

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE.

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET

N° :



DOMAINE : SCIENCE ET TECHNOLOGIE

FILIERE : AUTOMATIQUE

OPTION : AUTOMATIQUE ET SYSTEME

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master**

Par :

MAHDI mouhammed taqy eddin et DOUGHA imad eddin

Intitulé :

Commande par la logique floue type-2 d'un moteur

BLDC

Soutenu devant le jury composé de :

LOUKAL Keltoum	Université Mohamed Boudiaf de Msila	Président
BOUGUERRA Abderrahmen	Université Mohamed Boudiaf de Msila	Rapporteur
ROUABHI Riyadh	Université Mohamed Boudiaf de Msila	Examineur

Année universitaire : 2019 /2020

Remerciements

Tout d'abord merci à Dieu qui nous a donnés la force pour terminer ce travail

Nous tenons à remercier vivement notre encadreur Monsieur BOUGUERRA Abderrahmen pour son esprit scientifique et compréhensif, qui a consacré beaucoup de son temps à notre travail et nous a beaucoup aidés avec ses conseils et surtout ses critiques objectives.

Et nous remercions beaucoup monsieur Dilmi Izzedine qui a fait tout son possible pour nous aider dans notre travaille.

Nos vifs remerciements vont aussi aux membres du jury qui ont accepté de juger ce modeste travail.

Enfin nous ne manquerons pas de remercier nos parents qui nous ont accompagné moralement et matériellement tout au long de notre parcours.

Table des Matières

	Page
Remerciement	i
Table des Matières	ii
Liste des figures	iii
Liste des notions et symboles	iv

Introduction générale

Introduction générale	02
------------------------------------	-----------

Chapitre I : Généralités sur les moteurs BLDC

I.1 Introduction.....	6
I.2 Moteur a courant continue sans balais.....	6
I.3 Historique des moteur BLDC	6
I.4 Les domaines d’application pour les moteurs BLDC.....	9
I.5 Constitutions de moteur BLDC.....	9
I.6 Système de détection de position du rotor.....	10
I.6.1 Capteur d’élément de Hall.....	10
I.6.2 Principe de détection de position	11
I.7 Principe de fonctionnement de Moteur BLDC.....	12
I.8 Caractéristique du BLDC	13
I.9 Les différents types de moteurs brushless.....	14
I.9.1 Moteurs brushless outrunner	14
I.9.2 Moteurs brushless inrunner.....	14

Table des Matière

I.9.3 Moteurs brushless disques.....	15
I.10 Type de fonctionnement	15
I.10.1 Cas Idéal.....	15
I.10.2 Cas réel.....	16
I.11 L'alimentation électronique du BLDC.....	16
I.11.1. Commutateur de puissance	17
I.11.1.1 Alimentation unidirectionnelle	17
I.11.1.2 Alimentation bidirectionnelle	18
I.11.1.3 Logique de commande	19
I.12 Avantages et inconvénients.....	20
I.12.1 Les avantages	20
I.12.2 Les inconvénients.....	20
I.13 Conclusion.....	21

Chapitre II : Modélisation du moteur BLDC

II.1. Introduction	23
II.2. Les Équations Électrique et Mécanique du Moteur BLDC.....	23
II.2.1 Les Équations Électrique.....	23
II.2.2 La Force Électromotrice.....	26
II.2.3 L'Équation Mécanique du Mouvement.....	27
II.2.3.1 Vitesse du Moteur.....	27
II.2.3.2 Couple Électromagnétique.....	28
II.3 Modèle de l'ensemble Machine-Commutateur Electronique.....	28
II.3.1 Mode Moteur.....	28

Table des Matière

a. Modèle du BLDC Pour le Fonctionnement dans le Sens de Rotation Direct.....	29
a.1 Expressions des Forces Electromotrices.....	31
a.2 Expressions des Courants de Phase.....	32
II.4 Résultats de Simulation	41
II.4.1 Simulation en Boucle Ouverte.....	41
II.4.1.1 Paramètres du Moteur Choisi pour la Simulation.....	41
II.4.1.2 Résultats en Régime Statique.....	42
II.4.1.3 Démarrage du Moteur.....	43
II.5. Conclusion.....	45

Chapitre III : La commande par la logique flou type 1

III.1 Introduction	47
III.2 Historique de la logique floue	47
III.2.1 Apparition de la logique floue.....	47
III.2.2 Premières applications	47
III.2.3 Développement	48
III.3 Avantages et inconvénients de la logique floue	48
III.4 Principe de la logique floue	49
III.4.1 Ensembles flous	49
III.4.2 Concept de la logique floue.....	49
III.4.3 Variables linguistiques.....	50
III.4.4 Univers du discours.....	50
III.4.5 Fonction d'appartenance	50
III.4.6 Relations floues	51
III.4.6.1 Conjonction.....	51

Table des Matière

III.4.6.2 Disjonction floue.....	51
III.4.6.3 Implication floue.....	51
III.4.7 Types de systèmes flous.....	51
III.4.8 Règles floues	52
III.4.9 Caractéristiques d'un Système d'Inférence Flou	52
a. Caractéristiques structurelles	52
b. Caractéristiques paramétriques	52
III.5 Mécanisme d'inférence flou	53
III.6 Structure générale d'une commande floue	54
III.7 Applications au Moteur à Courant Continu Sans Balais (BLDCM)	54
III.7.1 Définition des fonctions d'appartenance	56
III.7.2 Base de Règle	58
III.7.3 Défuzzification.....	59
III.8 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse.....	60
III.9 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse.....	63
III.10 Conclusion.....	66

Chapitre IV : La commande par la logique flou type 2

IV.1 Introduction.....	68
IV.2 Pourquoi on opte pour le deuxième type de la logique floue.....	68
IV.3 Principe de la logique floue type 2.....	69
IV.3.1 Les ensembles floue type2	69
IV. 3.2 Gaussien type-2.....	70
IV.3.3 Intervalle type-2	70

Table des Matière

IV.3.4 Empreinte de l'incertitude.....	70
IV.3.5 Fonctions d'appartenance supérieure et inférieure.....	71
IV.4 Opérations des ensembles flous de type 2.....	73
IV.4.1 Union d'ensembles flous de type 2.....	74
IV.4.2 Intersection d'ensembles flous de type 2.....	75
IV.4.3 Complément d'un ensemble flou de type 2.....	76
IV.5 Systèmes flous de type 2	77
IV.5.3 Moteur d'inférence.....	78
IV.5.4 Réducteur de type.....	80
IV.5.4.1 Réduction de type Karnik-Mendel.....	80
IV.5.4.2 Algorithmes de réduction de type optimisés.....	82
IV.5.6 défuzzification.....	83
IV.6 Applications au Moteur à Courant Continu Sans Balais (BLDCM).....	83
IV.7 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse.....	85
IV.8 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse.....	88
IV.9 Conclusion.....	91
Conclusion générale.....	93
Références.....	96
Annexe.....	102
Résumer.....	103

Liste des figures

	Page
Fig.I.1 : Moteur à courant continue sans balais.....	6
Fig.I.2 : parties principales du moteur BLDC : (a)Machine synchrone, (b) Circuit de commutation électronique, source DC.....	10
Fig.I.3 : L'effet de hall.....	11
Fig.I.4 : Quelque type des éléments de hall.....	11
Fig.I.5 : circuit équivalent pour l'élément de hall.....	12
Fig.I.6 : Exemple de situation de commutation.....	12
Fig.I.7 : Fonctionnement de l'onduleur et du moteur brushless.....	13
Fig.I.8 : Rotor et stator d'un moteur brushless outrunner.....	14
Fig.I.9 : Moteurs brushless inrunner.....	15
Fig.I.10 : Moteurs brushless disque.....	15
Fig.I.11 : FEMs et les courants de phases du moteur BLDC.....	16
Fig.I.12 : Couple du moteur et les intervalles de conduction.....	16
Fig.I.13 : Structure générale de l'alimentation d'un moteur BLDC.....	17
Fig.I.14 : Alimentation unidirectionnelle.....	18
Fig.I.15 : Alimentation bidirectionnelle d'un moteur en étoile.....	18
Fig.I.16 : Signaux de commande pour une alimentation bidirectionnelle triphasée.....	19
Fig.I.17 : Génération des impulsions pour une alimentation bidirectionnelle triphasée...	20
Fig.II.1 : structure d'un moteur BLDC	24
Fig.II.2 : Modèle électrique simplifié du moteur BLDC.....	25
Fig.II.3 : formes typiques des courants et des FEMs.....	27
Fig.II.4 : Modèle linéaire mécanique.....	27
Fig.II.5 : Ensemble moteur-commutateur.....	28
Fig.II.6 : Méthode d'élaboration des signaux de commande des transistors.....	29
Fig.II.7 : signaux à effet hall pour les sens direct.....	30
Fig.II.8 : Signaux des transistors pour les sens direct	30
Fig.II.9 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur	33
Fig.II.10 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	35

Liste des figures

Fig.II.11 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	35
Fig.II.12 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	36
Fig.II.13 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	36
Fig.II.14 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	37
Fig.II.15 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	38
Fig.II.16 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	38
Fig.II.17 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	39
Fig.II.18 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	40
Fig.II.19 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	40
Fig.II.20 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	41
Fig.II.21 : Signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes pour les sens de rotation direct.....	42
Fig.II.22 : Courant i_d en régime statique pour le sens direct et inverse.	42
Fig.II.23 : Courants de phases avec les FEMs en régime statique dans le sens direct.....	43
Fig.II.24 : Courant i_d en régime de démarrage dans le sens direct.	43
Fig.II.25 : Vitesse du moteur en régime de démarrage pour le sens de rotation direct.	44
Fig.II.26 : Courants i_a, i_b, i_c des phases en régime de démarrage pour le sens de rotation direct.....	44
Fig.II.27 : Couple C_e du moteur en régime de démarrage pour le sens de rotation direct.....	44
Fig.II.28 : Courant de phase i_a et FEM e_a en régime de démarrage dans le sens direct	45
Fig.III.1 : Formes des fonctions d'appartenances.	50
Fig.III.2 : Structure d'un système flou.	54
Fig.III.3 : Schéma de principe pour la commande du moteur BLDC.	55
Fig.III.4 : Fuzzification des entrées $e_w, \Delta e_w$	56
Fig.III.5 : Fuzzification des entrées $e_c, \Delta e_c$	57
Fig.III.6 : Fonctions d'appartenance pour le courant de référence i_{ref} . Ensembles flous de la sortie.....	57
Fig.III.7 : Fonctions d'appartenance pour la commande u_c	58
Fig.III.8 : Relation entre les entrées et les sorties pour la boucle de vitesse.....	59
Fig.III.9 : Relation entre les entrées et les sorties pour la boucle de courant	6

Liste des figures

Fig.III.10 : Forme des signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes dans le sens direct.	60
Fig.III.11 : Forme des 3 courants de phases	61
Fig.III.12 : Forme de la vitesse de moteur	61
Fig.III.13 : Le courant continu avec la consigne calculé par le régulateur flou de vitesse...61	
Fig.III.14 : Couple du moteur C_e	62
Fig.III.15 : Forme de courant de phase i_a avec FEM e_d dans le sens direct et inverse...62	
Fig.III.16 : Formes de la vitesse.	63
Fig.III.17 : Forme de courant.	63
Fig.III.18 : Formes de la vitesse.....	64
Fig.III.19 : Forme de courant.	64
Fig.III.20 : Formes de la vitesse.	65
Fig.III.21 : Forme de courant.	65
Fig.IV.1 : Vue tridimensionnelle d'une fonction d'appartenance de type 2.....	70
Fig.IV.2 : Empreinte de l'incertitude d'un échantillon de fonction d'appartenance gaussienne de type 2.....	71
Fig.IV.3 : Un ensemble flou de type 2 représentant un ensemble flou de type 1 avec un écart type incertain.....	72
Fig.IV.4 : Un ensemble flou de type 2 représentant un ensemble flou de type 1 avec une moyenne incertaine. La moyenne est incertaine dans l'intervalle [0.4, 0.6].....	72
Fig.IV.5 : Un ensemble flou de type 2 dans lequel la qualité d'appartenance de chaque point de domaine est un ensemble gaussien de type 1.....	73
Fig.IV.6 : Deux exemples de fonctions d'appartenance gaussienne de type 2.....	75
Fig.IV.7 : Union des deux fonctions d'appartenance gaussiennes.....	75
Fig.IV.8 : Intersection de deux fonctions d'appartenance gaussiennes de type 2.....	75
Fig.IV.9 : Structure du système de logique floue de type 2.....	77
Fig.IV.10 : Représentation de l'opération entre l'entrée singleton et les antécédents d'un FLS de type 2 à l'aide d'un opérateur de norme t (minimum ou produit)	78
Fig.IV.11 : Opérations d'inférence de Mamdani à l'aide de FS de type 2.....	79

Liste des figures

Fig.IV.12 : Procédure d'agrégation des ensembles flous de type 2 déclenchés par les conséquents, après avoir utilisé l'implication minimale de Mamdani.....	79
Fig.IV.13 : Point de commutation dans le calcul y_l et y_r	81
Fig.IV.14 : Fuzzification des entrées $e_w, \Delta e_w$	84
Fig.IV.15 : Fuzzification des entrées $e_w, \Delta e_w$	84
Fig.IV.16 : Fonctions d'appartenance pour le courant de référence i_{ref}	85
Fig.IV.17 : Fonctions d'appartenance pour la commande u_c	85
Fig.IV.18 : Forme des signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes.....	86
Fig.IV.19 : Forme des 3 courants de phases	86
Fig.IV.20 : Forme de la vitesse de moteur	87
Fig.IV.21 : les courant continue avec la consigne calculé par le régulateur flou de vitesse.....	87
Fig.IV.22 : couple du moteur C_e	87
Fig.IV.23 : Forme de courant de phase i_a avec FEM e_d dans les sens direct et inverse.....	87
Fig.IV.24 : Forme de vitesse.....	88
Fig.IV.25 : forme de courant.....	89
Fig.IV.26 : forme de la vitesse.....	89
Fig.IV.27 : forme de courant.....	89
Fig.IV.28 : forme de la vitesse.....	90
Fig.IV.29 : forme de courant.....	90

Liste des notions et des symboles

SIF : Système d'Inférence Flou

EMF : electromotive force

MAC : machine a courant continue

PMSM : permanent magnet synchronous motor

IGBT : insulated gate bipolar transistor

IGCT : integrated gatecommutated thyristor

MCU : microcontroller units

DSP : digital signal processors

FPGA : field programmable gate arrays

CPLD : complex programmable logic devices

ADRC : active disturbance rejection control

FEMs : forces électromotrices

T2 FLC : type 2 fuzzy logic controller

T2 FS : type 2 fuzzy system

MF : membeship fanchion

IT2 FLC : interval type 2 fuzzy logic system

FLC : fuzzy logic system

TR : réduction de type

FS : fuzzy system

a : La première phase de la machine.

b : La deuxième phase de la machine.

c : La troisième phase de la machine.

K_h : La constante de Hall.

V_h : La tension de Hall.

B : Le champ magnétique d'induction.

T_1 : Le premier transistor de la parie supérieur du commutateur

T_2 : Le deuxième transistor de la parie supérieur du commutateur.

T_3 : Le troisième transistor de la parie supérieur du commutateur.

Liste des notion et symboles

- T'_1 : Le premier transistor de la partie inférieure du commutateur.
- T'_2 : Le deuxième transistor de la partie inférieure du commutateur.
- T'_3 : Le troisième transistor de la partie inférieure du commutateur.
- D_1 : La première diode de la partie supérieure du commutateur.
- D_2 : La deuxième diode de la partie supérieure du commutateur.
- D_3 : La troisième diode de la partie supérieure du commutateur.
- D'_1 : La première diode de la partie inférieure du commutateur.
- D'_2 : La deuxième diode de la partie inférieure du commutateur.
- D'_3 : La troisième diode de la partie inférieure du commutateur.
- e_a : La force électromotrice induite dans la phase **a**.
- e_b : La force électromotrice induite dans la phase **b**.
- e_c : La force électromotrice induite dans la phase **c**.
- E_p : La valeur crête de la Fem.
- θ : Angle électrique.
- θ_r : Angle mécanique.
- p : Nombre de paires de pôles du rotor.
- w_r : La vitesse angulaire du rotor.
- C_e : Le couple électromagnétique développé.
- C_r : Le couple de résistant.
- k_e : Le coefficient de la force électromotrice,
- f : Le coefficient de frottement.
- J : Le moment d'inertie.
- L : L'inductance propre de phase
- M : Le mutuel inductance
- R : La résistance de phase
- i_a : Le courant dans la phase a.
- i_b : Le courant dans la phase b.
- i_c : Le courant dans la phase c.
- v_a : La tension aux bornes de la phase a.
- v_b : La tension aux bornes de la phase b.
- v_c : La tension aux bornes de la phase c.

Liste des notion et symboles

i_d : Le courant continu à l'entrée du commutateur.

u_d : La tension à l'entrée du commutateur.

$\vec{\varphi}_M$: Le vecteur de flux magnétique créé par l'aimant permanent.

$\vec{\varphi}$: Vecteur de flux magnétique créé par les trois phases.

\vec{V} : Vecteur des tensions des trois phases.

\vec{I} : Vecteur des courants des trois phases.

T_m : La constante mécanique du moteur.

T_e : La constante électrique du moteur.

f_d : Fréquence de découpage.

T : Période de découpage de l'hacheur.

u_T : La porteuse triangulaire.

e_w : L'erreur de vitesse

Δe_w : La variation de l'erreur de vitesse

e_c : L'erreur de courant

Δe_c : La variation de l'erreur de courant

Introduction générale

Introduction générale

Les trois machines " à courant continu, synchrone et asynchrone " ont de tout temps servi les besoins de l'industrie traditionnellement, ces machines électriques ont été commandées manuellement et les équipements pour ces opérations sont complexes et coûteux. [1]

Le développement rapide dans la technologie de la microélectronique, l' électronique de puissance, les lois de commande et surtout dans le domaine des matériaux magnétiques, a permis au moteur synchrone à aimant permanent (MSAP, en anglais Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) de remplacer le moteur asynchrone et le moteur à courant continu dans de nombreuses applications industrielles, comme: les outils de fabrication à haute résolution, la robotique et les lecteurs de disque dur [2 , 3, 4]. La popularité des MSAP vient de leurs avantages par rapport aux moteurs à courant continu et aux moteurs asynchrones, comme : leur faible bruit, faible inertie, rapport couple/courant élevé, efficacité élevée, robustesse, et leur faible coût de maintenance [3, 4]. Cependant, les non linéarités et les incertitudes internes et externes de la MSAP représentent de sérieux obstacles pour le contrôle en vitesse d'une MSAP.

Dans la commande des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques des systèmes sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.[1] Suite aux développements des calculateurs numériques, les automaticiens commencent à s'intéresser aux nouvelles approches de commande telles que la commande adaptative, la commande prédictive, la commande robuste, ainsi que les techniques basées sur l'intelligence artificielle par exemple la commande par logique floue.[4]

Cette commande est à l'heure actuelle une des préoccupations des chercheurs dans le monde. Les systèmes d'inférence flous possèdent deux points forts ; le premier est qu'ils sont généralement construits à partir de la connaissance humaine, et le deuxième réside dans leur capacité descriptive due à l'utilisation des variables linguistique. Le but de ce travail est de concevoir un contrôleur flou pour la commande des machines à courant continu.[4]

La logique floue classique appelée aujourd'hui logique floue type-1 a été généralisée vers une nouvelle logique floue appelée logique floue type-2. Ces dernières années, Mendel et ses

collègues ont beaucoup travaillé sur cette nouvelle logique [5][6][7][8][9], ils ont bâti son fondement théorique, et ils ont démontré son efficacité et sa supériorité par rapport à la logique floue type-1.

La logique floue type-2 est très efficace dans les circonstances où il est très difficile de déterminer des fonctions d'appartenance exactes pour un système flou, par conséquent, cette nouvelle logique va nous permettre d'incorporer des incertitudes dans les règles, ce qui va agir positivement sur la sortie du système.

L'objectif principal de ce travail est de développer des commandes non linéaires de machine BLDC.

Dans ce but, le travail à effectuer comporte :

- introduction sur les moteurs BLDC ;
- Modélisation de la machine BLDC triphasée dans un fonctionnement moteur pour le sens rotation direct ;
- Application de la commande non -linéaire à la machine BLDC ;

Notre travail est organisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré au moteur BLDC. Dans ce chapitre, nous exposons les composants, Les différents types, le principe de fonctionnement de ce moteur et sa caractéristique.

Le deuxième chapitre est déterminé au modèle continu du moteur BLDC. En premier lieu, nous présentons le modèle pour l'alimentation à deux phases, par la suite nous développons le modèle pour l'alimentation à trois phases. Les résultats de la simulation numérique permettent la validation des modèles présentés.

Dans le troisième chapitre nous appliquons la commande par la logique floue à la machine BLDC. Nous introduisons les notions de base de la logique floue et son application à la commande des systèmes, et nous appliquons cette commande à la machine BLDC.

Dans le quatrième chapitre on donne des généralités et des notions de la commande par la logique floue type 2 et la raison de sa supériorité sur le premier type après ça on applique cette commande à notre moteur

Introduction générale

Ce mémoire se termine par une conclusion qui résume tous les résultats obtenus dans cette étude et qui présente quelques perspectives.

CHAPITRE I :
NOTION DE BASE
SUR LE MOTEUR

BLDC

I.1 Introduction

Les moteurs à courant continu utilisés dans le monde industriel depuis longtemps sont bien adaptés aux fonctionnements en régime variable. Cependant, ils ont beaucoup d'inconvénients dus à la présence du contact mobile entre balais et collecteur (entretien, problème de commutation).

Pour les éviter on a utilisé des machines à commutateur électronique à la place du commutateur mécanique : ce sont les moteurs sans balais. Dans ce chapitre nous allons essayer savoir plus sur ce moteur, et nous discuterons sur les structures, les circuits de base d'entraînement, les principes fondamentaux, les caractéristiques équilibrées dans et les applications des moteurs à courant continu sans balais. [10]

I.2 Moteur à courant continu sans balais

Le moteur à courant continu sans balais (en anglais "**Brushless Direct Current BLDC**") est typiquement une machine synchrone à aimant permanent dont les caractéristiques ressemblent à celles d'un moteur à C.C shunt (mais n'est pas réellement un moteur à C.C). Cette caractéristique est obtenue en fournissant au moteur une alimentation d'énergie ayant une fréquence électrique toujours identique à la fréquence mécanique de la rotation du rotor. [11]

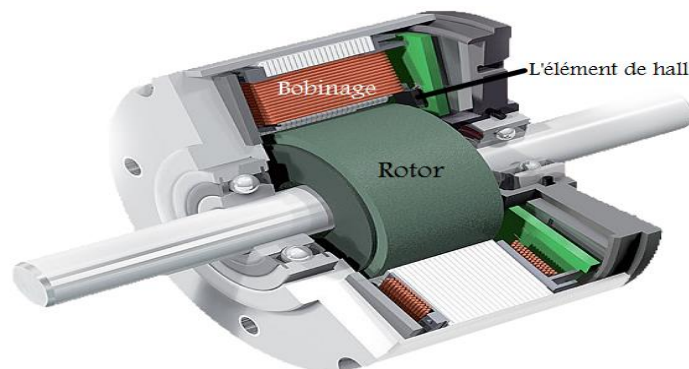


Fig. I.1. Moteur à courant continu sans balais

I.3. Historique des moteurs BLDC

Dans la société moderne, l'électricité est la source d'énergie secondaire la plus populaire. L'application de moteurs s'est étendue à toutes sortes de domaines dans l'économie nationale et notre vie quotidienne comme le principal dispositif de conversion d'énergie mécanique-électronique depuis plus d'un siècle. Afin de s'adapter à différentes applications pratiques, différents types de moteurs, de plusieurs milliwatts à des millions de kilowatts, y compris les moteurs synchrones, les moteurs à induction, les moteurs à courant continu, la résistance

commutée moteurs et ainsi de suite, émergent comme le temps l'exige. Bien que le moteur synchrone ait avantages de couple important, caractéristiques mécaniques dures, haute précision et efficacité, il a des difficultés dans la régulation de la vitesse, ce qui limite la portée de son application. Une induction moteur a les avantages de la structure simple, la fabrication facile d'un travail fiable et d'un prix bas, mais il n'est pas économique pour réguler la vitesse en douceur sur une large gamme et il n'est pas facile de démarrer. En outre, il est nécessaire d'absorber le courant de champ retardé du système d'alimentation baisse du facteur de puissance du réseau. D'un autre côté, sa caractéristique mécanique est douce et le facteur de puissance est faible. Sans enroulements ni aimant permanent sur son rotor, un moteur à réluctance commutée a une structure simple et un prix bas. Il peut produire un couple élevé à faible vitesse. Cependant, les ondulations de bruit et de couple limitent sa vulgarisation et ses applications. Les moteurs à courant continu sont encore largement utilisés dans les systèmes d'entraînement électrique qui ont des demandes de démarrage et de régulation de la vitesse, tels que la traction électrique, le laminoir et l'équipement de levage, car ce type de moteur a un rendement élevé et de bonnes performances de régulation de vitesse. De nos jours, les moteurs à courant continu de faible capacité sont encore largement utilisés dans les systèmes d'automatisation et de contrôle. Mais dans les moteurs à courant continu traditionnels, la commutation mécanique est mise en œuvre à l'aide de balais, ce qui entraînera des problèmes tels que des frottements mécaniques qui raccourciraient la durée de vie et créeraient du bruit, des étincelles électriques et des interférences radio, etc. Dans cette condition, compte tenu des inconvénients de coût de production et maintenance peu pratique, la gamme d'applications dans des domaines particuliers a été limitée. Par conséquent, les applications de petite et moyenne taille ont un besoin urgent de nouveaux moteurs hautes performances. Le moteur BLDC est développé sur la base de moteurs CC à balais. La théorie moderne de la machine a été établie lorsque Faraday a découvert le phénomène d'induction électromagnétique en 1831.

Le premier moteur à courant continu est né dans les années 1840. Confiné par le développement de dispositifs électroniques de puissance et de matériaux à aimants permanents, le moteur BLDC a été conçu avec succès jusqu'à plus d'un siècle plus tard. En 1915, un Américain, Langmuir, a inventé le redresseur au mercure pour contrôler l'électrode de grille et a fabriqué le convertisseur DC / AC. Contre posant les inconvénients des moteurs traditionnels, dans les années 1930, certains chercheurs ont commencé à développer des moteurs sans balais dans lesquels une commutation électronique a été mise en œuvre, ce qui a préparé le moteur BLDC. Cependant, à cette époque, les dispositifs électroniques de puissance en étaient encore à un stade précoce de développement, les chercheurs ne pouvaient pas trouver un dispositif de

commutation approprié. Ce type de moteur, avec un travail moins fiable et un faible rendement, n'était utilisé qu'en laboratoire au lieu d'être vulgarisé. En 1955, Harrison et Rye ont fait la première demande de brevet pour un circuit de commutateur à thyristor pour remplacer l'équipement de commutation mécanique. C'est exactement le rudiment du moteur BLDC [11]. Les principes de fonctionnement sont les suivants, lorsque le rotor tourne, une force électromotrice périodique (EMF) est induite dans l'enroulement de signal, ce qui conduit à la conduction des thyristors associés. Par conséquent, les enroulements de puissance alimentent tour à tour pour réaliser la commutation. Cependant, les problèmes sont, premièrement, lorsque le rotor s'arrête de tourner, la force électromagnétique induite ne peut pas être produite dans les enroulements de signal et le thyristor n'est pas polarisé, de sorte que l'enroulement de puissance ne peut pas alimenter le courant et ce type de moteur sans balais n'a pas de couple de démarrage. De plus, la consommation d'énergie est importante car le gradient de la partie en pente du potentiel électrique est faible. Pour surmonter ces problèmes, les chercheurs ont introduit les commutateurs avec une installation centrifuge ou mis un aimant en acier accessoire pour assurer le démarrage fiable du moteur. Mais la première solution est plus complexe, tandis que la seconde a besoin d'une impulsion de démarrage supplémentaire. Après cela, par de nombreuses expériences et pratiques, le moteur sans balai à commutation électronique a été développé à l'aide d'éléments Hall en 1962, ce qui a inauguré une nouvelle ère dans la production de moteurs BLDC. Dans les années 1970, une diode de détection magnétique, dont la sensibilité est presque des milliers de fois supérieure à celle de l'élément Hall, a été utilisée avec succès pour le contrôle du moteur BLDC. Plus tard, alors que l'industrie électrique et électronique se développait, un grand nombre de semi-conducteurs de puissance haute performance et de matériaux à aimant permanent comme le samarium cobalt, ce qui a établi une base solide pour une utilisation généralisée des moteurs BLDC. En 1978, la branche Indramat de Mannesmann Corporation de la République fédérale d'Allemagne a officiellement lancé le moteur CC sans balais MAC et son système d'entraînement lors des salons à Hanovre, ce qui indique que le moteur BLDC était entré dans la phase pratique. Depuis lors, de nouvelles recherches ont été menées dans le monde entier. Les moteurs BLDC à onde trapézoïdale / onde carrée et onde sinusoïdale ont été développés successivement. Le moteur à courant continu sans balais à onde sinusoïdale est ce que l'on appelle le moteur synchrone à aimant permanent. Généralement, il a la même topologie illustrée que celle des moteurs CC sans balais à onde trapézoïdale / onde carrée. Il peut être considéré comme un PMSM où la détection de la position du rotor est utilisée pour contrôler la commutation afin d'assurer un fonctionnement d'auto-synchronisation sans démarrage des enroulements. Entre-temps, ces deux types de moteurs ont le même circuit

équivalent que celui illustré, dans laquelle $L - M$ est l'inductance équivalente de chaque phase. Avec le développement de matériaux à aimant permanent, de la microélectronique, de l'électronique de puissance, des techniques de détection, de la technologie d'automatisation et de contrôle, en particulier les dispositifs à commutation de puissance tels que le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT), le thyristor à commande par « gate-commutated thyristor » intégrée (IGCT) et ainsi de suite, les moteurs BLDC dont la commutation électronique est utilisée se développent vers les directions intelligentes, haute fréquence et intégrées. À la fin des années 1990, les techniques informatiques et les théories du contrôle se sont développées rapidement. Les microprocesseurs tels que les microcontrôleurs (MCU), les processeurs de signaux numériques (DSP), les matrices de portes programmables sur site (FPGA), les dispositifs logiques programmables complexes (CPLD) ont fait un développement sans précédent, tandis qu'un saut qualitatif a été franchi dans la vitesse des instructions et l'espace de stockage, ce qui promu l'évolution du moteur BLDC. De plus, une série de stratégies et de méthodes de contrôle, telles que le contrôle de la structure variable en mode glissant, le contrôle du réseau neuronal, le contrôle flou, le contrôle actif du rejet des perturbations (ADRC), le contrôle adaptatif, sont constamment utilisés dans les systèmes d'entraînement de moteur BLDC. [12]

I.4 Les domaines d'application pour les moteurs BLDC [12]

Les moteurs BLDC sont utilisés dans plusieurs domaines d'application. Nous citons certains d'entre eux :

- Les moteurs BLDC dans les appareils électroménagers
- Les moteurs BLDC dans la bureautique
- Les moteurs BLDC dans l'aérospatial
- Les moteurs BLDC dans l'Automobile

I.5. Constitution du moteur BLDC.

Le moteur BLDC est défini comme une combinaison de la machine à courant alternative (machine synchrone) ayant un commutateur électronique et des capteurs de position du rotor. Ce type de moteur connu par une caractéristique mécanique linéaire mais, par rapport au moteur classique à courant continu il ne contient pas le commutateur mécanique et les balais. Le moteur à courant alternatif a des enroulements polyphasés sur le stator et les aimants permanents sur le rotor [13] [14]. Les parties principales du moteur BLDC, représentées sur figure I.2, sont :

- Moteur synchrone (ayant en général trois phases) ;

- Circuit de commutation électronique.

Le moteur est alimenté par une source de courant continu à travers une commutation électronique [15] [16].

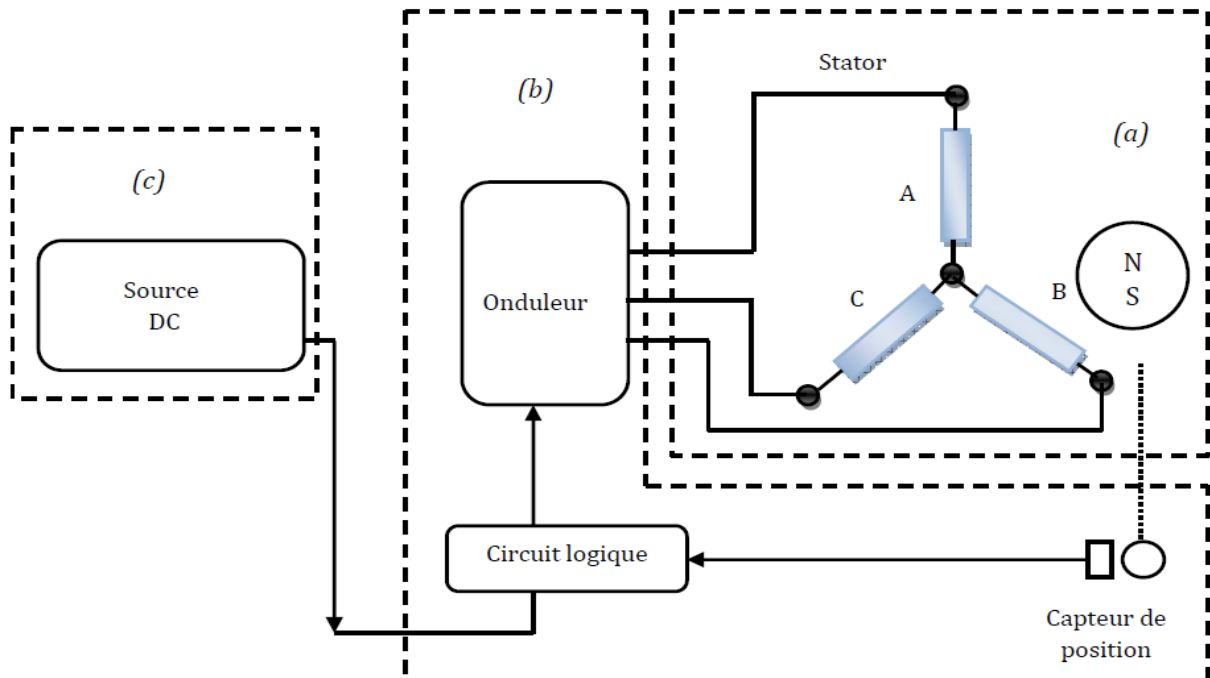


Fig. I.2 : Parties principales du moteur BLDC : (a) Machine Synchrone, (b) Circuit de commutation électronique, (c) source DC.

