

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



**UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGÉNIORAT**

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE
ELECTROTECHNIQUE**

OPTION : ELECTROMECHANIQUE



**MODELISATION ET COMMANDE PAR LA LOGIQUE
FLOUE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU SANS
BALAIS**

Proposé et dirigé par:

Mr. BOUGUERRA Abderrahmen

Présenté par :

TOUIL Moustafa

ZOUBIRI Nouredine

ANNEE UNIVERSITAIRE: 2008/2009

Remerciement

Nous remercions et nous lutons, notre dieu de nous avoirs aider a atteindre ce but, et de défier tous les obstacles afin de compléter ce modeste mémoire, sans le rien ne se fait ou ne se crée.

Nous exprimons nos profondes gratitudees à nos parents pour leurs soutiens, leurs encouragements et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.

Nous exprimons notre profonde reconnaissance pour notre encadreur **Mr. BOUGUERRA Abderrahmen** pour nous avoir proposé le thème de ce travail et pour Ses encouragements, son aide et son soutien.

Nous remercions

Les membres du jury d'examen pour l'intérêt qu'ils ont manifesté
Pour notre travail.

Le chef de département d'électrotechnique Mr. BENJAIMA B avec tout les enseignants et les enseignantes pour avoir accepté de nous guider tout le long des cinq années de la graduation sans oublier les fonctionnaires de département de l'électrotechnique.

Tous ceux qui ont participé de loin ou de proche pour réaliser ce travail
Ceux qui nous ont soutenus moralement.

Nous voudrions terminer en saluant la promotion d'électrotechnique

2008-2009

Mr.TOUIL Moustafa
Mr.ZOUBIRI Nouredine

SOMMAIRE

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
-----------------------------------	----------

CHAPITRE I

NOTION DE BASE SUR LE MOTEUR BLDC

I.1. Introduction.....	3
I.2. Constitution du moteur BLDC.....	3
I.3. Principe de fonctionnement.....	4
I.3.1. Caractéristiques du BLDC.....	5
I.3.2. Le système de détection de la position du rotor.....	6
I.3.2.1. Capteur d'élément de Hall.....	6
I.3.2.2. Principe de détection de position.....	7
I.3.2.3. Méthode pratiques de détection de position.....	8
I.3.2.4. Détection de la position sans capteurs de position.....	9
I.4. Technologies du moteur BLDC.....	9
I.4.1. Le stator.....	9
I.4.2. Le rotor.....	10
I.4.3. Différents types du BLDC.....	11
I.4.3.1. Moteur à rotor intérieur.....	11
I.4.3.2. Moteur à rotor extérieur.....	12
I.4.3.3. Moteur à entrefer axial.....	13
I.5. L'alimentation électronique du BLDC.....	14
I.5.1. Commutateur de puissance.....	14
I.5.1.2. Alimentation unidirectionnelle.....	15
I.5.1.3. Alimentation bidirectionnelle.....	15
I.5.3. logique de commande.....	16
I.5.4. Commande en tension ou en courant.....	17
I.5.4.1. Alimentation en tension.....	17
I.5.4.2. Alimentation en courant.....	18
I.6. Conclusion.....	18

SOMMAIRE

CHAPITRE II

MODELISATION DU MOTEUR BLDC

II.1. Introduction.....	20
II.2. Les équations électrique et mécanique du moteur BLDC.....	20
II.2.1. Les équations électrique.....	20
II.2.2. La force électromotrice.....	23
II.2.3. L'équation mécanique du mouvement.....	24
II.2.3.1. Vitesse du moteur.....	24
II.2.3.2. Couple électromagnétique.....	24
II.3. Modèle de l'ensemble machine-commutateur électronique.....	24
II.3.1. Mode moteur.....	24
a. Modèle du moteur BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation direct...25	
b. Modèle du moteur BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation inverse.36	
II.3.2. Mode générateur.....	44
a. Modèle du BLDC pour le Fonctionnement dans le Sens de Rotation Direct ou Inverse.....	46
II.4. Résultats de Simulation.....	52
II.4.1. Simulation en boucle ouverte.....	52
II.4.1.1. Paramètres du moteur choisi pour la simulation.....	52
II.4.1.2. Résultats en régime statique.....	52
II.4.1.3. Démarrage du moteur.....	54
II.5. Conclusion.....	57

CHAPITRE III

COMMANDE CLASSIQUE PI & FLOUE DU MOTEUR BLDC

III.1. Commande classique PI.....	58
III.1.2. Structure du réglage de la vitesse et du courant par les régulateurs classique PI du moteur BLDC	58

SOMMAIRE

III.1.2.1. Etude de l'asservissement de couple du moteur BLDC.....	59
III.1.2.2. Variateur de courant continu.....	59
III.1.2.3. Commande en modulation de largeur d'Impulsion.....	60
III.1.2.4. Modèle dynamique du hacheur	61
III.1.3. Résultats de la simulation pour la commande de vitesse.....	62
III.1.3.1. Paramètres de simulations.....	62
III.1.3.2. Résultats de la simulation.....	63
III.1.3.3. Commentaires sur les résultats.....	65
III.1.4. Test de la robustesse du régulateur de la vitesse.....	65
III.1.4.1. Commentaires sur les résultats.....	67
III.2. Commande floue.....	67
III.2.1. Introduction.....	67
III.2.1.1. Historique.....	68
III.2.1.2. Les différents domaines d'applications.....	68
III.2.2. Principe Fondamental de la Logique Floue.....	69
III.2.2.1. Les Ensembles Flous.....	69
III.2.2.2. Caractéristiques d'un sous Ensemble Flou.....	70
III.2.2.3. Opérateurs Logiques Flous.....	71
III.2.2.4. Notion de Règle Linguistique.....	72
III.2.2.5. Les Différents Systèmes d'Inférence Floue.....	72
III.2.2.6. Caractéristiques d'un Système d'Inférence Flou.....	72
III.2.3. Principe d'un Contrôleur Flou.....	73
III.2.3.1. Fuzzification... ..	74
III.2.3.2. Inférence.....	74
III.2.3.3. Défuzzification.....	74
III.2.4. Applications au Moteur à Courant Continu Sans Balais (BLDCM).....	75
III.2.4.1. Définition des Entrées / Sorties.....	76
III.2.4.2. Définition des fonctions d'appartenance.....	76
III.2.4.3. Base de Règle.....	76
III.2.4.4. Défuzzification.....	78
III.2.5. Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse.....	78

SOMMAIRE

III.2.5.1. Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse.....	82
III.3. Conclusion.....	84

CHAPITRE IV

Etude comparative

IV.1. Introduction.....	85
IV.2. Etude comparative.....	85
IV.2.1. Commande PI.....	85
IV.2.2. Commande floue.....	86
IV.3. Comparaison Entre les deux Commandes.....	86
IV.4. Conclusion.....	87
Conclusion générale	88
Bibliographie.....	89
Annexe.....	92

LISTE DES FIGURES ET DES TABLEAUX

CHAPITRE I

Fig. I.1 : Structure d'un moteur à courant continu sans balais.....	04
Fig. I.2 : Principe de fonctionnement d'un moteur BLDC triphasé.....	05
Fig. I.3 : Courbe des forces électromotrices et des courants dans une machine triphasée.....	06
Fig. I.4 : L'effet de hall.....	07
Fig. I.5 : Quelque type des éléments de hall.....	07
Fig. I.6 : circuit équivalent pour l'élément de hall.....	08
Fig. I.7 : Les principes de base du moteur BLDC avec l'élément de hall.....	08
Fig. I.8 : Détection de la position par la mesure des fem's.....	09
Fig. I.9 : Différents types des stators	10
Fig. I.10 : Différents types des rotors.....	11
Fig. I.11.a : Moteur à rotor interne.....	12
Fig. I.11.b : Moteur à rotor externe.....	12
Fig. I.11.c : Moteur à entrefer axial.....	13
Fig. I.12 : Structure générale de l'alimentation d'un moteur BLDC.....	14
Fig. I.13 : Alimentation unidirectionnelle.....	15
Fig. I.14 : Alimentation bidirectionnelle d'un moteur en étoile.....	15
Fig. I.15 : Signaux de commande pour une alimentation bidirectionnelle triphasée.....	16
Fig. I.16 : Génération des impulsions pour une alimentation bidirectionnelle triphasée.....	17

CHAPITRE II

Fig. II.1 : Structure d'un moteur BLDC.....	20
Fig. II.2 : Modèle électrique simplifié du moteur BLDC.....	20
Fig. II.3 : Formes typiques des courants et des FEMs.....	22
Fig. II.4 : Modèle linéaire mécanique.....	22
Fig. II.5 : Ensemble moteur-commutateur.....	23
Fig. II.6 : Méthode d'élaboration des signaux de commande des transistors.....	24
Fig. II.7 : Signaux à effet hall pour le sens direct.....	25
Fig. II.8 : Signaux des transistors pour le sens direct.....	25

Liste des figures et des tableaux

Tableau II.1 : Séquence des phases allumées sur une période.....	26
Tableau II.2 : Expressions des FEMs des 3 phases e_a, e_b, e_c sur une période.....	26
Fig. II.9 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	28
Fig. II.10 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	29
Fig. II.11 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	30
Fig. II.12 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	31
Fig. II.13 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	31
Fig. II.14 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	32
Fig. II.15 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	32
Fig. II.16 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	33
Fig. II.17 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	33
Fig. II.18 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	34
Fig. II.19 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	35
Fig. II.20 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	35
Fig. II.21 : Formes des FEM et des courants typiques dans les trois phases.....	36
Fig. II.22 : Séquence d'allumage inverse des transistors du commutateur.....	37
Tableau II.3 : Expressions des différents FEM's durant les six intervalles.....	37
Fig. II.23 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	38
Fig. II.24 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	38
Fig. II.25 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	39
Fig. II.26 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	40
Fig. II.27 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	40
Fig. II.28 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	41
Fig. II.29 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	42
Fig. II.30 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	42
Fig. II.31 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	43
Fig. II.32 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	43
Fig. II.33 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	44
Fig. II.34 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	45
Fig. II.35 : schéma équivalent lorsque on a mode de freinage.....	45
Fig. II.36 : Ordre de commutation des diodes pour le sens direct.....	46
Fig. II.37 : Ordre de commutation des diodes pour le sens inverse.....	46
Fig. II.38 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	47
Fig. II.39 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	47

