \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \Omega \cdot f_v = C_{em} - C_r \end{array} \right. \quad (I.33)$$

I.4.5 Modélisation et commande de l'alimentation de notre machine

Généralement, l'alimentation électrique de la MAS est assurée par un convertisseur statique, qui délivre une tension et une fréquence variables, qui est à l'origine de la variation de la vitesse de la MAS à cage.

La réalisation des convertisseurs statiques permet d'imposer le profil de la tension et le courant aux bornes de la machine par contrôle direct des signaux de commande des interrupteurs

Pour alimenter la MAS par l'onduleur il faut qu'on utilise un redresseur et un filtre comportant une forte capacité qui rend négligeable l'ondulation de la tension U à l'entrée de l'onduleur, la figure suivante présenté l'association de convertisseur sur la MAS [ABD 07] :

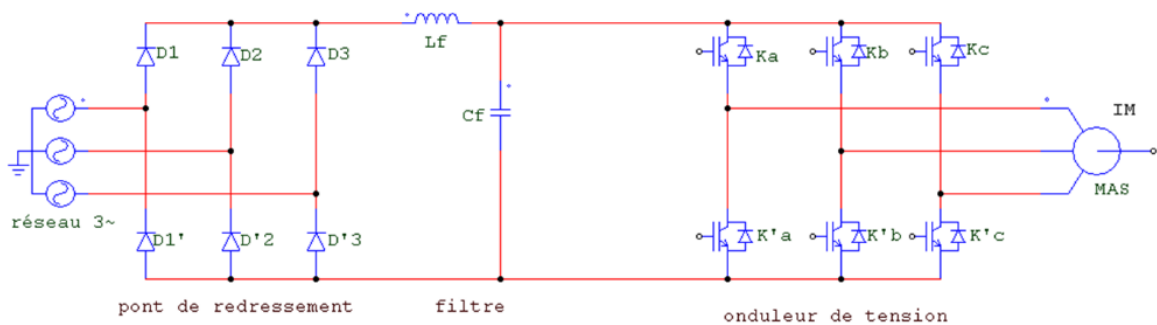


Figure I.8 : Schéma de l'association machine asynchrone-convertisseur statique [ABD 07]

I 4.5.1 Modélisation du convertisseur cote réseau (Redresseur)

Un redresseur est un convertisseur statique qui convertit l'énergie électrique du courant alternatif en courant continu. Ce type de redresseur est composé de trois diodes à cathode commune (D1, D2, D3) qui assurant le courant I_d et de trois diodes à anode commune (D'1, D'2, D'3) qui assurant le retour du courant I_d [KER 21] [ABD 07] .

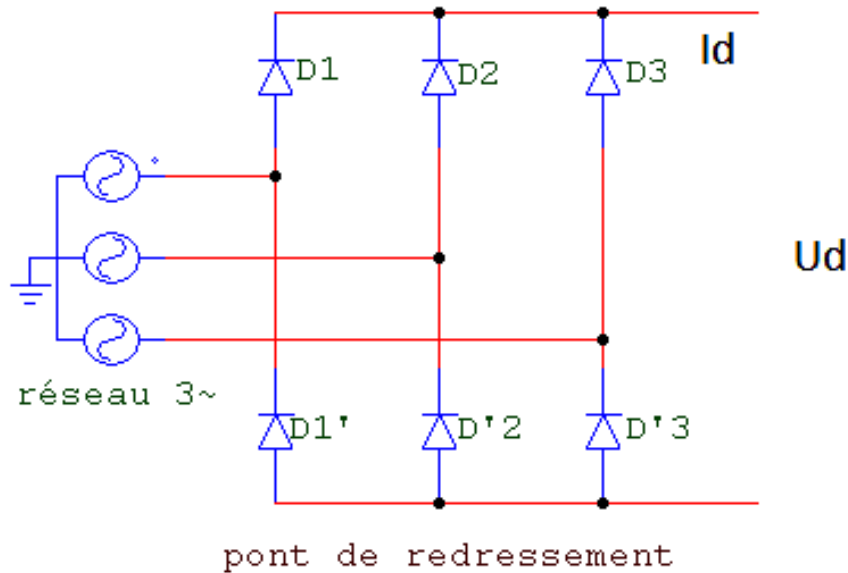


Figure I.9 : Schéma de convertisseur cote réseau (Redresseur) [ABD 07]

Le redresseur est alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_1(t) = V_{Max} \cdot \cos(\omega t) \\ V_2(t) = V_{Max} \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3(t) = V_{Max} \cdot \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.34)$$

La tension redressée à la sortie de redresseur, est donnée par :

$$U_d(t) = \max[v_1(t), v_2(t), v_3(t)] \min[v_1(t), v_2(t), v_3(t)] \quad (I.35)$$

La valeur moyenne est donnée par :

$$\overline{U_d} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot V_{max} \quad (I.36)$$

I 4.5.2 Modélisation du filtre

On utilise un filtre passe bas pour réduire le taux d'ondulation de la tension redressée

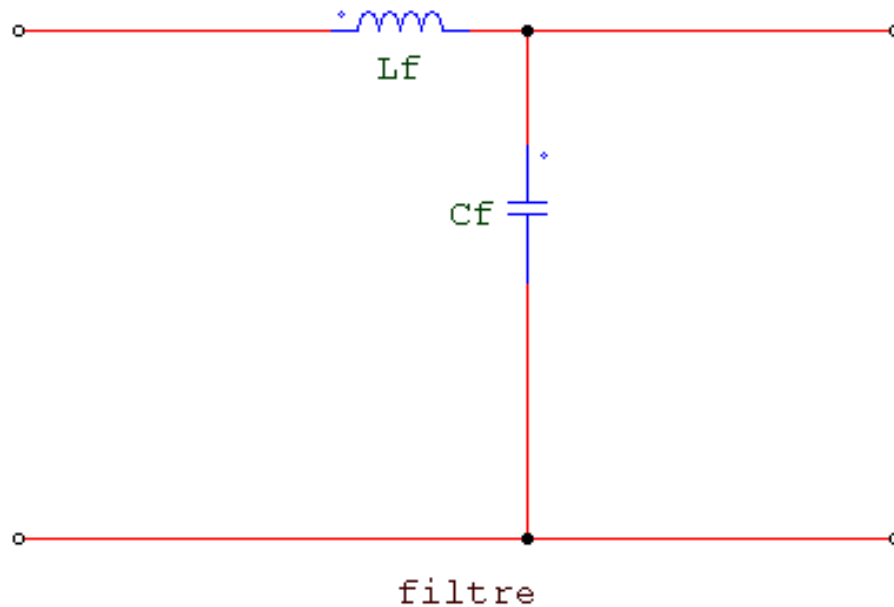


Figure I.10 : représentation d'un filtre passe bas [BOU 20]

On peut modéliser ce circuit par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d(t) = L_f \cdot \frac{di_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d(t) - i_s(t)) \end{cases} \quad (I.37)$$

$ud(t)$: est la tension redressée.

$udc(t)$: est la tension filtrée appliquée à l'onduleur.

I 4.5.3 Modélisation du convertisseur cote machine (Onduleur)

L'onduleur est un convertisseur statique d'énergie qui permet de générer des tensions alternatives à partir de la tension du bus continu. L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras. Chaque bras comprend deux interrupteurs. Et pour chaque interrupteur, une diode de récupération est montée en tête-bêche avec le semi-conducteur contrôlable [DAR 09]

• **Commande d'onduleur**

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la figure suivante :

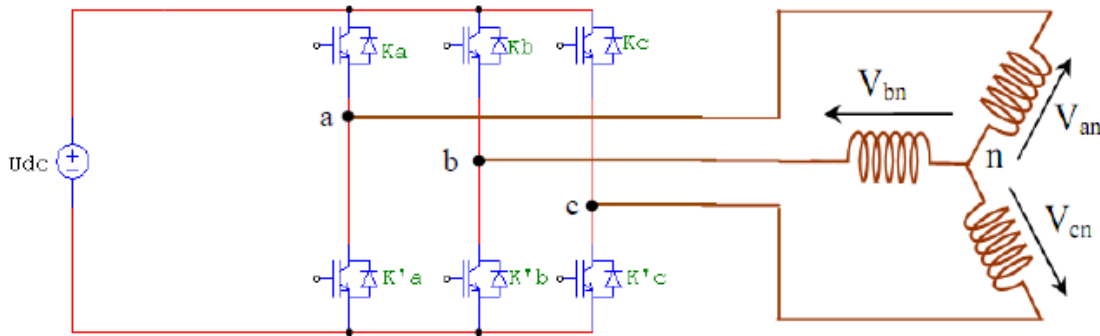


Figure I.11: Schéma de convertisseur coté machine (onduleur) [KAR 21]

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (I.38)$$

Sachant que :

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simples de la machine.

On fait l'addition :

$$V_a + V_b + V_c = V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} + 3V_{0n} \quad (I.39)$$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique, donc :

$$V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} + 3V_{0n} = 0 \quad (I.40)$$

$$\text{D'où : } V_{n0} = -\frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (I.41)$$

On remplace l'équation (I-41) dans l'équation (I-38), on trouve le système suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} + -\frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + -\frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + -\frac{1}{3}V_{bo} - \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I.42)$$

On peut écrire le système (I.42) sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (I.43)$$

Sachant que :

$$\begin{cases} V_{a0} = S_1 \cdot \frac{U}{2} \\ V_{b0} = S_2 \cdot \frac{U}{2} \\ V_{c0} = S_3 \cdot \frac{U}{2} \end{cases} \quad (I.44)$$

Tel que :

$$\begin{cases} S_1 = 1 & \text{si } k_1 \text{ est fermé si non } S_1=0 \\ S_2 = 1 & \text{si } k_2 \text{ est fermé si non } S_2=0 \\ S_3 = 1 & \text{si } k_3 \text{ est fermé si non } S_3=0 \end{cases} \quad (I.45)$$

Quand remplace (I-44) dans (I-43) on trouve que :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.46)$$

Le système (I-46) représente le modèle mathématique de l'onduleur triphasé à MLI.

I.4.6 Résultat de simulation

La simulation de la machine asynchrone à cage d'écureuil a été réalisée à l'aide de l'environnement du logiciel MATLAB SIMULINK. Son modèle est basé sur les équations

obtenues au moyen de la transformation de Park, (repère biphasé (d, q)) lié au champ tournant). Les résultats obtenus par la simulation sont représentés sur la figure ci-dessous.

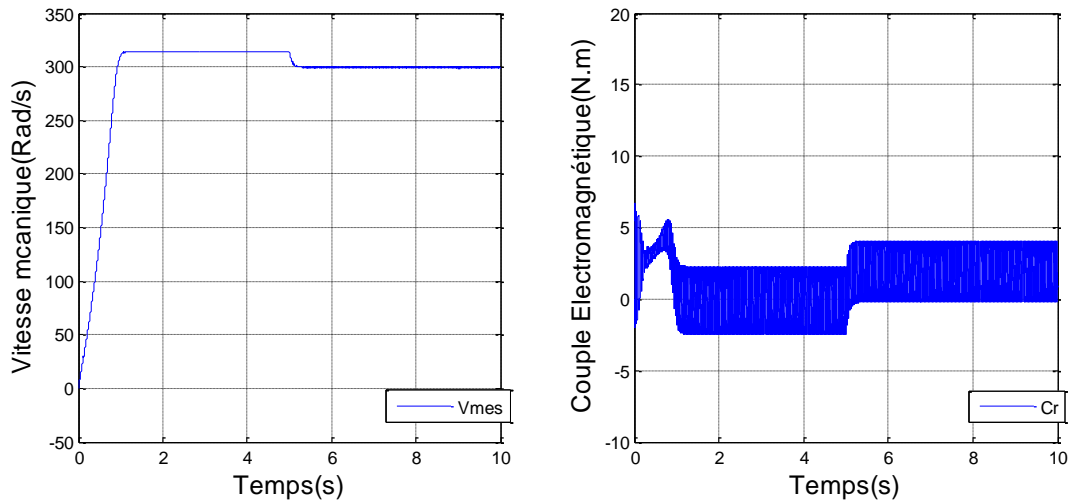


Figure I.12 : Vitesse et couple électromagnétique produit par la MAS pour une $Cr= 5$ N.m

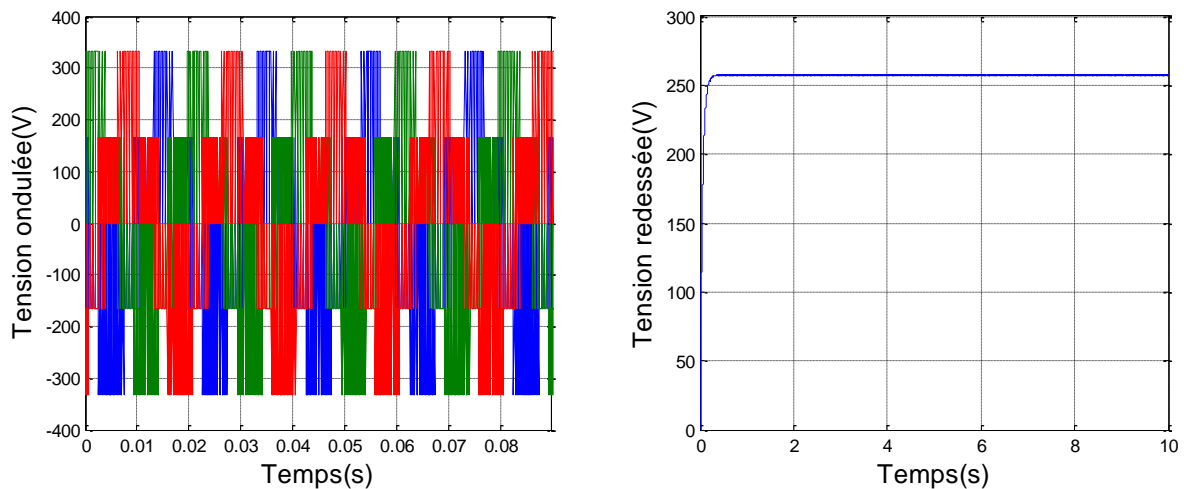


Figure I.13 : tension ondulée et tension redressée

I.4.6.1 Interprétation des résultats

En première étape, on a simulé la MAS qu'alimentée directement par un convertisseur et sans application du couple de résistance, on remarque que :

La réponse est rapide dans le régime transitoire avec d'absence oscillation pour les deux grandeurs de la machine (vitesse et couple). Dès que la machine atteint son régime permanent, sa vitesse de rotation se rapproche de la vitesse synchronisme, et le couple électromagnétique se stabilise à valeur proches de zéro lorsque le moteur à vide avec présence de frottements visqueux.

Un certain moment ($t=5s$) on applique un couple résistant ($C_r=5N.m$) sur l'arbre de machine se traduit par une augmentation du couple électromagnétique et diminution de la vitesse de rotation

La figure suivant (I.13) représenté la réponse de la tension redressée par un redresseur non commandé et la tension ondulée par un onduleur, on remarque que la tension de sortie de l'onduleur a une forme d'onde périodique non sinusoïdale, mais qui peut être très proche de la forme d'onde, Il est clair que la tension redressée est vrai continu a valeur max de tension AC.

On remarque que aussi la présence de convertisseur (onduleur) crée une ondulation pour le couple électromagnétique.

