

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Numéro de série :

Numéro d'inscription : D.EL/3C/01/17

## Thèse

Présentée pour l'obtention du diplôme de

# DOCTORAT Troisième Cycle

Filière: Electrotechnique; Option: Electrotechnique

## THEME

---

# Commande tolérante aux défauts d'un moteur à courant continu sans balais

---

Présenté Par

**DILMI Izzeddine**

Soutenue le : 08/07/2023

Devant le jury composé de :

Nom et prénom	Grade	Etablissement	Qualité
- ZEGHLACHE Samir	Professeur	Université Mohamed Boudiaf-M'sila	Président
- BOUGUERRA Abderrahmen	Professeur	Université Mohamed Boudiaf-M'sila	Encadreur
- DJERIOUI Ali	MCA	Université Mohamed Boudiaf-M'sila	Co-encadreur
- LATRECHE Samia	MCA	Université Ferhat Abbas-Sétif 01	Examinatrice
- LAAMARI Yahia	MCA	Université de Batna 02	Examineur
- RAHALI Hilal	MCA	Université Mohamed Boudiaf-M'sila	Examineur

Année Universitaire : 2022/2023

# Dédicaces

A mes parents

Ma femme

Mes frères et mes sœurs

## REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au, Laboratoire de Génie Electrique (LGE) de la faculté de technologie, université de M'sila.

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à Monsieur **BOUGUERRA Abderrahmen**, Professeur à l'université de M'sila, pour m'avoir encadré et soutenu durant ces années de thèse. Je le remercie aussi pour son aide précieuse, les conseils et les connaissances dont il a su me faire profiter. Il m'est difficile d'exprimer en quelques mots toute l'admiration que je lui porte.

Je suis extrêmement reconnaissant à Monsieur **DJERIOUI Ali**, Professeur à l'université de M'sila, pour avoir accepté d'être mon co-directeur de thèse. Ses très nombreux commentaires et suggestions ont considérablement amélioré à la fois le contenu et la présentation de cette thèse.

Je souhaite exprimer ma plus sincère reconnaissance à Monsieur **CHERIFI-ALAOUI Larbi**, Professeur à l'Université de Picardie et Jule, France, pour son aide précieuse durant ces années d'études. Je tiens également à remercier l'ensemble des personnels administratifs et enseignants du département de Génie Électrique ainsi que le directeur et les membres du Laboratoire de Génie Électrique de l'Université de M'Sila, qui resteront anonymes dans cette page, mais qui m'ont permis de mener à terme ce travail dans une ambiance très amicale.

Je remercie Monsieur **ZEGHLACHE Samir** Professeur à l'université de M'Sila pour l'honneur qu'il me fait en présidant ce jury. J'adresse également mes remerciements à l'ensemble des membres de jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait pour avoir accepté de faire partie de ce jury en acceptant d'examiner et d'évaluer cette thèse. Soyez assurés Messieurs les membres du jury de ma profonde reconnaissance pour l'attention que vous avez portée à cette thèse et pour le temps que vous avez consacré à son évaluation.

# Table de Matières

Table de Matières .....	I
Liste des Figures .....	IV
Liste des Tableaux.....	VI
Liste des Acronymes .....	VII
Liste des Symboles.....	VIII
Liste des Travaux .....	X
Introduction générale.....	1

## CHAPITRE I : Etat de l'art et généralités sur les moteurs BLDC

I.1.	Introduction.....	5
I.2.	Moteur à courant continue sans balais .....	5
I.2.1.	Constitution du moteur BLDC.....	5
I.2.2.	Système de détection de la position du rotor .....	6
I.2.3.	Capteur à effet d'Hall .....	6
I.2.4.	Principe de fonctionnement .....	6
I.2.5.	Caractéristiques du moteur BLDC.....	7
I.3.	Commande Tolérante aux Défauts .....	7
I.3.1.	Définition .....	7
I.3.2.	Objectifs de la commande tolérante aux défauts .....	8
I.3.3.	Les différents types de défauts .....	9
I.3.3.1.	Les défauts actionneurs.....	9
I.3.3.2.	Les défauts capteurs.....	10
I.3.3.3.	Les défauts système .....	10
I.3.4.	Méthodes passives .....	10
I.3.5.	Approche active .....	11
I.3.6.	Reconfiguration du système .....	11
I.3.7.	Accommodation des défauts.....	12
I.3.8.	Restructuration.....	12
I.3.9.	Comparaison entre CTDA et CTDP .....	12
I.4.	Conclusion .....	12

## CHAPITRE II : Modélisation de moteur BLDC

II.1.	Introduction.....	15
II.2.	Modèle de moteur BLDC sans défauts .....	15
II.2.1.	Les équations électriques .....	15
II.2.2.	La force électromotrice .....	18
II.2.3.	L'équation mécanique du mouvement.....	19
II.2.4.	Couple électromagnétique .....	19
II.2.5.	Modèle de l'ensemble moteur-commutateur électronique .....	19
II.3.	Expressions des courants de phase .....	21
II.4.	Modèle continu du moteur BLDC. ....	31
II.4.1.	Modèle lorsque deux phases sont alimentées (DC1).....	31
II.4.2.	Modèle lorsque trois phases sont alimentées (DC2).....	33
II.4.3.	Le schéma fonctionnel du moteur BLDC pour le mode DC2. ....	34
II.5.	Modèle de moteur BLDC avec défaut de court-circuit entre spires .....	36
II.5.1.	Les équations électriques de modèle avec défauts .....	36
II.6.	Conclusion .....	37

### **CHAPITRE III : commande tolérants aux défauts passive du moteur BLDC**

III.1.	Introduction.....	39
III.2.	La stabilité et la théorie de Lyapunov .....	39
III.3.	La stabilité au sens de Lyapunov .....	39
III.3.1.	Fonction candidate de Lyapunov .....	40
III.4.	Commande par Backstepping .....	40
III.4.1.	Principe .....	40
III.4.2.	Méthode générale de synthèse récursive par Backstepping.....	41
III.4.3.	Application de la commande par Backstepping sur BLDC.....	44
III.5.	Résultats de la simulation .....	47
III.6.	Conclusion .....	52

### **CHAPITRE IV : L'approche active pour commander le moteur BLDC**

IV.1.	Introduction.....	54
IV.2.	La méthode proposée .....	54
IV.2.1.	Algorithme super-twisting .....	55
IV.2.2.	Commande à base de la logique floue de type 2 .....	57
IV.2.2.1.	Contexte de commande par logique floue de type 2.....	57

IV.2.2.2. Conception FTC active .....	58
IV.2.3. Méthode de détection.....	62
IV.2.3.1. Gestion de la commande tolérante aux défauts pour la machine BLDC .....	63
IV.3. Résultats et discussion .....	63
IV.4. Conclusion .....	68
Conclusion générale.....	70
Bibliographie .....	72

# Liste des Figures

Figure I.1 Parties principales du moteur BLDC: (a) Machine Synchrone, (b) Circuit de commutation électronique, (c) Source DC.....	5
Figure I.2 Exemple des trois éléments de Hall et l'aimant du capteur [8] .....	6
Figure I.3 Principe de fonctionnement d'un moteur BLDC triphasé.....	7
Figure I.4 Principe d'un système de commande tolérante aux défauts .....	9
Figure I.5 Commande Tolérante aux Défaut Active .....	11
Figure I.6 relation entre stratégies des CTDs, degré de sévérité du défaut et le coût [35] .....	12
Figure II.1 Modèle électrique simplifié du BLDC .....	16
Figure II.2: Formes typiques des courants et des FEMs .....	18
Figure II.3 : Ensemble moteur-commutateur. ....	19
Figure II.4 : Signaux à effet hall .....	20
Figure II.5 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 1_1.....	21
Figure II.6 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 1_2.....	23
Figure II.7 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 2_1.....	24
Figure II. 8 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 2_2.....	25
Figure II.9 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 3_1.....	25
Figure II.10 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 3_2.....	26
Figure II.11 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 4_1.....	27
Figure II.12 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 4_é.....	27
Figure II.13 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 5_1.....	28
Figure II.14 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 5_2.....	29
Figure II.15 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 6_1.....	29
Figure II.16 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 6_2. ....	30
Figure II.17: Structure d'un commutateur-moteur BLDC lorsque deux phases sont alimentées. .....	31
Figure II.18 : Structure d'un commutateur-moteur BLDC lorsque trois phases sont alimentées.....	33
Figure II.19 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC dans le mode DC2. ....	35
Figure II.20 : Le modèle simplifié du moteur BLDC avec défaut.....	35
Figure III.1 Schéma de principe du control par Backstepping.....	43

Figure III.2 Réponse du moteur en utilisant la commande par Backstepping .....	47
Figure III.3. Réponse du moteur en utilisant le contrôleur Backstepping sous la variation paramétrique .....	48
Figure III.4. Réponse du moteur en utilisant le contrôleur Backstepping sous la variation paramétrique .....	49
Figure III.5. Réponse du moteur en utilisant la commande PI classique sous la variation paramétrique .....	49
Figure IV.1 Schéma de principe de la commande tolérante aux défauts active du moteur CC sans balais.....	53
Figure IV.2. Structure de l'algorithme de commande.....	54
Figure IV.3. Schéma fonctionnel de la structure IT2FLC .....	56
Figure IV.4. IT2FLC ENTRÉE EV .....	58
Figure IV.5. IT2FLC INPUT DEV .....	58
Figure IV.6. SORTIE IT2FLC $U_c$ .....	59
Figure IV.7. IT1FLC ENTRÉE EV .....	59
Figure IV.8. IT1FLC INPUT DEV .....	60
Figure IV.9. SORTIE IT1FLC $U_c$ .....	60
Figure IV.10. Gestion FTC pour moteur BLDC .....	61
Figure IV.11. Chronogramme des défauts avec signal de détection de défaut .....	63
Figure IV.12. Signal de commande avec le signal de détection de défaut pour la commande.	63
Figure IV.13. La réponse de vitesse pour la commande avec IT2FLC .....	64
Figure IV.14. Courants triphasés $I_{abc}$ pour la commande avec IT2FLC .....	64
Figure IV.15. La réponse de vitesse pour la commande avec IT1FLC .....	65
Figure IV.16. Courants triphasés $I_{abc}$ pour la commande avec IT1FLC .....	65

# Liste des Tableaux

Tableau II. 1 Expressions des FEMs des phases ea, eb, ec sur une période .....	19
Tableau III. 1 Comparaison entre la commande par Backstepping et la commande par PI Classic en mode défaillant.....	50
Tableau IV.1 Règles floues .....	57
Tableau IV.2 Paramètres du moteur BLDC .....	62
Tableau IV.3 Comparaison entre la commande par IT2FLC et la commande par IT1FLC en mode défaillant.....	66

## Liste des Acronymes

BLDC	Moteur à courant continu sans balais
FTC	Commande tolérante aux défauts
FDI	Détection de défaut et l'isolation
PFTC	Passive fault tolerant control
AFTC	Active Fault tolerant control
BF	Boucle fermée
CTDP	Commande tolérante aux défauts Passive
CDTA	Commande tolérante aux défauts Active
BDDD	Bloc de Détection et de Diagnostic des Défauts
BDID	Bloc de Détection et d'Isolation des Défauts
FEM	Force électro motrice
DC1	Mode de courant direct 01(deux phases alimentées)
DC2	Mode de courant direct 02(trois phases alimentées)
MIMO	Multi entrées multi sorties
CLF	fonctions de commande de Lyapunov
LMF	Lower membership function
UMF	Upper membership function
IT2FLC	Commande par Intervalle logique floue type 2
IT1FLC	Commande par Intervalle logique floue type 1

## Liste des Symboles

$[\mathfrak{T}]$	Le vecteur de la tension
$[\mathfrak{I}]$	Le vecteur du courant
$[\varphi]$	Le vecteur de flux magnétique moteur BLDC.
$[\varphi_{\mathfrak{m}}]$	Le vecteur du flux magnétique créé par l'aimant permanent
$[\mathfrak{R}]$	La matrice de résistances
$[\mathfrak{L}]$	La matrice d'inductances
$\varphi_0$	L'amplitude du flux magnétique créé par l'aimant permanent
$\theta$	L'angle Electrique.
$\omega_r$	La vitesse angulaire en rad/s ;
$C_e$	Le couple électromagnétique développé en N. m
$C_r$	Le couple de charge en N. m
$f$	Le coefficient de frottement
$k_e$	Le coefficient de la FEM
$j$	Le moment d'inertie
$r_D$	La résistance dynamique des Diodes
$r_T$	La résistance dynamique des Transistors
$v_a, v_b, v_c$	Les tensions des phases a, b et c
$i_a, i_b, i_c$	Les courants des phases a, b et c
$e_a, e_b, e_c$	Les forces électromotrices des phases a, b et c
$e_{cc}$	La force électromotrice des spires en court-circuit
$i_{cc}$	Le courant de court-circuit
$R$	La résistance propre de la phase
$L_s$	L'inductance propre de la phase
$R_{cc}$	La résistance du shunt de court-circuit
$M''$	L'inductance mutuelle entre les spires en court-circuit et la bobine de la phase a
$M_f$	L'inductance mutuelle entre les spires en court-circuit et la bobine des phases b et c
$R''$	La résistance des spires en court-circuit

$e$

L'erreur de la vitesse

$k_1, k_2$

Les gains de la commande par Backstepping

# Liste des Travaux

## Les Publications :

- [1] Dilmi, I., Bouguerra, A., Djrioui, A., Chrifi-Alaoui, L. (2021). Interval type-2 fuzzy logic-second order sliding mode based fault detection and active fault-tolerant control of brushless DC motor. Journal Européen des Systèmes Automatisés, Vol. 54, No. 3, pp. 475-485. <https://doi.org/10.18280/jesa.540311>.

## Les Communications :

- [1] Dilmi, I., Bouguerra, A., Zeghlache, S., Loukal, K., (2019), Interval Type 2 Fuzzy Gain-Adaptive Pi Controller Of Brushless Dc Motor, 5th International Conference On Advances In Mechanical Engineering, Istanbul
- [2] Dilmi, I., Bouguerra, A., Djrioui, A., & Chrifi-Alaoui, "Fault Tolerant Control of Brushless DC Motor based on Backstepping control." International Conference on Electronics and Electrical Engineering (IC3E'2020), Bouira, Algeria, November 16, 2020.
- [3] Dilmi, I., Bouguerra, & A., Djrioui, "An FTC-Adaptive Indirect Control of a Brushless DC Motor." SEMINAIRE INTERNATIONAL SUR L'INDUSTRIE ET LA TECHNOLOGIE", en ligne, Algeria, November 16, 2020.

### Introduction générale

La nécessité des actionneurs plus puissants dans des petites tailles sont devenues requise dans l'industrie. Les moteurs à courant continu sans balais (BLDC : BrushLess Direct Current) remplacent graduellement des moteurs à courant continu classique ; pour résoudre le problème lié aux contacts et pour améliorer la fiabilité et une plus longue vie, on doit éliminer des frottements des bagues. Le moteur BLDC a une basse inertie, haut efficacité, facteur de puissance élevé, couple élevé, minimum de coûts d'entretien et un niveau de bruit faible [1, 2]. Généralement la machine de BLDC est alimentée par un onduleur triphasé qui joue le rôle d'un commutateur électronique des courants de phases. La commande de couple est alors réalisée par la commande de courante [3]. La commande du courant directe est plus facile que la commande du courant de phase qui exigé la reconstitution de ces courants. Car le couple de moteur est proportionnel au courant continu DC de l'entrée de l'onduleur, donc l'intérêt est de commander le courant afin d'optimiser le couple et réduire les oscillations de couple [4].

En raison de l'application vaste de moteur BLDC dans les différents domaines de l'industrie, les défauts du moteur et les méthodes de commande tolérante aux défauts des moteurs devraient être étudiées. L'intégration de la tolérance des défauts au moteur BLDC implique les tâches suivantes : la détection et l'identification de défaut, et des stratégies correctives pour résoudre le problème. La technique de commande tolérante aux défauts (Fault Tolerant Control (FTC)) utilise plusieurs types de commande pour assurer la tolérance aux défaillances, plusieurs techniques de commande hybrides basées sur le mode glissant avec l'algorithme génétique et de logique floue de type 1 et de type 2 récemment ont été publiée [5-9].

Les techniques de commande FTC des machines électriques dépendent de plus en plus sur des techniques sophistiquées de commande pour répondre à des exigences accrues d'exécution et de sûreté de fonctionnement. Pour éviter ces problèmes, plusieurs approches de commande ont été développées pour tolérer les défauts de fonctionnement dans des systèmes [10-12]. La sûreté d'un système, composée de deux méthodes, la détection de défaut et l'isolement de défaut (Fault Detection and Isolation (FDI)). En dernières années les chercheurs ont orienté leur travail vers la commande tolérante aux défauts (FTC) basées sur des techniques intelligentes telles que logique floue type 1 et type 2 et des méthodes hybrides avec d'autres techniques non linéaires, les approches de FTC peuvent être classifiés en deux types : l'approche active et l'approche passive, les lois de commande dans la première approche sont synthétisées de faire en sorte que

le système en boucle fermée. Et dans la deuxième, il doit d'abord synthétiser un schéma de détection des défauts. Ensuite, pour synthétiser les nouvelles lois.

L'objectif principal de ce travail est de développer des commandes tolérantes aux défauts de la machine BLDC, dans ce but, le travail à effectuer comporte :

- Modélisation de la machine BLDC avec un modèle triphasé et un modèle continu dans un fonctionnement en mode sain et en mode défectueux ;
- Application de la commande FTC passive basée sur la commande par Backstepping au moteur BLDC et l'application de la commande FTC active basée sur la commande hybride entre la logique Flou de Type 2 et le Mode Glissant de deuxième ordre aux moteur BLDC ;
- Développement d'un algorithme de détection de défaut.

Dans cette thèse, notre contribution est l'application d'une nouvelle commande tolérante aux défauts basée sur la commande hybride entre le mode glissant de deuxième ordre et la logique floue de type 2 en utilisant un algorithme de détection de défaut (FDI). Cet algorithme détecte les défauts des déséquilibres de courants de phase et le court-circuit entre les spires. Puis nous décidons que ce qui est la commande intervenante pour obtenir les meilleures performances.

Pour répondre aux besoins de ce mémoire, nous avons divisé notre travail en quatre chapitres principaux :

Dans le premier chapitre un état de l'art sur les différentes stratégies de la FTC, leurs algorithmes et leurs objectifs, avec des notions de base sur la machine BLDC, principe de fonctionnement de BLDC et leurs caractéristiques

Le deuxième chapitre est dédié à la modélisation de la machine BLDC pour les deux modes de fonctionnement (sain et défectueux). Modélisation effectuée en mode de rotation directe, et la présentation d'un modèle continu du moteur BLDC. Premièrement, nous présentons le modèle pour l'alimentation en deux phases, puis nous élaborons le modèle pour l'alimentation en trois phases.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de l'approche passive de la commande tolérante aux défauts pour une machine BLDC avec des perturbations externe. On appliquera la commande robuste par Backstepping. La stabilité du système est prouvée selon la théorie de Lyapunov. Une étude comparative via des résultats de simulation avec la commande classique PI est faite pour prouver l'efficacité et la robustesse de la FTC passive proposée vis à vis de la perturbation externe.

Le quatrième chapitre présentera l'approche active de la commande tolérante aux défauts. Nous développerons un algorithme de détection de défaut basé sur une commande par la logique

floue de type 2 hybride avec la commande par mode glissant de deuxième ordre, pour les deux méthodes de commande, et on a appliqué cette commande FTC active à la machine BLDC dans les deux modes de fonctionnement sain et défectueux.

Cette thèse sera finalisée par une conclusion générale sur les différentes stratégies de commande tolérante aux défauts proposées pour la machine BLDC et résume tous les résultats de la simulation ainsi que les perspectives des travaux futures.

# Chapitre I : Généralité sur les moteurs BLDC

---

---

I.1.	Introduction.....	5
I.2.	Moteur à courant continue sans balais.....	5
I.2.1.	Constitution du moteur BLDC.....	5
I.2.2.	Le Système de détection de la position du rotor.....	6
I.2.3.	Capteur à effet d’Hall .....	6
I.2.4.	Principe de fonctionnement .....	6
I.2.5.	Caractéristique du moteur BLDC .....	7
I.3.	Commande Tolérante aux Défaits .....	7
I.3.1.	Définition.....	7
I.3.2.	Objectifs de la commande tolérante aux défauts .....	8
I.3.3.	Les différents types de défauts .....	9
I.3.3.1.	Les défauts actionneurs.....	9
I.3.3.2.	Les défauts capteurs.....	10
I.3.3.3.	Les défauts système .....	10
I.3.4.	Méthodes passives .....	10
I.3.5.	Approche active .....	11
I.3.6.	Reconfiguration du système .....	11
I.3.7.	Accommodation des défauts.....	12
I.3.8.	Restructuration.....	12
I.3.9.	Comparaison entre CTDA et CTDP .....	12

## I.1. Introduction

Le moteur à courant continu sans balais, est la copie presque conforme du moteur DC classique à collecteur. Le moteur BLDC est devenu le moteur de choix dans les applications allant de l'électroménager à l'industrie aérospatiale. Ce type de moteur existe depuis 1962, et son utilisation dans l'industrie n'est apparue qu'à partir 1970. Pour commander un moteur BLDC il y a plusieurs types de commande ; parmi ces types, la commande tolérante aux défauts. Un système tolérant aux défauts possède la capacité de maintenir les objectifs nominaux en dépit de l'occurrence d'un défaut et à s'en accommoder de manière automatique. Il permet notamment de garantir la stabilité du système et/ou des performances dégradées acceptables en présence de défauts.

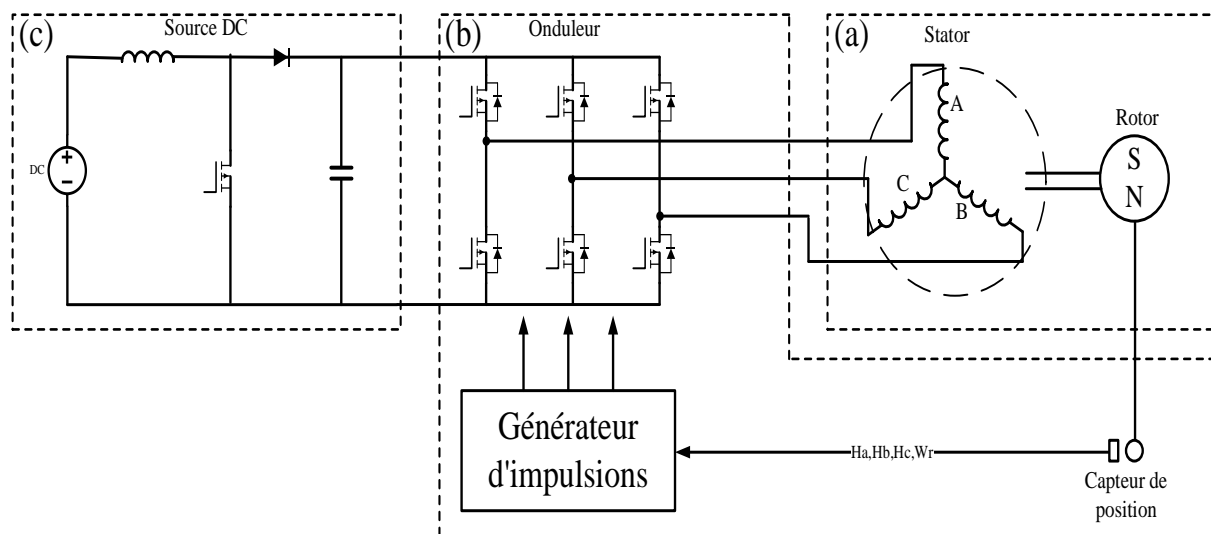
## I.2. Moteur à courant continue sans balais

### I.2.1. Constitution du moteur BLDC

Le moteur BLDC est connu comme une machine synchrone à aimant permanent avec un commutateur électronique. Il possède une caractéristique mécanique linéaire mais, comparé au moteur à CC conventionnel, il ne contient pas de balais. Le moteur BLDC possède des bobinages multi-phases sur le stator et des aimants permanents sur le rotor [1] [2]. Les principales parties du moteur BLDC, illustrées à la figure 1.1, sont les suivantes :

- Moteur synchrone à aimant permanent ;
- Circuit de commutation électronique.

Le moteur est raccordé à une source d'alimentation à CC à l'aide d'un commutateur électronique [3][4].



**Figure I.1** Parties essentielles du moteur BLDC : (a) Machine Synchrone, (b) Circuit de commutation électronique, (c) Source DC

## I.2.2. Le Système de détection de la position du rotor

On a distingué deux types de moteurs BLDC :

- Moteur BLDC avec capteur : les capteurs à effet de Hall 'sont les dispositifs les plus généralement utilisés pour la détection de position du rotor, sachant que ce capteur est intégrée au moteur BLDC.
- Moteur BLDC sans capteur (sensorless) dans ce type de moteur la détection de position du rotor sera généralement estimée par un algorithme utilisant la vitesse de rotation de rotor.