Liste des figures et des tableaux

Fig. II.40 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	48
Fig. II.41 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	48
Fig. II.42 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	49
Fig. II.43 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	49
Fig. II.44 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	50
Fig. II.45 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	50
Fig. II.46 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	51
Fig. II.47 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	51
Fig. II.48 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	52
Fig. II.49 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	52
Fig. II.50 : Signaux de commande des transistors et durée de conductions des diodes Pour le sens de rotation direct et inverse.....	53
Fig. II.51 : Courant i_d en régime statique pour le sens direct et inverse.....	54
Fig. II.52 : Courants de phases avec les FEMs en régime statique dans le sens direct et inverse.....	54
Fig. II.53 : Courant i_d en régime de démarrage dans le sens direct et inverse.....	55
Fig. II.54 : Vitesse du moteur en régime de démarrage pour le sens de rotation direct et inverse...	55
Fig. II.55 : Courants i_a, i_b, i_c des phases en régime de démarrage pour le sens de rotation direct et inverse.....	56
Fig. II.56 : Couple C_e du moteur en régime de démarrage pour le sens de rotation direct et inverse.....	56
Fig. II.57 : Courant de phase i_a et FEM e_a en régime de démarrage dans le sens direct et inverse...	56

CHAPITRE III

Fig. III.1 : Schéma de principe pour la commande du moteur BLDC.....	58
Fig. III.2 : Structure de la régulation en cascade dans la machine BLDC.....	59
Fig. III.3 : Schéma fonctionnel du système d'asservissement de courant d'un moteur BLDC.....	59
Fig. III.4 : Réseau d'alimentation triphasé avec un Hacheur réversible en courant.....	60
Fig. III.5 : Principe d'un modulateur de largeur d'impulsions.....	60
Fig. III.6 : Impulsions d'allumage de T_{c1}, T_{c2} obtenues par une MLI.....	61
Fig. III.7 : Modèle du variateur de courant continu commandé en PWM.....	61
Fig. III.8 : Forme des Signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes dans le sens direct et inverse.....	63
Fig. III.9 : Forme des courants de phases dans le sens direct et inverse.....	64

Liste des figures et des tableaux

Fig. III.10 : Forme de la vitesse dans le sens direct et inverse.....	64
Fig. III.11 : Forme du courant i_d dans le sens direct et inverse.....	64
Fig. III.13 : Couple du moteur C_e dans le sens direct et inverse.....	64
Fig. III.14 : Forme de courant i_a et FEM e_a de la phase a dans le sens direct et inverse.....	65
Fig. III.15 : Formes de la vitesse et de courant.....	66
Fig. III.16 : Formes de la vitesse et de courant.....	66
Fig. III.17 : Formes de la vitesse et de courant.....	67
Fig. III.18 : Fonctions d'appartenance : (a) logique binaire (b) logique flou.....	70
Fig. III.19 : Types de fonctions d'appartenance.....	70
Fig. III.20 : Caractéristiques d'un sous-ensemble floue.....	71
Fig. III.21 : Les opérations du contrôleur floue.....	74
Fig. III.22 : Schéma de principe pour la commande du moteur BLDC.....	75
Fig. III.23 : Fuzzification des entrées $e_w, \Delta e_w$	76
Fig. III.24 : Fuzzification des entrées $e_c, \Delta e_c$	77
Fig. III.25 : Fonctions d'appartenance pour le courant de référence i_{ref}	77
Fig. III.26 : Fonctions d'appartenance pour la commande u_c	77
Tableau. III.1 : Table des règles de décision pour le contrôleur de vitesse.....	78
Tableau. III.2 : Table des règles de décision pour le contrôleur de courant.....	78
Fig. III.27 : Relation entre les entrées et les sorties pour le boucle de vitesse.....	79
Fig. III.28 : Relation entre les entrées et les sorties pour le boucle de courant.....	79
Fig. III.29 : Forme des signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes dans le sens direct et inverse.....	80
Fig. III.30 : Forme des courants de phases dans le sens direct et inverse.....	80
Fig. III.31 : Forme de la vitesse dans le sens direct et inverse.....	81
Fig. III.32 : Forme du courant i_d dans le sens direct et inverse.....	81
Fig. III.33 : Couple du moteur C_e dans le sens direct et inverse.....	81
Fig. III.34 : Forme de courant i_a et FEM e_a de la phase a dans le sens direct et inverse.....	81
Fig. III.35 : Formes de la vitesse et de courant.....	82
Fig. III.36 : Formes de la vitesse et de courant.....	83
Fig. III.37 : Formes de la vitesse et de courant.....	83

CHAPITRE IV

Fig. IV.1 : L'erreur de vitesse.....	85
Fig. IV.2 : La commande à l'entrée du Hacheur.....	85
Fig. IV.3 : L'erreur de vitesse.....	86
Fig. IV.4 : La commande à l'entrée du Hacheur.....	86
Tableau IV.1 : Étude comparative entre les commandes développées pour le moteur BLDC.....	87

Nomenclature

- a** la première phase de la machine.
- b** la deuxième phase de la machine.
- c** la troisième phase de la machine.
- K_h la constante de Hall.
- V_h la tension de Hall.
- B le champ magnétique d'induction.
- T_1 le premier transistor de la partie supérieure du commutateur
- T_2 le deuxième transistor de la partie supérieure du commutateur.
- T_3 le troisième transistor de la partie supérieure du commutateur.
- T'_1 le premier transistor de la partie inférieure du commutateur.
- T'_2 le deuxième transistor de la partie inférieure du commutateur.
- T'_3 le troisième transistor de la partie inférieure du commutateur.
- D_1 la première diode de la partie supérieure du commutateur.
- D_2 la deuxième diode de la partie supérieure du commutateur.
- D_3 la troisième diode de la partie supérieure du commutateur.
- D'_1 la première diode de la partie inférieure du commutateur.
- D'_2 la deuxième diode de la partie inférieure du commutateur.
- D'_3 la troisième diode de la partie inférieure du commutateur.
- e_a la force électromotrice induite dans la phase **a**.
- e_b la force électromotrice induite dans la phase **b**.
- e_c la force électromotrice induite dans la phase **c**.
- E_p la valeur crête de la Fem.
- θ angle électrique.
- θ_r angle mécanique.

Nomenclature

- P nombre de paires de pôles du rotor.
- w_r la vitesse angulaire du rotor .
- C_e le couple électromagnétique développé .
- C_r le couple de résistant .
- k_e le coefficient de la force électromotrice,
- f le coefficient de frottement .
- J le moment d'inertie .
- L l'inductance propre de phase
- M le mutuel inductance
- R la résistance de phase
- i_a le courant dans la phase a.
- i_b le courant dans la phase b.
- i_c le courant dans la phase c.
- v_a la tension aux bornes de la phase a.
- v_b la tension aux bornes de la phase b.
- v_c la tension aux bornes de la phase c.
- i_d le courant continu à l'entrée du commutateur.
- u_d la tension à l'entrée du commutateur.
- $\vec{\varphi}_M$ le vecteur de flux magnétique créé par l'aimant permanent.
- $\vec{\varphi}$ vecteur de flux magnétique créé par les trois phases.
- \vec{V} vecteur des tensions des trois phases.
- \vec{I} vecteur des courants des trois phases.
- T_m la constante mécanique du moteur.
- T_e la constante électrique du moteur.
- f_d fréquence de découpage.
- T période de découpage du hacheur.
- u_T la porteuse triangulaire.

Nomenclature

u_c signal de commande comparé avec la porteuse.

ξ l'amortissement.

ω_n la pulsation de résonance

ω_{co} la pulsation de coupure.

T_{reg} la durée de réglage.

K_{p1} gain de l'action proportionnelle du régulateur de courant.

K_{i1} gain de l'action intégrale du régulateur de courant.

K_{p2} gain de l'action proportionnelle du régulateur de vitesse.

K_{i2} gain de l'action intégrale du régulateur de vitesse.

w_{ref} la vitesse de référence.

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, a satisfait une partie de ces exigences mais il 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. Alors que le prix des machines électriques varie peu, celui des composants électroniques et microinformatiques baisse constamment, de telle façon que la part du variateur dans le coût d'un entraînement à vitesse variable diminue.

Pour toutes ces raisons, 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.

Dans un moteur à courant continu classique, le rotor porte les enroulements tandis que le stator est muni d'aimants. Cette structure est imposé pour pouvoir utiliser un contact mobile assurant les commutations de courant nécessaire au fonctionnement en continue, mais elle n'est pas favorables au comportement thermique de la machine puisque la chaleur créée par l'effet joule dans l'induit ne peut pas se dissiper facilement. Quand on n'a pas besoin de balais et de collecteur, c'est naturellement le stator qui porte les enroulements et le rotor qui est aimanté, le rotor joue donc maintenant le rôle d'inducteur sans qu'il soit toutefois nécessaire de lui transmettre de l'énergie par le biais d'un contact mécanique. La chaleur due à l'effet joule ne rencontre pas d'obstacle à son évacuation. Cette dispositions est adoptée pour les moteur BLDC.

[2]

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. On rencontre surtout des capteurs à effets hall, mais on utilise également des dispositifs optiques. Le moteur BLDC se trouve dans différentes applications exigeant des performances élevées en terme de fiabilité et sécurité de fonctionnement tel que les véhicules électriques et hybrides, les engins spatiaux, l'aéronautique, la robotique, ainsi dans les

Introduction générale

petites applications telles que l'entraînement des disques durs, unités de disques d'ordinateur, lecteur DVD et DVD ROM, outils de mission d'espace, automation d'usine et le domaine de la robotique, ... etc. [35]

L'objectif principal de ce travail est de développer une commande non linéaire de la machine BLDC. Dans ce but, le travail à effectuer comporte :

- Modélisation de la machine BLDC triphasée dans un fonctionnement moteur ou générateur pour le sens rotation direct et inverse ;
- Etude de la commande PI et la commande par logique floue ;
- Application de la commande non -linéaire à la machine BLDC ;
- Etude comparative entre les deux commandes proposées.

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

- ① Le premier chapitre est consacré à l'étude du moteur BLDC associé avec son commutateur et sa logique de commande. Quelques types de ce moteur sont exposés dans ce chapitre.
- ② Dans le deuxième chapitre nous avons développé la modélisation de la machine BLDC pour les deux modes de fonctionnement (moteur et génératrice). La modélisation faite pour le sens de rotation direct et inverse et en tenant compte de la chute de tension introduite par les interrupteurs électroniques.
- ③ Le troisième chapitre est consacré à la commande classique et la commande par la logique floue. Dans ce chapitre, nous exposons quelques notions de base de la commande floue et, nous appliquons ces commandes à la machine BLDC.
- ④ Enfin, pour montrer l'efficacité et la robustesse de ces commandes, une étude comparative entre ces commandes est exposée en chapitre cinq. Celle-ci est accomplie sur la base des résultats obtenus par les simulations numériques.