I.5 conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'état de l'art de la machine asynchrone a cage d'écureuil qu'établi une généralité sur cette machine (historique, structure, principe de fonctionnement, les avantages et les inconvenantes). Ensuite, nous avons déménage à la modélisation de notre machine qu'est donner par des équations mathématiques (électriques, mécanique et magnétiques) dans le repère (a, b, c) vers le repère (d, q), puis la modélisation de la MAS on a travaillions sur la modélisation des convertisseurs cote réseau (redresseur) et cote machine (onduleur a deux niveau). La suite de ce travail est principalement consacrée à l'étude des résultats de simulation obtenus sur la MAS et leur convertisseur pour la variation extérieur (Application de couple résistant).

Chapitre II

**L'aspect théorique des commandes proposées (CMG, CHGFT1,
CHGFT2)**

II.1 Introduction :

Dans la zone de contrôle des convertisseurs électromécaniques, les activités de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des technologies de commande hybride et robustes. Ces technologies se développent parallèlement aux progrès des ordinateurs numériques et l'électronique de puissance, cela permis de développer des techniques de commandes adéquates permettant le contrôle des puissances mécanique générées par notre machine à savoir : la vitesse et le couple mécanique qui sera réglée à celle de référence pour assurer un meilleur rendement du notre convertisseur électromécanique [BEN 12] [SOU18].

Dans ce chapitre nous allons donner l'aspect théorique des trois techniques de commandes à savoir: la commande par modes glissants basée sur des régulateurs glissants, commande hybride glissants floue type 1 basée sur les régulateurs floue type 1, et la commande hybride glissants floue type 2 basée sur les régulateurs floue type 2.

II.2 La commande par mode glissant

II.2.1 Généralité sur la commande par mode glissant

II.2.1.1 La théorie de la commande par mode de glissant

Les lois de contrôle PI classiques fonctionnent bien pour les systèmes linéaires à paramètres constants. Pour les systèmes non linéaires, ces lois de contrôle classiques ne sont pas robustes et peuvent être inadéquates, en particulier lorsque les exigences en matière de précision et d'autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. La principale caractéristique des systèmes à structure variable est que leurs lois de commande changent de manière discontinue. Ce type de contrôle (CSV) présente plusieurs avantages, tels que la robustesse, une grande précision, la stabilité, la simplicité et de faibles temps de réponse. Il est donc particulièrement adapté aux systèmes dont le modèle n'est pas bien connu, en raison des problèmes d'identification des paramètres et de simplification du modèle du système [BEL 05].

II.2.1.2 Principe de la commande par mode de glissant

La commande par mode de glissement prend la trajectoire de l'état du système dans la surface de glissement et l'amène au point d'équilibre tout en commutant autour de celui-ci avec la logique de commutation, d'où le phénomène de glissement.

Le contrôle du mode de glissement prend la trajectoire de l'état du système dans la surface de glissement et l'amène au point d'équilibre tout en le contournant avec la logique de commutation, d'où le phénomène de glissement. Parmi les caractéristiques du mode de glissement [ZEM 13] [ROU 15].

- Le processus de glissement a un ordre inférieur à celui du système original.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- La robustesse vis-à-vis de la variation de certains types de paramètres.

II.2.1.3 les avantages de la commande par mode glissant

- Elle est robuste, rejetant la perturbation P.
- Il suffit de connaître une borne pour P, ce qui simplifié le réglage.
- Le choix de la surface de commutation est assez libre.
- La commande est adoucie par la présence de la commande équivalente, celle-ci peut être supprimée au prix d'une augmentation de V.
- On peut étendre la technique à des surfaces autres que des droites et de dimensions quelconques.

II.2.2 Conception de l'Algorithme de Commande par mode glissant

La conception de l'algorithme de contrôle par mode glissant prend systématiquement en compte les questions de stabilité et de bonnes performances dans son approche. Il est mis en œuvre en deux étapes complémentaires définies ci-dessous [BEN 10],[ZEM 13].

- 1) Synthétiser une surface S (x, t) telle que toutes les trajectoires du système suivent le comportement souhaité en matière de suivi, de contrôle et de stabilité. Et établissement des conditions d'existence et de convergence
- 2) Déterminer une loi de commande (commutation) U (x, t) qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface

II.2.2.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement S(x) basée essentiellement sur le nombre nécessaire de ces surfaces et leur forme. En fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, on considère le modèle d'état suivant [ROU 16],[ROU15]:

$$\dot{X} = [A].[X] + [B].[U_{eq}] \quad (\text{II.1})$$

Avec :

[X] : Représente le vecteur d'état

[U] : Représenter le vecteur de commande

[A] : Matrice d'état

[B] : Matrice de commande

En général, le choix du nombre de surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande [U], afin d'assurer la convergence d'une variable d'état X vers sa valeur de référence X*, il faut choisir une surface de glissement qui est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface. Dans ce travail, nous nous intéressons à une surface non linéaire suivante :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} - \lambda\right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{II.2})$$

λ : Le gain positif qui interprétera la bande passante du contrôle désiré

r : le degré relatif; c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande

- Pour $r = 1$ $S(x) = e(x)$
- Pour $r = 2$ $S(x) = \lambda_x \cdot e(x) + \dot{e}(x)$
- Pour $r = 3$ $S(x) = \lambda_x^2 \cdot e(x) + 2 \cdot \lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

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

$e(x)$: En respectant la condition de convergence

Après le choix de la surface "S", le vecteur de commande "u" dont chaque composante u_i subit une discontinuité sur $S_i(x) = 0$, est donné par :

$$\begin{cases} u_i(x) = u_{max} & \text{si } S_i(x) > 0 \\ u_i(x) = u_{min} & \text{si } S_i(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

L'équation (II.3) nous montre que le basculement de valeur du vecteur de commande **U** dépend du signe de la surface **S(x)**. La surface **S(x)=0** s'appelle surface de commutation et la commande est indéterminée sur cette surface.

- **Régime glissant idéal**

Théoriquement, on suppose que le dispositif de commutation est insensible au bruit et que la trajectoire à l'état glissant est parfaitement décrite par l'équation $(S) = 0$. Le régime de glissement idéal à fréquence infinie et oscillations d'amplitude nulle, les points représentent l'évolution du système glissant parfaitement sur une surface de super commutation [**ROU 17**]

- **Régime glissant réel**

Pratiquement, les dispositifs de commutation sont constitués de relais qui présentent des inconvénients tels que des retards de commutation. Dans ce cas, la trajectoire de phase de l'état

de glissement reste proche de la surface de commutation, provoquant des oscillations indésirables, qui enlèvent la précision et la stabilité du système [ROU 16], [ROU 17].

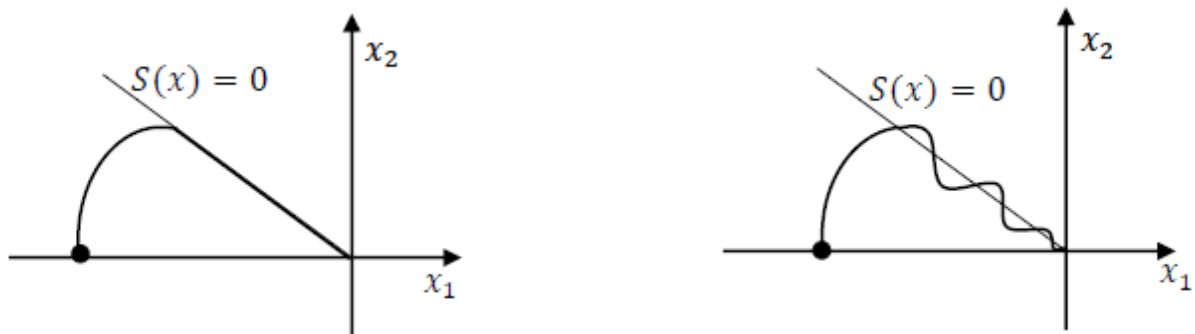


Figure II.1 : Régime glissant idéal et réel [ROU 16]

II.2.2.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et laisser le système indépendamment des perturbations [LOU 17] [ROU 15']

On présente deux types de conditions :

- **Condition de convergence**

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système dans le plan de phase de converger vers la surface de glissement le principe de cette condition est étudiée par *EMILYANOV* et *UTKIN* mener à garder le produit de la fonction de la surface $S(x)$ et sa dérivée à une valeur inférieure à zéro, donc $\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0$

- **Fonction de Lyapunov**

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction on utilise cette fonction $\dot{V}(x) < 0$ généralement pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires

On définit la fonction de Lyapunov par équation suivante :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{II.4}$$

Et sa dérivée donnée par : $\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x)$ (II.5)

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si : $\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0$

II.2.2.3 Détermination de la loi de commande

Nous avons déterminé la loi de commande nécessaire pour attirer et maintenir la trajectoire de l'état vers la surface et donc vers son point d'équilibre, garantissant conditions d'existence du mode de glissement.

La structure de commande $U(t)$ se compose de deux commandes, l'une appelée U_{eq} traitant de la linéarisation exacte du système, l'autre appelée ΔU traitant de la stabilisation du système, cette dernière pour contrôler le mode technique de très important si la résistance est utilisée éliminer les effets de l'imprécision du modèle et du rejet des perturbations externes

$$U(t) = \Delta U + U_{eq} \quad (II.6)$$

U_{eq} : La commande équivalente ou nominale est déterminée par le modèle du système

On peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs U_{max} et U_{min} . Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)$. La commande équivalente est déduite en considérant que la dérivée de la surface est nul $\dot{S}(x) = 0$. [ROU 17], [LOU 17]

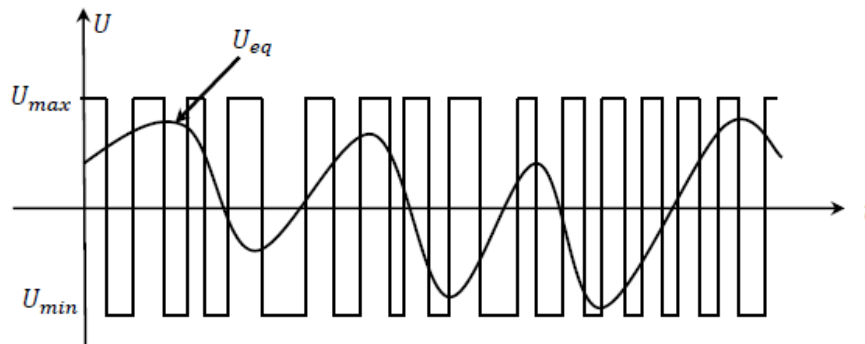


Figure II.2 : Commande équivalente Ueq [ROU 17]

ΔU : la commande de glissement ou attractive est utile pour compenser les incertitudes du modèle

La surface de glissement est définie dans l'espace d'état des erreurs afin de garantir la convergence des états. Elle est déterminée pour vérifier la condition de convergence $\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0$

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

La dérivée de la surface $S(x)$ est donnée par :

$$\dot{S} = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (II.7)$$

En remplace les équations (II.) et (II.) dans (II.), on trouve :

$$\dot{S} = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t} ([A][X] + [B][U]) + \frac{\partial S}{\partial t} \Delta U_{eq} \quad (II.8)$$

En régime d'écoulement et en régime permanent, la surface est nulle, donc sa dérivée et sa partie discontinue sont également nulles. L'expression de commande correspondante peut en être dérivée.

$$U_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial X}[B]\right)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial X}[A][X]\right) \quad (\text{II.9})$$

Le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (II.), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X}[B]\Delta U \quad (\text{II.10})$$

Et la condition d'attractivité $\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0$ devient :

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial X}[B]\Delta U < 0 \quad (\text{II.11})$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de ΔU doit être opposé à celui de la forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction **sign**

$$\Delta U = k_x \text{sign } s(x) \quad (\text{II.12})$$

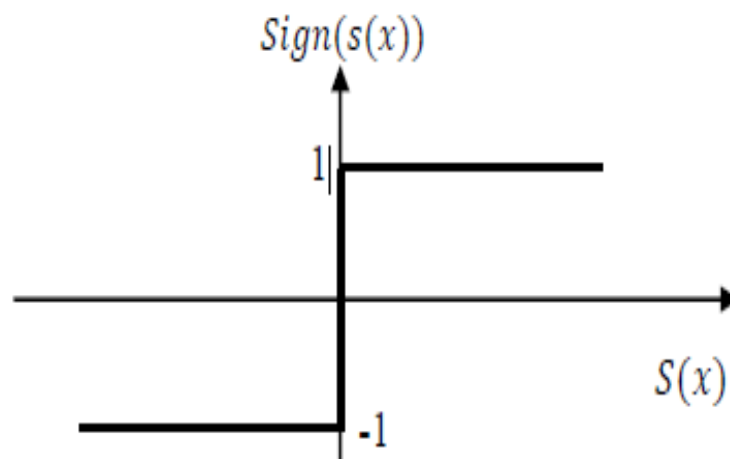


Figure II.3 : Fonction **sign** (non linéarité tout ou rien) [LOU 17].

II.2.2.4 Le Phénomène du broutement (chattering)

C'est actuellement le problème la plus importante, car elle constitue un obstacle majeur au développement de la commande par mode glissant.

Le fonctionnement continu dû à la fréquence de commutation (en raison des retards des relais ou des petites constantes de temps des actionneurs) n'aboutit pas à un mode de glissement parfait : des oscillations à haute fréquence se produisent à proximité du point d'équilibre. Ce phénomène de "chattering" peut perturber le circuit d'alimentation. [FER 11] , [ROU 14]

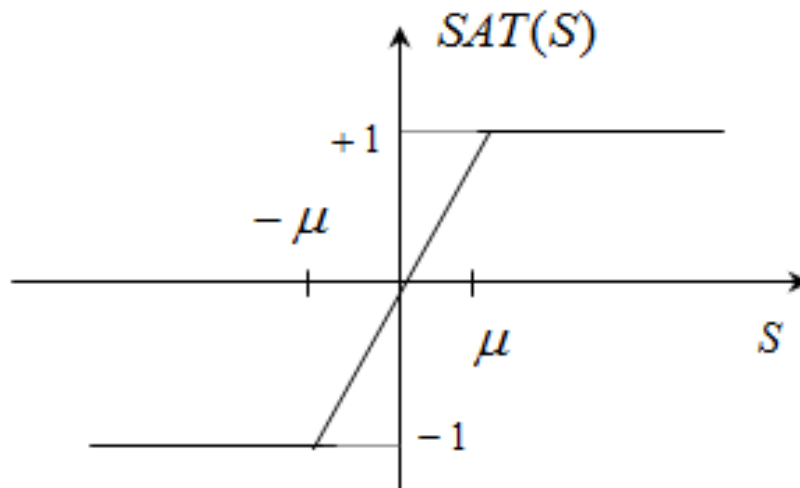
• **Elimination du phénomène de Chattering**

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence. Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction «*sign*» par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation [SAI 21] [27]

• **Fonction SAT**

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & Si \quad S > \mu \\ Sat(S) = -1 & Si \quad S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & Si \quad |S| < \mu \end{cases} \quad (II.13)$$

μ : Un paramètre petit et positif

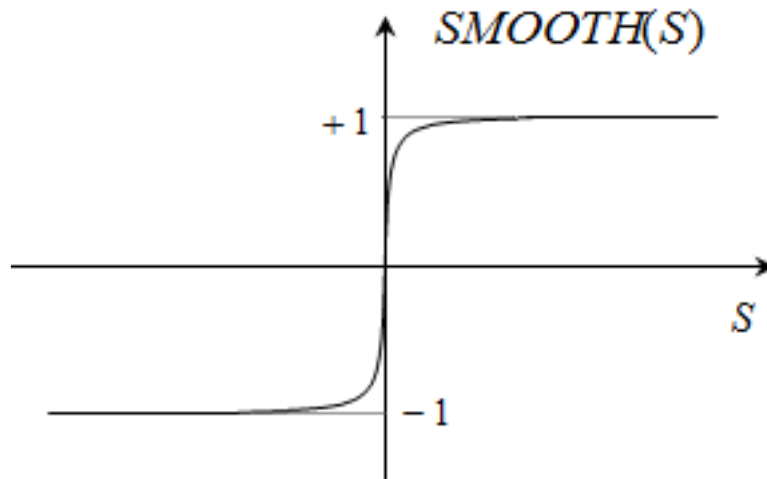


FigureII.4 : représentation de la fonction SAT

• **Fonction SMOOTH**

On peut aussi remplacer la fonction «*sign*» par une fonction de classe. On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction sign 1 C

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (II.14)$$



FigureII.5 : représentation de la fonction SMOOTH

II.3 La commande hybride glissant flou type 1

Pour éliminer l'inconvénient majeur de la commande le phénomène de chattering produit par la commande. Pour cela, on a développé une autre commande qui résout ce problème en nous assurant des résultats avec moins d'erreurs statiques, une réponse ferme et rapide, un système de contrôle stable et robuste. Cette méthode est appelée "**commande glissant hybride flou type 1**"

II.3.1 Élimination du phénomène de broutement par les régulateurs flous type1

Pour améliorer les performances de notre système et éliminer le phénomène de broutement on a utilisé la même structure de commande par modes glissants avec un changement des fonctions sign par des régulateurs flous type 1, qui possèdent les mêmes fonctions d'appartenances [ROU 16].

