

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES
FILIERE : AUTOMATIQUE
SPECIALITE : AUTOMATIQUE ET SYSTEME



FACULTE : TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME DE MASTER

Présenté par :

NAIDJI Assia

THEME

Commande Floue-Glissant d'un Moteur

BLDC

Soutenu le *10/06/2018* devant le jury composé de :

ZEGHLACHE Samir

Université M'SILA

Président

BOUGUERRA Abderrahmane

Université M'SILA

Encadreur

MEKKI Hemza

Université M'SILA

Examineur

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2017/ 2018

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

REMERCIEMENTS

Avant toute chose, on remercie Allah le tout puissant de m' avoir données le courage, la patience et la force durant toutes ces années d'étude.

Je suis très reconnaissant à Monsieur Abderrahmen Bouguerra et mon remerciement pour m' avoir encadré et en particulier pour son soutien, sa gentillesse, son encouragement, ses conseils et sa patience pendant la période de la réalisation de ce travail.

Mr :DILMI Izzeddine pour ses aides et conseils soutien.

Mes sincère remerciement aux messieurs les membres de jury qui j'ai fais l'honneur en acceptant d'examiner ce travail.

Mes remerciement vont aussi aux enseignants du département de génie électrique qui ont contribué à notre formation.

Enfin, un remerciement spécial aux étudiants de la 2eme année Master de la spécialité de génie électrique spécifiquement la spécialité Automatique.

DÉDICACES

Je dédie ce modeste travail :

A mes chers parents rabah et Akila,

Pour leur soutien inconditionnel, leurs

encouragements, et bien sûr pour

m'avoir permis de réaliser mes études

dans les meilleures conditions.

A mon frère Islam et ma seur Sara.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

A tous les enseignants qui m'ont aidé

de proche ou de loin pour être un jour

un Master.

A ceux qui m'ont soutenu pendant

toute la durée de mes études.

Naidji Assia

Table de matière

Introduction Générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I : Généralités sur les moteurs BLDC

I.1 Introduction.	3
I.2 Composition d'un moteur BLDC.....	3
I.3 Constitution du Moteur BLDC.....	4
I.4 Le Système de Détection de la Position du Rotor.	5
➤ Capteurs à effet Hall.....	5
I.5 Principe de fonctionnement de Moteurs BLDC.	6
I.6 Caractéristique du BLDC.	8
I.7 Les différents types de Moteurs BLDC.....	8
I.7.1 Moteurs brushless outrunner.	8
I.7.2 Moteurs brushless inrunner.	9
I.7.3 Moteurs brushless disques :	10
I.8 Architecture et représentation du Moteur BLDC.	10
I.9 Comparaison entre les moteurs.	11
I.10 Démarrage d'un moteur BLDC.	11
I.11 les avantages et les inconvénients du moteur BLDC.	12
I.11.1 les avantages.....	12
I.11.2 les inconvénients	13
I.12 Conclusion.	14

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

II.1 Introduction.	15
II.2 Modèle mathématique du Moteur BLDC.	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 Machine-Commutateur Electronique.	19

II.3 Expressions des Courants de Phase.....	21
II.4 Modèle Continu du moteur BLDC.....	31
II.4.1 Modèle Continu du moteur BLDC lorsque deux Phases sont Alimentées (Mode DC1).	31
II.4.1.1 Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.....	35
II.4.1.2 Constantes de temps Mécaniques et Electriques.....	35
II.4.2 Modèle Continu du moteur BLDC lorsque trois Phases sont Alimentées (Mode DC2).	37
II.4.2.1 Le Schéma Fonctionnel du Moteur BLDC pour le Mode DC2.	39
II.5 Résultats de Simulation.....	40
II.5.1 Simulation en Boucle Ouverte.....	40
II.6 Conclusion.....	43

Chapitre III : Commande par Mode glissant

III.1 Introduction.....	44
III.2 Principe de la commande à régime glissant.....	44
III.3 Théorie de la Commande par Mode de Glissement.....	44
III.3.1 Choix des Surfaces de Glissement.	45
III.3.2 Condition de Glissement.	46
III.3.3 Synthèse de la Commande.	47
III.3.4 Expression analytique de la commande.....	48
III.3.5 Elimination du phénomène du chattering.....	49
III.3.6 Les différentes structures de la commande par mode de glissement.....	50
III.3.6.1 Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande.....	50
III.3.6.2 Structure par Commutation au Niveau d'une Contre Réaction d'Etat.	51
III.3.6.3 Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Equivalente.....	52
III.4 Applications au Moteur à Courant Continu sans Balais (BLDCM).....	52
III.4.1 Réglage de la Vitesse.....	53
III.4.2 Réglage du Courant.	55
III.4.3 Validation de la Commande pour le Mode DC2.	56
III.5 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse.	57
III.6 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse.....	60
III.6. Conclusion.	63

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

IV.1 Introduction.	64
IV .2 Commande par mode glissant flou.	64
IV.2.1. Mise en œuvre de la commande par mode glissant flou.	65
IV.3 Réglage par la commande floue-glissant.	70
• Définition des Entrées / Sorties	70
IV.3.1 Définition des fonctions d'appartenance.	71
IV.3.2 Base de Règle.	73
IV.3.3 Défuzzification.	74
IV.4 Résultats de la Simulation.	75
a. Commentaires sur les Résultats	76
b. Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse.	77
c. Commentaires sur les Résultats	78
IV.5 Conclusion.	78
Conclusion Générale.	79

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : Généralités sur les moteurs BLDC

Figure I.1 : Les Composant d'un moteur BLDC	03
Figure I.2 : Parties principales du moteur BLDC : (a)Machine Synchrone, (b) Circuit de commutation électronique, (c)source DC.....	04
Figure I.3 : Capteur à effet hall	06
Figure I.4 : Principe de fonctionnement d'un moteur BLDC triphasé	07
Figure I.5 : Moteurs brushless outrunner.....	08
Figure I.6 : Moteurs brusheless inrunner	09
Figure I.7 : Moteurs brushless disques	10
Figure I.8 : Bobinages de différents moteurs.....	10

CHAPITRE II : Modélisation du Moteur BLDC

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'ensemble moteur-commutateur	21
Figure II.6 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur	24
Figure II.7 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	25
Figure II.8 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	26

Figure II.9 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	24
Figure II.10 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur	27
Figure II.11 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.	28
Figure II.12 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur	28
Figure II.13 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.	29
Figure II.14 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur	30
Figure II.15 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.	30
Figure II.16 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur	31
Figure II.17 : Structure d'un commutateur-moteur BLDC lorsque deux phases sont alimentées.....	32
Figure II.18 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC.....	35
Figure II.19 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC, lorsque l'inductance \hat{L} est faible, ou que la constante de temps électrique T_e est beaucoup plus petite que la constante de temps mécanique T_m ($T_e \ll T_m$)	37
Figure II.20 : Structure d'un commutateur-moteur BLDC lorsque deux phases sont alimentées.....	37
Figure II.21 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC dans le mode DC2.	39
Figure II.22 : Courant i_d (i_d en rouge pour le model DC) en régime statique pour le sens direct.....	41
Figure II.23 : Courant i_d (i_d en rouge de model DC) en régime de démarrage dans le sens direct.....	41

CHAPITRE III : Commande par Mode glissant

Figure III.1 : Convergence du système glissant	44
Figure III.2 : Valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min}	47

Figure III.3 : Représentation de la fonction <i>sign</i>	48
Figure III.4: Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.....	50
Figure III.5 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état	50
Figure III.6 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente	50
Figure III.7 : Schéma de principe pour la commande du BLDC	52
Figure III.8 : Forme des Signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes dans le sens direct.....	57
Figure III.9 : Forme des courants de phases dans le sens direct.....	58
Figure III.10 : Forme de la vitesse dans le sens direct.....	58
Figure III.11 : Forme du courant i_a dans le sens direct.....	58
Figure III.12 : Couple du moteur C_e dans le sens direct	59
Figure III.13 : Forme de courant i_a et FEM e_a de la phase a dans le sens direct	59
Figure III.14: Formes de la vitesse et de courant	60
Figure III.15: Formes de la vitesse et de courant.....	60
Figure III.16 : Formes de la vitesse et de courant.....	61

CHAPITRE IV : Commande hybride Floue-glissant

Figure IV.1 : Partition floue de l'espace autour de la surface de glissement dans le plan de phase.....	66
Figure IV.2 : Fonctions d'appartenance : (a) l'entrée s , (b) la sortie uf	66
Figure IV.3 : Résultats de l'inférence des règles floues pour différentes valeurs de r	68
Figure IV.4 : Schéma de principe pour la commande du moteur BLDC.....	69

Figure IV.5 : Fuzzification des entrées $e_w, \Delta e_w$	70
Figure IV.6 : Fuzzification des entrées $e_c, \Delta e_c$	71
Figure IV.7 : Fonctions d'appartenance pour le courant de référence i_{ref}	71
Figure IV.8 : Fonctions d'appartenance pour la commande u_c	72
Figure IV.9 : Relation entre les entrées et les sorties pour le boucle de vitesse.....	73
Figure IV.10 : Relation entre les entrées et les sorties pour le boucle de courant....	73
Figure IV.11 : Forme des signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes dans le sens direct.....	74
Figure IV.12 : Forme des courants de phases dans le sens direct	74
Figure IV.13 : Forme de la vitesse dans le sens direct.....	75
Figure IV.14 : Forme du courant i_a dans le sens direct	75
Figure IV.15: Couple du moteur C_e dans le sens direct.....	75
Figure IV.16 : Forme de courant i_a et FEM e_a de la phase a dans le sens direct.....	75
Figure IV.17 : Formes de la vitesse et de courant.....	76
Figure IV.18 : Formes de la vitesse et de courant.....	76
Figure IV.19 : Formes de la vitesse et de courant.....	87

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I : Généralités BLDC

Tableau I.1 Avantages et inconvénients des moteurs

Electriques..... 11

CHAPITRE II : Modélisation du Moteur BLDC

Tableau II.1 : Expressions des FEMs des 3 phases ea , eb , ec sur une

période..... 21

CHAPITRE IV : Commande hybride Floue-glissant

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

vitesse..... 72

Tableau IV.12 : Table des règles de décision pour le contrôleur de

courant..... 72

Introduction Générale

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé que possible.

Le moteur à courant continu est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement.

La recherche s'orientation vers une meilleure exploitation d'actionneurs robustes, avec des caractéristiques améliorées (robustesse, fiabilité électromécanique, rendement et couple élevé, possibilités de élevé la vitesse). Parmi ces actionneurs à aimant permanent, on trouve le moteur à courant continu sans balais (en anglais : Brushless DC Motor «BLDCM »), ce moteur est une copie quasi conforme du moteur DC à collecteur, à la différence près que la fonction de commutation, réalisée mécaniquement par le collecteur dans le cas de la machine DC, est effectuée électroniquement, sans aucun contact mécanique entre stator et rotor.

La particularité de la machine BLDC est que le stator est muni de capteurs qui permettent de détecter la position du rotor afin de commander l'électronique qui assure les commutations des courants dans les phases.

L'objectif principal de ce travail est de développer des commandes flou-glissant d'un moteur BLDC. Dans ce but, le travail à effectuer comporte :

- Modélisation de la machine BLDC triphasée dans un fonctionnement moteur ou générateur pour le sens de rotation direct et inverse ;
- Modèle continu de la machine BLDC triphasée ;
- Etude de la commande par mode glissant et commande flou-glissant ;
- Application de la commande par mode glissant et commande flou-glissant à la machine BLDC ;

Introduction Général

- Etude comparative entre les différentes commandes proposées.

Pour satisfaire les besoins de ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à une définition du BLDC avec leur principe de fonctionnement , et citer leur caractéristique et constitution

Au deuxième chapitre on modélise la machine BLDC pour le modes de fonctionnement mode moteur, La modélisation faite pour le sens de rotation direct et en tentant compte de la chute de tension introduite par les interrupteurs électroniques.

Le troisième chapitre traite quelques notions de la théorie de la commande par les modes de glissement. Par la suite, nous appliquons cette commande à la machine BLDC en utilisant la même structure en cascade pour asservir la vitesse du moteur BLDC.

Le quatrième chapitre traite quelques notions théoride la commande par les modes de glissement. Par la suite, nous appliquons cette commande à la machine BLDC en utilisant la même structure en cascade pour asservir la vitesse du moteur BLDC.

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

Chapitre I : Généralités sur les moteurs BLDC

I.1 Introduction.

De nos jours les moteurs à aimant permanent sans balais à courant continu (BLDC) sont de plus en plus populaires. Le moteur sans balais est ainsi devenu la solution idéale pour les applications d'aujourd'hui, de plus en plus exigeantes en termes de durée de vie et de fiabilité, d'encombrement et de poids, de consommation électrique (rendement), de faible niveau sonore et de variation de débit (asservissement), (en anglais "Brushless Direct Current BLDC")[1], [2].

I.2 Composition d'un moteur BLDC.

Un moteur brushless comporte les mêmes éléments qu'un moteur à courant continu, excepté le collecteur, mais l'emplacement des bobines et des aimants permanents sont inversés. Le rotor est composé d'un ou plusieurs aimants permanents, et le stator de plusieurs bobinages.

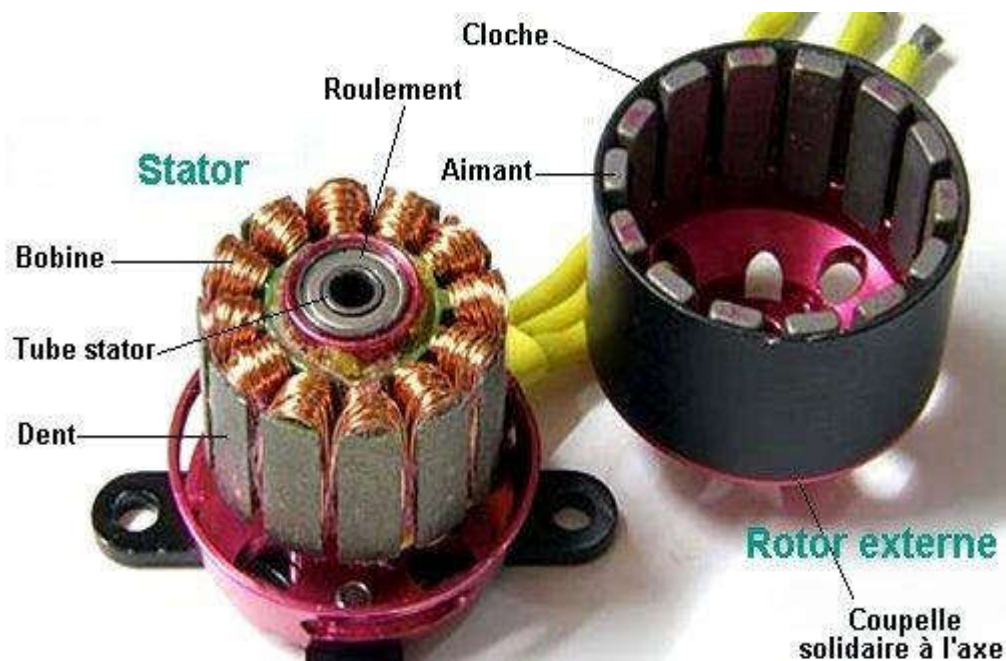


Figure I.1 : Les Composant d'un moteur BLDC. [3].

Chapitre I : Généralités sur les moteurs BLDC

I.3 Constitution du Moteur BLDC.

Le moteur BLDC est défini comme une combinaison de la machine à courant alternatif (machine synchrone) avec un commutateur électronique et les capteurs de position du rotor. Ce type de moteur est caractérisé par une caractéristique mécanique linéaire mais, par rapport au moteur classique à courant continu il ne contient pas le commutateur mécanique et les balais. Le moteur à courant alternatif a des enroulements polyphasés sur le stator et les aimants permanents sur le rotor [4] [5]. Les parties principales du moteur BLDC, représentées sur figure I.2, sont :

- Moteur synchrone (ayant en général trois phases) ;
- Circuit de commutation électronique.

Le moteur est alimenté par une source de courant continu à travers une commutation Electronique [6] [7].

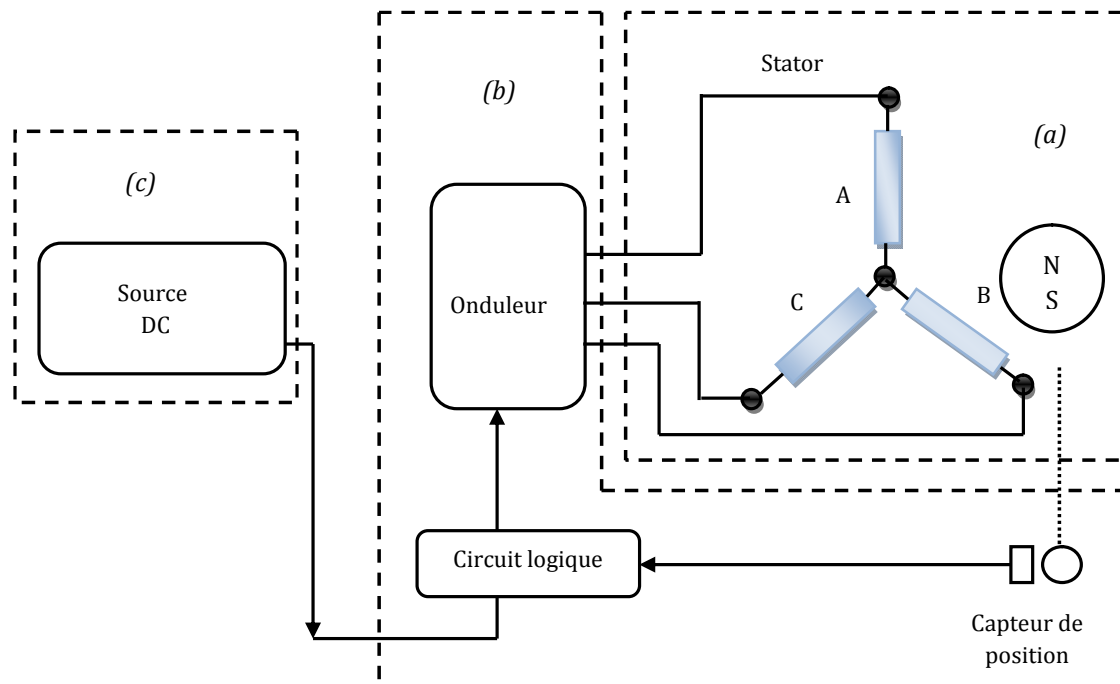


Figure I.2: Parties principales du moteur BLDC : (a)Machine Synchrone, (b) Circuit de commutation électronique, (c)source DC.

Chapitre I : Généralités sur les moteurs BLDC

I.4 Le Système de Détection de la Position du Rotor.

Le capteur de position du rotor est une partie intégrée au moteur BLDC. La détection de la position du rotor peut être réalisée par deux méthodes:

- sans capteur (sensorless) ;
- avec le capteur.

Pour la dernière méthode, les capteurs électro-optiques (capteurs d'effet de Hall ‘‘du nom de celui qui remarqua le phénomène en 1879’’) et le dispositif le plus généralement utilisé.

➤ Capteurs à effet Hall

contrairement à un moteur à courant continu balayé, la commutation d'un moteur BLDC est commandée électroniquement. Pour faire tourner le moteur BLDC, les enroulements de stator doivent être activés dans une séquence. Il est important de connaître la position du rotor afin de comprendre ce qui enroulement sera mis sous tension après la séquence d'excitation. La position du rotor est détectée en utilisant des capteurs à effet Hall intégrés dans le stator. La plupart des moteurs BLDC ont trois capteurs de Hall intégrés dans le stator sur le côté opposé à l'entraînement du moteur. [7], [8] Chaque fois que les pôles magnétiques du rotor passent près des capteurs à effet Hall, ils donnent un signal haut ou bas, indiquant le N ou le pôle S passant à proximité des capteurs. Sur la base de la combinaison de ces trois signaux de capteurs de hall, la séquence exacte de commutation peut être déterminée [9].

Chapitre I : Généralités sur les moteurs BLDC

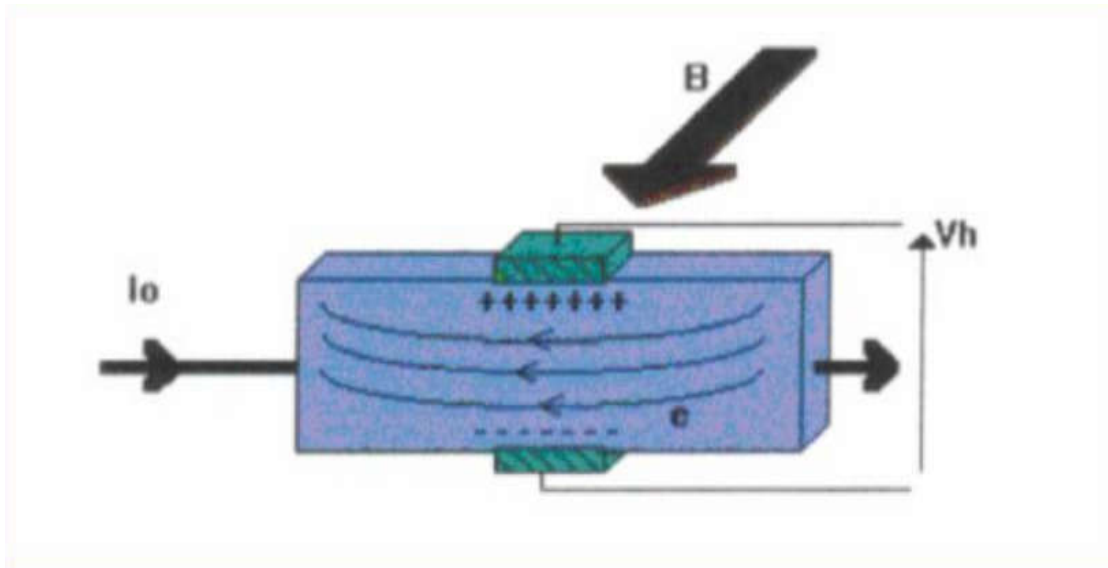


Figure I.3: Capteur à effet hall.