## I.2.3. Capteur à effet Hall

Le capteur à effet Hall est placé généralement sur l'arrière du moteur. Le nombre de capteurs est en fonction du nombre de phases du moteur, par exemple trois éléments doivent être montés à 120 degrés mécaniques dans le cas d'un moteur triphasé. La figure 1.2 présente le placement des trois capteurs des éléments de Hall dans un moteur BLDC :

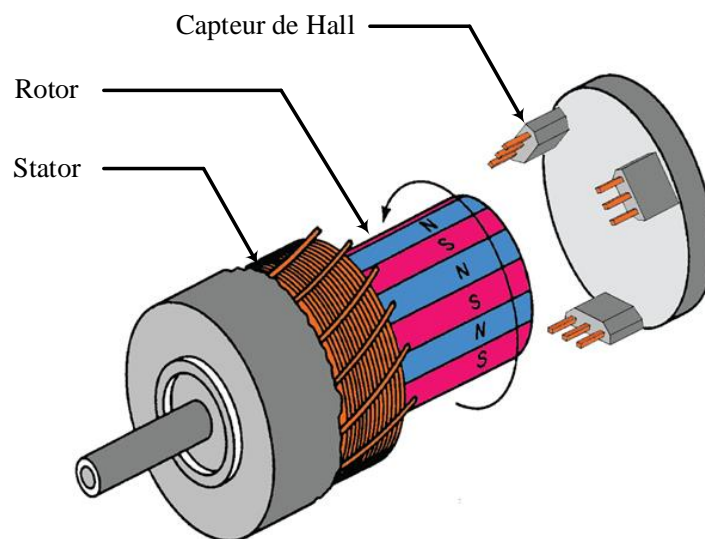


Figure I.2 Trois éléments de Hall montés à 120° [8]

## I.2.4. Principe de fonctionnement

Dans ce type de moteur BLDC avec capteur, les bobines sont alimentées séquentiellement. Ce mode de fonctionnement génère un champ magnétique tournant avec une fréquence égal à la fréquence de la tension d'alimentation. Par conséquent, les aimants permanents du rotor essaient toujours de s'orienter dans la direction du champ magnétique.

Donc, à chaque commutation, on a deux phases, l'une est reliée à la tension l'alimentation et l'autre à la masse, et une phase n'est pas connectée. Si on prend le premier commutation, on a

la phase C n'est pas reliée, la phase A est reliée à la tension d'alimentation et la phase B est reliée à la masse. Un courant parcourt les bobines de A vers B et génère un champ magnétique attrape le pôle nord de rotor (aimant permanent ver la bobine A le capteur à effet d'hall A détecte le pôle nord de l'aimant et met le transistor T2 ET T3' en marche. Dans cet état, le courant électrique passant à travers l'enroulement de bobinages A et C crée un pôle sud entre les phases A et B qui va attirer le pôle nord du rotor pour le déplacer du bobinage A vers B.

Quand le pôle nord vient entre les axes de la phase A et B, les capteurs à effet de hall A et B détecte le pôle nord du rotor dans cette état les transistors T2 et T3' devient passant et le courant passant à travers Les enroulements C et B et crée un pôle sud au niveau de la phase B et le rotor dans cette état tourne vers la phase B. la même chose pour le déplacement de pôle nord de rotor de pole B vers C et de C vers A

En répétant ces actions récurrentes, l'aimant permanent du rotor tourne sans interruption

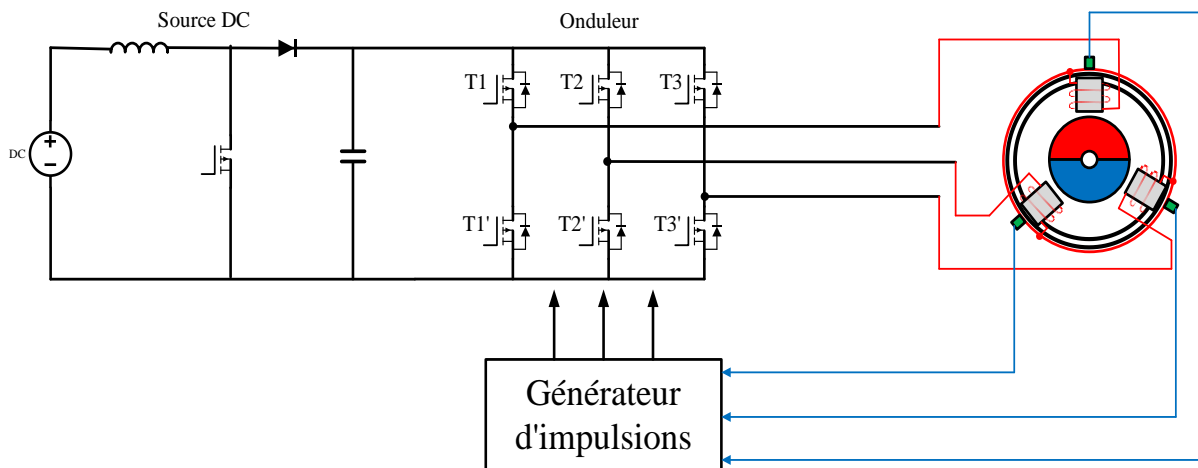


Figure I.3 Principe de fonctionnement d'un moteur BLDC triphasé

## I.2.5. Caractéristique du moteur BLDC

Les avancées rapides dans la technologie des matériaux magnétiques (cobalt-samarium et borefer-néodyme) et des semi-conducteurs ont permis aux chercheurs de fabriquer des aimants de haute performance destinés à la conception de machines électriques. En général, la machine BDLC se caractérise par la fiabilité élevée, rendement élevé, le couple élevé, possibilités d'élévée la vitesse, dissipation thermique améliorée et ondulation de couple basse [5].

## I.3. Commande tolérante aux défauts

### I.3.1. Définition

Dans la plupart des systèmes d'ingénierie pratiques, les défauts capteurs, actionneurs et composants sont des événements inévitables qui pourraient se produire à n'importe quel moment. Une fois que les défauts apparaissent, le système de commande peut se retrouver avec

une dégradation de performance et même une instabilité. Donc, il est très important d'étudier la FTC et ses problèmes liés [6]. Depuis son introduction en 1971, Le but de la FTC a été de renforcer la sécurité des technologies industrielles modernes en préservant la stabilité du système et en assurant une performance de commande acceptable en cas de défaillance [7], avec la FTC, l'impact des défauts sera éliminé sans arrêter le processus de production.

### I.3.2. Objectifs de la commande tolérante aux défauts

Les systèmes tolérants aux défauts sont ceux qui peuvent maintenir les objectifs nominaux malgré l'apparition d'un défaut et s'y ajuster automatiquement. Il permet notamment la stabilité (et/ou) la dégradation tolérable des performances du système en existence des défauts. Un conventionnel gain de retour d'état peut s'avérer très limité et amener le système vers des comportements non désirés, voire à l'instabilité, en présence d'un défaut. Lors de la disfonctionnement du système, on est obligé de garantir la stabilité et les bon performances du système, avec le développement des nouvelles lois de commande,[8] Dans l'industrie ou l'aviation, il est courant de s'appuyer sur une redondance matérielle basée sur des actionneurs et des capteurs pour éviter de tels problèmes. Non seulement cette stratégie est coûteuse, mais elle nécessite également un équipement de maintenance important. Par conséquent, le FTC par le traitement analytique évite ce coût d'achat et de maintenance. Le rôle principale de la commande tolérante aux défauts est de générer des lois de commande avec une structure permettant de garder le système robuste et garantir la stabilité et les performances du système, non seulement lorsque tous les composants de la commande sont opérationnels, mais aussi lorsque l'occurrence des défauts au niveau des capteurs ou des actionneurs.

On distingue deux approches de La commande tolérante aux défauts une approche passive (Passive Fault Tolerant Control, PFTC) et une approche active (Active Fault tolerant Control, AFTC).

Dans le cadre de la première approche, les lois de commande sont synthétisés de faire en sorte que le système en boucle fermée (BF) soit robuste aux incertitudes et à certains défauts. [9]. Cette approche n'a pas besoin à un schéma de détection de défauts ni à la reconfiguration de loi de commande mais sa capacité de tolérance reste restreinte à quelques défauts.

Pour la deuxième approche, L'AFTC requiert de synthétiser un schéma de détection les défauts permettant de fournir une information sur les défauts éventuels (l'instant d'apparition, le type de défaut et leur amplitude) ainsi qu'un modèle de défaut du système. Puis, de

synthétiser les nouvelles lois de commande en réponse aux défauts du système et de compenser l'effet de ceux-ci tout en assurant la stabilité et les performances de système.

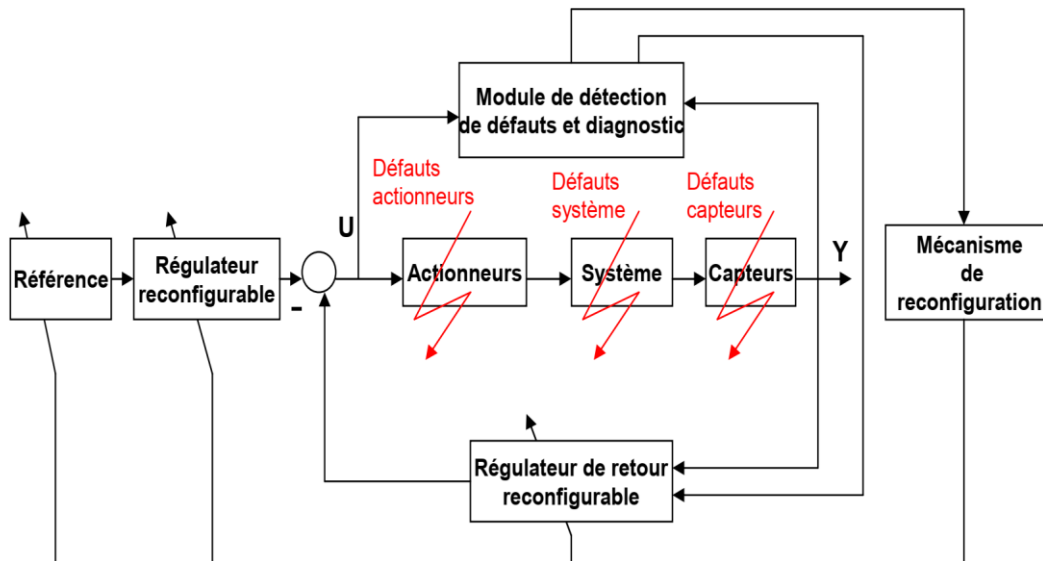


Figure I.4 Principe d'un système de commande tolérant aux défauts

### I.3.3. Les différents types de défauts

Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système. Dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation, alors on définit brièvement les différents types de défauts présents sur les systèmes

#### I.3.3.1. Les défauts actionneurs

Une défaillance de l'actionneur peut affecter la section de fonctionnement et dégrader le signal d'entrée du système. Ils représentent la perte totale (défaillance) ou partielle des actionneurs agissant sur le système. Exemple de perte complète si on a un actionneur a été coincé dans une position, empêchant la commande du système à partir de cet actionneur. Les défaillances partielles des actionneurs sont des actionneurs qui répondent de manière similaire à la vitesse nominale, mais seulement partiellement, c'est-à-dire qu'ils ont une certaine dégradation dans ce qu'ils font au système.

#### I.3.3.2. Les défauts capteurs

Ce type des défauts sont à l'origine d'une mauvaise image de l'état physique du système. Une défaillance partielle du capteur produit un signal qui correspond plus ou moins à la vraie valeur de la variable à mesurer. Cela peut entraîner une diminution de la valeur affichée par rapport à

la valeur réelle, ou être biaisée ou ajouter du bruit, empêchant une bonne lecture. Une défaillance totale du capteur produit une valeur indépendante de la grandeur à mesurer.

### **I.3.3.3. Les défauts système**

Ces types de défauts proviennent du système lui-même ; souvent, les défauts qui ne sont pas des défauts de capteur ou d'actionneur sont arbitrairement classés dans cette catégorie. Cependant, les défauts des composants sont causés par des dommages ou des modifications des composants du système qui réduisent leur capacité à effectuer leurs tâches. En pratique, cela revient à envisager de modifier les propriétés du système lui-même (résistance aux coefficients de température négatifs, dégradation de la chaufferie, la détérioration des roulements...).

### **I.3.4. Approche passives**

Avec les méthodes (Passive Fault Tolerant Control (PFTC)) il est nécessaire d'utiliser des commandes robustes pour assurer l'insensibilité de système en boucle fermée à certains défauts en utilisant des régulateurs constants et sans besoin aux informations en ligne des défauts sur le système [10-13]. Les régulateurs passifs ont pour assurer la fiabilité de système pour garder leurs performances dans les cas nominaux et de défauts prédéfinis stable. Pour cela on doit chercher un régulateur qui optimise les performances pour tous les défauts peuvent être apparaît. Avec la possibilité d'apparaître ces défauts dans un ensemble prédéfini de défauts potentiels sur les actionneurs et les capteurs. Le régulateur "passif" ignore le défaut si ce défaut est modélisé comme une simple incertitude. Pour une vue globale des méthodes des commandes robustes ou fiables, le lecteur pourra se référer aux travaux de [14-16].

Le système défaillant en PFTC reste fonctionner avec la même commande et la même structure de système : les objectifs et les performances restent les mêmes que ceux du système nominal. Cependant, en supposant un ensemble limite de défaillances latentes ou même une seule défaillance, le système est synthétisé de manière robuste à certaines défaillances. Cela peut être efficace dans certains cas limités avec des défauts de faible amplitude. Dans des situations pratiques, l'utilisation de commandes puissantes seules peut être risquée. Comme un régulateur non intelligent, aucun module de diagnostic n'est utilisé et aucun défaut n'est connu (sa gravité, son emplacement, etc.), on conclure que les commandes passifs ont une faible tolérance aux défauts.

### **I.3.5. Approche active**

La commande tolérante aux défauts active (CTDA) joue toujours un rôle très intéressant dans la commande tolérante aux défauts [17]. Dans La CTDA, on compense directement le

défaut pour maintenir la stabilité et meilleur performances du système, elle demande des informations sur les défauts, par conséquent, cette technique de commande doit être reconfigurée en fonction des informations fournies par bloc de détection et de diagnostic des défauts (BDDD) [18,19]. Avec l'approche de commande active toujours on a la flexibilité pour choisir des différents contrôleurs pour obtenir les meilleures performances [20]. Pour obtenir les informations du défaut, certaines approches ont été proposées, qui incluent la solution adaptative dans [21, 22] et la détection et l'isolement des défauts dans [23,24]. Le bloc de détection et d'isolement des défauts (FDI) est constitué d'un observateur qui fournit un signal résiduel pour la détection des défauts, et un schéma pour isoler ces défauts [25]. Comme le montre la figure 1.5, l'architecture de base d'une CTDA comprend trois sous-systèmes : un BDDD ou un BDID, un contrôleur reconfigurable et un mécanisme de reconfiguration, ces deux derniers composants permettent de récupérer autant que possible les performances du système de commande qui existaient avant l'apparition du défaut [26].

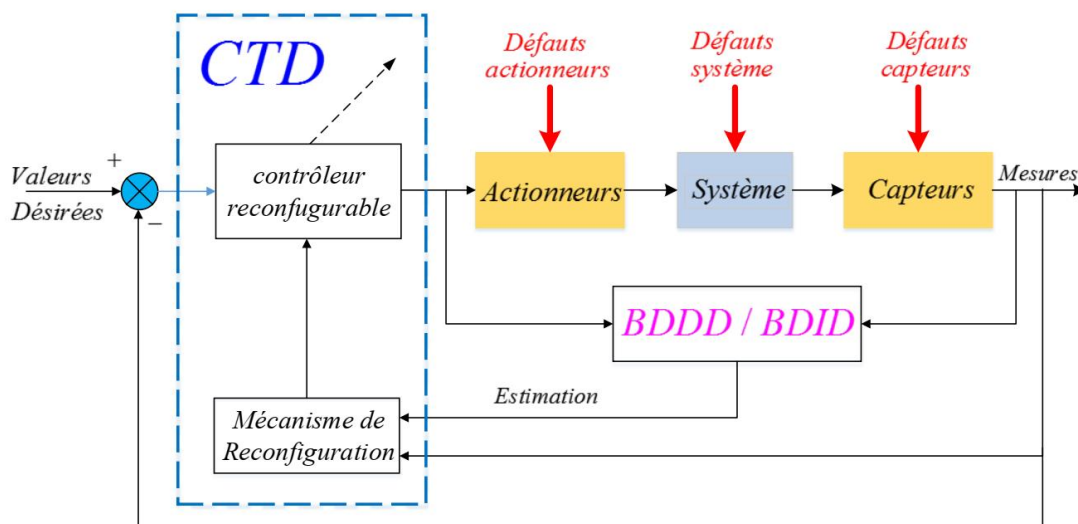


Figure I.5 Commande Tolérante aux Défauts Active

### I.3.6. Reconfiguration du système

Il y a deux principales stratégies pour la reconfiguration du système : l'une consiste à la reconfiguration du système en vue de matérielle, en adaptant la structure interne du système, l'autre stratégie consiste à produire une nouvelle loi de commande développée capable d'atteindre les performances désirées du système [27]. La reconfiguration du système de commande est basée sur un BDID (Bloc de Détection et Identification de Défauts), c'est pour ça elle n'exige pas une identification du défaut [28].

## I.3.7. Accommodation des défauts

L'accommodation des défauts consiste à calculer en temps réel la loi de commande qui assure l'objectif du système [27.], parmi les techniques d'accommodation, on cite : la commande re-séquencée [29], la commande pseudo-inverse modifiée [30] et le placement des valeurs propres [31]. L'accommodation des défauts nécessite une connaissance précise de l'amplitude du défaut et de ses caractéristiques qui est assurée par un BDDD [32].

## I.3.8. Restructuration

Il s'agit de synthétiser une nouvelle loi de commande en modifiant les paramètres du régulateur. Elle est utilisée dans le cas où le problème de commande n'a pas de solution avec l'accommodation et la reconfiguration.

## I.3.9. Comparaison entre CTDA et CTDP

Les avantages potentiels de l'approche active par rapport à l'approche passive sont[33,34] :

1. La possibilité de traiter des défauts inconnus grâce à la détection et au diagnostic explicites des défauts et aussi à la reconfiguration du contrôleur.

2. La possibilité d'atteindre la performance optimale.

3. La capacité de traiter un nombre croissant de défauts.

4. La capacité de traiter une large classe de défauts.

Selon la figure 1.6, le seul inconvénient de la CTDA, c'est que pour atteindre ces fonctionnalités intéressantes, le système global devient plus compliqué et coûteux.

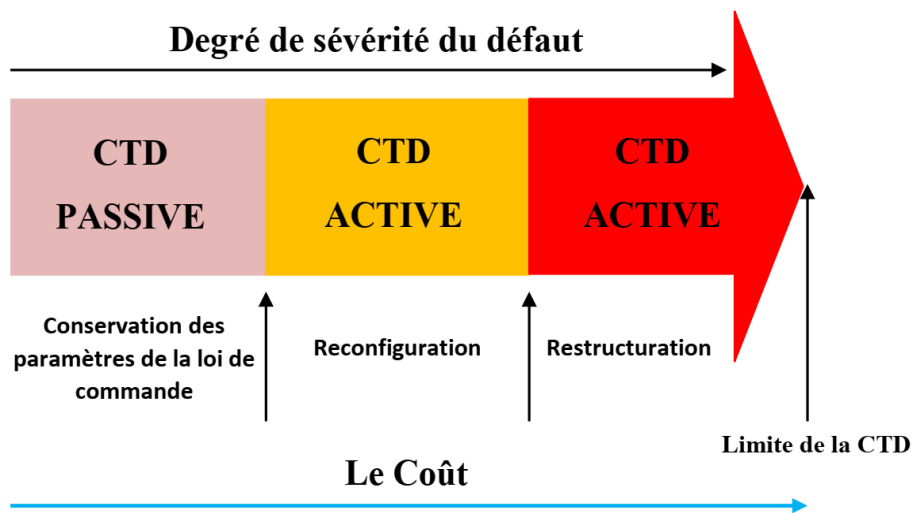


Figure I.6 relation entre stratégies des CTDs, degré de sévérité du défaut et le coût [35]

## I.4. Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons vu que le moteur BLDC est un moteur qui comporte les mêmes éléments qu'un moteur à courant continu sachant que ce moteur est défini comme

## Chapitre I : Généralité sur les moteur BLDC

---

une combinaison de la machine synchrone avec un commutateur électronique et les capteurs de position du rotor. Puis on a présenté un état de l'art sur la CTD et ses perspectives. On a détaillé les différents types de défauts qui peuvent apparaître dans un système y compris les capteurs et les actionnaires. Nous avons présenté deux approches de la CTD : l'approche passive et active. L'approche passive est limitée à certains types de défaut mais elle peut être la meilleure alternative dans le cas où le diagnostic du défaut est difficile à obtenir. L'approche active est basée sur l'accommodation des défauts ou la reconfiguration de la loi de commande, elle est plus efficace que l'approche passive car elle peut rejeter les effets d'une large gamme de défauts.

## Chapitre II : Modélisation de moteur BLDC

---

II.1.	Introduction.....	15
II.2.	Modèle de moteur BLDC sans défauts .....	15
II.2.1.	Les équations électrique .....	15
II.2.2.	La force électromotrice.....	18
II.2.3.	L'équation mécanique du mouvement.....	19
II.2.4.	Couple électromagnétique .....	19
II.2.5.	Modèle de l'ensemble moteur-commutateur électronique .....	19
II.3.	Expressions des courants de phase .....	21
II.4.	Modèle continu du moteur BLDC. ....	31
II.4.1.	Modèle lorsque deux phases sont alimentées (DC1).....	31
II.4.2.	Modèle lorsque trois phases sont alimentées (DC2).....	33
II.4.3.	Le schéma fonctionnel du moteur BLDC pour le mode DC2. ....	34
II.5.	Modèle de moteur BLDC avec défaut de court-circuit entre spires .....	36
II.5.1.	Les équations électrique de modèle avec défauts .....	36
II.6.	Conclusion .....	37

### II.1. Introduction

Actuellement, la conception de systèmes de commande incorporant des approches mathématiques complexes et des calculs chronophages est considérablement assistée par la disponibilité de logiciels tels que MATLAB SIMULINK, PSIM, SPICE, etc., qui peuvent produire des prédictions précises du comportement des systèmes réels [20]. En outre, afin d'analyser les avantages du moteur BLDC et de vérifier ces performances, il est nécessaire de fournir un modèle dynamique sous forme d'équations différentielles. Ce modèle facilite la simulation de son comportement et la reproduction de sa vitesse, de son couple, de ses courants et de son FEM à chaque phase [21]. On créera alors un modèle continu du moteur BLDC. Le présent chapitre décrit le modèle du moteur BLDC pour deux modes de fonctionnement, et le modèle continu. Enfin, nous concluons par les résultats de la simulation.

### II.2. Modèle de moteur BLDC sans défauts

#### II.2.1. Les équations électrique

La moteur BLDC est caractérisé par la forme trapézoïdale de la force électromotrice comme si montre la figure II.2, ce qui veut dire que l'inductance mutuelle n'est pas sinusoïdale. La figure II.1 représente le modèle électrique pour le moteur BLDC, par conséquent, Les équations Électriques qui régissent le fonctionnement du moteur BLDC sont données par

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

$$[\varphi] = [\mathcal{L}] \times [\mathfrak{I}] + [\varphi_{\mathcal{M}}] \quad (\text{II.2})$$

Où :

$[\mathfrak{V}]$  : Le vecteur de la tension

$[\mathfrak{I}]$  : Le vecteur du courant

$[\varphi]$  : Le vecteur de flux magnétique de la moteur BLDC.

$[\varphi_{\mathcal{M}}]$  : est le vecteur du flux magnétique créé par l'aimant permanent ;

$[\mathfrak{R}]$  et  $[\mathcal{L}]$  Sont la matrice de résistances et la matrice d'inductances, avec :

$$[\mathfrak{R}] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

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

## Chapitre II : La Modélisation de moteur BLDC

Les variables d'états sont données par :

$$[\mathfrak{V}] = [v_a \ v_b \ v_c]^T, \quad [\mathcal{I}] = [i_a \ i_b \ i_c]^T, \quad [\varphi] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$$

$$[\varphi_M] = [\varphi_{Ma} \ \varphi_{Mb} \ \varphi_{Mc}]^T = \left[ \varphi_0 \cos \theta \quad \varphi_0 \left( \cos \theta + 2 \frac{\pi}{3} \right) \quad \varphi_0 \left( \cos \theta + 2 \frac{\pi}{3} \right) \right]^T$$

Où

$\varphi_0$  : L'amplitude du flux magnétique créé par l'aimant permanent

$\theta$  : L'angle Electrique.

Alors :

$$[\mathfrak{V}] = [\mathfrak{R}] \times [\mathcal{I}] + \frac{d}{dt} ([\mathcal{L}] \times [\mathcal{I}] + [\varphi_{\mathcal{M}}]) \quad (\text{II.5})$$

$$[\mathfrak{V}] = [\mathfrak{R}] \times [\mathcal{I}] + \frac{d}{dt} ([\mathcal{L}] \times [\mathcal{I}]) + \frac{d[\varphi_{\mathcal{M}}]}{dt} \quad (\text{II.6})$$

$$[\mathfrak{E}_p] = \frac{d[\varphi_{\mathcal{M}}]}{dt} \quad (\text{II.7})$$

Avec

$[\mathfrak{E}_p]$  : est la force électromotrice.