I.6. Système de détection de la position du rotor

I.6.1. Capteur d'élément de Hall

Dans la figure (I.3), quand un courant électrique I_C entre en bas dans un granule de semi-conducteur qui est mis dans une perpendiculaire de champ magnétique sur la surface de granule, une force électromotrice V_H est créée dans le granule dans une perpendiculaire de direction à courant I_C et à induction magnétique B . Puisque la force électromagnétique agit sur les particules chargées (des électrons ou des trous) selon la règle de la main granule de semi-conducteur. Quand c'est un granule de semi-conducteur, la polarité de la force électromotrice dépend de si le Semi-conducteur est le type-p ou type-n. L'importance de la force électromotrice V_H , qui s'appelle la tension de hall, est indiquée par l'équation suivante :

$$V_H = \frac{1}{d} B I_C R_H$$

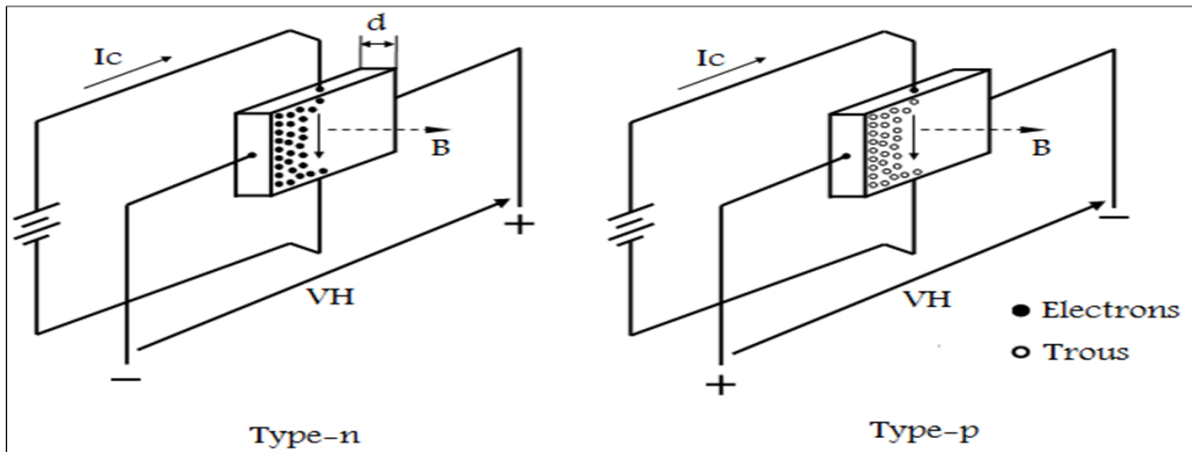


Fig. I.3 : L'effet de hall.

Ce phénomène a été découvert par E.H. Hall en 1878 d'une expérience utilisant un segment en métal, et s'appelle l'effet Hall. L'effet Hall est fort en quelques composés ou semi-conducteurs particuliers en métal. Des dispositifs de semi-conducteur qui sont faits pour l'usage dans la détection des champs magnétiques s'appellent les éléments de hall ou les générateurs de hall. Dans des moteurs sans balais modernes, le type-n est intensivement employé. Le schéma (I.3) éléments de hall typiques d'expositions disponibles sur le marché.[17]



Fig. I.4 : Quelque type des éléments de hall.

I.6.2. Principe de détection de position

Le schéma (I.5) montre un circuit équivalent pour un élément de hall exprimé comme un réseau de quatre-borne. Quand un courant qui s'appelle le courant de contrôle, découle de la borne 3 vers 4 dans l'élément de hall exposé à un champ magnétique qui est perpendiculaire au rabot d'élément. Une tension VH est produite à travers les bornes 1 et 2 comme expliqué avant. Quand la borne 4 est prise comme point de référence, les potentiels sur les bornes 1 et 2 sont $VH/2$ et $-VH/2$, respectivement, où $R_1 = R_2$ et $R_3 = R_4$, sont assumés. D'ailleurs, la polarité s'inverse comme inverses de direction de flux. Le schéma (I.5) montre ces rapports.

Ainsi quand un élément de Hall est mis près d'un rotor à un aimant permanent, l'élément de hall peut exactement détecter les positions de pôle et la densité de flux, fournissant de tensions de sortie VH1 et VH2. [17]

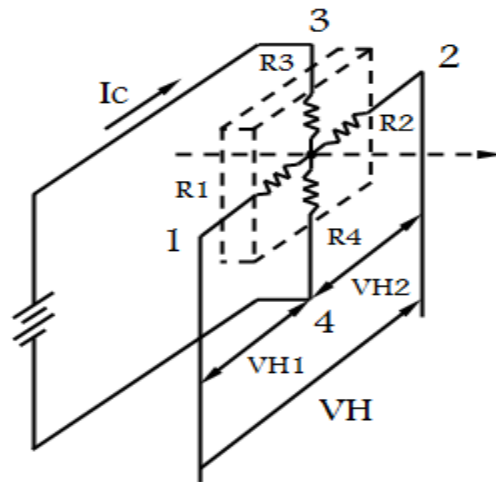


Fig.I.5 : circuit équivalent pour l'élément de hall

I.7.Principe de fonctionnement de Moteurs BLDC

Le moteur brushless fonctionne à partir de trois sources de tensions variables, fournies par un onduleur, et permettant de générer un champ magnétique tournant. Le rotor, généralement équipé d'un aimant permanent, tend à suivre le champ magnétique tournant. La figure I.6 montre l'architecture du moteur et de son onduleur.

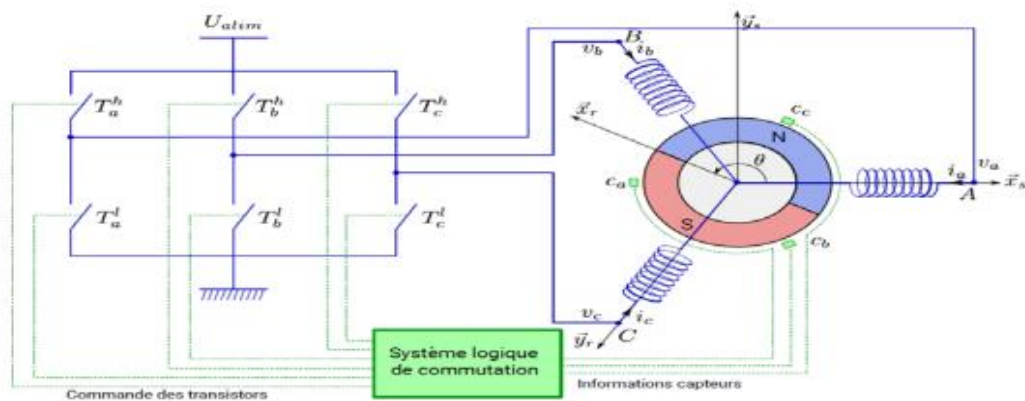


Fig. I.6 : Exemple de situation de commutation

Dans le cas simple du moteur BLDC, à chaque commutation, deux phases sont reliées respectivement à la tension l'alimentation et à la masse, et une phase n'est pas connectée. Prenons l'exemple de la figure I.7, la phase A n'est pas reliée, la phase B est reliée à la tension d'alimentation et la phase C est reliée à la masse. Un courant parcourt les bobines de B vers C

et génère un champ magnétique statorique \vec{B} dans le moteur dirigé suivant \vec{y}_s . Le rotor supporte un aimant dont le moment magnétique \vec{m} , orienté du sud vers le nord, tend à s'aligner avec le champ magnétique statorique en tournant dans le sens trigonométrique

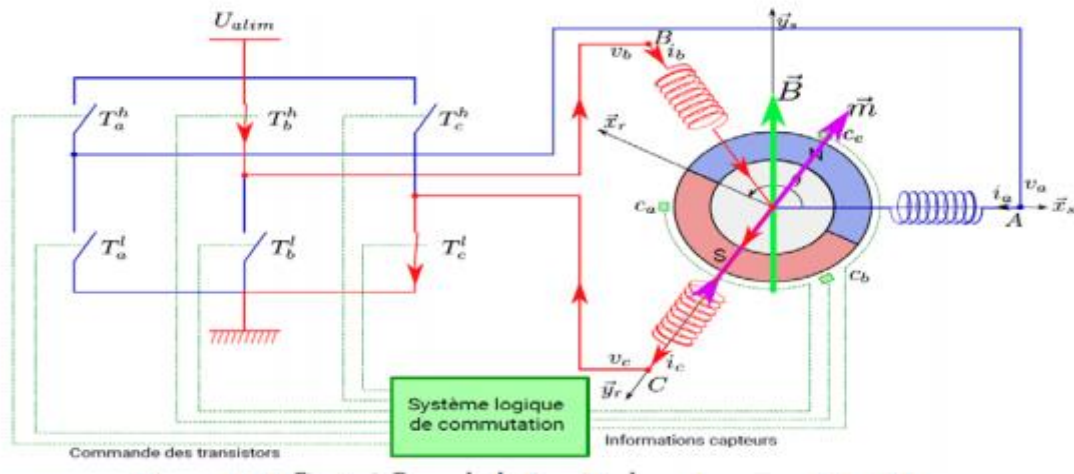


Fig. I.7 : Fonctionnement de l'onduleur et du moteur brushless

Dès que le rotor s'approchera de \vec{y}_s , la commutation sera modifiée pour faire circuler le courant de B vers A, le champ magnétique statorique \vec{B} tourne de $\pi/6$, de façon à attirer le rotor et poursuivre la rotation dans le sens trigonométrique. L'angle entre \vec{m} et \vec{B} conduit à un couple magnétique $C^m = \vec{m} \wedge \vec{B}$.

I.8. Caractéristique du BLDC

Les moteurs BLDC ont de nombreux avantages par rapport aux moteurs à courant continu brossé et des moteurs à induction. Quelques-uns d'entre eux sont :

- Meilleure vitesse par rapport à la réponse de couple
- Réponse dynamique élevée
- Haute efficacité
- Durée de vie longue
- Fonctionnement silencieux [14].

En outre, le rapport du couple délivré à la taille du moteur est plus élevé, ce qui est utile dans les applications où l'espace et le poids sont des facteurs critiques. Idéalement, les moteurs BLDC ont des FEMs de forme d'onde trapézoïdale et sont nourris avec des courants du stator rectangulaires, qui donnent un couple théoriquement constant.

I.9. Les différents types de moteurs brushless [21]

I.9.1. Moteurs brushless outrunner

On appelle « outrunner » les moteurs brushless dont le rotor est autour du stator. Cette configuration est intéressante en termes de couple moteur, car les aimants sont disposés sur un diamètre important, ce qui crée un bras de levier très intéressant. De plus, cette disposition permet de placer facilement plusieurs séries d'aimants (jusqu'à 32 pôles sur certains moteurs brushless outrunners) et de bobines. Les bobines sont toujours câblées par groupes de 3, et les aimants sont soit collés par groupes de 2, soit constitués d'une partie magnétique comprenant plusieurs pôles. Comme pour un moteur pas à pas, les moteurs brushless outrunners comprenant plus de 3 bobines et 2 pôles ne font qu'une fraction de tour lorsque le champ a tourné de 180° . Leur fréquence de rotation est donc plus faible mais le couple très élevé. Ces moteurs brushless outrunners sont souvent utilisés dans des applications qui nécessitent un fort couple, car ils peuvent être reliés à la charge sans nécessiter de dispositif de réduction. Leur coefficient K_v est relativement faible par rapport aux autres types de moteurs brushless. Les principales applications des moteurs brushless outrunners sont les suivantes : ventilateurs, moteurs de disques durs, Cd-rom, moteurs de vélos électriques (intégrés dans le moyeu), bateaux ou avions radio commandés...



Fig. I.8 : Rotor et stator d'un moteur brushless outrunner

I.9.2. Moteurs brushless inrunner

Contrairement au type précédent, les moteurs brushless inrunners ont le rotor à l'intérieur du stator. Ils n'ont généralement qu'une seule paire de pôles sur le rotor, et 3 bobines au stator. L'inertie du rotor est beaucoup plus faible que pour un moteur outrunner, et les vitesses atteintes par ce type de moteur sont beaucoup plus élevées (K_v jusqu'à $7700 \text{tr}/\text{min}/\text{V}$). La gestion électronique de la commutation est par contre plus simple car le rotor tourne à la même fréquence que le champ magnétique. Le couple des moteurs brushless inrunners est plus faible que pour un outrunner car les aimants sont sur un diamètre plus petit à taille de moteur égale.

Ce type de moteur brushless est très utilisé dans l'industrie car il se rapproche beaucoup d'un moteur à courant continu à balais et collecteur.



Fig. I.9: Moteurs brushless inrunner

I.9.3. Moteurs brushless disques

Le rotor et le stator peuvent également être constitués de deux disques face à face, avec les rayons et les bobines répartis selon les rayons de ces deux disques. Ce type de moteur brushless est peu employé car l'action des bobines sur les aimants crée un effort axial important qui nécessite des butées à billes conséquentes, sans offrir de différences notables au niveau des performances par rapport à un moteur brushless outrunner.



Fig. I.10 : Moteurs brushless disque

I.10. Type de Fonctionnement

Le fonctionnement du moteur BLDC peut être décrit dans le cas approché ou le cas real. Le premier s'obtient lorsque l'effet des inductances est négligé tandis que, le second concerne le cas où l'effet des inductances est pris en considération.

I.10.1. Cas Idéal

Le cas idéal (en négligeant l'effet des inductances) est montré à la figure I.11. Les FEMs ayant la forme trapézoïdale et les courants ayant la forme rectangulaire, ce qui conduit à un couple constant (Fig.I.12). La période électrique est divisée en six intervalles identiques où

chaque intervalle à 60° électriques, et pour chaque période le courant apparaît sur 2 intervalles de 120° électriques chacun. Donc, sur les trois phases, on a toujours deux phases en activité pendant les 60° électriques.

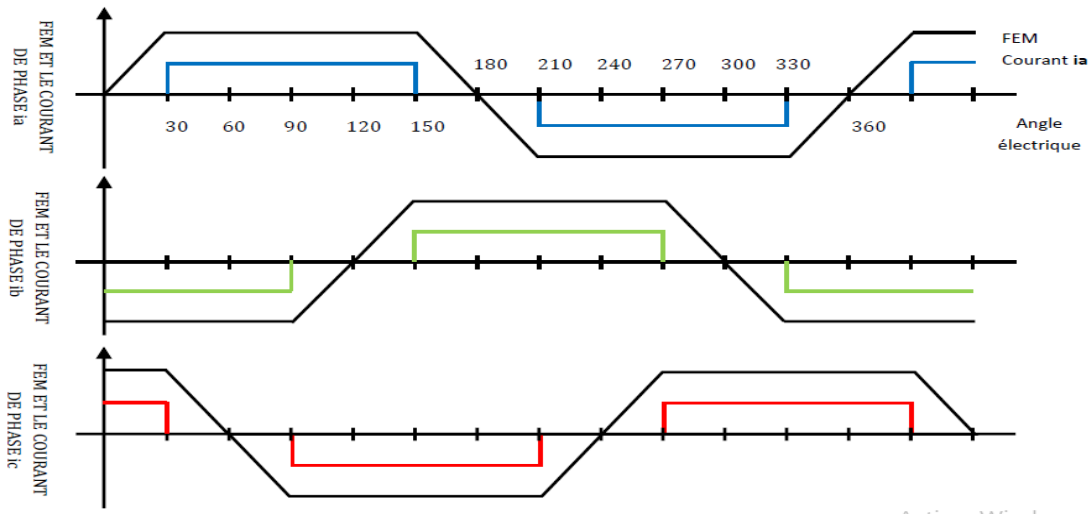


Fig. I.11: FEMs et les courants de phases du moteur BLDC.

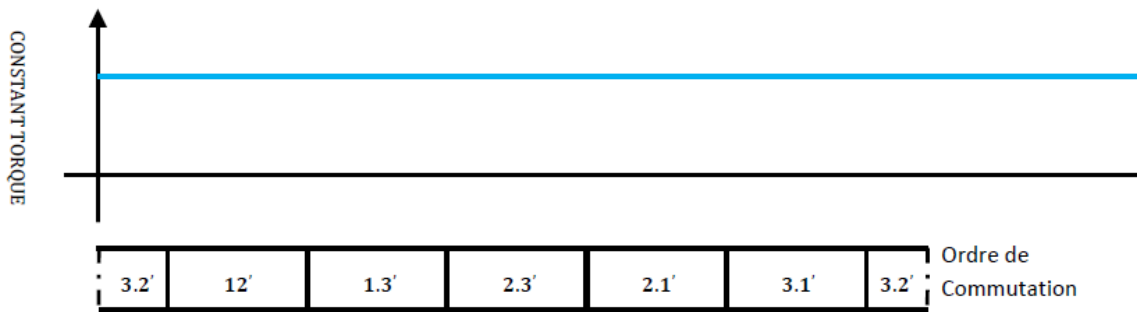


Fig. I.12: Couple du moteur et les intervalles de conduction [13] [18]

I.10.2. Cas réel

Dans ce cas, l'effet des inductances du moteur n'est pas négligé. Aussi le courant dans les enroulements n'est plus rectangulaire. Pour notre travail, nous nous sommes basés sur ce cas qui est détaillé dans ce chapitre [13].

I.11 L'alimentation électronique du BLDC

La structure globale d'un moteur à courant continu sans balais comprend :

- Des capteurs, munis éventuellement de circuits de mise en forme, qui permettent de connaître la position du rotor à tout instant en général des capteurs à effet hall. Un circuit

logique qui élabore les commutations à appliquer à différentes phases du moteur compte tenu des signaux issus des capteurs.

- Un commutateur de puissance qui alimente les enroulements en fonction des informations reçues par la logique de commande.
- Une commande de la tension ou du courant permettant d'agir sur la vitesse du moteur.
- Les trois premières fonctions permettent d'effectuer les commutations assurées par le système balais-collecteur dans un moteur à courant continu classique tandis que la dernière est analogue à celle qui est utilisée pour la commande de ces mêmes moteurs.[20]

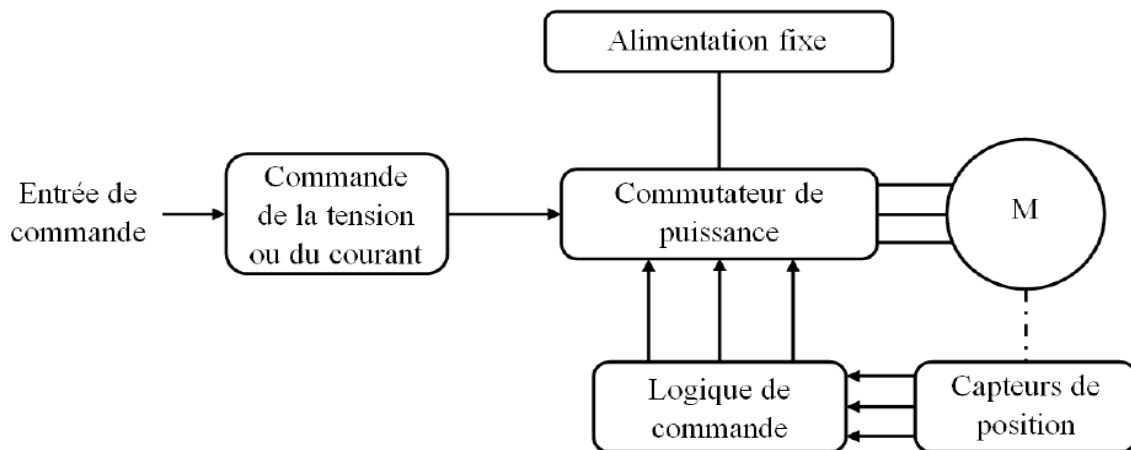


Fig. I.13: Structure générale de l'alimentation d'un moteur BLDC.

I.11.1 Commutateur de puissance :

On prévoit en général l'inversion du sens du courant dans les phases (alimentation bidirectionnelle) car la machine est alors mieux utilisée. Les enroulements peuvent être couplés en étoile ou en triangle. On rencontre aussi parfois des alimentations unidirectionnelles, mais uniquement lorsque les phases sont couplées en étoile avec neutre sorti. [20]

I.11.1.1. Alimentation unidirectionnelle

Dans ce cas, on a besoin d'un transistor et d'une diode par phase figure (I.14). Lorsqu'un transistor est saturé, la tension d'alimentation est appliquée aux bornes de la phase. Quand on bloque le transistor, la force électromotrice induite dans l'inductance du circuit impose la mise en conduction de la diode de roue libre qui court-circuite alors l'enroulement.[20]

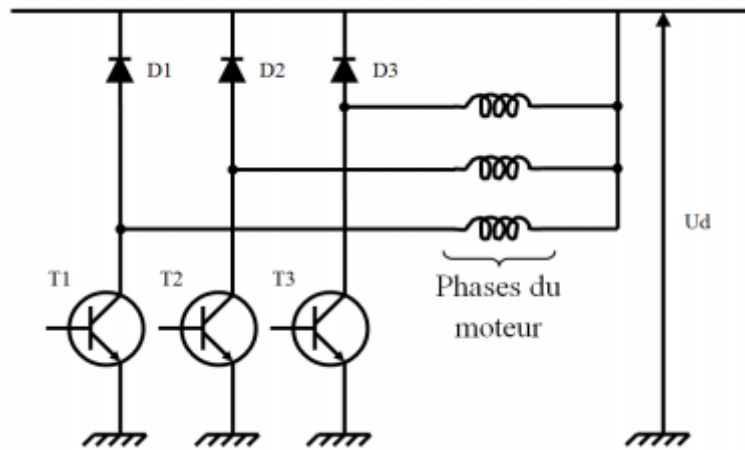


Fig. I.14: Alimentation unidirectionnelle.

I.11.1.2. Alimentation bidirectionnelle

Il faut ici deux transistors et deux diodes par phase. Le montage est identique, que le moteur soit en étoile ou en triangle. On sature simultanément deux transistors, l'un du groupe T_1, T_2, T_3 , et l'autre du groupe T'_1, T'_2, T'_3 . Dans le cas du moteur triphasé en étoile, la tension $d u$ est appliquée aux bornes de deux enroulements en série. Dans le cas du moteur triphasé en triangle, cette tension est appliquée à une phase en parallèle avec les deux autres phases en série. Les six diodes assurent la fonction de roue libre dans tous les cas de figure (I.15).

[20]

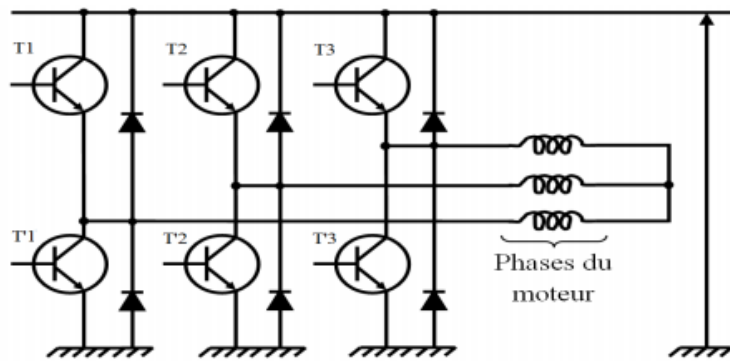


Fig. I.15: Alimentation bidirectionnelle d'un moteur en étoile.

I.12 Logique de commande

Ce circuit reçoit les informations logiques issues des capteurs et délivre les signaux de commande des interrupteurs nécessaires au fonctionnement du circuit de puissance. Par exemple, dans le cas du moteur triphasé à alimentation bidirectionnelle, on dispose de trois signaux h_1 , h_2 , et h_3 et on veut élaborer six signaux logiques c_1 , c_2 , c_3 , c'_1 , c'_2 et c'_3 destinés à la commande des six transistors pour obtenir les courants souhaités dans les trois phases du moteur figure (I.16). On constate qu'il faut assurer les équations logiques suivantes :

$$\begin{aligned} C_1 &= h_1 \bar{h}_2 & C_1' &= \bar{h}_1 h_2 \\ C_2 &= h_2 \bar{h}_3 & C_2' &= \bar{h}_2 h_3 \\ C_3 &= h_3 \bar{h}_1 & C_3' &= \bar{h}_3 h_1 \end{aligned} \quad \text{et}$$

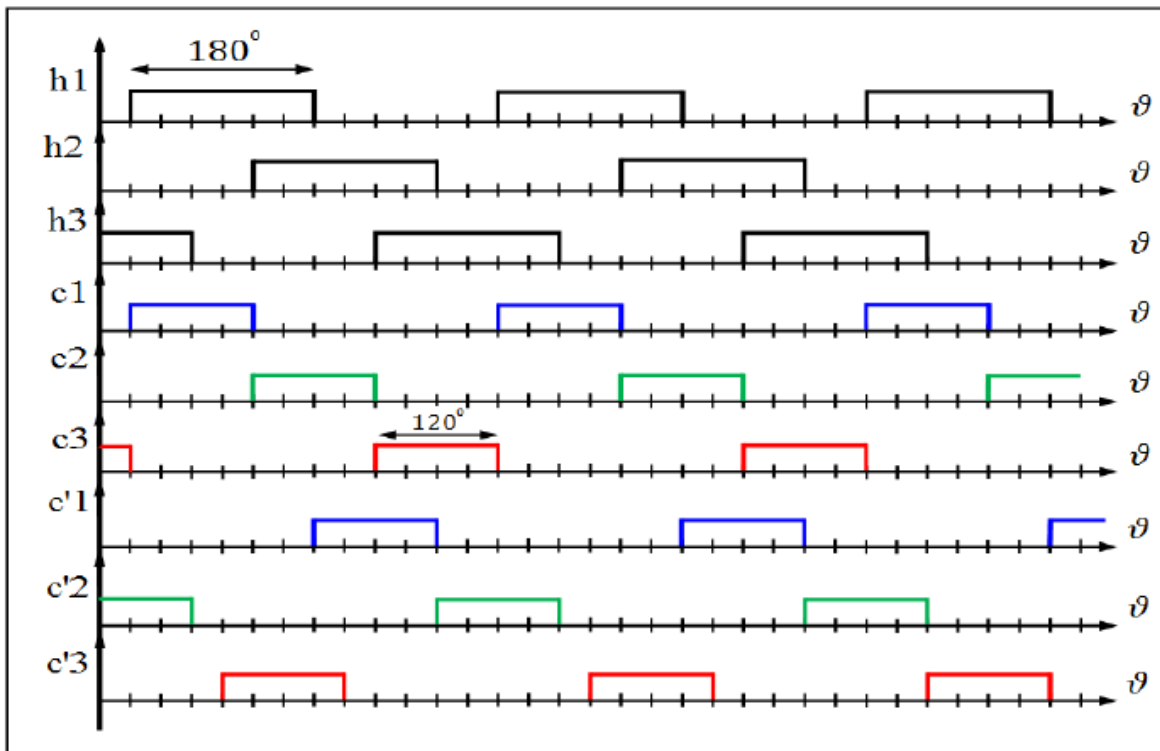


Fig. I.16: Signaux de commande pour une alimentation bidirectionnelle triphasée.

Cette logique de commande peut être facilement réalisée avec des circuits élémentaires figure (I.17), elle est en général intégrée dans des circuits spécialisés pour moteurs à courant continu sans balais.

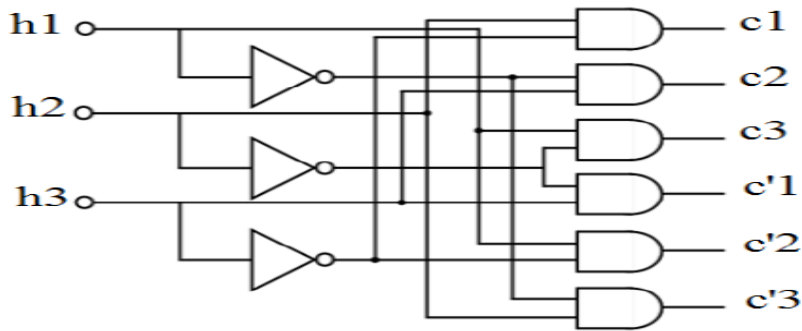


Fig. I.17: Génération des impulsions pour une alimentation bidirectionnelle triphasée. Noter que cette logique de commutation peut être réalisée avec un simple programme sur un microcontrôleur PIC qui ne coûte pas cher.

I.11. Avantages et inconvénients :

Si les machines synchrones à aimants permanents ont pu s'imposer dans plusieurs domaines et devenir aussi intéressantes que performantes, c'est grâce aux innombrables avantages qu'elles présentent. Cependant, comme toutes les autres machines, elles ont aussi des inconvénients.

I.11.1. Les avantages :

- Puissances massiques et volumiques importantes ;
- Faciles à commander ;
- Robustes, fiables, longue vie, moins de maintenance, moins de bruits, longueur réduite et moins lourdes ;
- Aucun courant d'excitation, pas de pertes de fer, donc un meilleur rendement et facteur de puissance ;
- Une bonne dissipation de chaleur, donc un meilleur refroidissement ;
- Une capacité de fonctionner à très haute vitesse.

I.11.2. Les inconvénients :

- Engendre un couple pulsatoire éminent, ce qui nécessite un matériel sophistiqué et complexe de contrôle ;
- Coûteuses, à cause de la présence des aimants permanents et de divers composants (contrôleur, variateur et capteurs) ;
- Problèmes de démagnétisation et de dé fluxage.[19]

I.12. Conclusion

Dans ce chapitre on a vu le moteur à courant continu sans balais (BLDC) qui est typiquement une machine synchrone à aimant permanent dont les caractéristiques ressemblent à celles d'un moteur à C.C sans balais (mais n'est pas réellement un moteur à C.C). Puis, on a découvert Les différents domaines d'application pour les moteurs BLDC, leur constitution détaillée et le principe de leur fonctionnement. On a ensuite exploré le système de détection de la position du rotor, le capteur d'élément de Hall et son circuit et le principe de détection position. Après, on a cité les caractéristiques du BLDC, les différents types de moteurs brushless. On a expliqué son type de fonctionnement dans le cas idéal et réel, son alimentation électronique et sa logique de commande. En fin on a su que ce moteur est robuste, fiable et facile à commander mais il est couteux.

CHAPITRE II :
MODÉLISATION DU
MOTEUR BLDC

II.1. Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique.

L'objectif de ce chapitre est d'étudier la modélisation et la simulation du moteur BLDC en utilisant MATLAB comme outil. Ce travail explore les performances de ce moteur triphasé, et explique les équations mathématiques (électrique, mécanique), le modèle du moteur BLDC pour le mode de fonctionnement moteur. Aussi bien que les expressions FEMs et le courant de phase. On verra aussi les intervalles de fonctionnement pour l'ensemble moteur-commutateur. Et enfin, on termine par les résultats de simulation du régime statique et de démarrage du moteur.

II.2. Les Équations Électrique et Mécanique du Moteur BLDC

II.2.1 Les Équations Électrique

La particularité du moteur BLDC provient de la forme trapézoïdale de la force électromotrice (Fig.II.11), ce qui signifie que l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor est non sinusoïdale. Par conséquent de la figure 1.6 représentant le modèle d'un moteur BLDC on a :

$$\vec{V} = [R]\vec{I} + \frac{d\vec{\varphi}}{dt} \quad (\text{II.1})$$

$$\vec{\varphi} = [L]\vec{I} + \vec{\varphi}_M \quad (\text{II.2})$$

Où :

\vec{V}, \vec{I} et $\vec{\varphi}$ sont des vecteurs représentant respectivement la tension, le courant et le flux magnétique pour chaque phase ;

$\vec{\varphi}_M$ est le vecteur du flux magnétique créé par l'aimant permanent ;

$[R]$ et $[L]$ sont les matrices résistance et inductance de la machine.

$$\text{Avec } [R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \text{ et } [L] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3}) \text{ et } (\text{II.4})$$

$$\vec{V} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \vec{I} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \vec{\varphi} = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}, \quad \vec{\varphi}_M = \begin{bmatrix} \varphi_{Ma} \\ \varphi_{Mb} \\ \varphi_{Mc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_0 \cos \theta \\ \varphi_0 \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \varphi_0 \cos(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

φ_0 L'amplitude du flux magnétique créé par l'aimant permanent et θ l'angle électrique

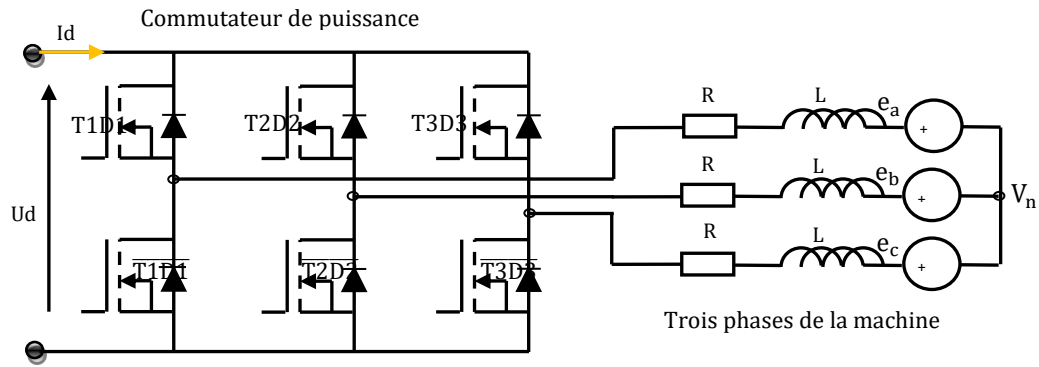


Fig. II.1 : Structure d'un moteur BLDC.