I.5 Principe de fonctionnement de Moteurs BLDC.

Théoriquement, la machine BLDC / AC fonctionne sur le même principe que celui de la machine à courant continu conventionnel, sauf que son collecteur est remplacé par un commutateur électronique. Si l'on considère les génératrices à courant continu conventionnelles reliées en parallèle à un réseau à courant continu [1], [2]

Comme le montre la figure (I.4), nous avons maintenant faire tourner le pôle nord du rotor vers la phase P2 du stator, le phototransistor PT1 détecte la lumière et met le transistor Tr1 en marche. Dans cet état, le courant électrique passant à travers l'enroulement W1 crée un pôle sud au niveau de la phase P1 qui va attirer le pôle nord du rotor pour le déplacer dans la direction de la flèche. Quand le pôle nord vient dans l'axe de la phase P1, l'obturateur de rotation, qui est relié à l'axe, cache PT1 mais le phototransistor PT2 sera exposé à la lumière et un courant traverse le transistor Tr2.

Chapitre I : Généralités sur les moteurs BLDC

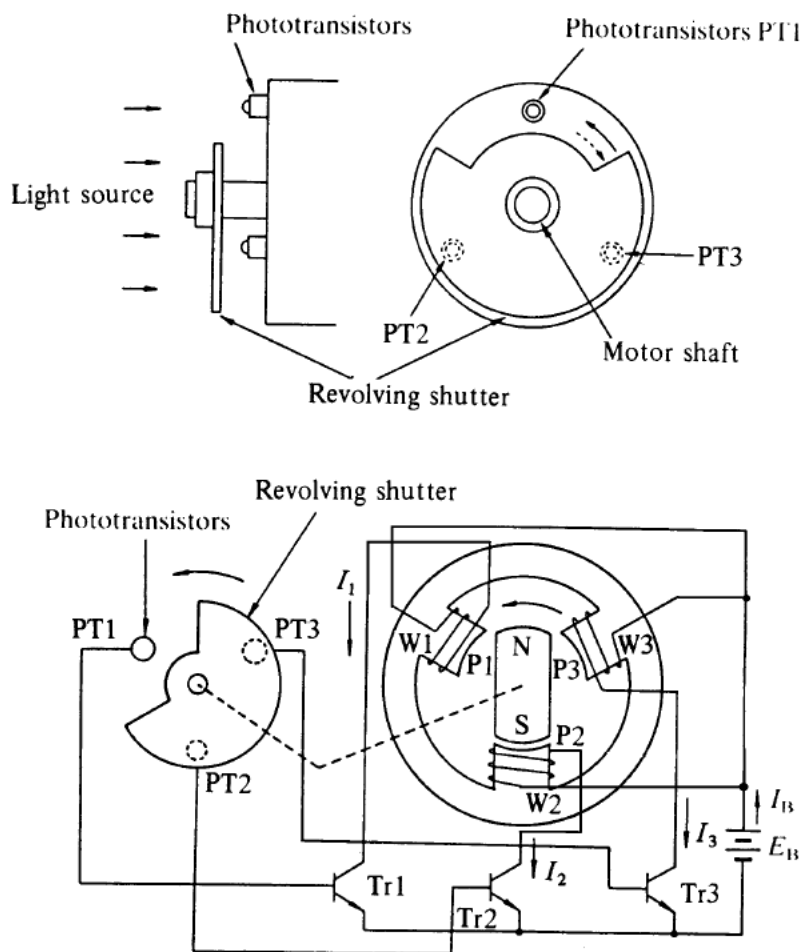


Figure I.4 : Principe de fonctionnement d'un moteur BLDC triphasé.

Quand le courant traverse l'enroulement W_2 , il crée un pôle sud dans la phase P_2 , alors le pôle nord du rotor tourne dans la direction de la flèche vers la phase P_2 . À ce moment, l'obturateur fait cache PT_2 , donc le phototransistor PT_3 est exposé à la lumière. Ces actions orientent le courant de l'enroulement W_2 de la phase P_2 vers l'enroulement W_3 de la phase P_3 . Donc, la phase P_2 est désactivée, alors que la phase P_3 est activée et crée le pôle sud. Par conséquent le pôle nord du rotor tourne de P_2 à P_3 sans s'arrêter. En répétant ces actions récurrentes, l'aimant permanent du rotor tourne sans interruption [10].

Chapitre I : Généralités sur les moteurs BLDC

I.6 Caractéristique du BLDC.

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

- Meilleure vitesse par rapport à la réponse de couple
- Réponse dynamique élevée
- Haute efficacité
- durée de vie longue
- Fonctionnement silencieux

En outre, le rapport du couple délivré à la taille du moteur est plus élevé, ce qui est utile dans les applications où l'espace et le poids sont des facteurs critiques. Idéalement, les moteurs BLDC ont des FEMs de forme d'onde trapézoïdale et sont nourris avec des courants du stator rectangulaires, qui donnent un couple théoriquement constant. [1], [7].

I.7 Les différents types de Moteurs BLDC.

I.7.1 Moteurs brushless outrunner.

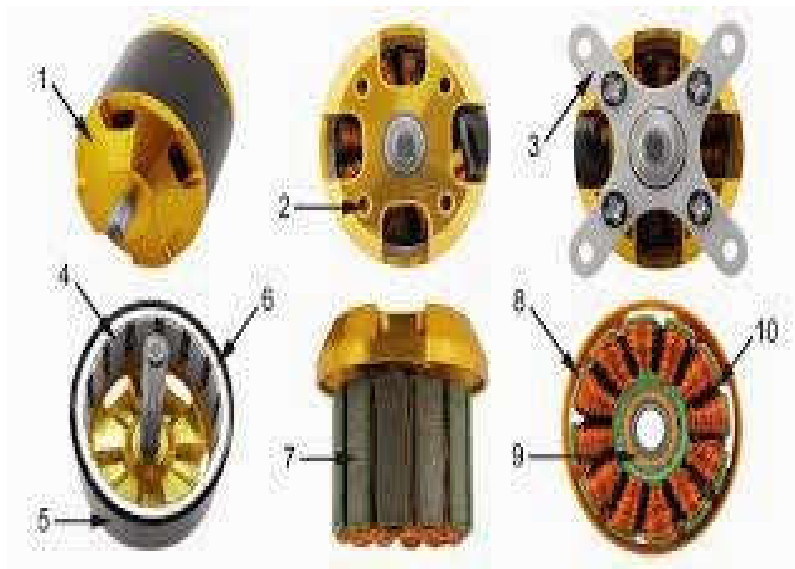


Figure I.5 : Moteurs brushless outrunner.

Chapitre I : Généralités sur les moteurs BLDC

Les moteurs brushless outrunners comprenant plus de 3 bobines et 2 pôles ne font qu'une fraction de tour lorsque le champ a tourné de 180°. Leur fréquence de rotation est donc plus faible mais le couple très élevé. Ces moteurs brushless outrunners sont souvent utilisés dans des applications qui nécessitent un fort couple, car ils peuvent être reliés à la charge sans nécessiter de dispositif de réduction. Leur coefficient Kv est relativement faible par rapport aux autres types de moteurs brushless. Chaque composant des moteurs sont de la plus haute qualité, des matériaux utilisés, de la boîte qu'ils expédient. Ils sont conçus pour fournir une énergie fiable pour votre modèle réduit d'avion à des prix abordables, offrant une solution de performance totale.

I.7.2 Moteurs brushless inrunner.



Figure I.6 : Moteurs brushless inrunner

Les « inrunners » ont été les seuls moteurs brushless utilisés au début de la propulsion électrique en aéromodélisme. Ils ont le plus souvent deux ou quatre pôles et nécessitent donc un réducteur du fait des régimes importants de rotation incompatibles avec les régimes de rotation maximaux des hélices. Leur rendement maximum est de l'ordre de 90 %, mais le réducteur en aval diminue ce rendement d'environ 5%. Ils sont d'une utilisation plutôt rare aujourd'hui dans notre univers car supplantés par les « outrunners ». On les distingue facilement par le fait que leur forme est un cylindre fixe avec seul un axe tournant à une extrémité.

Chapitre I : Généralités sur les moteurs BLDC

I.7.3 Moteurs brushless disques :

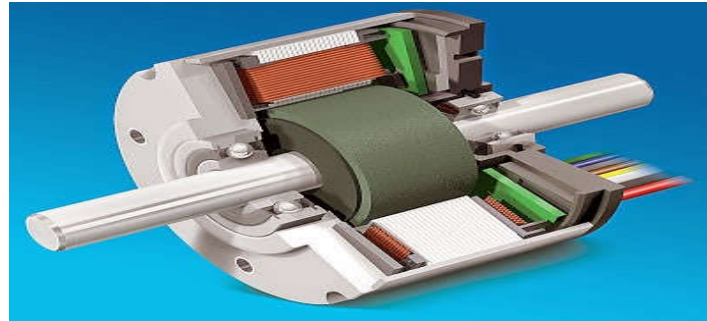


Figure I.7 : Moteurs brushless disques.

Le rotor et le stator peuvent également être constitués de deux disques faces à face, avec les rayons et les bobines répartis selon les rayons de ces deux disques. Ce type de moteur brushless est peu employé car l'action des bobines sur les aimants crée un effort axial important qui nécessite des butées à billes conséquentes[11].

I.8 Architecture et représentation du Moteur BLDC.

Selon les critères de puissance, d'encombrement, ou de qualité, les bobinages des moteurs sont différents. Deux architectures se trouvent couramment : l'organisation des bobinages répartis sur plusieurs encoches (figure I.8, photo de gauche, sur les moteurs relativement puissants) ou au contraire des bobines isolées sur une encoche (photo de droite, sur les petits moteurs à bas coût).

La représentation figure 2 s'approche de la photo de droite.

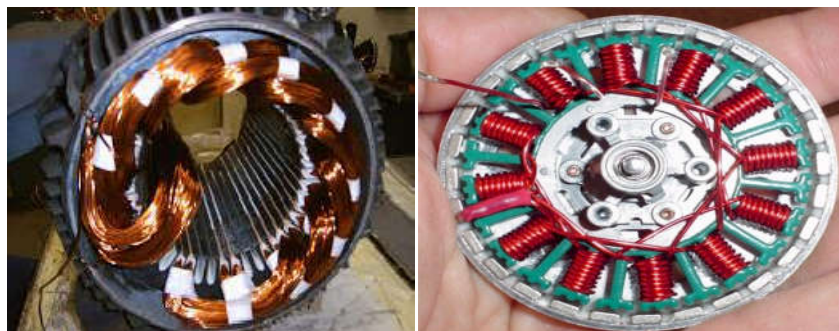


Figure I.8 : Bobinages de différents moteurs

Chapitre I : Généralités sur les moteurs BLDC

I.9 Comparaison entre les moteurs.

Type de moteurs	Les avantages	Les inconvénients
Moteur à courant continu	-Simple et efficace pour les faibles charges. -Ne nécessitant pas un circuit de commande compliqué	Les balais doivent être Remplacé périodiquement
Moteur à courant continu sans balais	Un bon rendement Ne demande pas de maintenance	La commutation électronique ajoute des dépenses de plus et avec le risque de défaillance
Moteur à courant alternatif	- De larges gammes disponibles pour de larges gammes de charge -Moins cher que le moteur à courant continu	-Moins efficace que le moteur à courant continu -Nécessités un onduleur

Tableau I.1 : Avantages et inconvénients des moteurs électriques [12].

I.10 Démarrage d'un moteur BLDC.

Le même problème se pose pour le démarrage du moteur BLDC, car le rotor ne peut pas atteindre instantanément la vitesse de rotation du champ. Le système de contrôle électronique doit donc assurer un démarrage progressif, l'objectif étant toujours de reproduire la fonction du collecteur. La fréquence des tensions d'alimentations sera donc très basse au départ, puis augmentée progressivement en tenant compte de la réaction du moteur.

Chapitre I : Généralités sur les moteurs BLDC

I.11 Avantages et Inconvénients du moteur BLDC.

Un moteur BLDC est largement utilisé dans de nombreuses applications industrielles, telles que le véhicule hybride, électriques ordinateurs comme voiture de contrôle de radio. Mais avez-vous déjà pensé à ses avantages et ses inconvénients ? La plupart du temps, nous ne pouvons pas concert sur cette question car nous pensons que ce n'est pas important pour moi. Il fait ce qu'il dit.

En fait, c'est une très importante pour nous. Si vous souhaitez mettre à niveau votre modèle RC ou profiter de sang bouillant de sentiment. À l'instar de pourquoi nous remplacement brossé moteur avec un BLDC. Donc, nous allons avoir un regard profond à de ces moteurs BLDC.

I.11.1 Avantage

Lorsque vous posez la question, beaucoup de gens peut-être vous dire brushless moteurs ont un contrôle supérieur, précision et efficacité, bien que beaucoup plus silencieux. Oui, c'est vrai.

✓ Haute efficacité

Moteurs brushless sont plus efficaces à la conversion de l'électricité en puissance mécanique que les moteurs brushed. Comme il alimenté par une source électrique DC via l'onduleur intégré/commutation d'alimentation, qui produit un signal électrique alternatif pour entraîner le moteur, électronique et capteurs supplémentaires contrôle l'amplitude de sortie onduleur et de forme d'onde et de fréquence.

Mais dans un moteur brushed, un électro-aimant est monté sur un bras de rotation, appelé induit ou rotor. L'induit se trouve entre deux aimants définies dans une configuration de fer à cheval, collectivement appelée le stator. Quelle puissance est alimenté à l'électro-aimant, le bras se déplace, en alignant les pôles Nord et sud de l'électro-aimant avec les pôles opposés du stator.

Chapitre I : Généralités sur les moteurs BLDC

✓ Plus silencieux

Vous pouvez réduire le bruit une fois que vous mettez à niveau votre modèle de contrôle radio avec moteurs brushless. Ils génèrent faible bruit, alors vous ne soyez pas soucieux à ce sujet vous dérangez votre voisin.

✓ Beaucoup de temps à l'aide

En raison de l'absence de balais, moteurs brushless, soulagent les pertes dues à la friction. Et dans les plus grands modèles où la surchauffe peut être un problème, ils sont plus faciles à refroidir. Le renforcement de l'efficacité est plus grande dans la région de marche à vide et charge faible de la courbe de rendement du moteur.

I.11.2 Inconvénients .

Pour la plupart des gens qui ont le moteur brushless dira moteur brushless est cher. C'est vrai. Mais avez-vous pensé à ce qui cause le problème.

Brossés moteurs sont peu coûteux à produire, mais les balais s'usent du frottement contre le point de contact et l'essieu. Friction de ce contact entrave également les performances. Pour moteur brushless, comme il est apparu plus tard que brossé, quels que soient la technologie ou de matériaux, il y a grands défis. Aussi, le contrôleur électrique est nécessaire pour maintenir le moteur en marche. Il offre le double du prix du moteur. Les coûts élevés causent le prix cher final. La technologie est toujours à l'avance, nous devons croire que les moteurs de qualité supérieures seront avisés par nous [13].

Chapitre I : Généralités sur les moteurs BLDC

I.12 Conclusion.

On a vu dans ce chapitre 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 une combinaison de la machine synchrone avec un commutateur électronique et les capteurs de position du rotor et on a vu aussi que ce type de moteur a des caractéristiques améliorées (robustesse, fiabilité électromécanique, rendement et couple élevé, possibilités de élevé la vitesse).

Dans ce chapitre nous avons donné une définition de ce moteur et cité leur caractéristique et on définie leur fonctionnement

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

II.1 Introduction.

L'objectif principal de ce chapitre est de développer un modèle continu du moteur BLDC. L'analyse dans le chapitre précédent a montré que le fonctionnement du moteur BLDC est caractérisé par deux modes distincts dans la mesure où les durées transitoires de fermeture et d'ouverture des composants sont supposées négligeables. Donc, notre but est de calculer le modèle pour les deux modes (lorsque deux phases sont alimentées ou lorsque trois phases sont alimentées) [14]. Enfin, on donne les résultats de la simulation du courant continu en boucle ouverte pour le régime statique et de démarrage du moteur.

II.2 Modèle mathématique du Moteur BLDC.

Les Équations Électriques qui régissent le fonctionnement du moteur BLDC sont données par les équations suivantes [8], [15].

II.2.1 Les Équations Électrique.

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

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

Où :

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

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

$[R]$ et $[L]$ sont les matrices résistances et inductances de la machine données par les matrices (II. 3) et (II. 4)

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

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

Les variables d'états sous forme matricielle sont données; ci-après

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

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

Où

φ_0 : L'amplitude du flux magnétique créé par l'aimant permanent et θ : l'angle Electrique.

Alors:

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

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

$$\vec{E}_p = \frac{d\vec{\varphi}_M}{dt} \quad (\text{II. 8})$$

Où

E_p : représente la force électromotrice.

Pour un enroulement triphasé symétrique et un système équilibré (figure.II.1), le vecteur des tensions aux bornes des trois phases est donné par:

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

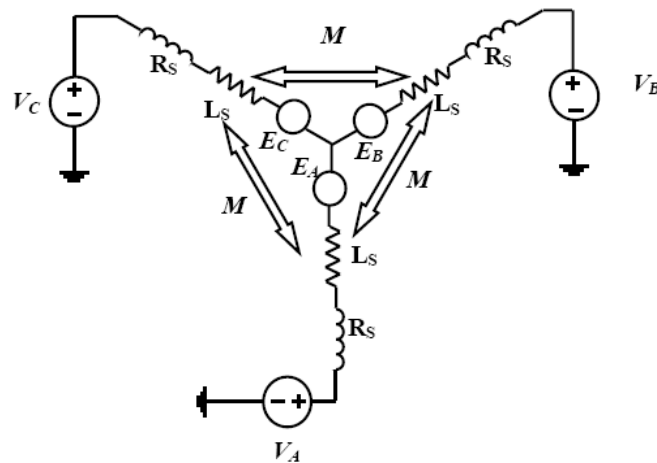


Figure II.1 Modèle électrique simplifié du BLDC

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

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

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

Où

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

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

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

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

Et les inductances mutuelles sont également identiques; données par:

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

Les équations sous la forme matricielle ; exprimée par :

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

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

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

Alors :

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

Par conséquent, la tension prend la forme suivante [15], [16]:

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

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

Où

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

Avec:

k_e : est le coefficient de la force électromotrice $f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$ et $f_c(\theta)$ sont des fonctions dépendant uniquement de la position du rotor [17].

II.2.2 La Force Électromotrice.

La force électromotrice induite est déterminée par la position angulaire de l'aimant, c'est à dire du rotor, il est très important de remarquer que la valeur crête de la FEM est directement proportionnelle à la vitesse angulaire instantanée du rotor [18] [19]:

$$E_p = k_e \omega_r \tag{II.19}$$

Les formes typiques des FEMs induites et des courants dans les trois phases sont illustrées par la figure II.2:

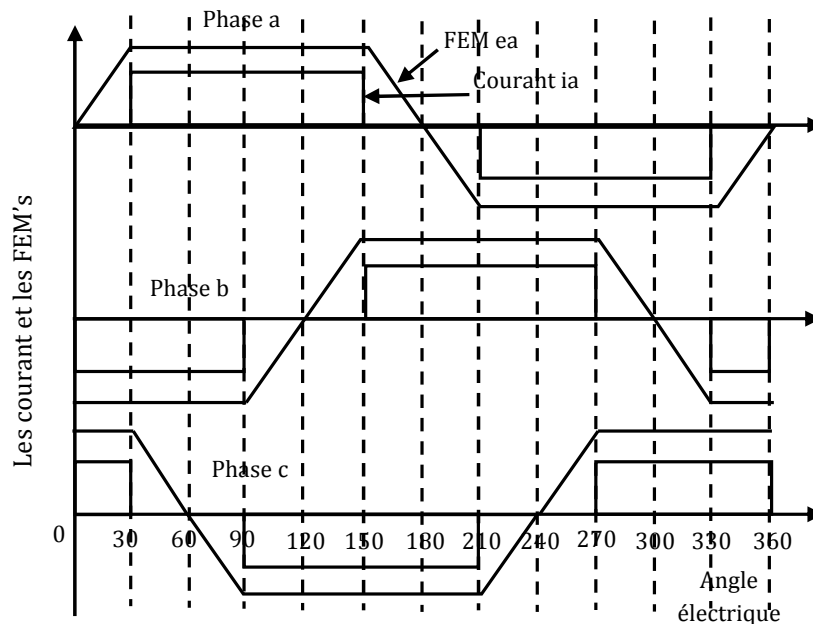


Figure II.2: Formes typiques des courants et des FEMs

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

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 :

ω_r est la vitesse angulaire en rad/s ;

C_e est le couple électromagnétique développé en N/m ;

C_r est le couple de charge en N/m ;

f est le coefficient de frottement en $N. (m/rad). s^{-1}$

II.2.4 Couple Électromagnétique.

Le couple électromagnétique développé par le moteur BLDC est donné par [8], [15]:

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

II.2.5 Modèle de l'ensemble Machine-Commutateur Electronique.

Comme mentionné précédemment, le moteur BLDC nécessite un commutateur électronique pour assurer l'alimentation successive des enroulements. Le schéma de principe de ce commutateur électronique est donné par la figure II.3 [20] [21].

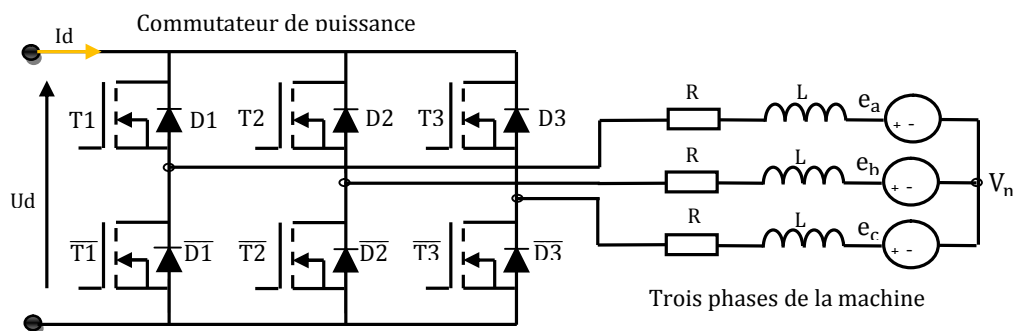


Figure II.3: Ensemble moteur-commutateur.