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

I.1. Introduction :

Malgré son nom, le moteur à courant continu sans balais (en anglais "**Brushless Direct Courant BLDC**") n'est pas réellement un moteur à courant continu, mais (typiquement) une machine synchrone à aimant permanent; le nom est réellement dû pas de la construction de la machine, mais du fait que ses caractéristiques de fonctionnement ressemblent à ceux d'un moteur à C.C shunt. Cette caractéristique peut être obtenue en fournissant au moteur une alimentation d'énergie dont la fréquence électrique est toujours identique à la fréquence mécanique de la rotation du rotor. [1]

Récemment, les moteurs à C.C ont été graduellement remplacés par des moteurs BLDC puisque les applications industrielles exigent des actionneurs plus puissants ont de faible encombrement. La souplesse à la commande, la longue durée de vie due à l'absence de la commutation mécanique ainsi qu'il présente moins de bruit acoustique sont les principaux avantages de ce moteur. Leur principal inconvénient est la nécessité d'avoir une électronique de contrôle. Mais cet inconvénient est dépassé grâce au progrès réalisé dans les domaines de l'électronique de puissance et l'arrivée des nouveaux calculateurs numériques très sophistiqués ce qui permet de réaliser des variateurs performants.

Dans ce chapitre, les structures, les circuits de base d'entraînement, les principes fondamentaux, les caractéristiques équilibrées, et les applications des moteurs à courant continu sans balais seront discutés. [2]

I.2. Constitution du moteur BLDC :

Les moteurs Brushless sont constitués de 3 éléments principaux :

- Une partie fixe, le stator, muni de trois groupes de bobines, appelées les trois phases du moteur. Ces bobines fonctionnent comme des électro-aimants et permettent de générer diverses orientations du champ magnétique régulièrement réparties autour de l'axe central du moteur.
- Une partie tournante, le rotor, muni d'aimants permanents. Comme l'aiguille d'une boussole, ces aimants vont en permanence entraîner le rotor pour tenter de s'aligner sur le champ magnétique du stator. Pour une durée de vie optimale du moteur, le rotor est monté sur roulements à billes.
- Les capteurs de position, la sonde de position plus commune est l'élément de hall, mais quelques moteurs utilisent les sondes optiques. Ces capteurs permettent de connaître à chaque instant la position des aimants du rotor.

La machine à courant continu sans balais se présente généralement munie de ses capteurs de position. Ses connexions extérieures comprennent donc les bornes des enroulements et les bornes des capteurs.

Remarque :

Il existe quelques réalisations des moteurs BLDC dans lesquelles il est intégré l'électronique effectuant les commutations. La machine ne comporte alors que deux fils comme un moteur à courant continu classique.

On peut trouver également des moteurs BLDC qui ne possèdent pas de capteurs. C'est le cas des moteurs désigné pour la commande sans capteurs appelé aussi « Sensorless Control », dans ce cas le contrôleur utilise la force contre électromotrice créée par la rotation du rotor au passage devant les bobines pour déterminer la position du rotor, ceci sera détaillé plus tard. La machine ne comporte alors que trois fils comme une machine synchrone à aimant permanent.

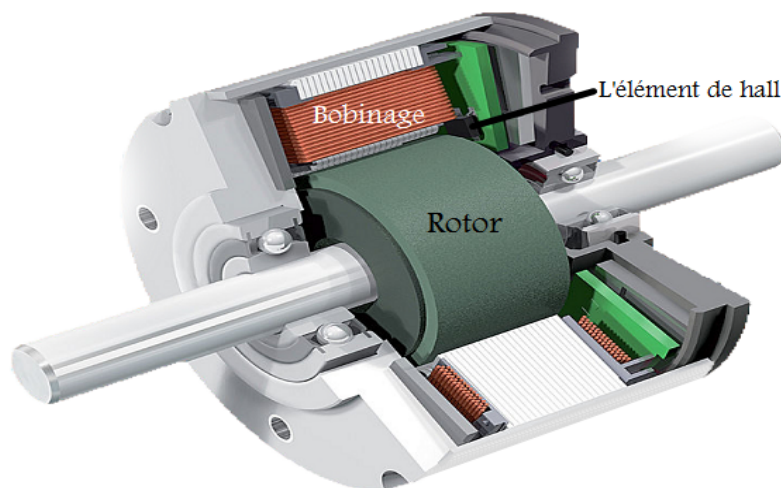


Fig. I.1: Structure d'un moteur à courant continu sans balais.

I.3. Principe de fonctionnement :

Comme le montre la figure (I.2), 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 $TR2$.

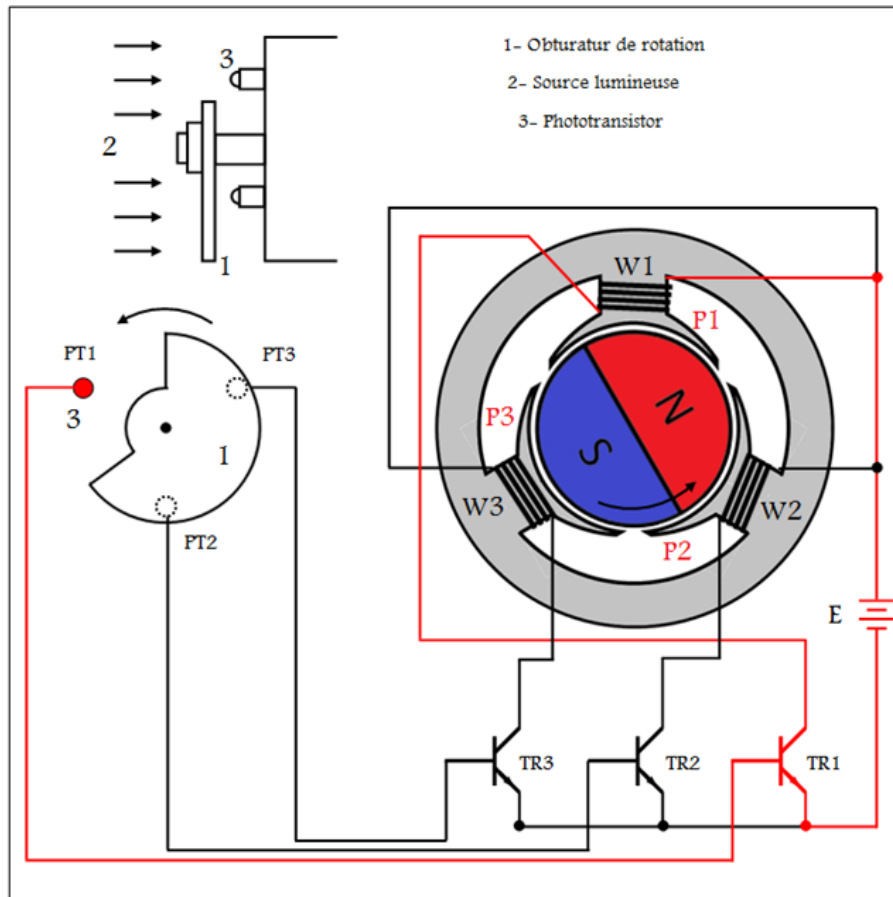


Fig. I.2: Principe de fonctionnement d'un moteur BLDC triphasé.

Quand le courant traverse l'enroulement $W2$, il crée un pôle sud dans la phase $P2$, alors le pôle nord du rotor tourne dans la direction de la flèche vers la phase $P2$. À ce moment, l'obturateur fait cache $PT2$, donc le phototransistor $PT3$ est exposé à la lumière. Ces actions orientent le courant de l'enroulement $W2$ de la phase $P2$ vers l'enroulement $W3$ de la phase $P3$. Donc, la phase $P2$ est désactivée, alors que la phase $P3$ est activée et crée le pôle sud. Par conséquent le pôle nord du rotor tourne de $P2$ à $P3$ sans s'arrêter. En répétant ces actions récurrentes, l'aimant permanent du rotor tourne sans interruption [3].

I.3.1. Caractéristiques du BLDC :

Considérons le cas le plus courant, la machine triphasée. Lorsque le rotor est en mouvement, les enroulements sont le siège de forces contre-électromotrices induites. Leur variation dépend de la forme des aimants et de la répartition des conducteurs le long de l'entrefer ainsi que la position du rotor. Dans les moteurs à courant continu sans balais, on souhaite alimenter les enroulements par des courants en créneaux pour simplifier l'électronique correspondante.

Alors, les constructeurs font en sorte qu'à vitesse fixe, la variation des forces Contre-électromotrices en fonction de la position du rotor soit trapézoïdale afin d'obtenir un couple constant figure (I.3) [4].

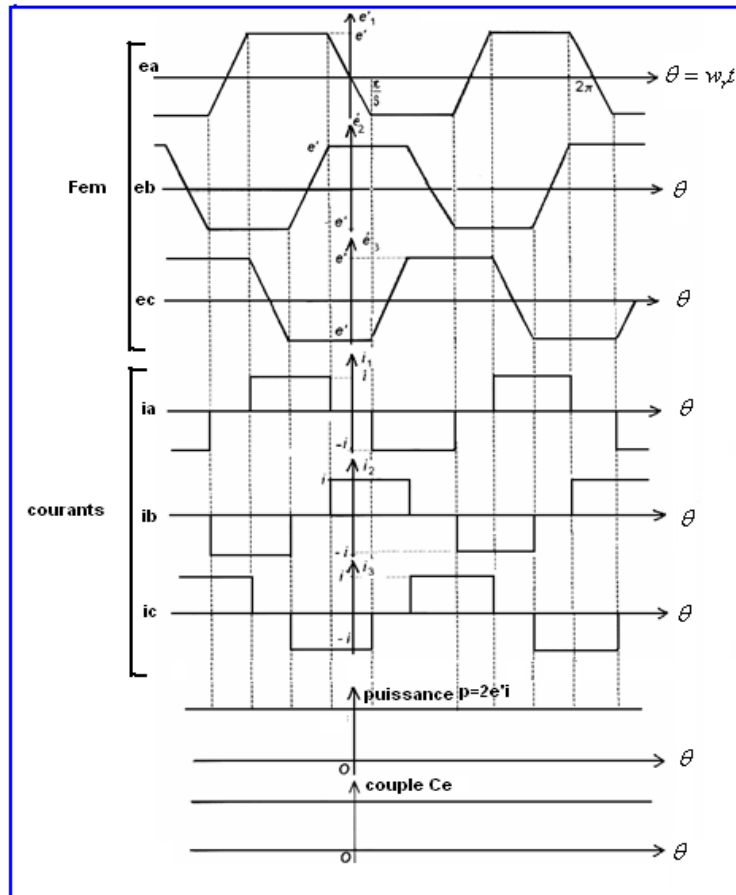


Fig. I.3: Courbe des forces électromotrices et des courants dans une machine triphasée.