Alors :

$$\vec{V} = [R]\vec{I} + \frac{d}{dt}([L]\vec{I} + \overline{\varphi_M}) \quad (\text{II.6})$$

$$\vec{V} = [R]\vec{I} + \frac{d}{dt}([L]\vec{I}) + \frac{d\overline{\varphi_M}}{dt} \quad (\text{II.7})$$

$$\vec{E} = \frac{d\overline{\varphi_M}}{dt} \quad (\text{II.8})$$

E Représente la force électromotrice. Ainsi, plus E est grand, plus la tension aux bornes de R diminue et plus le courant (le couple) par phase diminue.

Pour un enroulement triphasé symétrique et un système équilibré (fig. II.7), le vecteur des tensions aux bornes des trois phases est donné par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

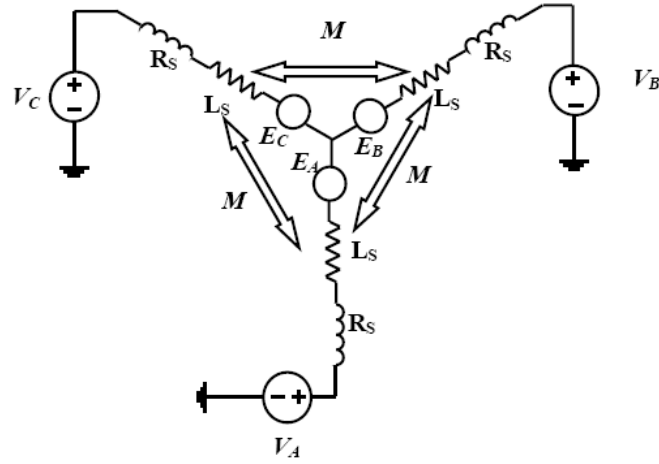


Fig. II.2 : Modèle électrique simplifié du moteur BLDC.

La position électrique θ du rotor se déduit directement de la position mécanique du rotor θ_r (mesurée par le capteur) par :

$$\theta = P\theta_r \quad (\text{II.10})$$

P est le nombre de paires de pôles du moteur, par conséquent, l'expression de la vitesse électrique est donnée par :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = p \frac{d\theta_r}{dt} = p\omega_r \quad (\text{II.11})$$

Les inductances et les mutuelles sont constantes pour les aimants permanents montés sur la surface du rotor cylindrique, lorsque les enroulements sont symétriques, les inductances propres sont identiques :

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \quad (\text{II.12})$$

Et les inductances mutuelles sont également identiques :

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \quad (\text{II.13})$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Puisque les enroulements du stator sont couplés en étoile, la somme des trois courants de phase est nulle :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{II.15})$$

Alors :

$$i_a + i_b = -i_c \quad (\text{II.16})$$

Par conséquent, la tension prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$e_a = f_a(\theta)k_e\omega_r$ la force électromotrice de la phase a

$e_b = f_b(\theta)k_e\omega_r$ la force électromotrice de la phase b

$e_c = f_c(\theta)k_e\omega_r$ la force électromotrice de la phase c

(II.18)

Avec :

k_e est le coefficient de la force électromotrice, $f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$ et $f_c(\theta)$ sont des fonctions dépendant uniquement de la position du rotor [26] [27] [28] [33].

II.2.2 La Force Électromotrice

La force électromotrice induite est déterminée par la position angulaire de l'aimant, c'est à dire du rotor, il est très important de remarquer que la valeur crête de la FEM est directement proportionnelle à la vitesse angulaire instantanée du rotor :

$$E_p = k_e\omega_r \quad (\text{II.19})$$

Les fonctions des forces électromotrices FEMs sont supposées de formes trapézoïdales et le courant de phase commence à 30° (angle électrique). Les formes typiques des FEMs induites et des courants dans les trois phases sont illustrées dans la figure II.8[29] :

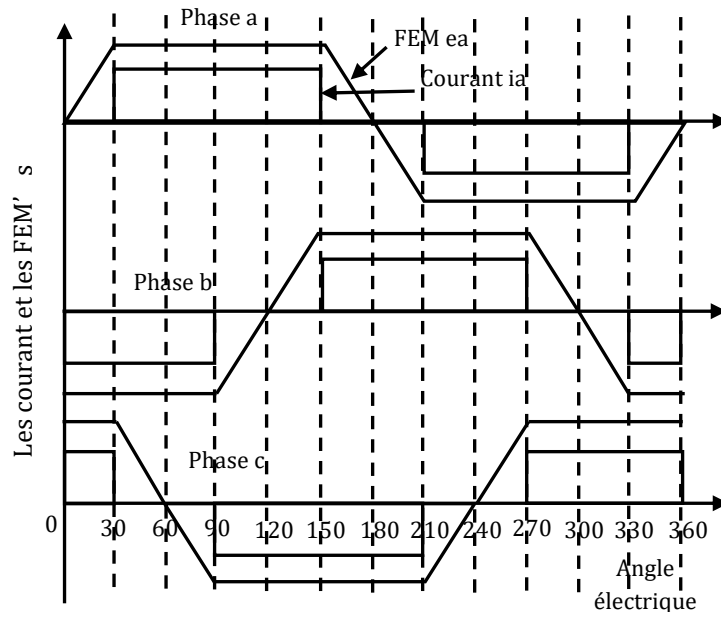


Fig. II.3 : Formes typiques des courants et des FEMs [30] [31] [32].

II.2.3L'Équation Mécanique du Mouvement

II.2.3.1 Vitesse du Moteur

Le modèle mécanique du moteur BLDC (Fig. II.4) est donné par l'équation 1.20 :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - f\omega_r - C_r \quad (\text{II.20})$$

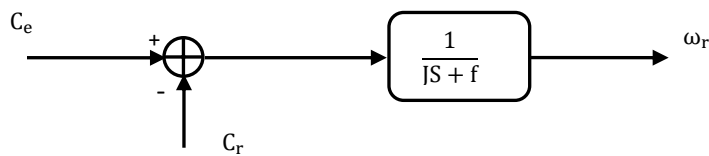


Fig. II.4 : Modèle linéaire mécanique.

Où :

ω_r Est la vitesse angulaire en rad/s ;

C_e Est le couple électromagnétique développé en N/m ;

C_r est le couple de charge en N/m ;

f est le coefficient de frottement en $N \cdot (m/rad) \cdot s^{-1}$ [22] [23].

II.2.3.2 Couple Électromagnétique

Le couple produit dans le moteur BLDC est dû à l'alignement des aimants. L'alignement des aimants se fait à la position où la force électromotrice est nulle [22]. Pour obtenir un couple dans le moteur BLDC il est nécessaire de fournir un courant dans les phases au moment où la force électromotrice est présente sa partie plate. Le couple électromagnétique développé par le moteur BLDC est donné par :

$$C_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \quad (\text{II.21})$$

II.3 Modèle de l'ensemble Machine-Commutateur Electronique

II.3.1 Mode Moteur

A partir des équations mécaniques et électriques de la machine triphasée (Fig. II.5) que nous avons développée dans le paragraphe précédent, nous avons calculé le modèle de l'ensemble machine BLDC commutateur électronique pour le sens de rotation direct [23] [34] [35].

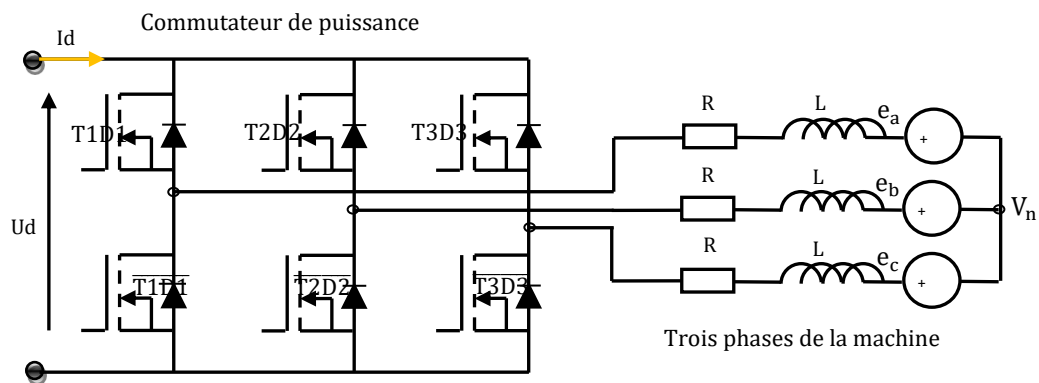


Fig. II.5 : Ensemble moteur-commutateur.

Nous supposons que :

- Les trois phases du moteur sont entièrement symétriques et produisent des FEMs induites périodiques de formes trapézoïdales ;
- Les paramètres du moteur sont constants ;
- Le temps de commutation entre les phases est séparé avec 60° électrique ;
- Le circuit magnétique est linéaire (absence de saturation) ;
- Les six transistors $T1, T2, T3$ et $\overline{T1}, \overline{T2}, \overline{T3}$ ont des caractéristiques identiques, Dans l'état "OFF" ils sont modélisés comme des impédances infinies et dans l'état "ON" ils sont

représentés respectivement par une tension de seuil v_T en série avec une résistance dynamique r_T . De même, on suppose qu'en direct les diodes $D1, D2, D3$ et $\overline{D1}, \overline{D2}, \overline{D3}$ ont une tension de seuil v_D en série avec une résistance dynamique r_D .

a. Modèle du moteur BLDC Pour le Fonctionnement dans le Sens de Rotation Direct

Pour le développement de ce modèle, il faut déterminer les signaux de commandes des transistors. Lorsque l'aimant permanent est en rotation, il va créer des FEMs dans les phases du stator, les FEMs sont supposées de forme trapézoïdale. On sait que le signe de la FEM dépend essentiellement du flux magnétique du sens de rotation du rotor. Il reste à agir sur les courants pour imposer le régime de fonctionnement. On impose alors un courant de même sens que la FEM de cette phase et au moment où la FEM présente sa partie plate (Fig. II.6) ; ce qui assure le fonctionnement moteur. Ce courant est obtenu par la commande adéquate des transistors. [22].

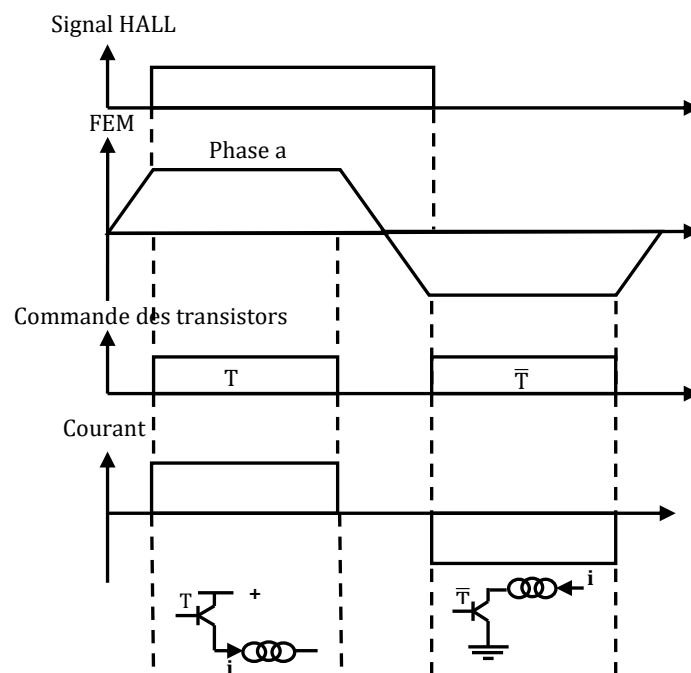


Fig. II.6 : Méthode d'élaboration des signaux de commande des transistors [36].

Dans un moteur BLDC les séquences d'alimentation du commutateur dépendent du sens de rotation du moteur. Ce qui permet de donner deux modèles différents, aussi dans cette partie on détaille le modèle pour le sens de rotation direct. Dans la commande à 120° électrique, seulement deux phases du moteur sont alimentées durant un intervalle de 60° électrique (fig. Fig. II.7).

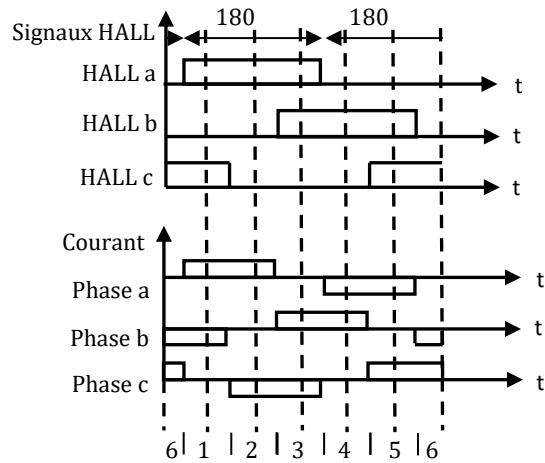


Fig. II.7 : Signaux à effet hall pour le sens direct [34] [35] [37].

On suppose que la position est détectée par des capteurs à effet hall avec une résolution de 60° électrique. On peut alors distinguer six intervalles dont chacun peut se diviser en deux sous intervalles selon la conduction ou non de la diode de roue libre correspondante comme le montre la figure II.8 :

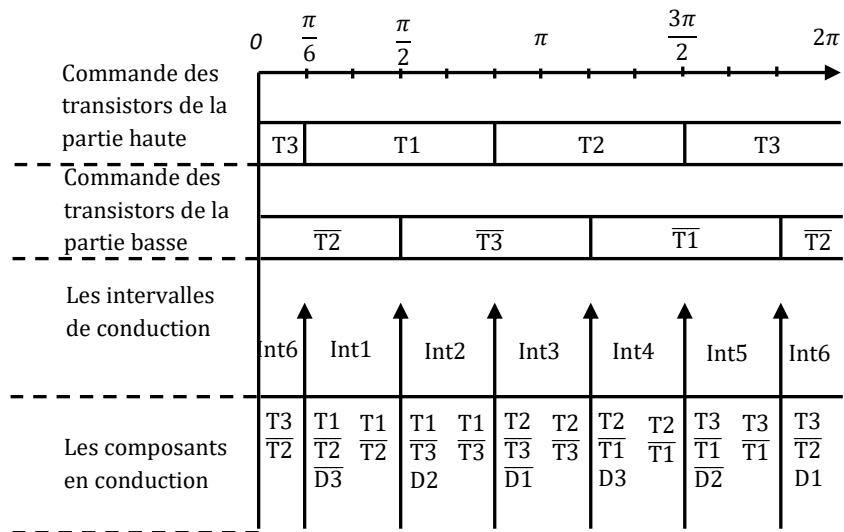


Fig. II.8 : Signaux des transistors pour le sens direct [34] [35].

La séquence des phases alimentées sur une période est donnée au tableau 1.1:

intervalles	$(0 \rightarrow \frac{\pi}{6})$ et $(\frac{11\pi}{6} \rightarrow 2\pi)$	$(\frac{\pi}{6} \rightarrow \frac{\pi}{2})$	$(\frac{\pi}{2} \rightarrow \frac{5\pi}{6})$	$(\frac{5\pi}{6} \rightarrow \frac{7\pi}{6})$	$(\frac{7\pi}{6} \rightarrow \frac{3\pi}{2})$	$(\frac{3\pi}{2} \rightarrow \frac{11\pi}{6})$
phases excitées	<i>Cb</i>	<i>ab</i>	<i>Ca</i>	<i>Cb</i>	<i>ab</i>	<i>ca</i>

Tableau II.1 : Séquence des phases allumées sur une période.

a.1 Expressions des Forces Electromotrices

Les expressions des FEMs des phases peuvent être déduites de la figure II.3, et elles sont exprimées dans le tableau 1.2 :

angle _(θ)	<i>FEM</i> e_a	<i>FEM</i> e_b	<i>FEM</i> e_c
$(0 \rightarrow \frac{\pi}{6})$	$(6E_p/\pi)\theta$	$-E_p$	E_p
$(\frac{\pi}{6} \rightarrow \frac{\pi}{2})$	E_p	$-E_p$	$-(6E_p/\pi)\theta + 2E_p$
$(\frac{\pi}{2} \rightarrow \frac{5\pi}{6})$	E_p	$(6E_p/\pi)\theta - 4E_p$	$-E_p$
$(\frac{5\pi}{6} \rightarrow \frac{7\pi}{6})$	$-(6E_p/\pi)\theta + 6E_p$	E_p	$-E_p$
$(\frac{7\pi}{6} \rightarrow \frac{3\pi}{2})$	$-E_p$	E_p	$(6E_p/\pi)\theta - 8E_p$
$(\frac{3\pi}{2} \rightarrow \frac{11\pi}{6})$	$-E_p$	$-(6E_p/\pi)\theta + 10E_p$	E_p
$(\frac{11\pi}{6} \rightarrow 2\pi)$	$(6E_p/\pi)\theta - 12E_p$	$-E_p$	E_p

Tableau II.2 : Expressions des FEMs des 3 phases e_a, e_b, e_c sur une période [22].

Les trois tensions de phase du moteur BLDC sont :

$$\begin{cases} V_a = R i_a + L \frac{di_a}{dt} + M \left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + e_a \\ V_b = R i_b + L \frac{di_b}{dt} + M \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + e_b \\ V_c = R i_c + L \frac{di_c}{dt} + M \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} \right) + e_c \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Du fait que le neutre du récepteur est isolé on a :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{II.23})$$

Donc :

$$\begin{cases} \left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt}\right) = -\frac{di_a}{dt} \\ \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt}\right) = -\frac{di_b}{dt} \\ \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt}\right) = -\frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Alors :

$$\begin{cases} V_a = R i_a + (L - M) \frac{di_a}{dt} + e_a \\ V_b = R i_b + (L - M) \frac{di_b}{dt} + e_b \\ V_c = R i_c + (L - M) \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

On applique la loi des mailles pour obtenir les équations des courants dans les trois phases.[25]

- **Sous intervalle 1** : le courant principal i_d circule dans les deux phases excitées à travers les deux transistors allumés, un courant temporaire circule dans la troisième phase à travers un des deux transistors et la diode de roue libre conductrice.
- **Sous intervalle 2** : le courant i_d circule dans les deux phases excitées, la diode est bloquée, et le courant s'annule dans la troisième phase.

Il est évident que le deuxième sous intervalle est de durée plus longue.

a.2 Expressions des Courants de Phase

a.2.1 Intervalle 1 : $\left(\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}\right)$

a.2.1.1 Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}\right)$

Le chemin principal du courant est à travers les phases a et b via les deux transistors $T1$ et $\overline{T2}$, l'autre chemin est à travers les phases c et b via le transistor $\overline{T2}$ et la diode $\overline{D3}$. Cela est indiqué à la figure II.9 :

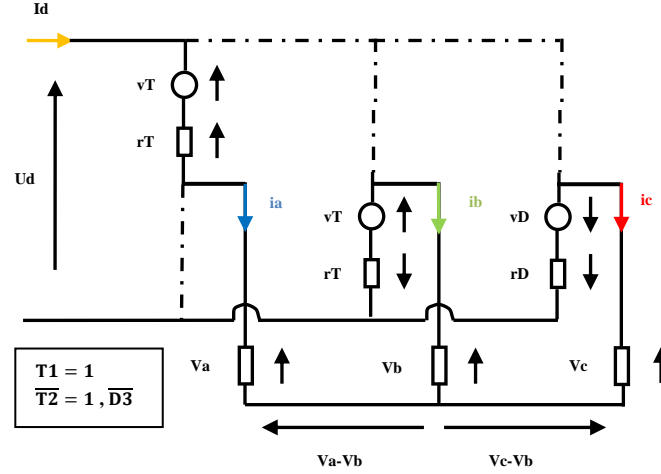


Fig. II.9 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

A partir la figure II.14, on applique la loi des mailles pour les deux chemins on a :

$$\begin{cases} V_a - V_b + r_T i_a + v_T - u_d - r_T i_b + v_T = 0 \\ V_c - V_b + v_D + r_D i_c - r_T i_b + v_T = 0 \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

On remplace i_b par $(-i_a - i_c)$ et V_a, V_b et V_c par leur expression 1.25ce qui donne :

$$\begin{cases} 2 R i_a + R i_c + (L - M) \left(2 \frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + e_a - e_b + 2 r_T i_a + 2 v_T - u_d + r_T i_a = 0 \\ R i_a + 2 R i_c + (L - M) \left(\frac{di_a}{dt} + 2 \frac{di_c}{dt} \right) + e_c - e_b + v_D + r_D i_c + r_T i_c + r_T i_a + v_T = 0 \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Donc :

$$\begin{cases} \left(2 \frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) = \frac{1}{(L - M)} [u_d - 2 v_T - e_a + e_b - 2(R + r_T)i_a - (R + r_T)i_c] \\ \left(\frac{di_a}{dt} + 2 \frac{di_c}{dt} \right) = \frac{1}{(L - M)} [-v_T - v_D + e_b - e_c - (R + r_T)i_a - (2R + r_T + r_D)i_c] \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Le système II.28 peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{(L - M)} \begin{bmatrix} u_d - 2 v_T - e_a + e_b - 2(R + r_T)i_a - (R + r_T)i_c \\ -v_T - v_D + e_b - e_c - (R + r_T)i_a - (2R + r_T + r_D)i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Ce qui conduit à la forme résolue suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{(L-M)} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} u_d - 2v_T - e_a + e_b - 2(R+r_T)i_a - (R+r_T)i_c \\ -v_T - v_D + e_b - e_c - (R+r_T)i_a - (2R+r_T+r_D)i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Donc, les équations de courants dans les trois phases pour ce sous intervalle sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d - 3v_T - v_D - 2e_a + e_b + e_c - 3(R+r_T)i_a + (r_D - r_T)i_c] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D + e_a + e_b - 2e_c - (3R+r_T+2r_D)i_c] \\ i_b = (-i_a - i_c) \end{array} \right. \quad (\text{II.31})$$

Remarque : comme le récepteur dans tous les premiers sous intervalles est triphasé équilibré à neutre isolé alors le vecteur $V = [V_a \ V_b \ V_c]^T$ peut se calculer par la relation suivante :

$$V = M_c \times S \times u_d \quad (\text{II.32})$$

$$\text{Ou } S = [S_a S_b S_c]^T \text{ désigne les états des bras.} \quad (\text{II.33})$$

$$M_c = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \text{ Désigne la matrice de transfert de l'onduleur.} \quad (\text{II.34})$$

- Si la phase $j = (a, b, c)$ est branchée à un transistor ou à une diode de la partie supérieure, alors $S_j = 1$.
- Si la phase j est branchée à un transistor ou à une diode de la partie inférieure, alors $S_j = 0$.

Et pour ce cas, la phase 1 est branchée au transistor $T1$ donc :

$$S^T = [1 \ 0 \ 0] \text{ et } V = \left[\frac{2}{3}u_d \quad -\frac{1}{3}u_d \quad -\frac{1}{3}u_d \right]^T \quad (\text{II.35})$$

a.2.1.2 Sous Intervalle 2 : $\left(\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}\right)$

La phase c est débranchée ($i_c = 0$) et la diode de roue libre $\overline{D3}$ est bloquée. Dans ce cas on a seulement le chemin principal, c'est-à-dire le courant passe seulement à travers les 2 phases a et b comme il est indiqué à la figure II.10 :

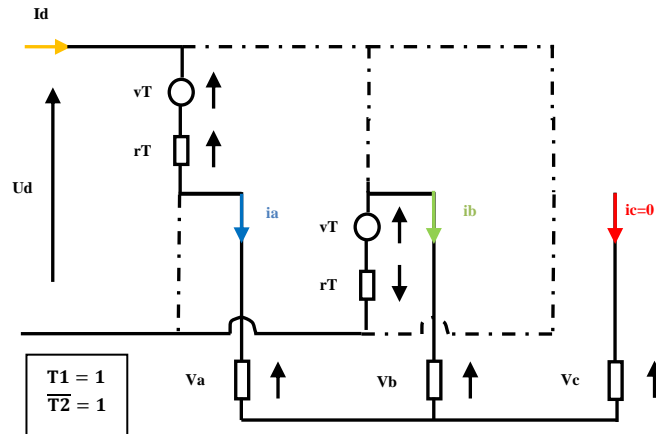


Fig. II.10 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T - e_a + e_b - 2(R+r_T)i_a] \\ i_b = (-i_a) \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Les mêmes étapes sont appliquées pour déterminer les courants et les tensions des phases pour les autres intervalles de fonctionnement :

a.2.2 Intervalle 2 : $(\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6})$

a.2.2.1 Sous Intervalle 1 : $(\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3})$ (les composants qui fonctionnent sont $(T1, \overline{T3}, D2)$)

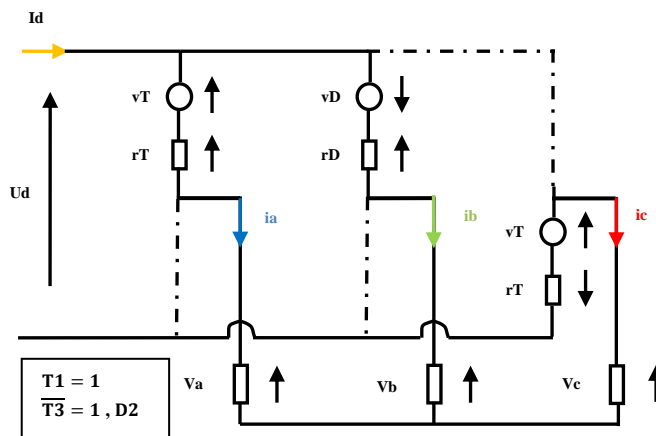


Fig. II.11 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d - 3v_T - v_D - 2e_a + e_b + e_c - 3(R+r_T)i_a + (r_D - r_T)i_b] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D + e_a - 2e_b + e_c - (3R+r_T+2r_D)i_b] \\ i_c = (-i_a - i_b) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Donc : $S^T = [1 \quad 1 \quad 0]$ et $V = \left[\frac{1}{3}u_d \quad \frac{1}{3}u_d \quad -\frac{2}{3}u_d \right]^T$ (II.38)et(II.39)

a.2.2.2 Sous Intervalle 2 : $\left(\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6}\right)$ ($i_b = 0$)

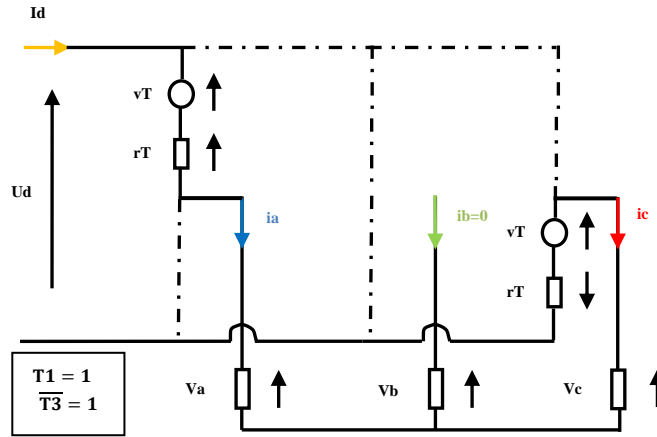


Fig. II.12 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T - e_a + e_c - 2(R+r_T)i_a] \\ i_b = 0 \\ i_c = -i_a \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

a.2.3 Intervalle 3 : $\left(\frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6}\right)$

a.2.3.1 Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \pi\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(T2, \overline{T3}, \overline{D1})$)

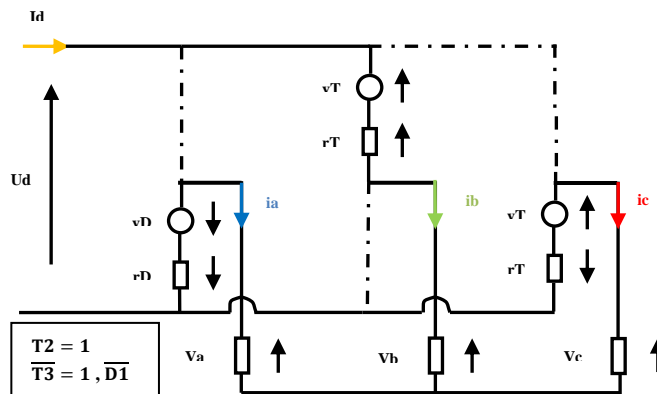


Fig. II.13 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - (3R + r_T + 2r_D)i_a] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d - 3v_T + v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R + r_T)i_b + (r_D - r_T)i_a] \\ i_c = (-i_a - i_b) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

$$\text{Donc : } S^T = [0 \quad 1 \quad 0] \text{ et } V = \left[-\frac{1}{3}u_d \quad \frac{2}{3}u_d \quad -\frac{1}{3}u_d \right]^T \quad (\text{II.42})$$

a.2.3.2 Sous Intervalle 2 : $(\pi \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6})$ ($i_a = 0$)

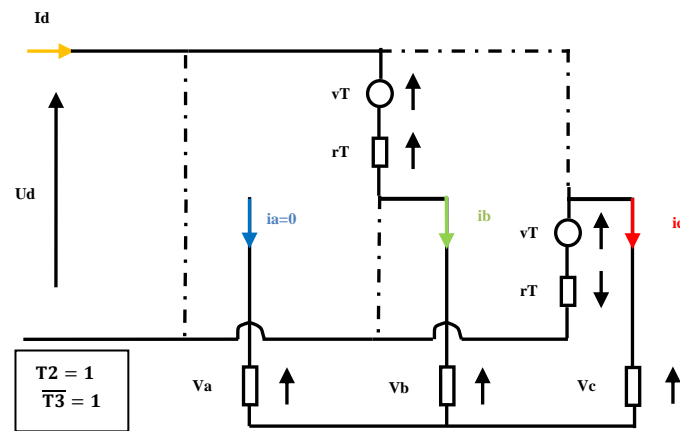


Fig. II.14 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T - e_b + e_c - 2(R + r_T)i_b] \\ i_a = 0 \\ i_c = -i_b \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

a.2.4 Intervalle 4 : $(\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{3\pi}{2})$

a.2.4.1 Sous Intervalle 1 : $(\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3})$ (les composants qui fonctionnent sont $(T2, \overline{T1}, D3)$)

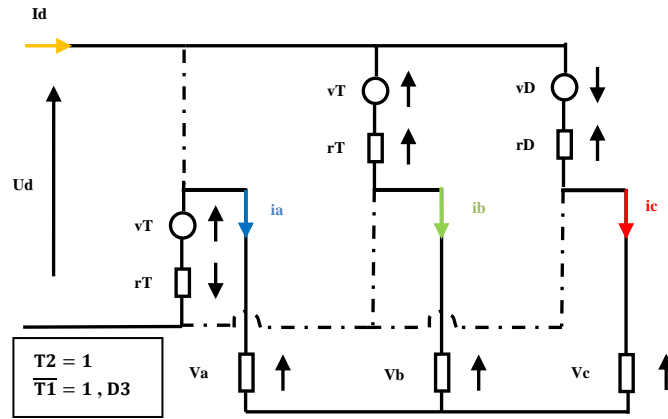


Fig. II.15 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d - 3v_T - v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R+r_T)i_b + (r_D - r_T)i_c] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - (3R+r_T+2r_D)i_c] \\ i_a = (-i_b - i_c) \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

$$\text{Donc : } S^T = [0 \quad 1 \quad 1] \text{ et } V = \left[-\frac{2}{3}u_d \quad \frac{1}{3}u_d \quad \frac{1}{3}u_d \right]^T \quad (\text{II.45})$$

a.2.4.2 Sous Intervalle 2 : $\left(\frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{3\pi}{2}\right) (i_c = 0)$

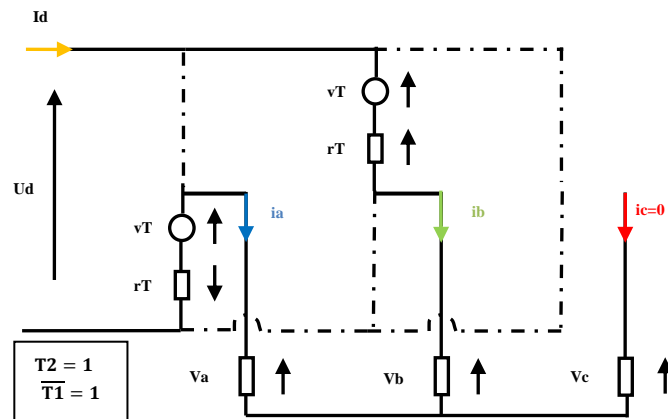


Fig. II.16 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

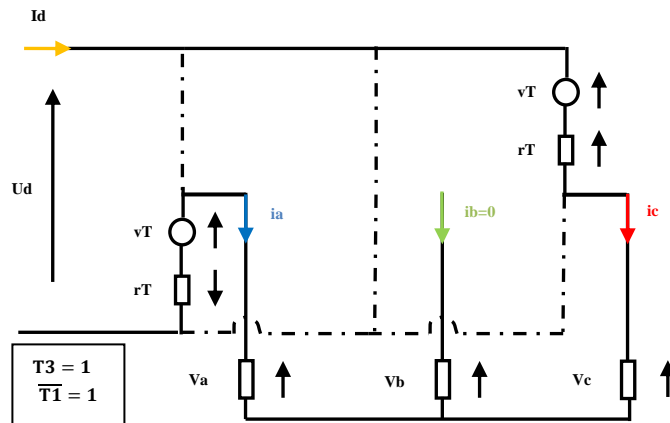


Fig. II.18 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T + e_a - e_c - 2(R+r_T)i_c] \\ i_a = (-i_c) \\ i_b = 0 \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

a.2.6 Intervalle 6 : $\left(\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq 2\pi\right) + \left(0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{6}\right)$

a.2.6.1 Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq 2\pi\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(T3, \overline{T2}, D1)$)

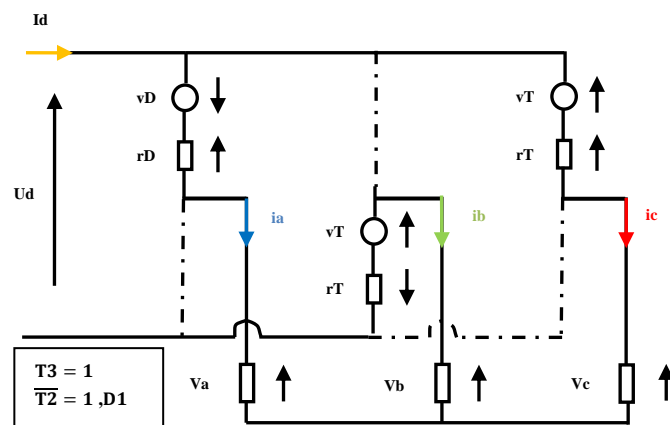


Fig. II.19 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - (3R + r_T + 2r_D)i_a] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d - 3v_T - v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R + r_T)i_c + (r_D - r_T)i_a] \\ i_b = (-i_a - i_c) \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

$$\text{Donc : } S^T = [1 \quad 0 \quad 1] \text{ et } V = \left[\frac{1}{3}u_d \quad -\frac{2}{3}u_d \quad -\frac{1}{3}u_d \right]^T \quad (\text{II.51})$$

a.2.6.2 Sous Intervalle 2 : $(0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{6})$ ($i_a = 0$)

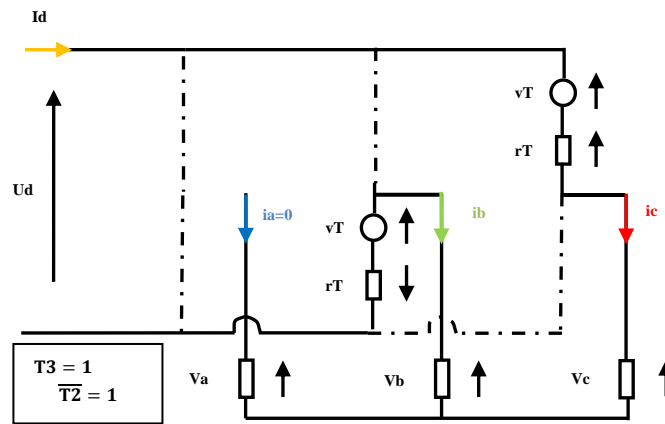


Fig. II.20 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T + e_b - e_c - 2(R + r_T)i_c] \\ i_b = (-i_c) \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

II.4 Résultats de Simulation

II.4.1 Simulation en Boucle Ouverte

II.4.1.1 Paramètres du Moteur Choisi pour la Simulation

Comme la plupart des moteurs BLDC sont orientés vers des applications de basse puissance alors le moteur pris pour la simulation est choisi de faible puissance

Nous avons établi les équations de fonctionnement de l'ensemble commutateur- moteur pour la séquence directe. Un programme de simulation de la dynamique du moteur BLDC est développé sous l'environnement MATLAB. Ce dernier permet à la fois de reproduire le couple du moteur, la vitesse, les courants dans les trois phases, le courant total à l'entrée du

commutateur, les FEM induites, ainsi que les signaux de commande des transistors et les durées de conduction des diodes.