On admettant que le moteur BLDC a des enroulements triphasé symétrique et équilibré (figure.II.1), donc le vecteur des tensions des trois phases est donné par :

$$[\mathfrak{V}] = [\mathfrak{R}] \times [\mathcal{I}] + \frac{d}{dt} [\mathcal{L}] [\mathcal{I}] + [\mathfrak{E}] \quad (\text{II.8})$$

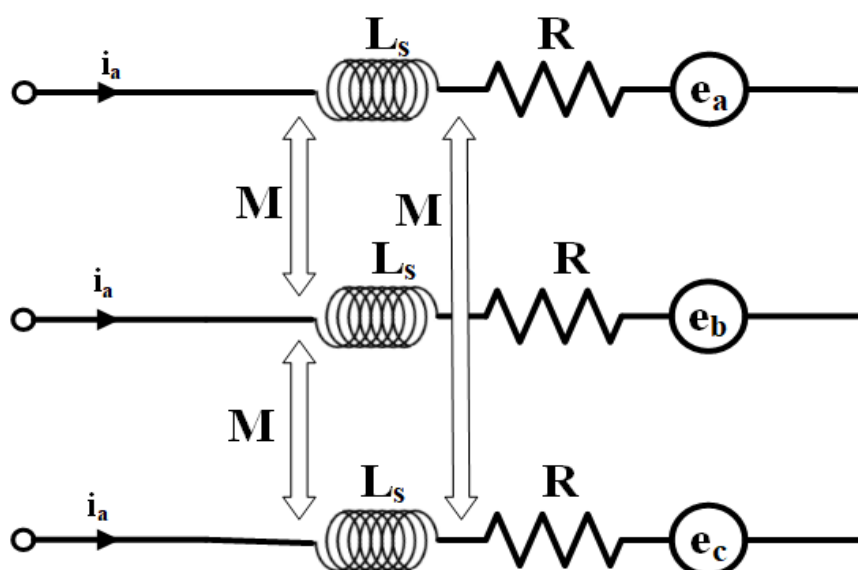


Figure II.1 Modèle électrique simplifié du BLDC

La position électrique  $\theta$  du rotor se déduit directement de la position mécanique du rotor  $\theta_r$  mesurée par le capteur par :

$$\theta = P\theta_r \quad (\text{II.9})$$

Où

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

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = p \frac{d\theta_r}{dt} = p\omega_r \quad (\text{II.10})$$

Dans le cas de moteur BLDC les aimants sont placés sur la surface du rotor, pour cela les inductances et les mutuelles restent constantes, avec la symétrie des enroulements, on obtient les inductances propres identiques ; et ils sont donnés par :

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \quad (\text{II.11})$$

Aussi on a les inductances mutuelles également identiques ; tel que :

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \quad (\text{II.12})$$

Donc, Les équations électriques sont exprimées par :

$$[\mathfrak{V}] = [\mathfrak{R}] \times [\mathfrak{I}] + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_0 & M & M \\ M & L_0 & M \\ M & M & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + [\mathcal{E}] \quad (\text{II.13})$$

La machine est couplée en étoile, donc la somme des trois courants de phase est nulle :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{II.14})$$

Alors :

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

Par conséquent, l'équation de la tension devient [36], [37]:

$$[\mathfrak{V}] = [\mathfrak{R}] \times [\mathfrak{I}] + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_0 - M & 0 & 0 \\ M & L_0 - M & 0 \\ 0 & 0 & L_0 - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + [\mathcal{E}] \quad (\text{II.16})$$

Où

$$[\mathcal{E}] = [e_a \ e_b \ e_c]^T \quad (\text{II.17})$$

Avec

$$\begin{aligned} e_a &= f_a(\theta) \cdot k_e \cdot \omega_r && \text{La force électromotrice de la phase a} \\ e_b &= f_b(\theta) \cdot k_e \cdot \omega_r && \text{La force électromotrice de la phase b} \\ e_c &= f_c(\theta) \cdot k_e \cdot \omega_r && \text{La force électromotrice de la phase c} \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

Et  $k_e$  est le coefficient de la force électromotrice.  $f_a(\theta)$ ,  $f_b(\theta)$  et  $f_c(\theta)$  Sont des fonctions dépendant de la position du rotor [38].

### II.2.2. La force électromotrice

La force électromotrice (FEM) induite dépend de la position angulaire du rotor, la valeur maximale de son FEM est en fonction à la vitesse de rotation [39] [40] :

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

La figure II.2 montre Le formes de la FEM induites avec le courant dans chaque phase :

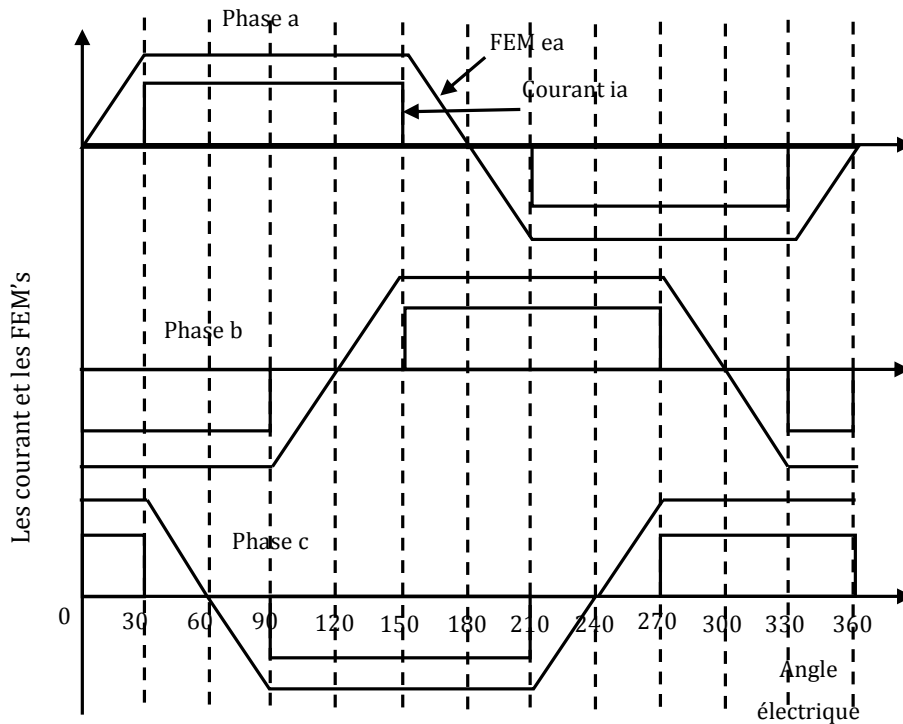


Figure II.2: Formes typiques des courants et des FEMs

### II.2.3. L'équation mécanique du mouvement

Le modèle mécanique du moteur BLDC est donné par l'équation II. 20:

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

Où :

$\omega_r$  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

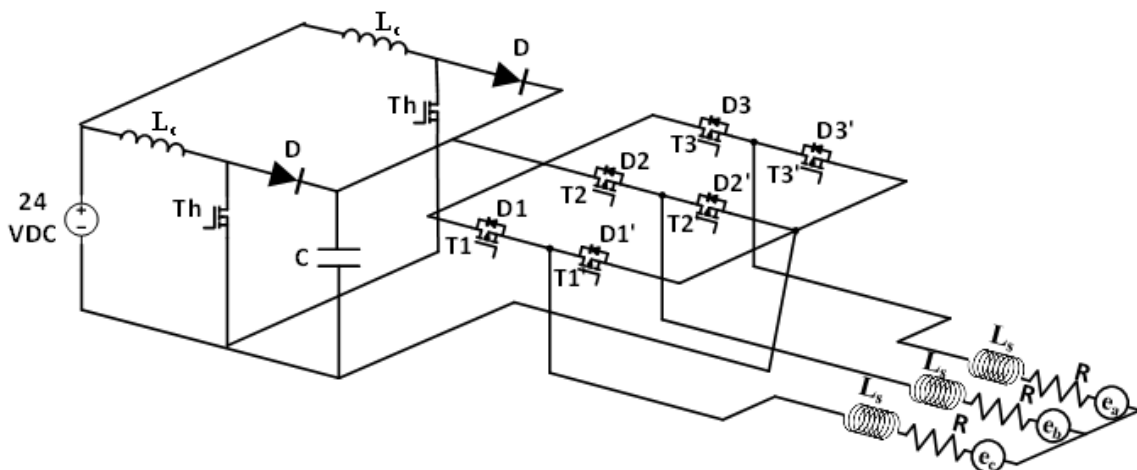
### II.2.4. Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique du moteur BLDC est donné par l'équation II.21 [41], [36]:

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

### II.2.5. Modèle de l'ensemble moteur-commutateur électronique

On a sait que, le moteur BLDC nécessite une alimentation successive des enroulements pour cette raison on utilise les onduleurs triphasés à fréquence et amplitude variable (commutateur électronique). Un schéma de principe est montré avec la figure II.3 [42] [43].



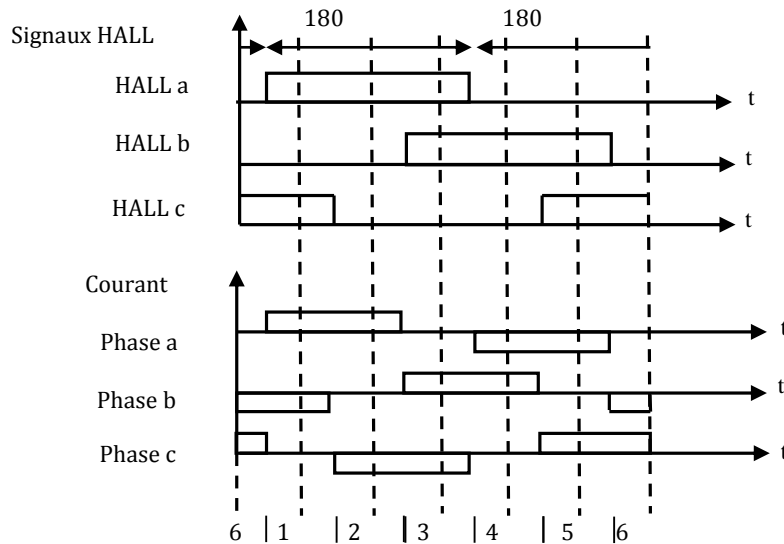
**Figure II.3 :** Ensemble moteur-commutateur.

Nous supposons que :

- les trois enroulements du moteur sont symétriques et les FEMs induites sont produits périodiquement de formes trapézoïdales ;

## Chapitre II : La Modélisation de moteur BLDC

- il y a six phases de commutation chaque phase séparé à l'autre avec  $60^\circ$  électrique [36], [44] ;
- les signaux des capteurs à effet hall qui donne la position du rotor assurent les commandes des différents interrupteurs du commutateur électronique (voir figure II.4 ci-dessous) [36], [44].



**Figure II.4 :** Signaux à effet hall

Le Tableau II.1 résume les expressions des FEMs induites dans chaque phase du moteur BLDC :

**Tableau II.1 :** Expressions des FEMs des phases  $e_a$ ,  $e_b$ ,  $e_c$  sur une période

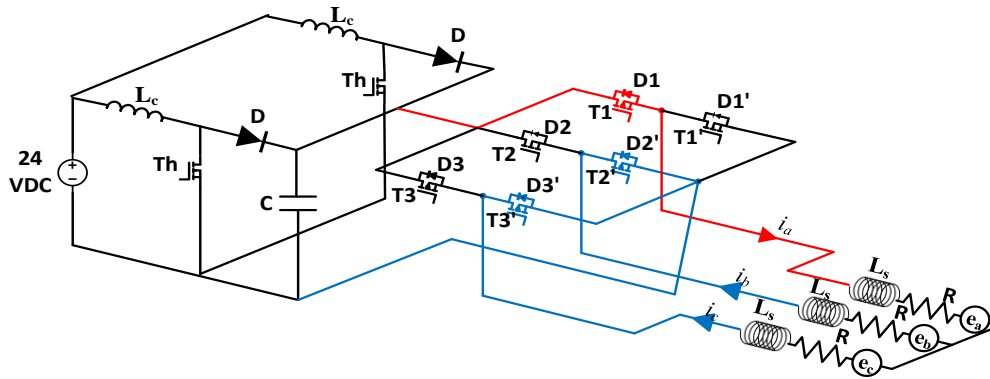
$(\theta)$	$FEM e_a$	$FEM e_b$	$FEM e_c$
$(0 \rightarrow \frac{\pi}{3})$	$ke \omega r$	$-ke \omega r$	$-(6ke \omega r/\pi) \theta + ke \omega r$
$(\frac{\pi}{3} \rightarrow \frac{2\pi}{3})$	$ke \omega r$	$(6ke \omega r/\pi) \theta - 3E_p$	$-ke \omega r$
$(\frac{2\pi}{3} \rightarrow \pi)$	$-(6ke \omega r/\pi) \theta + 5ke \omega r$	$ke \omega r$	$-ke \omega r$
$(\pi \rightarrow \frac{4\pi}{3})$	$-ke \omega r$	$ke \omega r$	$(6ke \omega r/\pi) \theta - 7ke \omega r$
$(\frac{4\pi}{3} \rightarrow \frac{5\pi}{3})$	$-ke \omega r$	$-(6ke \omega r/\pi) \theta + 9ke \omega r$	$ke \omega r$
$(\frac{5\pi}{3} \rightarrow 2\pi)$	$(6ke \omega r/\pi) \theta - 11ke \omega r$	$-ke \omega r$	$ke \omega r$

### II.3. Expressions des courants de phase

#### II.3.1. Intervalle 1 : $\left(\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}\right)$

##### II.3.1.1. Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}\right)$

Durant cet intervalle, le courant traverse les phases a et b via les deux transistors T1 et  $\overline{T2}$ , et les phases c et b via le transistor  $\overline{T2}$  et la diode  $\overline{D3}$ . Comme le montre la figure II.5 :



**Figure II.5 :** Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 1\_1.

Selon la figure II.5, la loi des mailles pour les deux mailles nous donne :

$$\begin{cases} V_a - V_b + r_T i_a + v_T - u_d - r_T i_b + v_T = 0 \\ V_c - V_b + v_D + r_D i_c - r_T i_b + v_T = 0 \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Donc les tensions  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  du moteur BLDC sont :

$$\begin{cases} V_a = R i_a + L \frac{di_a}{dt} + M \left( \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + e_a \\ V_b = R i_b + L \frac{di_b}{dt} + M \left( \frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + e_b \\ V_c = R i_c + L \frac{di_c}{dt} + M \left( \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} \right) + e_c \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Et on a : 
$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{II.24})$$

Donc :

$$\begin{cases} \left( \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) = -\frac{di_a}{dt} \\ \left( \frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) = -\frac{di_b}{dt} \\ \left( \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} \right) = -\frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Alors :

$$\begin{cases} V_a = R i_a + (L - M) \frac{di_a}{dt} + e_a \\ V_b = R i_b + (L - M) \frac{di_b}{dt} + e_b \\ V_c = R i_c + (L - M) \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

On aux équations des courants sont obtenues par l'application de loi des mailles [45]. En remplacent  $i_b$  par  $(-i_a - i_c)$  et  $V_a, V_b$  et  $V_c$  par leur expression II.26 ce qui nous donne :

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

Donc :

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

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

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

Ce qui nous donne la forme suivante :

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

Alor, les équations de courants des phases de la moteur BLDC pour cet sous intervalle sont :

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

## Chapitre II : La Modélisation de moteur BLDC

On a les phases de moteur équilibré avec neutre isolé, donc on peut calculer le vecteur  $V = [V_a \ V_b \ V_c]^T$  avec la relation suivante :

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

Où  $S = [S_a \ S_b \ S_c]^T$  est le vecteur des états des bras. [46] [47] (II.33)

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

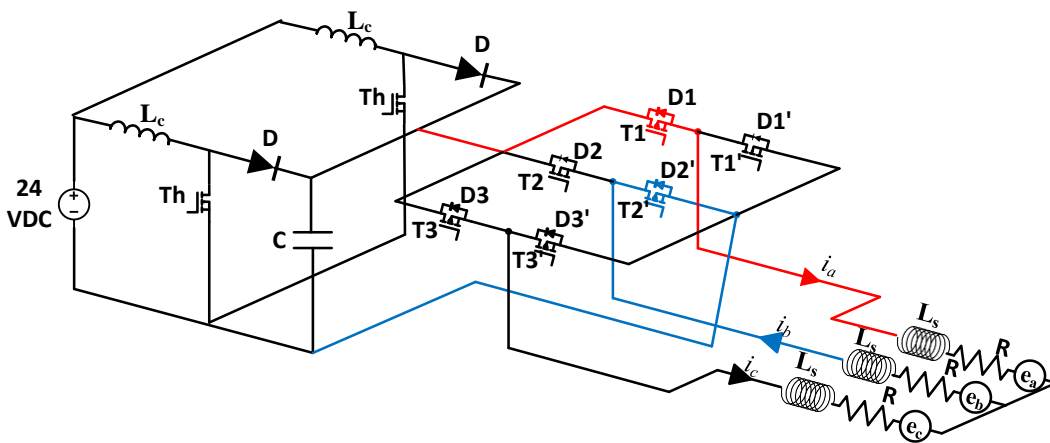
- $S_a \ S_b \ \text{ou} \ S_c = 1$  Si le transistor ou la diode de la partie supérieure des bras a, b ou c est passant.
- $S_a \ S_b \ \text{ou} \ S_c = 0$  Si le transistor ou la diode de la partie inférieure des bras a, b ou c est passant.

Et pour ce premier sous intervalle, on a la première phase est branchée au transistor T1, ce qui donne :

$$S^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } V = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} u_d & -\frac{1}{3} u_d & -\frac{1}{3} u_d \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.35})$$

### II.3.1.2. Sous Intervalle 2 : $(\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2})$

Durant cette sous intervalle, la phase c est déconnectée ( $i_c = 0$ ) et la diode  $\overline{D3}$  est bloquée. Par conséquent, le courant ne traverse que les deux phases a et b comme il est montré à la figure II.6 :



**Figure II.6 :** Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 1\_2.

Nous avons les équations de courants suivants :

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

On utilise les mêmes étapes pour déterminer les courants et les tensions de phase pour les autres intervalles de fonctionnement :

### II.3.2. Intervalle 2 : $\left(\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6}\right)$

#### II.3.2.1. Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}\right)$

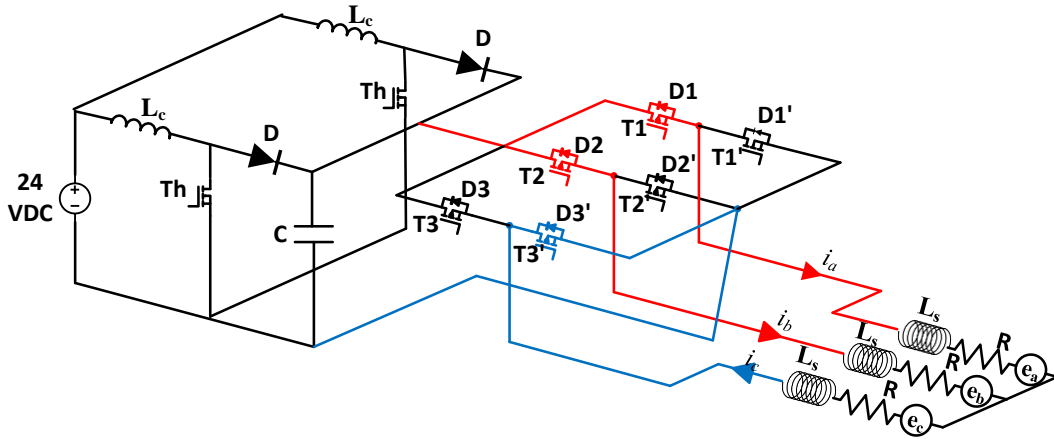


Figure II.7 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 2\_1 .

Nous avons les équations de courants suivants :

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

$$\text{Avec : } S^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } V = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}u_d & \frac{1}{3}u_d & -\frac{2}{3}u_d \end{bmatrix}^T$$

II.3.2.2. Sous Intervalle 2 :  $\left(\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6}\right) (i_b = 0)$

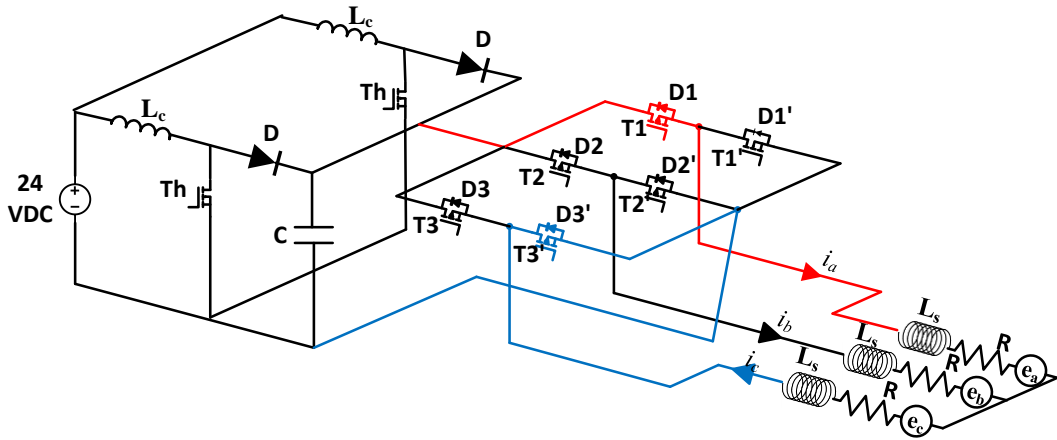


Figure II. 8 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 2\_2.

Nous avons les équations de courants suivants :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L - M)} [u_d - 2v_T - e_a + e_c - 2(R + r_T)i_a] \\ i_b = 0 \\ i_c = -i_a \end{cases} \quad (II.38)$$

II.3.3. Intervalle 3 :  $\left(\frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6}\right)$

II.3.3.1. Sous Intervalle 1 :  $\left(\frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \pi\right)$

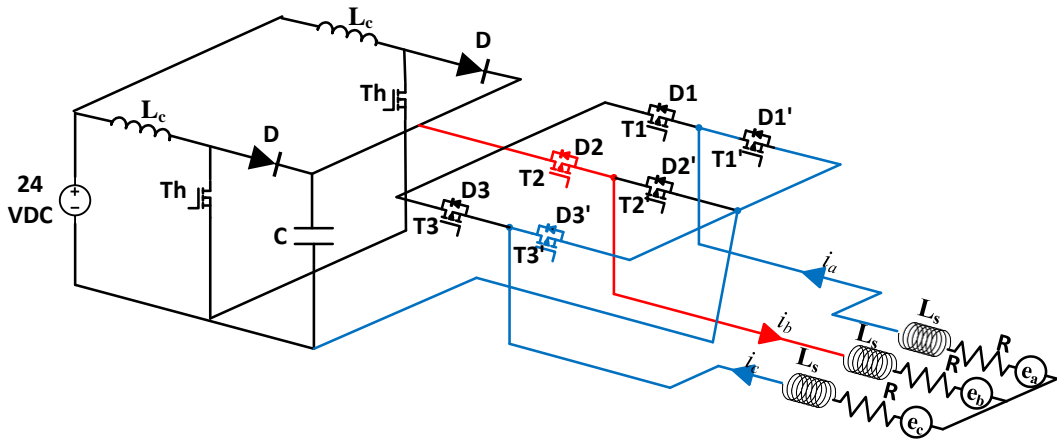


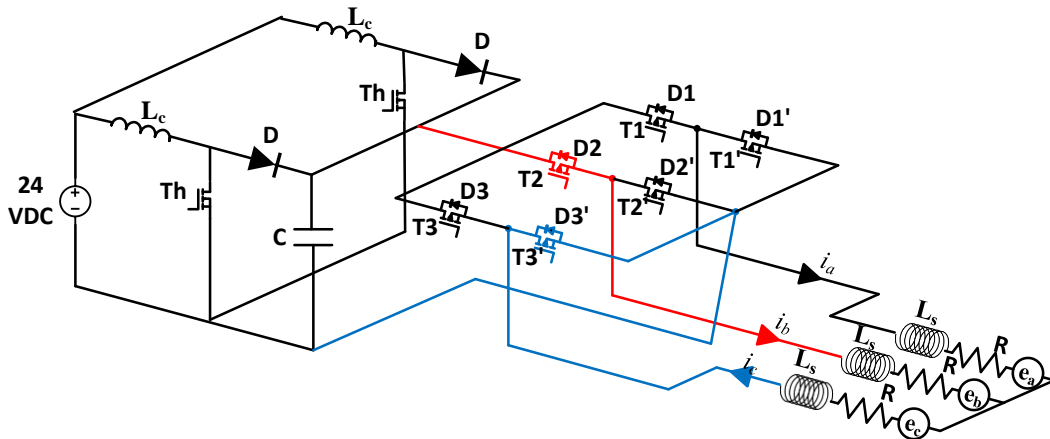
Figure II.9 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 3\_1.