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

Nous supposons que :

- les trois phases du moteur sont entièrement symétriques et produisent des FEMs induites périodiques de formes trapézoïdales ;
- le temps de commutation entre les phases est séparé avec 60° électrique [15], [22];

Les séquences de commandes des différents interrupteurs de commutateur électronique sont assurées par les signaux de position du rotor donnés par le capteur à effet hall (voir figure II.4 ci-dessous) [15], [22].

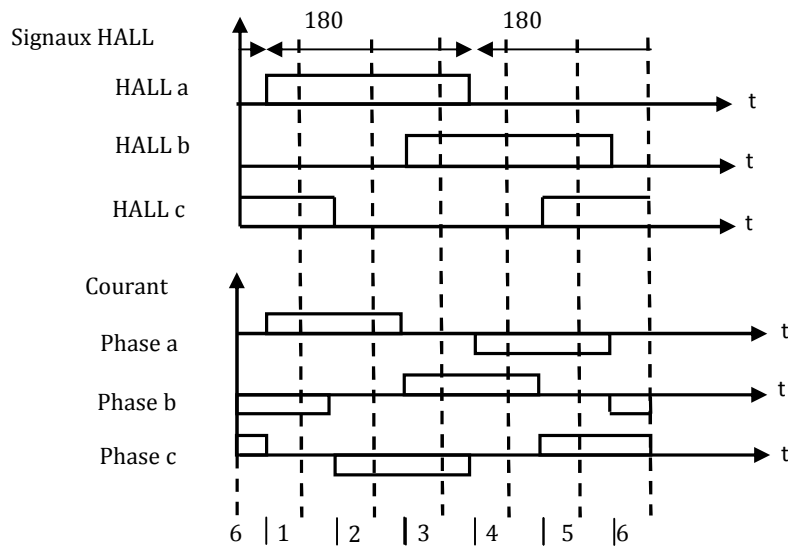


Figure II.4 : Signaux à effet hall

Les expressions des FEMs induites dans chaque phase du moteur sont résumées dans le tableau II.1

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

Tableau (II.1) : Expressions des FEMs des 3 phases ea , eb , ec sur une période

(θ)	FEM ea	FEM eb	FEM ec
$(0 \rightarrow \frac{\pi}{3})$	$ke \omega r$	$-ke \omega r$	$-(6ke \omega r/\pi) \theta + ke \omega r$
$(\frac{\pi}{3} \rightarrow \frac{2\pi}{3})$	$ke \omega r$	$(6ke \omega r/\pi) \theta - 3E_p$	$-ke \omega r$
$(\frac{2\pi}{3} \rightarrow \pi)$	$-(6ke \omega r/\pi) \theta + 5ke \omega r$	$ke \omega r$	$-ke \omega r$
$(\pi \rightarrow \frac{4\pi}{3})$	$-ke \omega r$	$ke \omega r$	$(6ke \omega r/\pi) \theta - 7ke \omega r$
$(\frac{4\pi}{3} \rightarrow \frac{5\pi}{3})$	$-ke \omega r$	$-(6ke \omega r/\pi) \theta + 9ke \omega r$	$ke \omega r$
$(\frac{5\pi}{3} \rightarrow 2\pi)$	$(6ke \omega r/\pi) \theta - 11ke \omega r$	$-ke \omega r$	$ke \omega r$

II.3 Expressions des Courants de Phase.

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

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

Le chemin principal du courant est à travers les phases a et b via les deux transistors $T1$ et $\overline{T2}$, l'autre chemin est à travers les phases c et b via le transistor $\overline{T2}$ et la diode $\overline{D3}$. Cela est indiqué à la figure II.5:

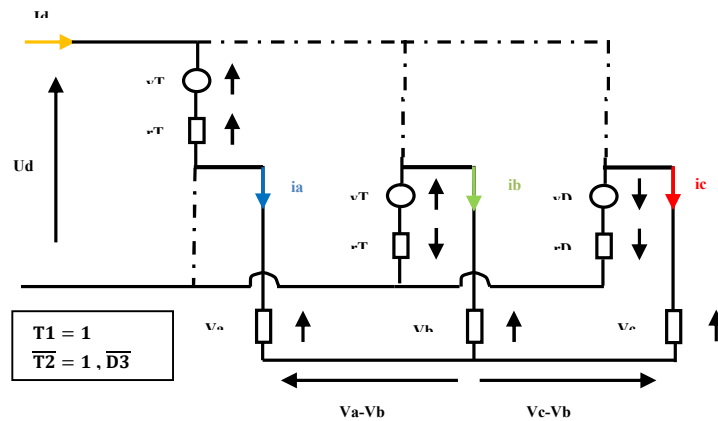


Figure II.5 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

A partir la figure II.5, on applique la loi des mailles pour les deux chemins on a :

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

Les trois tensions de phase du moteur BLDC sont :

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

Du fait que le neutre du récepteur est isolé 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 applique la loi des mailles pour obtenir les équations des courants dans les trois phases [4].

On remplace i_b par $(-i_a - i_c)$ et V_a, V_b et V_c par leur expression **II.26** ce qui donne :

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

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

Donc :

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

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

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

Ce qui conduit à la forme résolue suivante :

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

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

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

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

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

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

Où $S = [S_a \ S_b \ S_c]^T$ désigne les états des bras. [23] [24] (II.33)

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

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

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

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

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

La phase c est débranchée ($i_c = 0$) et la diode de roue libre $\overline{D3}$ est bloquée. Dans ce cas on a seulement le chemin principal, c'est-à-dire le courant passe seulement à travers les 2 phases a et b comme il est indiqué à la figure II.6 :

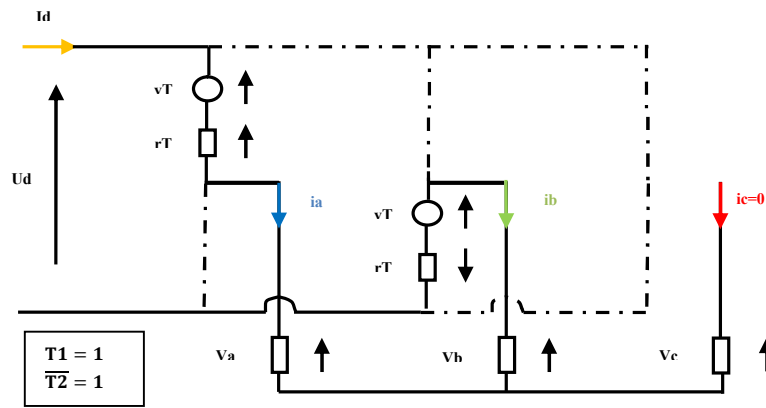


Figure II.6 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

Les mêmes étapes sont appliquées pour déterminer les courants et les tensions des phases 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 : $\left(\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(T1, \overline{T3}, D2)$)

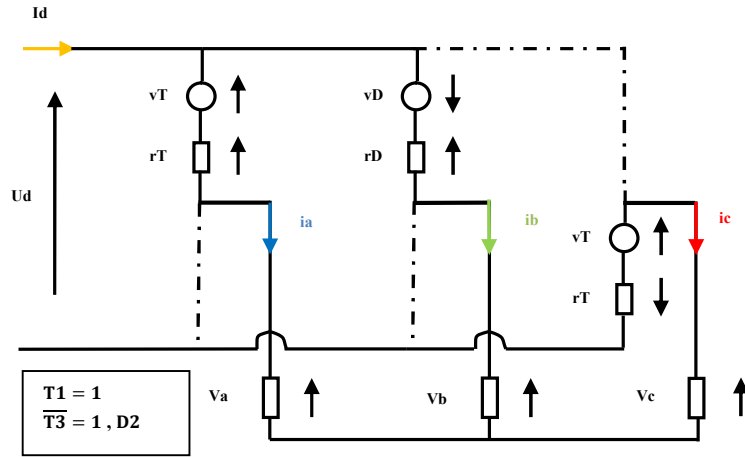


Figure II.7 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

$$\text{Donc : } S^T = [1 \quad 1 \quad 0] \quad (\text{II.38})$$

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

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

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

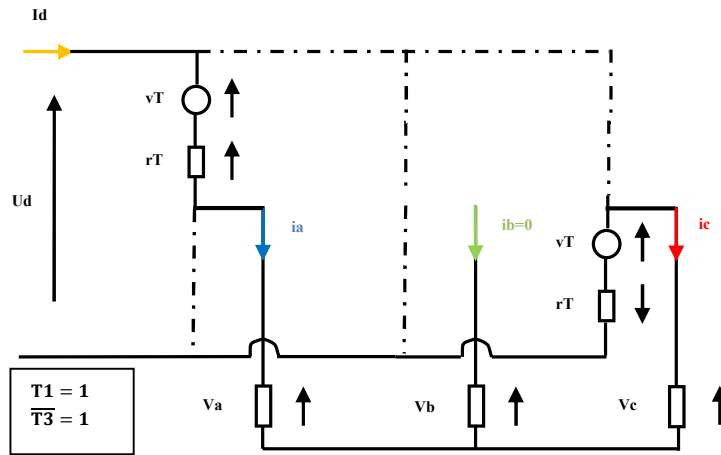


Figure II. 8 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

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

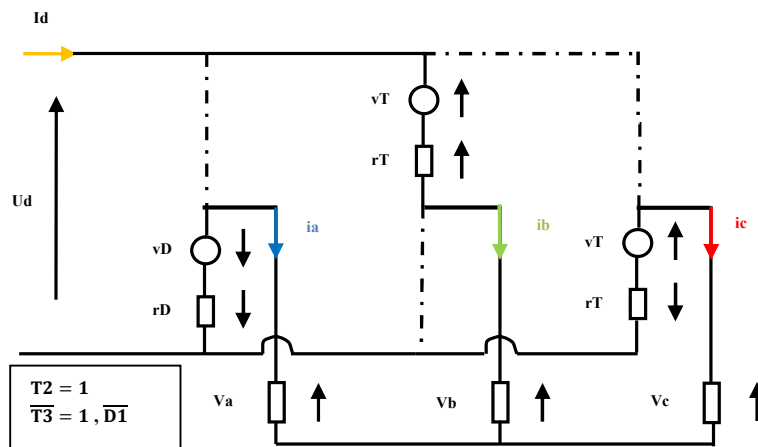


Figure II.9 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

Les équations de courants sont :

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

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

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

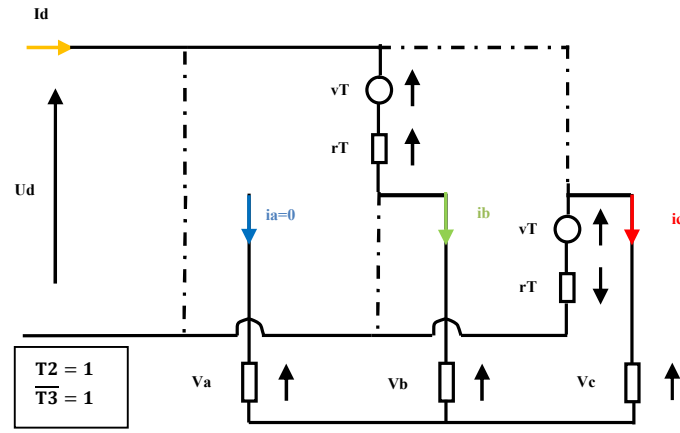


Figure II.10 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

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

II.3.4.1 Sous Intervalle 1 : $(\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3})$ (les composants qui fonctionnent sont $(T_2, \overline{T_1}, D_3)$)

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

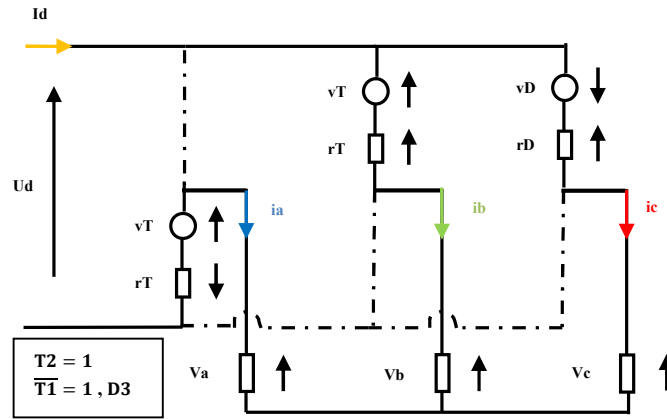


Figure II.11 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

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

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

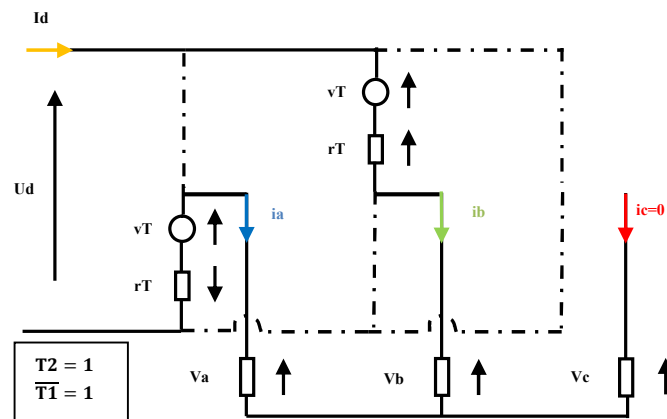


Figure II.12 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

Les équations de courants sont :

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

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 : $\left(\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{3}\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(T3, \overline{T1}, \overline{D2})$)

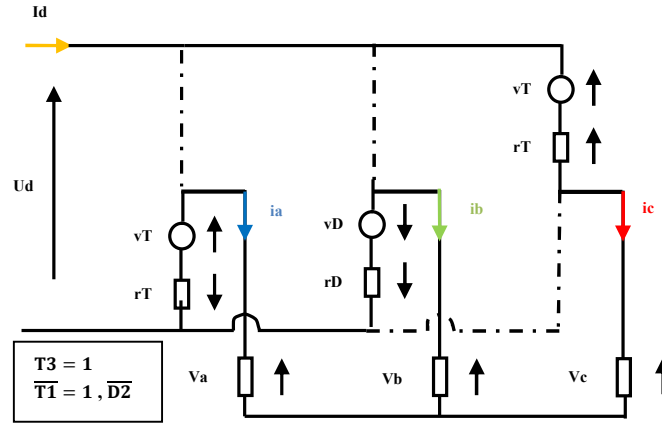


Figure II.13 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont : (II.47)

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

$$\text{Donc : } S^T = [0 \quad 0 \quad 1] \text{ et } V = \left[-\frac{1}{3}u_d \quad -\frac{1}{3}u_d \quad \frac{2}{3}u_d \right]^T \quad (\text{II.48})$$

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

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

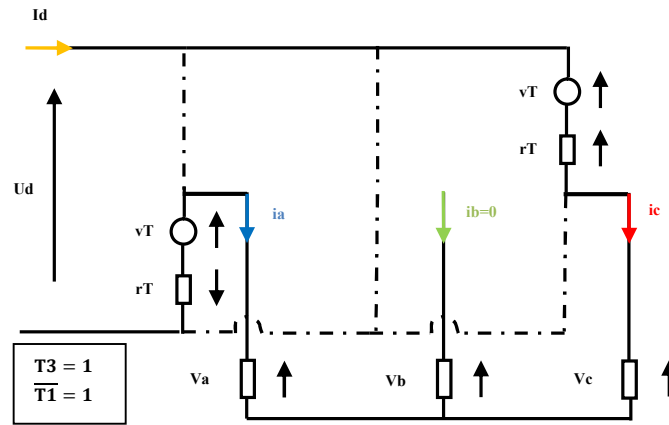


Figure II.14 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

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

II.3.6.1 Sous Intervalle 1 : $(\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq 2\pi)$ (les composants qui fonctionnent sont $(T3, \overline{T2}, D1)$)

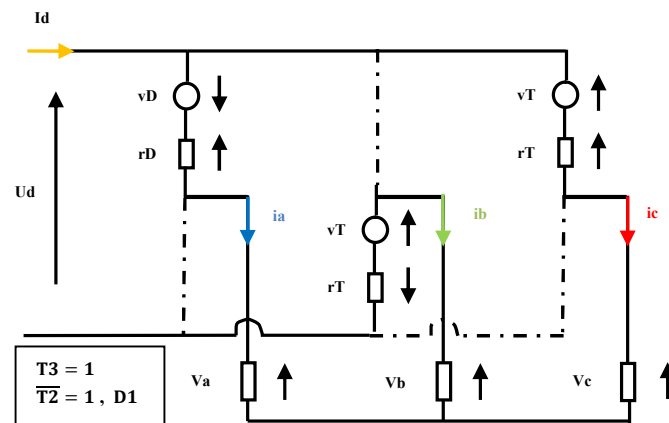


Figure II.15 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

Les équations de courants sont :

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

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

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

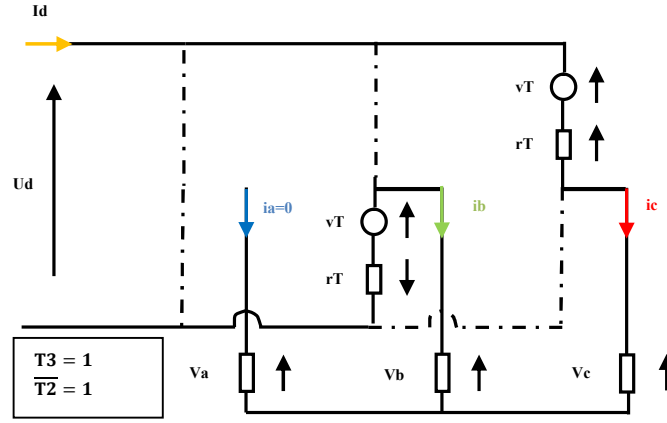


Figure II.16 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

II.4 Modèle Continu du moteur BLDC.

II.4.1 Modèle Continu du moteur BLDC lorsque deux Phases sont Alimentées (Mode DC1).

Dans ce mode DC1, on a seulement deux phases alimentées comme indiqué la figure II.17 [25]. De ce fait, le mode DC1 correspond à la mise en série de deux

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

phases aux bornes de la tension continue u_d aussi, elles sont parcourues par le courant continu i_d . Ce mode représente alors les intervalles IT_j . Pour établir la dynamique du courant i_d nous considérons l'intervalle IT_1 dans le sens direct. Dans ce cas, la tension appliquée aux bornes des phases alimentées (a et b) et le courant i_d qui les traverse sont liés par :

$$u_d = u_1 - u_2 \quad (\text{II.53})$$

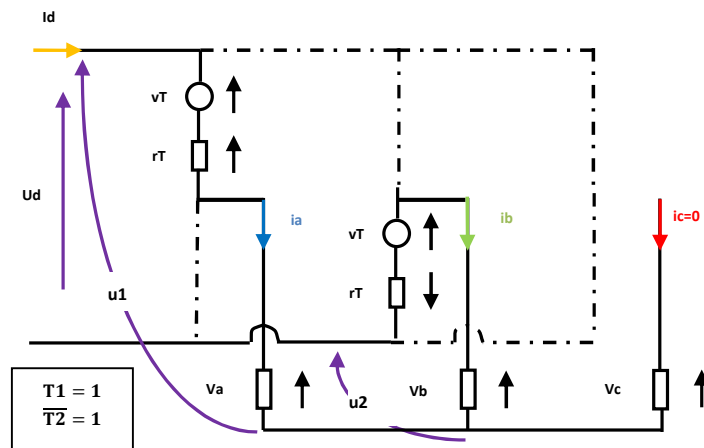


Figure II.17: Structure d'un commutateur-moteur BLDC lorsque deux phases sont alimentées.

Où u_1 est la tension du point neutre à la borne positive du bus continu et u_2 est la tension du point neutre à la borne négative du bus continu comme représenté dans la figure II.17. On suppose que les résistances dynamiques des composants de l'onduleur sont identiques :

$$r_T = r_D = r \quad (\text{II.54})$$

r_T est la résistance dynamique du transistor.

r_D est la résistance dynamique de la diode.

Alors :

$$u_1 = v_a + v_T + r i_a \quad (\text{II.55})$$

$$u_2 = v_b - v_T + r i_b \quad (\text{II.56})$$

En remplaçant v_a et v_b par les expressions suivantes :

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

$$v_a = Ri_a + L_c(di_a/dt) + e_a \quad (\text{II.57})$$

$$v_b = Ri_b + L_c(di_b/dt) + e_b \quad (\text{II.58})$$

Où R et L_c sont respectivement l'inductance et la résistance de phase.

Pour les deux phases mises en série, les FEM présentent leur partie plate en opposition, donc :

$$e_a = -e_b = E \quad (\text{II.59})$$

Où E est la valeur crête de la FEM induite dans chaque phase dont l'expression est proportionnelle à la vitesse :

$$E = k_e|\omega_r| \quad (\text{II.60})$$

Avec k_e le coefficient de la FEM et ω_r la vitesse de rotation du moteur. Il faut noter que la FEM continue E est toujours positif.

Alors :

$$u_1 = Ri_a + L_c(di_a/dt) + E + v_T + ri_a \quad (\text{II.61})$$

$$u_2 = Ri_b + L_c(di_b/dt) - E - v_T + ri_b \quad (\text{II.62})$$

Dans ce mode DC1 le courant i_a circule dans les deux phases alors $i_a = i_d$ et $i_b = -i_d$, donc les équations **II.61** et **II.62** deviennent :

$$u_1 = Ri_d + L_c(di_d/dt) + E + v_T + ri_d \quad (\text{II.63})$$

$$u_2 = -Ri_d - L_c(di_d/dt) - E - v_T - ri_d \quad (\text{II.64})$$

i_d est le courant à l'entrée du commutateur qui passe à travers les deux phases a et b mise en série.

Par conséquent u_d est donnée par:

$$u_d = 2(R + r)i_d + 2L_c\left(\frac{di_d}{dt}\right) + 2E + 2v_T \quad (\text{II.65})$$

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

u_d est la tension à l'entrée du commutateur laquelle est appliquée aux bornes des phases a et b mise en série.