I.3.2. Le Système de détection de la position du rotor :

I.3.2.1. Capteur d'élément de Hall :

Dans la figure (I.4), quand un courant électrique I_c entre en bas dans un granule de semi-conducteur qui est mis dans une perpendiculaire de champ magnétique sur la surface de granule, une force électromotrice VH est créée dans le granule dans une perpendiculaire de direction à courant I_c et à induction magnétique B . Puisque la force électromagnétique agit sur les particules chargées (des électrons ou des trous) selon la règle de la main granule de semi-conducteur. Quand c'est un granule de semi-conducteur, la polarité de la force électromotrice dépend de si le Semi-conducteur est le type-p ou type-n. L'importance de la force électromotrice VH , qui s'appelle la tension de hall, est indiquée par l'équation suivante :

$$VH = \frac{1}{d} B I_c R_H \quad (I.1)$$

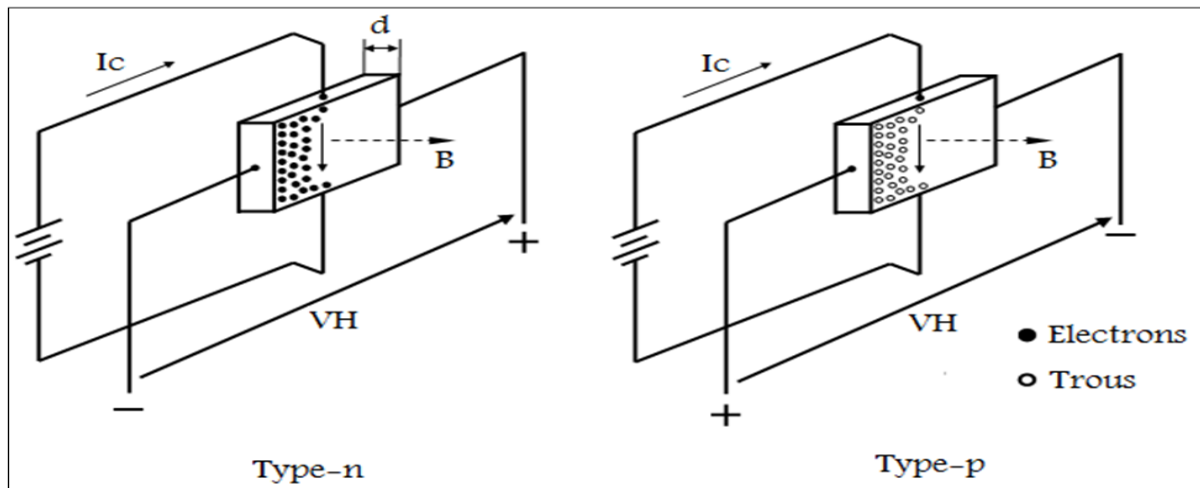


Fig. I.4: L'effet de hall.

Ce phénomène a été découvert par E.H. Hall en 1878 d'une expérience utilisant un segment en métal, et s'appelle le Hall effet. Le Hall effet est fort en quelques composés ou semi-conducteurs particuliers en métal. Des dispositifs de semi-conducteur qui sont faits pour l'usage dans la détection des champs magnétiques s'appellent les éléments de hall ou les générateurs de hall. Dans des moteurs sans balais modernes, le type-n est intensivement employé. Le schéma (I.5) éléments de hall typiques d'expositions disponibles sur le marché. [3]



Fig. I.5: Quelque type des éléments de hall.

I.3.2.2. Principe de détection de position :

Le schéma (I.5) montre un circuit équivalent pour un élément de hall exprimé comme un réseau de quatre-borne. Quand un courant qui s'appelle le courant de contrôle, découle de la borne 3 vers 4 dans l'élément de hall exposé à un champ magnétique qui est perpendiculaire au rabot d'élément. Une tension VH est produite à travers les bornes 1 et 2 comme expliqué avant. Quand la borne 4 est prise comme point de référence, les potentiels sur les bornes 1 et 2 sont $VH/2$ et $-VH/2$, respectivement, où $R5 = R$, et $R3 = R$, sont assumés. D'ailleurs, la polarité s'inverse comme inverses de direction de flux. Le schéma (I.6) montre ces rapports.

Ainsi quand un élément de Hall est mis près d'un rotor à un aimant permanent, l'élément de hall peut exactement détecter les positions de pôle et la densité de flux, fournissant de tensions de sortie $VH1$ et $VH2$. [3]

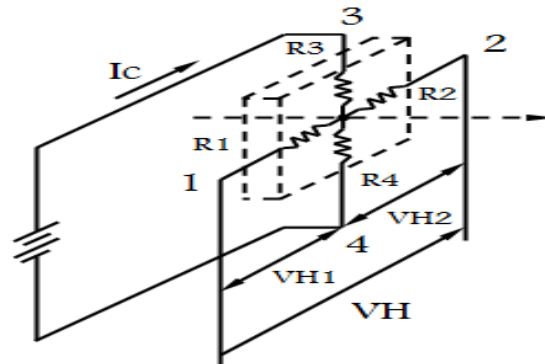


Fig. I.6: circuit équivalent pour l'élément de hall

I.3.2.3. Méthode pratiques de détection de position :

Le schéma (I.7.a) montre le moteur de C.C sans balais le plus simple utilisant un élément de Hall mis suivant les indications de la figure (I.7.b). Les signaux de sortie de l'élément de hall actionnent deux circuits logique à couplage transistor-résistance et deux transistors pour contrôler les courants électriques dans les enroulements $W1$ et $W2$ de stator. L'état du rotor pendant qu'il tourne est expliqué comme suit :

- L'élément de hall détecte le pôle Nord de l'aimant de rotor, et l'enroulement $W2$ active pour produire le pôle sud qui conduit le rotor dans la direction mentionnés dans la figure.
- Puisqu'aucun champ magnétique n'est appliqué à l'élément de hall dans cette relation de position, les deux transistors sont éteints dans l'état OFF, et aucun courant entre dans $W1$ ou $W2$. Le rotor continue à tourner en raison de l'inertie.
- L'élément de hall détecte le pôle du sud du rotor, et l'enroulement $W1$ active pour créer le pôle du sud qui attire le pôle Nord du rotor pour continuer le mouvement. [3]

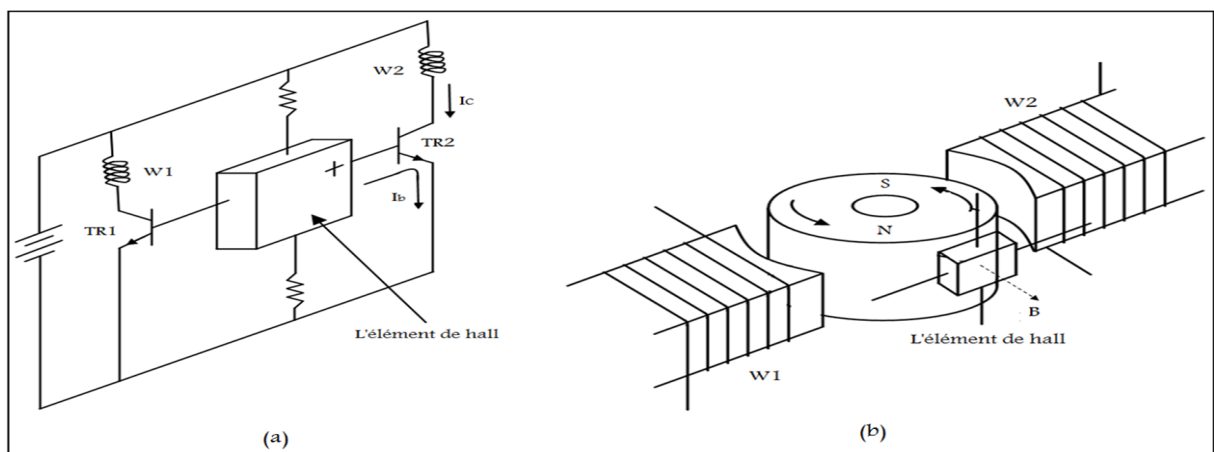


Fig. I.7: Les principes de base du moteur BLDC avec l'élément de hall.

I.3.2.4. Détection de la position sans capteurs de position :

Dans les applications aéronautiques, le poids est un facteur limitant ; ont donc été choisis des moteurs sans capteurs (BLDC Sensorless). Ces moteurs peuvent cependant avoir des démarrages difficiles ou perdre la synchronisation lors du fonctionnement et donc décrocher.

En réalité, il suffit, pour la commutation, de connaître le moment où le rotor passe par une position donnée, associée à un angle électrique fixé et connu, et ce pour chaque séquence. On verra que pour générer un champ magnétique tournant, il fallait un enchaînement de 6 séquences de 60° électriques chacune. Si on détecte le passage du rotor à 30° électriques, on sait qu'il faudra déclencher la commutation 30° électriques plus tard, en supposant que le rotor met le même temps pour les parcourir que les 30° précédents. Il existe un moyen autre que les capteurs pour détecter le passage à 30° du rotor : la mesure de la force contre-électromotrice (Back EMF). Cette mesure se fait normalement en mesurant la tension entre le point central N des enroulements et la phase non utilisée de la séquence en cours (phase « en l'air »). Si on n'a pas accès physiquement à ce point (ce qui est le cas en général) on doit simuler ce point en créant un point au même potentiel à l'aide de trois résistances en étoile (fig. I.8). [4]

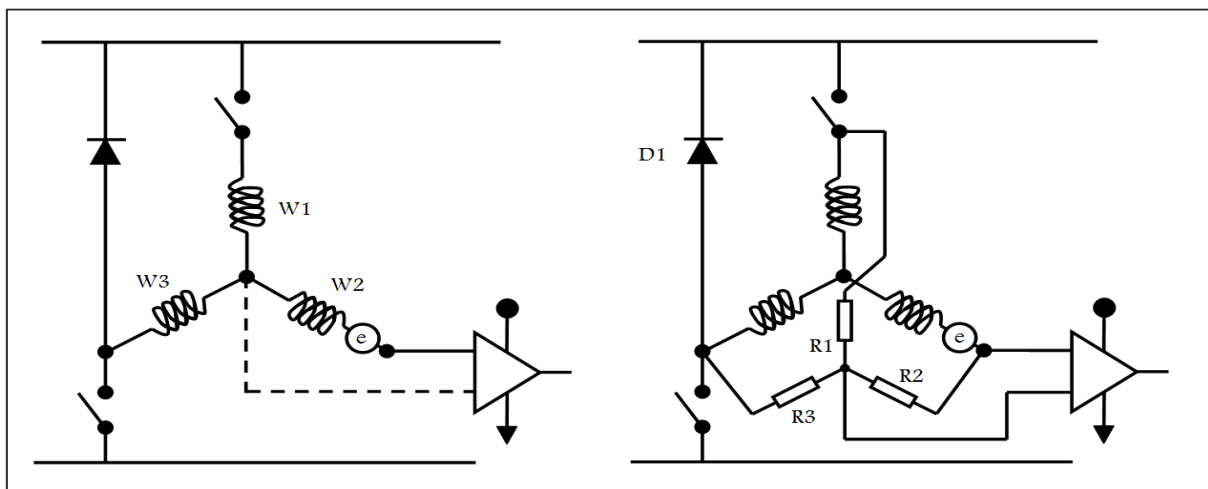


Fig. I.8: Détection de la position par la mesure des FEMs.