Nous avons les équations de courants suivants :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} \left[ -u_d - 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - (3R + r_T + 2r_D) i_a \right] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} \left[ 2u_d - 3v_T + v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R + r_T) i_b + (r_D - r_T) i_a \right] \\ i_c = (-i_a - i_b) \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

Avec :  $S^T = [0 \quad 1 \quad 0]$  et  $V = \left[ -\frac{1}{3}u_d \quad \frac{2}{3}u_d \quad -\frac{1}{3}u_d \right]^T$

**II.3.3.2. Sous Intervalle 2 :  $(\pi \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6})$  ( $i_a = 0$ )**



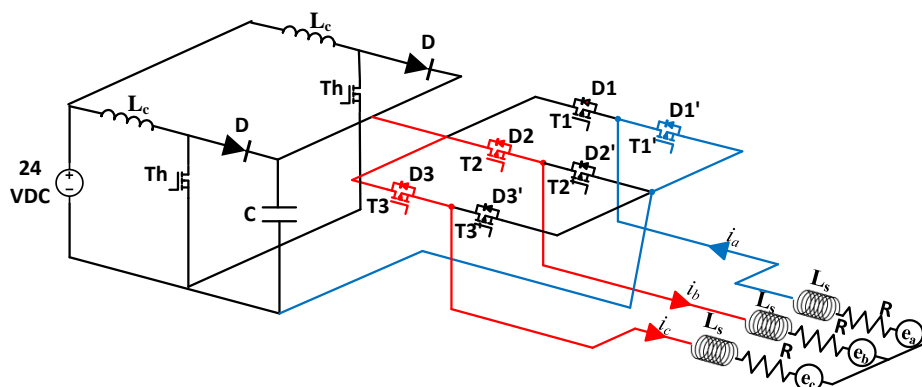
**Figure II.10** : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 3\_2.

Nous avons les équations de courants suivants :

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

### II.3.4. Intervalle 4 : $\left(\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{3\pi}{2}\right)$

#### II.3.4.1. Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3}\right)$



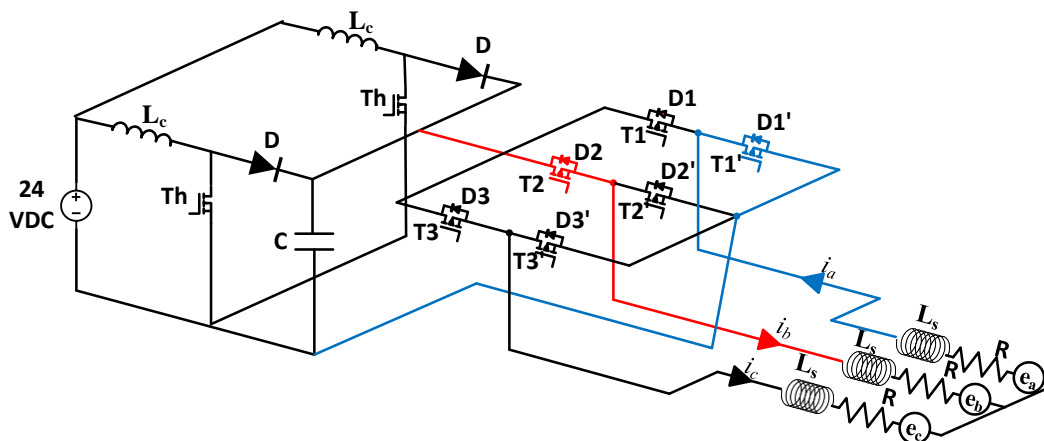
**Figure II.11:** Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 4\_1.

Nous avons les équations de courants suivants :

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

Avec :  $S^T = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$  et  $V = \begin{bmatrix} -\frac{2}{3}u_d & \frac{1}{3}u_d & \frac{1}{3}u_d \end{bmatrix}^T$

#### II.3.4.2. Sous Intervalle 2 : $\left(\frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{3\pi}{2}\right)$ ( $i_c = 0$ )



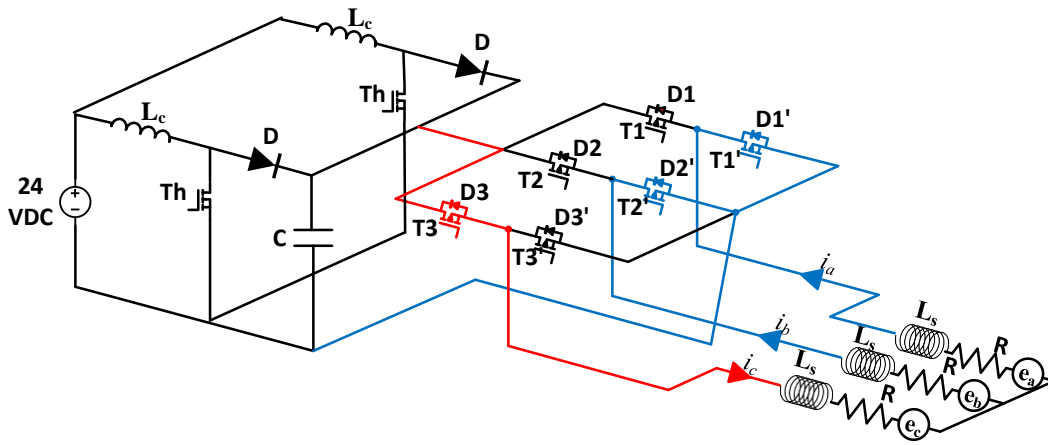
**Figure II.12 :** Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 4\_2.

Nous avons les équations de courants suivants :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T + e_a - e_b - 2(R+r_T)i_b] \\ i_a = (-i_b) \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

### II.3.5. Intervalle 5 : $\left(\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6}\right)$

#### II.3.5.1. Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{3}\right)$



**Figure II.13** : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 5\_1.

Les équations de courants sont

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D + e_a - 2e_b + e_c - (3R + r_T + 2r_D)i_b] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d - 3v_T + v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R+r_T)i_c + (r_D - r_T)i_b] \\ i_a = (-i_b - i_c) \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Avec :  $S^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$  et  $V = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3}u_d & -\frac{1}{3}u_d & \frac{2}{3}u_d \end{bmatrix}^T$

II.3.5.2. Sous Intervalle 2 :  $\left(\frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6}\right) (i_b = 0)$

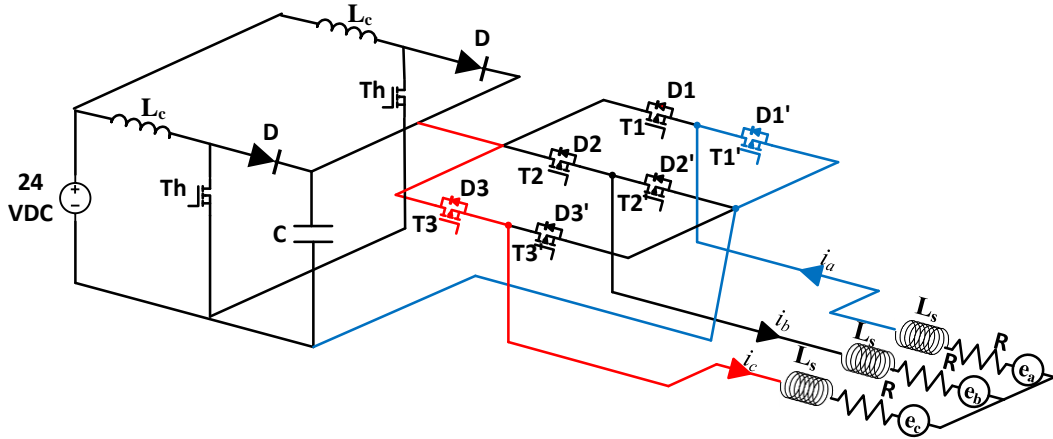


Figure II.14 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 5\_2.

Nous avons les équations de courants suivants :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T + e_a - e_c - 2(R+r_T)i_c] \\ i_a = (-i_c) \\ i_b = 0 \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

II.3.6. Intervalle 6 :  $\left(\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq 2\pi\right) + \left(0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{6}\right)$

II.3.6.1. Sous Intervalle 1 :  $\left(\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq 2\pi\right)$

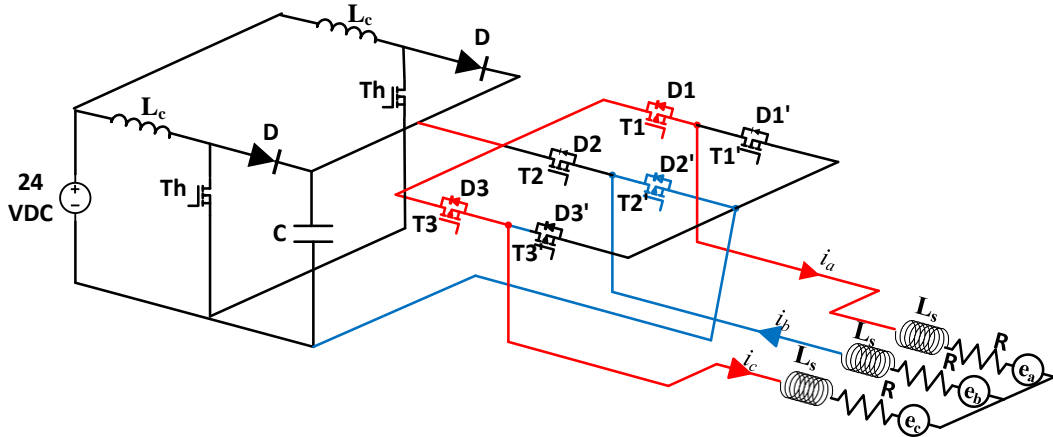


Figure II.15 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 6\_1.

Nous avons les équations de courants suivants :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - (3R+r_T+2r_D)i_a] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d - 3v_T - v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R+r_T)i_c + (r_D - r_T)i_a] \\ i_b = (-i_a - i_c) \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Avec :  $S^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$  et  $V = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}u_d & -\frac{2}{3}u_d & -\frac{1}{3}u_d \end{bmatrix}^T$

**II.3.6.2. Sous Intervalle 2 :  $(0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{6})$  ( $i_a = 0$ )**

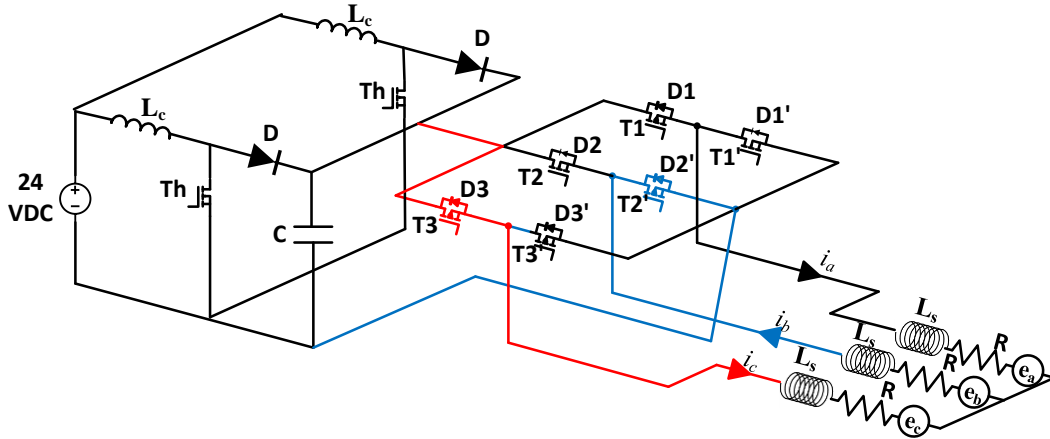


Figure II.16 : Schéma équivalent de l'assemblage moteur-commutateur interval 6\_2.

Nous avons ces équations de courants :

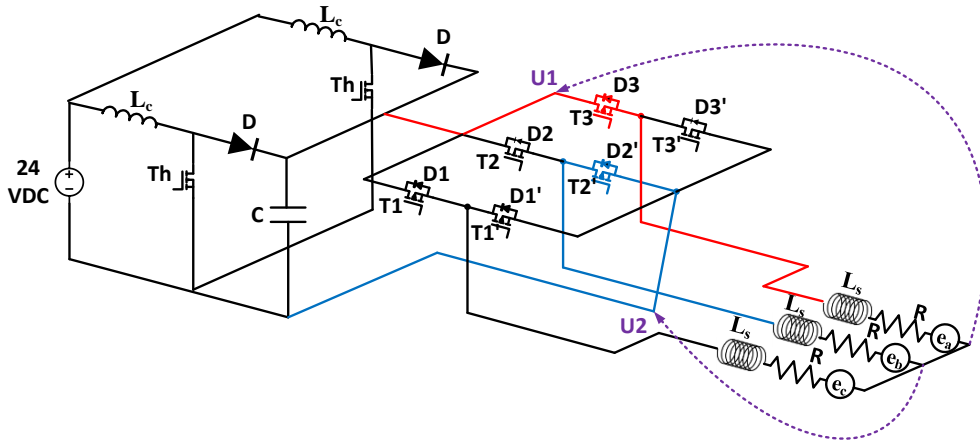
$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L - M)} [u_d - 2 v_T + e_b - e_c - 2(R + r_T) i_c] \\ i_b = (-i_c) \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (II.46)$$

**II.4. Modèle continu du moteur BLDC.**

**II.4.1. Modèle lorsque deux phases sont alimentées (DC1)**

Le mode DC1 est un mode à deux phases alimenté comme indiqué sur figure II.17 [25]. Il en résulte que le mode DC1 sert à alimenter deux phases montées en série avec la tension continue  $U_d$ . Avec, Ces deux phases sont traversées par le courant continu  $i_d$ . Ce mode représente donc les intervalles  $IT_j$ . Le choix de l'intervalle  $IT_1$  permet d'établir la dynamique du courant  $i_d$ . Ainsi, la tension appliquée aux bornes des phases sous tension (a et b) et le courant  $i_d$  passant à travers traverse ces phases sont donnée par :

$$u_d = u_1 - u_2 \quad (II.47)$$



**Figure II.17:** Structure d'un ensemble commutateur-moteur BLDC avec deux phases alimentées.

Où  $u_1$  est la tension du point neutre à la borne positive et  $u_2$  est la tension à la borne négative du bus continu comme il est indiqué dans la figure II.17. On prend en considération que ( $r_D$ ) la résistance dynamique des Diodes et ( $r_T$ ) résistance dynamique des Transistor sont identiques :

$$r_T = r_D = r \quad (\text{II.48})$$

Alors :

$$u_1 = v_a + v_T + r i_a \quad (\text{II.49})$$

$$u_2 = v_b - v_T + r i_b \quad (\text{II.50})$$

On remplace  $v_a$  et  $v_b$  avec leur expressions :

$$v_a = R i_a + L_c \left( \frac{d i_a}{dt} \right) + e_a \quad (\text{II.51})$$

$$v_b = R i_b + L_c \left( \frac{d i_b}{dt} \right) + e_b \quad (\text{II.52})$$

Avec  $R$  et  $L_c$  sont l'inductance et la résistance de phase.

Et l'FEM présentent leur partie plate en opposition, c'est à dire :

$$e_a = -e_b = E \quad (\text{II.53})$$

Avec  $E$  est la valeur crête de la FEM dont l'expression est proportionnelle à la vitesse :

$$E = k_e \left| \omega_r \right| \quad (\text{II.54})$$

Et  $k_e$  est le coefficient de la FEM et  $\omega_r$  la vitesse de rotation du moteur.

Alors :

## Chapitre II : La Modélisation de moteur BLDC

---

$$u_1 = Ri_a + L_c \left( \frac{di_a}{dt} \right) + E + v_T + ri_a \quad (\text{II.55})$$

$$u_2 = Ri_b + L_c \left( \frac{di_b}{dt} \right) - E - v_T + ri_b \quad (\text{II.56})$$

Dans le mode DC1 on a le courant  $i_d$  passe dans les deux phases donc  $i_a = i_d = -i_b$ , donc :

$$u_1 = Ri_d + L_c \left( \frac{di_d}{dt} \right) + E + v_T + ri_d \quad (\text{II.57})$$

$$u_2 = -Ri_d - L_c \left( \frac{di_d}{dt} \right) - E - v_T - ri_d \quad (\text{II.58})$$

Avec  $i_d$  Est le courant qui circule dans les deux phases a et b mise en série.

Par conséquent  $u_d$  est donnée par :

$$u_d = 2(R + r)i_d + 2L_c \left( \frac{di_d}{dt} \right) + 2E + 2v_T \quad (\text{II.59})$$

$u_d$  est la tension de source DC appliquée aux bornes des deux phases a et b.

Donc, l'expression de dynamique du courant  $i_d$  est :

$$2L_c \left( \frac{di_d}{dt} \right) = u_d - 2(R + r)i_d - 2E - 2v_T \quad (\text{II.60})$$

Pour simplifier l'expression II.60 on pose :

$$R' = 2(R + r) \quad (\text{II.61})$$

$$L' = 2L_c \quad (\text{II.62})$$

$$E' = 2E \quad (\text{II.63})$$

Alors le modèle devient :

$$u_d = E' + R' i_d + L' \left( \frac{di_d}{dt} \right) - 2v_T \quad (\text{II.64})$$

Avec :

$$E' = 2E = 2k_e \omega_r = k_v \omega_r \quad (\text{II.65})$$

Et

$$k_v = 2k_e \quad (\text{II.66})$$

L'équation II.70 est la même que pour une machine CC conventionnelle. Donc le couple s'exprime par :

$$C_e = \frac{(e_a - e_b) \cdot i_d}{\omega_r} \quad (\text{II.67})$$

$$C_e = \frac{2Ei_d}{\omega_r} = \frac{2k_e \omega_r i_d}{\omega_r} = 2k_e i_d \quad (\text{II.68})$$

$$C_e = k_v i_d \quad (\text{II.69})$$

#### II.4.2. Modèle lorsque trois phases sont alimentées (DC2).

Dans ce mode de fonctionnement, une phase est mise en série avec les deux autres phases en parallèle comme indiqué à la figure II.18. Le mode DC2 correspond aux sous intervalles ID<sub>j</sub>. Donc on prend le sous intervalle ID<sub>1</sub>.

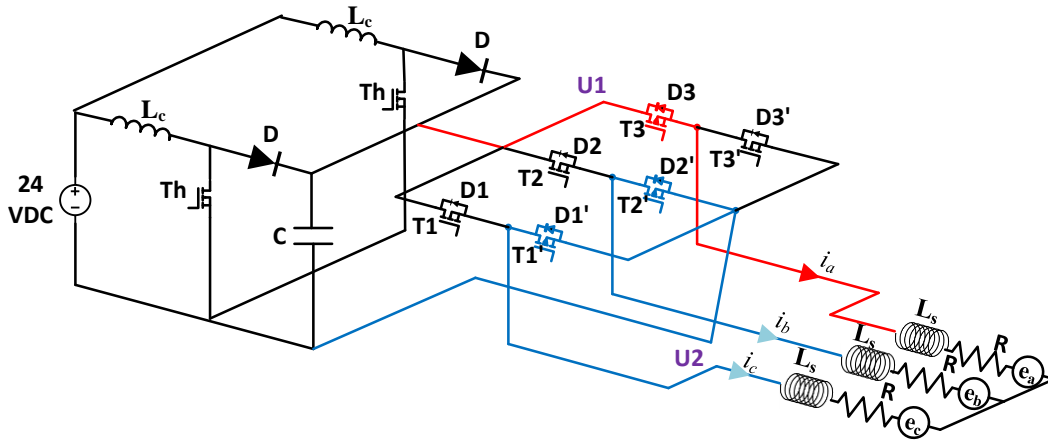


Figure II.18 : Structure d'un commutateur-moteur BLDC lorsque trois phases sont alimentées.

Dans cet intervalle, on a les tensions  $u_1$  et  $u_2$  sont données par :

$$u_1 = (R + r)i_a + (L_c di_a / dt) + e_a + v_T \quad (\text{II.70})$$

On a aussi la phase b est en parallèle avec la phase c, ce qui conduit à :

$$u_2 = (R + r)i_b + L_c (di_b / dt) + e_b - v_T \quad (\text{II.71})$$

$$u_2 = (R + r)i_c + L_c (di_c / dt) + e_c + v_D \quad (\text{II.72})$$

II.71+II.72 nous donne :

$$2u_2 = (R + r)(i_b + i_c) + L_c \left( \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + (e_c + e_c) + (v_D - v_T) \quad (\text{II.73})$$

Comme  $-(i_b + i_c) = i_a = i_d$ , on a :

$$u_1 = (R + r)i_d + L_c (di_d / dt) + e_a + v_T \quad (\text{II.74})$$

$$2u_2 = -(R + r)i_d - L_c (di_d / dt) + (e_c + e_c) + (v_D - v_T) \quad (\text{II.75})$$

Avec la tension  $u_d$  vérifie la relation :

$$u_d = u_1 - u_2 \quad (\text{II.76})$$

$$2u_d = 3(R+r)i_d + 3L_c \left( \frac{di_d}{dt} \right) + 2e_a - (e_b + e_c) + 3v_T - v_D \quad (\text{II.77})$$

De plus, on a :

$$e_b = -e_a = -E \quad (\text{II.78})$$

$$e_c = e_a = E \quad (\text{II.79})$$

Finalement le courant  $i_d$  dans le mode DC2 est sous la forme suivant :

$$3L_c \left( \frac{di_d}{dt} \right) = 2u_d - 3(R+r)i_d - 2E - 3v_T + v_D \quad (\text{II.80})$$

### II.4.3. Le Schéma fonctionnel du moteur BLDC pour le mode DC2.

A partir l'équation II.80 on a :

$$u_d = \frac{3}{2}(R+r)i_d + \frac{3}{2}L_c \frac{di_d}{dt} + E + \frac{3}{2}v_T - \frac{1}{2}v_D \quad (\text{II.81})$$

Pour simplifier l'équation II.81 on pose :

$$\begin{cases} R'' = \frac{3}{2}(R+r) \\ L'' = \frac{3}{2}L_c \\ E'' = E \\ V = \frac{3}{2}v_T - \frac{1}{2}v_D \end{cases} \quad (\text{II.82})$$

Alors :

$$u_d = R''i_d + L'' \frac{di_d}{dt} + E'' + V \quad (\text{II.83})$$

Avec :

$$E'' = E = k_e \omega_r \quad (\text{II.84})$$

En posant aussi :

$$k'_v = k_e \quad (\text{II.85})$$

Donc :

$$C_e = k_e i_d = k'_v \dot{\omega}_r \quad (\text{II.86})$$

Après les simplifications, le schéma fonctionnel d'un moteur BLDC, ayant 3 phases alimentées est donné par la figure II.19 :

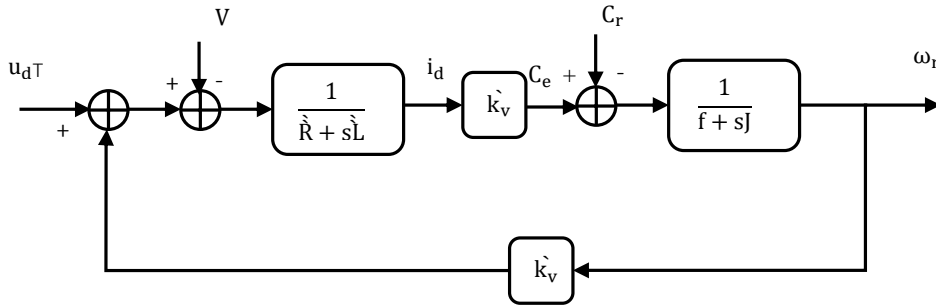


Figure II.19 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC dans le mode DC2.