Donc, dans ce mode DC1 la dynamique du courant i_d est exprimée par :

$$2L_c(di_d/dt) = u_d - 2(R + r)i_d - 2E - 2v_T \quad (\text{II.66})$$

Pour simplifier l'expression **II.65** on pose :

$$\dot{R} = 2(R + r) \quad (\text{II.67})$$

$$\dot{L} = 2L_c \quad (\text{II.68})$$

$$\dot{E} = 2E \quad (\text{II.69})$$

Alors le modèle devient :

$$u_d = \dot{E} + \dot{R}i_d + \dot{L}(di_d/dt) - 2v_T \quad (\text{II.70})$$

Avec:

$$\dot{E} = 2E = 2k_e\omega_r = k_v\omega_r \quad (\text{II.71})$$

Et : $k_v = 2k_e \quad (\text{II.72})$

L'équation **II.70** est identique à celle d'une machine à courant continu classique. Alors l'expression du couple est :

$$C_e = \frac{(e_a - e_b) \cdot i_d}{\omega_r} \quad (\text{II.73})$$

$$C_e = \frac{2Ei_d}{\omega_r} = \frac{2k_e\omega_r i_d}{\omega_r} = 2k_e i_d \quad (\text{II.74})$$

$$C_e = k_v i_d \quad (\text{II.75})$$

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

II.4.1.1 Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.

Le commutateur reçoit en son entrée la tension continue u_d , cela signifie que cette tension est aux bornes des deux enroulements en série, c'est exactement le modèle du moteur DC classique indiqué par la figure II.18 :

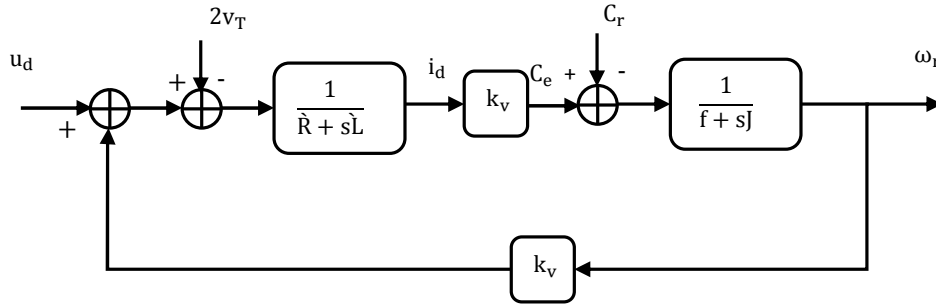


Figure II.18: Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC.

II.4.1.2 Constantes de temps Mécaniques et Electriques.

Partant du schéma fonctionnel de la figure II.18, précédente, la fonction de transfert entre la tension d'alimentation et la vitesse de rotation est la suivante [14] [26] :

$$\omega_r(s) = \frac{k_v}{(\hat{R} + s\hat{L})(f + sJ) + k_v k_v} u_d(s) - \frac{(\hat{R} + s\hat{L})}{(\hat{R} + s\hat{L})(f + sJ) + k_v k_v} c_r(s) + \frac{2k_v}{(\hat{R} + s\hat{L})(f + sJ) + k_v k_v} v_T(s) \quad (\text{II.76})$$

Si on ne tient pas compte de la perturbation externe présenté par le couple résistant et la tension de transistor $T1$:

$$F_{bo}(s) = \frac{\omega_r(s)}{u_d(s)} = \frac{k_v}{(\hat{R} + s\hat{L})(f + sJ) + k_v k_v} \quad (\text{II.77})$$

Ou encore :

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

$$F_{bo}(s) = \frac{k_v}{f \cdot \dot{R} + k_v^2} \frac{1}{\frac{J \cdot \dot{L}}{f \cdot \dot{R} + k_v^2} s^2 + \left(\frac{J \cdot \dot{R} + f \cdot \dot{L}}{f \cdot \dot{R} + k_v^2} \right) s + 1} \quad (\text{II.78})$$

En négligeant le frottement visqueux $f = 0$, cette fonction de transfert devient :

$$F_{bo}(s) = \frac{1}{k_v} \frac{1}{\frac{J \cdot \dot{L}}{k_v^2} s^2 + \left(\frac{J \cdot \dot{R}}{k_v^2} \right) s + 1} \quad (\text{II.79})$$

En définissant respectivement les constantes de temps mécanique T_m et électrique T_e comme suit :

$$T_m = (\dot{R} \cdot J) / k_v^2 \quad (\text{II.80})$$

$$T_e = \dot{L} / \dot{R} \quad (\text{II.81})$$

La fonction de transfert prend la forme :

$$F_{bo}(s) = \frac{1}{k_v} \frac{1}{T_m T_e s^2 + T_m s + 1} \approx \frac{1}{k_v} \frac{1}{(1 + T_e s)(1 + T_m s)} \quad (\text{II.82})$$

T_e Le temps électrique, elle est souvent négligeable devant la constante de temps mécanique T_m . Dans le cas où $T_e \ll T_m$, soit pour \dot{L} négligeable, on a :

$$F_{bo}(s) \approx \frac{1}{k_v} \frac{1}{(1 + T_m s)} \quad (\text{II.83})$$

Et le schéma fonctionnel de la figure II.18 se réduit à celui de la figure II.19 :

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

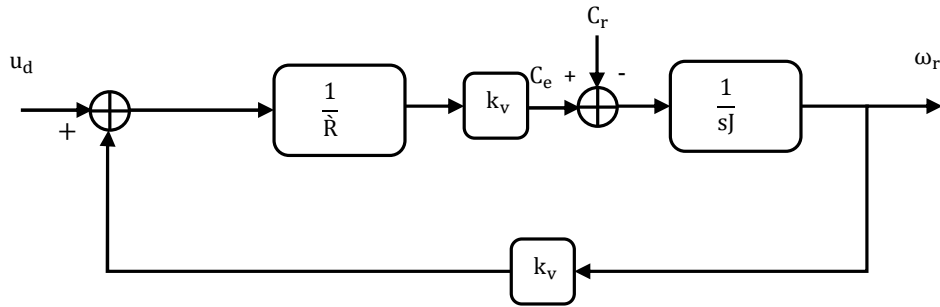


Figure II.19 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC, lorsque l'inductance \hat{L} est faible, ou que la constante de temps électrique T_e est beaucoup plus petite que la constante de temps mécanique T_m ($T_e \ll T_m$) [26].

II.4.2 Modèle Continu du moteur BLDC lorsque trois Phases sont Alimentées (Mode 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.20. Le mode DC2 correspond aux sous intervalles ID_j . Nous considérons le sous intervalle ID_1 dans le sens direct de rotation.

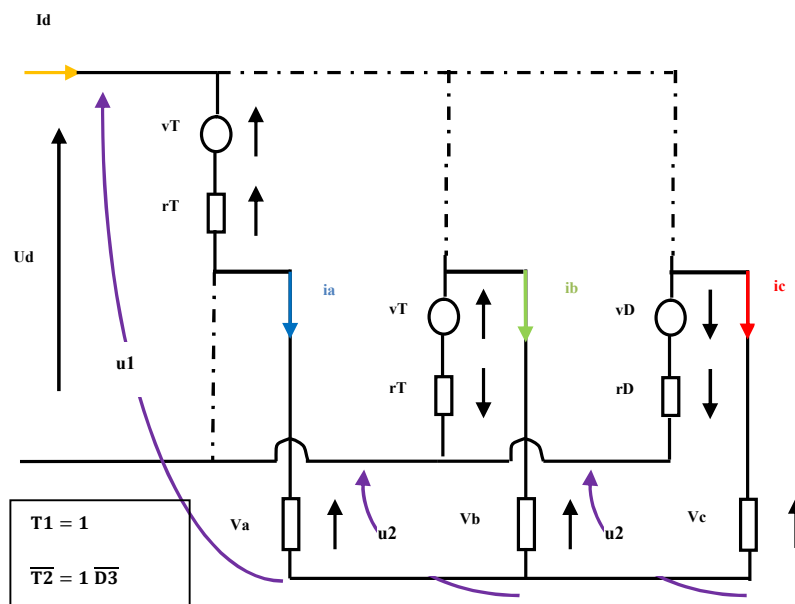


Figure II.20 : Structure d'un commutateur-moteur BLDC lorsque deux phases sont alimentées.

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

Dans ce cas les tensions u_1 et u_2 sont données par :

$$u_1 = (R + r)i_a + (L_c di_a/dt) + e_a + v_T \quad (\text{II.84})$$

La mise en parallèle de la phase b et c conduit à :

$$u_2 = (R + r)i_b + L_c(di_b/dt) + e_b - v_T \quad (\text{II.85})$$

$$u_2 = (R + r)i_c + L_c(di_c/dt) + e_c + v_D \quad (\text{II.86})$$

En ajoutant membre à membre les deux dernières relations il vient :

$$2u_2 = (R + r)(i_b + i_c) + L_c \left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + (e_b + e_c) + (v_D - v_T) \quad (\text{II.87})$$

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

$$u_1 = (R + r)i_d + L_c(di_d/dt) + e_a + v_T \quad (\text{II.88})$$

$$2u_2 = -(R + r)i_d - L_c(di_d/dt) + (e_b + e_c) + (v_D - v_T) \quad (\text{II.89})$$

Par conséquent la tension u_d vérifie la relation :

$$u_d = u_1 - u_2 \quad (\text{II.90})$$

$$2u_d = 3(R + r)i_d + 3L_c(di_d/dt) + 2e_a - (e_b + e_c) + 3v_T - v_D \quad (\text{II.91})$$

De plus durant cet intervalle, on a sensiblement :

$$e_b = -e_a = -E \quad (\text{II.92})$$

$$\text{et } e_c = e_a = E \quad (\text{II.93})$$

Finalement la dynamique du courant i_d dans le mode DC2 vérifie :

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

$$3L_c(di_d/dt) = 2u_d - 3(R + r)i_d - 2E - 3v_T + v_D \quad (\text{II.94})$$

II.4.2.1 Le Schéma Fonctionnel du Moteur BLDC pour le Mode DC2.

A partir l'équation II.94 on a :

$$u_d = \frac{3}{2}(R + r)i_d + \frac{3}{2}L_c \frac{di_d}{dt} + E + \frac{3}{2}v_T - \frac{1}{2}v_D \quad (\text{II.95})$$

Pour simplifier l'équation II.95 on pose :

$$\hat{R} = \frac{3}{2}(R + r) \quad (\text{II.96})$$

$$\hat{L} = \frac{3}{2}L_c \quad (\text{II.97})$$

$$\hat{E} = E \quad (\text{II.98})$$

$$V = \frac{3}{2}v_T - \frac{1}{2}v_D \quad (\text{II.99})$$

Alors :

$$u_d = \hat{R}i_d + \hat{L} \frac{di_d}{dt} + \hat{E} + V \quad (\text{II.100})$$

Avec :

$$\hat{E} = E = k_e \omega_r \quad (\text{II.101})$$

En posant aussi:

$$\hat{k}_v = k_e \quad (\text{II.102})$$

Donc :

$$C_e = k_e i_d = \hat{k}_v i_d \quad (\text{II.103})$$

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

Après les simplifications, le schéma fonctionnel d'un moteur BLDC, ayant 3 phases alimentées est donné par la figure II.21 :

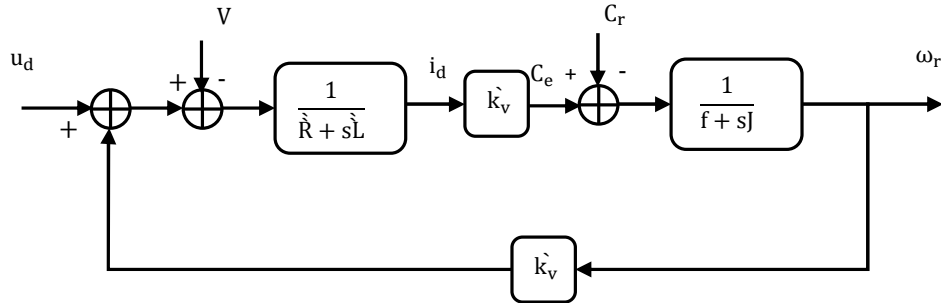


Figure II.21 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC dans le mode DC2.

En effectuant les mêmes étapes de calcul que dans la mode DC1, la fonction transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{bo}^{\wedge}(s) = \frac{1}{k_v^{\wedge}} \frac{1}{\frac{J \cdot \hat{L}}{k_v^{\wedge 2}} s^2 + \left(\frac{J \cdot \hat{R}}{k_v^{\wedge 2}}\right) s + 1} \quad (\text{II.104})$$

Les constantes de temps mécanique T_m^{\wedge} et électrique T_e^{\wedge} sont définis par :

$$T_m^{\wedge} = (J \cdot \hat{R}) / (k_v^{\wedge 2}) \quad (\text{II.105})$$

$$\text{et } T_e^{\wedge} = \frac{\hat{L}}{\hat{R}} \quad (\text{II.106})$$

II.5 Résultats de Simulation.

II.5.1 Simulation en Boucle Ouverte.

On prend les mêmes paramètres que nous avons utilisés dans le chapitre précédent, le commutateur sélectionne la connexion des phases selon la séquence directe . Le programme de simulation permet de reproduire le courant continu i_d soit

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

pour le régime statique ou pour le régime de démarrage du moteur comme indiqué par les figures II.22 et II.23 :

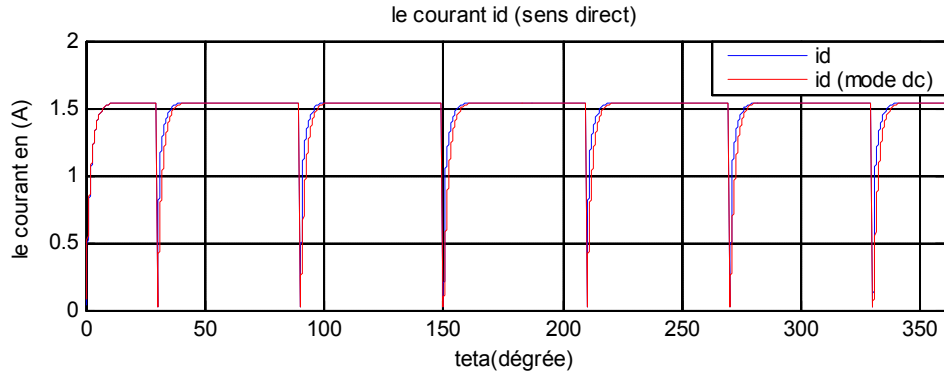


Figure II.22 : Courant i_d (i_d en rouge pour le model DC) en régime statique pour le sens direct.

Où il apparaît clairement que le courant continu i_d issu du model triphasé du moteur est sensiblement similaire au courant i_d obtenu du model continu. Simplement, il existe une faible différence au moment de la commutation du courant à zéro dans une phase (conduction de la diode).

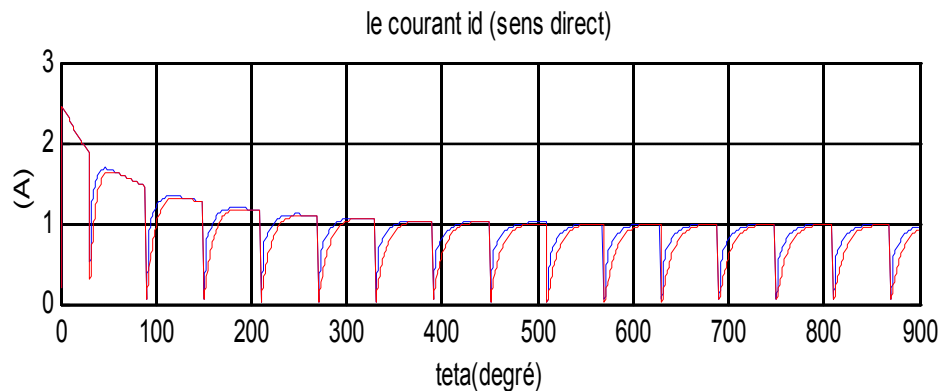


Figure II.23 : Courant i_d (i_d en rouge de model DC) en régime de démarrage dans le sens direct.

A nouveau, le courant continu à l'entrée du commutateur du au model triphasé du moteur est similaire à celui du au model continu. La différence entre ces deux

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

courants apparait pendant le régime de commutation du courant à zéro dans une phase du moteur.

Chapitre II : Modélisation du Moteur BLDC

II.6 Conclusion.

Nous avons présenté dans ce chapitre le modèle continu du moteur à courant continu sans balais (BLDCM) pour les deux modes DC1, DC2. On a vérifié que le courant continu i_d , issu du modèle à courant continu et du modèle triphasé sont pratiquement similaires, une faible différence apparaît au moment de la commutation. Ces résultats montrent que ce modèle peut être valide pour la représentation du courant continu à l'entrée du commutateur électronique auto-commuté.

Chapitre III : Commande par Mode glissant

III.1 Introduction.

La commande par mode glissant a connu un essor considérable durant les dernières décennies [27, 28]. Ceci est dû aux propriétés de sa convergence rapide et sa grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et des perturbations externes [29, 30]. Emelyanov [31]. a proposé une nouvelle famille de modes glissants appelé les modes glissants d'ordre supérieur. Ceux-ci sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement. Ils préservent les principaux avantages de la précédente approche, et permettent de supprimer le phénomène de chattering tout en assurant une meilleure précision de convergence par rapport aux imperfections de modèle ou d'organes de commande. L'ordre de glissement caractérise en particulier le degré de continuité des dynamiques du système au voisinage de la surface de glissement et correspond au nombre de dérivées continues de la variable à contraindre. Pour cela, des algorithmes de commande capables de générer des régimes glissants de tout ordre doivent être synthétisés. Et finalement nous terminons par une application sur la machine BLDC.

III.2 Principe de la commande à régime glissant.

L'idée de base de la commande par régime glissant est premièrement d'attirer les états du système dans une région convenablement sélectionnée, puis de concevoir une loi de commande qui maintiendra toujours le système dans cette région [32]. En résumé, une commande par régime glissant est divisée en trois parties:

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

III.3 Théorie de la Commande par Mode de Glissement.

La théorie des systèmes à structure variable et les modes glissants associés (en anglais sliding mode) est une technique de commande non linéaire, elle est

Chapitre III : Commande par Mode glissant

caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement (Figure III.1). En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties :

- Détermination d'une région d'espace d'état telle qu'une fois le système se trouve dans cette région, il ait le comportement désiré.
- Définition d'une loi de commande qui conduise le système jusqu'à cette région de l'espace d'état.

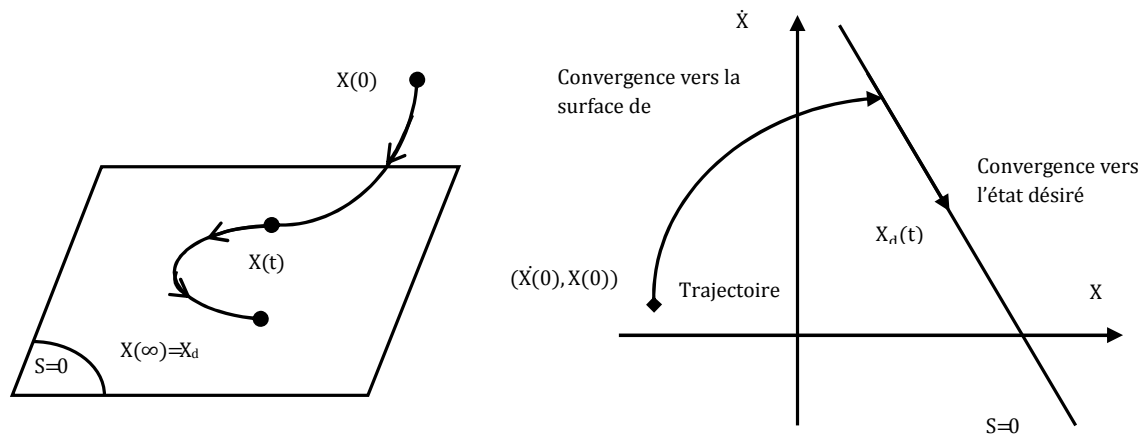


Figure III.1 : Convergence du système glissant.

III.3.1 Choix des Surfaces de Glissement.

En général, concernant la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état :

Espace d'état :

$$S(x) = \sum_{i=1}^r c_i x_i \quad \text{(III.1)}$$

Avec : $c_r = 1$

Dans l'espace de phase :

Chapitre III : Commande par Mode glissant

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} \tilde{x} \quad (\text{III.2})$$

$$\text{Avec : } \tilde{x} = x_d - x = [\tilde{x} \ \dot{\tilde{x}} \ \dots \ \tilde{x}^{(r-1)}]^T \quad (\text{III.3})$$

Ou :

x le variable à réguler.

\tilde{x} l'erreur de réglage.

λ une constante positive qui interprétera la bande passante du contrôle désiré.

r degré relatif (égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande).

On aura donc :

Pour $r = 1$

$$S(x) = \tilde{x} \quad (\text{III.4})$$

Pour $r = 2$

$$S(x) = \lambda \tilde{x} + \dot{\tilde{x}} \quad (\text{III.5})$$

III.3.2 Condition de Glissement.

Soit le système dynamique non linéaire décrit par l'équation d'état suivante :

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) + g(x, t) \cdot U \quad (\text{III.6})$$

Où $x \in X$ un ouvert de \mathfrak{R}^n est le vecteur d'état, $f(x)$ et $g(x)$ sont des fonctions définies sur \mathfrak{R}^n , avec :

$$g(x) \neq 0 \ \forall x \in X, f(x) = [f_1, f_2, \dots, f_n]^T, g(x) = [g_1, g_2, \dots, g_n]^T \quad (\text{III.7})$$

La condition de glissement peut être formulée en déterminant une fonction scalaire de Lyapunov $V(x) : \mathfrak{R} \rightarrow \mathfrak{R}$ qui soit positive $V(x) > 0$ pour tout x de \mathfrak{R} . La fonction de Lyapunov est choisie de façon à décroître dans le temps. L'idée est de trouver une commande qui assure cette décroissance en rendant négative la dérivée de la fonction de Lyapunov.