1.4. Technologies du moteur BLDC :

1.4.1. Le stator :

Le stator porte les enroulements qui peuvent prendre plusieurs formes :

- Bobines concentrées autour de pôles saillants. (fig. I.9.a).
- Enroulements repartis dans des encoches. (fig. I.9.b).

- Enroulements repartis le long de l'entrefer sans encoches. (fig. I.9 c).

La première solution, qui correspond à celle qui en général est employée pour les rotors des moteurs à courant continu ou pour les stators de moteur pas à pas est peu utilisée pour les moteurs sans balais. Les machines obtenues ont des performances modestes et le couple présente des irrégularités dues aux variations de réluctance.

La deuxième solution est la plus classique. Par une répartition adaptée des conducteurs dans les encoches, on s'approche de la forme trapézoïdale des variations des forces électromotrices induites. Une géométrie bien choisie des dents permet de minimiser les irrégularités de couple.

Dans le troisième cas, on élimine toute variation de couple due aux modifications de réluctance. Cependant, la construction est moins solide et le comportement thermique est moins bon. Cette solution est néanmoins intéressante pour les petits moteurs. [5]

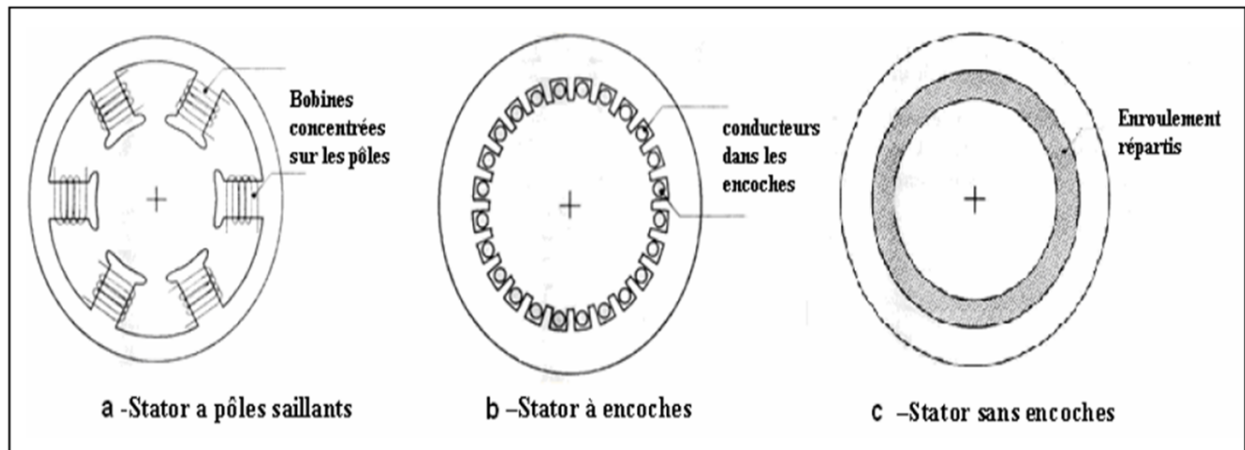


Fig. I.9: Différents types des stators.

I.4.2. Le rotor :

Le rotor porte des aimants tels qu'en Samarium-Cobalt ou en Néodyme-Fer-Bore. Le nombre de pôles magnétiques est toujours pair. Les aimants peuvent se présenter de différentes manières :

- aimants en tuile sur un support ferromagnétique (fig. I.10.a).
- aimants en anneau fabriqué dans un matériau isotrope (fig. I.10.b).
- aimants munis de pièces polaires (fig. I.10.c).

La première solution est la plus classique, la seconde peut être intéressante pour les petites machines. Le troisième cas peut permettre une concentration du flux si la surface de la pièce

polaire en regard de l'entrefer est inférieure à la surface présentée par l'aimant. On obtient ainsi des champs magnétiques élevés qui conduisent à des machines de grandes performances.[5]

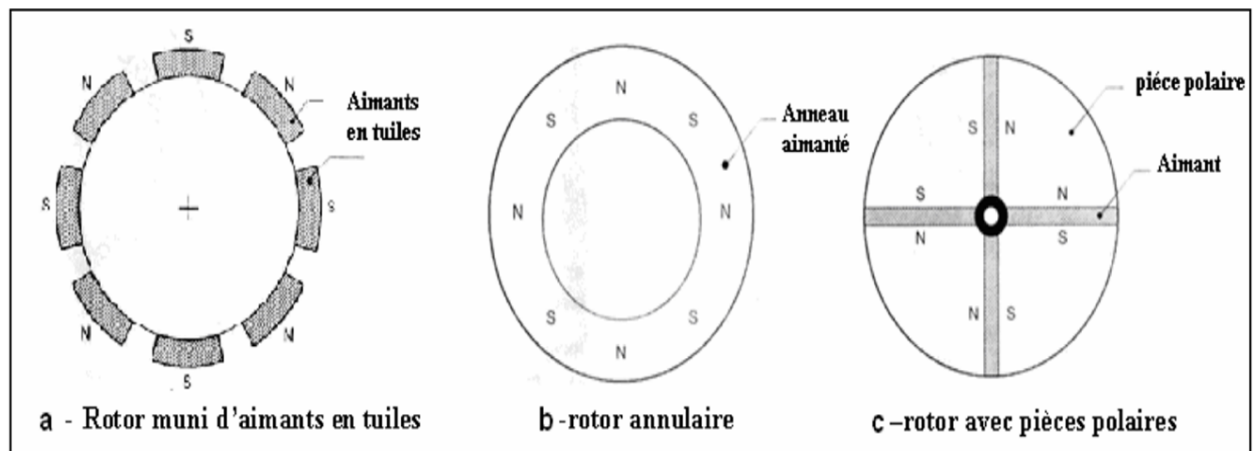


Fig. I.10: Différents types des rotors.

I.4.3. Différents types du BLDC :

Il existe de nombreuses configurations de moteur Brushless. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont tous des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible. Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à *rotor intérieur* avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à *rotor extérieur* du fait de son inertie, est préférable. Le choix du type de moteur est donc la décision la plus fondamentale dans un travail de conception.

Trois grandes familles existent, les moteurs à rotor *intérieur*, à rotor *extérieur* ou à *entrefer axial*. Ces familles se décomposent elles-mêmes en deux parties: les machines à forme d'onde sinusoïdale ou trapézoïdale. [6]

1.4.3.1. Moteur à rotor intérieur :

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. D'ailleurs, les stators des machines à induction sont parfois directement utilisés dans la fabrication des machines Brushless, pour des raisons d'économie. La figure (I.6) montre un exemple de moteur à rotor intérieur. [6]

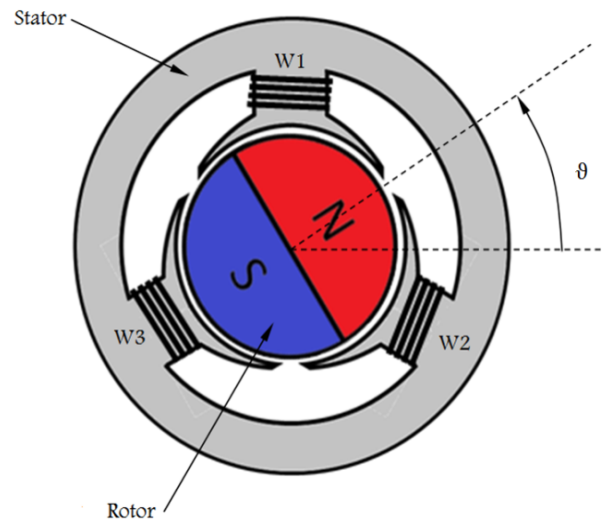


Fig. I.11.a: Moteur à rotor interne.

Cette structure présente l'avantage d'un ratio couple / vitesse élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent, ils sont collés et frétés. La puissance volumique d'une machine Brushless à aimants ferrites est à peu près équivalente à un moteur à induction, mais son rendement et son facteur de puissance sont généralement bien meilleurs. [6]

I.4.3.2. Moteur à rotor extérieur :

La figure suivante présente le schéma d'un moteur à rotor extérieur :

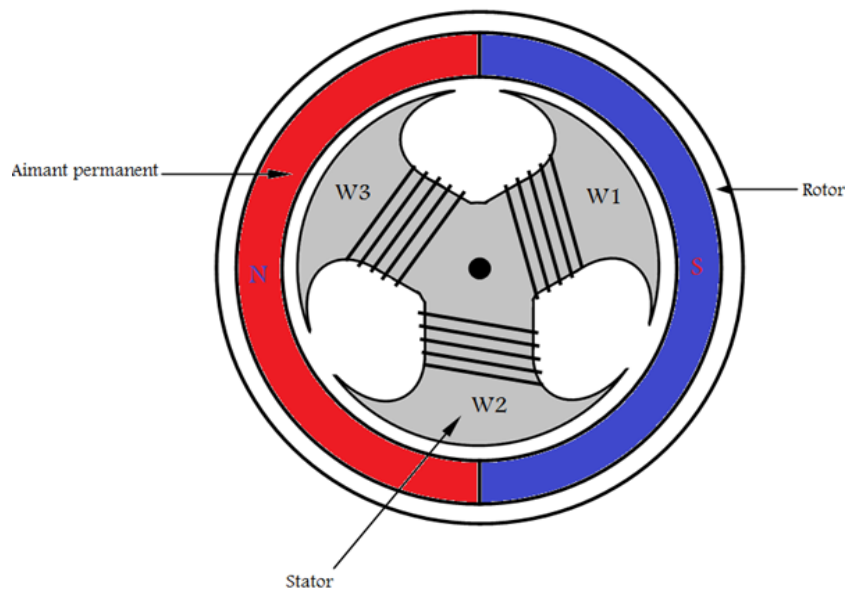


Fig. I.11.b: Moteur à rotor externe.

Les tôles utilisées au stator ressemblent à celles de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section. Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge. Cette structure est celle utilisée pour l'entraînement des lecteurs CD-ROM et elle est aussi fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa facilité de fabrication. Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante car le rotor a une inertie importante de par sa position externe. [6]

I.4.3.3. Moteur à entrefer axial :

Dans certaines applications à encombrement réduit, des machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, tables tournantes, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit une plaque métallique permet au champ de se refermer. La figure (I.11.c) représente le schéma d'un moteur à entrefer axial.