Les simulations sont effectuées avec un couple résistant proportionnelle à la vitesse.

II.4.1.2 Résultats en Régime Statique

Pour mieux voir les caractéristiques du moteur BLDC il est préférable de tracer les différentes variables dans le régime permanent c.à.d. lorsque la vitesse est constante. On considère que le moteur fonctionne en régime statique et tourne à la vitesse constante de ± 1500 (tr/mn) pour le sens de rotation direct et on impose à l'entrée de l'onduleur une tension u_d de 24 (V). Le commutateur sélectionne la connexion des phases selon la séquence directe de la figure II.21:

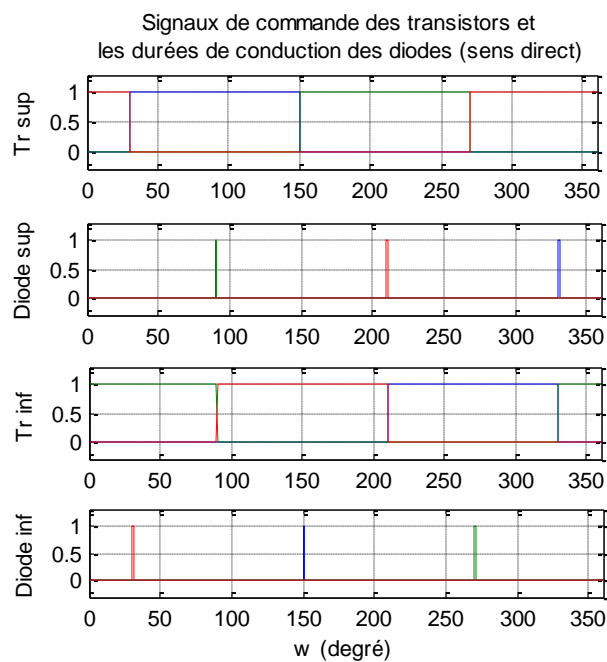


Fig. II.21: Signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes pour le sens de rotation direct.

On obtient le courant continu i_d à l'entrée du commutateur pour sens de rotation direct selon la figure II.22:

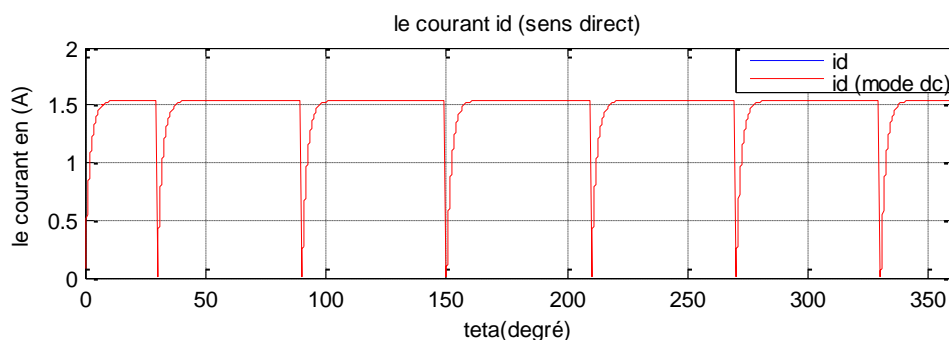


Fig. II.22: Courant i_d en régime statique pour le sens direct.

Les courants dans les phases i_a , i_b , i_c et les forces électromotrices e_a , e_b , e_c sont donnés à la figure II.23 :

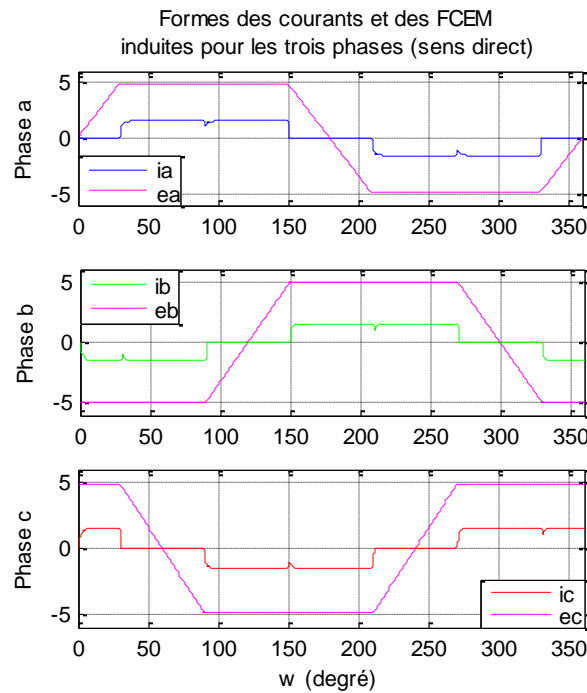


Fig. II.23: Courants de phases avec les FEMs en régime statique dans le sens direct.

On remarque que la FEM d'une phase du moteur est constante pendant la même durée de temps où le courant de cette phase est constant. Cette disposition conduit à la production d'un couple maximal.

II.4.1.3 Démarrage du Moteur

Le moteur étant initialement à l'arrêt, on applique la tension continue $u_d = 24 V$ à l'entrée du commutateur électronique. Le commutateur connecte les enroulements (a, b, c) selon la séquence directe d'allumage des interrupteurs électronique (fig. II.55).

En note que la vitesse du moteur démarre de la valeur nulle et se stabilise à $\pm 280 T/min$ pour le sens de rotation direct. Les résultats de cet essai apparaissent aux figures II.24 et II.25:

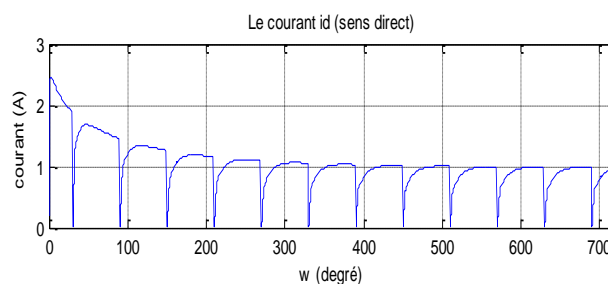


Fig. II.24: Courant i_d en régime de démarrage.

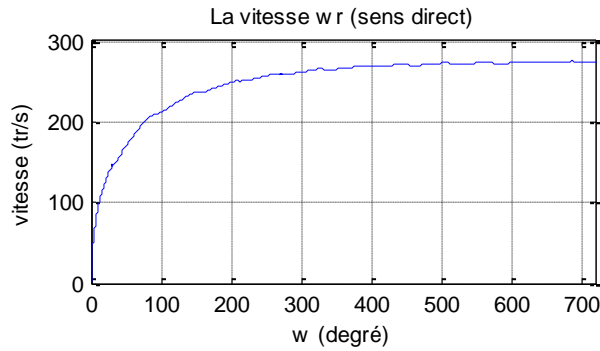


Fig.II.25 : Vitesse du moteur en régime de démarrage pour le sens de rotation direct.

En conséquence, on obtient les courants dans les trois enroulements selon la figure II.26. Il apparaît que le couple C_e suit la même forme que celle du courant continu i_d (fig.II.27), ce qui est conforme à celui fourni par un moteur à courant continu classique (à excitation indépendante constante) [24] [26].

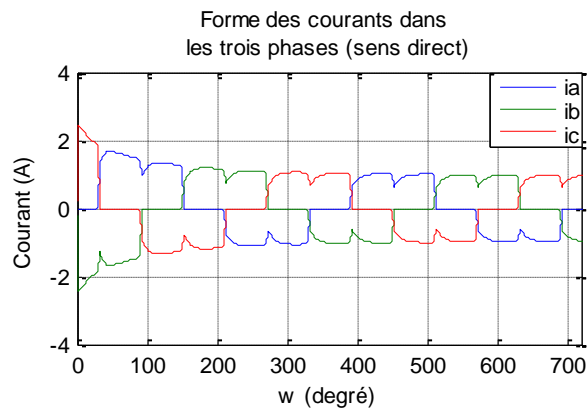


Fig. II.26: Courants i_a , i_b , i_c des phases en régime de démarrage pour le sens de rotation direct.

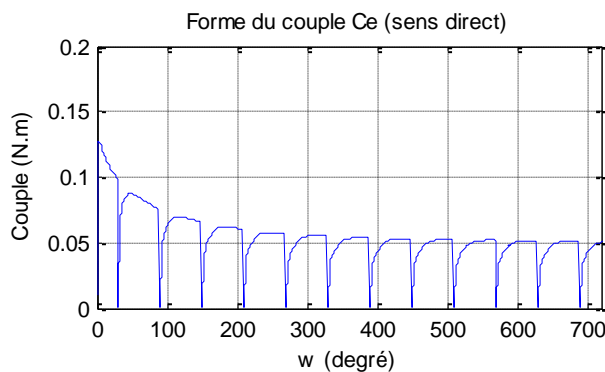


Fig. II.27: Couple C_e du moteur en régime de démarrage pour le sens de rotation direct.

Le courant dans la phase a et sa FEM correspondante sont données à la figure II.28:

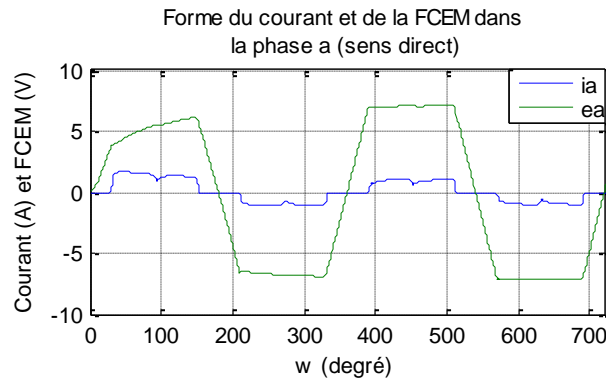


Fig. II.28: Courant de phase i_a et FEM e_a en régime de démarrage dans le sens direct.

📌 Analyses et Commentaires

- On remarque que le courant total est de forme continue, mais il présente une discontinuité ce qui donne un couple de même forme, afin d'avoir un couple lissé, il faut créer les conditions qui atténuent la durée de la discontinuité.
- On remarque aussi que les moteurs sans balais sont conçus de sorte que la FEM induite d'une phase soit de forme trapézoïdale et soit constante lorsque le courant est constant cette situation produit un couple électromagnétique optimal dans un moteur.
- La simulation montre que les ondulations au niveau du courant influent directement sur le couple. A leur tour, les ondulations du couple se répercutent directement sur la vitesse car le moteur est de faible inertie.

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait, dans la première partie la modélisation du moteur BLDC et on a vu ses différentes équations mathématiques, son modèle de l'ensemble machine-commutateur électronique pour le sens de rotation direct dans le mode moteur. On a conclu que le développement de ce modèle nécessite la détermination des signaux de commandes des transistors, et que la force électromotrice induite est déterminée par la position angulaire du rotor et on a aussi découvert que le couple électromagnétique produit dans le moteur BLDC est dû à l'alignement des aimants, qui se fait à la position où la force électromotrice est nulle.

Nous avons établi dans la deuxième partie un programme de simulation de la dynamique du moteur BLDC développé sous l'environnement MATLAB, Cette simulation comporte deux parties régime statique et régime de démarrage.

CHAPITRE III :
COMMANDE PAR
LOGIQUE FLOUE
TYPE 1 DU MOTEUR
BLDC

III.1 Introduction

Dans le cadre de recherche pour le développement de nouvelles technologies basées sur l'intelligence artificielle, la logique floue a reçu un immense intérêt par les chercheurs et les industriels depuis le début de la deuxième moitié du dernier siècle. Avant cette tournure dans la définition de la logique, tous les algorithmes et les procédés se basaient sur la logique classique [38]. La logique classique n'admet aucun état entre le vrai et faux, ou aucune valeur entre le 0 et 1, contrairement à la logique floue qui a l'avantage de traiter même les valeurs entre 0 et 1 en se basant sur le raisonnement humain [38-39].

Les travaux de Lotfi A. Zadeh (Professeur de l'Université de Californie de Berkeley) ont été les premiers qui présentaient la logique floue comme une méthode de classification pertinente en ayant établi les principes de bases [40]. Initialement, la logique floue a été désignée comme un algorithme de classification qui a été utilisé pour l'analyse de données, surtout dans des domaines comme le commerce et la médecine [41]. Cependant, son principe de raisonnement inspiré du raisonnement humain a attiré Mamdani qui a été le 9^e premier qui a introduit la notion de la logique floue dans le domaine de contrôle en 1974 [42-43].

III.2 Historique de la logique floue [44]

III.2.1 Apparition de la logique floue

Le terme d'ensemble flou apparaît pour la première fois en 1965 lorsque le professeur Lotfi Zadeh, de l'université de Berkeley aux USA, publie un article intitulé « Ensembles flous » (Fuzzy sets). Il a réalisé depuis de nombreuses avancées théoriques majeures dans le domaine et a été rapidement accompagné par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques.

III.2.2 Premières applications

Parallèlement, certains chercheurs se sont penchés sur la résolution par logique floue de problèmes réputés difficiles. Ainsi en 1975, le professeur Mamdani à Londres développe une stratégie pour le contrôle des procédés et présente les résultats très encourageants qu'il a obtenus sur la conduite d'un moteur à vapeur. En 1978, la société danoise F.L.Smidth réalise le

Chapitre III Commande par logique floue type 1 du moteur BLDC

contrôle d'un four à ciment. C'est là la première véritable application industrielle de la logique floue. Fondements théoriques de la commande floue.

III.2.3 Développement

C'est au Japon où la recherche n'est pas seulement théorique mais également très applicative, que la logique floue connaît son véritable essor. Dans l'industrie, le traitement des eaux, les grues portuaires, les métros, les systèmes de ventilation et de climatisation sont touchés. Enfin, des applications existent dans des domaines très différents tels que la finance ou le diagnostic médical. A partir de 1990, c'est en Allemagne que des applications apparaissent en grand nombre ainsi qu'à une moindre échelle aux USA. Aujourd'hui, une vaste gamme de nouveaux produits ont une étiquette « produit flou (Fuzzy) »

III.3 Avantages et inconvénients de la logique floue

Évidemment, le réglage par la logique floue réunit un certain nombre d'avantages et inconvénients. Les avantages essentiels sont :

- La théorie est simple et s'applique à des systèmes complexes.
- Robustesse de la commande floue vis-à-vis des incertitudes.
- Possibilités de commande auto-adaptative aux variations du procédé.
- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe.
- L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non linéaire).

Par contre les inconvénients sont :

- Technique de réglage essentiellement empirique.
- Performances dépendent de l'expertise.
- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).

Chapitre III Commande par logique floue type 1 du moteur BLDC

- L'approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances de l'opérateur, est souvent difficile).

III.4 Principe de la logique floue

III.4.1 Ensembles flous

Si la fonction caractéristique d'un ensemble classique ne peut prendre que deux valeurs soit 1 ou bien 0, la fonction d'un ensemble flou peut prendre toutes les valeurs comprises entre 0 et 1.

On définit alors un sous ensemble A de U comme suit :

$$A = \{x \mid \mu_A(x), \forall x \in U\}. \quad (\text{III.1})$$

$\mu_A(x)$ degré d'appartenance de l'élément x au sous-ensemble flou A.

μ_A : est la fonction d'appartenance définie dans l'intervalle [0,1].

$$\mu_A : U \rightarrow [0,1]. \quad (\text{III.2})$$

$$x \in A \iff \mu_A(x) > 0. \quad (\text{III.3})$$

III.4.2 Concept de la logique floue

La pensée humaine est un mélange de la logique et de l'imagination. C'est-à-dire une superposition de rigueur et d'intuition agissant ensemble ou séparément. La logique humaine est un enchaînement d'idées et de concepts aboutissant à des conclusions qui entraînent des décisions.

Le caractère flou de la pensée humaine est illustré par sa capacité de résumer les informations pour extraire à partir des collections de données une conclusion en rapport avec la tâche considérée.

En termes plus formels, la logique floue vise à modéliser les aspects qualificatifs imprécis et incertains. [45]

III.4.3 Variables linguistiques

L'utilisation des ensembles flous offre une base pour une voie systématique de manipulation des concepts vagues et imprécis. On peut alors employer les ensembles flous pour représenter des variables linguistiques. Une variable linguistique est une variable dont les valeurs sont des mots ou des phrases dans un langage naturel ou systématique.

III.4.4 Univers du discours

C'est l'ensemble noté U , qui contient toutes les valeurs que peut prendre la variable linguistique. Un des premiers pas dans la conception d'une application floue est de définir l'ensemble de référence ou univers de discours pour chaque variable linguistique. L'univers de discours est l'ensemble de référentiel qui contient tous les éléments qui sont en relation avec le contexte de donné. [46] La notion d'univers de discours se conçoit aisément : reprenons le concept d'âge : l'utilisateur pourra décrire la variable « âge » par un certain nombre de mots. Par exemple « jeune », « entre deux âges » et « âgé ». Pour chacun de ces prédicats, on pourra donner une fonction d'appartenance. L'univers de discours d'une variable couvre l'ensemble des valeurs prises par cette variable.[47]

III.4.5 Fonction d'appartenance

La fonction d'appartenance permet de décrire l'évolution du degré de vérité de la variable linguistique dans l'univers de discours U . Elle peut prendre plusieurs formes, les plus utilisées sont :

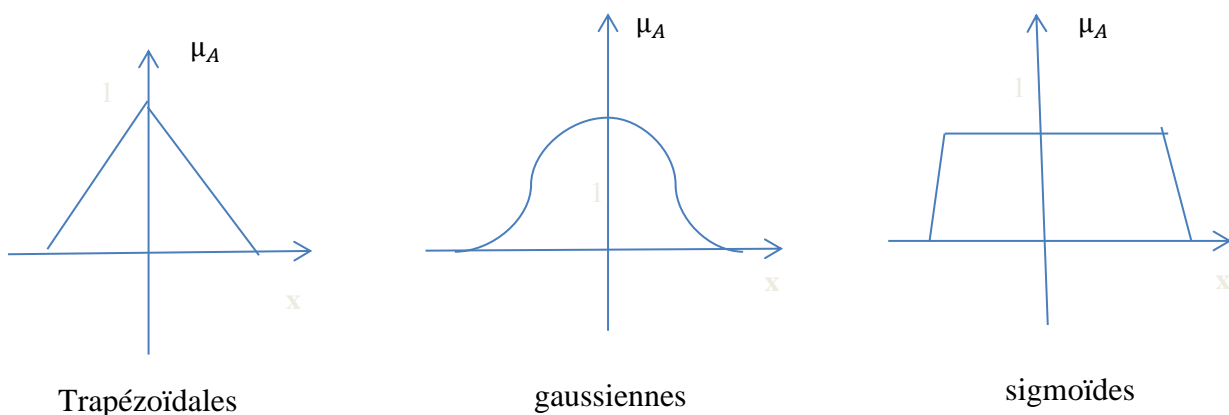


Figure III.1 : Formes des fonctions d'appartenance.

III.4.6 Relations floues

Une relation floue entre deux sous-ensembles flous A et B dans les univers de discours U_1 et U_2 respectivement, est un sous ensemble flou R dans l'univers $U = U_1 \times U_2$ (produit cartésien) dont la fonction d'appartenance s'exprime par :

$$u_R(x, y) = F(u_A(x), u_B(y)). \quad (\text{III.4})$$

III.4.6.1 Conjonction

L'opération logique « ET » entre A et B peut être définie par la relation :

$$u_{AB}(x, y) = \text{Min}(u_A(x), u_B(y)). \quad (\text{III.5})$$

III.4.6.2 Disjonction floue

L'opération logique « OU » entre A et B peut être définie par la relation :

$$u_{A+B} = \text{Max}(u_A(x), u_B(y)); \text{ (Union floue)}. \quad (\text{III.6})$$

Ou sous forme :

$$u_{A+B} = u_A(x) + u_B(y) - u_A(x) \cdot u_B(y); \text{ (Somme algébrique)} \quad (\text{III.7})$$

III.4.6.3 Implication floue

L'implication linguistique est un autre exemple de relation entre A et B, elle est notée (Ab).

Exemple :

Si A est a alors B est b Cette relation conditionnelle floue est représentée par un sous-ensemble flou dont la fonction d'appartenance peut être

-Opérateur Min : $u_{AB}(x, y) = \text{Min}(u_A(x), u_B(y))$ (III.8)

-Opérateur algébrique : $u_{AB}(x, y) = \text{Min}(u_A(x), u_B(y))$ (III.9)

III.4.7 Types de systèmes flous

En se basant sur le type de règles floues SI-ALORS, il existe deux types de systèmes flous :

- Système flou de Mamdani : Dans ce type de systèmes flous, la prémisse et la conclusion sont floues. Après l'inférence, le résultat donc est un ensemble flou caractérisé par sa fonction

Chapitre III Commande par logique floue type 1 du moteur BLDC

d'appartenance. Il faut passer par une étape de « défuzzification » afin d'obtenir la valeur réelle de la commande à appliquer [48].

- Système flou de Takagi-Sugeno (TS) : Il est dit de type procédural. En effet, seule la prémisse est floue. La conclusion, qui correspond à la commande, est directement une constante réelle ou une expression polynomiale (n'est pas floue) [48].

III.4.8 Règles floues

L'outil le plus utilisé dans la logique floue est la base des règles floues. Une base des règles floues est composée de règles qui sont généralement de type : SI « prédicat » ALORS « conclusion » [49-50-51].

III.4.9 Caractéristiques d'un Système d'Inférence Flou

Il existe deux caractéristiques principales d'un SIF structurelles et paramétriques :

a. Caractéristiques structurelles

Elles spécifient tous les éléments du SIF qui influent sur sa structure. Ces éléments sont constitués par :

- Définie et sortie
- Le type de fonction d'appartenance utilisé (triangle, trapèze, sigmoïde...etc.) pour chaque terme linguistique.
- Le nombre de termes linguistiques pour chaque variable.
- Le nombre optimal de règles.
- Les variables participant à ces règles
- Les opérateurs de conjonction, de disjonction et d'implication...etc.

b. Caractéristiques paramétriques

Une fois la structure du SIF choisie, le problème est alors le placement optimal des fonctions d'appartenance d'entrées et de sorties ou des singletons de sorties. Les caractéristiques paramétriques se situent au plus bas niveau de spécification d'une SIF. Elles représentent en fait l'aspect purement numérique du système flou et définissent les sous-ensembles qui le

Chapitre III Commande par logique floue type 1 du moteur BLDC

constituent. Les paramètres des fonctions d'appartenance des variables d'entrée (point modal, base, écart type...). [61]

III.5 Mécanisme d'inférence flou

Une base de règles floues comprend donc les règles linguistiques qui font appel à des fonctions d'appartenances. Le mécanisme d'inférence comprend les étapes suivantes :

- Fuzzification : La fuzzification permet de transformer les variables réelles numériques d'entrées, en variables floues. Cette première étape consiste à déterminer le degré d'appartenance de chaque variable d'entrée à chaque état (après la définition des entrées et sorties). Celui-ci déterminé à l'aide des fonctions d'appartenance définies dans le système [49-50-52] (projection des variables physiques sur des ensembles flous). Donc la fuzzification consiste à évaluer les fonctions d'appartenance utilisées dans les prédicats des règles.
- Degré d'activation : le degré d'activation d'une règle est l'évaluation des prédicats de chaque règle par combinaison logique des propositions du prédicat.
- Implication : le degré d'activation de la règle permet de déterminer la conclusion de la règle, c'est l'implication. Il existe plusieurs opérateurs d'implication, mais le plus utilisé est le minimum. L'ensemble de conclusion est construit en réalisant le minimum entre le degré d'activation et la fonction d'appartenance.
- Agrégation : l'ensemble flou global de sortie est construit par agrégation des ensembles flous obtenus par chacune des règles concernant cette sortie. Les règles sont liées entre eux par un opérateur logique « OU », on calcule donc le maximum entre les fonctions d'appartenance résultant de chaque règle [48].
- Déffuzzification : la fin de l'inférence, l'ensemble flou de sortie est déterminé mais il n'est pas directement utilisable pour donner une information précise à l'opérateur ou commander un actionneur. Il est nécessaire de passer d'une valeur floue à une valeur numérique, c'est la défuzzification. Il existe plusieurs méthodes, la méthode la plus souvent rencontrée étant le calcul du centre de gravité. La méthode du centre de gravité est une des méthodes les plus mentionnées dans la littérature. L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée en utilisant la formule générale [49-50-52] :

$$y = \frac{\sum_{i=1}^M v^l \mu_{B^l}(v^l)}{\sum_{i=1}^M \frac{\mu_{B^l}(v^l)}{\sigma^l}} \quad (\text{III.10})$$

Où v^l désigne le centre de gravité de la fonction d'appartenance de l'ensemble flou. B^l est le defuzzificateur évalué premièrement $\mu_{B^l}(v^l)$.

σ^l est une mesure de support de la fonction d'appartenance pour la l^{ieme} règle. Pour les fonctions d'appartenance triangulaires et trapézoïdales, σ^l représente la base du triangle ou du trapèze. Tandis que, pour les fonctions d'appartenance gaussienne σ^l est l'écart type.

III.6 Structure générale d'une commande floue

Le principe de fonctionnement d'un système flou est simple. Celui-ci se décompose en des étapes distinctes (Figure 3.2).

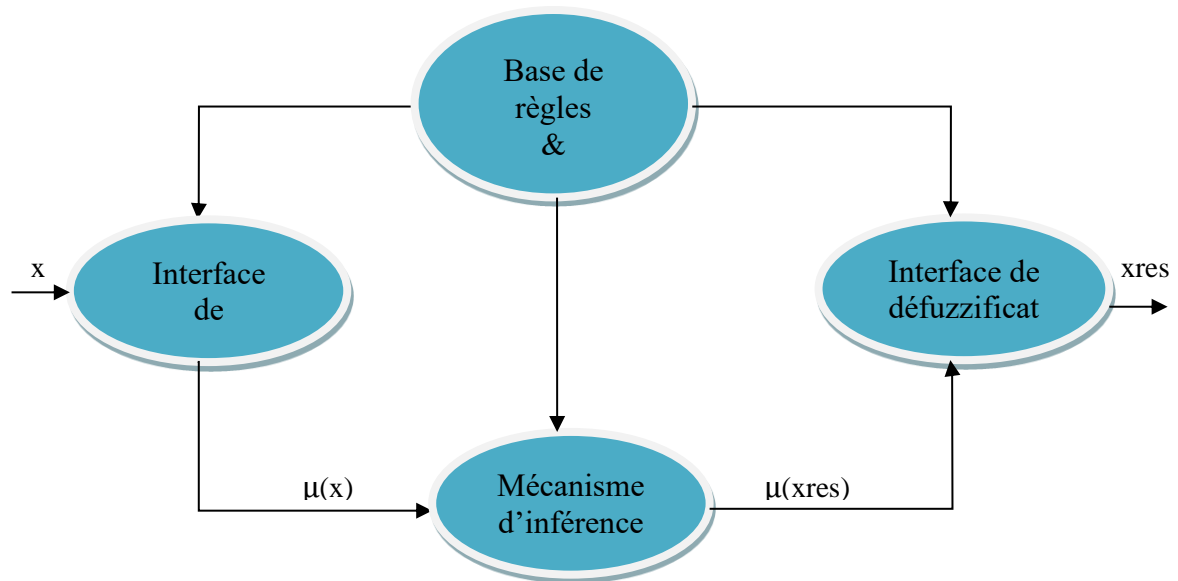


Figure III.2 : Structure d'un système flou.

III.7 Applications au Moteur à Courant Continu Sans Balais (BLDCM)

Le contrôleur flou est largement utilisé dans l'industrie pour sa réalisation facile. Beaucoup de travail a été effectué sur l'analyse des règles de commande et des paramètres de fonction d'appartenance [53].

Les raisons pour lesquelles la logique floue est employée sont comme suit :

- Une méthodologie de conception alternative, qui est plus simple et plus rapide.

Chapitre III Commande par logique floue type 1 du moteur BLDC

- Elle réduit le cycle de développement de conception.
- Elle simplifie la complexité de conception.
- Une meilleure solution de rechange à la commande non linéaire.
- Elle améliore l'exécution de commande.
- Elle est simple à mettre en application [54] [55] [56].

Nous proposons dans cette partie une commande par logique floue du moteur BLDC [57]. On utilise la même structure de commande (commande en cascade) avec deux régulateurs flous, de vitesse et de courant (fig. III.3).

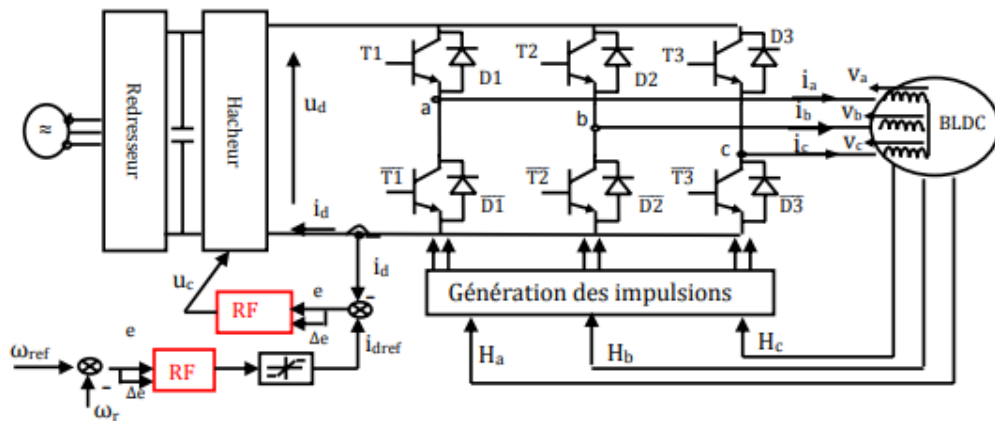


Fig. III.3 : Schéma de principe pour la commande du moteur BLDC.

Définition des Entrées / Sorties

Pour la boucle de vitesse les variables d'entrées sont :

$$\text{L'erreur de vitesse } e_w = w_r - w_{ref}$$

$$\text{La variation de l'erreur de vitesse } \Delta e_w = e_w(k) - e_w(k-1) \quad (\text{III.11})$$

Pour la boucle de courant les variables d'entrées sont :

$$\text{L'erreur de courant } e_{i_d} = i_d - i_{ref} \quad (\text{III.12})$$

$$\text{La variation de l'erreur de courant } \Delta e_i = e_{i_d}(k) - e_{i_d}(k-1) \quad (\text{III.13})$$

Pour les variables de la sortie :

La sortie du régulateur de vitesse qui après limitation forme la référence i_{ref} pour la boucle de courant et la sortie du régulateur de courant constitue la commande u_c (fig. III.3)

III.7.1 Définition des fonctions d'appartenance

Les régulateurs flous utilisés sont du type Mamdani dont les entrées sont : l'erreur de vitesse et sa variation pour la boucle de vitesse en même temps l'erreur de courant et sa variation pour la boucle de courant. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance, nous avons opté pour la forme triangulaire et trapézoïdale, comme indiquée sur les figures III.4 et III.5.