Soit :

Chapitre III : Commande par Mode glissant

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.8})$$

Où $S(x)$ décrit la distance du point x de la surface de glissement $S(x) = 0$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, nous devons assurer que :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.9})$$

Cette condition assure que la surface S est attractive pour la trajectoire de phase : sous certaines conditions, le point représentatif de l'évolution du système dans l'espace de phase peut être maintenu sur la surface $S(x) = 0$ qui est choisie a priori. L'état du système bouclé est alors plongé dans l'état d'un système "réduit" de dimension inférieure et libre appelé *système équivalent*, dont les coefficients de son équation caractéristique sont identiques à ceux de cette surface [33] [34].

III.3.3 Synthèse de la Commande.

Les deux composants de la commande sont :

$$U = U_{eq} + U_s \quad (\text{III.10})$$

U_{eq} la commande équivalente ou nominale est déterminée par le modèle du système, on peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs U_{max} et U_{min} (Figure III.2).

U_s correspond à la commande qui garanti l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition $S(x)\dot{S}(x) < 0$.

Chapitre III : Commande par Mode glissant

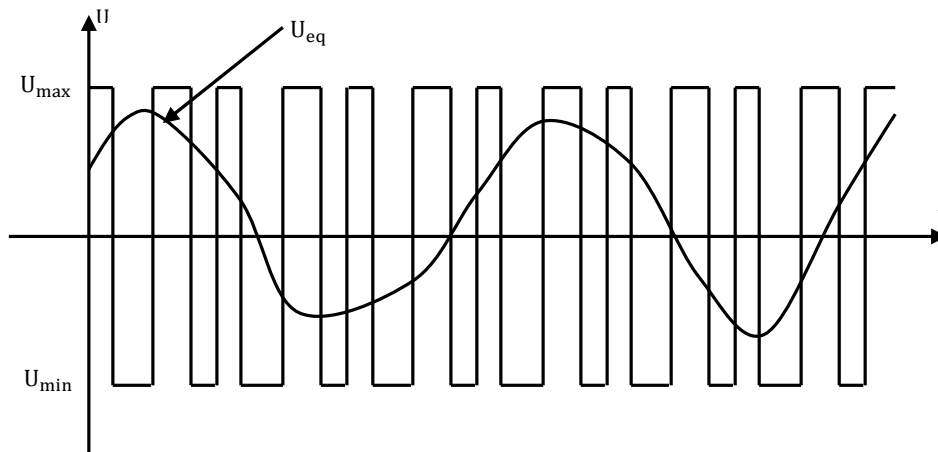


Figure III.2: Valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min} .

III.3.4 Expression analytique de la commande.

En régime de glissement idéal, l'expression des surfaces et de leurs dérivées sont nulles. Ceci se traduit par :

$$U_s = 0 \quad (\text{III.11})$$

$$S(x) = 0 \quad (\text{III.12})$$

Donc :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T (f(x, t) + g(x, t).U) = 0 \quad (\text{III.13})$$

Avec $U = U_{eq}$

Ainsi, la commande équivalente est donnée par :

$$U_{eq} = - \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x, t) \right)^{-1} \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T f(x, t) \right) \quad (\text{III.14})$$

Chapitre III : Commande par Mode glissant

Avec la condition de transversalité :

$$\det \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x, t) \right) \neq 0 \quad (\text{III.15})$$

Mais, le régime idéal n'est pratiquement jamais réalisable. On doit ainsi faire usage du deuxième terme de la commande pour ramener l'état du système vers la surface à chaque fois qu'il s'en écarte. Ainsi, il convient de prendre U_s sous la forme d'un relais dépendant du signe de S (Figure III.3)

$$U_s \equiv \dot{S}(x) = -K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.16})$$

Où

$K = \text{diag}(k_1, \dots, k_m)$ qui est la forme d'un relais (Figure III.3).

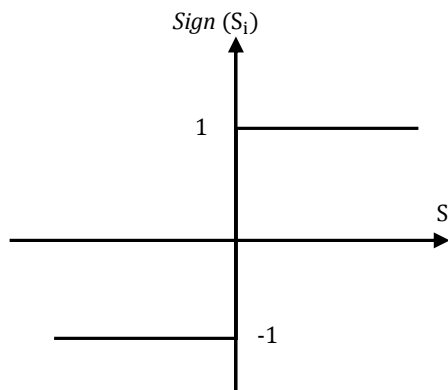


Figure III.3 : Représentation de la fonction sign [35].

III.3.5 Elimination du phénomène du chattering.

La commande des systèmes à structure variable peut être commutée d'une valeur à une autre suivant le signe d'une fonction de commutation, avec une fréquence infinie. Cependant, dans les systèmes réels, il est impossible de réaliser une telle commutation de la commande pour des raisons technologiques telles que : l'hystérésis, la présence de retard, limitation des actionneurs...etc. [36].

Chapitre III : Commande par Mode glissant

La commande discontinue engendre des oscillations du vecteur d'état et de la commande à une fréquence finie. Ce phénomène est appelé « *le phénomène de broutement* » (chattering en anglais). Ce phénomène a plusieurs effets indésirables sur le comportement du système. Il peut :

- Exciter des dynamiques non modélisées
- Diminuer la précision
- Produire une grande perte d'énergie
- Créer une fatigue des parties mécanique mobile.

Plusieurs techniques ont alors été proposées pour réduire ou éliminer ce phénomène. Parmi les solutions ont été proposées tels que : le remplacement de la fonction discontinue par une fonction continue (par exemple : fonctions sat, smooth...) ou la fuzzification (la synthèse d'une commande Hybride par Mode Glissant Floue).

III.3.6 Les différentes structures de la commande par mode de glissement.

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre réaction d'état. Enfin, la dernière structure est la structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la « *commande équivalente* ». On s'intéresse dans notre étude par cette dernière structure [36],[37].

III.3.6.1 Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande.

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la Figure III.4:

Chapitre III : Commande par Mode glissant

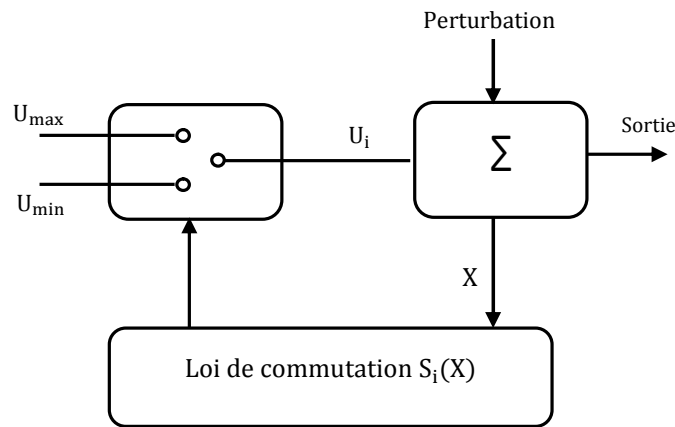


Figure III.4 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associés dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse.

III.3.6.2 Structure par Commutation au Niveau d'une Contre Réaction d'Etat.

Cette structure (Figure III.5) est utilisée surtout dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents. Le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Le non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

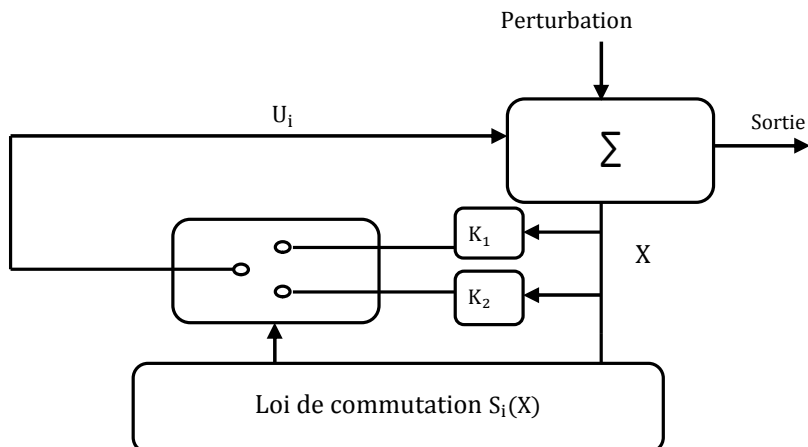


Figure III.5: Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

Chapitre III : Commande par Mode glissant

III.3.6.3 Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Equivalente.

Une telle structure dont le principe est montrée sur la Figure III.6, présente un réel avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais la commande est plus dépendante des variations paramétriques du fait de la présence du terme de la commande équivalente.

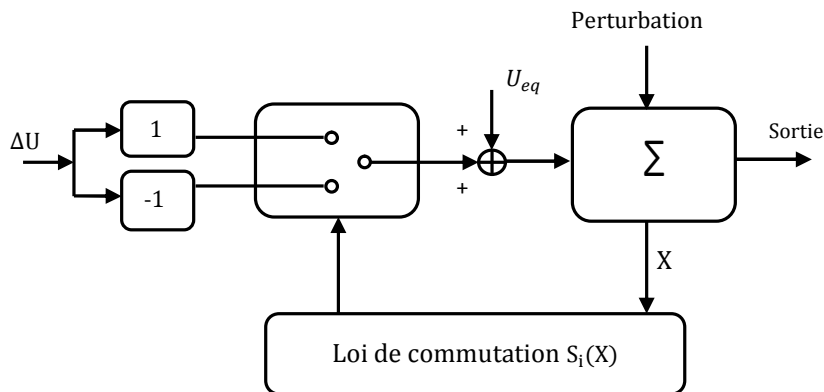


Figure III.6: Structure de régulation par ajout de la commande équivalente [33].

III.4 Applications au Moteur à Courant Continu sans Balais (BLDCM).

Ces dernières années, beaucoup d'effort de recherches a été consacré aux applications des techniques de commande par les modes glissants aux équipements électroniques et aux commandes électriques [38] [39] [40]. L'intérêt pour cette approche de commande est du à sa robustesse aussi, elle est apte à éliminer les effets des variations paramétriques même en régime dynamiques avec un minimum de complexité de la loi de commande [41].

En utilisant la même structure de commande en cascade aussi, le schéma de principe pour la commande du moteur BLDC est donné à la Figure III.7:

Chapitre III : Commande par Mode glissant

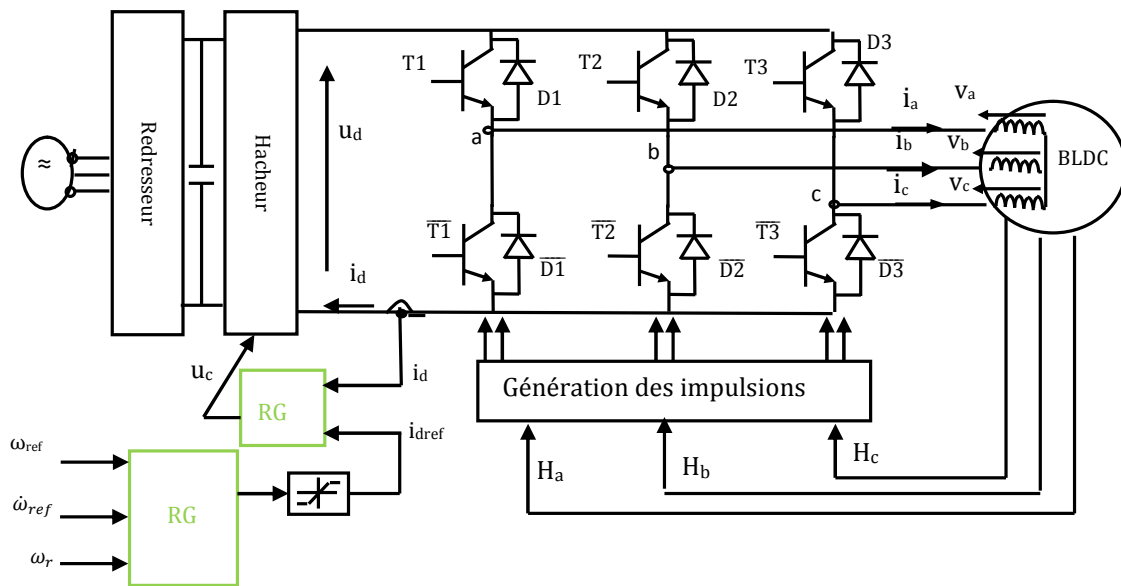


Figure III.7: Schéma de principe pour la commande du BLDC.

III.4.1 Réglage de la Vitesse.

Pour cela, on base sur l'équation mécanique ou le couple de détente qui en général est négligeable pour ce type de moteur est considéré comme faisant partie du couple de charge C_r .

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = 2k_e i_d - k_f \omega_r - C_r \quad (\text{III.17})$$

On définit une surface de glissement pour la vitesse comme étant l'erreur de réglage :

$$S_\omega = \omega_r - \omega_{ref} \quad (\text{III.18})$$

Où ω_{ref} représente la vitesse désirée.

La dynamique de cette surface \dot{S}_ω est donnée par :

$$\dot{S}_\omega = (2k_e/J)i_d - (k_f/J)\omega_r - (C_r/J) - \dot{\omega}_{ref} \quad (\text{III.19})$$

Soit la fonction de Lyapunov V_ω défini par :

Chapitre III : Commande par Mode glissant

$$V_\omega = 0.5(S_\omega)^2 \quad (\text{III.20})$$

Donc la dynamique \dot{V}_ω est :

$$\dot{V}_\omega = S_\omega \dot{S}_\omega = S_\omega [(2k_e/J)i_d - (k_f/J)\omega_r - (C_r/J) - \dot{\omega}_{ref}] \quad (\text{III.21})$$

Nous imposons au courant i_d la valeur I_c donnée par :

$$I_c = \frac{J}{2k_e} \left(\frac{k_f}{J} \omega_r + \dot{\omega}_{ref} - k_{\omega 1} S_\omega - k_{\omega 2} \text{sign}(S_\omega) \right) \quad (\text{III.22})$$

En introduisant cette valeur de i_d dans l'expression de \dot{V}_ω , celle-ci se réduit à :

$$\begin{aligned} \dot{V}_\omega &= S_\omega [-k_{\omega 1} S_\omega - k_{\omega 2} \text{sign}(S_\omega) - (C_r/J)] \\ &\leq -k_{\omega 1} S_\omega^2 - k_{\omega 2} |S_\omega| - |S_\omega| (C_{max}/J) \end{aligned} \quad (\text{III.23})$$

Où $k_{\omega 1}$ et $k_{\omega 2}$ sont des coefficients positifs de plus C_{max} est la borne supérieure du couple de charge :

$$|C_r| \leq C_{max} \quad (\text{III.24})$$

Si le coefficient $k_{\omega 2}$ est imposé tel que :

$$k_{\omega 2} \leq (C_{max}/J) \quad (\text{III.25})$$

Par conséquent $\dot{V}_\omega \leq 0$, de ce fait la surface S_ω converge asymptotiquement vers zéro ($S_\omega = \dot{S}_\omega = 0$) et donc elle est globalement attractive et invariante. Aussi, la vitesse ω_r est bornée car ω_{ref} est bornée et elle converge asymptotiquement vers ω_{ref} .

Chapitre III : Commande par Mode glissant

III.4.2 Réglage du Courant.

Etant donné que la structure de commande est en cascade aussi la sortie I_c du régulateur de vitesse correspondant à la relation (III.22) qui après limitation à la valeur $\pm 2(A)$ forme le signal I_L . La référence I_{ref} du courant i_d dépend du sens de rotation du moteur :

- Si le sens est direct alors le commutateur C est en position 1 et $I_{ref} = I_L$;
- Si le sens est inverse alors le commutateur C est en position 2 et $I_{ref} = -I_L$.

Notre objectif est d'imposer au courant i_d de suivre la valeur désirée I_{ref} . Aussi, on définit la surface de glissement suivante :

$$S_d = L_c i_d - L_c i_{ref} \quad (III.26)$$

En exploitant la dynamique du courant au mode DC1, la dynamique \dot{S}_d de S_d est exprimée par :

$$\dot{S}_d = -R_T i_d - E - v_T + (u_d/2) - L_c (dI_{ref}/dt) \quad (III.27)$$

Soit V_d la fonction de Lyapunov définie par :

$$V_d = (S_d^2/2) \quad (III.28)$$

Sa dérivée temporelle \dot{V}_d est alors :

$$\dot{V}_d = S_d \dot{S}_d = S_d ((u_d/2) - R_T i_d - E - v_T - L_c (dI_{ref}/dt)) \quad (III.29)$$

On impose à la commande u_d la loi suivante :

$$u_c = 2(R_T i_d + E - k_{d1} S_d - k_{d2} \text{sign}(S_d)) \quad (III.30)$$

Chapitre III : Commande par Mode glissant

L'introduction de cette valeur u_c de u_d dans l'expression de \dot{V}_d conduit à :

$$\begin{aligned} \dot{V}_d &= S_d(-v_T - L_c(dI_{ref}/dt) - k_{d1}S_d - k_{d2}sign(S_d)) \\ &\leq |S_d|(v_T + L_c dI_m) - k_{d1}S_d^2 - k_{d2}|S_d| \end{aligned} \quad \text{(III.31)}$$

Ou dI_m est la borne supérieure de (dI_{ref}) donc :

$$|dI_{ref}| \leq dI_m \quad \text{(III.32)}$$

Pour rendre $\dot{V}_d \leq 0$, le coefficient k_{d2} est imposé tel que :

$$k_{d2} \geq B_1 \text{ Avec } B_1 = (v_T + L_c dI_m) \quad \text{(III.34)et(III.35)}$$

De ce fait S_d converge asymptotiquement vers zéro ($S_d = \dot{S}_d = 0$) et donc elle est attractive et invariance. De même le courant i_d converge asymptotiquement vers I_{ref} et il demeure borné car I_{ref} est borné.

III.4.3 Validation de la Commande pour le Mode DC2.

Compte tenue de la dynamique de i_d exprimée dans ce mode DC2 l'expression de \dot{S}_d est alors de la forme :

$$\dot{S}_d = -R_T i_d - 2E/3 + v_T - (v_D/3) + (2u_d/3) - L_c(dI_{ref}/dt) \quad \text{(III.36)}$$

L'introduction de l'expression de u_d dans la relation précédente donne :

$$\begin{aligned} \dot{S}_d &= (1/3)(-R_T i_d - 2E + 3v_T - v_D - 3L_c(dI_{ref}/dt) - 4k_{d1}S_d \\ &\quad - 4k_{d2}sign(S_d)) \end{aligned} \quad \text{(III.37)}$$

Chapitre III : Commande par Mode glissant

Pour que \dot{V}_d vérifie la condition ($\dot{V}_d \leq 0$), il faut que le coefficient k_{d2} soit tel que :

$$k_{d2} \geq B_2 \quad (\text{III.38})$$

Avec :

$$B_2 = (1/4)(R_T I_{max} + 2E_{max} + 3v_T + v_D + 3L_c dI_m) \quad (\text{III.39})$$

Par conséquent pour que la surface S_d soit attractive et converge vers zéro à la fois pour le mode DC1 et DC2, il suffit que le coefficient k_{d2} vérifie :

$$k_{d2} \geq B \text{ Et } B = \max(B_1, B_2) \quad (\text{III.40})$$

III.5 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse.

Les résultats de la simulation sont obtenus dans les mêmes conditions que celles présentées dans le chapitre précédent. Aussi, les signaux de commande des transistors et les durées de conduction des diodes pour les deux sens de rotation sont présentés à la Figure III.8 :

Chapitre III : Commande par Mode glissant

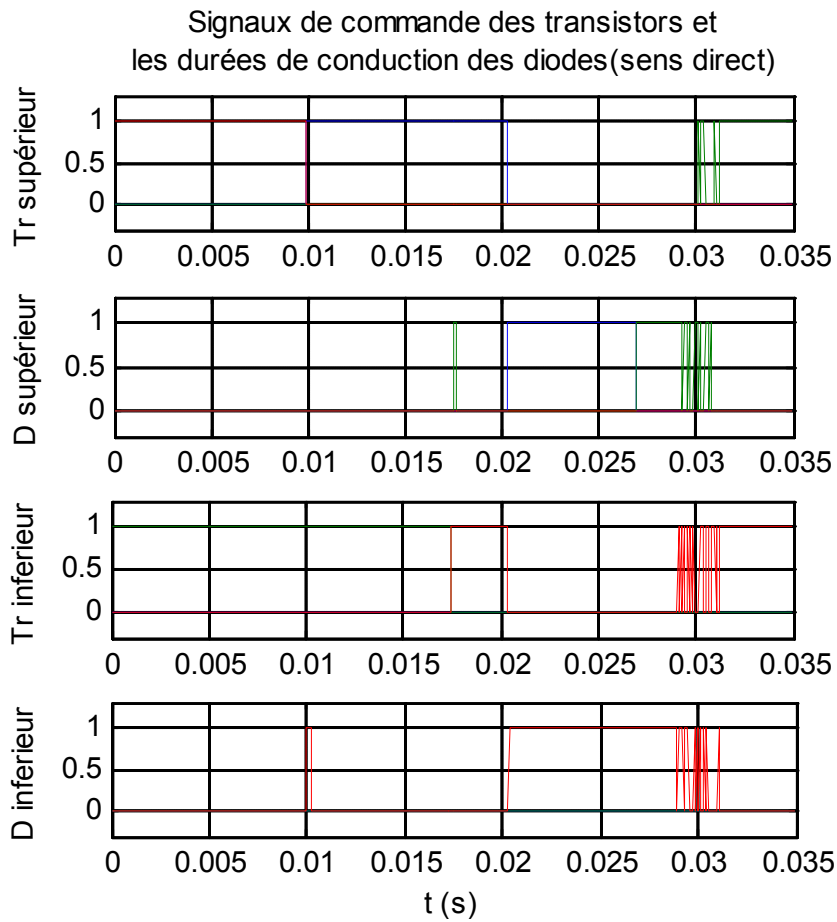


Figure III.8: Forme des Signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes dans le sens direct.