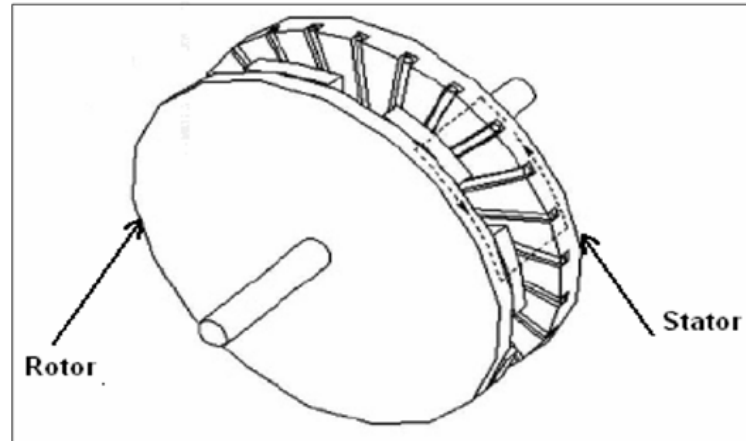


Fig. I.11.c: Moteur à entrefer axial.

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basse vitesse (inférieure à 1000tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû au courant de Foucault. Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réactif à faible vitesse. [6]

On peut également faire d'autre classement des moteurs BLDC en fonction du nombre des enroulements dans le stator. On trouve les moteurs biphasés, triphasés, et aussi à quatre phases... etc. [4]

I.5. L'alimentation électronique du BLDC :

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

- des capteurs, munis éventuellement de circuits de mise en forme, qui permettent de connaître la position du rotor à tout instant en général des capteurs à effet hall.
- un circuit logique qui élabore les commutations à appliquer à différentes phases du moteur compte tenu des signaux issus des capteurs.
- un commutateur de puissance qui alimente les enroulements en fonction des informations reçues par la logique de commande.
- une commande de la tension ou du courant permettant d'agir sur la vitesse du moteur.
- Les trois premières fonctions permettent d'effectuer les commutations assurées par le système balais-collecteur dans un moteur à courant continu classique tandis que la dernière est analogue à celle qui est utilisée pour la commande de ces mêmes moteurs.[5]

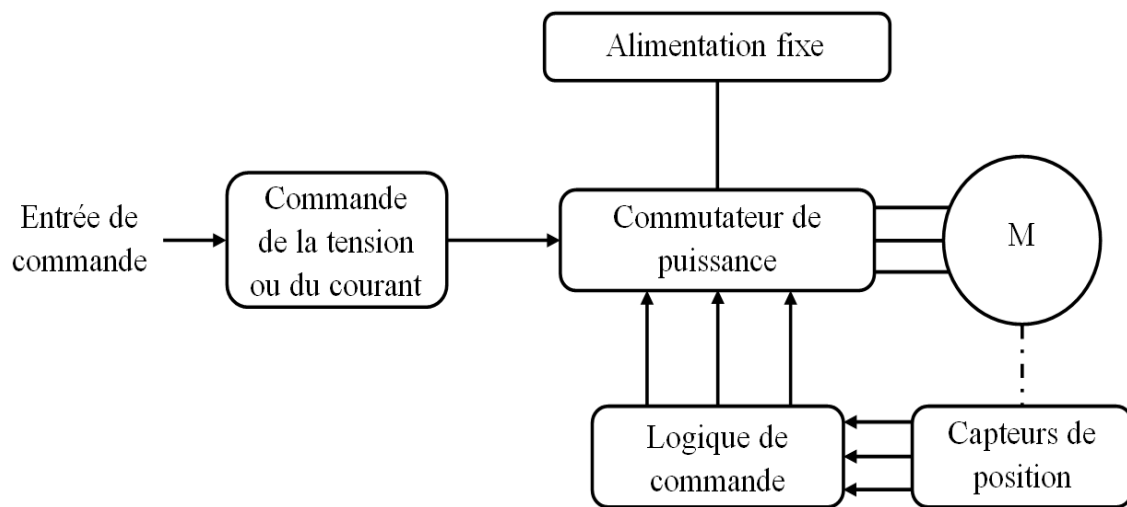


Fig. I.12: Structure générale de l'alimentation d'un moteur BLDC.

I.5.1. Commutateur de puissance :

On prévoit en général l'inversion du sens du courant dans les phases (alimentation bidirectionnelle) car la machine est alors mieux utilisée. Les enroulements peuvent être couplés en étoile ou en triangle. On rencontre aussi parfois des alimentations unidirectionnelles, mais uniquement lorsque les phases sont couplées en étoile avec neutre sorti. [5]

I.5.1.1. Alimentation unidirectionnelle :

Dans ce cas, on a besoin d'un transistor et d'une diode par phase figure (I.13). Lorsqu'un transistor est saturé, la tension d'alimentation est appliquée aux bornes de la phase. Quand on bloque le transistor, la force électromotrice induite dans l'inductance du circuit impose la mise en conduction de la diode de roue libre qui court-circuite alors l'enroulement.[5]

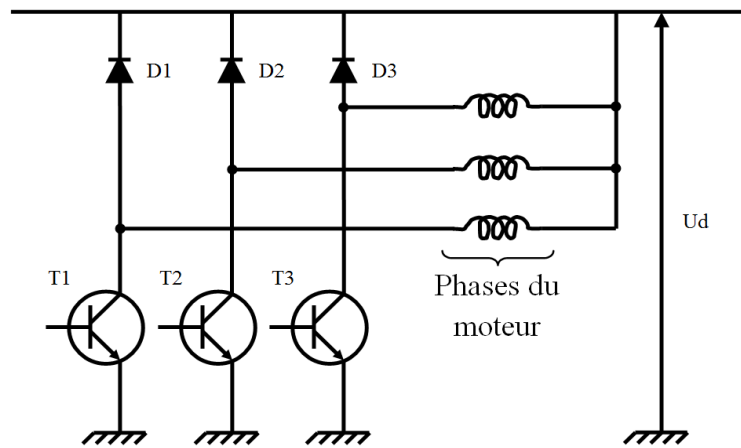


Fig. I.13: Alimentation unidirectionnelle.

I.5.1.2. Alimentation bidirectionnelle :

Il faut ici deux transistors et deux diodes par phase. Le montage est identique, que le moteur soit en étoile ou en triangle. On sature simultanément deux transistors, l'un du groupe T_1, T_2, T_3 et l'autre du groupe T'_1, T'_2, T'_3 . Dans le cas du moteur triphasé en étoile, la tension u_d est appliquée aux bornes de deux enroulements en série. Dans le cas du moteur triphasé en triangle, cette tension est appliquée à une phase en parallèle avec les deux autres phases en série. Les six diodes assurent le fonction de roue libre dans tous les cas de figure (I.14).[5]

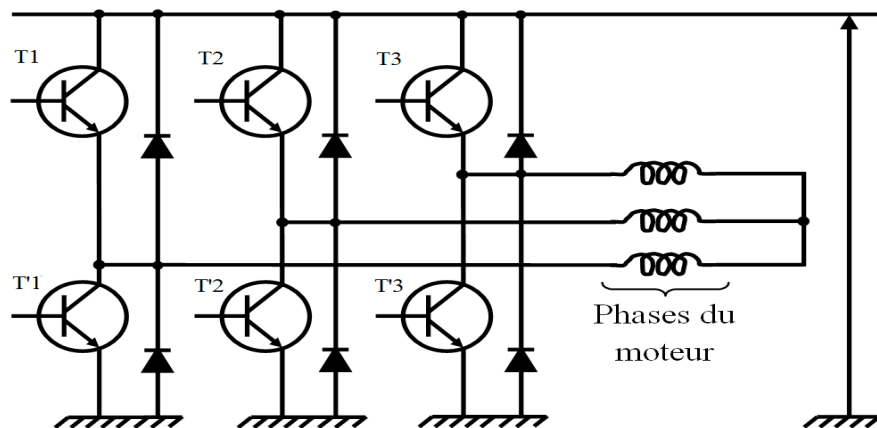


Fig. I.14: Alimentation bidirectionnelle d'un moteur en étoile.

I.5.3. Logique de commande :

Ce circuit reçoit les informations logiques issues des capteurs et délivre les signaux de commande des interrupteurs nécessaires au fonctionnement du circuit de puissance. Par exemple, dans le cas du moteur triphasé à alimentation bidirectionnelle, on dispose de trois signaux h_1 , h_2 , et h_3 et on veut élaborer six signaux logiques c_1 , c_2 , c_3 , c'_1 , c'_2 et c'_3 destinés à la commande des six transistors pour obtenir les courants souhaités dans les trois phases du moteur figure (I.15). On constate qu'il faut assurer les équations logiques suivantes :

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

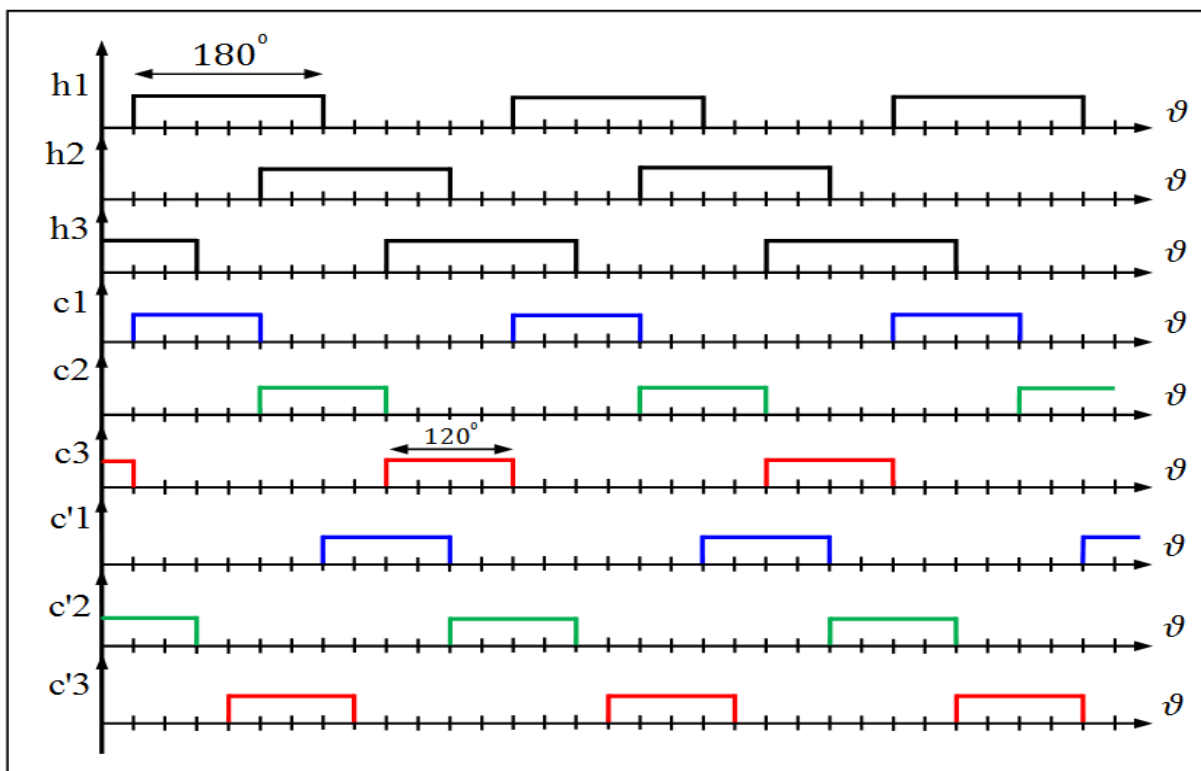


Fig. I.15: Signaux de commande pour une alimentation bidirectionnelle triphasée.