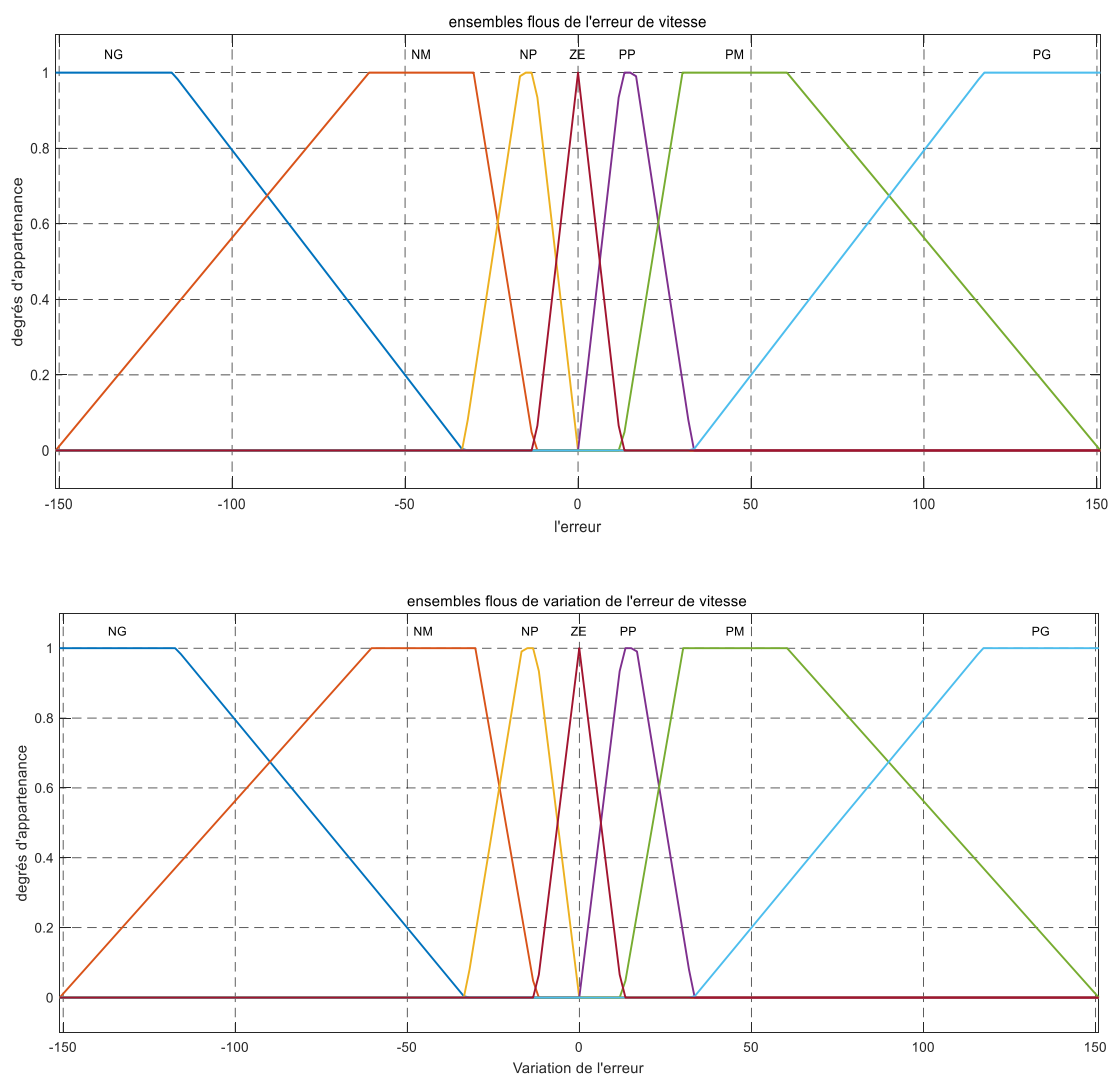


Fig. III.4 : Fuzzification des entrées e_w , Δe_w

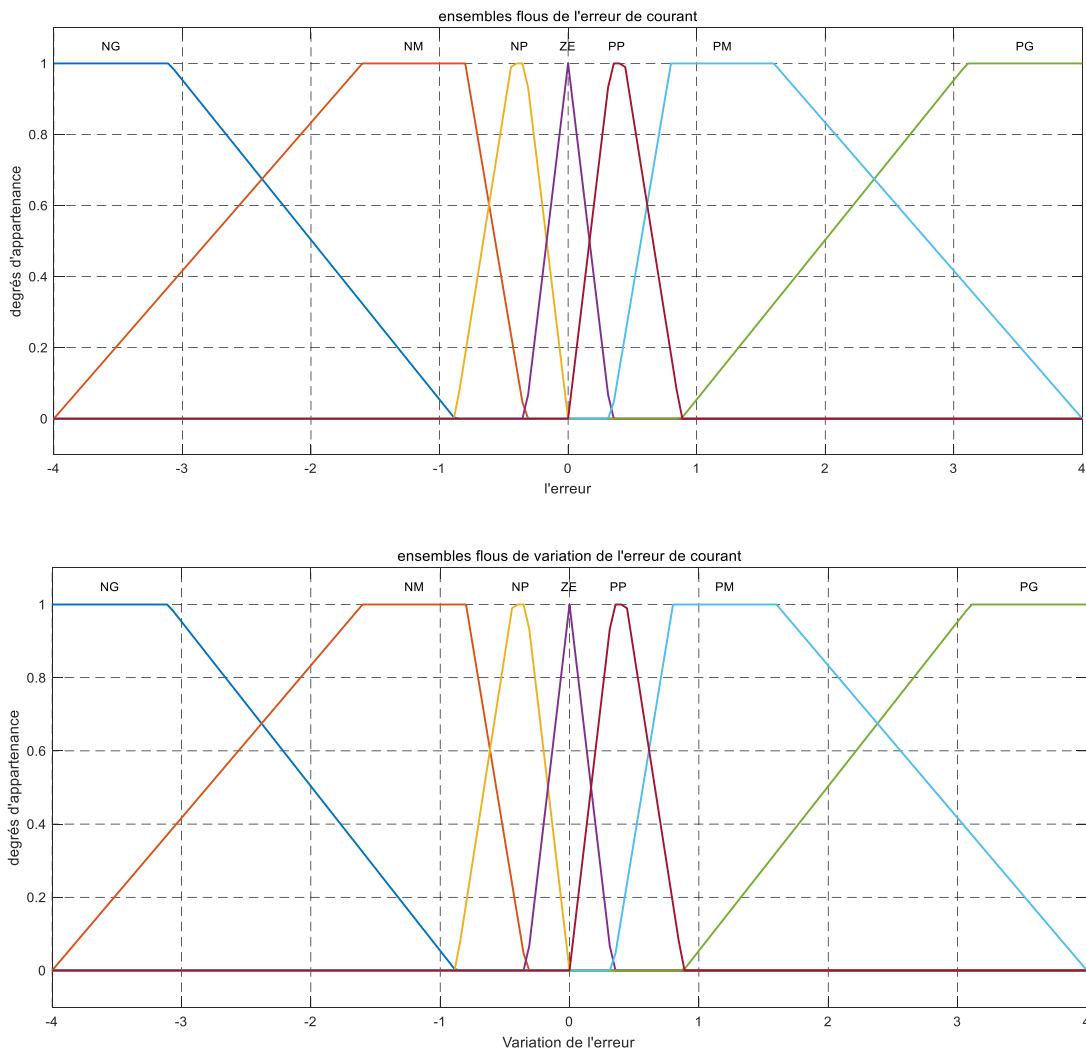


Fig. III.5 : Fuzzification des entrées $e_c, \Delta e_c$

Les fonctions d'appartenance des sorties sont de la même forme que les fonctions d'appartenance des entrées comme indiquer aux figures III.6, III.7 :

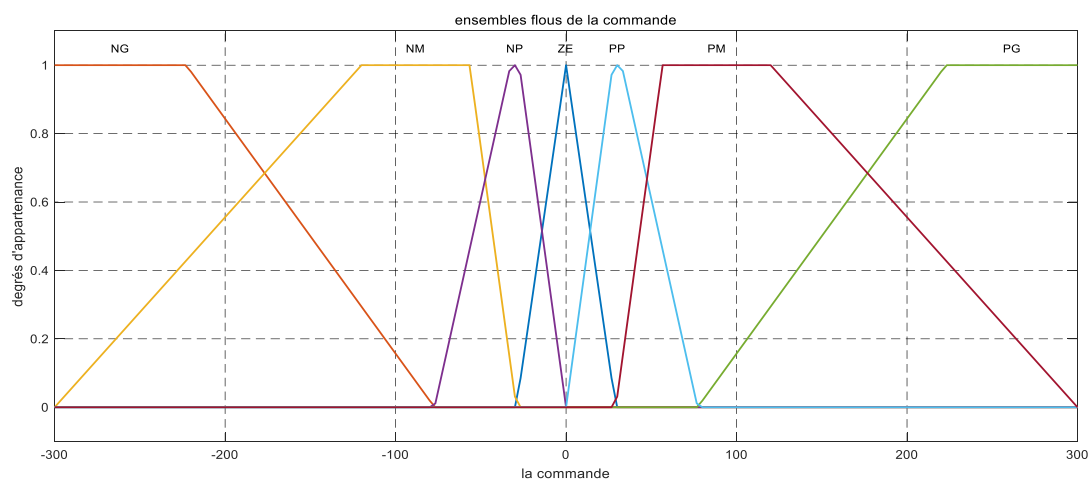


Fig. III.6 : Fonctions d'appartenance pour le courant de référence i_{ref} .

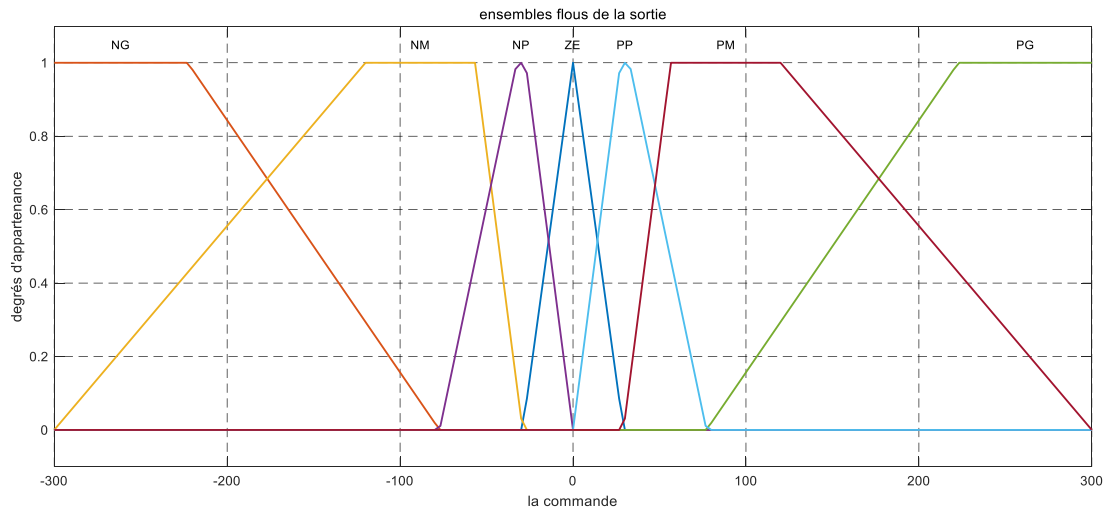


Fig. III.7 : Fonctions d'appartenance pour la commande u_c .

III.7.2 Base de Règle

Pour le régulateur de vitesse et de courant la table des règles floues qui a servi au mécanisme d'inférence est donné par les tableaux III.1 et III.2 [58] :

		Erreur							
		NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	
Dérivé de l' erreur	NG	NG	NG	NG	NG	ZE	ZE	ZE	
	NM	NG	NG	NM	NM	ZE	ZE	ZE	
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM	
	ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG	
	PM	ZE	ZE	ZE	PM	PM	PG	PG	
	PG	ZE	ZE	ZE	PG	PG	PG	PG	

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

		Erreur						
		NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
Dérivé de l' erreur	NG	NG	NG	NG	NG	ZE	ZE	ZE
	NM	NG	NG	NM	NM	ZE	ZE	ZE
	NP	NG	NG	NP	NP	PP	PP	PM
	ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	NP	PP	PP	PG	PG
	PM	ZE	ZE	ZE	PM	PM	PG	PG
	PG	ZE	ZE	ZE	PG	PG	PG	PG

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

Pour le choix de la méthode d'inférence, nous avons opté pour la méthode Som-Prod, du fait qu'elle est facile à implémenter et donne de bons résultats [59].

III.7.3 Défuzzification

La sortie du mécanisme d'inférence est une variable floue. L'approximation floue de fonction doit convertir ses variables floues internes en grandeurs réelles de sorte que le système puisse utiliser ces variables [60].

En cette étape, une valeur réelle de la variable de sortie u est obtenue en employant la méthode du centre de gravité.

Le traçage des tables précédente, en utilisant l'erreur comme axe x , la variation de l'erreur comme axe y et le signal de commande comme axe z , visualise, aux figures III.8 et III.9, la relation entre l'entrée et la sortie.

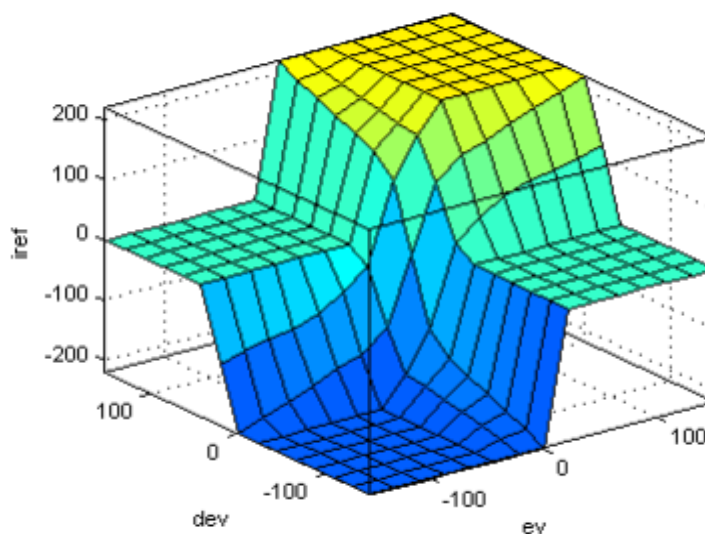


Fig. III.8 : Relation entre les entrées et les sorties pour la boucle de vitesse.

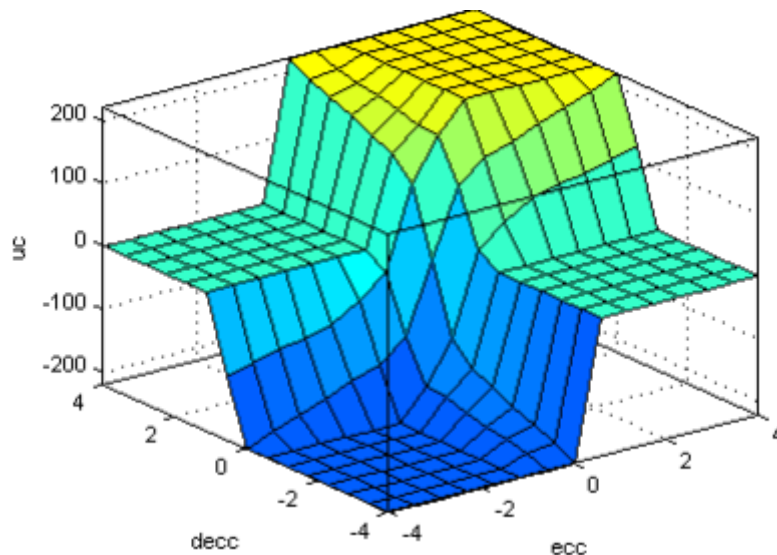


Fig. III.9 : Relation entre les entrées et les sorties pour la boucle de courant [58]

III.8 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse

Les signaux de commande des transistors et les durées de conduction des diodes sont présentés à la figure III.10 :

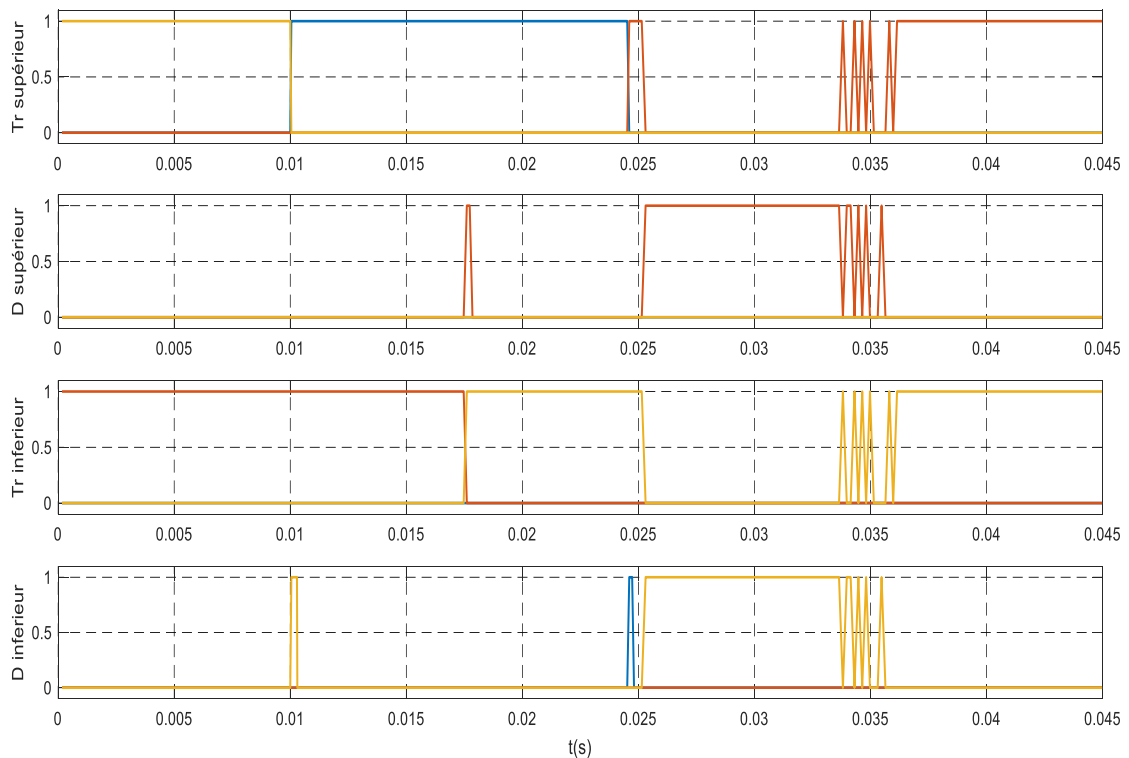


Fig. III.10 : Forme des signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes.

Chapitre III Commande par logique floue type 1 du moteur BLDC

Les résultats de simulation du moteur BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation direct sur les figures suivantes III.11, III.12, III.13, III.14 et III.15 concernant respectivement la vitesse du moteur, les trois courants de phases, le courant i_d , le couple C_e et le courant de phase i_a avec FEM e_d .

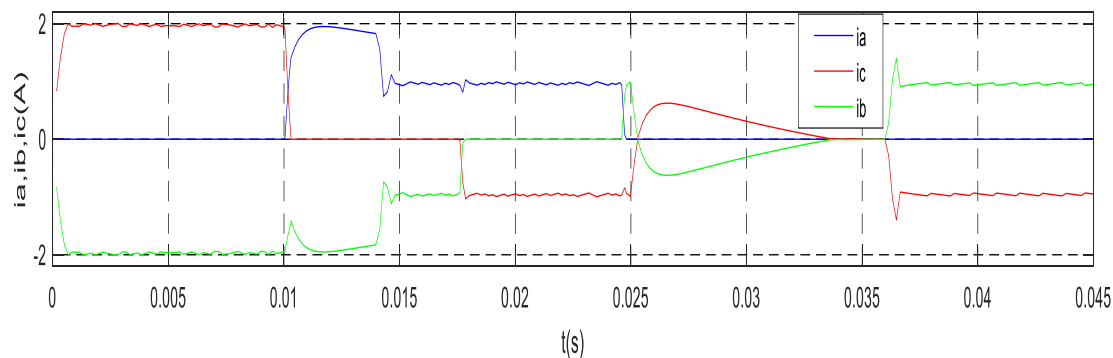


Fig. III.11: Forme des 3 courants de phases.

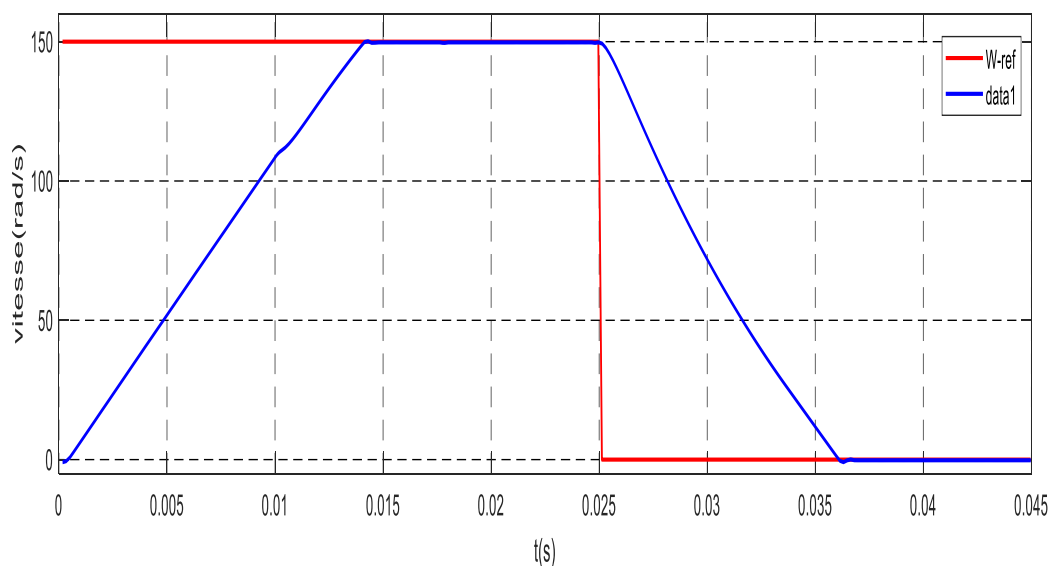


Fig. III.12: Forme de la vitesse de moteur.

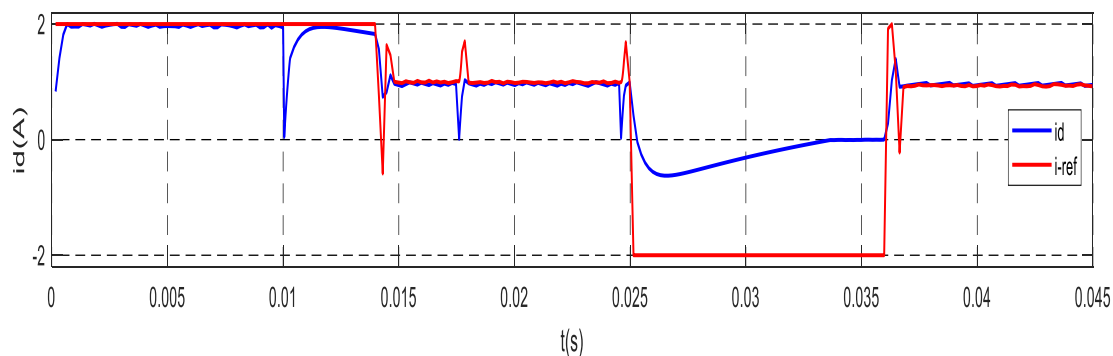


Fig. III.13: Le courant continu avec la consigne calculé par le régulateur flou de vitesse.

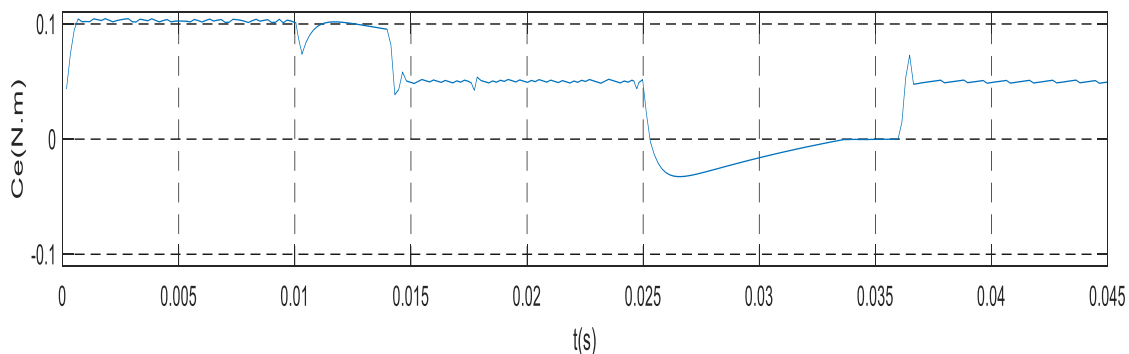


Fig. III.14: Couple du moteur C_e .

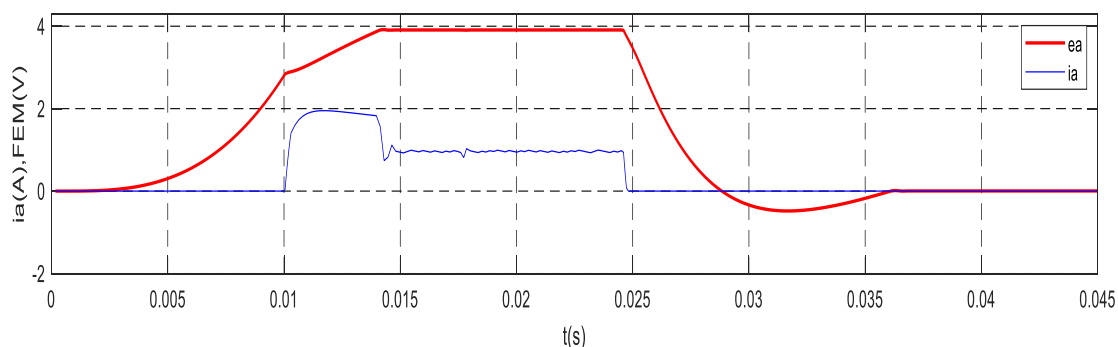


Fig. III.15: Forme de courant de phase i_a avec FEM e_d dans le sens direct.

Commentaires sur les Résultats

- Réglage par la logique floue permet une très bonne régulation de la vitesse du BLDC, la réponse atteint sa consigne rapidement ($< 0.015s$) et un dépassement très faible, et une erreur statique presque zéro
- A l'instant $t=0.02$ le moteur s'arrête et le courant i_d devient négative et cela explique le retour du ce dernier vers la source cette phénomène appelé le freinage de moteur
- La vitesse et le couple sont de même signe et en mode freinage on remarque l'inversion du courant qui devient négatif et aussi une inversion du couple
- La force électromotrice de phase concerne la vitesse de moteur et le courant de la même phase s'explique par l'inversion de la puissance du fait que le couple et la vitesse sont de signe opposé.

III.9 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse

Pour tester la robustesse du régulateur floue on modifie la valeur du couple résistant et les valeurs des paramètres du moteur. Pour cela, on démarre le moteur avec un couple résistant nul ensuite, à l'instant $t=0.02s$, on introduit un couple résistant constant. Dans cet essai, on visualise la forme de la vitesse et le courant pour une durée de simulation de $T_s=0.045s$. La simulation est faite pour une consigne de vitesse de $150Tr/mn$ et on garde la même période d'échantillonnage et les mêmes conditions initiales.

Test 1 : Couple Résistant $C_r=0.055$, résistances des phases $R=5.6$ (augmentation de 40%), l'inductance cyclique $L=0.0014$ (diminution de 30%), La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés respectivement aux figures III.16, III.17:

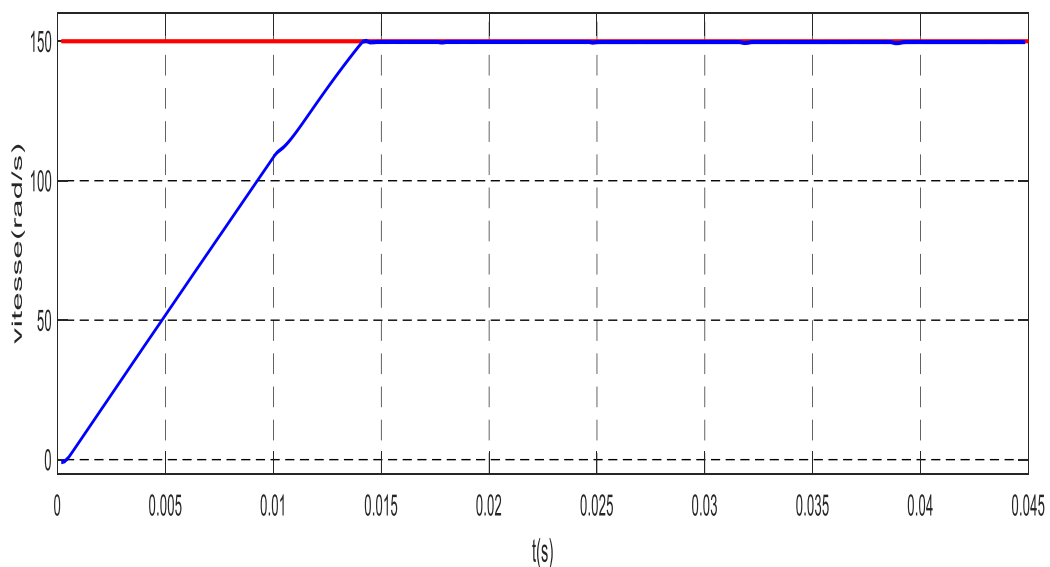


Fig. III.16: Formes de la vitesse.

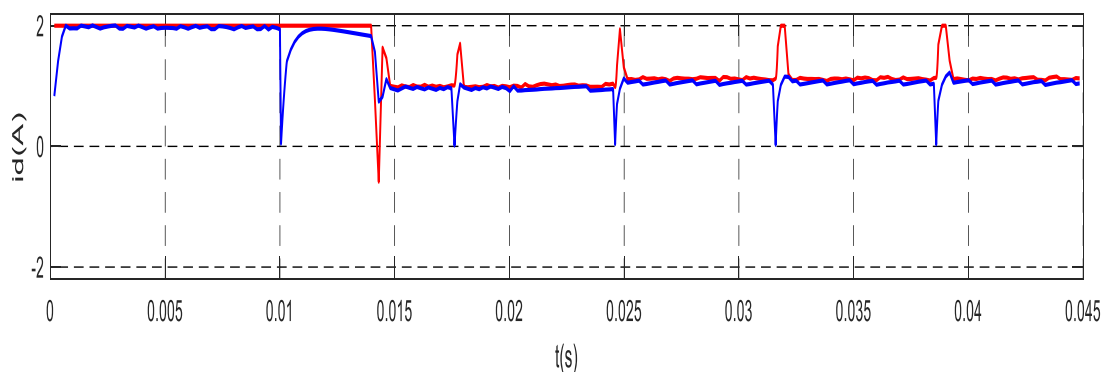


Fig. III.17: Forme de courant.

Chapitre III Commande par logique floue type 1 du moteur BLDC

Test 2 : Couple Résistant $C_r=0.059$, résistances des phases $R=6.2$ (augmentation de 55%), l'inductance cyclique $L=0.00126$ (diminution de 37%), La vitesse et le courant continu Obtenus sont représentés respectivement à les figures III.18, III.19:

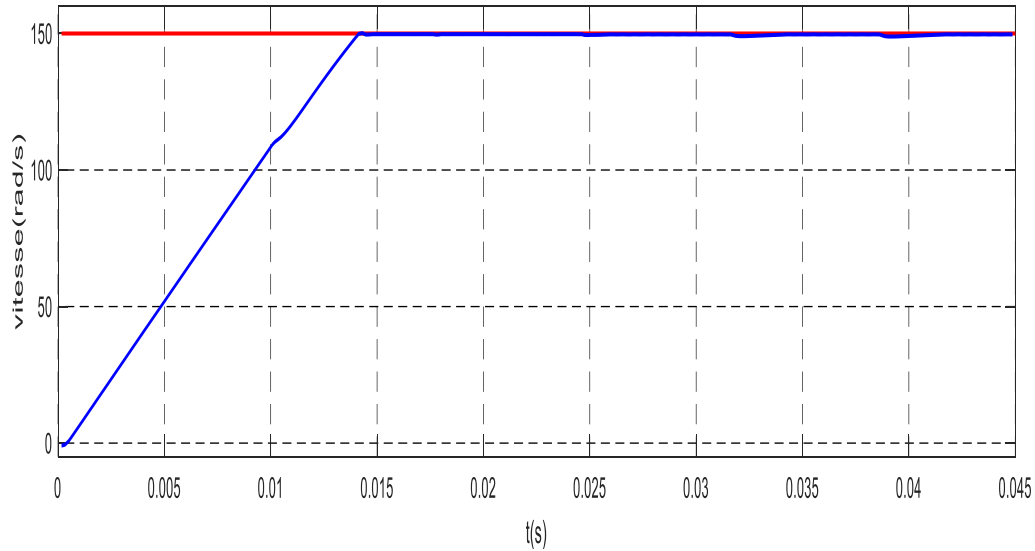


Fig. III.18: Formes de la vitesse.

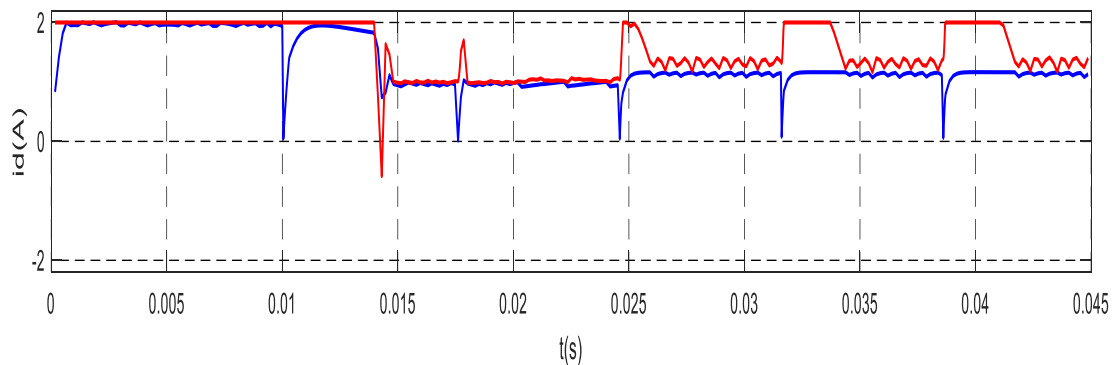


Fig. III.19: Forme de courant.