## II.5. Modèle de moteur BLDC avec défaut de court-circuit entre spires

### II.5.1. Les équations électriques de modèle avec défauts

Le modèle simplifié du BLDCM avec défaut de court-circuit est présenté à la figure II.20 :

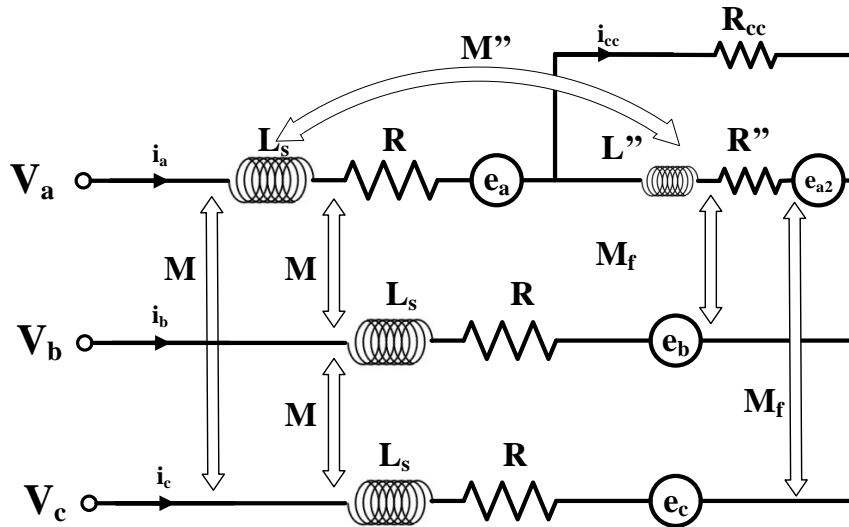


Figure II.20 : Le modèle simplifié du moteur BLDC avec défaut

Le vecteur des tensions aux trois phases du moteur BLDC est donné par :

$$[\mathcal{V}] = [\mathcal{R}] \times [\mathcal{I}] + [\mathcal{L}] \times \frac{d[\mathcal{I}]}{dt} + [\mathcal{E}] \quad (\text{II.87})$$

Où les tensions des phases sont :

$$[\mathfrak{V}] = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.88})$$

Les courants de phases sont :

$$[\mathfrak{I}] = \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c & i_{cc} \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.89})$$

Avec les forces électromotrices des phases :

$$[\mathfrak{E}] = \begin{bmatrix} e_a & e_b & e_c & e_{cc} \end{bmatrix}^T \quad (\text{II.90})$$

Et la résistance et l'inductance du moteur sont données par :

$$[\mathfrak{R}] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & -R'' \\ 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 \\ -R'' & 0 & 0 & (R'' + R_{cc}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.91})$$

$$[\mathfrak{L}] = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 & -L'' \\ 0 & L & 0 & M_f \\ 0 & 0 & L & M_f \\ -L'' & M_f & M_f & L'' - M'' \end{bmatrix} \quad (\text{II.92})$$

Où  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$  sont les tensions des phases du BLDCM,  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  sont les courants des phases,  $i_{cc}$  est le courant de court-circuit.  $R$  et  $L$  sont la résistance et l'inductance du moteur,  $R_{cc}$  est la résistance du shunt de court-circuit,  $R''$  est la résistance des spires en court-circuit.  $M''$  est l'inductance mutuelle entre les spires en court-circuit et la bobine de la phase a,  $M_f$  est l'inductance mutuelle entre les spires en court-circuit et la bobine des phases b et c.  $e_a$  ;  $e_b$  et  $e_c$  sont les forces électromotrices des phases et  $e_{cc}$  est forces électromotrices des spires en court-circuit

### II.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développé le modèle du moteur BLDC pour le sens de rotation direct dans le cas du régime sain et le régime défectueux. Un programme de simulation est établi à la base des modèles des courants et tensions du moteur BLDC. Celui-ci a servi pour déterminer les formes des courants de phases, la vitesse, courant continu à l'entrée du commutateur, les FEMs et le couple de moteur.

Pui on a déterminé le modèle continu DC1 et DC2 Un programme de simulation est établi à la base des modèles des courants et tensions du moteur BLDC.

# Chapitre III : Commande tolérante aux défauts passive du moteur BLDC

---

III.1.	Introduction.....	39
III.2.	La stabilité et la théorie de Lyapunov.....	39
III.3.	La stabilité au sens de Lyapunov.....	39
III.3.1.	Fonction candidate de Lyapunov.....	40
III.4.	Commande par Backstepping.....	40
III.4.1.	Principe.....	40
III.4.2.	Méthode générale de synthèse récursive par Backstepping.....	41
III.4.3.	Application de la commande par Backstepping sur BLDC.....	44
III.5.	Résultats de la simulation.....	47
III.6.	Conclusion.....	52

### III.1. Introduction

La théorie de la commande tolérante aux défauts est un sujet de plus en plus important. Les techniques mises au point dans ce domaine sont appliquées au stade de la ainsi qu'à l'exécution de modèles de commande dans des systèmes non linéaires. . Actuellement, elle est davantage structurée et mieux développée. L'une des techniques les mieux connues est la théorie du Backstepping. La méthode est fondée sur le plan récursif des lois de commande fondées sur la théorie de Lyapunov [49-53].

### III.2. La stabilité et la théorie de Lyapunov

La condition nécessaire à tout système contrôlé est qu'il converge vers un état d'équilibre désiré [54]. Ou stabilité du système est la qualité la plus souhaitable dans l'étude d'un système dynamique. Sachant qu'en automatique il existe plusieurs manières d'exprimer la stabilité, nous distinguons la stabilité d'un point d'équilibre, la stabilité en entrée/sortie, etc.

En générale cette étude a été développée depuis l'utilisation des résultats de la théorie de stabilité avec la méthode de Lyapunov, qui prennent en considération la stabilité des modèles dynamiques des systèmes linéaires ou non linéaires.

### III.3. La stabilité au sens de Lyapunov

La stabilité dans le sens Lyapunov, connue sous deux méthodes, la première et la seconde méthode. La première, également appelée méthode de linéarisation, porte sur l'analyse de la stabilité du système non linéaire à l'auteur du point d'équilibre par une approche linéaire. L'illustration de cette méthode permet de faire appel à des outils de commande linéaire. La deuxième méthode est tout de même plus générale que la première, Il repose sur le principe de l'énergie à analyser la stabilité, "On dit d'un système physique qu'il est stable, si son énergie mécanique totale diminue avec le temps", Lyapunov nous a décrit une fonction ayant les propriétés de l'énergie et dont l'analyse de stabilité devient plus appropriée [51].

#### a. Première méthode de Lyapunov

Le théorème de stabilité locale de Lyapunov, connu en tant que première méthode, détermine la linéarité de la dynamique d'un système autour d'un point d'équilibre. Elle apporte une validité théorique à la technique de linéarisation. Elle a noté ceci :

- Il existe une stabilité asymptotique lorsque le système linéarisé est asymptotiquement stable.
- -En cas d'instabilité du système linéarisé, il y a instabilité.
- -Si le système linéarisé est stable sans être asymptotique, nous n'en savons rien.

## Chapitre III : Commande Tolérante Aux Défauts passive du Moteur BLDC

---

C'est le cas critique de Lyapunov, La stabilité ou l'instabilité dans ce cas dépend des termes de degré plus grand qu'un, négligé dans le rapprochement.

### b. Deuxième méthode de Lyapunov

L'idée de Lyapunov consiste à examiner une fonction scalaire  $V$  (fonction énergétique) afin d'analyser la stabilité du système, d'après l'étude de ses variations (signe  $\dot{V}$ ) le long du parcours du système.

#### III.3.1. Fonction candidate de Lyapunov

La fonction candidate de Lyapunov est une fonction  $V(x)$  dotée de deux propriétés principales :

- Le premier est la qualité de l'extrémum au point d'équilibre, c'est-à-dire si c'est un maximum ou un minimum. Le point d'équilibre est généralement stable si cet extrême est un minimum. Pour forcer la présence d'un minimum au point d'équilibre, la fonction sera obligée d'être positive pour n'importe quelle valeur différente de l'origine. Il peut uniquement être annulé initialement.
- La seconde caractéristique de la fonction candidate de Lyapunov est la suivante : lorsqu'il y a un système stable, elle tend à diminuer ou à se maintenir au fur et à mesure que le système évolue. Par conséquent, en plus de la fonction de Lyapunov, il faudra que le produit dérivé de Lyapunov soit négatif :

$$\dot{V}(x) = \left( \frac{dV}{dx} \right)^T f(x) < 0 \quad (\text{III.1})$$

### III.4. Commande par Backstepping

#### III.4.1. Principe

Dernièrement, on a amélioré la commande des systèmes non linéaires. Parmi ces lois de commande se trouve la technique de Backstepping qui a fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine. Il propose une méthode de synthèse systématique pour la classe des systèmes non linéaires présentant une forme triangulaire. La base de la technique Backstepping consiste à décomposer le système de commande multi-variable (MIMO) et d'ordre élevé en une cascade de sous-systèmes de commande de premier ordre. Pour chaque sous-système, on calcule ce que l'on appelle une loi de commande virtuelle. Celle-ci est considérée comme une référence pour le sous-système suivant jusqu'à l'apparition de la loi de commande figure (III.1). L'utilisation des fonctions de commande de Lyapunov (CLF) repose sur la détermination des lois de commande de cette approche.

### III.4.2. Méthode générale de synthèse récurrente par Backstepping

Comme indiqué dans la représentation suivante, cette méthode est appliquée à des systèmes ayant une forme dite triangulaire :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u\end{aligned}\quad (\text{III.2})$$

Avec  $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^t \in \mathbb{R}^n$ ,  $u$  : la commande  $\in \mathbb{R}$

On ne considère que la sortie du système  $y = x_1$  avec son référence désiré  $y_{ref}$ . Le système étant d'ordre  $n$ , la procédure de calculer la loi de commande s'effectue en  $n$  étapes.

#### ►Étape 1 :

On commence par l'équation 1 du système (III.2), où  $x_2$  considérée comme une commande virtuelle. La référence désirée de cette étape est :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_{ref} \quad (\text{III.3})$$

Donc l'erreur de régulation est donné par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (\text{III.4})$$

Avec sa dérivée est :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (\text{III.5})$$

Tout d'abord on construit la fonction de Lyapunov sous une forme quadratique :

$$v_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{III.6})$$

Sa dérivée devient :

$$\dot{v}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \quad (\text{III.7})$$

On choisit  $x_2 = \alpha_1$  pour rendrait  $V_1$  négative et assurerait la stabilité pour la dynamique de (III.5), on aura :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 e_1 \quad (\text{III.8})$$

Où  $k_1$  est une constante de conception. Ainsi, la loi de commande pour le système (III.5) sera donnée par :

$$\alpha_0 = \frac{1}{g_0(x_1)} \left[ -k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1) \right] \quad (\text{III.9})$$

Ce qui implique :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (\text{III.10})$$

### ► Etape 2 :

La nouvelle référence requise sera désormais la variable de commande du sous-système précédent (III.5) :

$$(x_2)_d = \alpha_1 \quad (\text{III.11})$$

D'où l'erreur est :

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{III.12})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 = f_1(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 \quad (\text{III.13})$$

La fonction de Lyapunov étendue pour le nouvel système (III.13) est :

$$v_2 = v_1 + \frac{1}{2} e_2^2 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2] \quad (\text{III.14})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{v}_2 = \dot{v}_1 + e_2 \dot{e}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2 \left[ f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 \right] \quad (\text{III.15})$$

Donc pour stabiliser la dynamique du système (III.13) et pour rendre  $v_2$  négative, on choisit  $x_3 = \alpha_2$

Tel que

$$f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 = -k_2 e_2 \quad (\text{III.16})$$

Où  $k_2 \succ 0$  est une constante de conception, et la loi de commande du système (III.13) est donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} \left[ -k_2 e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2) \right] \quad (\text{III.17})$$

## Chapitre III : Commande Tolérante Aux Défauts passive du Moteur BLDC

---

Avec :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{g_0(x_1) \left[ -k_1 \dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1) \right] - k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1) \dot{g}_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (\text{III.18})$$

Qui implique :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{III.19})$$

Etape n :

De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$\left( x_n \right)_d = \alpha_n \quad (\text{III.20})$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (\text{III.21})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_n = \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} = f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \quad (\text{III.22})$$

Pour le système (2.22), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$v_n = v_1 + v_2 + \dots + \frac{1}{2} e_n^2 = \frac{1}{2} \left[ e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_n^2 \right] \quad (\text{III.23})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{v}_n = \dot{v}_1 + \dots + e_n \dot{e}_n = -k_1 e_1^2 + \dots + e_n \left[ f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \right] \quad (\text{III.24})$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande pour le système entier.

Un bon choix doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -k_n e_n \quad (\text{III.25})$$

Où  $k_n \succ 0$  est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_n(x_1, \dots, x_n)} \left[ -k_n e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n) \right] \quad (\text{III.26})$$

Ce qui garantit la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue :

$$\dot{V}_n = -k_1 e_1^2 - \dots - k_n e_n^2 \leq 0 \quad (\text{III.27})$$

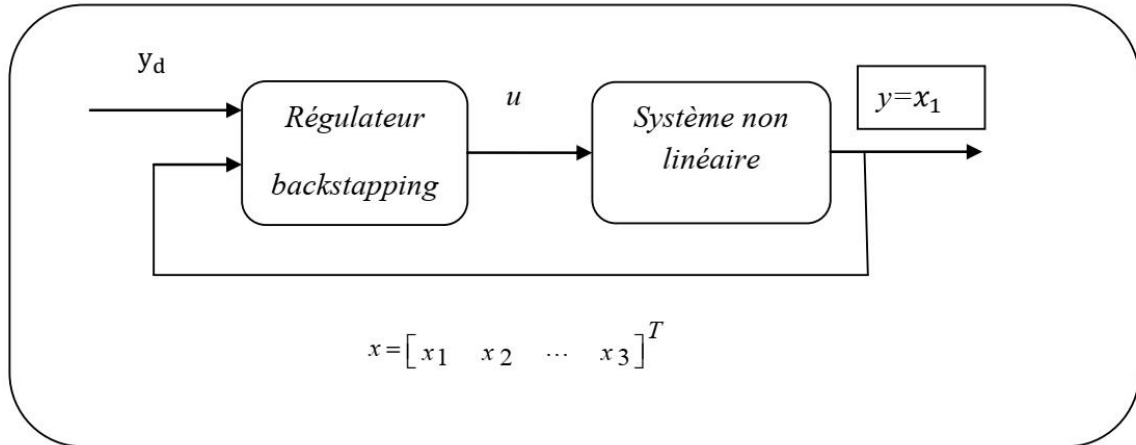


Figure III.1 Schéma de principe de la commande par Backstepping.

Nous avons ainsi défini la méthodologie de la commande par Backstepping que nous allons mettre en application sur le moteur BLDC.

### III.4.3. Application de la commande par Backstepping sur BLDC

L'application de la technique Backstepping au moteur BLDC est basée sur les étapes suivantes :

D'après les équations de model de la moteur BLDC et le model électrique simplifié DC1 (les équations II.20 et II.66), on représente le moteur BLDC sous la forme

$$\dot{x} = f(x_1, x_2)x + g(x_1, x_2)u$$

Sachant que

$$x = [\omega \ i_d], f(x_1, x_2) = \begin{bmatrix} \frac{1}{j}(-f_d \omega - C_r + k_v i_d) \\ \frac{1}{L'}(2v_t - E'R' i_d) \end{bmatrix}, g(x_1, x_2) = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ et } u = u_d$$

On définit des nouveaux variables comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega \\ i_d \end{bmatrix}$$

Les équations d'espace d'état du système peuvent s'écrire :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{j}(-f_d x_1 - C_r + k_v x_2) \\ \frac{1}{L'}(2v_t - E'R' x_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \times u \quad (\text{III.28})$$

## Chapitre III : Commande Tolérante Aux Défauts passive du Moteur BLDC

---

### Etape1 :

Dans cette étape, On définit l'erreur  $e$  qui représente l'erreur entre la vitesse réelle  $x_1$  et la vitesse de référence  $x_{1d}$

$$e = x_1 - x_{1d} \quad (\text{III.29})$$

On dérive  $e$  et on obtient :

$$\dot{e} = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1d} \quad (\text{III.30})$$

$$\dot{e} = \frac{1}{j}(-f_d x_1 - C_r + k_v x_2) - \dot{x}_{1d} \quad (\text{III.31})$$

La première fonction de Lyapunov est choisie tel que :

$$V(e) = \frac{1}{2} e^2 \quad (\text{III.32})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}(e) = e\dot{e} \quad (\text{III.33})$$

$$\dot{V}(e) = e \left( \frac{1}{j}(-f_d x_1 - C_r + k_v x_2) - \dot{x}_{1d} \right) \quad (\text{III.34})$$

Pour rendre  $\dot{V}(e)$  négative en choisissant :

$$\dot{e} = -\alpha_1 e \quad (\text{III.35})$$

Avec  $\alpha_1$  est strictement positif

$$\frac{1}{j}(-f_d x_1 - C_r + k_v x_2) - \dot{x}_{1d} = -\alpha_1 e \quad (\text{III.36})$$

On désigne  $\frac{1}{j}(-C_r + k_v x_2)$  comme une commande virtuelle ; donc :

$$\frac{1}{j}(-C_r + k_v x_2) = \frac{1}{j} f_d x_1 + \dot{x}_{1d} - \alpha_1 e \quad (\text{III.37})$$

### Etape 2

Les référence précédente, choisit pour assurer une dynamique stable d'erreur de poursuite de vitesse, ne peut être imposée à la commande virtuelle sans tenir compte des erreurs entre eux. On définit l'erreur suivante :

$$e_1 = \frac{1}{j}(-f_d x_1 - C_r + k_v x_2) - \dot{x}_{1d} + \alpha_1 e \quad (\text{III.38})$$

$$e_1 = \frac{1}{j}(-f_d x_1 - C_r + k_v x_2) - \dot{x}_{1d} + \alpha_1 (x_1 - x_{1d}) \quad (\text{III.39})$$

Dans cette étape, on choisit la deuxième fonction de Lyapunov comme ci-contre

$$V_1(e, e_1) = \frac{1}{2}e^2 + \frac{1}{2}e_1^2 \quad (\text{III.40})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}_1(e) = e\dot{e} + e_1\dot{e}_1 \quad (\text{III.41})$$

$$e_1\dot{e}_1 = e_1 \left( \left( \alpha_1 - \frac{f_d}{j} \right) \dot{x}_1 + \frac{k_v}{j} \dot{x}_2 - \alpha_1 \dot{x}_{1d} - \ddot{x}_{1d} \right) \quad (\text{III.42})$$

$$e_1\dot{e}_1 = e_1 \left( \left( \alpha_1 - \frac{f_d}{j} \right) \dot{x}_1 + \frac{k_v}{j} \left( \frac{1}{j} (2v_t - E' - R'x_2) + U \right) - \alpha_1 \dot{x}_1 - \ddot{x}_{1d} \right) \quad (\text{III.43})$$

Pour rendre  $\dot{V}(e)$  négative en choisissant :

$$\dot{e}_1 = -\alpha_2 e_1 \quad (\text{III.44})$$

Avec  $\alpha_2$  est strictement positif

$$\left( \alpha_1 - \frac{f_d}{j} \right) \dot{x}_1 + \frac{k_v}{j} \left( \frac{1}{L'} (2v_t - E' - R'x_2) + U \right) - \alpha_1 \dot{x}_1 - \ddot{x}_{1d} = -\alpha_2 e_1 \quad (\text{III.45})$$

Qui nous donne

$$\frac{k_v}{j} \left( \frac{1}{L'} (2v_t - E' - R'x_2) + U \right) = \left( \frac{f_d}{j} - \alpha_1 \right) \dot{x}_1 + \alpha_1 \dot{x}_1 + \ddot{x}_{1d} - \alpha_2 e_1 \quad (\text{III.46})$$

## Chapitre III : Commande Tolérante Aux Défauts passive du Moteur BLDC

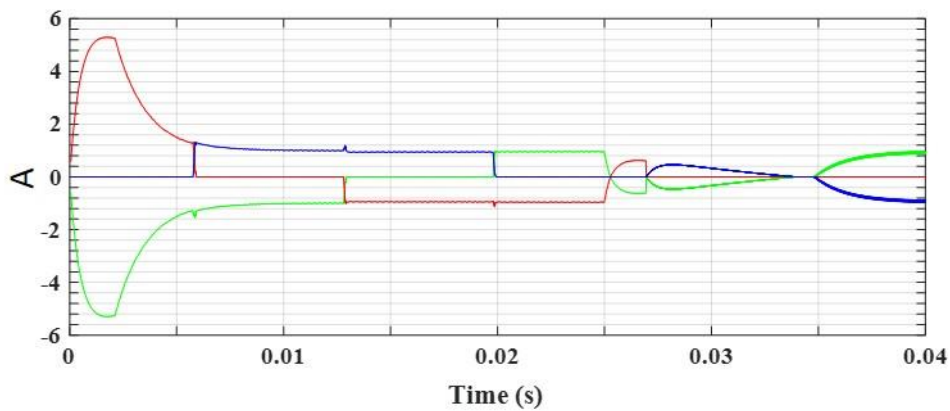
Donc l'expression de la commande U est écrite comme suite

$$(U) = \frac{j}{k_v} \left( \left( \frac{f_d}{j} - \alpha_1 \right) \dot{x}_1 + \alpha_1 \dot{x}_1 + \ddot{x}_{1d} - \alpha_2 e_1 \right) - \frac{1}{L'} (2v_t - E' - R'x_2) \quad (\text{III.47})$$

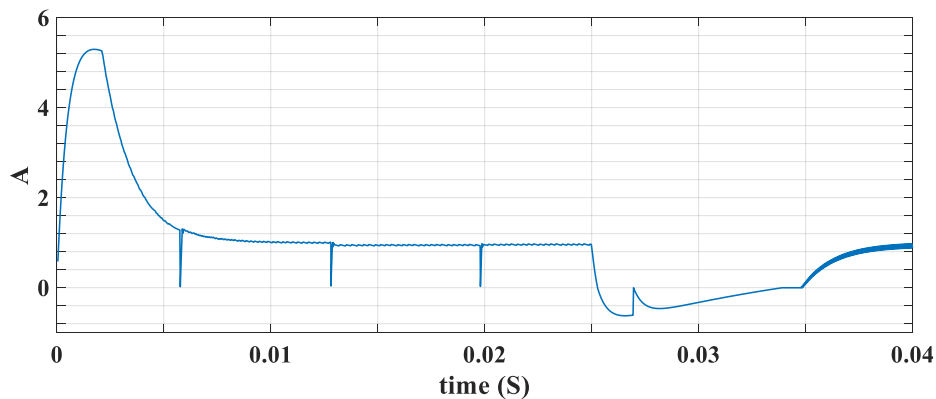
### III.5. Résultats de la simulation

Dans cette section, les résultats de simulation sont présentés pour illustrer les performances et la robustesse de la loi de commande proposée lorsqu'elle est appliquée au moteur BLDC.

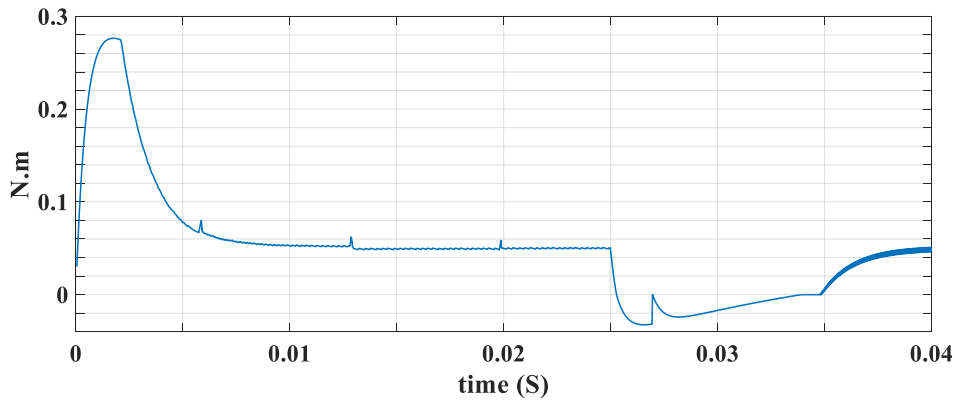
La figure III.2 montre les résultats de la simulation de la commande FTC basé sur la commande par Backstepping



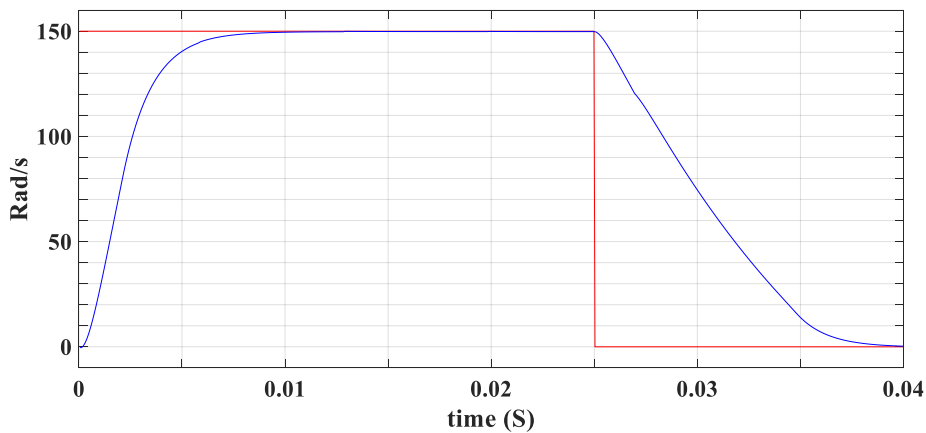
a) courants des 3 phases



b) La forme de courant continue  $i_d$



c) Le couple Moteur Ce



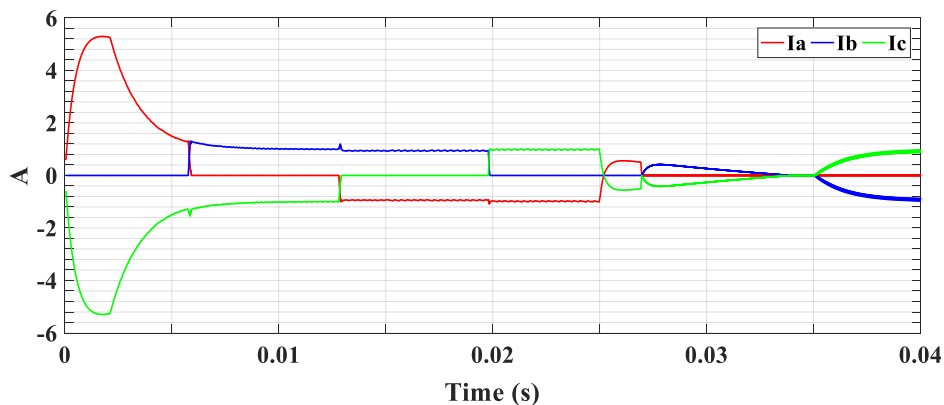
d) forme de vitesse

Figure III.2 Réponse du moteur en utilisant la commande par Backstepping.