II.3.2 Notions fondamentales sur la logique floue type1

Dans cette partie, nous présentons les notions fondamentales de la logique floue, nous commençant par définir la logique floue comme une description mathématique d'un processus basé sur la théorie ensemble flou cette théorie a été proposée par le professeur Lotfi Zadeh en 1965, on va aborderons uniquement les points les plus importants pour la compréhension d'un raisonnement flou [LOU 17], [ROU 16]

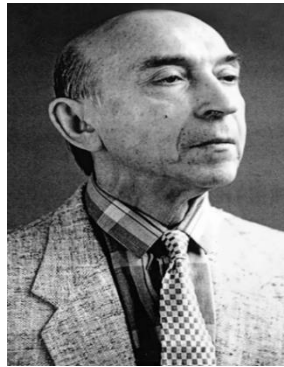


Figure II.6 : le professeur *Lotfi Zadeh* l'introduise de la théorie des ensembles flous

II.3.2.1 Les ensembles flous

La notion d'ensemble flou a pour but de permettre des gradations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à cette classe. Ce dernier dans la théorie classique d'ensemble est définie par une fonction caractérisée par un élément appartient (1), et un élément n'appartient pas (0) ; par contre un ensemble flou est défini sur un univers de discours **X**, et par une fonction d'appartenance (μ) qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1. [ROU 16]

II.3.2.2 Les fonctions d'appartenance

Une fonction d'appartenance μ comprise entre 0 et 1 est associée à un sous-ensemble **A** de **T(X)** et à une variable **X** dont l'ensemble des valeurs possibles est **T(X)**. Nous pouvons l'appeler une fonction appartenance ou coefficient d'appartenance, elle représente la probabilité que la variable **u** ait une qualité associée au sous-ensemble **A**. Il est utilisé pour traiter mathématiquement des variables linguistiques pour une déduction floue par ordinateur.

On attribue à chaque valeur de la variable linguistique fonction d'appartenance μ , une valeur. Ce qui est déterminé pour la variable **X** sera appelé facteur d'appartenance. Il existe plusieurs formes de fonctions d'appartenance [FAI 05],[ROU 15]

a) Fonction triangulaire

$$\begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & c < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{II.15}$$

b) Fonction d'appartenance trapézoïdale

$$\begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{II.16}$$

c) Fonction d'appartenance gaussienne

$$\mu(x) = EXP \left[- \left(\frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] \quad - \infty < x < +\infty \quad (II.17)$$

La figure (II.4) représente les formes de ces trois types de fonctions d'appartenance.

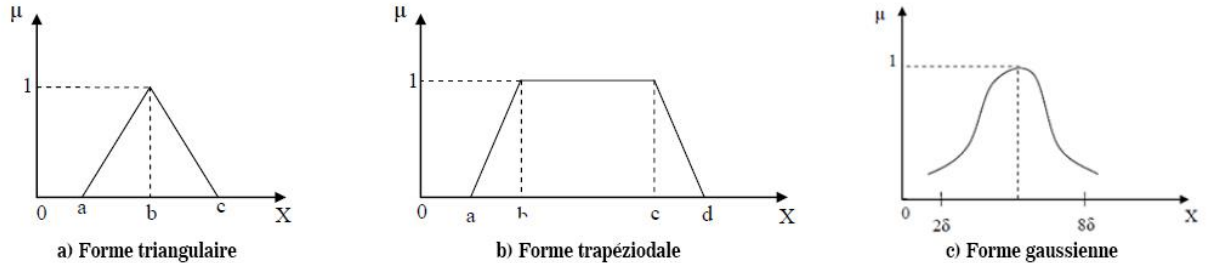


Figure II.7 : formes des types de fonctions d'appartenance [FER 11]

II.3.2.3 Les Caractéristiques d'un sous ensemble flou

Les propriétés les plus utiles pour décrire un sous-ensemble flou **A** de **U** sont celles qui montrent en quoi il diffère des sous-ensembles ordinaires de **U** [FER 11].

➤ **Support**

Le support de **A** est l'ensemble des éléments de **U** qui appartiennent au moins un peu à **A**.

Définition :

Le support d'**A**, noté **supp (A)**, est la partie de **U** sur laquelle la fonction d'appartenance d'**A** n'est pas nulle :

$$Supp(A) = \{x \in U / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (II.18)$$

➤ **Hauteur**

La hauteur de **A** est le plus fort degré avec lequel un élément de **U** appartient à **A**

Définition:

La hauteur, notée **h(A)**, du sous ensemble flou **A** de **U** est la plus grande valeur prise par sa fonction d'appartenance :

$$h(A) = Sup \mu_A(x) \quad (II.19)$$

On utilise souvent des ensembles flous normalisés, c'est-à-dire pour lesquels il existe au moins un élément de **U** appartenant de façon absolue (avec un degré 1) à **A**.

Le sous ensemble flou **A** de **U** est normalisé si sa hauteur **h(A)** est égale à 1.

➤ **Noyau**

Un ensemble flou normalisé suppose qu'il existe des éléments de **U** typiques de la Propriété à laquelle il est associé. Ce sont les éléments appartenant de façon absolue à **A**, dont l'ensemble est appelé le noyau d'**A**

Définition :

Le noyau d'A, noté $noy(A)$, est l'ensemble des éléments de U pour lesquels la Fonction d'appartenance de A vaut 1 :

$$noy(A) = \{x \in U / \mu_A = 1\} \tag{II.20}$$

➤ **Cardinalité**

La cardinalité du sous ensemble flou A de U est définie par :

$$|A| = \sum_{x \in U} \mu_A(x) \tag{II.21}$$

Si A est un sous ensemble ordinaire de U , sa hauteur est égale à 1 ; il est normalisé et identique à son support et à son noyau ; sa cardinalité est le nombre d'éléments qui le composent, selon la définition classique

α - Coupe α – coupe A_α d'un ensemble flou A est un sous ensemble ordinaire de l'univers de discours X dont tous ses éléments possèdent un degré d'appartenance supérieur ou égal à α

$$A_\alpha = \{x / \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad \alpha \in [0 \quad 1] \tag{II.22}$$

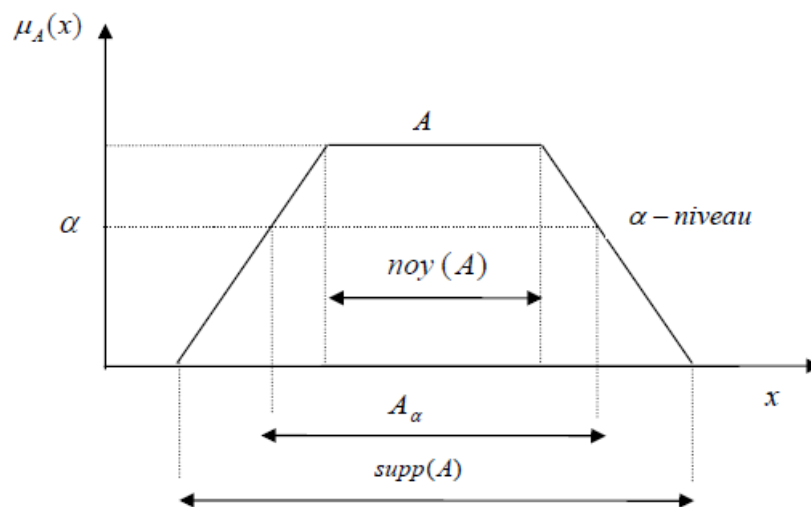


Figure II.8 : Représentation d'un Noyau, Support et α – coupe d'un ensemble flou.

[FER 11]

II.3.2.4 Variables linguistiques

Pour le réglage de la vitesse de MAS nous avons choisi comme variables d'entrées [KHM 00], [FER11] :

- **L'erreur (e)** : qui est la différence entre la vitesse de référence et la vitesse de rotation du rotor de la machine.
- **La dérivée de l'erreur (Δe)** : qui représente la différence entre l'erreur actuelle et l'erreur.

- Comme variable de sortie une seule variable de commande qui est le couple de référence, vitesse, Cem*

II.3.2.5 les opérateurs de la logique floue

Les mathématiques développées à partir des ensembles flous sont très similaires aux mathématiques associées à la théorie traditionnelle des ensembles. Les opérateurs somme, intersection et négation existent pour les deux types d'ensembles [FER 11].

Les opérateurs et la négation sont présents dans les deux types d'ensembles. Les opérateurs habituels, à savoir l'addition, la soustraction, la division et la multiplication, existent également pour deux ou plusieurs ensembles flous.

Les opérateurs habituels de soustraction, de division et de multiplication de deux ensembles flous ou plus existent également. Toutefois, les deux opérateurs les plus couramment utilisés dans la commande par logique floue sont la somme et l'intersection [CHI 08].

➤ **Opérateur NON**

$$c = \bar{a} = NON(a) \quad (II.23)$$

$$\mu_c(x) = 1 - \mu_a(x) \quad (II.24)$$

➤ **Opérateur ET**

L'opérateur ET correspond à l'intersection de deux ensembles a et b et on écrit :

$$c = a \cap b$$

Dans le cas de la logique floue, l'opérateur ET est réalisé dans la plupart des cas par la formation du minimum, qui est appliquée aux fonctions d'appartenance $\mu_a(x)$ et $\mu_b(x)$ des ensembles a et b, à savoir :

$$\mu_c = \min\{\mu_a, \mu_b\} \quad (II.25)$$

où μ_a, μ_b, μ_c signifient respectivement le degré d'appartenance à l'ensemble a, b et c. On parle alors d'opérateur minimum.

• **Opérateur OU**

L'opérateur OU correspond à l'union de deux ensembles a et b et on écrit :

$$c = a \cup b$$

Il faut maintenant calculer le degré d'appartenance à l'ensemble c selon les degrés des ensembles a et b. Cela se réalise par la formation du maximum. On a donc l'opérateur maximum [FER 11].

$$\mu_c = \max\{\mu_a, \mu_b\}$$

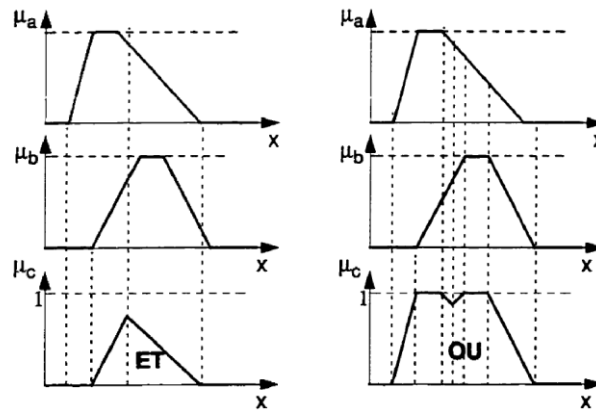


Figure II.9 : opérateurs ET et Ou [CHI 08]

II.3.2.6 Implication floue :

L'implication floue est un opérateur qui a pour but d'évaluer un degré de vérité d'une règle R sous la forme :

$$\text{Si } x \text{ est } A \text{ alors } y \text{ est } B$$

Cette évaluation est donnée à partir des valeurs de la prémisse et celle de la conclusion.

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_a(x), \mu_b(y)) \quad (\text{II.26})$$

Où I est un opérateur d'implication [FER 11].

II.3.3 La Structure d'un contrôleur flou type 01

Un régulateur flou est un système à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux à savoir : la fuzzification, la base de règles, mécanisme d'inférence et la défuzzification comme il est montré par la figure suivante :

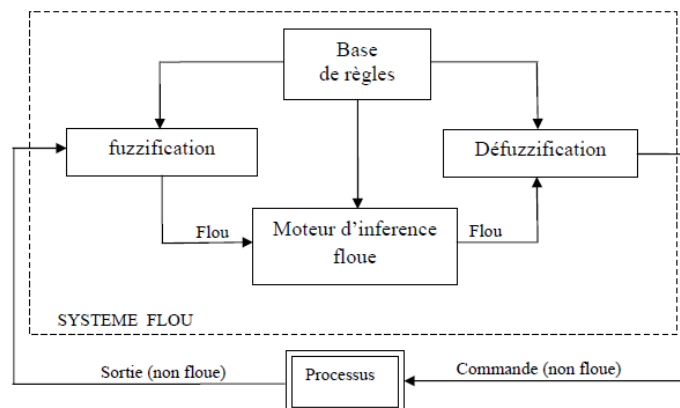


Figure II.10 : Schéma synoptique général d'un système flou Type 01 [FER 11]

II.3.3.1 Fuzzification

Le principe de la fuzzification est transformé la grandeur physique (numérique) d'entrée en une grandeur floue utilisée pour activer les règles qui sont exprimées par des variables linguistiques associées à des ensembles flous, Le nombre d'ensembles dépend de la résolution et l'intervention du réglage désiré. Dans la littérature de la commande floue, deux approches de fuzzification sont généralement utilisées, à savoir : la fuzzification singleton et la fuzzification non-singleton.[ROU 15]

II.3.3.2 Base des règles

La base de règles floues contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle représente le cœur du régulateur, et permet d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système

Une base de règles floues est une collection de règles SI-ALORS sous la forme :

- **SI** (un ensemble de conditions est rempli).
- **ALORS** (un ensemble d'actions doit être réalisé).