Test 3 : Couple Résistant $C_r=0.06$, résistances des phases $R=6.24$ (augmentation de 56%), l'inductance cyclique $L=0.00124$ (diminution de 38%), La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés respectivement aux figures III.20, III.21:

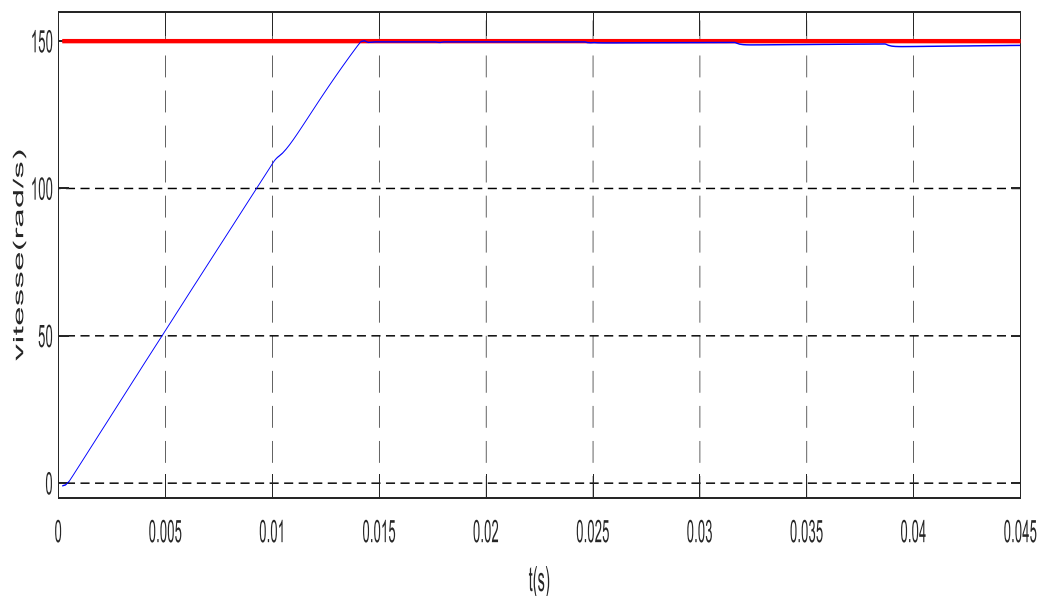


Fig. III.20: Formes de la vitesse.

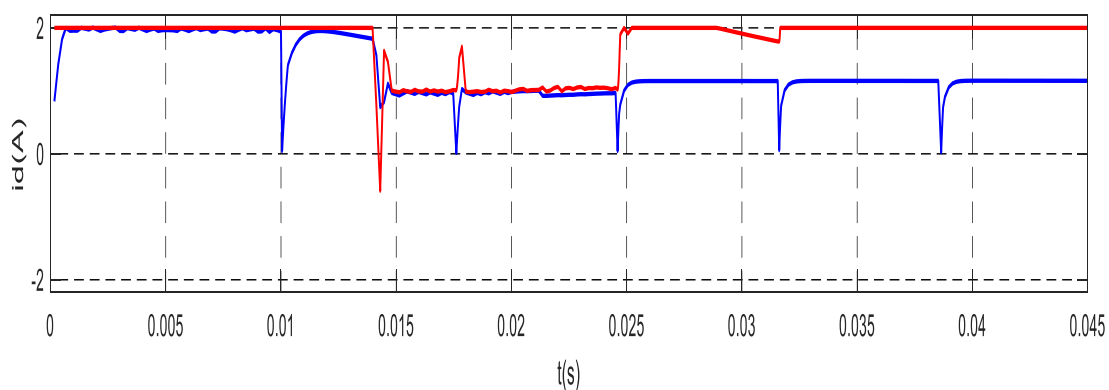


Fig. III.21: Forme de courant.

Commentaires sur les Résultats

- Pour le test 1, la vitesse reste pratiquement insensible aux perturbations.
- La même chose pour le 2eme test, la forme de la vitesse reste lisse et suit bien la consigne mais il y a une faible erreur de vitesse apparaît après l'application de test et qui persiste pendant une très brève durée. Aussi on remarque une augmentation au courant de référence i_{ref} à cause de perturbations appliqué

- Pour le test 3, il apparaît une faible erreur statique et qui persiste pendant une longue durée, avec une grande augmentation au courant de référence i_{ref} et c'est montré que la commande par la logique floue assure de bonnes performances.

III.10 Conclusion

Dans ce chapitre, Nous avons expliqué l'application de la technique de commande par la logique floue pour la commande de moteur BLDC. Après une introduction on a commencé par la logique floue. Un rappel théorique de cette dernière portant sur sa définition, la théorie des ensembles flous, les opérateurs de la logique flou, les règles floues, le mécanisme d'inférence flou et la structure générale d'une commande floue. Nous avons appliqué cette commande non linéaire au moteur BLDC dans le but de régler la vitesse de ce moteur. Pour appliquer cette commande, on a utilisé la même structure de régulation en cascade. Et enfin, à partir des résultats de simulation on peut dire que la commande par logique floue assure de bonnes performances même en présence des variations paramétriques et des perturbations externes.

CHAPITRE IV :
COMMANDE PAR
LOGIQUE FLOUE
TYPÉ 2 DU MOTEUR
BLDC

IV.1 Introduction

La logique floue originale, fondée par Lotfi Zadeh, existe depuis plus de 30 Ans, Cependant, il est incapable de gérer l'incertitude. Cette originale logique floue (logique floue type1) ne puisse pas faire cela semble paradoxal parce que le mot « flou » a la connotation d'incertitude. [62][64]

Nous introduisons dans ce chapitre un nouveau domaine de la logique floue, appelé logique floue de type 2[64]. Fondamentalement, un ensemble flou de type 2 est un ensemble dans lequel nous avons également une incertitude sur la fonction d'appartenance. Bien sûr, les systèmes flous de type 2 sont constitués de règles floues si-alors, qui contiennent des ensembles flous de type 2. On peut dire que la logique floue de type 2 est une généralisation de la logique floue conventionnelle (type 1) en ce sens que l'incertitude n'est pas seulement limitée aux variables linguistiques mais est également présente dans la définition des fonctions d'appartenance. [63]

Lorsque le problème ou la situation contient un degré élevé d'incertitude, les systèmes flou type 2 peuvent être utilisés car ils fonctionnent mieux avec des niveaux élevés d'incertitude ou de manque d'information. [64]

IV.2 Pourquoi on opte pour le deuxième type de la logique floue

Dans la logique floue type1 on utilise des ensembles floue de type 1 qui ont des fonctions d'appartenance précis, c'est-à-dire qu'il n'y a rien d'incertain à propos de ces fonctions. Les incertitudes qu'il peut être rencontré ce type sont :

- Les incertitudes sur les entrées au contrôleur
- Les sorties de contrôleur,
- Les modifications des conditions de fonctionnement du contrôleur et perturbations agissant sur l'installation.

Ces incertitudes doivent être défini d'une manière ou d'une autre dans l'incertitudes des fonctions d'appartenance, et cela est plus réalisable dans un T2 FLC que dans un TI FLC en raison de la nature « non nette » d'un T2 FS, du FOU pour un IT2 FLC, ou de la combinaison d'un FOU et des MF secondaires pour un T2 FLC. Et cela est plus réalisable dans un T2 FLC

que dans un TI FLC en raison de la nature « non nette» d'un T2 FS, du FOU pour un IT2 FLC, ou de la combinaison d'un FOU et des MF secondaires pour un T2 FLC.

- Incertitudes sur le conséquent d'une règle, lorsque les règles sont obtenues d'un groupe d'experts, car les experts ne sont généralement pas tous d'accord sur le même conséquent.
- Incertitudes linguistiques sur la signification des mots utilisés dans les termes linguistiques antécédents et conséquents d'une règle, car les mots signifient des choses différentes pour différentes personnes (Mendel, 2001).
- Incertitudes associées aux données d'entraînement bruyantes qui peuvent être utilisées pour optimiser (apprendre, régler) les paramètres MF d'un FLC.

Il est difficile de modéliser directement ou de minimiser les effets de telles incertitudes à l'aide des T1 FS. Par conséquent, l'utilisation de T1 FS dans un FLC peut entraîner une dégradation des performances d'un tel système. Du fait que les MF d'un T2 FS sont floues, c'est-à-dire qu'ils ont un FOU (et des MF secondaires pour un T2 FS général), ils ont plus de degrés de liberté de conception ; par conséquent, ils ont un plus grand potentiel pour mieux modéliser et gérer toutes les incertitudes que nous venons de décrire par rapport aux FS T1. Par conséquent, un FLC basé sur des FS T2 a le potentiel de produire de meilleures performances qu'un FLC T1 lorsqu'il traite de telles incertitudes. Notez que nous avons mis deux fois l'accent sur le mot « potentiel ».

Observation : dans certains cas, le premier type donne des meilleurs résultats que le second type.

IV.3 Principe de la logique floue type 2

IV.3.1 Les ensembles floue type 2

Parce que les ensembles floue type 1 et Comme nous expliquons précédemment il est clair et précis (c'est-à-dire que leurs fonctions d'appartenance sont supposées parfaitement connus) cela ne permet aucune incertitude sur le degré d'appartenance, ce qui est un inconvénient potentiel lors de l'utilisation de tels ensembles flous. Un ensemble flou de type 2 (T2 FS) est caractérisé par une fonction d'appartenance flou, c'est-à-dire que la valeur d'appartenance pour chaque élément de cet ensemble est elle-même un ensemble flou dans $[0,1]$. Les fonctions d'appartenance de ce type sont tridimensionnelles (3D) et inclure une empreinte d'incertitude (FOU) et son FOU qui fournissent des degrés de liberté

supplémentaires qui permettent de modéliser et de gérer directement les incertitudes de la fonction d'appartenance.

IV.3.2 Gaussien type-2

Un ensemble flou gaussien de type 2 est un ensemble dans lequel le grade d'appartenance de chaque point de domaine est un ensemble gaussien de type 1 contenu dans $[0,1]$. L'exemple IV.3 il nous montrera un exemple d'ensemble flou gaussien de type 2. Une autre façon de visualiser les fonctions d'appartenance de type 2 est en trois dimensions, dans laquelle nous.

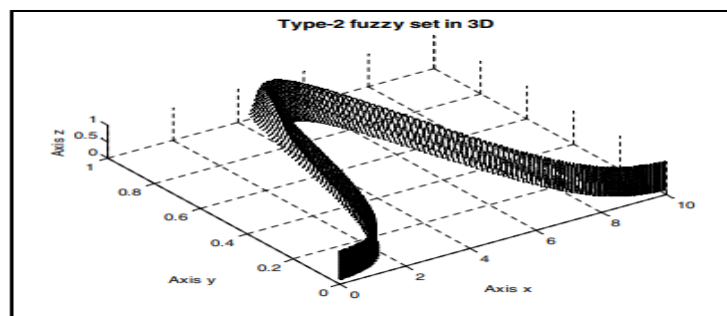


Fig.IV.1 : Vue tridimensionnelle d'une fonction d'appartenance de type 2

Peut mieux apprécier l'idée du flou de type 2. Dans la figure IV.1, nous avons une vue en trois dimensions d'une fonction d'appartenance gaussienne de type 2. [62][63]

IV.3.3 Intervalle type-2

Un ensemble flou d'intervalle de type 2 est celui dans lequel la qualité d'appartenance de chaque point de domaine est un ensemble net dont le domaine est un intervalle contenu dans $[0,1]$.

L'exemple IV.1 montre un exemple d'ensemble flou d'intervalle de type 2. Nous donnerons quelques définitions utiles sur les ensembles flous de type 2 dans les lignes suivantes.[62]

IV.3.4 Empreinte de l'incertitude

L'incertitude dans les appartenances primaires d'un ensemble flou de type 2, \tilde{A} , consiste en une région bornée que nous appelons « l'empreinte de l'incertitude » (FOU). Mathématiquement, c'est l'union de toutes les fonctions d'appartenance primaires (Mendel 2001). Nous montrons à titre d'illustration dans la figure IV.2 l'empreinte de l'incertitude pour une fonction d'appartenance gaussienne de type 2. Cette empreinte d'incertitude peut

être obtenue en projetant en deux dimensions la vue tridimensionnelle de la fonction d'appartenance gaussienne de type 2. [62][63]

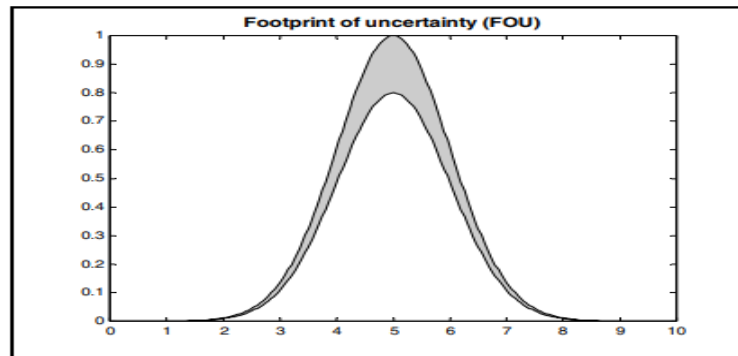


Fig. IV.2 : Empreinte de l'incertitude d'un échantillon de fonction d'appartenance gaussienne de type 2

IV.3.5 Fonctions d'appartenance supérieure et inférieure

Une « fonction d'appartenance supérieure » et une « fonction d'appartenance inférieure » sont deux fonctions d'appartenance de type 1 qui sont des limites pour la FOU d'un ensemble flou de type 2 \tilde{A} . La fonction d'appartenance supérieure est associée à la borne supérieure de FOU (\tilde{A}). La fonction d'appartenance inférieure est associée à la borne inférieure de FOU (\tilde{A}). Nous illustrons le concept des fonctions d'appartenance supérieure et inférieure ainsi que l'empreinte de l'incertitude dans l'exemple IV.4. [62][63]

Exemple IV.1 Considérons le cas d'un ensemble flou caractérisé par une fonction d'appartenance gaussienne de moyenne m et d'un écart-type pouvant prendre des valeurs dans $[\sigma_1, \sigma_2]$, c'est-à-dire, Exemple IV.1 Considérons le cas d'un ensemble flou caractérisé par une fonction d'appartenance gaussienne de moyenne m et d'un écart-type pouvant prendre des valeurs dans $[\sigma_1, \sigma_2]$, c'est-à-dire,

$$\mu(x) = \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\frac{(x - m)}{\sigma} \right]^2 \right\}; \sigma \in [\sigma_1, \sigma_2] \quad (\text{IV.1})$$

En correspondant à chaque valeur de σ , nous obtiendrons une courbe d'appartenance différente (voir Figure IV.3). Ainsi, le grade d'appartenance d'un x particulier (sauf $x = m$) peut prendre n'importe laquelle d'un certain nombre de valeurs possibles en fonction de la valeur de σ , c'est-à-dire que le grade d'appartenance n'est pas un nombre net, c'est un ensemble flou. La figure IV.3 montre le domaine de l'ensemble flou associé à $x = 0,7$;

cependant, la fonction d'appartenance associée à cet ensemble flou n'est pas représentée sur la figure.IV.3. [62]

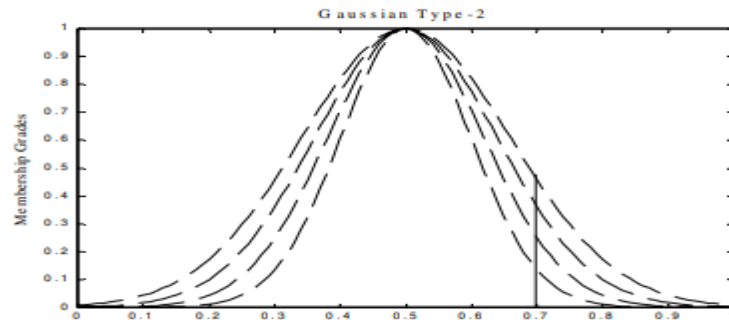


Fig. IV.3 : Un ensemble flou de type 2 représentant un ensemble flou de type 1 avec un écart type incertain

Exemple IV.2 Considérons le cas d'un ensemble flou avec une fonction d'appartenance gaussienne ayant un écart-type fixe σ , mais une moyenne incertaine, prenant des valeurs dans $[m_1, m_2]$, c'est-à-dire

$$\mu(x) = \exp \left\{ - \frac{(x - m)^2}{2\sigma^2} \right\}; m \in [m_1, m_2] \tag{IV.2}$$

Encore une fois, $\mu(x)$ est un ensemble flou. La figure 4.4 montre un exemple d'un tel ensemble.

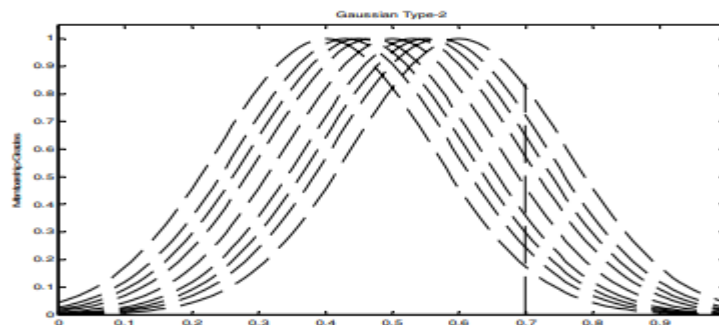


Fig. IV.4 : Un ensemble flou de type 2 représentant un ensemble flou de type 1 avec une moyenne incertaine. La moyenne est incertaine dans l'intervalle [0.4, 0.6].

Exemple IV.3 Considérons un ensemble flou de type 1 caractérisé par une fonction d'appartenance gaussienne (moyenne M et écart type σx), qui donne une appartenance nette $m(x)$ pour chaque entrée $x \in X$, où

$$m(x) = \exp \left\{ - \frac{(x - M)^2}{\sigma^2} \right\} \tag{IV.3}$$

Ceci est illustré à la figure IV.5. Maintenant, imaginez que cette appartenance à x est un ensemble flou. Appelons les éléments de domaine de cet ensemble « appartenances primaires » de x (notées μ_1) et les grades d'appartenance de ces appartenances primaires « appartenances secondaires » de x [notées $\mu_2(x, \mu_1)$]. Ainsi, pour un x fixe, nous obtenons un ensemble flou de type 1 dont les éléments de domaine sont des appartenances primaires de x et dont les grades d'appartenance correspondants sont des appartenances secondaires de x . Si nous supposons que les appartenances secondaires suivent une gaussienne avec moyenne $m(x)$ et écart-type σ_m , comme dans la figure IV.5, nous pouvons décrire la fonction d'appartenance secondaire pour chaque x comme

$$\mu_2(x, \mu_1) = \exp \left\{ -\left[\frac{\mu_1 - m(x)}{\sigma_m} \right]^2 / 2 \right\} \tag{IV.4}$$

Où $\mu_1 \in [0,1]$ et m est comme dans l'équation (IV.3).

Nous pouvons définir formellement ces deux types d'ensembles de type 2 comme suit.

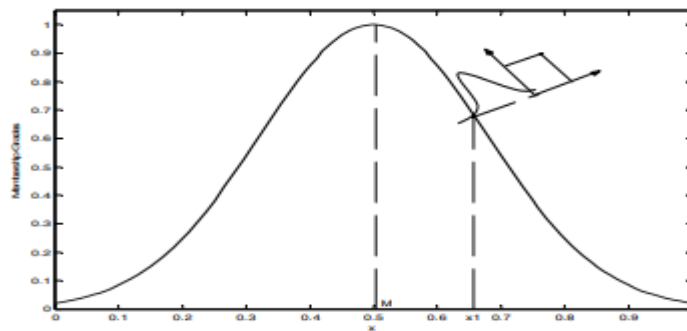


Fig. IV.5 : Un ensemble flou de type 2 dans lequel la qualité d'appartenance de chaque point de domaine est un ensemble gaussien de type 1

Exemple IV.4. MF (fonction d'appartenance) primaire gaussienne avec écart-type incertain
 Pour la fonction d'appartenance primaire gaussienne avec écart-type incertain (figure IV.6), la fonction d'appartenance supérieure est [63]

$$\text{Supérieur}FOU(\tilde{A}) = N(m, \sigma_2; x) \tag{IV.5}$$

Et la fonction d'appartenance inférieure est

$$\text{inférieure}(FOU(\tilde{A})) = N(m, \sigma_1; x). \tag{IV.6}$$

IV.4 Opérations des ensembles flous de type 2

Dans cette section, nous décrivons les opérations théoriques des ensembles flous de type 2. Nous nous intéressons au cas des ensembles flous de type 2, \tilde{A}_i ($i = 1, \dots, r$), dont les fonctions d'appartenance secondaires sont des ensembles flous de type 1. Pour calculer

l'union, l'intersection et le complément des ensembles flous de type 2, nous devons étendre les opérations binaires du minimum (ou produit) et du maximum, et l'opération unaire de négation, des nombres nets aux ensembles flous de type 1, car à chaque x , $\mu_{\tilde{A}_i}(x, u)$ est une fonction (contrairement au cas de type 1, où $\mu_{\tilde{A}_i}(x)$ est un nombre net). L'outil de calcul de l'union, de l'intersection et du complément des ensembles flous de type 2 est le principe d'extension de Zadeh (Zadeh, 1975). [62]

Considérons deux ensembles flous de type 2 \tilde{A}_1 et \tilde{A}_2 , c'est-à-dire

$$\tilde{A}_1 = \int_x \mu_{\tilde{A}_1}(x) / x. \quad (\text{IV.7})$$

Et

$$\tilde{A}_2 = \int_x \mu_{\tilde{A}_2}(x) / x. \quad (\text{IV.8})$$

Dans cette section, nous concentrons notre attention sur les opérations théoriques d'ensembles pour ces ensembles flous généraux de type 2.

IV.4.1 Union d'ensembles flous de type 2

L'union de \tilde{A}_1 et \tilde{A}_2 est un autre ensemble flou de type 2, tout comme l'union des ensembles flous de type 1 A_1 et A_2 est un autre ensemble flou de type 1. Plus formellement, nous avons l'expression suivante :

$$\tilde{A}_1 \cup \tilde{A}_2 = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}_1 \cup \tilde{A}_2}(x) / x. \quad (\text{IV.9})$$

Nous pouvons expliquer l'équation (IV.9) par l'opération de « join » (Mendel, 2001). Fondamentalement, la jointure entre deux fonctions d'appartenance secondaires doit être effectuée entre chaque paire possible d'appartenance principale. Si plus d'une combinaison de paires donne le même point, alors dans la jointure, nous conservons celle avec la note maximale d'adhésion. Nous allons considérer un exemple simple pour illustrer l'opération d'union. Dans la figure IV.6, nous représentons deux fonctions d'appartenance gaussiennes de type 2, et l'union est illustrée à la figure IV.7.[62]

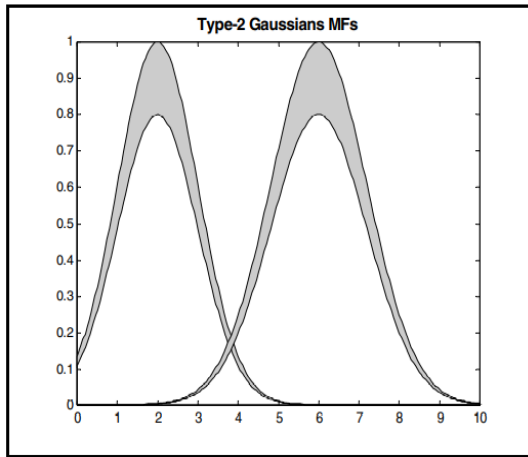


Fig. IV.6 : Deux exemples de fonctions d'appartenance gaussienne de type 2

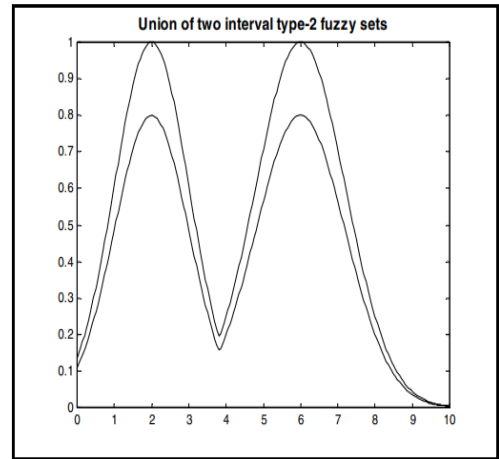


Fig. IV.7 : Union des deux fonctions D'appartenance gaussiennes

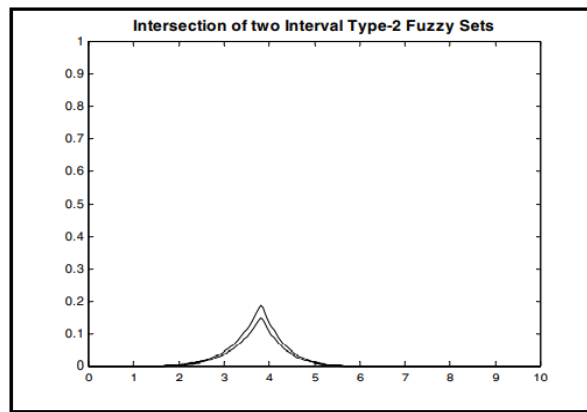


Fig. IV.8. Intersection de deux fonctions d'appartenance gaussiennes de type 2

IV.4.2 Intersection d'ensembles flous de type 2

L'intersection de \tilde{A}_1 et \tilde{A}_2 est un autre ensemble flou de type 2, tout comme l'intersection des ensembles flous de type 1 A_1 et A_2 est un autre ensemble flou de type 1.

Plus formellement, nous avons l'expression suivante

$$\tilde{A}_1 \cap \tilde{A}_2 = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}_1 \cap \tilde{A}_2}(x) / x. \quad (IV.10)$$

Nous illustrons l'intersection de deux fonctions d'appartenance gaussiennes de type 2 dans la figure IV.8

Nous pouvons expliquer l'équation (IV,10) par l'opération « meet » (Mendel, 2001). Fondamentalement, la rencontre entre deux fonctions d'appartenance secondaire doit être effectuée entre chaque paire possible d'adhésions principales. Si plus d'une combinaison de

paire donne le même point, alors lors de la rencontre, nous conservons celle avec la note maximale de membre. [62]

IV.4.3 Complément d'un ensemble flou de type 2

Le complément de l'ensemble \tilde{A} est un autre ensemble flou de type 2, tout comme le complément de l'ensemble flou de type 1 A est un autre ensemble flou de type 1. Plus formellement, nous avons

$$\tilde{A}' = \int_x \mu_{\tilde{A}'}(x) / x. \quad (IV.11)$$

Où le premier désigne le complément dans l'équation ci-dessus. Dans cette équation, $\mu_{\tilde{A}'}$ est une fonction d'appartenance secondaire, c'est-à-dire qu'à chaque valeur de x , $\mu_{\tilde{A}'}$ est une fonction (contrairement au cas de type 1 où, à chaque valeur de x , $\mu_{\tilde{A}'}$ est une valeur ponctuelle).[62]

Exemple IV.5 Opérations d'ensembles flous de type 2

Dans cet exemple, nous illustrons les opérations d'union, d'intersection et de complément pour deux ensembles flous de type 2 \tilde{A}_1 et \tilde{A}_2 , et pour un élément particulier x pour lequel les fonctions d'appartenance secondaire dans ces deux ensembles sont

$$\mu_{\tilde{A}_1}(x) = 0,5 / 0,1 + 0,8 / 0,2 \text{ et } \mu_{\tilde{A}_2}(x) = 0,4 / 0,5 + 0,9 / 0,9.$$

En utilisant dans les opérations la t-norme minimale et la t-conorme maximale, nous obtenons les résultats suivants :

$$\begin{aligned} \mu_{\tilde{A}_1 \cup \tilde{A}_2}(x) &= \mu_{\tilde{A}_1}(x) \cup \mu_{\tilde{A}_2}(x) \\ &= (0,5/0,1 + 0,8/0,2) \cup (0,4/0,5 + 0,9/0,9) \\ &= (0,5 \wedge 0,4)/(0,1 \vee 0,5) + (0,5 \wedge 0,9)/(0,1 \vee 0,9) + (0,8 \wedge 0,4)/(0,2 \vee 0,5) + \\ &\quad (0,8 \wedge 0,9)/(0,2 \vee 0,9) \\ &= 0,4/0,5 + 0,5/0,9 + 0,4/0,5 + 0,8/0,9 \\ &= \max\{0,4, 0,4\}/0,5 + \max\{0,5, 0,8\}/0,9 \\ &= 0,4/0,5 + 0,8/0,9 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mu_{\tilde{A}_1 \cap \tilde{A}_2}(x) &= \mu_{\tilde{A}_1}(x) \cap \mu_{\tilde{A}_2}(x) \\ &= (0,5/0,1 + 0,8/0,2) \cap (0,4/0,5 + 0,9/0,9) \\ &= (0,5 \wedge 0,4)/(0,1 \vee 0,5) + (0,5 \wedge 0,9)/(0,1 \vee 0,9) + (0,8 \wedge 0,4)/(0,2 \vee 0,5) + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & (0.8 \wedge 0.9)/(0.2 \vee 0.9) \\
 & = 0.4/0.1 + 0.5/0.1 + 0.4/0.2 + 0.8/0.2 \\
 & = \max\{0.4, 0.4\}/0.1 + \max\{0.5, 0.8\}/0.2 \\
 & = 0.4/0.5 + 0.8/0.9
 \end{aligned}$$

$$\mu_{\tilde{A}_1}(x) = 0.5/(1 - 0.1) + 0.8/(1 - 0.2) = 0.5/0.9 + 0.8/0.8.$$

IV.5 Systèmes flous de type 2

Le succès des FLS de type 1 a naturellement conduit au développement de FLS basés sur des FS de type 2. La structure d'un FLS de type 2 partage les mêmes composants de base que son homologue de type 1, à savoir : un Fuzzifier, une base de règles, un moteur d'inférence et un processeur de sortie.

Alors que dans les FLS de type 1, l'étape finale revient à une procédure de défuzzification, dans le cas de type 2, le processeur de sortie comprend une étape supplémentaire de sorte que le FS de type 2 est d'abord converti en un FS de type 1 équivalent. Cette procédure est mise en œuvre par un algorithme de réduction de type (TR), qui sera présenté plus loin. L'interdépendance des blocs référencés est illustrée sur la Fig. IV.9. Les FS de type 2 peuvent être utilisés aux niveaux antécédent, conséquent ou aux deux niveaux du FLS de type 2, selon qu'il est avantageux de tenir compte des incertitudes au niveau des parties référencées de la règle.

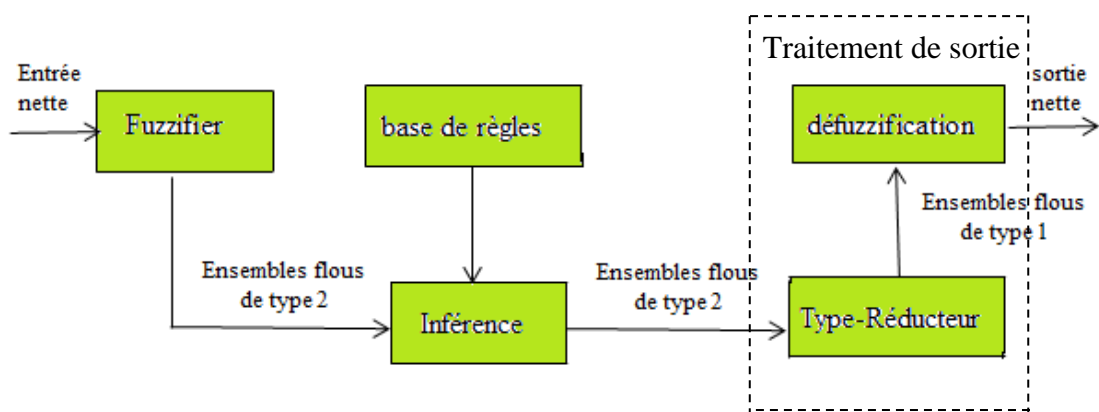


Fig. IV.9: Structure du système de logique floue de type 2

À partir de la figure IV.9 on déduit que le système flou de type-2 Elle est très similaire à la structure d'un système flou de type-1, pour ça dans ce chapitre on parle dans ce chapitre juste sur la différence entre le premier type et le deuxième.

IV.5.3 Moteur d'inférence

La principale différence entre un FLS de type 1 et un FLS de type 2 réside dans leur moteur d'inférence. Il a été conclu que le résultat de la *jième* entrée et des opérations antécédent correspondantes dans la *ième* règle donne un nombre net (μ_j^i) appelé degré d'appartenance. Dans un IT2FS, le résultat de cette opération est un intervalle donné par $\bar{\mu}_j^i$ comme suit :

$$\bar{\mu}_{\tilde{F}_j^i}(x_j) = \left[\underline{\mu}_{\tilde{F}_j^i}(x_j), \bar{\mu}_{\tilde{F}_j^i}(x_j) \right]. \tag{IV.12}$$

Où x_j est la *jième* entrée du système FLS

Malgré l'apparente complexité de ce résultat, une représentation basée sur un intervalle permet l'utilisation directe des opérations de base de logique floue (union (s-norme), intersection (t-norme) et complément (c-norme)) par

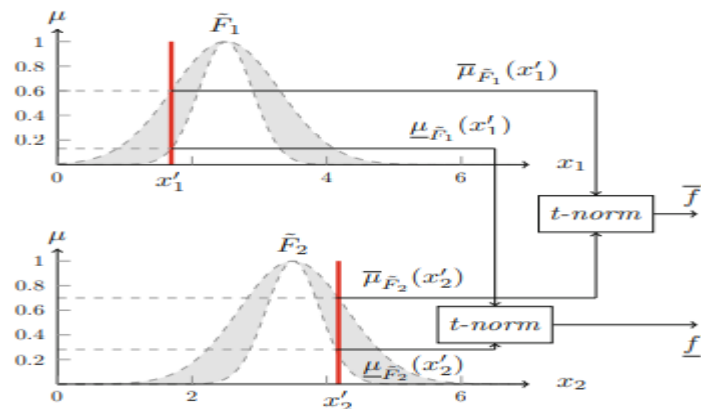


Fig.IV.10 : Représentation de l'opération entre l'entrée singleton et les antécédents d'un FLS de type 2 à l'aide d'un opérateur de norme t (minimum ou produit)

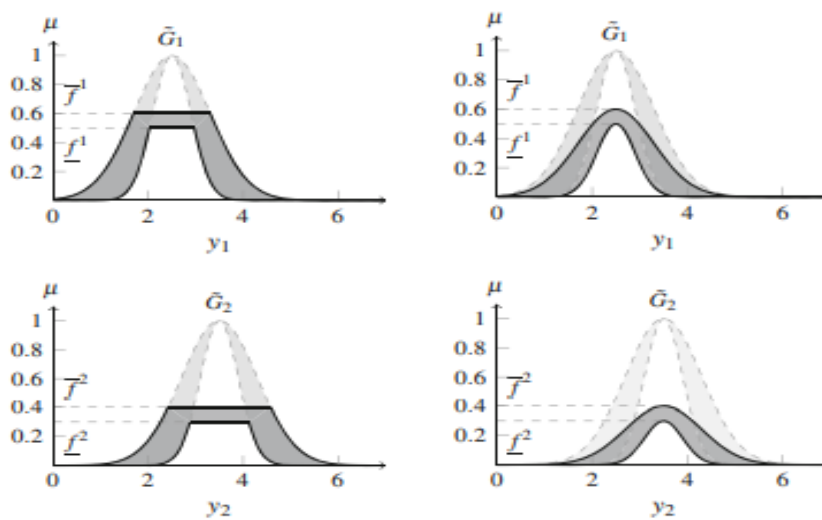
En considérant séparément les limites supérieure et inférieure de l'IT2FS. Ainsi, l'opérateur de t-norme, qui est utilisé pour effectuer l'intersection de l'antécédent FS, est défini comme :

$$\underline{f}^i = T_{j=1}^N \underline{\mu}_{\tilde{F}_j^i}(x_j) \bar{f}^i = T_{j=1}^N \bar{\mu}_{\tilde{F}_j^i}(x_j). \tag{IV.13}$$

Où T est une t-norme (produit ou minimum). Le résultat des opérations d'entrée et d'antécédent (pour la t-norme minimale et du produit) est illustré à la Fig. 4.10. De même, les méthodes d'implication Mamdani (le minimum et le produit de Mamdani) peut être utilisé directement avec IT2FS en appliquant l'opérateur de norme t au niveau de tir de la règle \tilde{f}_i et au \tilde{G}_i conséquent. Cette procédure est effectuée en considérant séparément les

bornes supérieure et inférieure de \tilde{f}_i , et \tilde{G}_i , comme présenté dans la figure IV.11 pour les t-normes minimum et produit.