Cette logique de commande peut être facilement réalisée avec des circuits élémentaires figure (I.16), elle est en général intégrée dans des circuits spécialisés pour moteurs à courant continu sans balais.

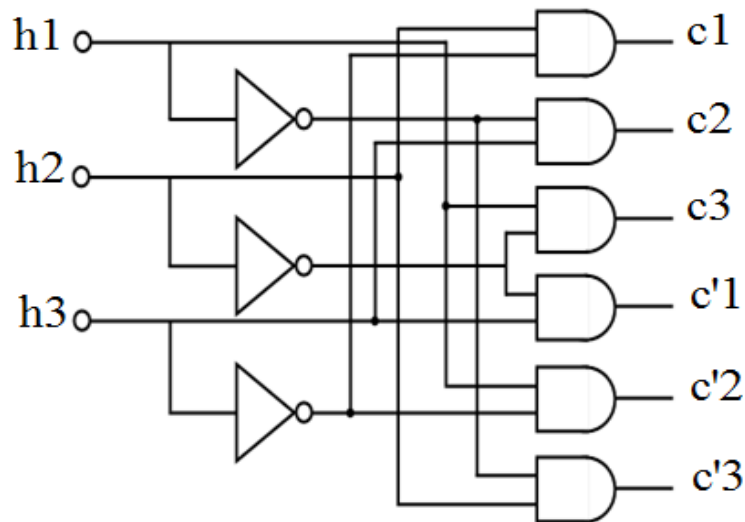


Fig. I.16: Génération des impulsions pour une alimentation bidirectionnelle triphasée.

Noter que cette logique de commutation peut être réalisée avec un simple programme sur un microcontrôleur PIC qui ne coûte pas cher.

I.5.4. Commande en tension ou en courant :

On a supposé précédemment, que les variations des courants étaient rectangulaires. Dans la réalité, il n'en est pas tout à fait ainsi. Le caractère inductif du circuit empêche les discontinuités de courant. Si on applique une tension constante aux bornes des phases (alimentation en tension), les montées et les descentes sont progressives. Pour améliorer la rapidité de ces commutations, on utilise souvent une alimentation en courant. Dans ce cas, on règle l'intensité, en général par découpage. On obtient des temps de montée et de descente inférieurs, mais aussi une ondulation du courant autour de la valeur désirée. [5]

I.5.4.1. Alimentation en tension :

On a vu que le moteur associé à son commutateur de puissance avec sa logique de commande et ses capteurs a un comportement analogue à celui d'une machine à courant continu. On peut donc le commander en tension en faisant varier l'alimentation u_d (appliquée au commutateur. Pour avoir un rendement correct, on utilise en général un hacheur pour cette opération. Son fonctionnement est identique à celui du moteur à courant continu. [5]

I.5.4.2. Alimentation en courant :

Il est possible, comme pour une machine classique, d'utiliser une source de courant plutôt qu'une source de tension. De plus, dans le cas du moteur sans balais, il y a deux possibilités de réglage de courant, on trouve le réglage du courant total à l'entrée du commutateur, ou encore on règle le courant dans les phases par découpage pour s'approcher de la forme idéale de ses variations lors des commutations. [5]

I.6. Conclusion :

On a vu dans ce chapitre les différents types de moteur BLDC, ainsi on a donné l'information globale concernant sa logique de commutation. On a concentré l'étude sur le moteur triphasé puisque c'est le plus utilisé à cause de sa structure élémentaire et puisque l'étude qui va venir est consacrée à ce type de moteur. Dans ce chapitre, on a saisi bien le principe de fonctionnement de ce moteur, ce qui nous permet d'aiguiller l'étude vers la modélisation en vue de la commande.

II.1. Introduction :

Actuellement, la conception de système de commande impliquant des technique mathématiques avancée et des calculs longs, est considérablement facilitée par la disponibilité de progiciels tels que MATLAB/SIMULINK, ÉPICE, EMTP, SABER, SPECTRE, SIMPLORER, etc., qui peuvent fournir des prévisions précises du comportement de systèmes réels [7]. De plus, pour évaluer les avantages du moteur BLDC et en vue de tester ces performances on doit disposer d'un modèle dynamique sous forme d'équations différentielles. Ce modèle permet de simuler son comportement et de reproduire sa vitesse, son couple et les courants ainsi que les FEMs dans chaque phase [8]. Dans ce chapitre, on explicite le modèle du moteur BLDC pour les deux modes de fonctionnement. Et enfin, on termine par les résultats de simulation du régime statique et de démarrage du moteur.

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

II.2.1. Les Équations Électrique :

La particularité du moteur BLDC provient de la forme trapézoïdale de la force électromotrice, ce qui signifie que l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor est non sinusoïdale. Par conséquent de la figure (II.1) représentant le modèle d'un moteur BLDC on a :

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

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

Où :

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

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

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

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

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

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

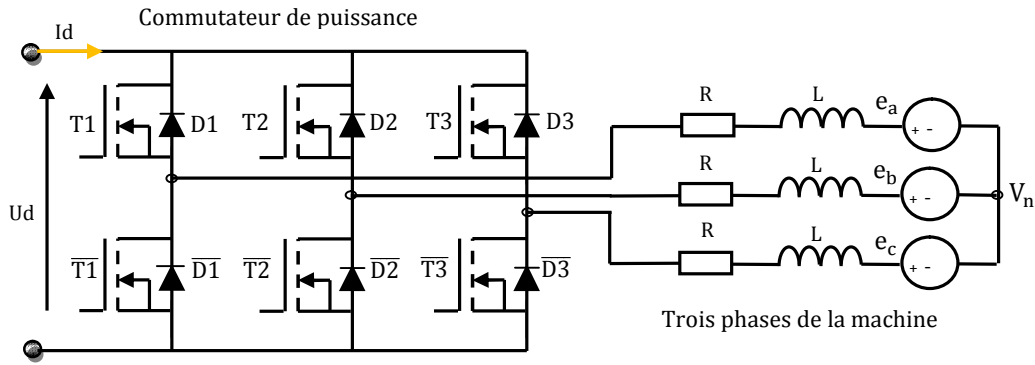


Fig. II.1 : Structure d'un moteur BLDC.

Alors :

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

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

$$\vec{E} = \frac{d\overrightarrow{\varphi_M}}{dt} \tag{II.8}$$

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

Pour un enroulement triphasé symétrique et un système équilibré (fig. II.2), le vecteur des tensions aux bornes des trois phases est donnée par :

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

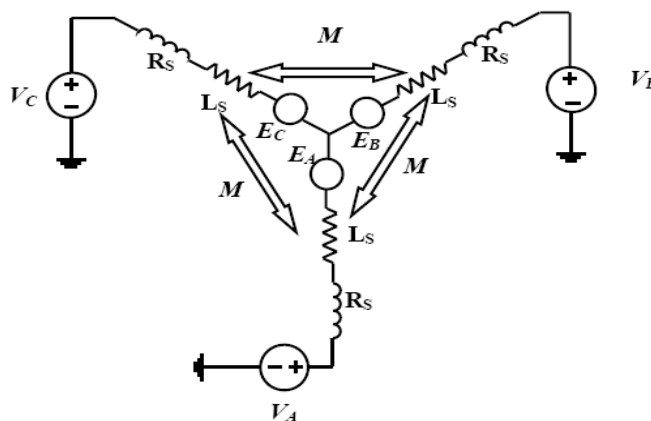


Fig. II.2 : Modèle électrique simplifié du moteur BLDC.

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

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

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

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

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

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

Et les inductances mutuelles sont également identiques :

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

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

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

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

Alors :

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

Par conséquent, la tension prend la forme suivante :

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

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

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

$e_c = f_c(\theta)k_e \omega_r$ la force électromotrice de la phase c (II.18)

Avec :

k_e est le coefficient de la force électromotrice, $f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$ et $f_c(\theta)$ sont des fonctions dépendant uniquement de la position du rotor. [8] [9] [10] [11]

II.2.2. La Force Électromotrice :

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

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

Les fonctions des forces électromotrices FEMs sont supposées de formes trapézoïdales et le courant de phase commence à 30° (angle électrique). Les formes typiques des FEMs induites et des courants dans les trois phases sont illustrées dans la figure (II.3) [12] :

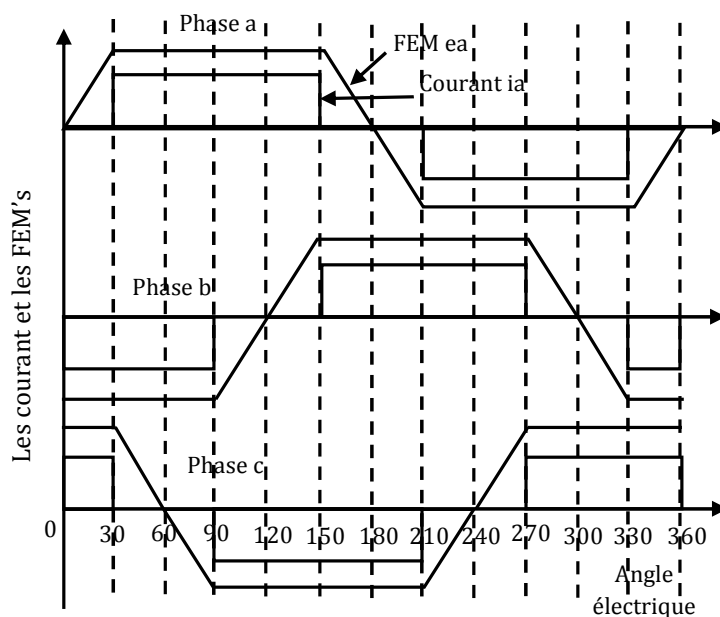


Fig. II.3 : Formes typiques des courants et des FEMs. [7]

II.2.3. L'Équation mécanique du mouvement :

II.2.3.1. Vitesse du moteur :

Le modèle mécanique du moteur BLDC (fig. II.4) est donné par l'équation (II.20) :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - f\omega_r - C_r \tag{II.20}$$

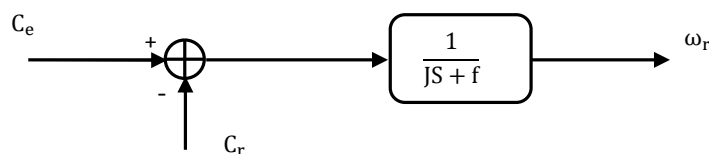


Fig. II.4 : Modèle linéaire mécanique.