Une règle est constituée de deux parties :

- Une partie antécédente appelée prémisse ou condition, notée **SI...** Donnez une description du système.
- La partie résultat (conclusion) est représentée par **ALORS**

II.3.3.3 Inférence des règles floues

L'inférence floue transforme, à l'aide des techniques de raisonnement flou, On applique les règles d'inférence sur les variables floues issues de la fuzzification pour créer et déterminer les nouvelles variables floues de sortie en se basant sur des opérations floues appliquées aux fonctions d'appartenances [ROU 16], [ROU 17], [FER 11]

Pour le réglage par logique floue, on utilise en générale une des méthodes suivantes :

- *Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)*
- *Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen)*
- *Méthode de Sugeno*

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces méthodes d'inférence

Tableau II.1 : méthodes d'inférence

<i>Opérateurs flous</i>	<i>Et</i>	<i>Ou</i>	<i>Alors</i>
<i>Méthode d'inférence</i>			
Max-Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max-Prod	Minimum	Maximum	Produit
Som-Prod	Produit	Moyenne	Produit

II.3.3.4 Defuzzification

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue, elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence (loi de commande) en des grandeurs numériques (valeurs physiques); c'est-à-dire, obtenir une commande réelle à partir de la commande obtenue sous forme d'ensemble flou, ensuite, ces grandeurs sont dénormalisées et appliquées au processus, On distingue plusieurs méthodes de défuzzification [ROU 17, FER 11]:

- **Méthode du maximum.**
- **Méthode de la moyenne des maximas.**
- **Méthode du centre de gravité.**
- **Méthode de hauteurs pondérées.**

La méthode la plus fréquemment utilisée reste celle des centres de gravité.

II.4 Commande hybride glissant flou type 2

Pour améliorer les performances des résultats obtenus par les commandes précédentes à savoir : **mode glissant et glissant flou type 1**, on a développé une autre commande qui assuré des bons résultats avec moins d'erreurs statiques et une réponse précise et rapide, ce type de contrôle est plus stable et robuste, appelée " **la commande hybride glissant flou type 2** ».

II.4.1 Élimination du phénomène de broutement par les régulateurs flous type2

Toujours pour éliminer l'inconvénient majeur connu par le phénomène de chattering produit par la commande de **mode glissant** on a utilisé la même structure de la commande précédant (**commande hybride glissant flou type 1**) mais avec un changement dès la structure interne de la régulateur **hybride glissant flous type 1** par un régulateur développée régulateur **hybride glissant flous type 2** qui se caractérise par un algorithme de commande et des fonctions d'appartenances différentes

II.4.2 Notions fondamentales de la logique floue type 2

La construction de la commande logique floue type-2 est basé sur des ensembles flous type-2. Ces derniers ont été introduits par le professeur Lotfi Zadeh en 1975 comme extension de la structure des ensembles flous basique (**ensembles flous type 1**). Un ensemble flou type 2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-à-dire, le degré d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est un ensemble flou dans l'intervalle [0, 1].

Considérons la transition des ensembles ordinaires vers les ensembles flous. Lorsque nous ne pouvons pas déterminer le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1, on utilise les ensembles flous type 1. Similairement, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les fonctions d'appartenance floues par des nombres réels dans l'intervalle [0, 1], Donc on utilise les ensembles flous type 2. Ainsi, les ensembles flous type 1 peuvent être considérés comme une approximation du premier ordre de l'incertitude. Alors que les ensembles flous type-2 seront considérés comme approximation du deuxième ordre [HER 22][HER 18]

II.4.2.1 Représentation d'un ensemble flou type-2

Une fonction d'appartenance de floue type2 peut être vue comme une fonction consiste à deux variables. Pour chaque valeur x de l'univers du discours et de la degré d'appartenance primaire μ_1 , nous aurons une appartenance secondaire μ_2 qui est un nombre ordinaire dans l'intervalle [0,1]. Ainsi, une fonction d'appartenance peut être définie par [LAL 20]:

$$\mu_2(x, \mu_1): X * [0,1] \rightarrow [0,1]$$

X : définit l'espace des entrées x

La figure suivante est une représentation en trois dimensions d'un ensemble flou type-2 gaussien :

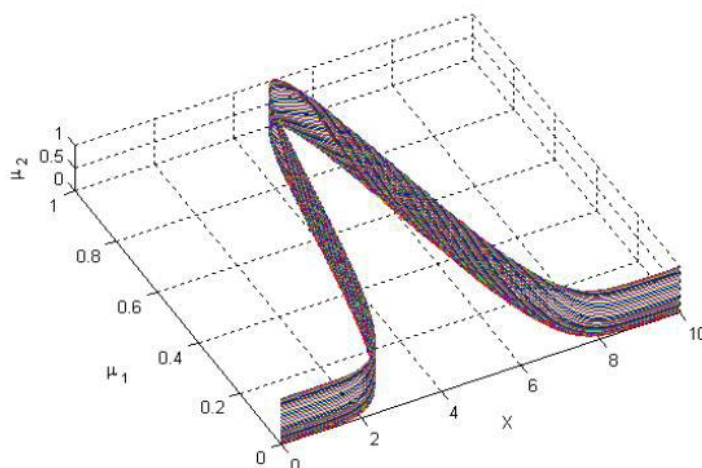


Figure II.11 : Représentation tridimensionnelle d'un ensemble floue type 2 Gaussien

[LAL 20]

II.4.2.2 Définitions

Un ensemble flou type-2, noté \tilde{A} est caractérisé par une fonction d'appartenance tridimensionnelle, $\mu_{\tilde{A}} = (x, u)$ c'est-à-dire :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \int_{u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x, u) / (x, u) \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (II.27)$$

Avec \int dénote l'union de tous les éléments du produit cartésien sur x et u

Ou bien : $0 \leq \mu_{\tilde{A}} = (x, u) \leq 1$

À chaque point fixe x de X , J_x est l'appartenance primaire de x , et x est appelé variable primaire.

A chaque valeur de x , notée $x = \acute{x}$, le plan 2 dimensionnel dont les axes sont u et $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$, est appelé tranche verticale (vertical slice) de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$. Une fonction d'appartenance secondaire est une tranche verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$

Alors pour $x \in X$ et $\forall u \in J_x \subseteq [0,1]$ on a :

$$\mu_{\tilde{A}}(x = \acute{x}, u) \cong \mu_{\tilde{A}}^{\gamma}(x) = \int_{u \in J_x} f_x(\mu) / u \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (II.28)$$

avec $0 \leq f_x(\mu) \leq 1$ Puisque $\forall x_2$, ce x_2 va appartenir à X , c-à-d $\acute{x} \in X$, alors nous notons la fonction d'appartenance secondaire par $\mu_{\tilde{A}}^{\gamma}(x)$ qui est un fonction d'appartenance flou type1.

En se basant sur le concept des ensembles secondaires, on peut réinterpréter un ensemble flou type-2 comme l'union de tous les ensembles secondaire, c-à-d, en utilisant l'équation (II.28), on peut écrire \tilde{A} sous la forme suivante :

$$\tilde{A} = \{(x, \mu_{\tilde{A}}^{\gamma}(x)) / \forall x \in X\} \quad (II.29)$$

Ou comme

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}^{\gamma}(x) / x = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f_x(\mu) / u \right] / x \quad J_x \subseteq [0,1] \quad (II.30)$$

On représente sur la figure (IV.22) les grandeurs floues déjà expliqués, voir. Le domaine de la fonction d'appartenance secondaire est appelé appartenance primaire de x noté J_x telle que $J_x \subseteq [0,1] \quad \forall x \in X$

L'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire est appelle degré d'appartenance secondaire noté $f(u)$

Un ensemble flou type-2 intervalle est un ensemble flou type-2 dont tous les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles type-1 de formes intervalles, c-à-d.

$$f_x(u) = 1, \forall u \in J_x \subseteq [0,1] \quad \forall x \in X \quad (II.31)$$

Les ensembles flous type-2 intervalle reflètent l'uniformité de l'incertitude au niveau de la fonction d'appartenance primaire, ce type de fonctions d'appartenance est le plus souvent utilisé dans les systèmes flous type-2. Notons que ce type de fonctions d'appartenance est représenté seulement par ses domaines (intervalles), qui peuvent être exprimés en terme des bornes [KHE 11], [EYO 18] [HER 20] gauches et droites $[l, r]$ ou par leurs centres et largeurs $[c-s, c+s]$ où

$$c = (l+r) / 2 \text{ et } s = (r - l) / 2.$$

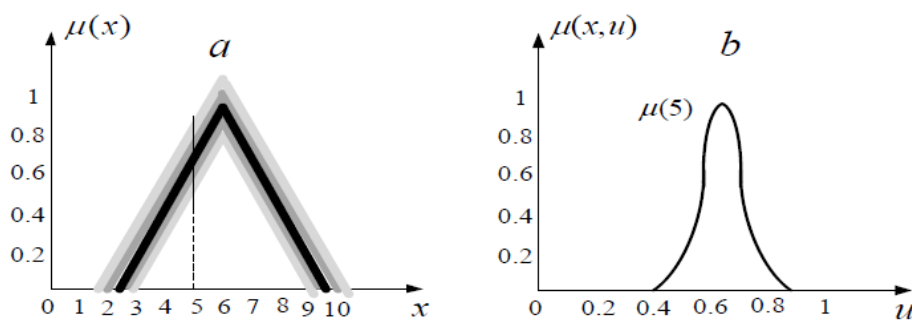


Figure II.12 : Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 gaussien [LAL 20].

(a) Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire.

Supposons que chaque fonction d'appartenance secondaire d'un ensemble flou type-2 possède un seul degré d'appartenance unitaire. On définit alors une fonction d'appartenance principale comme l'union de tous ces points :

$$u_{prin}(x) = \int_{x \in X} u/x \quad f_x(u) = 1 \tag{II.32}$$

Pour un ensemble flou type-2 intervalle, nous définissons la fonction d'appartenance principale comme étant l'union de toutes les valeurs d'appartenance moyennes de la fonction d'appartenance primaire. Notons que lorsque l'incertitude des fonctions d'appartenance disparaît, la fonction d'appartenance d'un ensemble flou type-2 se réduit à la fonction d'appartenance principale.

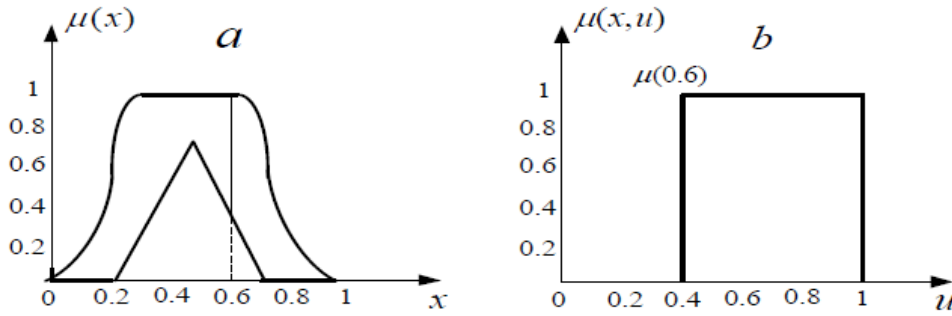


Figure II.13 : Représentation schématique d'un ensemble flou type-2 intervalle [LAL 20].
 (a) Appartenance primaire. (b) Appartenance secondaire.

- L'incertitude dans un ensemble flou type-2 \tilde{A} est représentée par une région bornée appelée «Footprint Of Uncertainty » FOU . C'est l'union de toutes les appartenances primaires:

$$FOU(\tilde{A}) = \cup_{x \in X} J_x \tag{II.33}$$

- Fonction d'appartenance supérieur et fonction d'appartenance inférieur sont des fonctions d'appartenances de type-1 et sont les frontières du FOU d'un ensemble flou \tilde{A} type-2.
- La fonction d'appartenance supérieure sera notée par $\overline{u_{\tilde{A}}}(x) \forall x \in X$, et la fonction d'appartenance inférieure sera notée par $\underline{u_{\tilde{A}}}(x) \forall x \in X$, alors nous avons :

$$\overline{u_{\tilde{A}}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \tag{II.34}$$

$$\underline{u_{\tilde{A}}}(x) = \underline{FOU(\tilde{A})} \tag{II.35}$$

II.4.3 Structure d'un contrôleur flou type 2

Un système flou est dit de type-2, s'il inclut au moins un ensemble flou type-2 dans les fonctions d'appartenance définissant ses prémisses ou ses conséquences.

La structure du contrôleur flou type-2 est similaire à celui classique avec la particularité de l'utilisation d'un réducteur de type pour convertir les ensembles flous type-2 à la sortie du système d'inférence en ensembles flous type-1 avant la phase de défuzzification, Dans le cas du type-2, le bloc de défuzzification est précédé d'un bloc réduction de type [LOU 17],[LAL 20]

Dans le cas du type-2, le bloc de défuzzification est précédé d'un bloc réduction de type

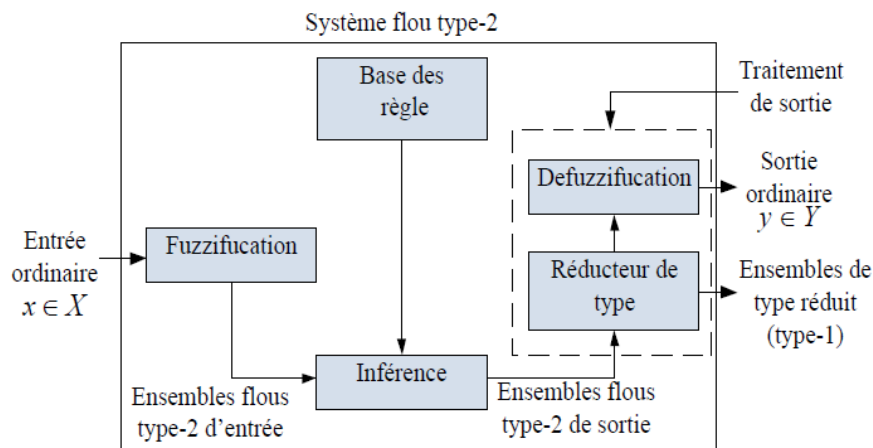


Figure II.14 : Structure générale d'un contrôleur flou type 2 [LAL 20]

II.4.3.1 Fuzzification

Au contraire à la fonction d'appartenance flou type 1, la fonction d'appartenance type flou 2 donne plusieurs degrés d'appartenance pour chaque entrée par conséquent, l'incertitude sera mieux représentée. Cette représentation va nous permettre de tenir compte de ce qui a été négligé par le type 1 [LOU 17], [LAL 20]

Dans cette mémoire seule la fuzzification de type gaussien sera utilisée

II.4.3.2 Base des règles

La structure des règles reste exactement là même dans le cas du flou type 1 La 1^{er} règle dans un flou type 2 donne par la forme suivante [HER 18] :

$$" R^1: si x_1 est \widetilde{F}_1^1 et x_2 est \widetilde{F}_2^1 et \dots et x_p est \widetilde{F}_p^1 alors y_p est \widetilde{G}^1 " \quad (II.36)$$

Ou les x_i sont des entrées, \widetilde{F}_i^1 sont des ensembles floue de type 2 correspondant à l'entrée du système flou $x_i (i=1,\dots, p)$, y est la sortie et \widetilde{G}^1 est l'ensemble conséquent [LAL 20]

II.4.3.3 Mécanisme d'inférence

Le système d'inférence dans un système flou type-2 utilise la base de règles floues pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée ($x = x_1, x_2, x_3, \dots, x_p$) la sortie scalaire y

- La première étape dans l'opération d'inférence floue est le calcul de l'intervalle d'activation associé à 1^{er} ensemble flou de Sortie

$$F^1(x) = \prod_{i=1}^p \mu_{\widetilde{F}_i^1}(x_i) \quad (II.37)$$

Ensuite, si on note par \widetilde{B} l'ensemble flou de sortie correspondant à la composition de la 1^{er} règle \widetilde{R}^1 l'ensemble flou d'entrée \widetilde{X} , l'ensemble $F^1(x)$ est combiné avec l'ensemble flou conséquent \widetilde{G}^1 de la 1^{er} règle à l'aide de l'opérateur t-norme choisie \cap pour obtenir l'ensemble flou de sortie correspondant à la 1^{er} règle :

$$\mu_{\tilde{B}^1}(y) = \mu_{\tilde{G}^1}(y) \cap \mu_{\tilde{F}^1}(x') \quad (\text{II.38})$$