Le processus d'inférence produit un FS déterminé par l'agrégation de la sortie de tous les ensembles flous déclenchés. De la même manière que pour le cas FLS de type 1, on peut fusionner la contribution de chaque règle en trouvant la valeur maximale des FS superposés, comme le montre la figure IV.12. Pour obtenir une sortie nette après cette procédure, il faudra d'abord appliquer un algorithme TR, comme cela sera discuté dans la sous-section suivante. [64][65][66]



(a) Ensembles de sortie déclenchés (b) Ensembles de sortie alimentés utilisant le t-norme minimale. le utilisant le produit t-norme.

Fig.IV.11 : Opérations d'inférence de Mamdani à l'aide de FS de type 2

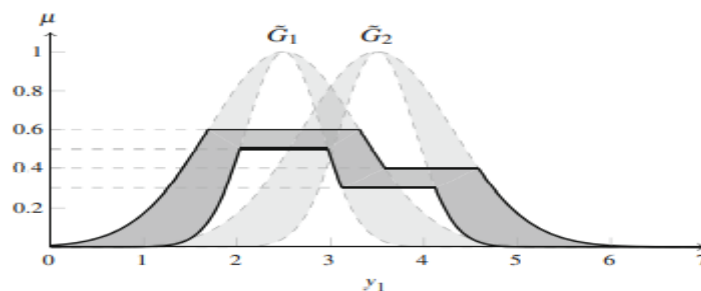


Fig. IV.12 : Procédure d'agrégation des ensembles flous de type 2 déclenchés par les conséquents, après avoir utilisé l'implication minimale de Mamdani

IV.5.4 Réducteur de type

Afin de développer des applications pratiques basées sur le Type-2 FL, il devient nécessaire d'obtenir une valeur nette de la combinaison de tous les FS déclenchée. Pour atteindre cet objectif, il est nécessaire d'obtenir le centre de gravité d'un FS de type 2, représenté comme un intervalle souvent appelé ensemble de type réduit. L'algorithme de Karnik-Mendel (KM), qui peut être vu comme une extension de la procédure de défuzzification de type 1, est actuellement la méthode « Type-Reduction » (TR) la plus précise trouvée dans la littérature. Cependant, étant donné sa nature itérative, il s'agit de l'étape la plus complexe du processus d'inférence floue, nécessitant des calculs approfondis même lorsque les « Interval Type-2 FSs » IT2FS plus simples sont utilisés. [64]

IV.5.4.1 Réduction de type Karnik-Mendel

L'algorithme KM est un processus itératif qui permet d'obtenir un intervalle d'incertitude donné par $[y_l, y_r]$ pour le centre de gravité d'un intervalle de type 2 FS. À l'instar du cas de défuzzification des FS de type 1, Karnik et Mendel ont également proposé plusieurs méthodes pour effectuer le TR des FS de type 2 basées sur des approches des procédures de défuzzification FLS de type 1, à savoir : « Height and ModifiedHeight » TR, Centroid TR et centre de jeux TR. le centroïde TR sera présenté ici.

De manière similaire à la procédure de défuzzification Centroid, le Centroid TR commence par obtenir K échantillons à partir d'un FS de type 2. Étant donné que le FOU d'un FS de type 2 intègre plusieurs FS de type 1, pour effectuer le TR, il faut tout d'abord obtenir deux FS de type 1 dont le centroïde se rapproche le mieux des limites supérieure et inférieure du centroïde FS de type 2. En considérant par exemple le \tilde{G}_{out} FS, la procédure commence par utiliser ses limites supérieure et inférieure échantillonnées pour trouver les valeurs optimales pour les points de commutation $[L, R]$, comme illustré sur la figure IV.13.

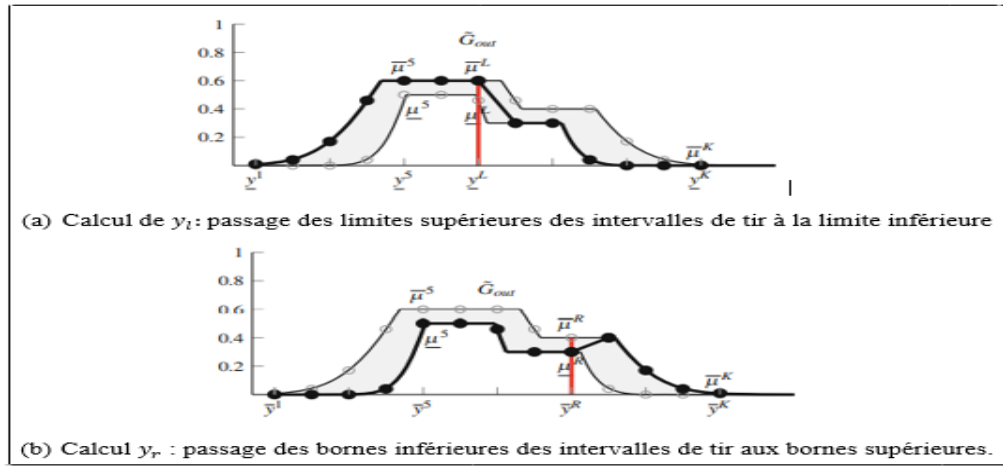


Fig.IV.13 : Points de commutation dans le calcul y_l et y_r

$$y_1(k) = \frac{\sum_{i=1}^k \underline{y}^i \bar{\mu}^i \bar{G}_{out} + \sum_{i=k+1}^K \underline{y}^i \underline{\mu}^i \bar{G}_{out}}{\sum_{i=1}^k \bar{\mu}^i \bar{G}_{out} + \sum_{i=k+1}^K \underline{\mu}^i \bar{G}_{out}} \quad (IV.14)$$

$$y_r(k) = \frac{\sum_{i=1}^k \bar{y}^i \underline{\mu}^i \bar{G}_{out} + \sum_{i=k+1}^K \bar{y}^i \bar{\mu}^i \bar{G}_{out}}{\sum_{i=1}^k \underline{\mu}^i \bar{G}_{out} + \sum_{i=k+1}^K \bar{\mu}^i \bar{G}_{out}} \quad (IV.15)$$

Où k est un entier dans $[1, K - 1]$ intervalle, et K représente le nombre de points de discrétisation. Ensuite, les limites d'intervalle optimales peuvent être obtenues par y_l et y_r , comme suit :

$$y_1 = \min_{k \in [1, M-1]} y_1(k) \equiv y(L) \equiv \frac{\sum_{i=1}^L \underline{y}^i \bar{\mu}^i \bar{G}_{out} + \sum_{i=L+1}^K \underline{y}^i \underline{\mu}^i \bar{G}_{out}}{\sum_{i=1}^L \bar{\mu}^i \bar{G}_{out} + \sum_{i=L+1}^K \underline{\mu}^i \bar{G}_{out}} \quad (IV.16)$$

$$y_r = \min_{k \in [1, M-1]} y_r(k) \equiv y(R) \equiv \frac{\sum_{i=1}^R \bar{y}^i \underline{\mu}^i \bar{G}_{out} + \sum_{i=R+1}^K \bar{y}^i \bar{\mu}^i \bar{G}_{out}}{\sum_{i=1}^R \underline{\mu}^i \bar{G}_{out} + \sum_{i=R+1}^K \bar{\mu}^i \bar{G}_{out}} \quad (IV.17)$$

Où L et R sont des points de commutation satisfaisant

$$y^L \leq y_l < y^{L+1} \quad (IV.18)$$

$$y^R \leq y_r < y^{R+1} \quad (IV.19)$$

Le choix de commencer à partir des niveaux de tir supérieur ou inférieur lors de la recherche des limites gauche et droite de chaque point de commutation a une explication très simple Comme la recherche de tous les candidats centroïdes $[y_l, y_r]$ est une approche inefficace en termes de calcul, une procédure itérative pour trouver les points de

commutation optimaux est présentée dans le tableau IV.1. Malgré les améliorations apportées par les représentations Intervalle Type-2 FS, l'algorithme KM nécessite un grand nombre d'itérations pour trouver le FS de type réduit optimal. Par conséquent, plusieurs améliorations et simplifications ont été proposées ces dernières années dans le but de réduire son empreinte de calcul. [64]

IV.5.4.2 Algorithmes de réduction de type optimisés

Avec le développement d'algorithmes plus simples et alternatifs, le Type-2 FL a définitivement attiré l'attention d'un plus grand nombre de chercheurs, ayant un impact direct dans un nombre croissant d'applications dans des domaines tels que la modélisation, le contrôle et la classification et la reconnaissance de formes observés ces dernières années. [64].

Step	Pour calculer y_i	Pour calculer y_r
1.	Initialiser $\mu_{\underline{G}_{out}}^i = \frac{\bar{\mu}_{\underline{G}_{out}}^i + \underline{\mu}_{\underline{G}_{out}}^i}{2}$ et calculer $y = \frac{\sum_{i=1}^M \underline{y}^i \mu_{\underline{G}_{out}}^i}{\sum_{i=1}^M \mu_{\underline{G}_{out}}^i}$	Initialiser $\mu_{\underline{G}_{out}}^i = \frac{\underline{\mu}_{\underline{G}_{out}}^i + \bar{\mu}_{\underline{G}_{out}}^i}{2}$ et calculer $y = \frac{\sum_{i=1}^M \bar{y}^i \mu_{\underline{G}_{out}}^i}{\sum_{i=1}^M \mu_{\underline{G}_{out}}^i}$
2.	Trouvez $i \in [1, M - 1]$ tel que $y^i < y < y^{i+1}$	Trouvez $r \in [1, M - 1]$ tel que $\bar{v}^r < v < \bar{v}^{r+1}$
3.	Ensemble $\mu_{\underline{G}_{out}}^i = \begin{cases} \bar{\mu}_{\underline{G}_{out}}^i, & n \leq 1 \\ \underline{\mu}_{\underline{G}_{out}}^i, & n > 1 \end{cases}$ et calculer $y' = \frac{\sum_{i=1}^M \underline{y}^i \mu_{\underline{G}_{out}}^i}{\sum_{i=1}^M \mu_{\underline{G}_{out}}^i}$	Ensemble $\mu_{\underline{G}_{out}}^i = \begin{cases} \underline{\mu}_{\underline{G}_{out}}^i, & n \leq r \\ \bar{\mu}_{\underline{G}_{out}}^i, & n > r \end{cases}$ et calculer $y' = \frac{\sum_{i=1}^M \bar{y}^i \mu_{\underline{G}_{out}}^i}{\sum_{i=1}^M \mu_{\underline{G}_{out}}^i}$

4.	Si $y' = y$, arrêtez et Mettre $y_l = y$ et $L = l$; Sinon, posez $y = y'$; et passez à l'étape 2	Si $y' = y$, arrêtez et Mettre $y_r = y$ et $R = r$; Sinon, posez $y = y'$; et passez à l'étape 2
----	---	---

Tableau IV.1 ; Algorithme itératif de Karnik-Mendel

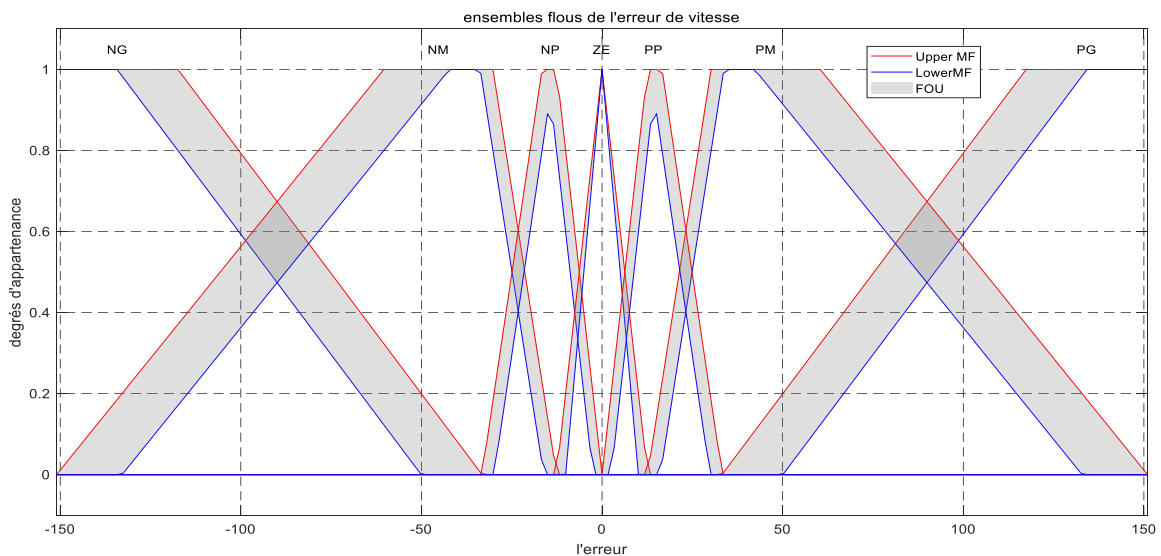
IV.5.6 défuzzification

Après avoir appliqué l'une des méthodes TR possibles, l'ensemble flou d'intervalle obtenu doit encore être converti en un nombre précis pour qu'il devienne adapté à la plupart des scénarios d'application FLS. Quoi qu'il en soit, cette procédure est assez simple et la valeur défuzzifiée obtenue en calculant simplement la moyenne des extrémités gauche et droite de l'intervalle comme suit :[64]

$$y_{out} = \frac{y_r + y_l}{2} \quad (IV.20)$$

IV.6 Applications au Moteur à Courant Continu Sans Balais (BLDCM)

On utilise la même structure et les définitions des entrées et des sorties et aussi les règles floues de la commande par type 1, juste on convertit les fonctions d'appartenance en type 2 Avec de l'aide de la fonction (ConvertToType2) par MATLAB2019.



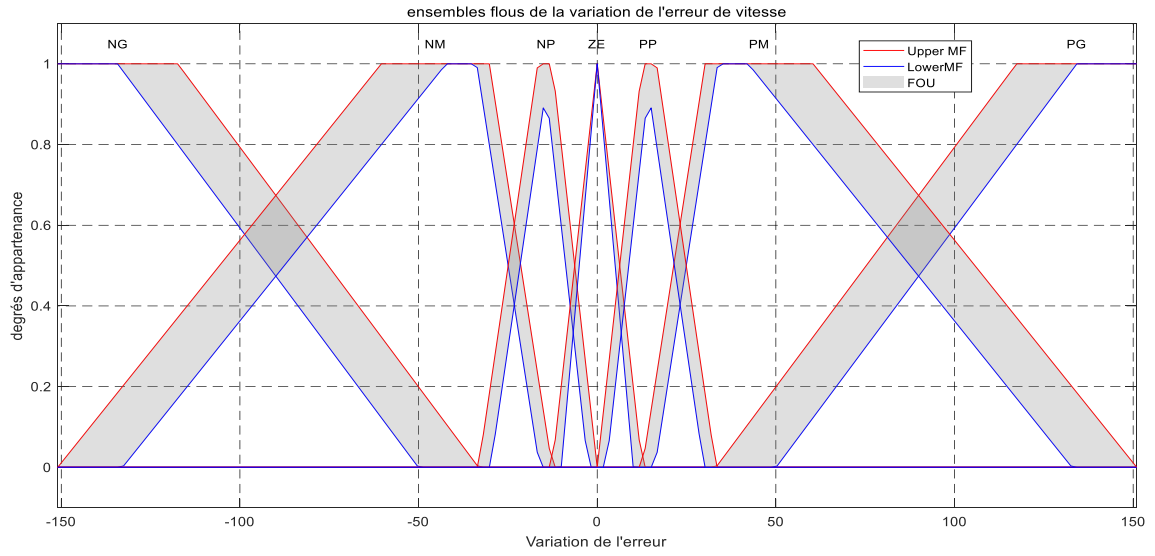


Fig. IV.14 : Fuzzification des entrées $e_w, \Delta e_w$

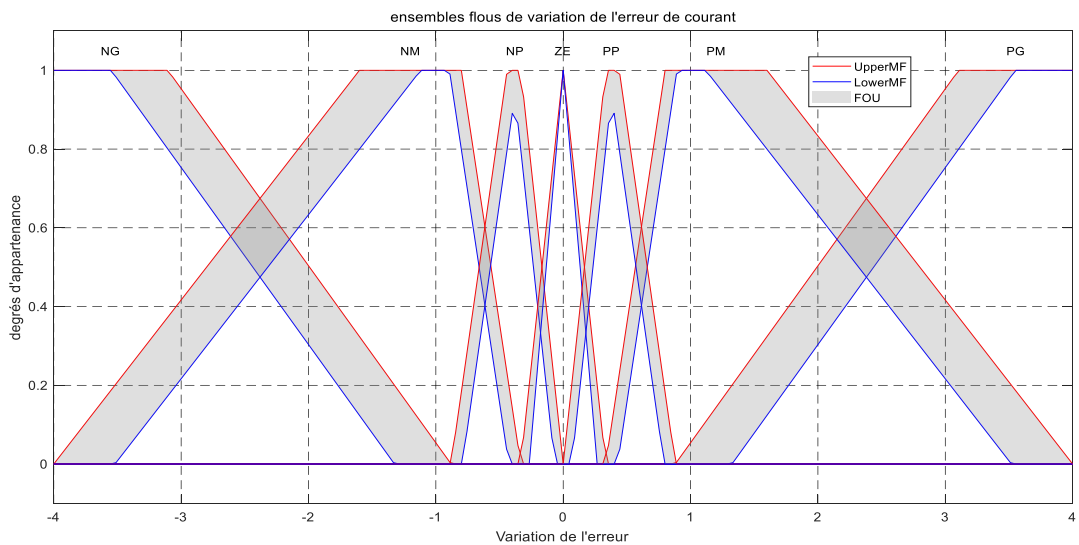
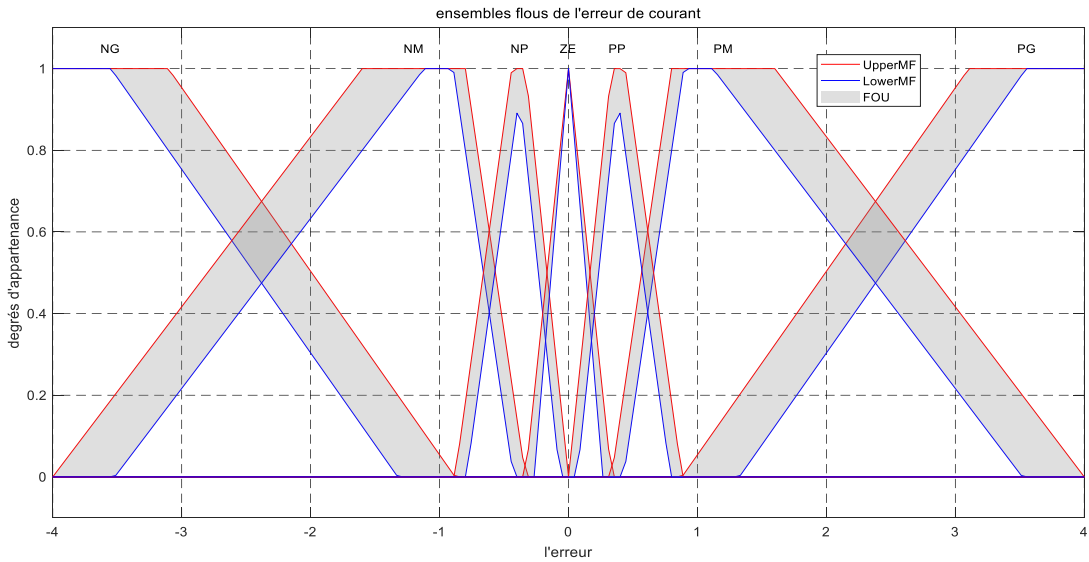


Fig. IV.15 : Fuzzification des entrées $e_c, \Delta e_c$

Les fonctions d'appartenance des sorties sont de la même forme que les fonctions d'appartenance des entrées comme indiquer aux figures IV.16, IV.17 :

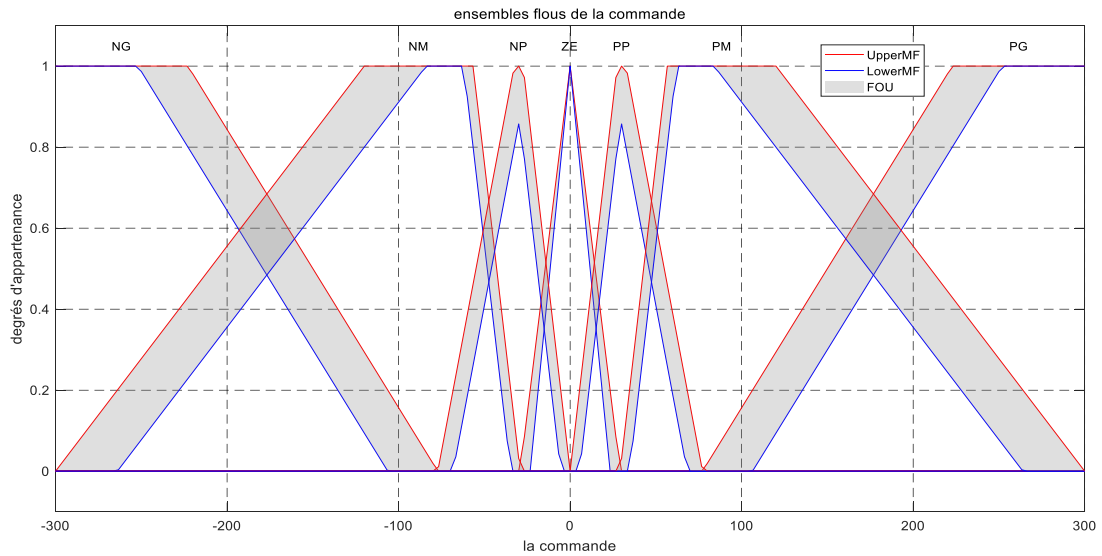


Fig. IV.16 : Fonctions d'appartenance pour le courant de référence i_{ref} .

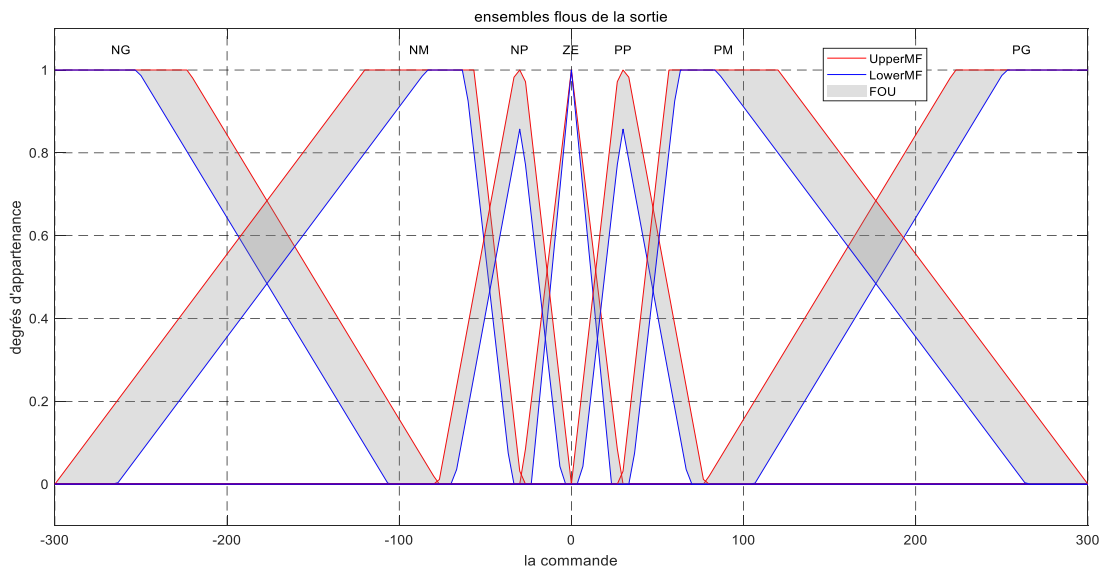


Fig. IV.17 : Fonctions d'appartenance pour la commande u_c .

IV.7 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse

Les signaux de commande des transistors et les durées de conduction des diodes sont présentés à la figure 3.9:

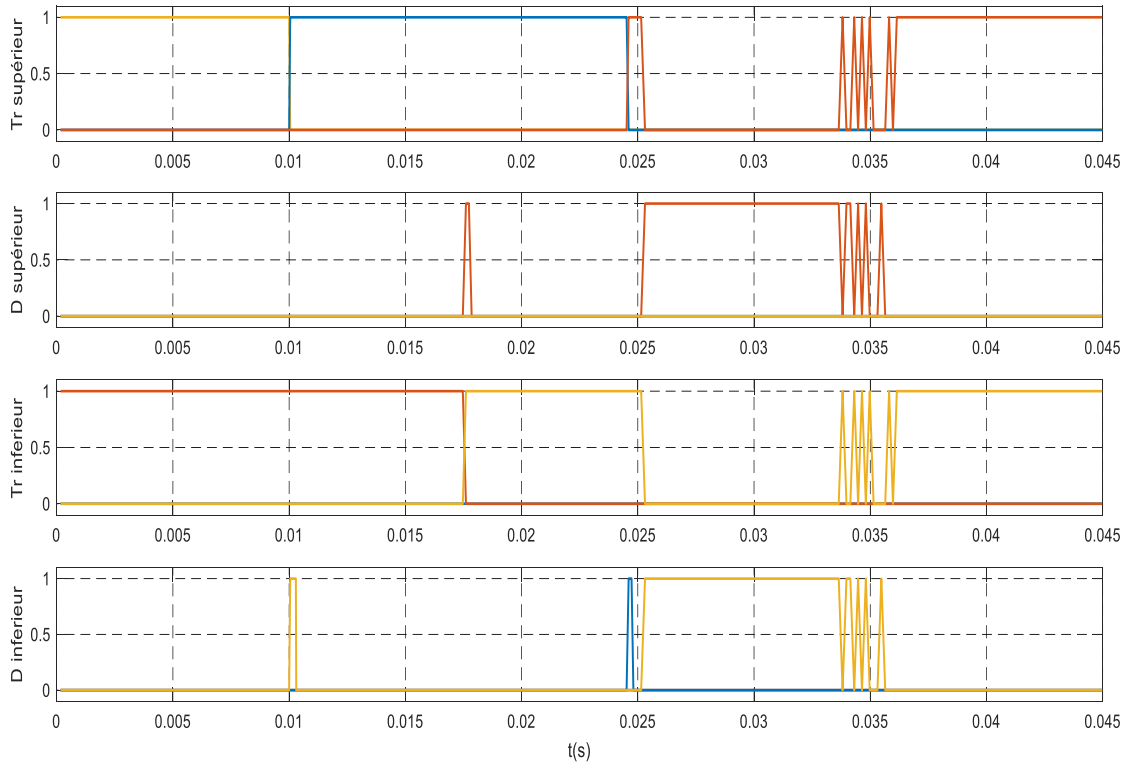


Fig.IV.18 : Forme des signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes.

Les résultats de simulation du moteur BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation direct sur les figures suivants IV.19, IV.20, IV.21, IV.22 et IV.23 concernant respectivement la vitesse du moteur, les trois courants de phases, le courant i_d , le couple C_e et le courant de phase i_a avec FEM e_d .

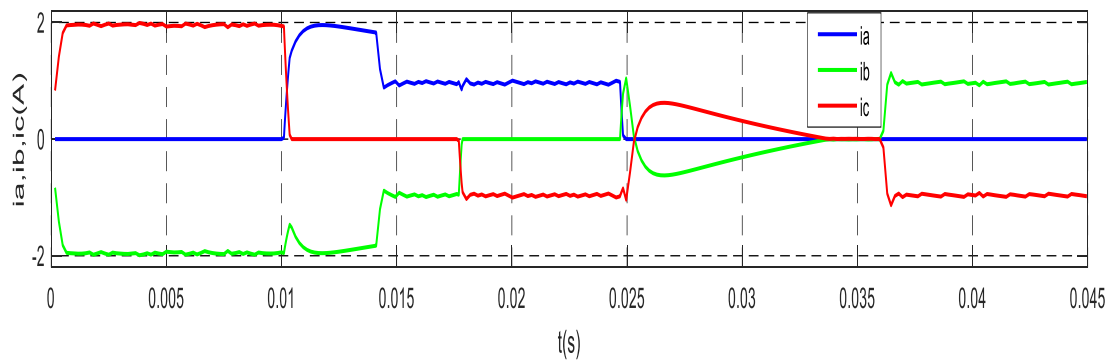


Fig. IV.19: Forme des 3 courants de phases.

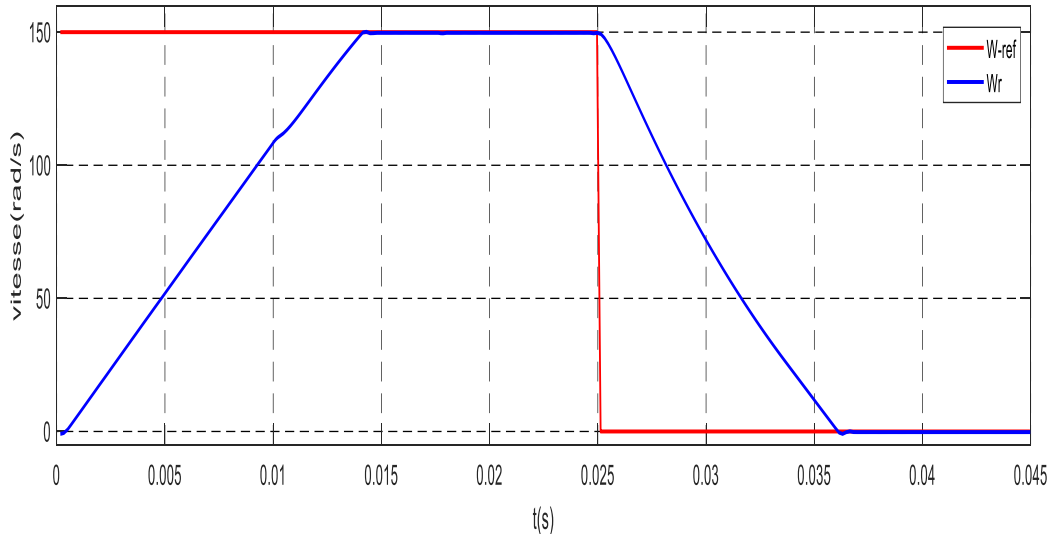


Fig. IV.20: Forme de la vitesse de moteur.

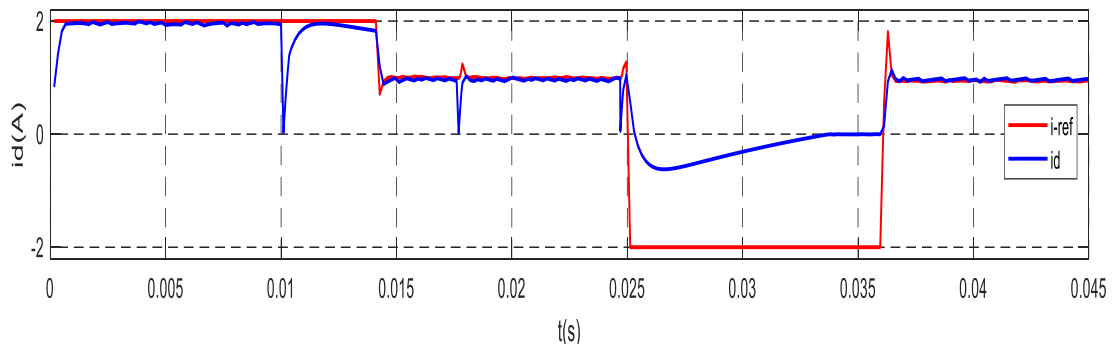


Fig. IV.21 : Le courant continu avec la consigne calculé par le régulateur flou de vitesse.