Les résultats de simulation du moteur BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation direct est présenté sur les Figure III.9, Figure III.10, Figure III.11, Figure III.12, Figure III.13 concernant respectivement les trois courants de phases, la vitesse du moteur, le courant i_d , le couple C_e et le courant de phase i_a avec FEM e_a .

Chapitre III : Commande par Mode glissant

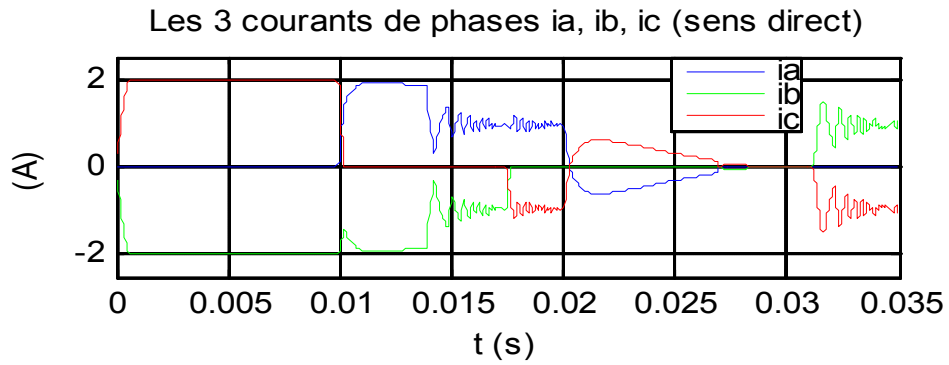


Figure III.9: Forme des courants de phases dans le sens direct

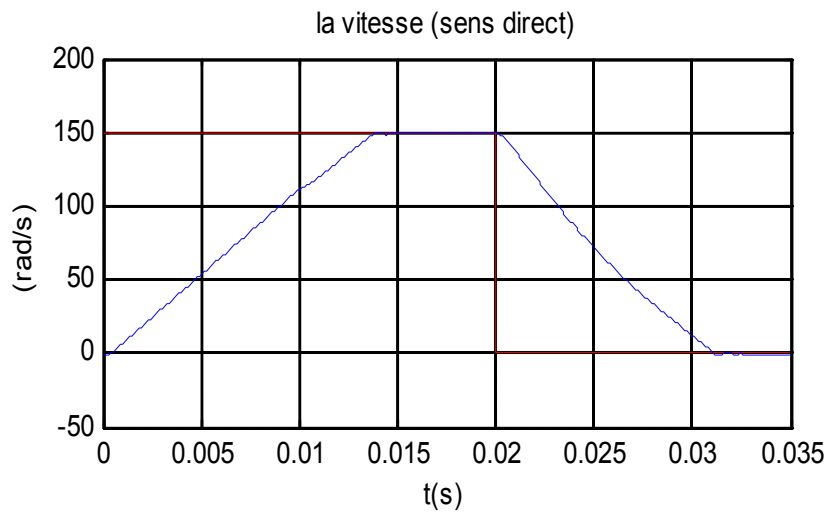


Figure III.10 : Forme de la vitesse dans le sens direct

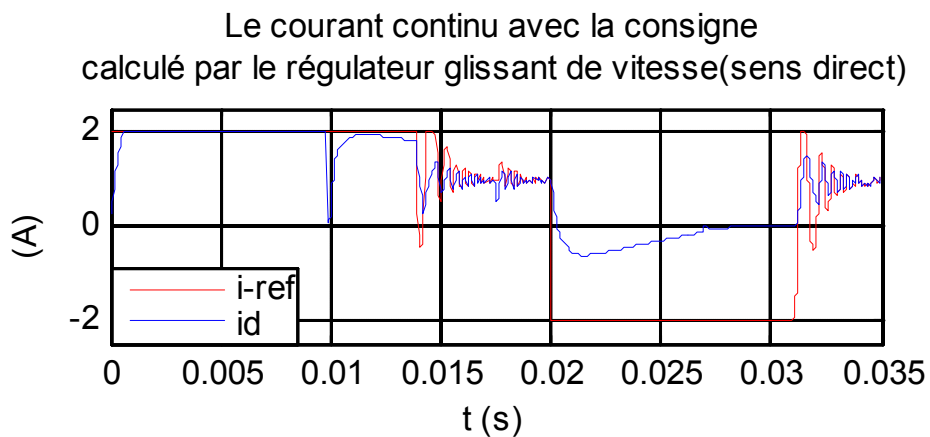


Figure III.11: Forme du courant i_d dans le sens direct.

Chapitre III : Commande par Mode glissant

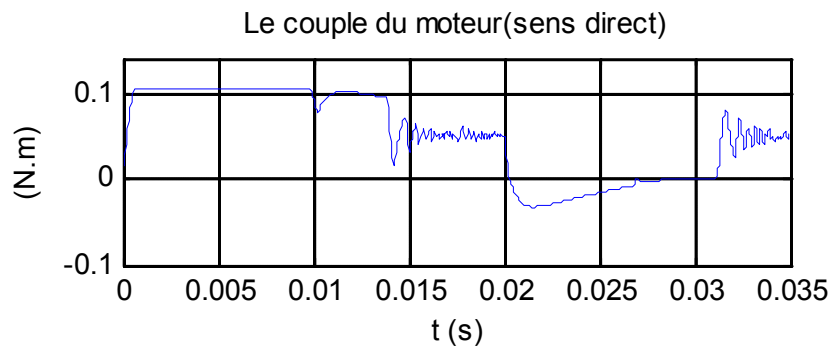


Figure III.12: Couple du moteur C_e dans le sens direct

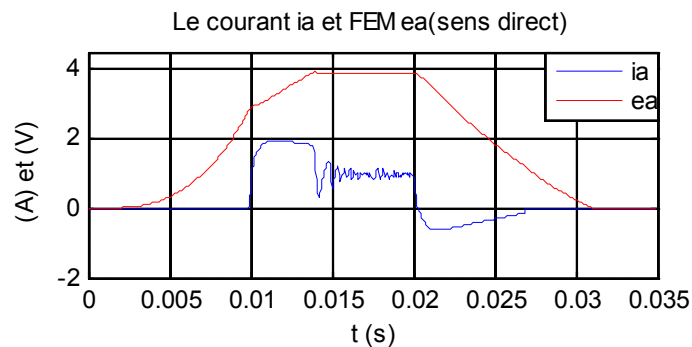


Figure III.13: Forme de courant i_a et FEM e_a de la phase a dans le sens direct

🔗 Commentaires sur les Résultats

- On constate que l'erreur statique entre le courant de consigne et le courant réel est annulé.
- Les temps de réponses, qui caractérisent le régime transitoire, est faibles

III.6 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse.

On applique un échelon de vitesse de 150tr/mn, le moteur démarre à vide puis à l'instant $t=0.02s$ on effectue trois tests de robustesse où on applique la perturbation externe représentée par le couple résistance C_r et les variations paramétriques.

Test 1 : Couple Résistant $C_r = 0.05N/m$, augmentation de 20% des résistances des phases, diminution de 30% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure III.14:

Chapitre III : Commande par Mode glissant

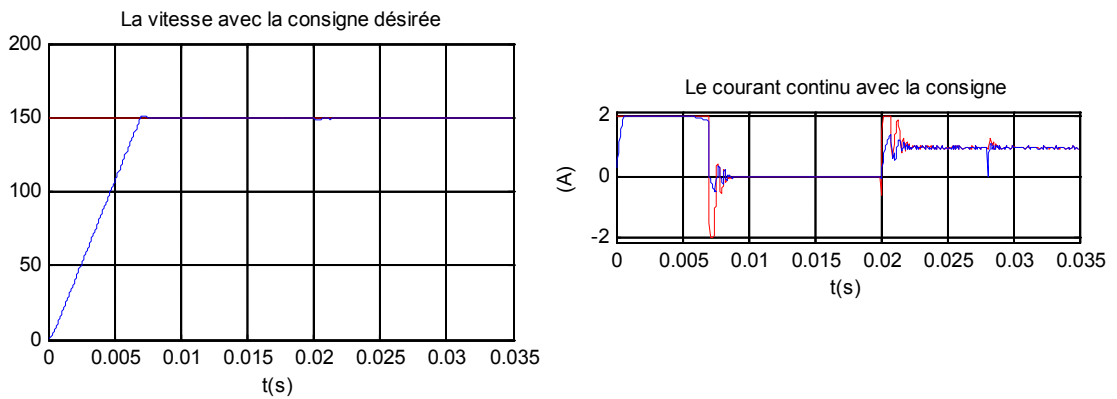


Figure III.14: Formes de la vitesse et de courant

Test 2 : Couple Résistant $C_r = 0.055N/m$, augmentation de 40% des résistances des phases et diminution de 35% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure III.15:

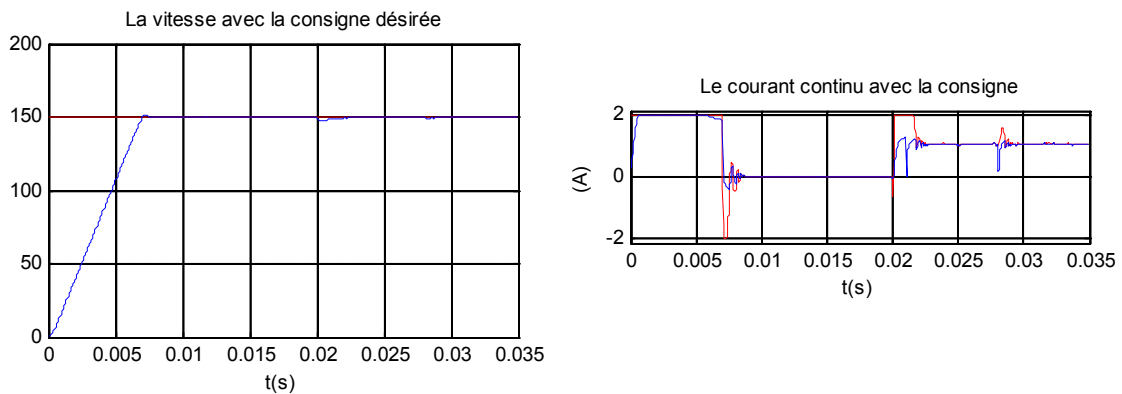


Figure III.15 : Formes de la vitesse et de courant.

Test 3 : Couple Résistant $C_r = 0.06N/m$, augmentation de 60% des résistances des phases et diminution de 40% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure III.16:

Chapitre III : Commande par Mode glissant

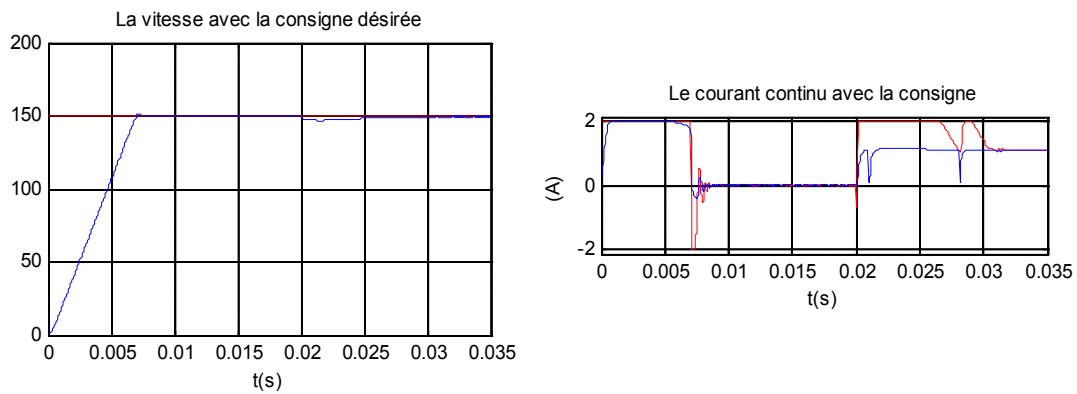


Figure III.16: Formes de la vitesse et de courant.

🔗 Commentaires sur les Résultats

- Pour les deux premiers tests la vitesse reste pratiquement insensible aux perturbations.
- Et pour le test 3, il apparaît une faible erreur statique à partir de l'instant $t=0.02s$ qui est pratiquement éliminée à partir de l'instant $t=0.033s$.

Chapitre III : Commande par Mode glissant

III.6. Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons présenté un bref rappel sur la commande par les modes glissants. Pour différentes raisons, l'exposé sur les modes glissants a été restreint à des systèmes mono-entrée et affine en la commande mais l'ensemble des résultats peut s'appliquer, sous certaines conditions, à des systèmes d'ordre plus général. Les principes ont été donnés dans le cas des régimes glissants classiques : notion de surface invariante et de commande équivalente, conditions d'existence.

Nous avons appliqué les modes de glissement à la commande du moteur BLDC dans le but de régler la vitesse de ce moteur. Nous avons basé notre étude sur la structure de régulation en cascade. Les résultats de simulation montrent que la commande par les modes de glissement est une commande robust.

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

IV.1 Introduction.

La commande par mode glissant a reçu un intérêt croissant en raison de sa simplicité de mise en œuvre et sa robustesse vis à vis des incertitudes structurelles et des perturbations externes. Cependant, la présence de la fonction signe dans la loi de commande donne naissance à un phénomène de chattering qui peut endommager le système en excitant les hautes fréquences. Dans le but d'éliminer ce phénomène, sans détériorer les performances de commande et tout en gardant la robustesse du mode glissant, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature [42],[43]. Ces solutions consistent à combiner plusieurs techniques de commande pour obtenir de bonnes performances. Dans ce chapitre, nous considérons la combinaison de la commande par logique floue et la commande par mode glissant en utilisant des surfaces de glissement non linéaires. Les surfaces de glissement proposées dans le chapitre précédent seront utilisées dans la mise en œuvre de cette loi de commande hybride.

IV .2 Commande par mode glissant flou.

La logique floue, dont les bases théoriques ont été établies depuis le début des années 1960, permet d'exploiter les informations linguistiques décrivant le comportement dynamique du système. Ces informations, fournies par l'expert humain, peuvent être exprimées sous forme d'un ensemble de règles floues de type Si-Alors. La définition de règles ainsi que de fonctions d'appartenance à des ensembles dits « ensembles flous » permet aux concepteurs de mieux appréhender les processus imprécis et difficilement modélisables. L'un des domaines d'application de la logique floue qui a connu une évolution considérable et qui continue de susciter l'intérêt de plusieurs chercheurs est celui de la modélisation et la commande des systèmes [44], [45]. Depuis la mise en œuvre du principe de la commande floue pour la première fois en 1974 [46], plusieurs techniques et applications ont été développées. Cette approche permet d'obtenir, d'une manière simple et sans faire appel à des développements Mathématiques complexes, une loi de commande souvent efficace et présente l'intérêt de prendre en compte l'expertise d'un opérateur humain.

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

Cependant, le problème de stabilité et de robustesse de ce type de lois de commande n'est pas encore résolu d'une manière Définitive et reste un sujet de recherche.

Afin, de limiter le phénomène de chattering associé à la commande par mode glissant, Plusieurs techniques de commande basées sur la combinaison de la commande floue et la commande par mode glissant ont été proposées [47],[48]. L'efficacité de ces techniques, plus particulièrement dans l'atténuation du phénomène de chattering, a été prouvée en considérant plusieurs applications. En plus, cette approche permet de préserver la simplicité de mise en œuvre et la robustesse de la commande par mode glissant.

IV.2.1. Mise en œuvre de la commande par mode glissant flou.

L'intégration de la commande floue avec la commande par mode glissant permet, d'une part, d'exploiter la robustesse de la commande à structure variable et, d'autre part, d'utiliser le critère de stabilité de Lyapunov pour analyser la stabilité du système. Cette nouvelle vision est basée sur l'interprétation des règles de commande floues. Une règle est généralement une relation floue de la forme [49] :

$$R^j : \text{Si } x_1 \text{ est } A_1^j, \dots, \text{ est } x_n \text{ est } A_n^j \text{ alors } u_j \text{ est } c^j \quad (\text{IV.1})$$

où x_i ($i=1, \dots, n$) sont les entrées du système flou, A_i^j est l'ensemble flou correspondant à l'entrée x_i , c_j est un singleton et u est la sortie de la $j^{\text{ème}}$ règle. La structure de commande, définie par les règles R_j , dépend des états du processus et peut alors être considérée comme étant un système de commande à structure variable (avec une certaine bande limite).

Comme nous l'avons déjà montré dans le chapitre précédent, le terme de correction discontinu dans une commande à structure variable est donné par :

$$U = -K \text{ sign}(s) \quad (\text{IV.2})$$

Un mode glissant théorique est idéal et il est rare qu'il se produit dans le cas d'un système réel. Ceci est principalement dû au retard de commutation et au chattering autour de la surface de glissement. Cette situation peut être corrigée par un lissage de

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

la commande discontinue à l'intérieur d'une bande limite (autour de la surface de glissement).

En introduisant une bande limite Φ , la loi de commande à structure variable est alors modifiée comme suit [50] :

$$u = \begin{cases} K & s > \Phi \\ -K \cdot \frac{s}{\Phi} & -\Phi \leq s \leq \Phi \\ -K & s < -\Phi \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

L'objectif est de remplacer la commande discontinue u , donnée par (IV.3), par une loi de commande floue u_f . L'idée de base pour la conception de cette commande est qu'il est possible de faire une extension de la surface de glissement $s = 0$, vers une surface floue définie par l'expression linguistique suivante :

$$\tilde{s} \text{ est zéro} \quad (\text{IV.4})$$

Où \tilde{s} est la variable linguistique correspondant à s , et "zéro" est l'un de ses ensembles flous.

Afin de fuzzifier l'espace autour de la surface de glissement s , on définit cinq sous ensembles flous (figure IV.1), tels que :

$$T(\tilde{s}) = \{NG, NM, EZ, PM, PG\} = \{\tilde{F}_s^1, \dots, \tilde{F}_s^5\} \quad (\text{IV.5})$$

Avec :

NG : négatif grand ; NM : négatif moyen; EZ : environ zéro ; PM : positif moyen ;

PG : positif grand.

Quant à la commande u_f , nous définissons aussi cinq sous ensembles flous tels que :

$$T(\tilde{u}) = \{NG, NM, EZ, PM, PG\} = \{\tilde{F}_u^1, \dots, \tilde{F}_u^5\} \quad (\text{IV.6})$$

Où \tilde{u} est la variable linguistique correspondant à u_f . Les fonctions d'appartenance des deux variables s et u_f , sont illustrées par (la figure IV.2). On définit des fonctions d'appartenance de forme triangulaire pour la surface de glissement s et des singletons pour la commande u_f .

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

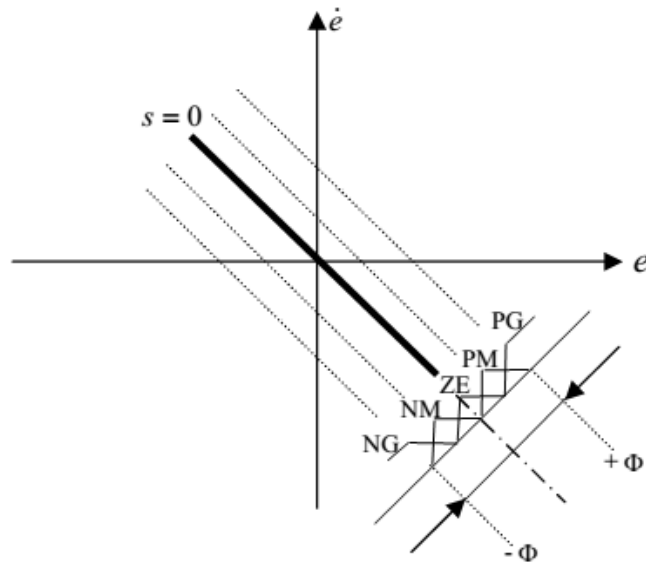


Figure VI.1. Partition floue de l'espace autour de la surface de glissement dans le plan de phase.

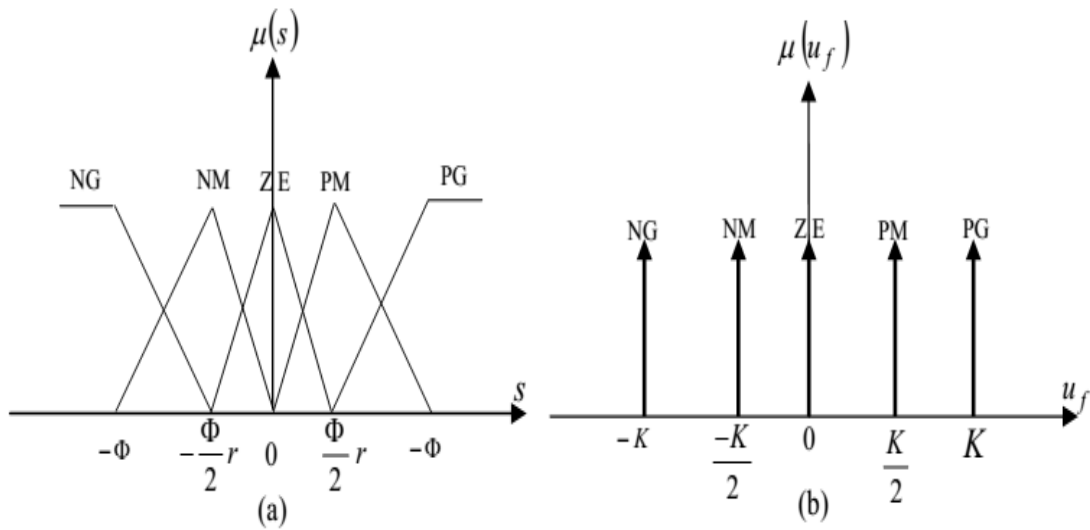


Figure IV.2. Fonctions d'appartenance : (a) l'entrée s , (b) la sortie u_f .

Dans la figures IV.2 (a), le paramètre $r \in [0,1]$ est utilisé pour ajuster les points modaux du sous ensemble ZE (la précision de la commande réside dans l'expression : \tilde{s} est zéro).