En utilisant une fuzzification gaussien, c'est-à-dire le degré d'appartenance pour l'ensemble flou \tilde{X}' n'a une valeur qui est unitaire que lorsque $x = x'$ donc :

$$\mu_{\tilde{B}^1}(y) = \mu_{\tilde{G}^1}(y) \cap \prod_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}^1}(x_i) \quad (\text{II.39})$$

Comme seulement les ensembles flous type 2 intervalle sont utilisés et l'opération t-norme produit est mise en œuvre, alors l'intervalle d'activation associé au 1^{er} ensemble flou de sortie est l'ensemble flou type-1 intervalle défini par :

$$F^1(x) = |f^1(x), \bar{f}^1(x)| \quad (\text{II.40})$$

$$\text{Avec } \underline{f}^1 = \underline{\mu_{\tilde{F}_1^1}(x_1)} * \underline{\mu_{\tilde{F}_2^1}(x_2)} * \dots * \underline{\mu_{\tilde{F}_p^1}(x_p)} \text{ et } \bar{f}^1 = \bar{\mu_{\tilde{F}_1^1}(x_1)} * \bar{\mu_{\tilde{F}_2^1}(x_2)} * \dots * \bar{\mu_{\tilde{F}_p^1}(x_p)}$$

Les termes $\underline{\mu_{\tilde{F}_i^1}(x_i)}$ et $\bar{\mu_{\tilde{F}_i^1}(x_i)}$ sont respectivement des degrés d'appartenance inférieur et supérieur relatifs à $\mu_{\tilde{F}_i^1}(x_i)$ [LAL 20]

II.4.3.4 Réduction de type

Étant donné que la sortie du système d'inférence est un ensemble flou type-2, son type doit être réduit avant l'étape de défuzzification pour qu'on puisse l'utiliser afin de générer une sortie réelle. C'est la principale différence structurelle entre les systèmes flous type-1 et ceux de type-2

L'expression de l'ensemble flou type $GC_{\tilde{A}}$ réduit par la méthode des centres d'ensembles est donnée par :

$$GC_{\tilde{A}} = \int_{z_1 \in Z_1} \dots \int_{z_n \in Z_n} \int_{w_1 \in W_1} \dots \int_{w_n \in W_n} \frac{[T^{n_{i=1} z_i} * T^{n_{i=1} w_i}]}{\frac{\sum_{i=1}^n z_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i}} \quad (\text{II.40})$$

Où T et $*$ indiquent les t-norme choisies (prod ou min). $w_i \in W_i$ et $z_i \in Z_i$ pour $i = 1, 2, \dots, n$ Puisque les ensembles flous utilisés sont type-2 intervalle, alors chaque z_i et w_i est un ensemble type-1 intervalle, ce qui se traduit par $\mu_z(z_i) = \mu_w(z_w)$. L'équation peut être réécrite

$$GC_{\tilde{A}} = \int_{y^1 \in [y_l^1, y_r^1]} \dots \int_{y^M \in [y_l^M, y_r^M]} \dots \int_{f^1 \in [\underline{f}^1, \bar{f}^1]} \dots \int_{f^M \in [\underline{f}^M, \bar{f}^M]} \frac{1}{\frac{\sum_{i=1}^M f^i y^i}{\sum_{i=1}^M f^i}} \quad (\text{II.41})$$

Aussi, étant donné que chaque ensemble dans l'équation (II.) est un ensemble type-1 intervalle, alors $GC_{\tilde{A}}$ est aussi un ensemble type-1 intervalle et donc son domaine est un intervalle situé sur l'axe des réels

$$GC_{\tilde{A}} = [y_l(x), y_r(x)]$$

II.4.3.5 Défuzzification

Le type réduit (4.15) sera déterminé par ses deux points extrêmes de droite et de gauche respectivement y_l et y_r . En appliquant le centre de gravité au type réduit de Karnik Mendel Algorithmes, la sortie numérique sera donnée par :

$$Y(x) = \frac{y_l(x) + y_r(x)}{2} \quad (\text{II.42})$$

Avec

$$y_l(x) = \frac{\sum_{i=1}^M f_l^i y_l^i}{\sum_{i=1}^M \bar{f}_l^i} \quad \text{et} \quad y_r(x) = \frac{\sum_{i=1}^M \bar{f}_r^i y_r^i}{\sum_{i=1}^M f_r^i}$$

Où f_l^i, f_r^i désignent le degré d'activation (soit f_l^i ou \bar{f}_l^i) contribuant au point extrême de gauche y_l et (soit \bar{f}_l^i ou f_l^i) contribuant au point extrême de gauche y_r . [LAL 20]

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la connaissance de l'aspect théorique des techniques de commande non linéaires proposées sur notre machine, ces commandes son caractérisé par des structures différentes pour contrôler la puissance mécanique produite par la machine asynchrone à cage d'écureuil

Nous avons commencé par la théorie de la commande par mode glissant basée sur des régulateurs glissants, où nous avons présenté la théorie de cette dernier à savoir : la conception de cette commande comme le choix de surface glissant, les régimes glissant et la détermination de la loi de commande, appris nous étudient l'élimination du phénomène de broutement (chattering) par cette commande; En deuxième lieu, nous nous sommes intéressé à la commande hybride glissant flou type1 basée sur des régulateurs flou type1 pour éliminer la phénomène de broutement, nous nous sommes intéressés à la théorie de la logique floue type1, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue type1 à savoir : l'ensemble flou, les fonctions d'appartenances, les variables linguistiques, la structure composée des notions de fuzzification, d'inférences floues et de défuzzification, et les opérateurs employés dans ce type de logique; En fin et En troisième lieu, nous nous sommes intéressé à la commande hybride glissant flou type 2 basée sur des régulateurs flou type 2 pour éliminer toujours l'inconvénient majeur de la phénomène de broutement(chattering), nous avons sommes intéressés à la théorie de la logique floue type 2, où nous avons présenté les notions théoriques de la logique floue type 2 pour exposé la structure de cette commande qui sont les plus utilisés pour contrôler de notre machine

Dans le chapitre qui suit, l'application de ces commandes sur notre machine asynchrone à cage d'écureuil

Chapitre III

**L'application les commandes développées (CMG, CHGFT1,
CHGFT2)**

III.1 Introduction

Après la présentation théorique des trois techniques de commandes proposées dans le chapitre précédent à savoir: la commande par mode glissant, la commande hybride glissant floue type 1, et la commande hybride glissant floue type 2, nous allons appliquer ces commandes sur notre moteur pour contrôler et améliorer la qualité d'énergie mécanique produite.

L'objectif de ce chapitre est développer ces trois techniques de commande pour garder instantanément un contrôle indépendant entre le couple et le flux de notre machine asynchrone à cage d'écureuil et pour améliorer la qualité de conversion d'énergie converti par la MAS.

III.2 Application de la Commande par mode glissant

Dans cette partie de travail est consacré à l'application de la commande par mode glissant sur notre moteur, L'objectif de cette commande est contrôler la vitesse de rotation générées à celle de référence

III.2.1 Modèle de la MAS

Le modèle utilisé est toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator au repère (d, q) . Est donné comme suit :

$$\begin{cases} \dot{I}_{sq} = -\frac{1}{\delta L_s} \left(R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{sq} - \omega_s I_{sd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \Phi_{rq} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \Phi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sq} \\ \dot{I}_{sd} = -\frac{1}{\delta L_s} \left(R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} - \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \Phi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \Phi_{rq} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd} \\ \dot{\Omega} = \frac{P.M}{J.L_r} (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \Omega \end{cases} \quad (III.1)$$

III.2.2 Choix des surfaces de glissements

Pour appliquer notre technique de commande. Nous devons choisir trois surfaces de glissements comme suite :

- La surface de vitesse Ω

$$S(\Omega) = \Omega_{réf} - \Omega \quad (III.2)$$

- La surface de courant I_{sd}

$$S(I_{sd}) = I_{sd}^{réf} - I_{sd} \quad (III.3)$$

- La surface de courant I_{sq}

$$S(I_{sq}) = I_{sq}^{réf} - I_{sq} \quad (III.4)$$

III.2.3 Conditions de convergences

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

$$\begin{cases} S(\Omega) = \Omega_{réf} - \Omega \\ S(I_{sd}) = I_{sd}^{réf} - I_{sd} \\ S(I_{sq}) = I_{sq}^{réf} - I_{sq} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Omega_{réf} - \Omega) = 0 \\ \frac{d}{dt}(I_{sd}^{réf} - I_{sd}) = 0 \\ \frac{d}{dt}(I_{sq}^{réf} - I_{sq}) = 0 \end{cases} \quad (III.5)$$

Lorsque les conditions de convergences sont satisfaites, la vitesse et les courants tendent exponentiellement vers leurs valeurs de références, et pour suivre ces valeurs, il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante. Le mode glissant est réalisé à condition que la relation d'attractivité de Lyapov soit inférieure à zéro. c-à-d :

$$\dot{S}(x).S(x) \leq 0 \quad (III.6)$$

III.2.4 Loi de commande par mode glissant

Les grandeurs de commande sont définies par les relations suivantes :

$$I_{sq} = I_{sq}^{eq} + I_{sq}^{attr} \quad (III.7)$$

$$I_{sd} = I_{sd}^{eq} + I_{sd}^{attr} \quad (III.8)$$

$$V_{sd} = V_{sd}^{eq} + V_{sd}^{attr} \quad (III.9)$$

Avec :

I_{sq} , I_{sd} : Les courants de commandes.

V_{sd} : La tension de commande.

I_{sq}^{eq} , I_{sd}^{eq} : Les courants de commande équivalente.

V_{sd}^{eq} : La tension de commande équivalente.

I_{sq}^{attr} , I_{sd}^{attr} : Les courants de commande attractive.

V_{sd}^{attr} : La tension de commande attractive.

• **Pour la vitesse Ω**

L'expression de la surface de glissements de vitesse devient :

$$S(\Omega) = \Omega_{réf} - \Omega \quad (III.10)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{réf} - \dot{\Omega} \quad (III.11)$$

Avec :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{P.M}{J.L_r} (\Phi_{rd} \cdot I_{sq}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \cdot \Omega \quad (III.12)$$

En remplaçant l'équation (III.12) dans l'équation (III.11) devient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{réf} - \left(\frac{P.M}{J.L_r} (\Phi_{rd} \cdot I_{sq}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \cdot \Omega \right) \quad (III.13)$$

Et en remplace le courant I_{sq} par l'équation (III.7) on trouve :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{réf} - \left(\frac{P.M}{J.L_r} \Phi_{rd} I_{sq}^{eq} + \frac{P.M}{J.L_r} \Phi_{rd} I_{sq}^d - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \cdot \Omega \right) \quad (III.14)$$

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

$$S(\Omega) = 0, \quad \dot{S}(\Omega) = 0, \quad I_{sq}^d = 0 \quad (III.15)$$

D'où l'on tire de l'équation précédente la grandeur de commande équivalente :

$$I_{sq}^{eq} = K_{I_{sq}} \cdot \text{sign}(S(\Omega)) \quad (III.16)$$

On remplace (III.16) dans (III.13) on trouve :

$$\dot{S}(\Omega) = - \frac{P.M}{J.L_r} \Phi_{rd} I_{sq}^d \quad (III.17)$$

Durant le mode de convergence, pour que la condition $\dot{V}(x) = \dot{S}(x) \cdot S(x) < 0$ doive être vérifiée, on pose :

$$I_{sq}^{eq} = K_{I_{sq}} \cdot \text{sign}(S(\Omega)) \quad (III.18)$$

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

En remplaçant la valeur de I_{sq}^{eq} dans l'équation (III.17) on trouve :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{P.M}{J.L_r} \Phi_{rd} K_{I_{sq}} .sign(S(\Omega)) \quad (III.19)$$

• **Pour le courant I_{sq}**

L'expression de la surface de glissements de courant I_{sq} devient :

$$S(I_{sq}) = I_{sq}^{réf} - I_{sq} \quad (III.20)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{I}_{sq}^{réf} - \dot{I}_{sq} \quad (III.21)$$

Et on a \dot{I}_{sq} est donné par l'équation suivante :

$$\dot{I}_{sq} = -\frac{1}{\delta L_s} (R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2}) I_{sq} - \omega_s I_{sd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \Phi_{rq} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \Phi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sq} \quad (III.22)$$

On remplace l'équation (III.22) dans l'équation (III.21) :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{I}_{sq}^{réf} - (-\frac{1}{\delta L_s} (R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2}) I_{sq} - \omega_s I_{sd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \Phi_{rq} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \Phi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sq}) \quad (III.23)$$

En remplaçant la tension $V_{sq} = V_{sq}^{eq} + V_{sq}^d$ donc l'équation sera écrite de la forme suivante :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{I}_{sq}^{réf} - (-\frac{1}{\delta L_s} (R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2}) I_{sq} - \omega_s I_{sd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \Phi_{rq} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \Phi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{1}{\delta L_s} V_{sq}^{eq} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sq}^d) \quad (III.24)$$

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

$$S(I_{sq}) = 0, \dot{S}(I_{sq}) = 0, V_{sq}^d = 0 \quad (III.25)$$

D'où l'on tire de l'équation précédente la grandeur de commande équivalente :

$$V_{sq}^{eq} = (\dot{I}_{sq}^{réf} + \frac{1}{\delta L_s} (R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2}) I_{sq} + \omega_s I_{sd} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \Phi_{rd}) . \delta L_r \quad (III.26)$$

Durant le mode de convergence, pour que la condition $\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) < 0$ doive être vérifiée, on pose :

$$V_{sq}^d = K_{V_{sq}} .sign(S(I_{sq})) \quad (III.27)$$

Remplaçant V_{sq}^d par sa valeur dans $\dot{S}(I_{sq})$ on trouve :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \frac{1}{\delta L_s} V_{sq}^d = \frac{1}{\delta L_s} K_{V_{sq}} \cdot \text{sign}(S(I_{sq})) \quad (\text{III.28})$$

• **Pour le courant I_{sd}**

L'expression de la surface de glissements de courant I_{sd} devient :

$$S(I_{sd}) = I_{sd}^{réf} - I_{sd} \quad (\text{III.29})$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sd}^{réf} - \dot{I}_{sd} \quad (\text{III.30})$$

Et on a \dot{I}_{sd} est donné par l'équation suivante :

$$\dot{I}_{sq} = -\frac{1}{\delta L_s} \left(R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} - \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \Phi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \Phi_{rq} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd} \quad (\text{III.31})$$

On remplace l'équation (III.31) dans l'équation (III.30) :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sd}^{réf} - \left(-\frac{1}{\delta L_s} \left(R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} - \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \Phi_{rd} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \Phi_{rq} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd} \right) \quad (\text{III.32})$$

En remplaçant la tension $V_{sd} = V_{sd}^{eq} + V_{sd}^d$ donc l'équation sera écrite de la forme suivante :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sd}^{réf} - \left(-\frac{1}{\delta L_s} \left(R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} - \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \Phi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \Phi_{rq} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd}^{eq} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd}^d \right) \quad (\text{III.33})$$

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

$$S(I_{sd}) = 0, \dot{S}(I_{sd}) = 0, V_{sd}^d = 0 \quad (\text{III.34})$$

D'où l'on tire de l'équation précédente la grandeur de commande équivalente :

$$V_{sd}^{eq} = \left(\dot{I}_{sd}^{réf} + \frac{1}{\delta L_s} \left(R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \Phi_{rd} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \Phi_{rq} \right) \cdot \delta L_s \quad (\text{III.35})$$