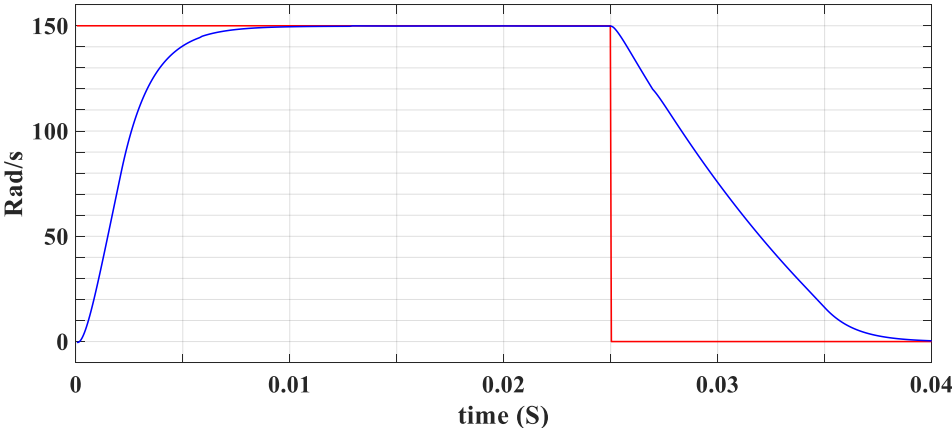
## Test de robustesse :

### Test 1 :

A l'instant  $t = 0,015$  s un test de robustesse est effectué où un défaut additif externe représenté par une perturbation qui est une augmentation de 20% de la résistance de phase, une diminution de 30% de l'inductance cyclique et 10% du flux d'excitation avec une charge nominale de couple 0,055 N.m Les résultats sont présentés dans la figure III.3.



a) les courants des 3 phases

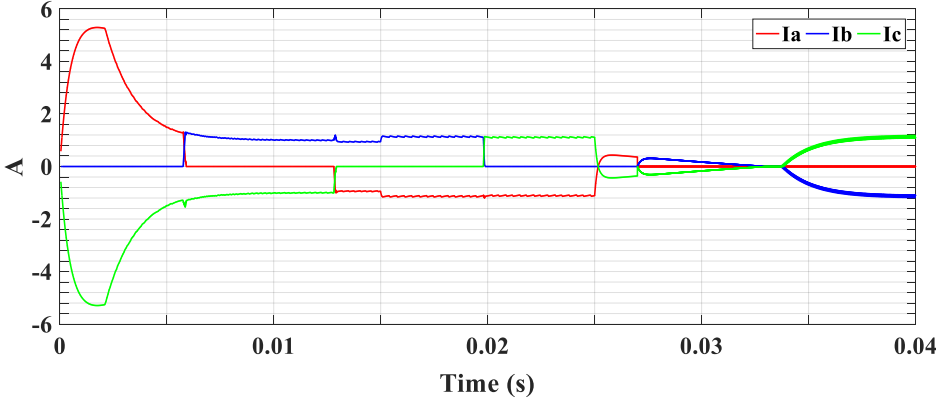


b) forme de vitesse

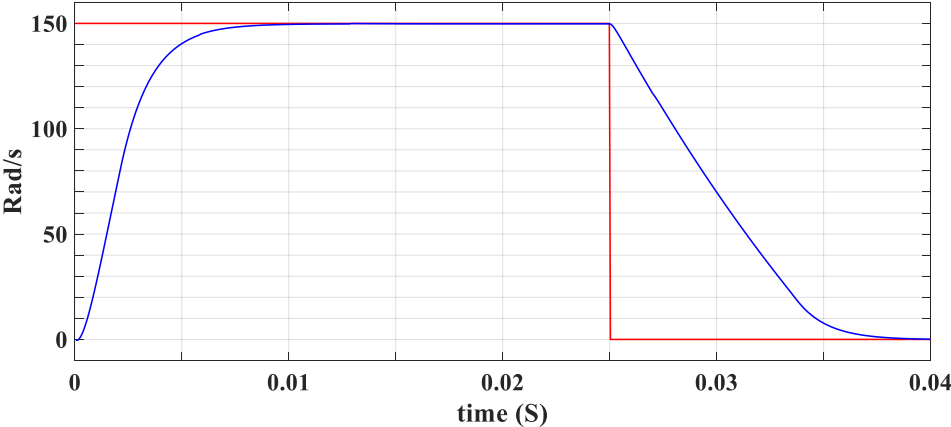
Figure III.3. Réponse du moteur en utilisant une commande FTC base d'un contrôleur par Backstepping sous la variation paramétrique

Test 2 :

Une augmentation de 40% de la résistance de phase, une réduction de 40% de l'inductance cyclique et 20% du flux d'excitation, et le couple de charge nominale 0.065 N.m pendant l'intervalle de temps [0.015s, 0.04s]. Les résultats sont présentés à la figure III.4.



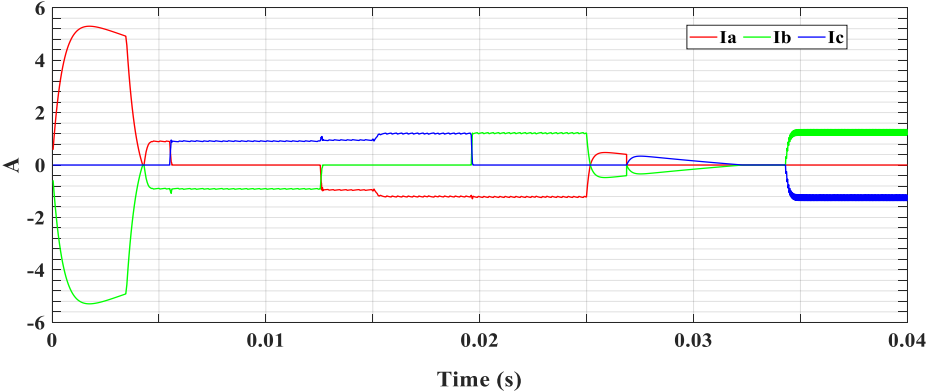
a) les courants des 3 phases



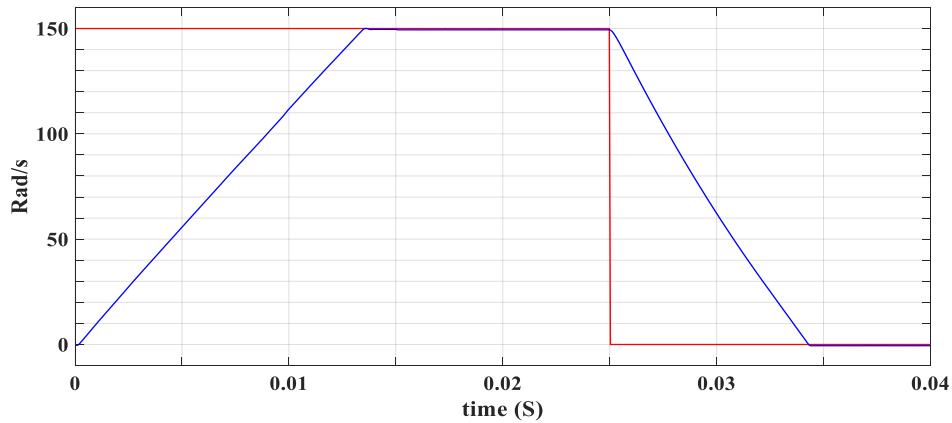
b) la forme de vitesse

Figure III.4. Réponse du moteur en utilisant une commande FTC basé d'un contrôleur par Backstepping sous la variation paramétrique

Pour valider la robustesse de la commande FTC passive basé sur la commande par Backstepping, on a fait une comparaison avec des résultats obtenus pour la commande par PI classique, la figure III.6 reprisant les résultats de la commande par PI classique



b) les courants des 3 phases



b) la forme de vitesse

**Figure III.5.** Réponse du moteur en utilisant la commande PI classique sous la variation paramétrique

**Tableau III.1.** Comparaison entre la commande par Backstepping et la commande par PI Classique en mode défaillant

	ISE	IAE	ITSE	ITAE
	$\int_0^T e^2(t)$	$\int_0^T  e(t) $	$\int_0^T te^2(t)$	$\int_0^T t e(t) $
Backstepping	99.8462	1.0347	1.8210	0.0198
PI classique	166.1626	1.6815	2.0870	0.0232

Et pour effectuer une comparaison quantitative entre la commande par Backstepping et la commande PI classique. En mode défectueux, on utilise les critères de performance les plus connus comme l'intégrale de l'erreur carrée (ISE), de l'intégrale de la valeur absolue de l'erreur (IAE), de l'intégrale du temps multipliée par la valeur carrée de l'erreur (ITSE) et de l'intégrale du temps multipliée par la valeur absolue de l'erreur (ITAE). Les valeurs obtenues pour chaque critère sont résumées dans le tableau III.1.

### Discussion des résultats

1. Après les tests, la vitesse reste pratiquement insensible à la perturbation.
2. Les tests de commande de la vitesse du moteur BLDC montrent que la commande par Backstepping offre de bonnes performances même en présence d'un défaut externe.
3. D'après les résultats obtenus de la comparaison en tableau III.1 on a vu que la commande par Backstepping montre des bonnes performances que la commande par PI classique

### III.6. Conclusion

Ce chapitre décrit un schéma de commande tolérante aux défauts basé sur la commande par Backstepping pour le moteur BLDC avec défaut de variation de paramètres. Pour atteindre notre objectif, un modèle mathématique continu du moteur BLDC a été présenté. Sur la base de ce modèle, nous avons synthétisé la commande par Backstepping du moteur BLDC. Les résultats de simulation obtenus démontrent les bonnes performances de la méthode proposée dans le cas du défaut (variation de paramètres) pour les deux tests. Nous concluons que la méthode par Backstepping peut tolérer certains défauts importants tels que la variation de paramètres et la variation de référence.

# Chapitre IV : Commande Tolérante Aux Défaits Active du Moteur BLDC

---

IV.1.	Introduction.....	54
IV.2.	La méthode proposée .....	54
IV.2.1.	Algorithme super-twisting .....	55
IV.2.2.	Commande à base de la logique floue de type 2 .....	57
IV.2.2.1.	Contexte de commande par logique floue de type 2.....	57
IV.2.2.2.	Conception FTC active .....	58
IV.2.3.	Méthode de détection.....	62
IV.2.3.1.	Gestion de la commande tolérante aux défauts pour la machine BLDC .....	63
IV.3.	Résultats et discussion .....	63
IV.4.	Conclusion .....	68



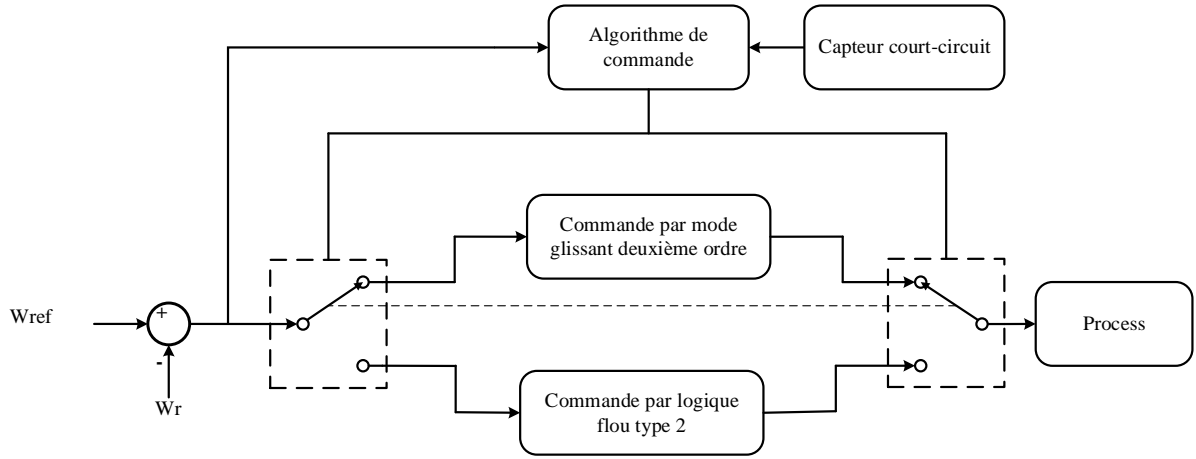


Figure IV.2. Structure de l'algorithme de la commande proposée

## IV.2.1. Algorithme super-twisting

Cet algorithme a été développé pour la commande de systèmes d'état de degré relatif égal à 1 par rapport à la surface de glissement. Il a été étudié par Levant [57]. Il est composé d'une partie discontinue  $U_2$  et d'une partie continue  $U_1$  telles que :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u \end{aligned} \quad (IV.1)$$

$$U_d = U_1 + U_2 \quad (IV.2)$$

Et,

$$U_2 = \begin{cases} -\lambda |S_0|^\rho \text{sign}(S), & |S| > S_0 \\ -\lambda |S|^\rho \text{sign}(S), & |S| \leq S_0 \end{cases} \quad (IV.3)$$

$$\dot{U}_1 = \begin{cases} -U, & |U| > 1 \\ -\alpha \cdot \text{sign}(S), & |U| \leq 1 \end{cases} \quad (IV.4)$$

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \frac{1}{j}(-f \cdot \omega - Cr + k_v \cdot I_d) \\ \dot{I}_d = \frac{1}{L'}(2v_i - E - R' \cdot I_d + U_d) \end{cases} \quad (IV.5)$$

$$y = \omega \quad (IV.6)$$

Alors,

$$\dot{y} = \dot{\omega} \quad (IV.7)$$

$$\dot{y} = \frac{1}{j}(-f.\dot{\omega} - Cr + k_v.I_d) \quad (IV.8)$$

Nous avons donc :

$$\ddot{y} = \frac{1}{j} \left( -f.\ddot{\omega} - Cr + \frac{k_v}{L'}(2v_t - E - R'.I_d + U_d) \right) \quad (IV.9)$$

Nous avons dérivé la sortie deux fois pour la commande apparue. Ainsi, le degré relatif de cette surface par rapport à l'entrée de commande est égal à deux, en prenant :

$$S = e = \omega - \omega_{ref} \quad (IV.10)$$

Avec,

$$S^{(2)} = \ddot{e} = \frac{1}{j} \left( -f.\ddot{\omega} - Cr + \frac{k_v}{L'}(2v_t - E - R'.I_d + U_d) \right) - \ddot{\omega}_{ref} \quad (IV.11)$$

$$S^{(2)} = \frac{1}{j} \left( -f.\ddot{\omega} - Cr + \frac{k_v}{L'}(2v_t - E - R'.I_d) - j\ddot{\omega}_{ref} \right) + \frac{k_v}{jL'}U_d \quad (IV.12)$$

Cette équation peut être mise sous la forme suivante :

$$\phi(x,t) = \frac{1}{j} \left( -f.\ddot{\omega} - Cr + \frac{k_v}{L'}(2v_t - E - R'.I_d) - j\ddot{\omega}_{ref} \right) \quad (IV.13)$$

Et,

$$\phi(x,t) = \frac{k_v}{jL'}U_d \quad (IV.14)$$

Ainsi, l'algorithme de super twisting peut être appliqué.

En considérant  $C_0 = 0,3227$ ,  $k_m = 13,7367$ , et  $k_M = 13,7369$ ,

$$-C_0 < \phi(x,t) < C_0 \quad \text{Et} \quad 0 < K_m \leq \phi(x,t) \leq K_M$$

Alors on fixera  $\alpha = 0,7422$  ;  $\lambda = 650,3383$  ; et  $\rho = 0,01$ , tel que :

$$\alpha < \frac{C_0}{K_m}, \lambda^2 \geq \frac{4C_0.K_M(\alpha + C_0)}{K_m^3(\alpha - C_0)} \quad \text{et} \quad 0 < \rho < 0.5$$

Nous acceptons que  $|S| \leq S_0$  et  $|U| \leq 1$  Donc la loi de commande s'écrit comme suit :

$$U_d = -\lambda|S|^\rho \text{sign}(S) + U_1 \quad (IV.15)$$

Avec,

$$\dot{U}_1 = -\alpha.\text{sign}(S)P \quad (IV.16)$$


---

### IV.2.2. Commande par la logique floue de type 2

#### IV.2.2.1. Contexte de la commande par logique floue de type 2

La logique floue classique (Type-1) a été généralisée à un nouveau type de logique floue appelée logique floue-2. Ces dernières années, une base théorique pour cette nouvelle logique a été construite par Mendel et ses collègues, qui ont en effet démontré son efficacité et sa supériorité sur la logique floue de type 1 [58,59]. L'ensemble flou de type 2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, telle que la valeur d'appartenance (degré d'appartenance) de chaque élément de l'ensemble est un ensemble flou dans  $[0, 1]$ . De tels ensembles peuvent être utilisés dans des situations où nous avons une incertitude sur les valeurs d'appartenance elles-mêmes. L'incertitude peut prendre la forme de la fonction d'appartenance ou de l'un de ses paramètres [60]. La structure d'un système flou de type 2 est représentée sur la figure IV.3 :

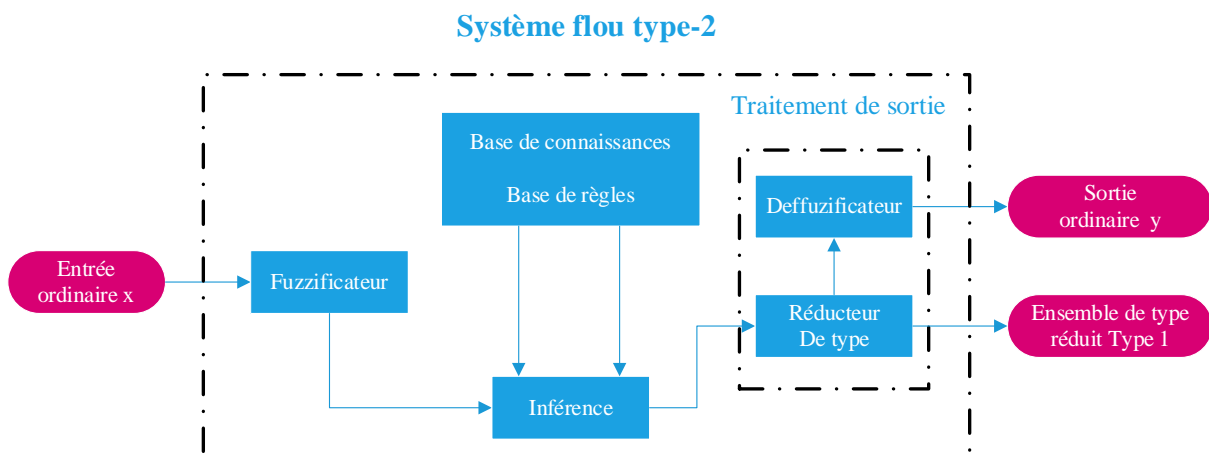


Figure IV.3. Schéma fonctionnel de la logique floue de type 2

Les différences entre le jeu de commande de logique floue de type 1 à intervalle et le jeu de commande de logique floue de type 2 à intervalle s'expliquent par deux différences fondamentales [61] :

La première différence est l'adaptabilité, ce qui signifie que les IT1FLC intégrés utilisés pour calculer les limites de l'intervalle de type réduit changent à mesure que l'entrée change.

Et la deuxième est la nouveauté, ce qui signifie que (Upper membership function (UMF)) et (Lower membership function (LMF)) du même IT2FILC peuvent être utilisés simultanément dans le calcul de chaque borne de l'intervalle de type réduit. Par conséquent, un FLC IT2 peut implémenter une surface de commande complexe qui ne peut pas être réalisée par un FLC T1 utilisant la même base de règles.

### IV.2.2.2. Conception de la commande tolérante aux défauts active

Les étiquettes utilisées du résidu variable flou et de sa dérivée sont : Negative Big (NB), Negative Medium (NM), Negative Small (NS), Zero (ZE), Positive Small (PS), Positive Medium (PM) et Positive Big (PB). Nous avons choisi une fonction d'appartenance trapézoïdale pour six variables d'entrée floues qui sont NB, NM, NS, PS, PM et PB et nous avons choisi une fonction d'appartenance triangulaire pour la variable d'entrée floue ZE pour toutes les fonctions d'appartenance supérieures et inférieures. La commande correctrice est décomposée en sept niveaux, de sorte que le nombre des règles égale à 49 comme présenté dans le tableau IV.1.

$$u(k) = u_{fs} + u_{pi} \quad (IV.17)$$

**Tableau IV.1.** Règles floues

<b>ev</b>	<b>Dev</b>						
	<b>NB</b>	<b>NM</b>	<b>NS</b>	<b>ZE</b>	<b>PS</b>	<b>PM</b>	<b>PB</b>
<b>NB</b>	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
<b>NM</b>	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
<b>NS</b>	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
<b>ZE</b>	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
<b>PS</b>	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
<b>PM</b>	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
<b>PB</b>	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

La figure IV.4, la figure IV.5 et la figure IV.6 présentent les fonctions d'appartenance de type 2 pour l'IT2FLC, et la figure IV.7, la figure IV.8 et la figure IV.9 présentent les fonctions d'appartenance de type 1 pour l'IT1FLC.