Nous définissons pour ce système d'inférence flou, les règles suivantes :

$$R^1 : \underline{SI} \ s \text{ est NG } \underline{Alors} \ u_f \text{ est PG}$$

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

R^2 : SI s est NM Alors u_f est PM

R^3 : SI s est ZE Alors u_f est EZ

R^4 : SI s est PM Alors u_f est NM

R^5 : SI s est PG Alors u_f est NG

On peut écrire aussi :

$$R_i : \text{SI } s \text{ est } F_{si}^i \text{ Alors } u_f \text{ est } F_u^i, i=1, \dots, 5 \quad (\text{IV.7})$$

Nous considérons X et Y , comme étant l'espace d'entrée et de sortie des règles floues Respectivement. Pour un ensemble flou arbitraire \tilde{F}_x dans X , un ensemble flou $\tilde{F}_x^0 R^i$ est défini dans l'espace Y par la règle R^i .

En utilisant la méthode d'inférence max-min donnée par [51], [52] :

$$\mu_{\tilde{F}_x^0 R^i}(u_f) = \max_{s \in X} [\min [\mu_{\tilde{F}_x}, \min [\mu_{\tilde{F}_s^i}(s), \mu_{\tilde{F}_s^i}(u_f)]]] \quad (\text{IV.8})$$

Dans le cas où la forme de sous ensemble \tilde{F}_x est un singleton, on peut écrire :

$$\mu_{\tilde{F}_x} = \begin{cases} 1 & \text{si } s = \alpha \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

Pour la phase de défuzzification, on utilise la méthode du centre de gravité, ce qui nous donne :

$$u = \frac{\sum_{i=1}^5 \mu_i(s) \cdot u_f^i}{\sum_{i=1}^5 \mu_i(s)} \quad (\text{IV.10})$$

Avec, $\mu_i(s)$ le degré d'appartenance de s au sous ensemble F_{si}^i .

Finalement, le résultat d'inférence pour tout s , s'écrit [53] :

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

$$u_f = -K \operatorname{sig}\left(\frac{s}{\Phi}\right) \quad (\text{IV.11})$$

avec:

$$\operatorname{sig}(z) = \begin{cases} -1 & z < -1 \\ \frac{z+r-1}{2-r} & -1 < z < \frac{-r}{2} \\ \frac{z}{r} & -r < z < 0 \\ \frac{z+1-r}{2-r} & \frac{r}{2} < z < 0 \\ 1 & z \geq 1 \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

La figure(IV.3), illustre le résultat d'inférence des règles floues pour différentes valeurs de la variable r . On remarque bien, que la valeur de la variable r joue un rôle important dans la forme de cette fonction. Pour $r_i=1$, on peut la considérer comme une fonction de saturation.

Par conséquent, on peut améliorer les performances de la commande par l'ajustement de cette variable.

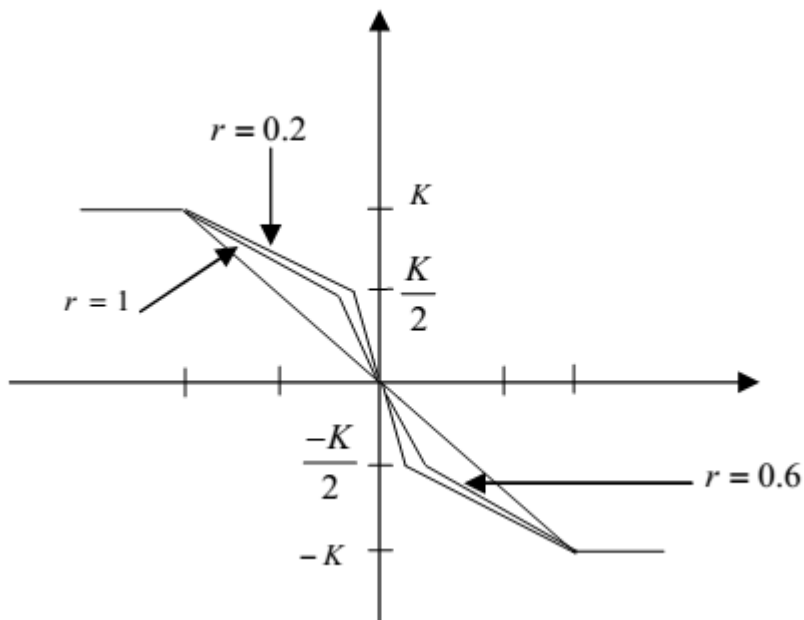


Figure IV.3 : Résultats de l'inférence des règles floues pour différentes valeurs de r .

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

IV.3 Réglage par la commande floue-glissant.

Notre proposition est de traiter le système de contrôle flou comme un type de système à structure variable (le contrôleur flou avec un contrôleur à structure variable). Nous appliquons cette proposition sur le réglage du courant. Dans ce cas la commande u est donnée par l'équation IV.13:

$$u = u_{eq} + u_{flou} \quad (IV.13)$$

On utilise la même structure de commande (commande en cascade) avec deux régulateurs, de vitesse et de courant (Figure IV.4).

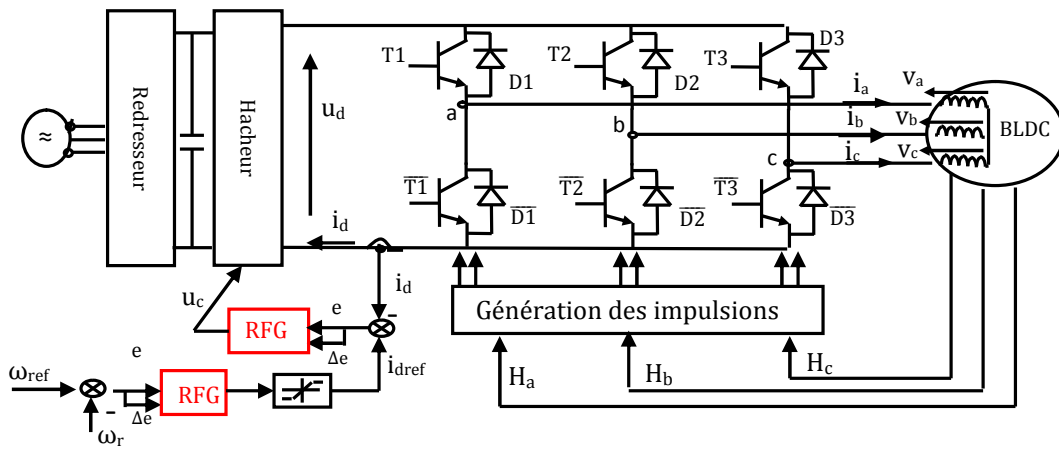


Figure IV.4: Schéma de principe pour la commande du moteur BLDC.

📍 Définition des Entrées / Sorties

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

$$\text{L'erreur de vitesse } e_{\omega} = \omega_r - \omega_{ref}. \quad (IV.14)$$

$$\text{La variation de l'erreur de vitesse } \Delta e_{\omega} = e_{\omega}(k) - e_{\omega}(k-1) \quad (IV.15)$$

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

$$\text{L'erreur de courant } e_{i_d} = i_d - i_{ref}. \quad (IV.16)$$

$$\text{La variation de l'erreur de courant } \Delta e_i = e_{i_d}(k) - e_{i_d}(k-1) \quad (IV.17)$$

Pour les variables de la sortie :

La sortie du régulateur de vitesse qui après limitation forme la référence i_{ref} pour la boucle de courant et la sortie du régulateur de courant constitue la commande u_c (Figure IV.4).

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

IV.3.1 Définition des fonctions d'appartenance.

Les régulateurs flous utilisés sont du type Mamdani dont les entrées sont : l'erreur de vitesse et sa variation pour la boucle de vitesse en même temps l'erreur de courant et sa variation pour la boucle de courant. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance, nous avons opté pour la forme triangulaire et trapézoïdale, comme indiquée sur les figures IV.5 et IV.6.

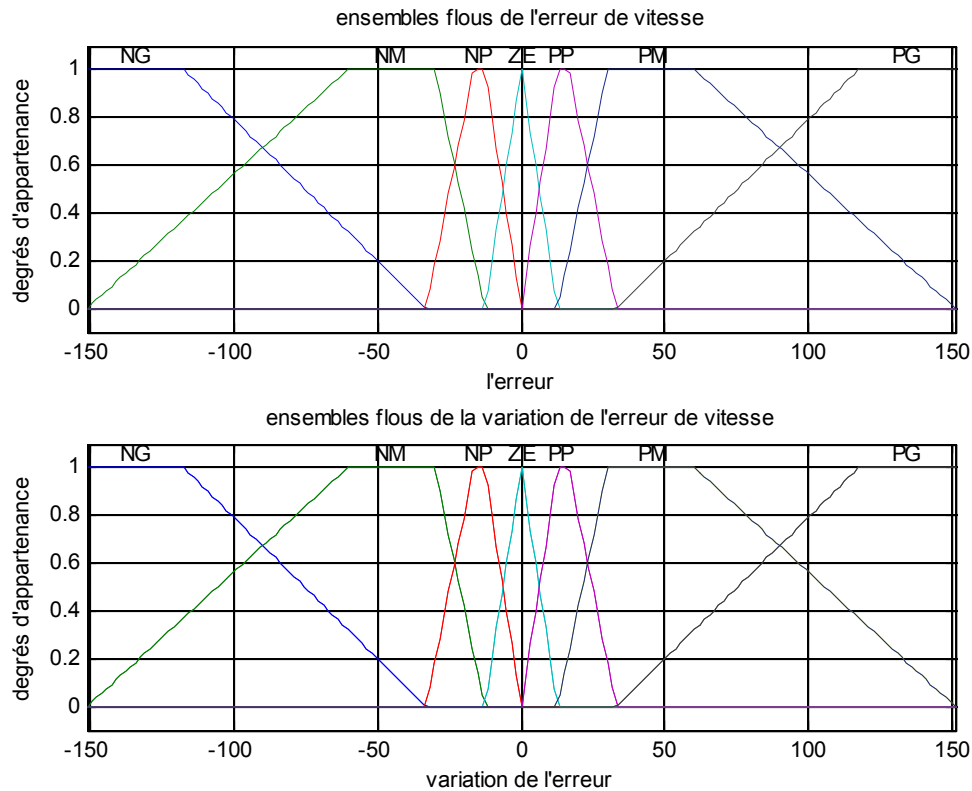


Figure IV.5: Fuzzification des entrées e_w , Δe_w .

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

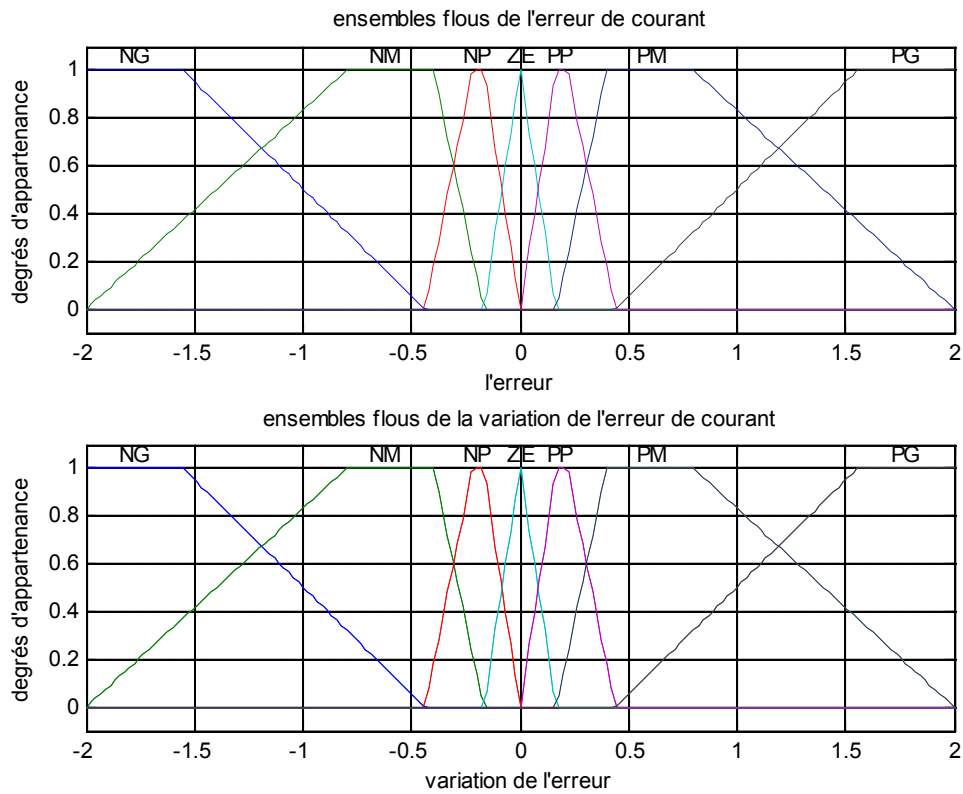


Figure IV.6: Fuzzification des entrées e_c , Δe_c .

Les fonctions d'appartenance des sorties sont de la même forme que les fonctions d'appartenance des entrées comme indiquer aux figures IV.7, IV.8:

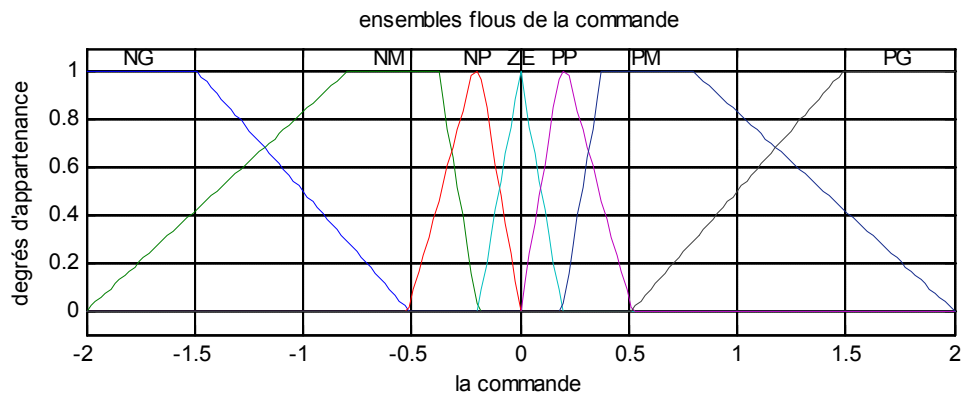


Figure IV.7: Fonctions d'appartenance pour le courant de référence i_{ref} .

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

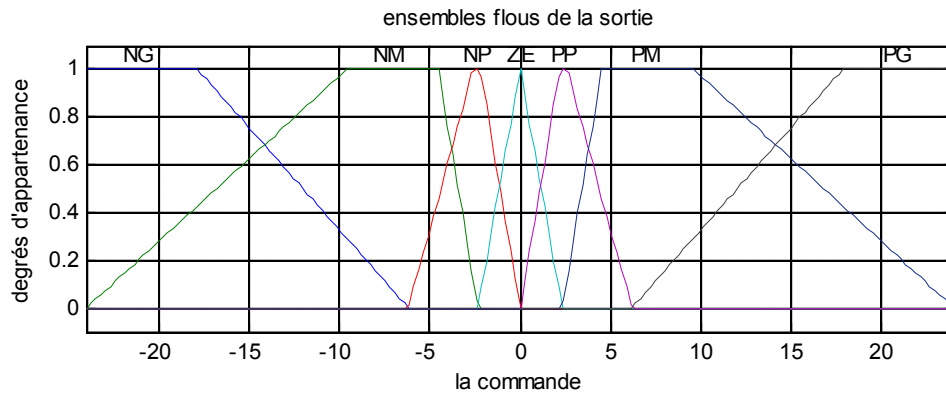


Figure IV.8: Fonctions d'appartenance pour la commande u_c .

IV.3.2 Base de Règle.

Pour le régulateur de vitesse et de courant la table des règles floues qui a servi au mécanisme d'inférence est donné par les tableaux IV.1 et IV.2 [54]:

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

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

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

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

Pour le choix de la méthode d'inférence, nous avons opté pour la méthode Som-Prod, du fait qu'elle est facile à implémenter et donne de bons résultats [55].

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

IV.3.3 Défuzzification.

La sortie du mécanisme d'inférence est une variable floue. L'approximation floue de fonction doit convertir ses variables floues internes en grandeurs réelles de sorte que le système puisse utiliser ces variables [56].

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

Le traçage des tables précédente, en utilisant l'erreur comme axe x, la variation de l'erreur comme axe y et le signal de commande comme axe z, visualise, aux figures IV.9 et IV.10, la relation entre l'entrée et la sortie.

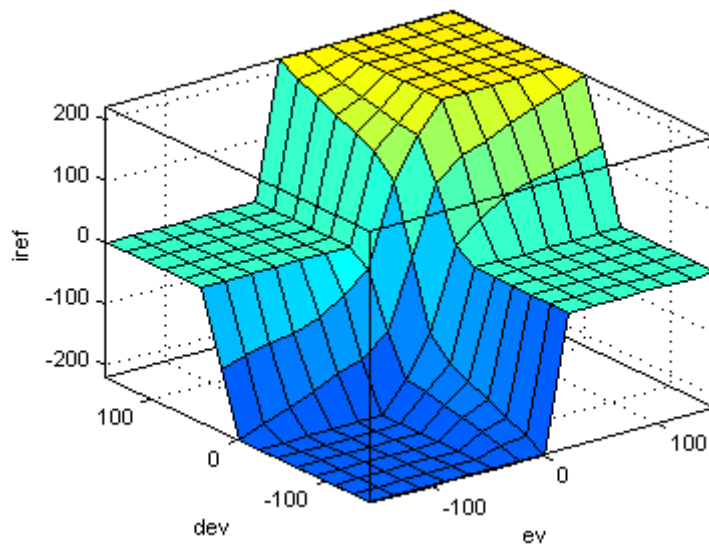


Figure IV.9: Relation entre les entrées et les sorties pour le boucle de vitesse.

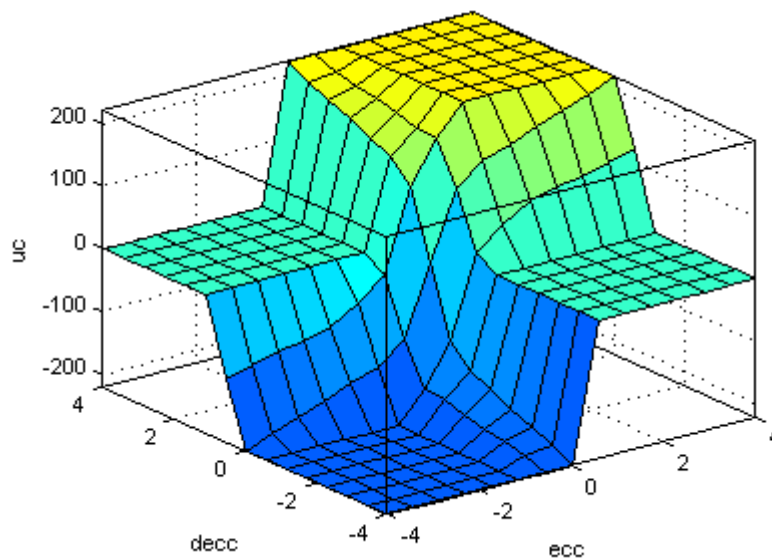


Figure IV.10: Relation entre les entrées et les sorties pour le boucle de courant [54].

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

IV.4 Résultats de la Simulation.

Les signaux de commande des transistors et les durées de conduction des diodes sont présentés à la figure IV.11 :

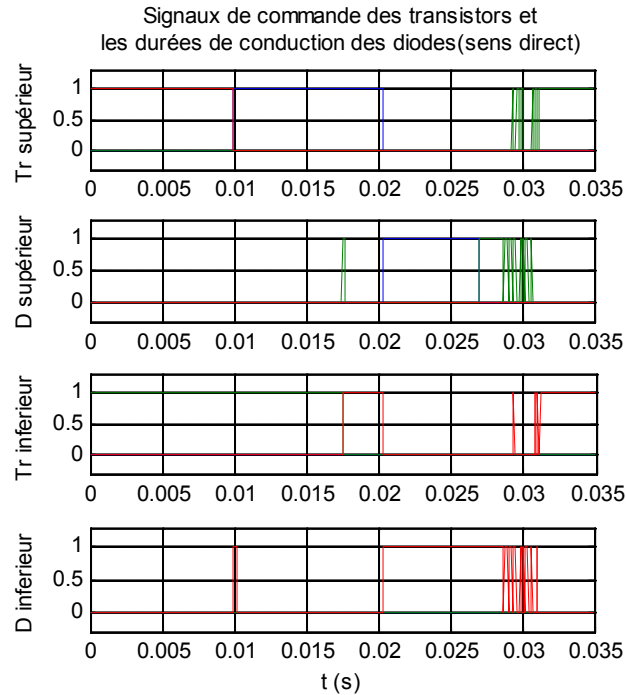


Figure IV.11: Forme des signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes.

Les résultats de simulation du moteur BLDC pour le fonctionnement sont présentés sur les figures IV.12, IV.13 , IV.14, IV.15 et IV.16 concernant respectivement les trois courants de phases, la vitesse du moteur, le courant i_a , le couple C_e et le courant de phase i_a avec FEM e_a .

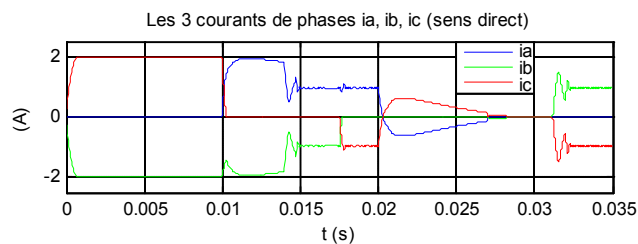


Figure IV.12: Forme des courants de phases.

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

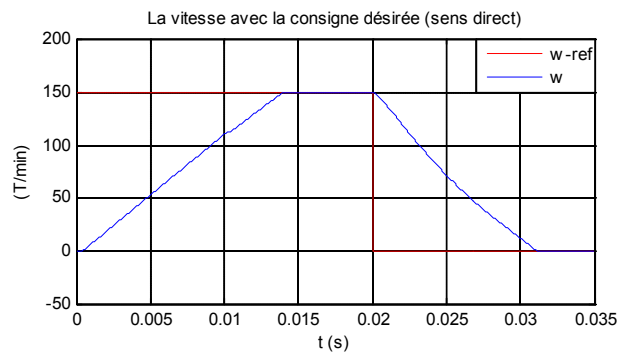


Figure IV.13: Forme de la vitesse.