On remplace l'équation (III-35) dans (III-33), l'équation devient :

$$\dot{S}(I_{sd}) = -\frac{1}{\delta L_s} V_{sd}^d \quad (\text{III.36})$$

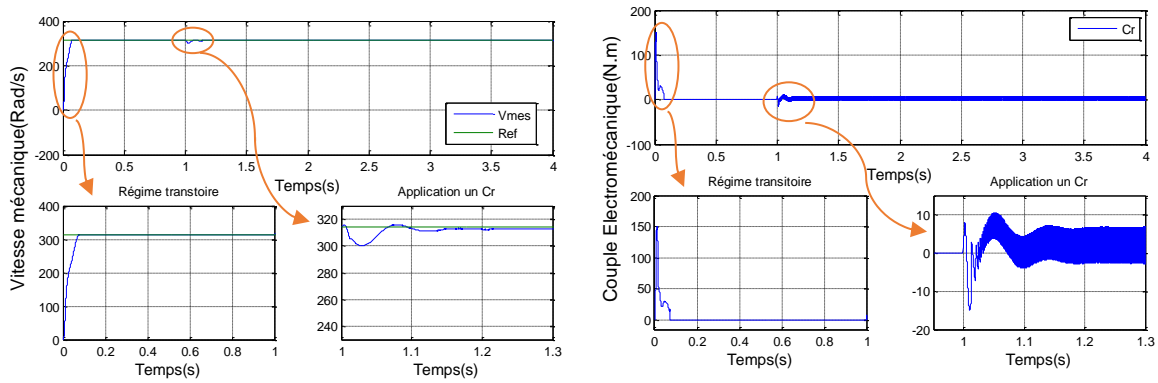


Figure III.2 : Vitesse et couple électromagnétique (mode glissant)

III.2.6 Interprétation des résultats

Après le résultat obtenu à partir la Figure III.2 on observe que :

- Une augmentation progressive de la vitesse pour atteindre sa valeur de référence sans dépasser de cette dernière.
- l'application de la couple résistant c_r à l'instant $t = 1$ s la vitesse mécanique présente une diminution de la vitesse et une regagne rapide avec dépassement de la vitesse pour sa référence
- Pour le couple électromagnétique en remarque que subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

III.3 Application de la commande hybride glissant floue type 1

Pour appliquer la commande hybride glissant floue type 1 sur notre système, on va utiliser la même structure de la commande par mode glissant avec un changement les fonctions **sign** par des régulateurs flous type 1

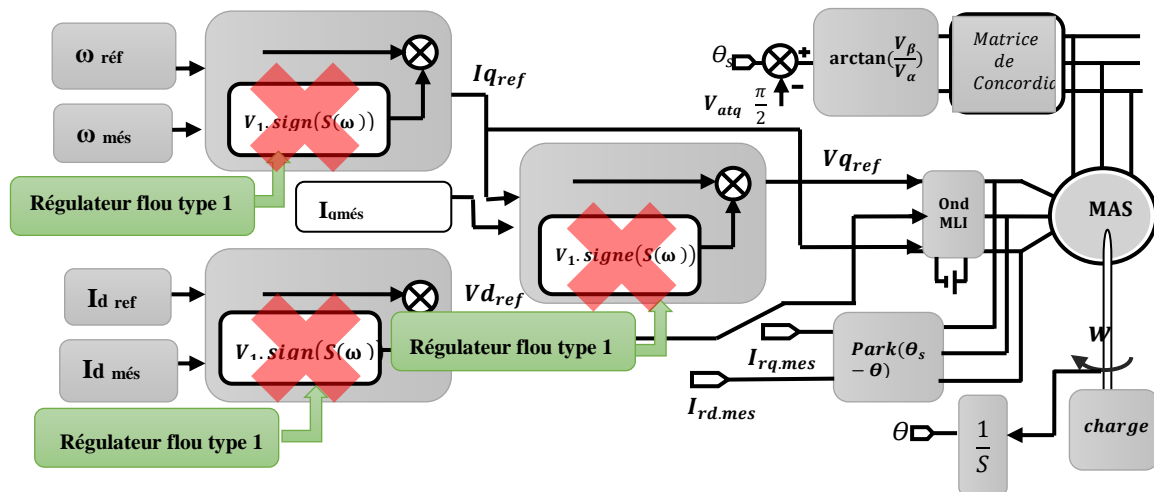


Figure III.3 : Schéma bloc de la commande hybride glissant floue type 1

III.3.1 Structure de base d'un contrôleur flou type 1 utilisée

La majorité des contrôleurs flous pour les systèmes monovariables simples se composent des entrées du contrôleur flou qui sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante :

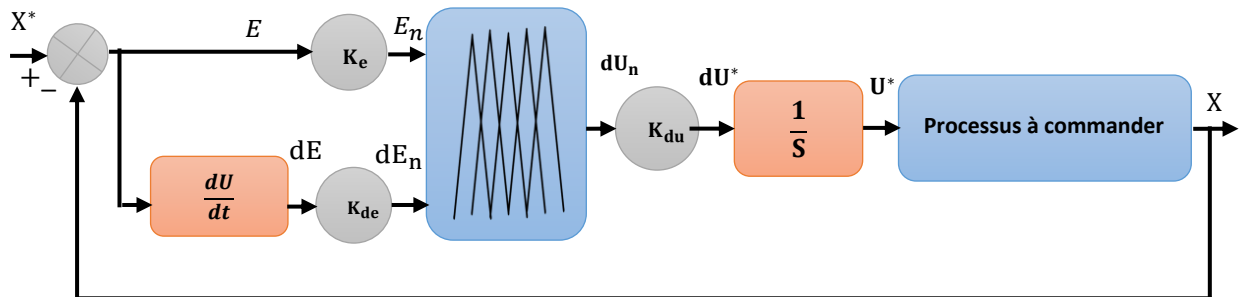


Figure III.4 : Structure de base d'un contrôleur flou type 1

III.3.1.1 Les fonctions d'appartenance

Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance de bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation, nous avons opté pour les formes triangulaires avec des cotés trapézoïdale, et pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance de bloc de défuzzification de la variation de la commande, nous avons opté pour les formes triangulaires. Les deux blocs sont représentés comme suit :

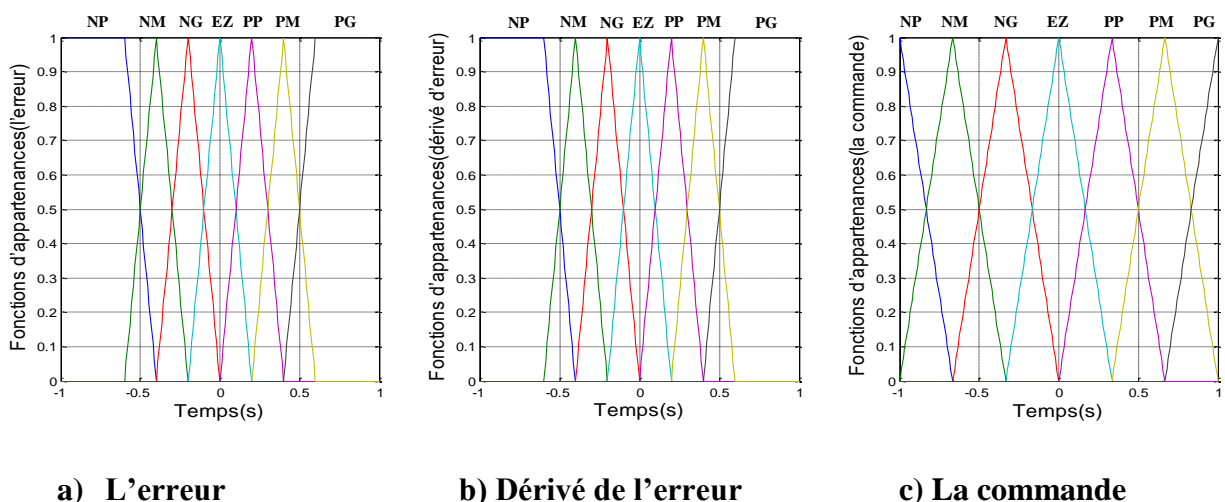


Figure III.5 : Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu)

III.3.1.2 La table des règles de décision

Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau suivant :

Tableau III.1: Table des règles de décision pour le contrôleur flou type 1

La commande		Erreur						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
Dérivé de l'erreur	NG	NG	NG	NG	NG	EZ	EZ	EZ
	NM	NG	NG	NM	NM	EZ	EZ	EZ
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG
	PM	EZ	EZ	EZ	PM	PM	PG	PG
	PG	EZ	EZ	EZ	PG	PG	PG	PG

III.3.2 Résultats de simulation numérique

La figure ci-dessous montre les performances de la commande hybride glissant floue type 1 appliquée sur la MAS. Cette application est réalisée dans les conditions suivantes : Notre machine est alimentée pour entraîner à une vitesse de référence égale à **314 Rad/s** (échelon de consigne) avec une application de couple résistant $C_r = 2 \text{ N.m}$ (échelon de couple de résistance) à l'instant $t = 1 \text{ s}$

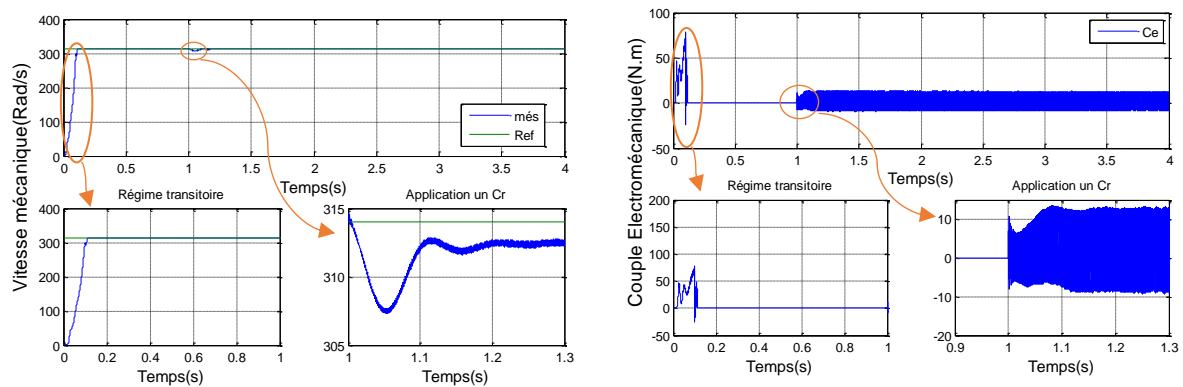


Figure III.6 : Vitesse et couple électromagnétique (hybride glissant flou type 1)

III.3.3 Interprétation des résultats

Après les résultats obtenus par la figure III.6 on remarque qu'une amélioration remarquable des résultats obtenus par la commande hybride glissant floue type 1 par rapport à la commande par mode glissant à savoir :

- Une réponse rapide pour le régime transitoire (la vitesse suit sa référence sans dépassement)
- L'application de couple résistant $c_r = 2 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 1 \text{ s}$, on observe une diminution de la vitesse de rotation et une regagne rapide sans dépassement de la vitesse sur sa référence ;

- On remarque que le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.
- Minimisation maximale d'erreur entre les valeurs de consignes et mesurées

III.4 Application de la commande hybride glissant floue type 2

Pour appliquer la commande hybride glissant floue type 2 sur notre système, on va utiliser la même structure de la commande hybride glissant floue type 1 avec un changement des régulateurs de cette commande par des régulateurs flou type 2

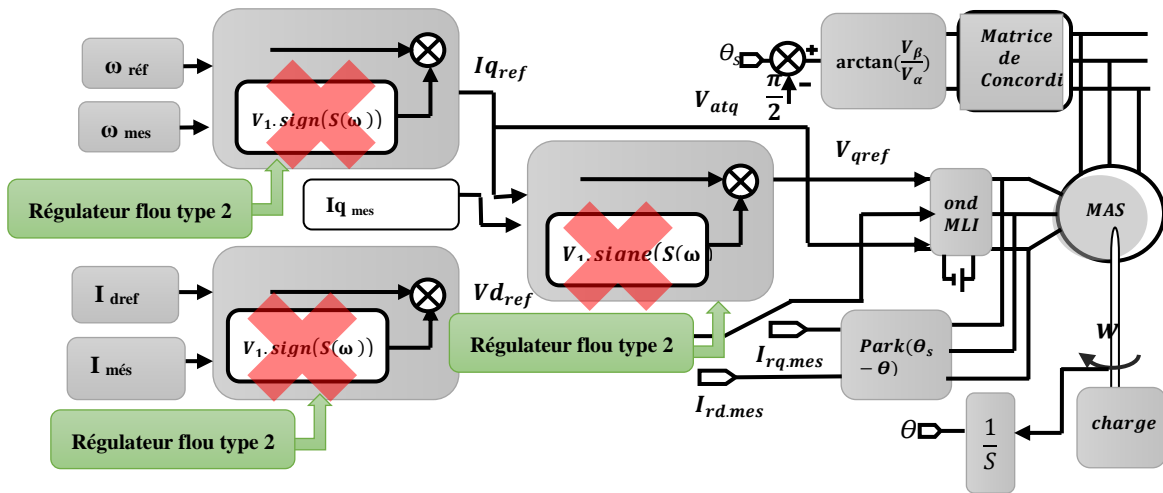


Figure III.7 : Schéma bloc de la commande hybride glissant floue type 2

III.4.1 Structure de base d'un contrôleur floue 2 utilisée

Pour appliquer cette commande à notre système, on a utilisé la même structure de commande floue type-1 avec un changement des régulateurs floue type-1 par des régulateurs floue type-2.