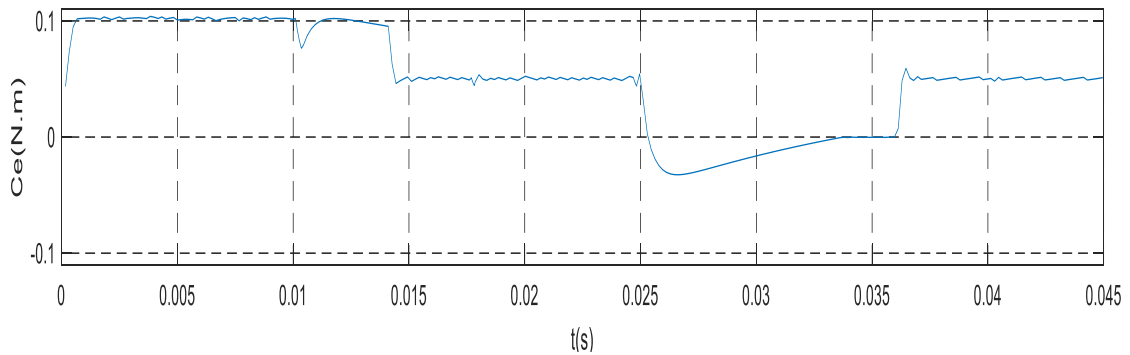


Fig. IV.22: Couple du moteur C_e .

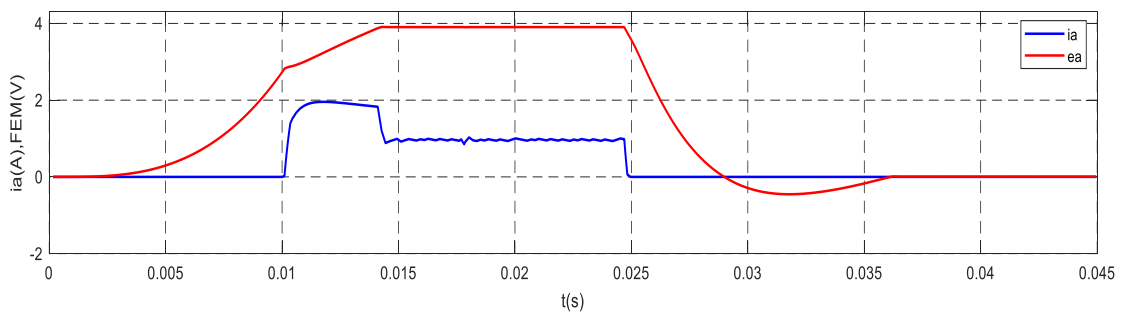


Fig. IV.23: Forme de courant de phase i_a avec FEM e_d dans le sens direct et inverse.

Commentaires sur les Résultats

- Réglage par la logique floue type 2 permet une très bonne régulation de la vitesse du BLDC, la réponse atteint sa consigne rapidement ($< 0.013s$) qui caractérise le régime transitoire, est faible que celui obtenu de la réponse de la commande précédents (logique floue type1). Et une erreur statique presque zéro, et un dépassement nul, Le contraire du premier type dans lequel était un faible dépassement.
- Le réglage du courant i_d est assuré ainsi que celui de la vitesse w_r avec une bonne précision et rapidité alors que le moteur BLDC est chargé par le couple nominal.

IV.8 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse

Pour tester la robustesse on applique une vitesse constante 150tr/mn, le moteur démarre à vide puis à l'instant $t=0.02s$ on applique un couple résistant et des variations paramétriques.

Test 1 : Couple Résistant $C_r=0.055$, résistances des phases $R=5.6$ (augmentation de 40%), l'inductance cyclique $L=0.0014$ (diminution de 30%), La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés respectivement à les figures IV.24, IV.25:

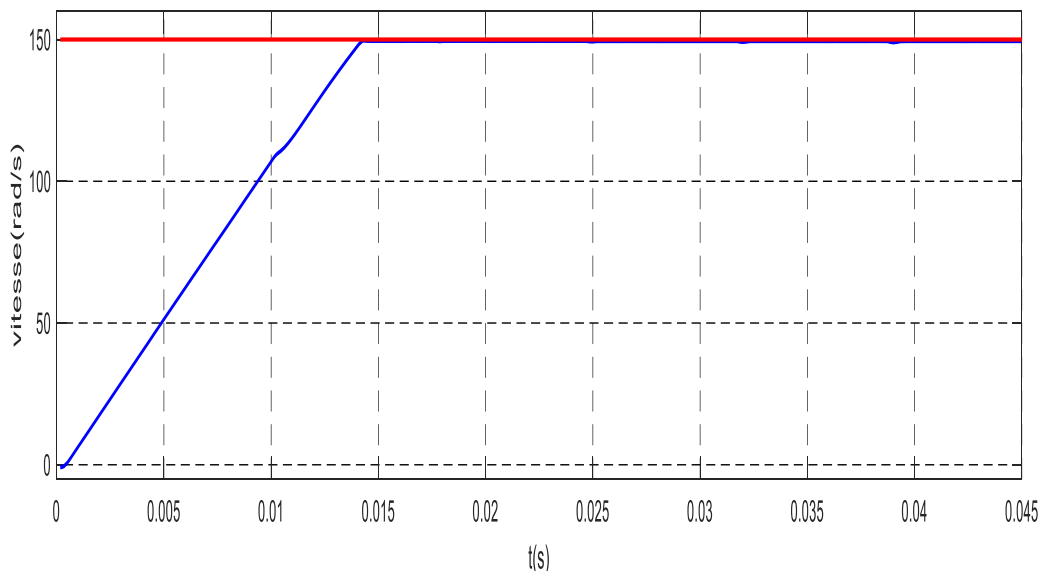


Fig. IV.24: Formes de la vitesse.

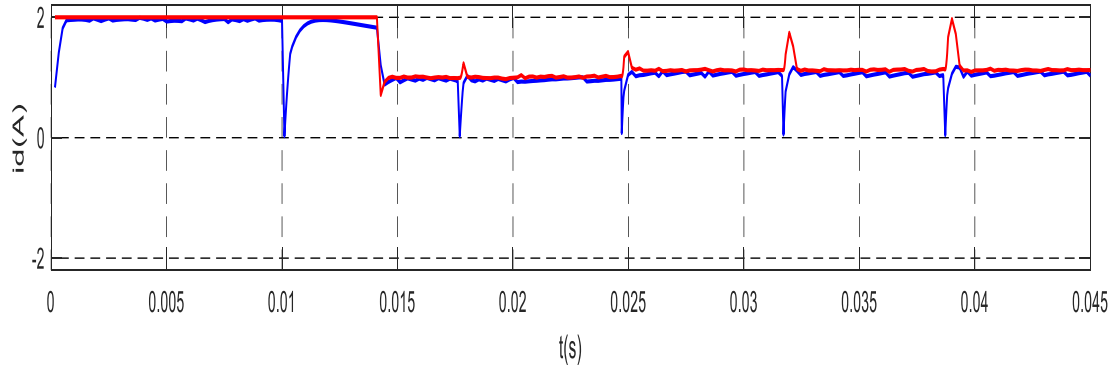


Fig. IV.25: Forme de courant.

Test 2 : Couple Résistant $C_r=0.059$, résistances des phases $R=6.2$ (augmentation de 55%), l'inductance cyclique $L=0.00126$ (diminution de 37%), La vitesse et le courant continu Obtenus sont représentés respectivement à les figures IV.26, IV.27:

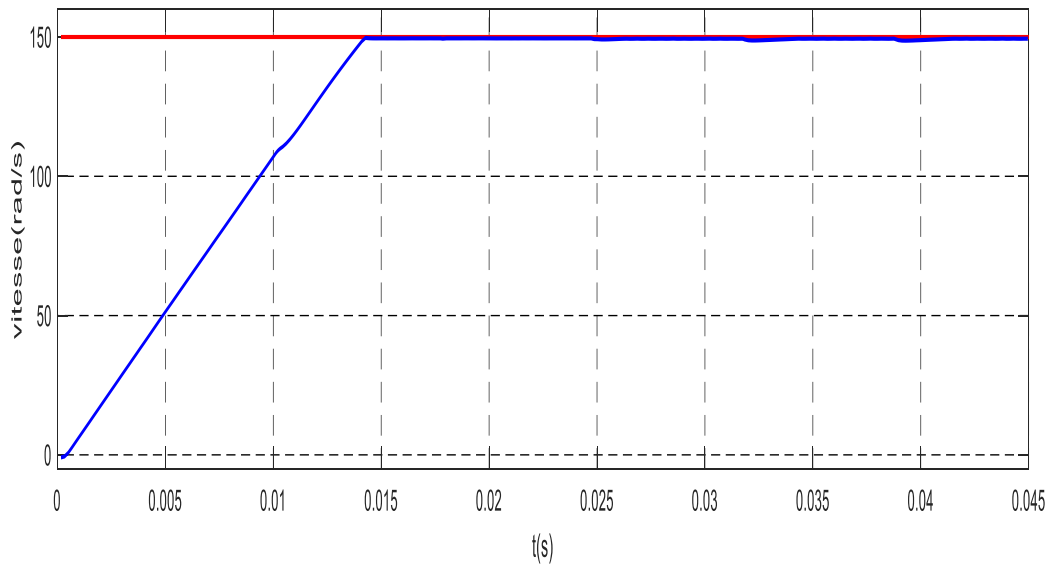


Fig. IV.26: Formes de la vitesse.

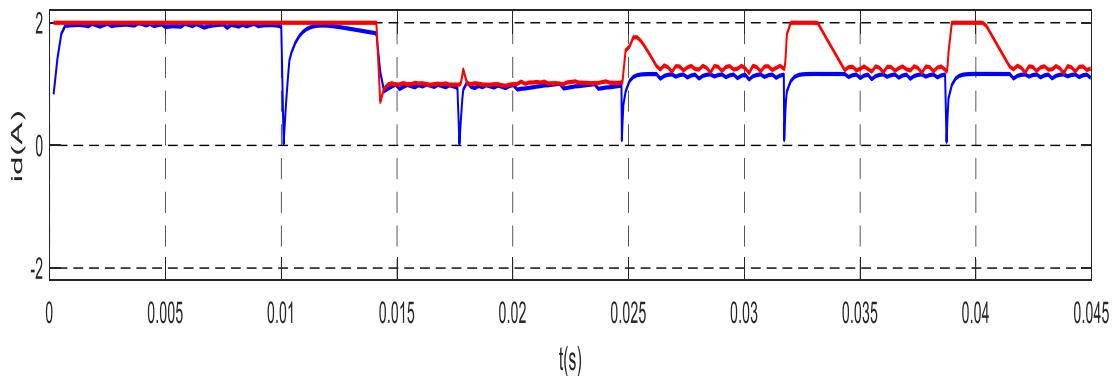


Fig. IV.27: Forme de courant.

Test 3 : Couple Résistant $C_r=0.06$, résistances des phases $R=6.24$ (augmentation de 56%), l'inductance cyclique $L=0.00124$ (diminution de 38%), La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés respectivement à les figures IV.28, IV.29

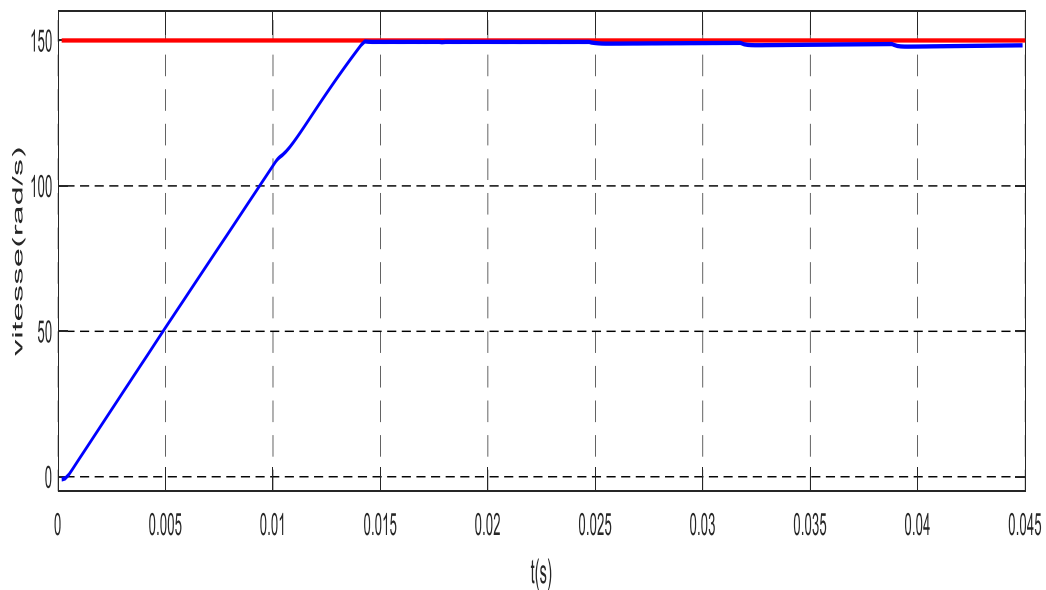


Fig. IV.28: Formes de la vitesse.

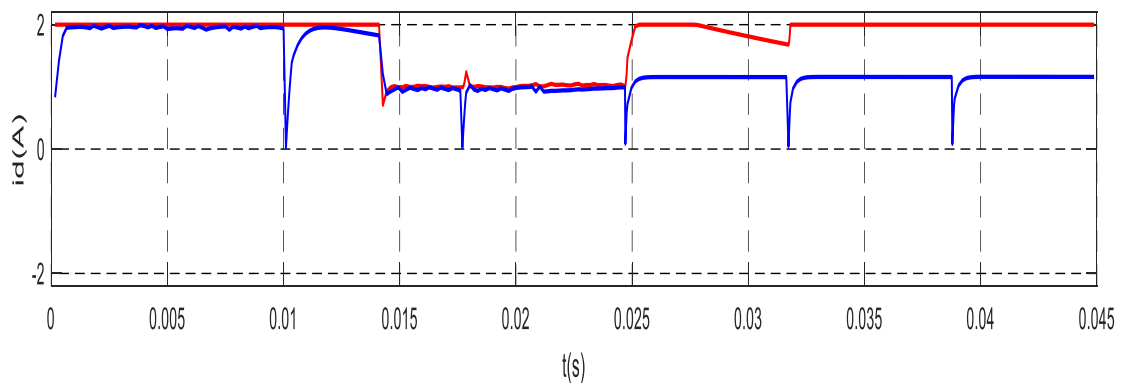


Fig. IV.29: Forme de courant.

Commentaires sur les Résultats

- Pour les deux premiers tests la vitesse reste pratiquement insensible aux perturbations, pour le test 3, une faible erreur de vitesse apparaît à $t=0.02s$ et qui persiste pendant une brève durée.
- Les essais relatifs au réglage de la vitesse du moteur BLDC ont montré que la commande par la logique floue assure de bonnes performances même en présence des grandes variations paramétriques et des perturbations externes.

IV.9 Conclusion

Ce chapitre a été dédié à l'introduction de la logique floue type-2, ou nous avons présenté le fondement théorique ainsi que les notions de base de cette logique. Puis, nous avons étudié les différences entre les types de la logique floue et les raisons de la supériorité du premier type. Par la suite nous avons appliqué la commande par logique floue type-2 pour le réglage de la vitesse de la machine synchrone à aimant permanent et les résultats obtenus nous ont montré effectivement une grande efficacité. Le temps de réponse et le dépassement sont toujours minimaux par rapport aux régulateurs de type 1. La commande floue type 2 a été aussi testée pour les variations paramétriques du système. Les résultats enregistrés, nous ont permis de juger que cette commande présente une forte robustesse en présence des variations paramétriques.

.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

Les travaux réalisés dans ce mémoire portent sur la commande non linéaire par la logique floue type 1 et type 2 de courant et de vitesse du moteur à courant continu sans balais (BLDC).

Le travail entrepris dans le cadre de ce mémoire est réalisé en 4 phases.

On a commencé ce mémoire par le premier chapitre, nous avons expliqué tous qu'il concerne le moteur BLDC, qui est typiquement une machine synchrone à aimant permanent, nous avons découvert Les différents domaines d'application pour les moteurs BLDC, leur constitution détaillée et le principe de leur fonctionnement. On a vu que le BLDC a des avantages, il est facile à commander ; robustes, fiables, a une longue vie, une capacité de fonctionner à très haute vitesse il exige moins de maintenance, cependant il est Coûteux, engendre un couple pulsatoire éminent et problèmes de démagnétisation et de dé fluxage. Nous avons conclu que Le moteur BLDC présente plusieurs avantages par rapport aux autres moteurs pour le système de propulsion électrique

Puis nous avons fait la modélisation du moteur BLDC et vu ses différentes équations électrique et mécanique. Pour tester les performances du moteur BLDC nous avons dû disposer d'un modèle dynamique sous forme d'équations différentielles des courant de phases, pour le mode de fonctionnement moteur. Pour établir ces équations nous avons tenu compte des chutes de tension dues aux composants à semi-conducteur du commutateur. Ces équations nous ont servi pour établir un programme de MATLAB, qui simule le fonctionnement du moteur pour sens de rotation direct. Nous avons conclu que le développement de ce modèle nécessite la détermination des signaux de commandes des transistors, et que la force électromotrice induite est déterminée par la position angulaire du rotor.

Ensuite, Nous avons appliqué une commande non linéaire par la logique floue type1 au moteur BLDC dans le but de régler la vitesse et le courant de ce moteur. Nous avons conclu, selon les résultats que nous avons obtenus, la commande par logique floue type1 assure de bonnes performances même en présence des variations paramétriques et des perturbations externes.

Après, nous avons appliqué la commande par la logique floue type 2 pour améliorer les résultats obtenus par la logique floue type1, nous avons eu des résultats mieux que type 1. Les contrôleurs flous de type-2, vue leur structure intégrant des fonctions avec une dimension supplémentaire leur permettant une meilleure prise en compte de ces incertitudes,

Conclusion générale

Mais, cela au prix d'un degré plus élevé de complexité qui fait, même, la raison de leur timide utilisation. La complexité des systèmes flous type-2 est due essentiellement à la nécessité de la réduction du type des ensembles de sortie résultant de l'inférence floue dans ces systèmes.

Références

- [1] C. HADJER : « COMMANDE HYBRIDE AVEC OBSERVATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ». Mémoire de master en génie électrique. Université de M'sila (Algérie), 2012.
- [2] H.H. CHOI, J.W. JUNG: «DISCRETE TIME FUZZY SPEED REGULATOR DESIGN FOR PM SYNCHRONOUS MOTOR». IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, 600-607, (2013).
- [3] Y. MINGMING, W. FENG, C. GANG, Y. KE, F. JUN.: «A Compound Control for PMSM Based on Fuzzy Sliding-mode and Neural Network». 3rd International Conference on Digital Manufacturing & Automation. 2012.
- [4] A. MISHRA, I. MAKWANA, P. AGARWAL, S.P. SRIVASTAVA.: «Mathematical Modeling and Fuzzy Based Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, ». in IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2012.
- [5] Z. LIU, Y. WANG, J. DU.: «Fuzzy Model Predictive Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor in Electric Vehicles». 10th IEEE International Conference on Control and Automation (ICCA) Hangzhou, 2013.
- [5] N. N. Karnik, et J. M. Mendel, "An introduction to type-2 fuzzy logic systems," Univ. Southern California, Rep., Oct. 1998.
- [6] Q. Liang, N. N. Karnik et J. M. Mendel, "Connection admission control in ATM networks using survey-based type-2 fuzzy logic systems," IEEE Trans. Syst., vol. 30, no. 3, pp. 329-339, Aug. 2000.
- [7] N. N. Karnik, J. M. Mendel et Q. Liang, "Type-2 fuzzy logic systems," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 7, no. 6, pp. 643-658, Dec. 1999.
- [8] N. N. Karnik, et J. M. Mendel, "Operation on type-2 fuzzy sets" Int. J. Fuzzy Sets Syst., vol. 122, pp. 327-348, 2001.
- [9] J. M. Mendel, "Fuzzy logic systems for engineering: A tutorial," IEEE proceedings, vol. 83, no. 3, pp. 345-377, Mar 1995.
- [10] Pierre Mayè, « MOTEURS ELECTRIQUES POUR LA ROBOTIQUE ». Édition 3, 2016.
- [11] Giorgio Rizzoni, Tom T. Hartley « *Principles and applications of electrical engineering* ». Edition 5, 2007.
- [12] Chang-liang Xia Tianjin University, P.R. China « PERMANENT MAGNET BRUSHLESS DC MOTOR DRIVES AND CONTROLS».

Références

- [13] B. AZOUI: « Conception and Realization of a Three-Phase Brushless DC Motor (BLDCM) for Solar Application ». Doctorate Thesis. University of Batna (Algérie). Mai 2002
- [14] W. H. YEADON, A. W. YEADON: « Handbook of Small Electric Motors ». McGraw-Hill. Two Penn Plaza, New York. 2001.
- [15] A. VARSANI: « Low Cost Brushless DC Motor Controller ». Bachelor of Engineering. University of Queensland. November, 2003.
- [16] « Magtech Brushless Motor Source Book ». Axsys Technologies, Inc. Motion Control Products San Diego. April, 2002.
- [17] T. Kenjo, S. Nagamor , Monographs in Electrical and Electronic Engineering 18 «Permanent-Magnet and Brushless DC Motors » Ecole Normale Supérieure. Oxford. 1985.
- [18] P. YEDAMALE: « Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals ». Microchip Technology Inc. AN885, 2003.
- [19] Salem SI HALI Mémoire de Fin d'Etude de MASTER, Commande d'un moteur BLDC sans capteur de position
- [20] Pierre Mayé, « Moteurs électriques pour la robotique ». Editions Dunod, Paris, 2000
- [21] Frédéric Gillon, « Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur à commutation électronique ». Thèse doctoral université de Lille.
- [22] M. TELLAA, M. DJEMAI : « Commande de la Vitesse et de la Position d'un Moteur à Courant Continu sans Balais pour les Applications en Robotique ». PFE en Automatique. Ecole national polytechnique (ENP), Alger (Algérie), Juin 2007.
- [23] M. BOUHRIK : « Impact des Nouveaux Matériaux (NdFeB et SmCo) sur les Moteurs (BLDCM) Destinés aux Véhicules Electriques ». Mémoire de magister en électrotechnique. Université de Batna (Algérie), Mars, 2007.
- [24] B. SCHNEIDER, A. BEURET : « Électricité au Service des Machines ». Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du canton de Vaud. Septembre, 2007.

Références

- [25] B. AZOUI: « Conception and Realization of a Three-Phase Brushless DC Motor (BLDCM) for Solar Application ». Doctorate Thesis. University of Batna (Algérie). Mai, 2002.
- [26] R. V. KHOPKAR: « DC-DC Converter Current Source fed Naturally Commutated Brushless DC Motor Drive ». Master of Science in Electrical Engineering. Texas A&M University. August, 2003
- [27] J. FAIZ, M. R. AZIZAN, M. ABOULGHASEMIAN-AZAMI: « Simulation and Analysis of Brushless DC Motor Drives Using Hysteresis, Ramp Comparison and Predictive Current Control Techniques ». Simulation Practice and Theory 3 (1996) 347-363. Science Direct. December, 1994.
- [28] D. RAI: « Brushless DC Motor Simulink Simulator Usage Manual ». National Institute of Technology Karnataka (India). 2005.
- [29] L. FOURDAN: « Moteurs Brushless (BLDC) ». Site Web: www.wapics.free.fr
- [30] B. SOLTANE, B. HOCINE and A. BOUBAKER: « Analytical Model of Brushless dc Motors Coupled to Solair Pumping System ». Fourth IEEE International Multi- Conference on Systems, Signals & Devices, Volume II: Conference on Power Electrical Systems. Hammamet, Tunisia. March, 2007.
- [31] H. B. HANSEN, C. S. KALLESOE and J. D. BENDTSEN: « A Hybrid Model of a Brushless DC Motor ». 16th IEEE International Conference on Control Applications Part of IEEE Multi-conference on Systems and Control. Singapore. October. 2007.
- [32] C. GENÇER, M. GEDIKPINAR: « Modeling and Simulation of BLDCM Using MATLAB/SIMULINK ». IEEE Journal of Applied Sciences 6 (3): 688-691, 2006.
- [33] N. HEMATI, M. C. LEU: « A Complete Model Characterization of Brushless dc Motors ». IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 1, January/February, 1992.

Références

- [34] S.D. SUDHOFF, P.C. KRAUSE: « Average-Value Model of the Brushless DC Motor 120° Inverter System ». IEEE Transactions on Energy Conversion, VOL, 5, No. 3. September, 1990.
- [35] S.D. SUDHOFF, P.C. KRAUSE: « Operating Modes of the Brushless DC motor 120° Inverter ». IEEE Transactions on Energy Conversion, VOL, 5, No. 3. September, 1990.
- [36] V. MARANO: « L6235 Three Phase Brushless DC Motor Driver ». AN1625 Application Note. STMicroelectronics Group Of Companies. October, 2003.
- [37] N.A. DEMERDASH, T.W. NEHL: « Dynamic Modeling of Brushless dc Motors for Aerospace Actuation ». IEEE Transactions on Aerospace And Electronic SystemsVOL. AES-16, NO. 6 November, 1980.
- [38] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques," Université Henri Poincaré-Nancy 1, 1999.
- [39] C. Dualibe, M. Verleysen, and G. Jaspers, Design of Analog Fuzzy Logic Controllers in CMOS Technologies: Springer, 2003.
- [40] E.P. Dadios, "Fuzzy Logic - Controls, Concepts, Theories and Applications," 2012.
- [41] O. Castillo, J. Kacprzyk, P. Melin, W. Pedrycz, O.M. Ross, and R.S. Cruz, Theoretical advances and applications of fuzzy logic and soft computing vol. 42: Springer, 2007.
- [42] K.M. Passino, S. Yurkovich, and M. Reinfrank, "Fuzzy control," vol. 42: AddisonWesley, pp. 15-21, 1998.
- [43] M. Smyej, "Conception d'un correcteur par logique floue pour un convertisseur cc/cc," Mémoire de maîtrise (M.Sc.A.), ed. Université du Québec à Trois-Rivières, 2000.
- [44] François CHEVRIE & François GUELY, La logique floue Cahier Technique Schneider n°191 Edition mars 1998.
- [45] BERNADETTE BOUCHON-MEUNIER, La logique floue et ses applications. Edition Addison-Wesley France SA 1995.

Références

- [46] J. Godjevac, Idées nettes sur la logique floue. Presse polytechnique et universitaire romande Lausanne 1999.
- [47] P. Borne, J. Roziner, J. Y. Dieulot, L. Dubois, Introduction à la commande floue. Edition Technip, Paris 1998
- [48] H. Buhler, Réglage par la logique floue, Presses polytechniques romandes, Lausanne, Suisse 1994.
- [49] M. Godoy, N. N. Franceschetti, "Fuzzy Optimisation based Control of a Solar Array System" IEE Proc. EPA, Vol. 146, No. 5, 1999, pp: 552-558.
- [50] T. F. Wu and al. "A Fuzzy-Logic-Controlled Single-Stage Converter for PV-Powered Lighting System Application" IEEE Trans. IE, Vol. 47, No. 2, 2000, pp: 287-296.
- [51] A. Terki et al. —An improved efficiency of fuzzy logic control of PMSBLDC for PV pumping system" Applied Mathematical Modelling, vol. 36, pp.934-944, 2012.
- [52] T. Senjyu, K. Uezato, "Maximum Power Point Tracker Using Fuzzy Control for Photovoltaic Arrays", Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology, 1994, pp: 143 –147.
- [53] L. X. WANG: « A Course in Fuzzy Systems and Control ». Prentice Hall PTR New Jersey, United States of America, 1997.
- [54] G. R. YU, C. W. CHAUNG, R. C. HWANG: « Fuzzy Control of Brushless DC Motors by Gray Prediction ». IEEE. 2001.
- [55] A. RUBAAI, D. RICKETTS, M. D. KANKAM: « Experimental Evaluation of a Fuzzy Logic-Based Controller for High Performance Brushless DC Motor Drives ». IEEE Transactions on Industry Applications. 2000.
- [56] A. RUBAAI, D. RICKETTS, M. D. KANKAM: « Experimental Verification of a Hybrid Fuzzy Control Strategy for a High-Performance Brushless DC Drive System ». IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 37, NO. 2, March/April, 2001.
- [57] L. WANG, H. L. YONGKUI SUN: « Fuzzy Control Based on Self-adjusted Parameter for Brushless DC Motor ». IEEE International Conference on Mechatronics and Automation. China. August, 2007.
- [58] A. P. GARCIA, J. L. D. RODRÍGUEZ: « Fuzzy Logic Controller Design Applied to Servo-Drive Systems ». Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Systems, Athens, Greece, 2005.
- [59] H. BÜHLER : « Réglage par Logique Floue ». Collection Electricité. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes. Suisse. 1994.

Références

- [60] C. C. LEE: « Fuzzy Logic in Control Systems: Logic Controller. Part II ». IEEE Trans. Syst. Man; Cybern; Vol. 20, No.2, PP.404-435, March/April 1990.
- [61] A. BOUGUERRA : « Commandes non Linéaires d'un Moteur à Courant Continu sans Balais pour les Applications en Robotique ». Mémoire de magister en électronique. Ecole Nationale Polytechnique de alger (Algérie), Octobre, 2005.
- [62] Oscar Castillo and Patricia Melin « Type-2 Fuzzy Logic: Theory and Application » Studies in Fuzziness and Soft Computing, pp.30-37, Vol. 223.
- [63] N.N. Karnik, J. M. Mendel, “Type-2 fuzzy logic systems: Type-reduction”, IEEE International conference, vol.2, pp. 2046 – 2051, 1998
- [64] Rómulo Antão, « Type-2 Fuzzy Logic », Uncertain Systems Modeling and Control, pp.17-29 ,2017.
- [65] J. M. Mendel, R. I. John, and F. Liu, “Interval type-2 fuzzy logic systems made simple”, IEEE Transactions, Fuzzy Systems, vol.14, issue.6, pp.808–821, 2006.
- [66] Q. Liang, J. M. Mendel, “Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design,” IEEE Transactions, Fuzzy Systems, vol.8, issue.5, pp. 535-550, 2000.

Annexe

A.1 Les Paramétrés du Moteur BLDC

$R = 4 [\Omega]$: Résistance de phase ;

$L_c = 0.002 [H]$: Inductance de phase ;

$M = 0.0001 [H]$: Inductance Mutuelle ;

$J = 4.65 \cdot 10^{-6}$: Constante d'inertie ;

$K_e = 26.1 \cdot 10^{-3}$: Constante du couple électromagnétique ;

$f = 1.5 \cdot 10^{-6} [N \cdot (m/rad) \cdot S^{-1}]$: coefficient de frottement ;

$K_{cr} = 1.6667 \cdot 10^{-4}$: Constante du couple résistant

A.2 La Tension d'Alimentation et le courant continue

$u_d = 24[V]$: Tension nominale ;

$i_d = 2[A]$: courant continue

A.3 Les Composants de Puissances en Régime de Conduction

$v_T = 0.8[V]$: Tension de transistor ;

$v_D = 0.8[V]$: Tension de diode ;

$r_T = 0.075[\Omega]$: Résistance de transistor ;

$r_D = 0.05[\Omega]$: Résistance de diode ;

A.4 Les Paramètres des Variateur (Hacheur)

$$K_{cm} = \frac{u_h}{V_{cc}} = \frac{24[volt]}{24[volt]} = 1$$

$$f_P = 20000[S^{-1}]$$

$$T_P = 1/f_P$$

$$T_{cm} = \frac{T_P}{2} = 1/10000[S]$$

ملخص

في هذه الأطروحة قدمنا جميع جوانب المحرك ثلاثي الطور ذي التيار المستمر بدون فرشاة، ثم أوضحنا نمذجة هذا المحرك لمجموعة محرك-عاكس لوضع المحرك في الاتجاه المباشر للدوران. بعد ذلك، قمنا بتطبيق اثنين من قوانين التحكم غير الخطية، من خلال المنطق الضبابي من النوع 1 والمنطق الضبابي من النوع 2، قمنا بشرح النظرية الأساسية للمنطق الضبابي من النوع 2 من خلال العمليات والعلاقات الغامضة، وأيضاً هيكل الأنظمة الضبابية من النوع 2، النموذج الضبابي النوع الثاني يعتبر بمثابة مجموعة من النماذج الضبابية من النوع 1 لتمثيل الأنظمة غير الخطية المستمرة المعرضة لشكوك بارامترية والاضطرابات الخارجية. أخيراً، أظهرت النتائج كفاءة المنظم الضبابي من النوع 2 مقارنة بالنوع الأول التي كانت أيضاً جيدة.

كلمات مفتاحية: محرك ثلاثي الطور ذو تيار مستمر بدون فرشاة، نمذجة، تحكم منطقي غامض من النوع 1، تحكم منطقي غامض من النوع 2

Résumé

Dans Ce mémoire nous avons présenté tous les aspects du moteur à courant continu sans balais (BLDC), puis, nous avons illustré la modélisation de ce moteur de l'ensemble machine- commutateur pour le mode moteur dans le sens de rotation direct. Après, nous avons appliqué deux lois de commande non linéaire, par la logique floue type 1 et la logique floue type 2, nous avons expliqué la théorie de base de de la logique floue de type-2 à travers les opérations et relations floues, ainsi que la structure des systèmes flous de type-2 intervalle. Un modèle flou de type-2 intervalle considéré comme une collection de modèles flous de type-1 est développé pour représenter les systèmes non linéaires continus exposés à des incertitudes paramétriques et des perturbations externes. Finalement les résultats ont montrés l'efficacité du régulateur flou type-2 par apport a type 1 dont les résultats étaient aussi bons.

Mots clés : moteur à courant continu sans balais, modélisation, commande par la logique floue type1, commande par la logique floue type2

Abstract

In this thesis we have presented all aspects of the brushless direct current motor (BLDC), then, we have illustrated the modeling of this motor of the machine-switch assembly for the motor mode in the forward direction of rotation. Next, we applied two nonlinear control

laws, by fuzzy logic type 1 and fuzzy logic type 2, we have explained the basic theory of fuzzy logic type-2 through fuzzy operations and relations, as well as the structure of type-2 interval fuzzy systems. A type-2 interval fuzzy model considered as a collection of type-1 fuzzy models is developed to represent continuous nonlinear systems exposed to parametric uncertainties and external disturbances. Finally, the results showed the efficiency of the type-2 fuzzy regulator compared to type 1 whose results have also been good.

Key words: brushless direct current (BLDC), modeling, type1 fuzzy logic control, type2 fuzzy logic control