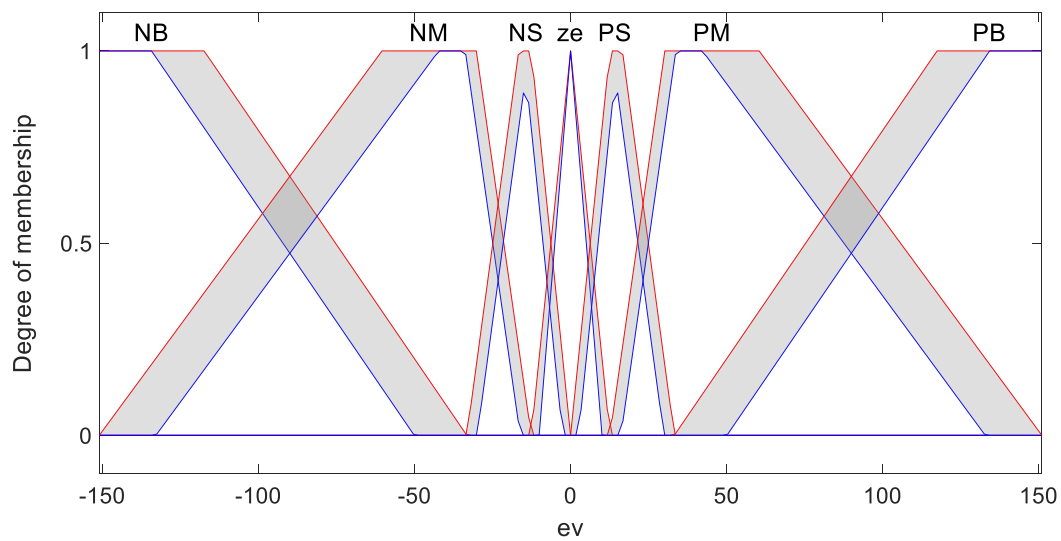


Figure IV.4. L'entrée EV de la commande IT2FLC

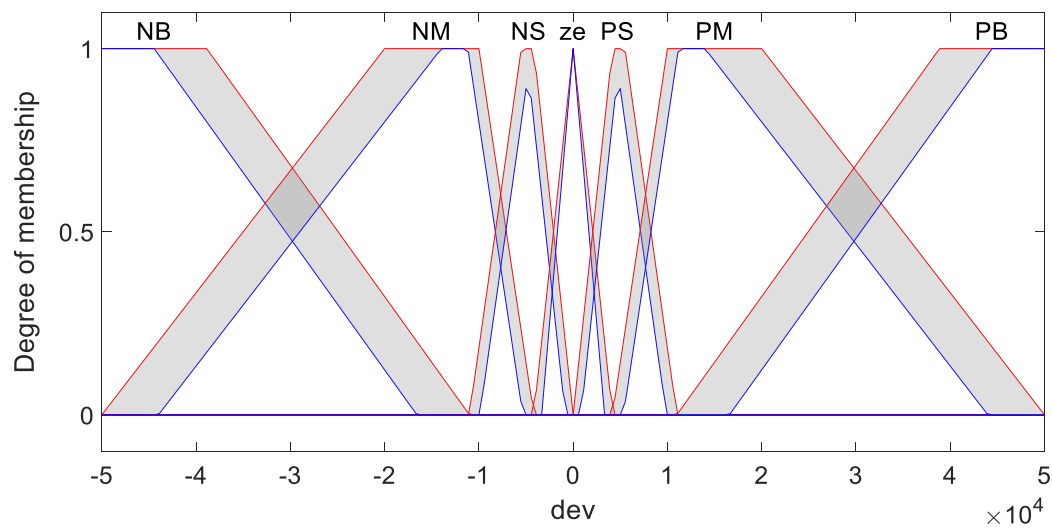
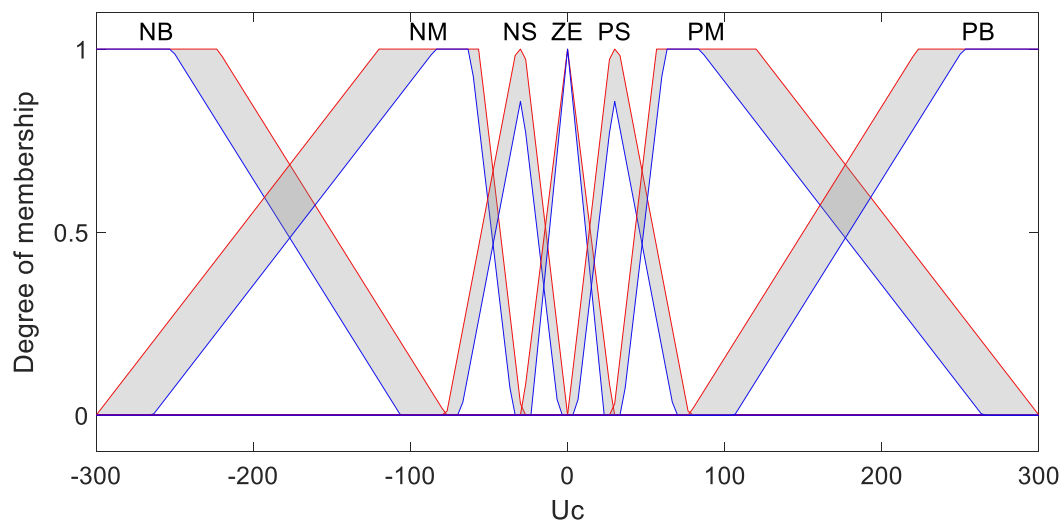
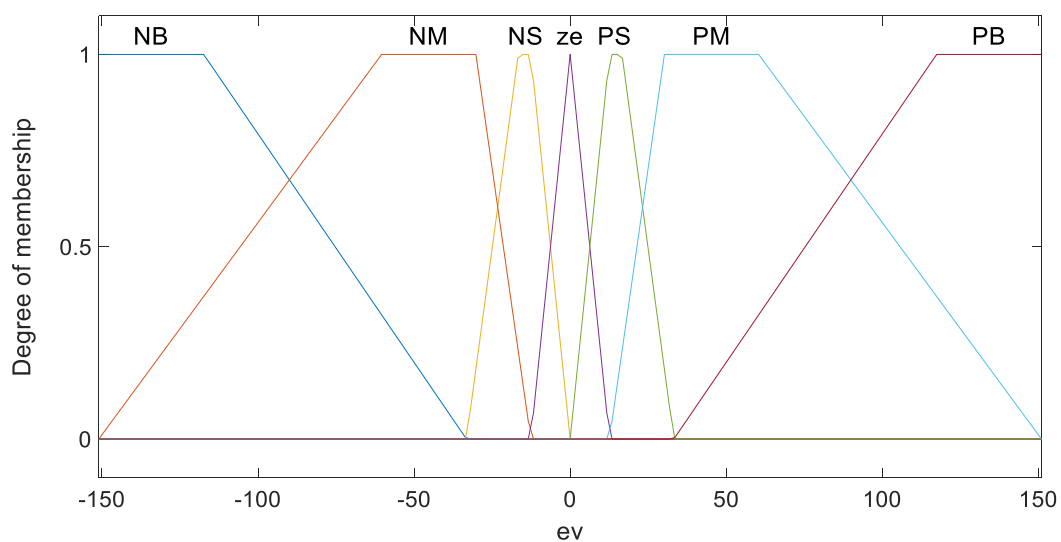


Figure IV.5. La dérivé de l'entrée dEV de la commande IT2FLC



**Figure IV.6.** La sortie  $U_c$  de la commande IT2FLC



**Figure IV.7.** L'entrée  $EV$  de la commande IT1FLC

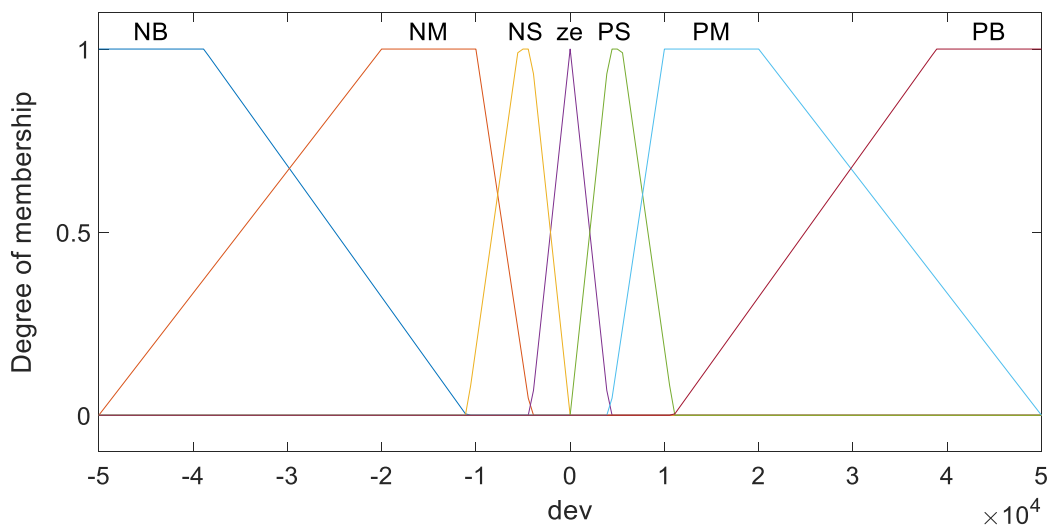


Figure IV.8. La dérivé de l'entrée dEV de la commande IT1FLC

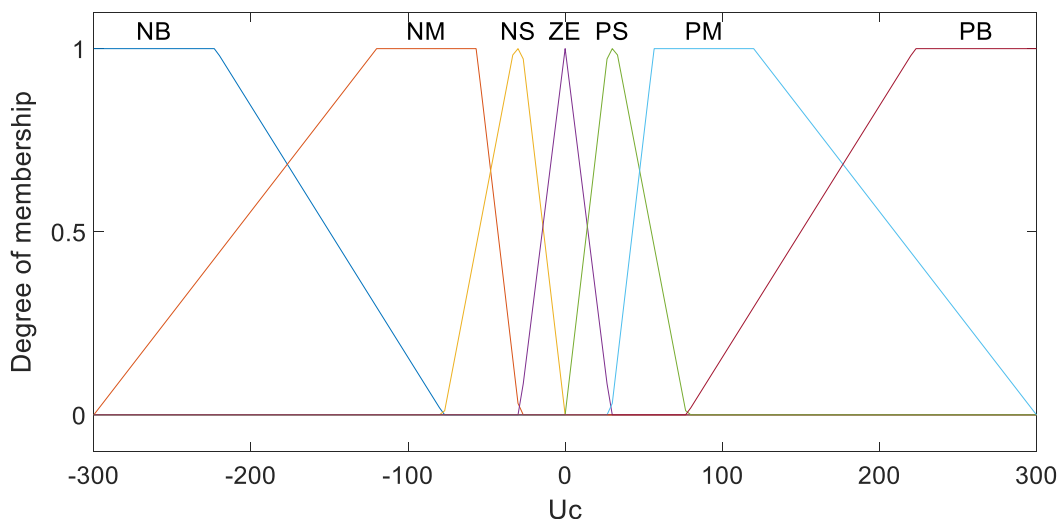


Figure IV.9. La sortie  $U_c$  de la commande IT1FLC

### IV.2.3. Méthode de détection

Le principe de notre commande tolérante aux défauts hybride entre la commande par mode glissant du deuxième ordre et la logique floue de type 2 est de choisir une commande entre ces deux commandes par un algorithme intervenant en fonction d'une expertise faite par rapport aux conséquences d'un défaut de court-circuit entre les spires. Cet algorithme se compose de trois étapes, à savoir :

- **La première étape** : son rôle est la détection de l'existence de défaut de court-circuit qui nous donne un pourcentage de l'existence d'un défaut sur une période donnée égale à 50 ms.

## Chapitre IV : Commande Tolérante Aux Défaits Active du Moteur BLDC

- Si le pourcentage est inférieur à 30 %, ce type de défaut est considéré comme un défaut fugitif.
  - Si le pourcentage est supérieur à 30%, dans ce cas le défaut est considéré comme un défaut permanent.
- **La deuxième étape** : son rôle est juste de donner un pourcentage de la valeur de la moindres carrés de la moyenne d'erreur (Least Mean Square Error (LMSE)) par rapport à une valeur de LMSE dans un régime sain toutes les 10ms.
- **La troisième étape** : on peut l'appeler une partie décisionnelle, elle décide quelle commande intervient. Il nécessite les résultats des deux autres algorithmes.

### IV.2.3.1. Gestion de la commande tolérante aux défauts pour la machine BLDC

L'organigramme de la figure IV.10 résume le principe de cette technique de commande.

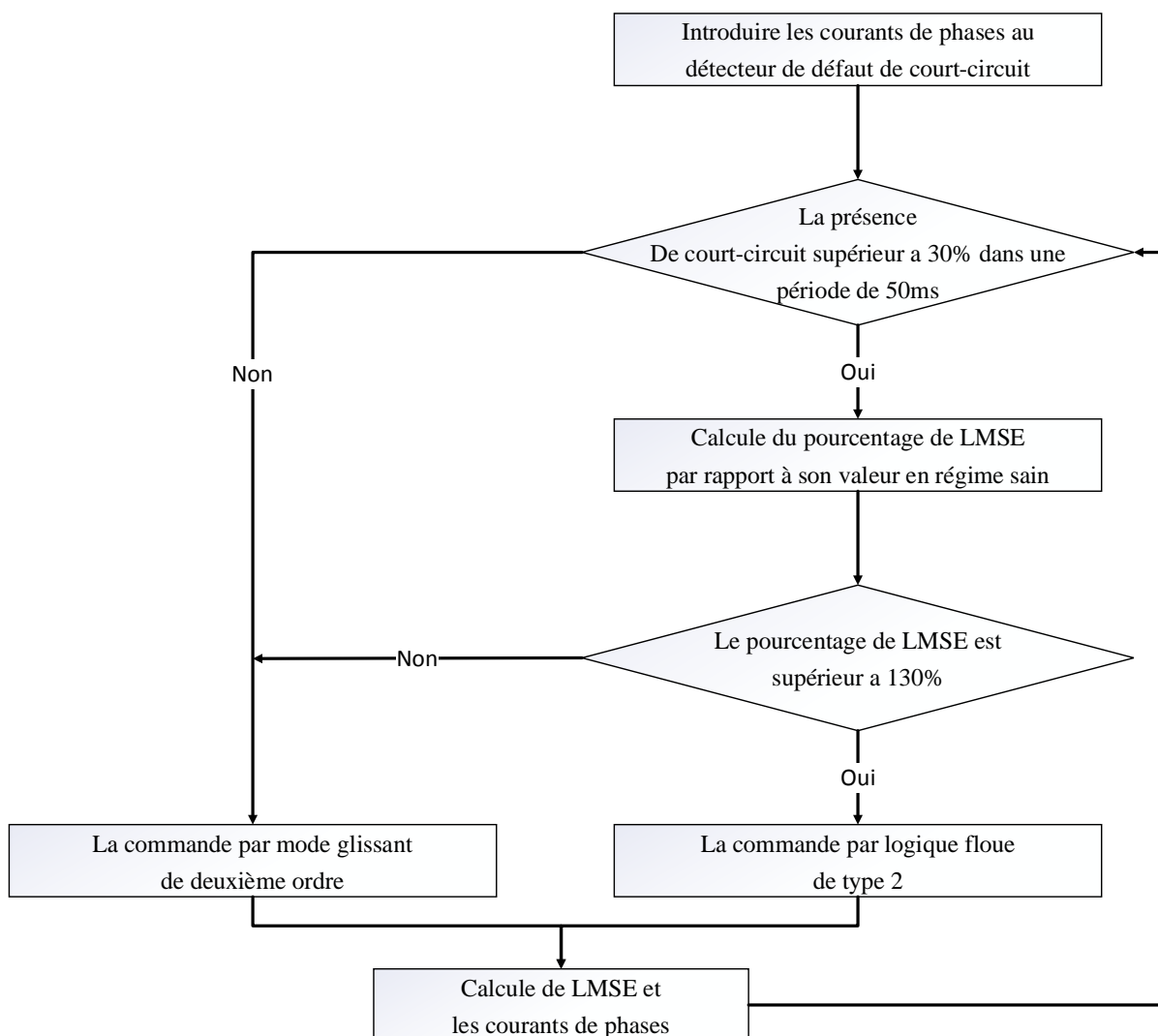


Figure IV.10. Gestion FTC pour moteur BLDC

### IV.3. Résultats et discussion

Dans cette section, les résultats des simulations sont présentés pour illustrer les performances et la robustesse de la loi de commande proposée lorsqu'elle est appliquée au moteur BLDC. Les valeurs des paramètres du moteur sont indiquées dans le Tableau IV.2.

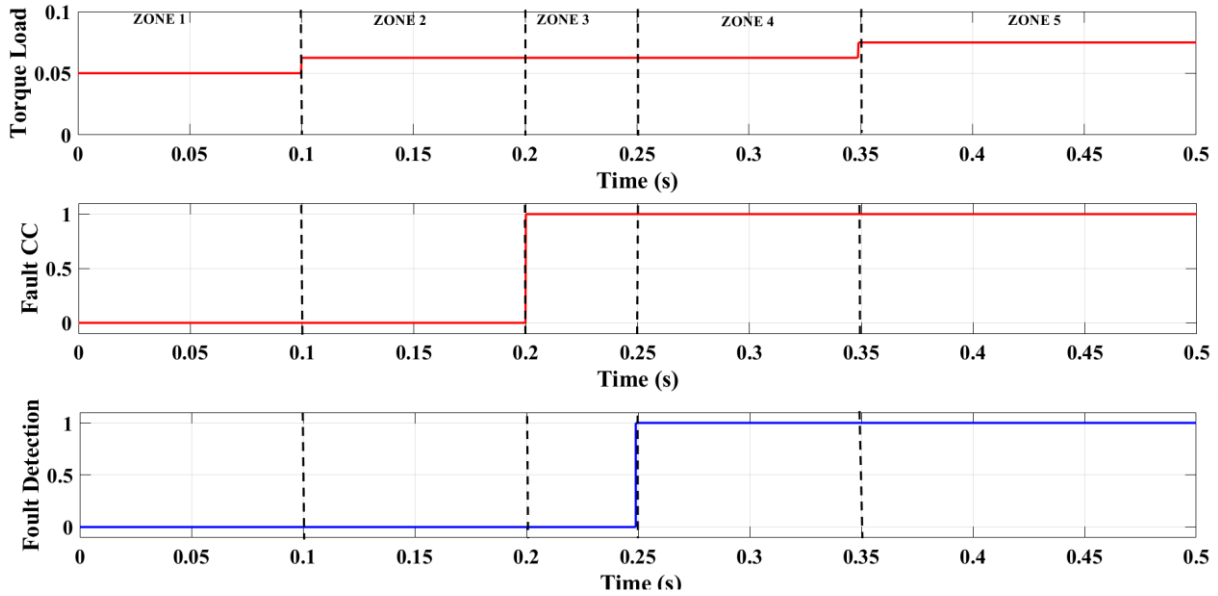
**Tableau IV.2.** Paramètres du moteur BLDC

Paramètre	Symbole	Valeur
Résistance de phase	R	4Ω
Inductance de phase	L <sub>c</sub>	0.002 H
Constante d'inertie	J	4.65e-6 kg.m <sup>2</sup>
Constante contre-EMF	K <sub>e</sub>	26.1e <sup>-3</sup> V/rd.s <sup>-1</sup>
Coefficient de friction	K <sub>f</sub>	1.5e-006 Nm/r.s <sup>-1</sup>
Tension d'alimentation	U <sub>n</sub>	48 (V)
Courant nominal	Je <sub>n</sub>	2 (A)

La figure IV.11 montre le chronogramme de l'application des changements sur le couple résistant et de l'application d'un défaut de court-circuit entre spires sur le moteur BLDC où :

- La ZONE1 représente le moteur à l'état sain.
- La ZONE2 représente l'application du couple résistant augmenté de 25% de sa valeur nominale qui est égale à 0,0625 N.m.
- La ZONE3 représente l'application d'un défaut de court-circuit entre spires avec un pourcentage de 4 %.
- La ZONE4 représente la période avant la détection du défaut de court-circuit par l'algorithme de détection de défaut.
- La ZONE5 représente une deuxième application du couple de charge augmenté de 50% de sa valeur nominale qui est égale à 0,075 N.m.

## Chapitre IV : Commande Tolérante Aux Défaits Active du Moteur BLDC



**Figure IV.11.** Chronogramme des défauts avec signal de détection de défaut

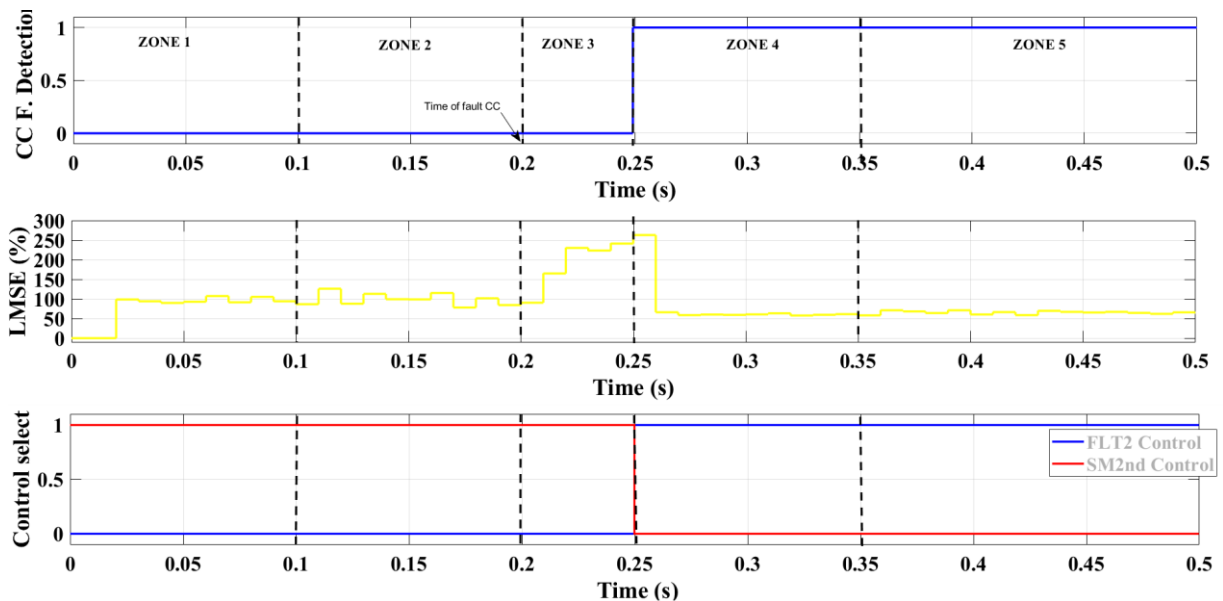
La figure IV.12 montre la commande qui se produit pendant l'existence ou l'absence d'un défaut de court-circuit avec le pourcentage de LMSE dans chaque période de 10 ms où :

Dans la 1ère phase les zones 1, 2 et 3, la commande qui intervient est la deuxième commande Mode Glissant.

Dans les zones 4 et 5 de la 2ème phase, la commande par la logique floue type 2 intervient.

La figure IV.13 représente la réponse en vitesse.

La figure IV.14 présente les courants des trois phases dans les 5 zones différentes.