La différence réside dans les gains de normalisation (facteurs d'échelles). Le mode de fonctionnement est le même que celui des contrôleurs de courants Le contrôleur flou type-2 (CFT2) utilisé sera schématisé par la figure suivante :

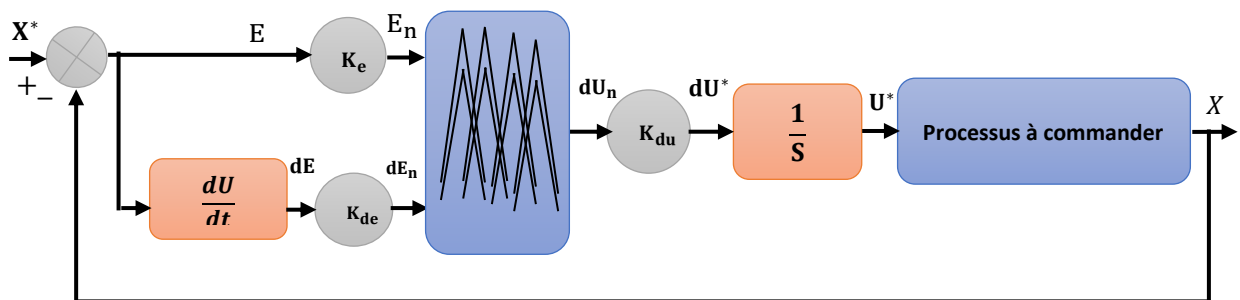


Figure III.8 : Structure de base d'un contrôleur floue type 2

III.4.1.1 Les fonctions d'appartenance

Dans notre travail le contrôleur flou type-2 admet (3-3-5) ensembles flous de forme gaussienne pour l'erreur et la variation de l'erreur et la variable de commande représenté sur les figures suivantes :

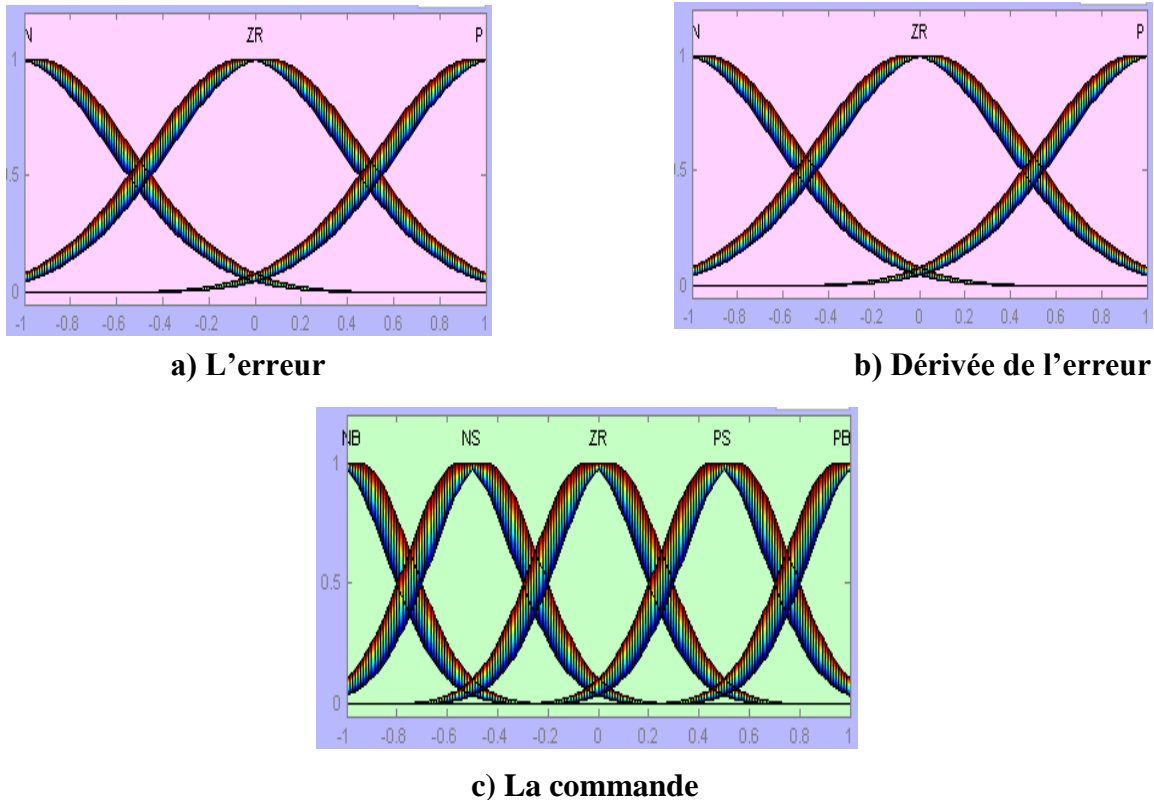


Figure III.9 : Les fonctions d'appartenance pour (e), (Δe) et (Δu)

III.4.1.2 La table des règles de décision

La table des règles dans le cas du type 2 sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau suivant :

Tableau III.2: Table des règles de décision pour le contrôleur flou type 2

La commande		Erreur		
		N	EZ	P
Dérivé de l'erreur	N	NG	NP	PP
	EZ	NG	EZ	PG
	P	NP	PP	PG

III.3.2 Résultats de simulation numérique

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande hybride glissant floue type 2 appliquée sur la MAS. Cette application est réalisée dans les conditions suivantes

Notre machine est alimentée pour entraîner à une vitesse de référence égale à **314 Rad/s** (échelon de consigne) avec une application de couple résistant $C_r = 2 \text{ N.m}$ (échelon de couple de résistance) à l'instant $t = 1 \text{ s}$

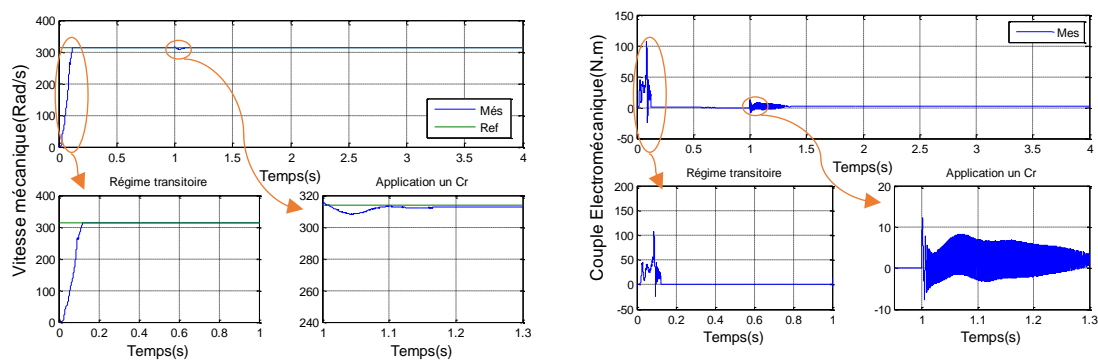


Figure III.10 : Vitesse et couple électromagnétique (hybride glissant flou type 2)

III.4.3 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation obtenus par la figure III.10 montrent clairement que le contrôleur flou type 2 surpasse le contrôleur flou type 1 et commande par mode glissant donc à savoir :

- La vitesse mesurée suit la vitesse de référence sans dépassement malgré la présence des perturbations de charge
- A l'instant de l'application du couple résistant ($t=1 \text{ s}$) on observe qu'une diminution sur la vitesse de mécanique et une regagne rapide sans dépassement par rapport sa référence
- Le couple électromagnétique marque un pic au démarrage, et se stabilise sur la consigne nulle

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'application des trois techniques des commandes (commande par mode glissant, commande hybride glissant flou type 1 et type 2) que sont développées théoriquement précédemment pour contrôler la vitesse mécanique générée par notre moteur asynchrone à cage d'écureuil. Il a été divisé en trois parties à savoir: la première application c'est la commande par mode glissant basée sur des régulateurs glissants, cette méthode assure la robustesse en boucle fermée en tout instant mais se caractérise par

L'inconvénient de broutement (Phénomène de chattering), et pour éliminer ce Inconvénient on faire une hybridation entre la commande par mode glissant et la commande hybride glissant floue type 1 qu'est présenter dans la deuxième application. On à avoir des bons résultats par rapport la commande par mode glissant au côté la stabilité et la précision. Et pour plus d'amélioration on faire dans le troisième application une autre hybridation entre la commande par mode glissant et la commande hybride glissant floue type 2, On à avoir des bons résultats plus stable, plus précise avec un erreur presque nul résultats par rapport les autres, Pour justifier ces résultats on va faire une étude comparative entre ces trois commandes (qualitative et quantitative) dans le chapitre suivant pour le but de conclure la commande la plus performante et la plus efficace pour commander la vitesse de rotation de la MAS.

A decorative border resembling a scroll, with a vertical line on the left and a horizontal line at the top and bottom. The corners are rounded with a scroll-like flourish.

Chapitre IV

**Etude comparative entre les techniques les
commandes développées (CMG, CHGFT1, CHGFT2)**

IV.Introduction

Pour examiner les différentes techniques des commandes développées et synthétisées sur notre moteur asynchrone à cage d'écureuil dans ce mémoire, nous allons faire une étude comparative entre ces commandes. Cette étude a été reprise comparaison qualitative, quantitative et robustesse dans les mêmes conditions des paramètres

Le but de cette partie est réalisation une comparaison entre ces commandes que nous avons présentées dans le chapitre précédent. Cette comparaison est réalisée à partir d'une série de tests qui nous avons appliqué durant les fonctionnements en régime transitoire et régime permanent de notre moteur.

IV.2 Comparaison Qualitative

Cette comparaison est basée sur l'observation des résultats obtenus par la simulation de notre moteur sous l'environnement MATLAB SIMULINK, grâce à l'application des différentes techniques de commandes. Dans cette comparaison, nous avons réalisé le test qui fait par l'implémentation d'une couple résistant ($C_r = 2N.m$) comme une variation externe à l'instant ($t=1s$) et une consigne de vitesse égale la vitesse synchronisme de la MAS (314 rad/s).

IV.2.1 Résultats de simulation numérique du système

Les figures ci-dessous montrent les résultats obtenus par la comparaison qualitative des différentes techniques de commandes réalisées sur notre MAS.

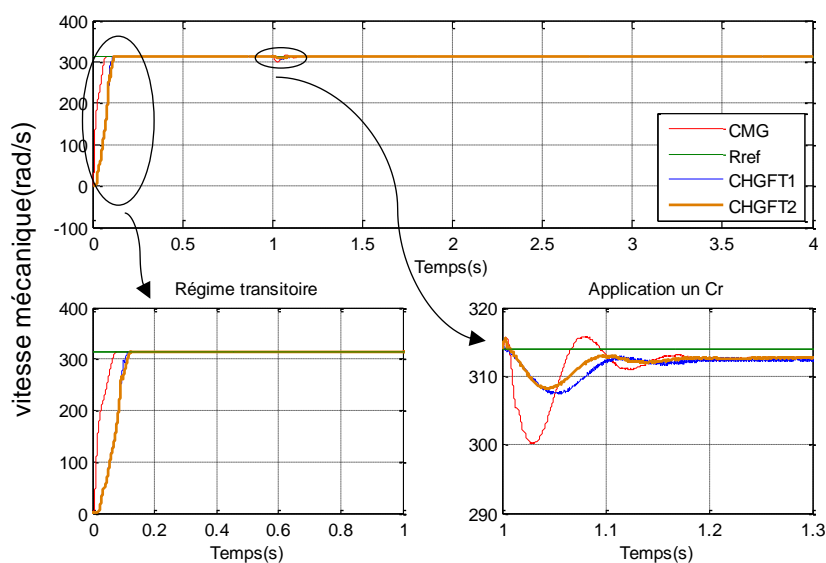


Figure IV.1 : Vitesse mécanique produite pour les trois commandes avec un zoom (variation externe).

IV.2.2 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que la vitesse mécanique suit leur référence dans les trois types de commandes, cependant le temps de réponse, le dépassement, ainsi que la convergence exponentielle des erreurs pour le régime transitoire ou le régime permanent avec une application de variation externe (couple résistant). On remarque que la meilleure valeur de ces derniers sont les valeurs obtenues lors de l'application de la commande hybride glissant floue type 2 qu'on peut considérer comme la commande la plus performante et la plus efficace par rapport aux autres commandes.

IV.3 Comparaison Quantitative

Cette comparaison est basée sur la différence entre les résultats de simulations obtenus par l'application des différentes techniques de commandes développées sur notre système quantitativement (en chiffres), Ce test basé sur quatre critères : l'intégral de l'erreur au carré (ISE), l'intégral de la valeur absolue de l'erreur (IAE), l'intégral du temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur (ITAE), et l'intégral du temps multiplié par l'erreur au carré (ITSE). Les résultats ont été obtenus dans les mêmes conditions. Les critères de performance sont définis mathématiquement par :

- L'intégrale de l'erreur quadratique, définie par :

$$ISE = \int_0^T e^2(t)dt \quad (IV.1)$$

- L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur :

$$IAE = \int_0^T |e(t)|dt \quad (IV.2)$$

- L'intégrale du temps multiplié par la valeur absolue de l'erreur :

$$ITAE = \int_0^T t \cdot |e(t)|dt \quad (IV.3)$$

- L'intégrale du temps multiplié par l'erreur au carré:

$$ITSE = \int_0^T t \cdot e^2(t)dt \quad (IV.4)$$

IV.3.1 Résultats de simulation numérique du système

Les résultats présentés dans le tableau déterminé dans l'intervalle de l'application de variation externe (couple résistant):

Table IV.1 : Étude comparative des commandes développées pour la MAS

G-C	Critère	Les commandes développées sur la MAS		
		Commande par mode glissant	Commande hybride glissant floue type 1	Commande hybride glissant floue type 2
La vitesse mécanique	$ISE = \int_0^{+\infty} e^2 dt$	6.4395	3.0954	1.9248
	$IAE = \int_0^{+\infty} e dt$	1.1318	1.0561	0.7699
	$ITAE = \int_0^{+\infty} t \cdot e dt$	1.3175	1.2712	0.9065
	$ITSE = \int_0^{+\infty} t \cdot e^2 dt$	6.8555	3.5210	2.1318

IV.3.2 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation présentés dans le tableau ci-dessus montrent que la commande hybride glissant floue type 2 est la plus performante par rapport les autres commandes du point de vue minimisation toute les critères (ISE, IAE, ITAE, ITSE) qui nous donne les valeurs les plus faibles.

IV.4 Comparaison robustesse

La dernière comparaison est basée sur une test de robustesse des commandes développées où une étude de l'influence des variations paramétriques (variation interne) de la MAS sur les performances de celles-ci est menée. Sachant que dans un système réel, ces paramètres sont soumis à des variations entraînées par différents phénomènes physiques comme échauffement des résistances, saturation des inductances ... etc. Dans ce cas, on a fait le test de variation de la résistance rotorique (R_r) par multiple sa valeur nominale en 2 et divise la valeur de l'inductance(L_r) par 2, pour appliquer cette comparaison nous allons décomposer notre modèle d'état de la machine qui existe dans le **chapitre I** l'équation (I.30)

IV4.1 Modèle d'état pour appliquer un test de robustesse

Pour appliquer le test de robustesse, le modèle d'état est décomposé comme suit :

$$[\dot{X}] = \left((\lambda \cdot [A_{11}] + \frac{\Gamma}{T_r} [A_{12}] + \frac{M}{T_r} [A_{13}] - \frac{1}{T_r} [A_{14}]) + [A_2] \cdot \omega_r + (\Gamma [A_{31}] + [A_{32}]) \omega_s \right) \cdot [X] + B[U] \quad (IV.5)$$

$$[A_1] = \lambda \cdot [A_{11}] + \frac{\Gamma}{T_r} [A_{12}] + \frac{M}{T_r} [A_{13}] - \frac{1}{T_r} [A_{14}] \quad (IV.6)$$

Chapitre IV Etude comparative entre les techniques les commandes développées (CMG, CHGFT1, CHGFT2)

$$[A_1] = \lambda \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{\Gamma}{T_r} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{M}{T_r} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \frac{1}{T_r} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.7})$$

$$[A_2] = \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

$$[A_3] = \left(\Gamma \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \right) \cdot \omega_s \quad (\text{IV.9})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.10})$$

Ou bien :

$[X] = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr}]^T$: vecteur d'état

$[U] = [V_{ds} \quad V_{qs}]$: vecteur de commande.

$[A_1], [A_2], [A_3]$: Matrices d'état décomposer du système de la MAS.

$[B]$: Matrice de système de commande.

Et :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

IV.4.2 Résultats de simulation qualitativement

Dans cette comparaison, nous avons représenté la courbe de la vitesse mécanique pour avoir la robustesse des commandes proposées. Les résultats de simulations sont présentés par la figure suivante :

La variation des paramètres sera appliquée entre les instants $t = 1.5s$ et $t = 2.5s$.