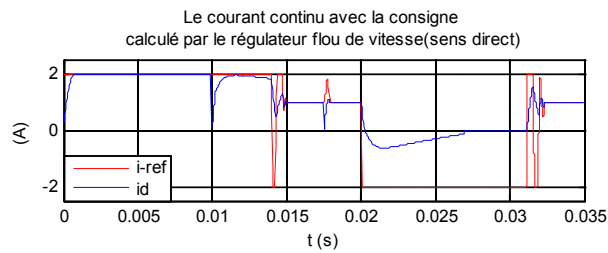


Figure IV.14: Forme du courant i_d .

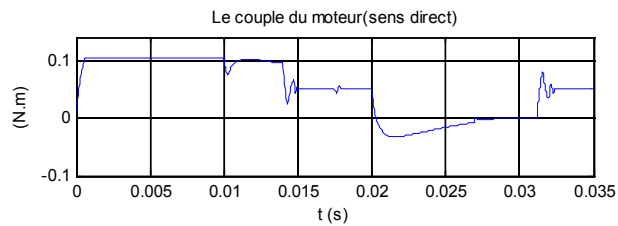


Figure IV.15: Couple du moteur C_e .

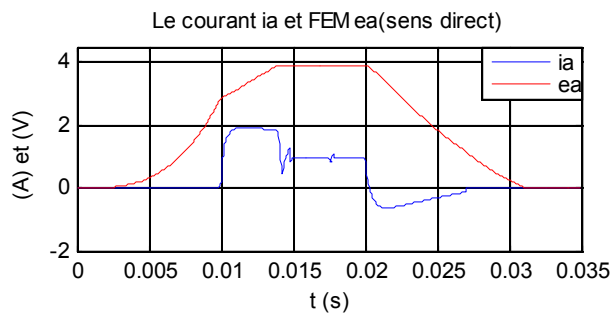


Figure IV.16: Forme de courant i_a et FEM e_a de la phase a .

a. Commentaires sur les Résultats

- Le réglage par cette technique donne des bons résultats par rapport à la commande par mode glissant (réduction du phénomène de Chattering).

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

b. Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse

On applique un échelon de vitesse de 150tr/mn, le moteur démarre à vide puis à l'instant $t=0.02s$ on effectue trois tests de robustesse où on applique la perturbation externe représentée par le couple résistance C_r et les variations paramétriques.

Test 1 : Couple Résistant $C_r = 0.05$, augmentation de 20% des résistances des phases, diminution de 30% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure IV.17 :

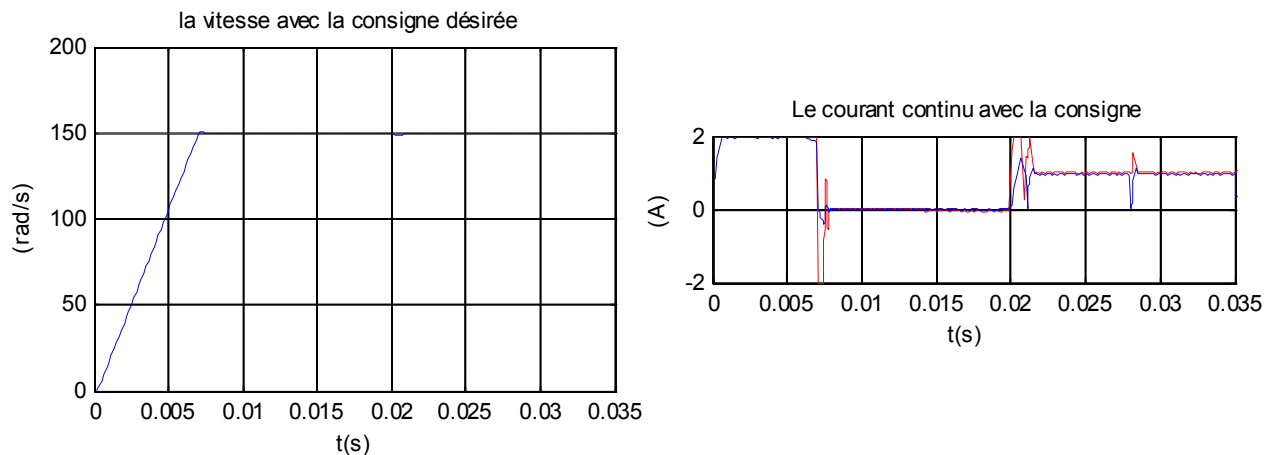


Figure IV.17: Formes de la vitesse et de courant.

Test 2 : Couple Résistant $C_r = 0.055$, augmentation de 40% des résistances des phases et diminution de 35% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure IV.18 :

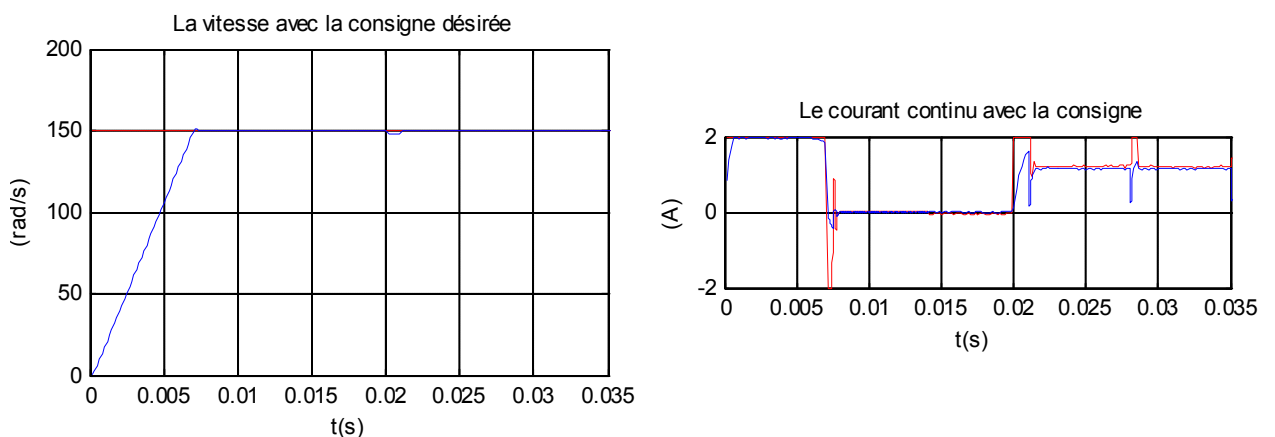


Figure IV.18 : Formes de la vitesse et de courant.

Test 3 : Couple Résistant $C_r = 0.06$, augmentation de 60% des résistances des phases et diminution de 40% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure IV.19:

Chapitre IV : Commande hybride Floue-glissant

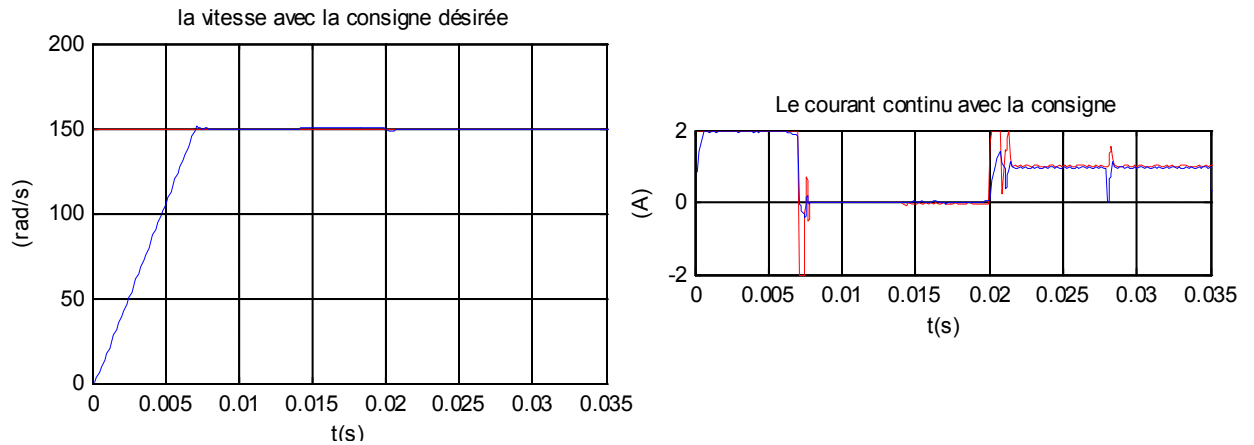


Figure IV.19: Formes de la vitesse et de courant.

c. Commentaires sur les Résultats

- Pour les deux premiers tests la vitesse reste pratiquement insensible aux perturbations, pour le test 3, une faible erreur de vitesse apparaît à $t=0.021s$ et qui persiste pendant une brève durée.

IV.5 Conclusion.

Dans ce chapitre, nous avons fait une hybridation entre la commande floue et la commande à structure variable, Les résultats de la simulation du réglage de vitesse du moteur BLDC ont montré que cette commande assure de bonnes performances même en présence des variations paramétriques et des perturbations externes et permet de minimiser le phénomène chattering.

Conclusion Générale

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire, concerne la commande flou-glissant de courant et de vitesse du moteur à courant continu sans balais (BLDCM).

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 ce mémoire par un bref aperçu sur le principe du moteur BLDC, puis les caractéristiques et la construction de cette machine et donne les équations électrique et mécanique. Pour testé les performances du moteur BLDC on doit disposer d'un modèle dynamique sous forme des équations différentielles des courant de phases, pour les deux modes de fonctionnement (moteur et génératrice). Pour établir ces équations on a tenu compte les chutes de tension dues aux composants à semi conducteur du commutateur. Ces équations ont asservi pour établir un programme de MATLAB, qui simuler le fonctionnement du moteur pour les deux sens de rotation (direct et inverse).

Par la suite nous avons établi un modèle dynamique pour le courant continu à l'entrée du commutateur. Ce modèle permet de faciliter les procédures de synthèse des régulations de courant et de la vitesse. Les résultats de simulation ont permis de vérifier que ce modèle est suffisamment précis que ce soit en régime statique ou en régime dynamique.

Puis nous avons testé ces 2 commandes pour le mode DC2, la simulation de ce test donne des résultats satisfaisants. Puis on adopte la structure en cascade en intégrant la boucle de courant à l'intérieur de la boucle de vitesse à cause de la rapidité du courant par rapport à la vitesse. Le réglage du courant continu à l'entrée du commutateur est obtenu par modulation de la tension a l'entrée du commutateur en utilisant un hacheur de courant à deux quadrants. Les résultats de simulation montrent que ce moteur présentent couple linéaire par rapport au courant, ce qui rend ce moteur un bon actionneur pour la robotique.

Les résultats de simulation de l'asservissement de vitesse pour les deux commandes non linéaire assurent des bonnes performances même en présence des variations paramétriques et des perturbations externes. Enfin nous avons faire une étude comparative entre ces

Conclusion Général

commande, les résultats de cette étude affirmé les résultats de simulation de l'asservissement de vitesse.

Pour les travaux futurs nous préconisons une réalisation pratique sur ce type de moteur sur la base de l'étude théorique que nous avons faite car ce moteur présente de nombreux avantages par rapport aux autres actionneurs.

Références bibliographiques

- [1] : A. Varsani: « Low Cost Brushless DC Motor Controller ». Bachelor of Engineering. University of Queensland. November, 2003.
- [2] : R. K. Srivastava et al: « PM enhanced sensing of internal EMF variation – a tool to study PMSM/AC motors», International journal on smart sensing and intelligent systems, VOL. 6, NO. 4, September 2013.
- [3] : <https://fr.scribd.com/document/318725455/moteur-brushless-pdf>
- [4] : B. AZOUI: « Conception and Realization of a Three-Phase Brushless DC Motor (BLDCM) for Solar Application ». Doctorate Thesis. University of Batna (Algérie). Mai 2002.
- [5] : W. H. YEADON, A. W. YEADON : « Handbook of Small Electric Motors ». McGraw-Hill. Two Penn Plaza, New York. 2001.
- [6] : A. VARSANI : « Low Cost Brushless DC Motor Controller ». Bachelor of Engineering. University of Queensland. November, 2003.
- [7] : « Magtech Brushless Motor Source Book ». Axsys Technologies, Inc. Motion Control Products San Diego. April, 2002.
- [8] : H. B. Hansen et al: « A Hybrid Model of a Brushless DC Motor ». 16th IEEE International Conference on Control Applications Part of IEEE Multi-conference on Systems and Control. Singapore. October. 2007.
- [9] : K. Jois et al: « implementation of BLDC motor drive for automotive water pump». International Journal of Research in Engineering & Advanced Technology, Volume 1, Issue 1, March, 2013.
- [10] : T. KENJO, S. NAGAMORI : « Permanent-Magnet and Brushless DC Motors ». Ecole Normale Supérieure. Oxford. 1985.
- [11] : <https://www.electromecanique.net/2015/01/principe-de-fonctionnement-dun-moteur.html>

Références bibliographiques

[12] : M. Arrouf : « Optimisation d l'ensemble onduleur, moteur et pompe branche sur un générateur photovoltaïque ». Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2007.

[13] : <http://fr.rmbttmotor.com/news/what-re-the-advantages-and-disadvantages-of-br-8515392.html>

[14] : M. TELLAA, M. DJEMAI : « Commande de la Vitesse et de la Position d'un Moteur à Courant Continu sans Balais pour les Applications en Robotique ». PFE en Automatique. Ecole national polytechnique (ENP), Alger (Algérie), Juin 2007.

[15] : 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.

[16] : 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.

[17] : 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.

[18] : 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.

[19] : C. Gencer, et all: « Modeling and Simulation of BLDCM Using MATLAB/SIMULINK ». IEEE Journal of Applied Sciences 6 (3): 688-691, 2006.

[20] : A. Moussi, A. Torki: « An improved efficiency permanent magnet brushless DC motor PV pumping system». LARHYSS Journal, N°.01, Mai 2002.

[21] : 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.

Références bibliographiques

- [22] : A. Terki: « control flou- génétique hybride d'un moteur BLDC dans un système de pompage photovoltaïque ».thèse de doctorat, université de Beskra. 2011.
- [23] : 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.
- [24] : 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.
- [25] : M. BOUHRIK: « Impact des Nouveaux Matériaux (NdFeB et SmCo) sur les Moteurs (BLDCM) Destinés aux Véhicules Electriques ». Mémoire de magister en électrotechnique. Université deBatna (Algérie), Mars, 2007.
- [26] : M. ETIQUE: « Entraînements Réglés MET2 ».Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du canton de Vaud. Mars, 2006.
- [27] : L. Fridman,Y. Shtessel, C. Edwards and X.G. Yan, "Higher-order sliding mode observer for state estimation and input reconstruction in non linear system," International journal of robust and nonlinear control, 18(4), 2008, pp. 399-413.
- [28] : A. Levant, "Higher order sliding: collection of design tools," Proceedings of the European conference, Brussels, Belgique, 1997.
- [29] : T. Floquet, W. Perruquetti and J.P. Barbot, "Second order sliding mode control for Induction motor," Proceedings of the IEEE International Conference on Decision and control, Sydney, Australia, 12-15 Dec 2000, pp. 1691-1696.
- [30] : V.I. Utkin, "Sliding modes in control optimization, "Communication and control Engineering Seriesn, Springer-Verlag, 1992.
- [31] : S.V. Emelianov, "Variable structure control systems, " Oldenburg Verlag, Moscow, Russia, 1967.

Références bibliographiques

- [32] : T. S. Jimenez, « Contribution a la commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille », Thèse de doctorat en Génie Informatique, Automatique et Traitement du Signal, Université Montpellier II, France, 2004.
- [33] : H. BÜHLER: « Réglage par Mode de Glissement » Presses Polytechniques Romandes, EPFL, Ecublens, CH-1015 Lausanne, Suisse, 1986.
- [34] : M. A. KJAER: « Sliding Mode Control ». Department of Automatic Control Lund Institute of Technology Sweden. February, 2004.
- [35] : J. J. E SLOITINE, W. LI: « Applied Nonlinear Control ». Prentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.
- [36] : Bellahcene Zakaria, « Synthèse de lois de commande robuste pour un hélicoptère à quatre hélices », Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, le : 6/3/2013.
- [37] : Zeghlache Samir, « Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical », Université de M'sila Faculté de Technologie Département D'électronique, 2013/2014.
- [38] : L. SONG P. HUANG: « Adaptive Discrete-Time Sliding Mode Control of Brushless DC Servomotors ». IEEE Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation, Chongqing, China. 2007.
- [39] : K. W. LIM, T. S. LOW, M.F. RAHMAN, and L. B. WEE: « A Discrete Time Variable Structure Controller for a Brushless dc Motor Drive ». IEEE Transactions on Industrial. Electronics. VOL. 38. NO. 2. APRIL 1991.
- [40] : V. UTKIN, J. GULDNER, J. SHI: « Sliding Mode Control in Electromechanical Systems ». Taylor & Francis. 1999.
- [41] : H. SONG, Y. YU, M. YANG, D. XU: « A Hybrid Adaptive Fuzzy Variable Structure Speed Controller for Brushless DC Motor ». IEEE. 2002.
- [42] : L.K. Wong, F.H.F. Leung and P.K.S. Tam, "A chattering elimination algorithm for sliding mode control of uncertain non-linear systems", Mechatronics, 8(7), 1998, pp. 765-775.

Références bibliographiques

- [43]: S. Soylu, B. Buckham, R. Podhorodeski, "A chattering-free sliding-mode controller for underwater vehicles with fault-tolerant infinity-norm thrust allocation", *Ocean Engineering*, 35(16), 2008, pp. 1647-1659
- [44]: H. Zhang, Z. Bien, "Adaptive fuzzy control of MIMO nonlinear systems", *Fuzzy Sets and Systems*, 115(2), 2000, pp. 191-204.
- [45]: H.O. Wang, K. Tanaka and M.F. Griffin, "An approach to fuzzy control of nonlinear systems: stability and design issues", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 4(1), 1996 pp. 14-23.
- [46]: E.H. Mamdani, "Application of fuzzy algorithm for simple dynamic plant", *Proceedings of the IEE*, 121(12), 1974, pp.1585-1588.
- [47]: R. Palm, "Robust control by fuzzy sliding mode", *Automatica*, 30(9), 1994, pp. 1429-1437
- [48]: Q.P. Ha, D.C. Rye and H.F. D. Whyte, "Fuzzy moving sliding mode control with application to robotic manipulators", *Automatica*, 35(4), 1999 pp . 607–616.
- [49]: T. Takagi, M. Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modelling and control", *IEEE Transaction system, Man and Cybernetics*, 15(1), 1985, pp. 116-132.
- [50]: J.J.E. Slotine, "The robust control of robot manipulators", *International Journal of Robotics Research*, 4(4), 1985, pp. 49-64.
- [51]: S.W. Kim, J.J. Lee, "Design of a fuzzy controller with fuzzy sliding surface", *Fuzzy Sets and Systems*, 71(3), 1995, pp. 359-367.
- [52]: C.C. Lee, "Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller-part I and II", *IEEE IEEE Transaction system, Man and Cybernetics*, 20 (2), 1990, pp. 404-435

Références bibliographiques

[53] : J.Z. Liu, W.J. Zhao and L.J. Zhang, "Design of a sliding mode controller based on fuzzy logic", Proceedings of the IEEE International Conference on machine learning and cybernetics, Shanghai, China, 26-29 Aug 2004, pp. 616-619, 2004.

[54] : A. P. GARCIA, J. L. D. RODRÍGUEZ : « Fuzzy Logic Controller Design Applied to Servo-Drive Systems ». Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Systems, Athens, Greece, 2005.

[55] : H. BÜHLER : « Réglage par Logique Floue ». Collection Electricité. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes. Suisse. 1994.

[56] : C. C. LEE : « Fuzzy Logic in Control Systems : Logic Controller. Part II ». IEEE Trans. Syst. Man ; Cybern ; Vol. 20, No.2, PP.404-435, March/April 1990.

ملخص

هذه المذكرة تعني بالتمذجة و التحكم غير غامض-انزلاقي للمحرك ثلاثي الطور ذي التيار المستمر بدون فرشاة. في القسم الأول أظهرنا المفاهيم الأساسية و أساس الاشتغال لهذا المحرك ثم نمذجة للمجموعة محرك-عاكس من اجل صيغة محرك في الاتجاه العادي للدوران . القسم الثاني يختص بتحليل قواعد التحكم : تحكم انزلاقي و تحكم غامض-انزلاقي .البنية المعتمدة في التحكم هي بنية التتابع حيث أن حلقة التيار مدمجة داخل حلقة السرعة . أخيرا إجراء مقارنة على نتائج الطرق المستعملة .

Résumé

Ce mémoire concerne la modélisation et la commande Floue-glissant du moteur à courant continu sans balais. En premier lieu, nous avons présenté les notions fondamentales et le principe de fonctionnement de ce moteur. Puis, nous avons développé la modélisation de l'ensemble machine –commutateur pour le mode moteur dans le sens de rotation direct. La deuxième partie concerne la synthèse des lois de commandes : commande par les modes de glissement et la commande floue- glissant . La structure de commande adoptée est celle en cascade où la boucle de courant est à l'intérieur de la boucle de vitesse. Par la suite, nous avons réalisé l'asservissement de vitesse de ce moteur sur la base de ces lois de commandes. Finalement, une étude comparative est menée relative aux performances obtenues par les commandes proposées.

Abstract

This memory concerns with the modeling and the fuzzy-sliding control of the Brushless Direct Current Motor (BLDC). In the first part, we present the basic concepts and the operation principle of this machine. Then, we developed the modeling of inverter-motor for the motor and generator mode in the direct rotation. The second part relates to the synthesis of the control laws: usual sliding mode control and fuzzy-sliding control. The adopted structure of the control is that in cascade where the current loop is inside the speed loop. Thereafter, we develop the speed control of BLDC on the base of the studied control laws. At the end, a comparative study is given related to obtained performances with these proposed controls.