**Figure IV.12.** Signal de commande avec le signal de détection de défaut pour la commande hybride

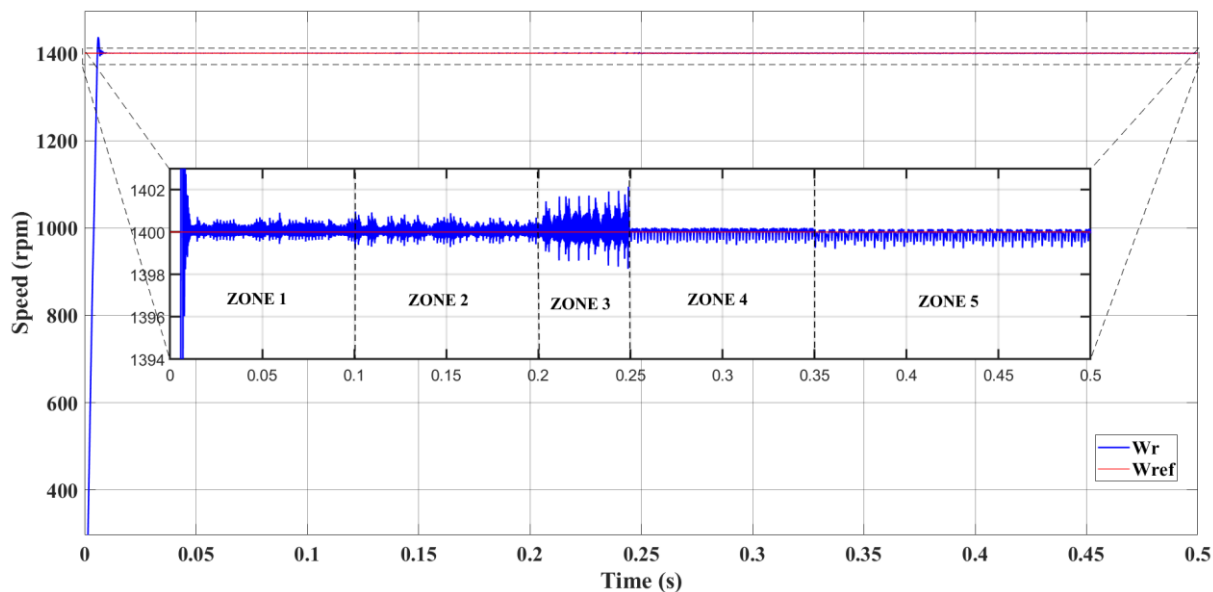


Figure IV.13. La réponse de la vitesse pour la commande par IT2FLC

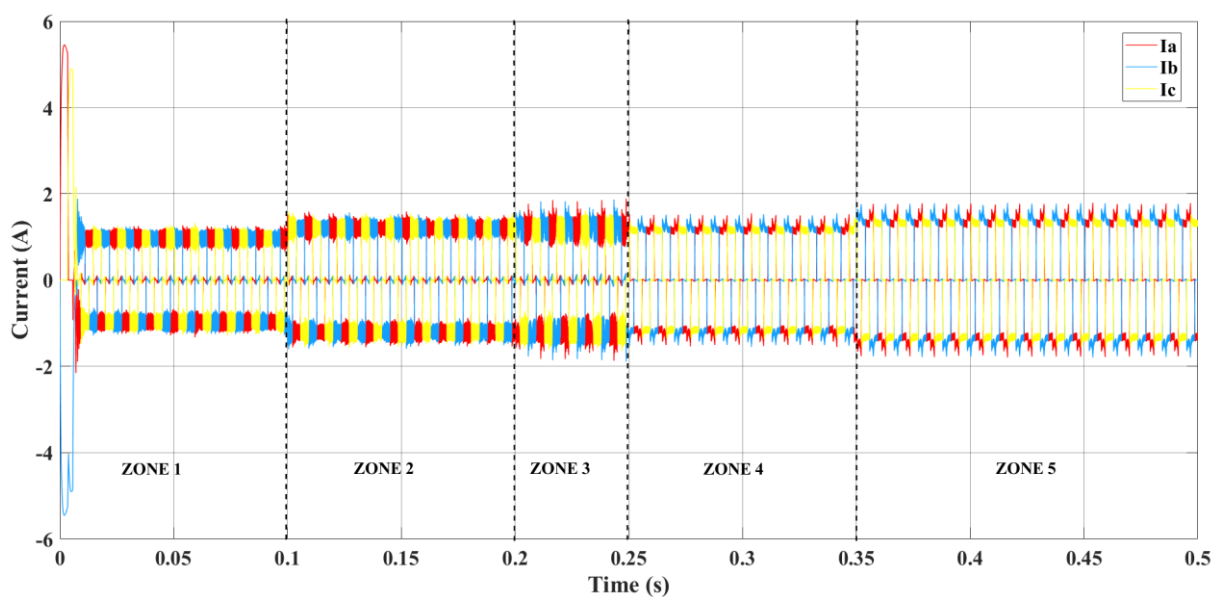


Figure IV.14. Courants triphasés  $I_{abc}$  pour la commande par IT2FLC

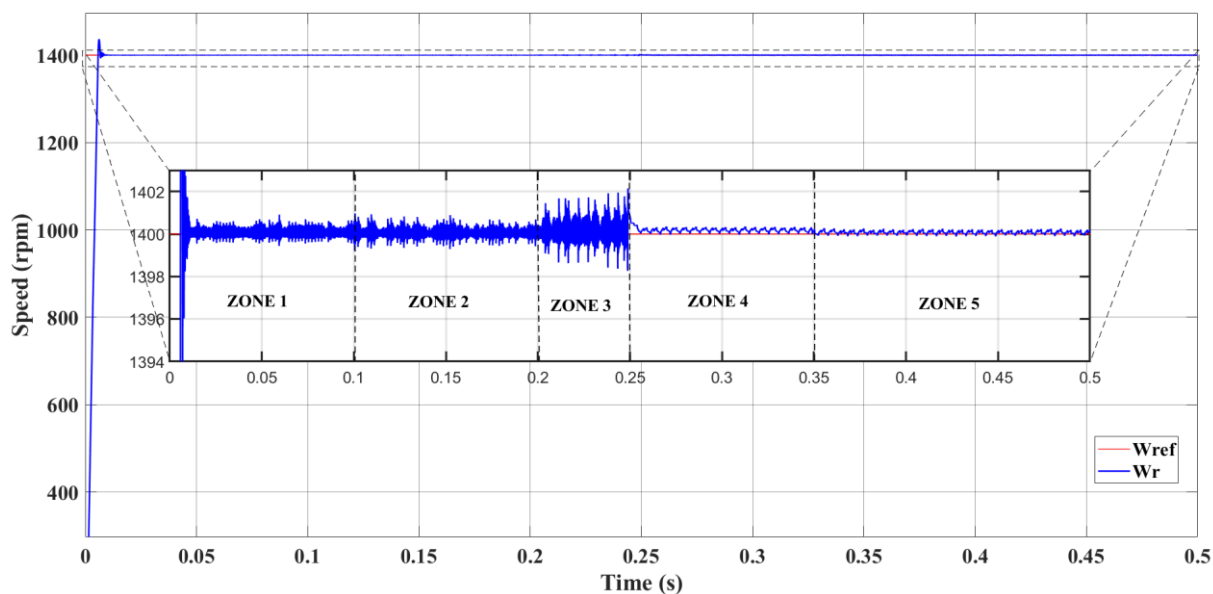


Figure IV.15. La réponse de vitesse pour la commande par IT1FLC

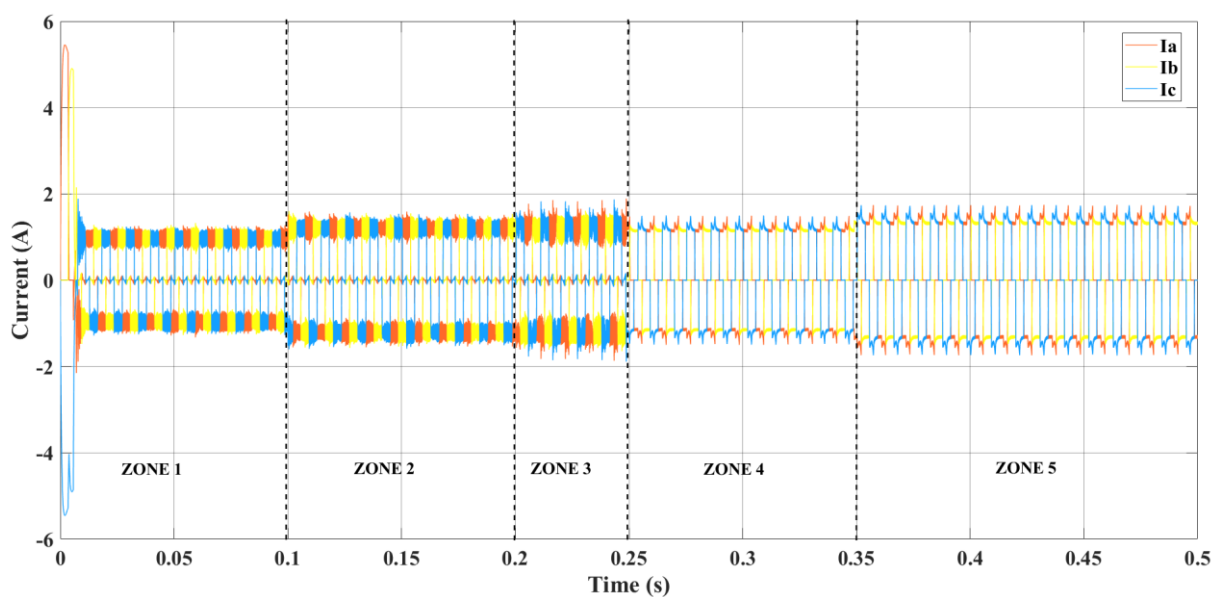


Figure IV.16. Courants triphasés Iabc pour la commande par IT1FLC

La figure IV.15 et la figure IV.16 présentent la réponse en vitesse et les courants des trois phases pour la commande avec IT1FLC afin de montrer la différence de performances entre IT1FLC et IT2FLC.

## Chapitre IV : Commande Tolérante Aux Défauts Active du Moteur BLDC

**Tableau VI.3.** Comparaison entre la commande par IT2FLC et la commande par IT1FLC en mode défaillant

	ISE	IAE	ITSE	ITAE
	$\int_0^T e^2(t)$	$\int_0^T  e(t) $	$\int_0^T te^2(t)$	$\int_0^T t e(t) $
IT2FLC	0,0027	0,0132	8.1540e-04	0,0039
IT1FLC	0,1596	0,1260	0,0481	0,0379

En mode défectueux, quatre critères de performance les plus connus sont utilisés pour effectuer une comparaison quantitative entre la logique floue d'intervalle de type 2 proposée et la logique floue d'intervalle de type 1. Il s'agit de l'intégrale de l'erreur carrée (ISE), de l'intégrale de la valeur absolue de l'erreur (IAE), de l'intégrale du temps multipliée par la valeur carrée de l'erreur (ITSE) et de l'intégrale du temps multipliée par la valeur absolue de l'erreur (ITAE). Les valeurs obtenues pour chaque critère sont résumées dans le tableau IV.3.

Après le test de robustesse, la vitesse avec la commande glissante du deuxième ordre reste pratiquement insensible à la perturbation du couple résistant.

Après la présence d'un défaut de court-circuit, il a été constaté que le basculement entre les commandes se produit après 50 ms, c'est le temps de la détection du défaut dans cette période la commande par mode glissant de second ordre ne nous donne pas les bons résultats, l'algorithme détecte un défaut de court-circuit, puis il commute la commande du mode glissant du second ordre vers la logique floue de type 2. Il y a une nette amélioration des résultats de la commande par logique floue de type 2 par rapport à la commande par mode glissant du second ordre en présence d'un défaut.

Après le deuxième test de robustesse, la vitesse avec la logique floue de type 2 est toujours insensible à une forte augmentation du couple résistant. Donc les tests de commande de la vitesse du moteur BLDC montrent que le mode glissant de second ordre de commande hybride - logique floue de type 2 offre de bonnes performances même en présence d'un défaut externe.

### IV.4. Conclusion

Ce chapitre présente une nouvelle méthode de commande tolérante aux défauts basée sur une commande hybride entre la commande à logique floue de type 2 et la commande à mode glissant du deuxième ordre pour un moteur BLDC avec défaut de court-circuit entre les spires et les variations de paramètres. Ce moteur exige des performances tolérantes aux défauts dans le secteur industriel, pour atteindre notre objectif, un modèle mathématique continu du moteur BLDC a été présenté. Sur la base de ce modèle, nous avons synthétisé deux stratégies de commande pour le moteur BLDC basées sur la combinaison entre la logique floue de type 2 et

## Chapitre IV : Commande Tolérante Aux Défauts Active du Moteur BLDC

---

les modes glissants du deuxième ordre. on utilise un algorithme de détection des déséquilibres de courant de phase et de court-circuit entre spires, cet algorithme joue le rôle d'un observateur ou FDI pour éliminer ce défaut, les deux méthodes de commande, qui ont vérifié la condition suffisante de stabilité selon la théorie de Lyapunov, sont conçues pour améliorer les performances statiques et dynamiques du BLDC en cas d'apparition du défaut. Les résultats de simulation obtenus illustrent les bonnes performances de la méthode proposée dans le cas de défaillance lorsqu'on les compare à l'hybridation de cette technique avec la logique floue de type 1. Ce travail nous a permis de conclure que la commande par l'hybridation entre les techniques d'intelligence artificielle peut tolérer certains défauts importants tels que : défaut de court-circuit entre spires et variations de paramètres.

# Conclusion générale

Le travail réalisé dans cette thèse, concerne la commande tolérante aux défauts d'un moteur à courant continu sans balais (BrushLess Direct Current Motor BLDCM). L'objectif de ce travail était la proposition des techniques de commande tolérante aux défauts, passive et active pour améliorer les performances de la machine en cas de fonctionnement défectueux pour assurer la continuité de fonctionnement de tous les systèmes qui utilise la machine BLDC.

Le moteur BLDC présente plusieurs avantages par rapport aux autres moteurs pour le système de propulsion électrique, tels que réduction au niveau de volume, rendement élevé (dû à l'absence des pertes au niveau du rotor), la fiabilité élevée à cause de l'élimination de certains problèmes au niveau de l'excitation

Nous avons commencé cette thèse par un bref aperçu sur le principe du moteur BLDC, puis les caractéristiques et la construction de cette machine, suivi par un état de l'art sur les différentes stratégies de la CTD, on présentera leur avantages et inconvénient pour chaque méthode.

Après on a fait la modélisation de la moteur BLDC, on a présenté d'un modèle dynamique sous forme des équations différentielles des courant de phases puis nous avons établi un modèle dynamique pour le courant continu DC1 et DC2 pour faciliter les procédures de synthèse les lois de commande. Des simulations avec le MATLAB dans les deux cas de fonctionnement normale et dégradé seront présentées dans ce chapitre.

Puis on a présenté l'approche passive de la commande tolérante aux défauts pour le moteur BLDC avec une perturbation externe. On a appliqué la commande robuste par Backstepping. On a utilisé la théorie de Lyapunov pour prouver la stabilité du notre système. Une étude comparative via des résultats de simulation avec la commande classique PI a prouvé l'efficacité et la robustesse de la commande tolérante aux défauts passifs proposés vis à vis des perturbations externes.

Finalement, pour l'approche active, on a proposé une commande hybride entre la logique floue de type 2 et la commande avec le mode glissant de deuxième ordre avec un algorithme qui détecte l'existence de défaut de court-circuit entre spires et décide qui est la commande qui va intervenant. Une comparaison de notre technique avec la commande par logique flous type 1 en utilisant plusieurs critères de comparaison, les résultats de simulation obtenus après

## Conclusion Générale

l'application de notre commande présente bonnes performances même en présence d'un défaut externe.

# Bibilographie

- [1] B. AZOUI : « Conception and Realization of a Three-Phase Brushless DC Motor (BLDCM) for Solar Application ». Doctorate Thesis. University of Batna (Algérie).Mai 2002.
- [2] W. H. YEADON, A. W. YEADON : « Hand book of Small Electric Motors ».McGraw-Hill. Two Penn Plaza, New York. 2001
- [3] A. VARSANI : « Low Cost Brushless DC Motor Controller ». Bachelor ofEngineering. University of Queensland. November, 2003.
- [4] «Magtech Brushless Motor Source Book ». Axsys Technologies, Inc. Motion Control Products San Diego. April, 2002
- [5] Moczala, Helmut. Small electric motors. No. 26. IET, 1998.
- [6] Quan-Yong Fan et Guang-Hong Yang. “Event-based fuzzy adaptive faulttolerant control for a class of nonlinear systems”. In : IEEE Transactions on Fuzzy Systems 26.5 (2018), p. 2686-2698.
- [7] Xiao He et al. “Fault-tolerant control for an Internet-based three-tank system : Accommodation to sensor bias faults”. In : IEEE Transactions on Industrial Electronics 64.3 (2017), p. 2266-2275.
- [8] Reliability of fault tolerant control systems : Part I and II. In : Proc. of the40th IEEE Conf. on Decision and Control, Orlando, USA. pp. 1460–1471.
- [9] Rodrigues, M., Theilliol, D., & Sauter, D. (2006). Active actuator fault tolerant control design for polytopic LPV systems. IFAC Proceedings Volumes, 39(13), 462-467.
- [10] Eterno, J. S., D. P. Looze, J. L. Weiss and A. S. Willsky (1985). Design issues for fault-tolerant resstructurable aircraft control. In : Proc. of the 24th IEEE Conference on Decision and Control, Fort Lauderdale
- [11] Zhou, K. (2000). A new controller architecture for high performance, robust and fault tolerant control. In : Proc. of the 39th IEEE Conference on Decision and Control, Sydney, Australia.
- [12] Chen, J. and R.J. Patton (2001). Fault-tolerant control systems design using the linear matrix inequality approach. In : Proc. of the 6th European Control Conference, Porto, Portugal.

- [13] Niemann, H. and J. Stoustrup (2003). Passive fault tolerant control of double inverted pendulum-a case study example. In : Proc. of the 5th Symposium Safeprocess, Washington.D.C, USA. pp. 1029–1034.
- [14] Zhao, Q. and J. Jiang (1998). Reliable state feedback control system design against actuator failure. *Automatica* **34**(10), 1267–1272.
- [15] Veillette, R. (2002). Design of reliable control systems. *IEEE Transactions on Automatic Control* **37**, 290–304.
- [16] Suyama, Koichi. "What is reliable control?." *IFAC Proceedings Volumes* 35.1 (2002): 465-470.
- [17] Jing Wang et al. "Unified architecture of active fault detection and partial active fault-tolerant control for incipient faults". In : *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics : Systems* 47.7 (2017), p. 1688-1700.
- [18] Carole Lebreton et al. "Passive Fault Tolerant Control of PEMFC air feeding system". In : *International Journal of Hydrogen Energy* 41.34 (2016), p. 15615- 15621.
- [19] Yao Zhang, Shengjing Tang et Jie Guo. "Adaptive-gain fast super-twisting sliding mode fault tolerant control for a reusable launch vehicle in reentry phase". In : *ISA transactions* 71 (2017), p. 380-390.
- [20] Gang Chen, Yongduan Song et Frank L Lewis. "Distributed fault-tolerant control of networked uncertain Euler–Lagrange systems under actuator faults". In : *IEEE transactions on cybernetics* 47.7 (2017), p. 1706-1718.
- [21] Gang Tao, Suresh M Joshi et Xiaoli Ma. "Adaptive state feedback and tracking control of systems with actuator failures". In : *IEEE Transactions on Automatic Control* 46.1 (2001), p. 78-95.
- [22] Wei Wang et Changyun Wen. "Adaptive compensation for infinite number of actuator failures or faults". In : *Automatica* 47.10 (2011), p. 2197-2210.
- [23] Zhang, Ke, Bin Jiang, and Peng Shi. "Fast fault estimation and accommodation for dynamical systems." *IET Control Theory & Applications* 3.2 (2009): 189-199.
- [24] Jie Chen et Ron J Patton. *Robust model-based fault diagnosis for dynamic systems*. T. 3. Springer Science & Business Media, 2012.
- [25] Gang Chen, Yongduan Song et Frank L Lewis. "Distributed fault-tolerant control of networked uncertain Euler–Lagrange systems under actuator faults". In : *IEEE transactions on cybernetics* 47.7 (2017), p. 1706-1718.
- [26] Liu, Yishi, et al. "Fault Diagnosis and Reconfigurable Control for Commercial Aircraft with Multiple Faults and Actuator Saturation." *Aerospace* 8.4 (2021): 108.
-

- [27] Alain Haddad. “Stratégie de commande tolérante aux fautes active pour des systèmes suractionnés”. Thèse de doct. Lille 1, France, 2014.
- [28] Brian González-Contreras. “Contribution à la Tolérance aux Défauts des Systèmes Linéaires : Synthèse de Méthodes d’Accommodation Fondée sur l’Information du Second Ordre”. Thèse de doct. Université Henri Poincaré-Nancy 1, France, 2009.
- [29] Douglas J Leith et William E Leithead. “Survey of gain-scheduling analysis and design”. In : *International journal of control* 73.11 (2000), p. 1001-1025.
- [30] M Staroswiecki. “Fault tolerant control : the pseudo-inverse method revisited”. In : *IFAC Proceedings Volumes* 38.1 (2005), p. 418-423.
- [31] Guoping P Liu et Ron Patton. *Eigenstructure assignment for control system design*. John Wiley & Sons, Inc., 1998.
- [32] Brian González-Contreras. “Contribution à la Tolérance aux Défauts des Systèmes Linéaires : Synthèse de Méthodes d’Accommodation Fondée sur l’Information du Second Ordre”. Thèse de doct. Université Henri Poincaré-Nancy 1, France, 2009.
- [33] Youmin Zhang et Jin Jiang. “Issues on integration of fault diagnosis and reconfigurable control in active fault-tolerant control systems”. In : *IFAC Proceedings Volumes* 39.13 (2006), p. 1437-1448.
- [34] Hassan Noura et al. *Fault-tolerant control systems : Design and practical applications*. Springer Science & Business Media, 2009.
- [35] César Martínez Torres. “Commande tolérante aux défauts : une approche basée sur la platitude”. Thèse de doct. Université de Bordeaux, France, 2014
- [36] S. Rama Reddy et all: « Modeling and simulation of closed loop controlled VSI fed PMBLDC motor », *International Journal of Advanced Engineering Technology* EISSN 0976-3945.
- [37] T.V. Narmadha et all : «speed control of PMBLDC drive with gate control method using conventional and fuzzy controller», *International Journal of Engineering Science and Technology*, Vol. 2(11), 2010, 6663-6674.
- [38] J. Faiz et all: « 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.
- [39] H. B. Hancen, et all: « 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. Octobre. 2007.

- [40] C. Gencer, et all: « Modeling and Simulation of BLDCM Using MATLAB/SIMULINK ». IEEE Journal of Applied Sciences 6 (3): 688-691, 2006.
- [41] Rambabu, S. "Modeling and control of a brushless DC motor." Master of Thesis In Power Control and Drives Technology, National Institute of Technology Rourkela (2007). A. Moussi, A. Turki: « An improved efficiency permanent magnet brushless DC motor PV pumping system». LARHYSS Journal, N°.01, Mai 2002.
- [42] 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.
- [43] A. Terki: « control flou- génétique hybride d'un moteur BLDC dans un système de pompage photovoltaïque ».thèse de doctorat, université de Beskra. 2011.
- [44] B. AZOUI: « Conception and Realization of a Three-Phase Brushless DC Motor(BLDCM) for Solar Application ». Doctorate Thesis. University of Batna (Algérie).Mai 2002.
- [45] Han, Q., N. Samoylenko, and J. Jatskevich. "Comparison of brushless DC motor drives with 180/120-degree inverter systems." 2007 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. IEEE, 2007.
- [46] 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.
- [47] M. BOUHRİK: « 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.
- [48] S.Chaouch et M.-S. Saïd, «Backstepping control design for position and speed tracking of DC motors» Asian journal of information technology, Medwell journals,, 2006.
- [49] J.J.Slotine, « Applied nonlinear control», Prentice Hall, 1991.
- [50] A.R.Benaskeur, « Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires »Thèse PhD., Université Laval, Canada, Février2000.
- [51] L.Douha, «Commande adaptative par backstepping en utilisant les réseaux de neurones» Mémoire de magister, Université de Batna, Mai 2004.
- [52] M.Mokhtari, «Commande adaptative des systèmes non linéaires backstepping» Mémoire de magister, Université de Batna, Septembre 2003.

- [53] F. Eshbair, « modélisation et commande d'un système multi-motor par la technique de commande Backstepping », Université du Québec, Aout 2005.
- [54] Fauroux, J.C., Sanchez, C., Sartor, M. (1998). Application d'une methode de classement par la logique floue à la conception preliminaire de mecanismes application of a fuzzy logic ordering method to preliminary mechanism design.
- [55] Loukal, K., Benalia, L. (2016). Interval type-2 fuzzy gain-adaptive controller of a doubly fed induction machine (DFIM). *Journal of Fundamental and Applied Sciences*, 8(2): 470-493. <https://doi.org/10.4314/jfas.v8i2.20>
- [56] Levant, A. (1993). Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International Journal of Control*, 58(6): 1247-1263. <https://doi.org/10.1080/00207179308923053>
- [57] Sudha, K.R., Santhi, R.V. (2011). Robust decentralized load frequency control of interconnected power system with generation rate constraint using type-2 fuzzy approach. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 33(3): 699-707. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2010.12.027>
- [58] Lam, H.K., Seneviratne, L.D. (2008). Stability analysis of interval type-2 fuzzy-model-based control systems. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, 38(3): 617-628. <https://doi.org/10.1109/TSMCB.2008.915530>
- [59] Patel, H.R., Shah, V.A. (2018). A framework for fault-tolerant control for an interacting and non-interacting level control system using ai. In *ICINCO*, (1): 190-200.
- [60] Wu, D. (2013). Two differences between interval type-2 and type-1 fuzzy logic controllers: Adaptiveness and novelty. In *Advances in Type-2 Fuzzy Sets and Systems*, pp. 33-48. [https://doi.org/10.1007/978-1-4614-6666-6\\_3](https://doi.org/10.1007/978-1-4614-6666-6_3)

## Résumé

Aujourd'hui, les moteurs à courant continu sans balais (BLDC) sont de plus en plus utilisés pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Cette thèse concerne la commande tolérante aux défauts du moteur à courant continu sans balais. Tout d'abord, nous avons présenté les concepts de base et le principe de fonctionnement de ce moteur ainsi que le contrôle tolérant aux défauts par des approches à la fois passives et actives. Ensuite, nous avons développé le modèle machine pour le mode sain et défectueux. Puis, nous avons synthétisé les lois de commande : commande tolérante aux défauts passifs basés sur la commande par Backstepping en cas de défaut d'actionneur. Et à propos de l'approche active, une commande hybride entre la commande logique floue de type 2 et la commande glissante de second ordre a été effectuée en cas de défaut de court-circuit entre des spires. Finalement, Une analyse comparative de ces méthodes a été faite sur la base des résultats de simulation et des indicateurs de performance obtenus sur la machine BLDC défectueuse. Ces résultats ont prouvé que ces trois approches proposées garantissent la stabilité du système en boucle fermée à l'état sain et défectueux.

**Mots clés :** Machine à courant continu sans balais (BLDC), Défaut, Commande tolérante aux défauts, commande par Backstepping, logique floue type-2, mode glissant deuxième ordre

## Abstract

Today, brushless DC motors (BLDC) are increasingly used for reliability and power segmentation reasons. This thesis concerns the fault-tolerant control of the brushless DC motor. First, we presented the basic concepts and operating principles of this engine as well as the fault-tolerant control using both passive and active approaches. Then we created a machine model for both the healthy mode and the defective case. Then, we synthesized the control laws: passive fault tolerant control based on Backstepping control in case of actuator failure. And about the active approach, a hybrid control between the fuzzy logic type 2 control and the sliding mode second order control was performed in case of a short circuit fault between spires. Finally, a comparative analysis of these methods was made on the basis of the simulation results and the performance indicators obtained on the defective BLDC machine. These results proved that these three proposed approaches ensure the stability of the closed-loop system in both a healthy and defective state.

**Keywords:** Brushless Direct Current Machine (BLDC), Fault, Fault Tolerant Control, Backstepping Control, Type-2 Fuzzy Logic, Second Order Sliding Mode

## ملخص

اليوم، يتم استخدام المحركات ذي التيار المستمر بدون فرشاة بشكل متزايد لأسباب الموثوقية وتقسيم الطاقة. تتعلق هذه الأطروحة بدون فرشاة. أولاً بالتحكم المتسامح مع الخطأ في محركات التيار المستمر، قدمنا المفاهيم الأساسية ومبدأ التشغيل لهذا المحرك بالإضافة إلى التحكم المتسامح مع الأخطاء بنوعيه النشاط والخامل. ثم طورنا نموذج الآلة لوضع العادي واثناء حدوث خطأ. بعد ذلك، قمنا بتجميع قوانين التحكم: التحكم الخامل المتسامح مع الخطأ بناءً على التحكم في التراجعي في حالة خطأ مع المحرك. وفيما يتعلق بالنهج النشط، تم إجراء تحكم هجين بين التحكم المنطقي الضبابي من النوع 2 وتحكم النمط الانزلاقي من الدرجة الثانية في حالة حدوث خطأ دائرة قصيرة بين الملفات. وأخيراً، أجرى تحليل مقارن لهذه الأساليب على أساس نتائج المحاكاة ومؤشرات الأداء التي تم الحصول عليها من المحرك ذا التيار المستمر بدون فرشاة المعيب. أثبتت هذه النتائج أن هذه النهج الثالثة المقترحة تضمن استقرار النظام في الحلقة المغلقة سواء في الحالة العادية أو عند وجود خلل.

**الكلمات المفتاحية:** محرك التيار المستمر بدون فرشاة، خطأ، تحكم المتسامح مع الخطأ، تحكم تراجعي، تحكم منطقي غامض من النوع 2، تحكم نمط الانزلاقي من الدرجة الثانية