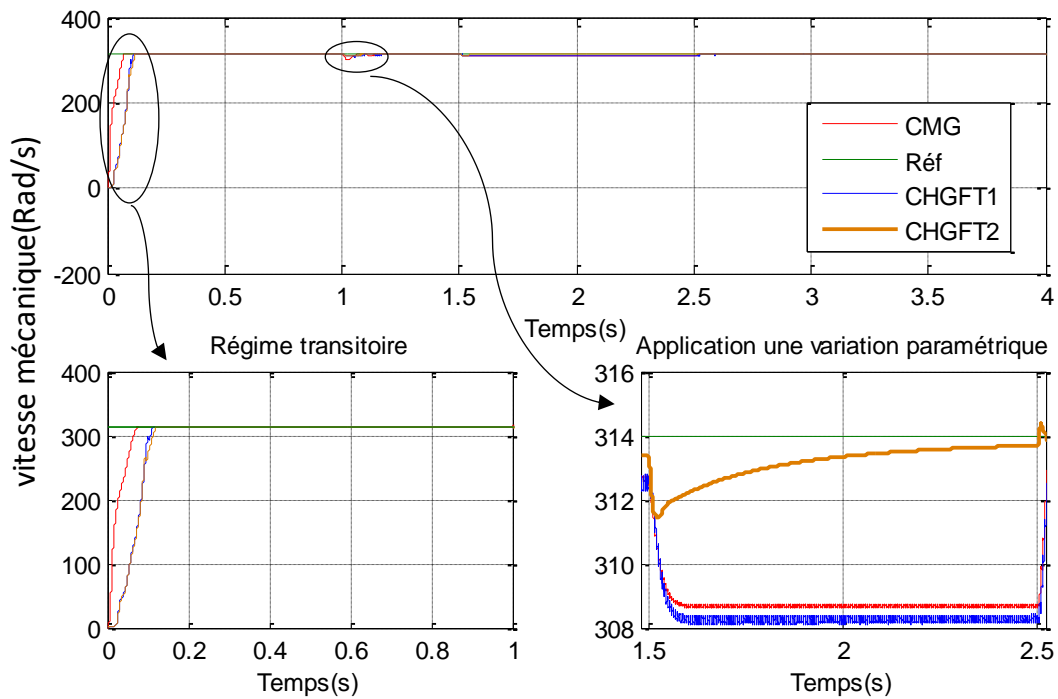


Figure IV.2 : Vitesse mécanique produite pour les trois commandes avec un zoom (variation interne).

IV.4.3 Interprétation des résultats

Après la résultats de simulation, nous avons visualisé que la commande proposée à base des régulateurs flous type 2 présentent une forte robustesse et assurent des bonnes performances même en présence des variations paramétriques (R_r) remarquables, cependant la commande par mode glissant donne bon résultat par rapport la commande hybride glissant floue 1 pour la variation paramétriques, mais la variation paramétrique extérieur on remarque que la résultat de la commande hybride glissant floue 1 est performant par rapport la commande par mode glissant.

IV.4.4 Résultats de simulation quantitativement

Le tableau suivant représenter les valeurs de comparaison pour une test robustesse entre les trois commandes développées :

Table IV.2 : Comparaison robustesse des commandes développées pour la MAS

G-C	critère	Les commandes développées sur la MAS		
		Commande par mode glissant	Commande hybride glissant floue type 1	Commande hybride glissant floue type 2
La vitesse mécanique	$ISE = \int_0^{+\infty} e^2 dt$	27.5393	31.7864	1.0628
	$IAE = \int_0^{+\infty} e dt$	5.2248	5.6102	0.8678
	$ITAE = \int_0^{+\infty} t \cdot e dt$	10.4993	11.2742	1.5902
	$ITSE = \int_0^{+\infty} t \cdot e^2 dt$	55.4868	64.0343	1.8109

IV.4.2 Interprétation des résultats

Les résultats présentés dans le tableau ci-dessus montrent clairement que les valeurs de la commande hybride glissant floue type 2 est la commande la plus robuste par rapport les autres techniques

IV.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procédé à une étude comparative entre les différentes commandes appliquées sur la MAS. Pour ce faire, nous avons utilisé trois comparaisons fondamentales : qualitative, quantitative et robustesse, cette comparaison permet nous choisir le meilleur technique qui donne les bons résultats et performants à partir l'application de ces séries des tests.

Les résultats obtenus ont été données sous forme des tableaux et des courbes montrent bien qui la commande hybride glissant floue type 2 est plus performante et la plus robuste sur notre système considéré par rapport les autres commandes en présence et absence des variations externes ou internes.



Conclusion générale

Conclusion générale

Le but de ce travail concerne l'étude, la modélisation et la commande de moteur asynchrone à cage d'écuréuil. Pour cela, une modélisation de cette machine et leurs convertisseurs a été menée. Ces modèles ont été utilisés pour l'élaboration de plusieurs techniques de commandes pour assurer un contrôle précis et continu de puissance mécanique produite tout en garantissant une stabilité, une rapidité de poursuite avec une erreur statique presque nul. Cela a permis d'obtenir un rendement élevé du notre machine et une qualité de transfert optimale.

Les principaux volets de ce travail sont résumés comme suit:

Dans le premier chapitre, nous avons entamé ce travail par un rappel théorique sur la MAS (son historique, sa structure, son principe de fonctionnement, ainsi que ses avantages et ses inconvénients). Ensuite, la modélisation de cette machine et son alimentation triphasée (onduleur MLI à deux niveaux en série avec un redresseur non commandé) qui permettra l'application des commandes destinées au contrôle le flux énergétique mécanique Sur ce modèle global (MAS et leurs convertisseurs), on a proposé trois techniques de commandes qui ont été détaillées théoriquement dans le deuxième chapitre et appliqué sur le troisième chapitre pour contrôler indépendamment l'échange des puissances convertir à savoir: la commande par mode glissant, hybride glissant floue type 1 et en fin la commande hybride glissant floue type 2. Les résultats de simulation numérique obtenus lors de l'application de ces commandes sur notre moteur montrent l'efficacité de ces derniers implémentés.

Finalement dans le dernier chapitre nous avons fait une étude comparative entre les différentes techniques de commandes développées, cette étude de comparaison est réalisée à partir d'une série de tests que nous avons effectués durant les fonctionnements transitoire et permanent du notre machine. Les résultats de cette étude ont affirmé ceux de la simulation de l'asservissement de puissance mécanique el la commande la plus efficace.

Suggestions et perspectives

Suite à cette étude, quelques suggestions et perspectives peuvent être faites afin de pouvoir contribuer si possible à l'amélioration du fonctionnement du système considéré, à savoir:

- L'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs tels que trois et cinq niveaux pour alimenter notre machine.
- L'utilisation des nouvelles techniques plus développées ou hybride.
- L'implémentation expérimentale des différents algorithmes de commandes proposés.

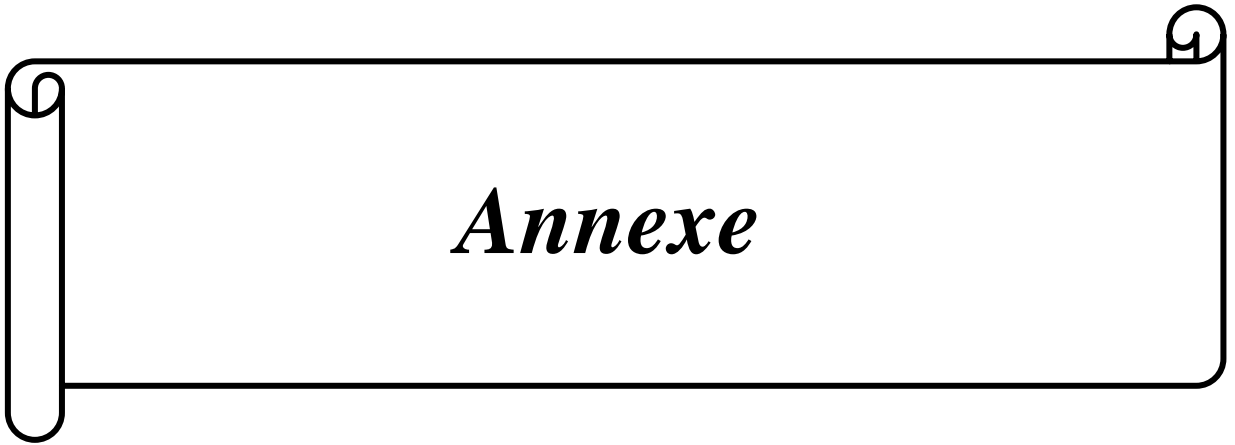


Bibliographie

- [ABD 11] Houaria, A., 2011. Commande par mode de glissement d'une machine asynchrone à double alimentation (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologi).
- [ABD 07] Boumediene, A., 2007. Recherche et développement de nouvelles approches de commandes d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension (Doctoral dissertation).
- [AIS 20] AISSOU, A., 2020. Commande DTC D'un Moteur Asynchrone à cage Alimenté Par Un Onduleur à Sept Niveaux (Doctoral dissertation, Univ M'sila).
- [BEN 12] Rachid, B., 2012. Commande par mode glissant de la machine asynchrone (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri).
- [BEL 05] Belhamdi, S., 2005. Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone (Doctoral dissertation, Université Mohamed Khider-Biskra).
- [BEN 10] Benalia, L., 2010. Commande en tension des moteurs à induction double alimentés (Doctoral dissertation, Université de Batna 2).
- [BOU 20] Abdehakim, et al.2020 "Simulation et commande d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil." (Master Académique, Université Echahid Hamma Lakhdar. El Oued).
- [CHI 08] Chikhi, A., 2008. Commande directe du couple du moteur asynchrone-apport de la logique floue (Doctoral dissertation, Université de Batna 2).
- [DRA 09] Drareni, R. and Ouahrani, Z., 2009. Commande d'un aérogénérateur à base d'une machine asynchrone à cage connectée au réseau à travers un convertisseur AC-DC-AC (Doctoral dissertation).
- [EYO 18] Eyoh, I., 2018. Interval type-2 Atanassov-intuitionistic fuzzy logic for uncertainty modelling (Doctoral dissertation, University of Nottingham).
- [FER 11] Ferahtia, A., 2011. Commande hybride de la machine asynchrone (Doctoral dissertation).
- [FDI 05] Sabrina, F.A.I.D., 2005. Commande par la logique floue de la machine synchrone a aimants permanents (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila).
- [HAM 15] Adil, M.H. and Abdelkader, M.N., 2015. Modélisation numérique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil. Mémoire du Projet de fin d'étude..
- [HER 22] A. Herizi and R. Rouabhi, "Hybrid Control Using Sliding Mode Control with Interval Type-2 Fuzzy Controller of a Doubly Fed Induction Generator for Wind Energy Conversion," *Int. J. Intell. Eng. Syst.*, vol. 15, no. 1, 2022.
- [HER 18] A. Herizi, A. Bouguerra, S. Zeghlache, and R. Rouabhi, "Backstepping control of a doubly-fed induction machine based on fuzzy controller," *Eur. J. Electr. Eng.*, vol. 20, no. 5–6, pp. 645–657, 2018.
- [HER 20] A. Herizi, A. Bouguerra, S. Zeghlache, R. Rouabhi, H. E. Smaini, and R. Mahmoudi, "Type-2 Sugeno fuzzy logic inference system for speed control of a doubly-fed induction motor," in *1st International Conference on Digitization and its Applications, M'sila, Algérie, 2020*.
- [KEC 17] Ridha, K.E.C.H.I.D.A., 2017. Doctorat en sciences: Electrotechnique (Doctoral dissertation, Université de Tébessa).

- [KEL 07] Samira, K.M., 2007. Amélioration de la Qualité d’Energie Délivrée Par Un Onduleur Multiniveaux Alimentant Une Machine Asynchrone A Cage (Doctoral dissertation, Thèse De Doctorat, Département d’Electrotechnique).
- [KER 16] Samir, K. and Slimane, B.O.U.R.A.S., 2016. Contribution à la surveillance et au diagnostic des défauts de la machine asynchrone (Doctoral dissertation, Thèse Présentée en vue de l’obtention du diplôme de Doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba).
- [KHE 11] KHEMIS, A., 2011. Application de la logique floue type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone (Doctoral dissertation, Université Mohamed Khider Biskra).
- [KAR 21] KARI, M.Z., 2021. Thèse de Doctorat: Contribution des techniques d’observation non linéaires à la commande tolérante aux défauts capteurs d’un moteur asynchrone (Doctoral dissertation).
- [LAL 20] LALLOUANI, H., 2020. Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile (Doctoral dissertation, Univ M'sila).
- [LAK 12] Djaghдали, L., 2012. Commande prédictive directe du couple de la machine asynchrone (Doctoral dissertation, Université Mohamed Khider-Biskra).
- [LOU 17] LOUKAL, K., 2017. Commande robuste des machines asynchrones a double alimentation a base des systèmes flous type deux (Doctoral dissertation, Université de M'sila).
- [OUR 93] Ourth, T., 1993. Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur. *Journal de physique III*, 3(6), pp.1123-1133.
- [ROU 14] R. Rouabhi and A. Djerioui, “POWER GENERATED BY VARIABLE SPEED WIND TURBINE DRIVING A DOUBLY FED INDUCTION GENERATOR,” *J. Electr. Eng.*, vol. 14, no. 3, p. 7, 2014.
- [ROU 15] R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Chouder, and A. Djerioui, “Hybrid backstepping control of a doubly fed wind energy induction generator,” *Mediterr. J. Meas. Control*, vol. 11, no. 1, pp. 367–376, 2015.
- [ROU 15] R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Chouder, and A. Djerioui, “Power quality enhancement of grid connected doubly-fed induction generator using sliding mode control,” *Int. Rev. Electr. Eng.*, vol. 10, no. 2, pp. 266–276, 2015.
- [ROU 16] R. Rouabhi, “Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée.” Université de Batna 2, 2016.
- [ROU 17] R. RIYADH, “Contrôle des puissances générées par un système éolien à vitesse variable basé sur une machine asynchrone double alimentée. Doctorat thesis (2016), Université de Batna 2.,” 2017.
- [ROU 19] R. Rouabhi, R. Abdessemed, A. Herizi, and B. Moustafad, “Comparative Study Between Two Control Techniques Applied on the Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM),” *J. homepage http://iieta.org/journals/ama_c*, vol. 74, no. 2–4, pp. 51–58, 2019.
- [SAI 21] Abderezak, S.A.I.D.I., 2022. Contribution à la Commande hybride: Mode glissant-floue de la machine à induction double alimentée. Doctorat thesis (2021), Université de Batna 2.

- [SEM 91] B. Lemaire-Semail, F. Bouillault, and A. Razeq, “Modélisation et commande vectorielle d’un moteur asynchrone saturé avec contrôle dynamique du flux,” *J. Phys. III*, vol. 1, no. 9, pp. 1509–1528, 1991.
- [SOU 20] Soukkou, H., Douieb, Y. and Bounar, N.E., 2020. Commande par mode glissant de la machine asynchrone (Doctoral dissertation, Université de Jijel).
- [ZEM 13] Abderrahim, Z.E.M.M.I.T., 2013. Commandes en Tension d’un Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila).



Annexe

Caractéristique de la machine asynchrone à cage d'écureuil

Fréquence	f	50	HZ
Puissance nominale	P	0.79	KW
Vitesse nominale	n	1500	tr/min
Tension nominale	U_{sn}	220/380	V
Couple résistant	C_r	2	Nm

Paramètre de de la machine asynchrone à cage d'écureuil

Résistance d'une phase statoriques	R_s	10	Ω
Résistance rotorique	R_r	6.3	Ω
Nombre de Pôles	P	2	
Inductance statorique	L_s	0.4642	H
Inductance rotorique	L_r	0.4612	H
Coefficient de frottement	f_v	0	Nm/ (rad/s)
Le moment d'inertie	J	0.02	Kg/m^2