Ou :

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 $N. (m/rad). s^{-1}$. [2]

II.2.3.2. Couple électromagnétique :

Le couple produit dans le moteur BLDC est du à l’alignement des aimants. L’alignement des aimants se fait à la position où la force électromotrice est nulle [2]. Pour obtenir un couple dans le moteur BLDC il est nécessaire de fournir un courant dans les phases au moment où la force électromotrice est présente sa partie plate. Le couple électromagnétique développé par le moteur BLDC est donné par :

$$C_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \tag{II.21}$$

II.3. Modèle de l’ensemble machine-commutateur électronique :

II.3.1. Mode moteur :

A partir les équations mécaniques et électrique de la machine triphasée (fig. II.5) que nous avons développée dans le paragraphe précédent, nous avons calculé le modèle de l’ensemble machine BLDC commutateur électronique pour les deux sens de rotation (direct et inverse). [13]

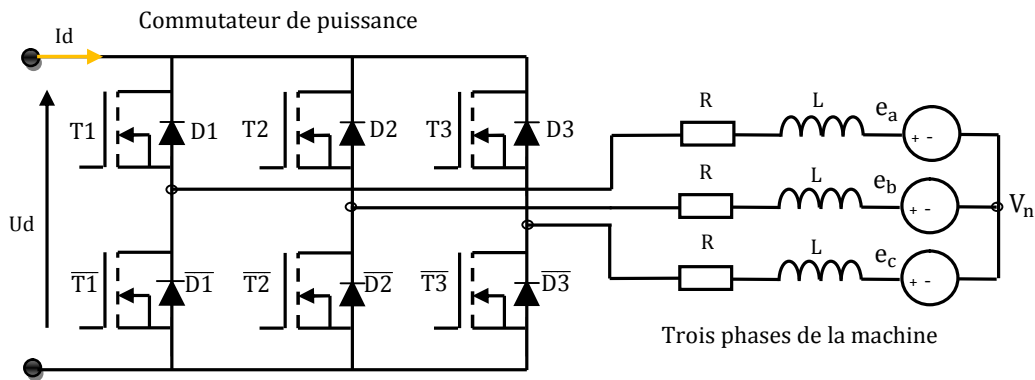


Fig. II.5 : Ensemble moteur-commutateur.

Nous supposons que :

- les trois phases du moteur sont entièrement symétriques et produisent des FEMs induites périodiques de formes trapézoïdales ;

- les paramètres du moteur sont constants ;
- le temps de commutation entre les phases est séparé avec 60° électrique ;
- le circuit magnétique est linéaire (absence de saturation) ;
- les six transistors $T1, T2, T3$ et $\overline{T1}, \overline{T2}, \overline{T3}$ ont des caractéristiques identiques, Dans l'état "OFF" ils sont modélisés comme des impédances infinies et dans l'état "ON" ils sont représentés respectivement par une tension de seuil v_T en serie avec une résistance dynamique r_T . De même, on suppose qu'en direct les diodes $D1, D2, D3$ et $\overline{D1}, \overline{D2}, \overline{D3}$ ont une tension de seuil v_D en série avec une résistance dynamique r_D .

a. Modèle du moteur BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation direct :

Pour le développement de ce modèle, il faut déterminer les signaux de commandes des transistors. Lorsque l'aimant permanent est en rotation, il va créer des FEMs dans les phases du stator, les FEMs sont supposées de forme trapézoïdale. On sait que le signe de la FEM dépend essentiellement du flux magnétique du sens de rotation du rotor. Il reste à agir sur les courants pour imposer le régime de fonctionnement. On impose alors un courant de même sens que la FEM de cette phase et au moment où la FEM présente sa partie plate (fig. II.6) ; ce qui assure le fonctionnement moteur. Ce courant est obtenu par la commande adéquate des transistors. [2].

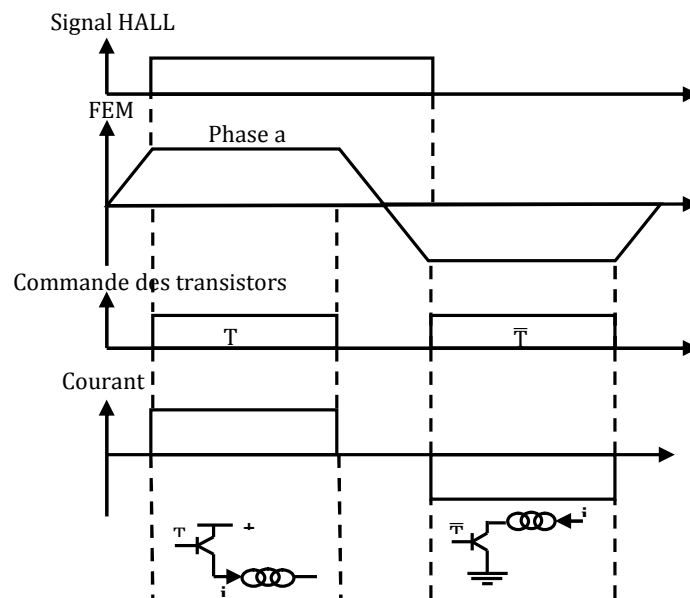


Fig. II.6 : Méthode d'élaboration des signaux de commande des transistors [15].

Dans un moteur BLDC les séquences d'alimentation du commutateur dépendent du sens de rotation du moteur. Ce qui permet de donner deux modèles différents, aussi dans cette partie on

détaille le modèle pour le sens de rotation direct. Dans la commande à 120° électrique, seulement deux phases du moteur sont alimentées durant un intervalle de 60° électrique (fig. II.7).

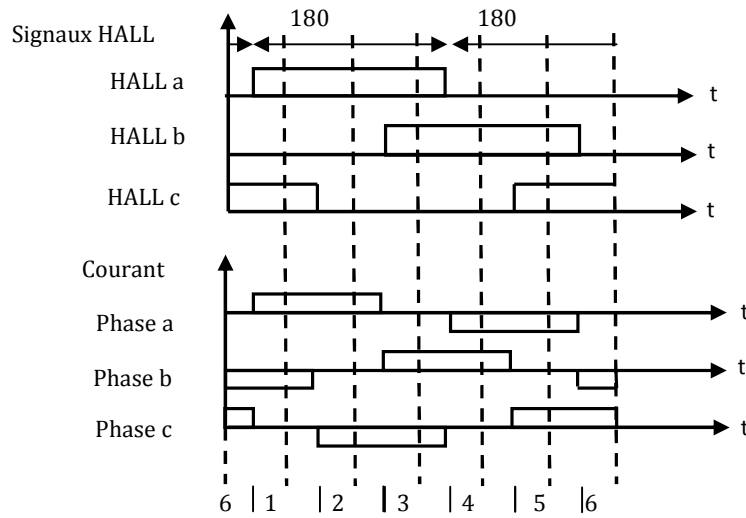


Fig. II.7 : Signaux à effet hall pour le sens direct. [13] [14]

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

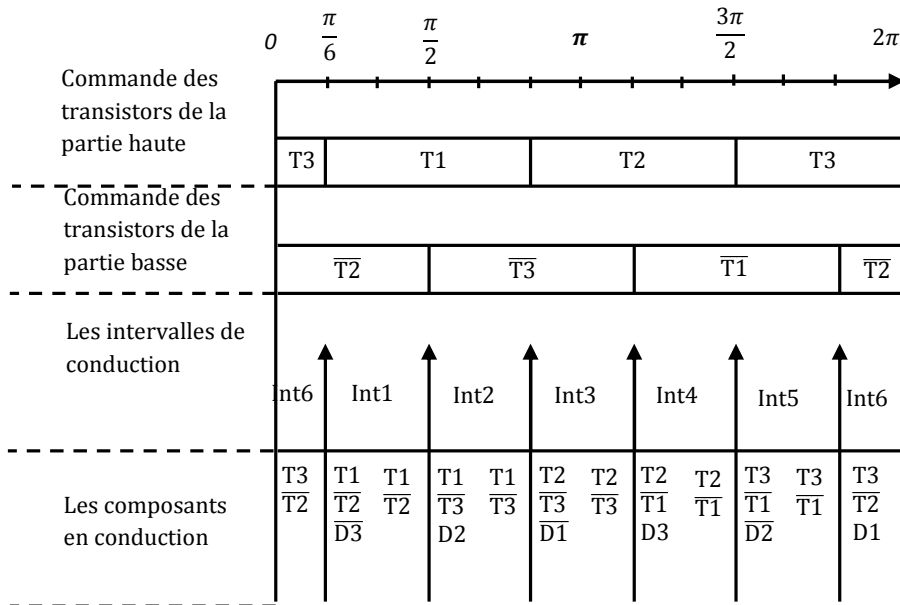


Fig. II.8 : Signaux des transistors pour le sens direct. [13] [14]

La séquence des phases alimentées sur une période est donnée au tableau (II.1) :

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

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

a.1 Expressions des forces électromotrices :

Les expressions des FEMs des phases peuvent être déduites de la figure (II.8), et elles sont exprimées dans le tableau (II.2) :

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

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

Les trois tensions de phase du moteur BLDC sont :

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

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

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

Donc :

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

Alors :

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

On applique la loi des mailles pour obtenir les équations des courants dans les trois phases [16].

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

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

a.2. Expressions des courants de phase :

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

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

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

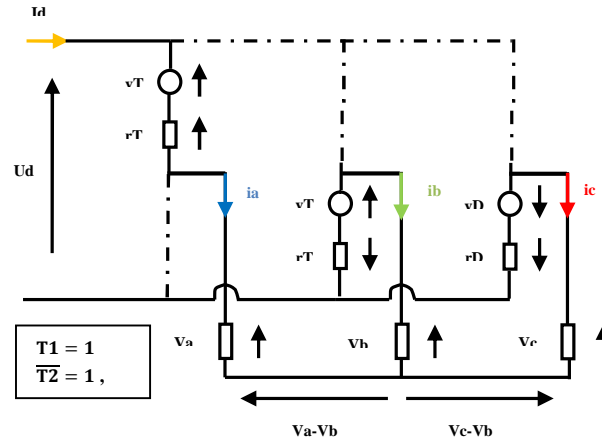


Fig. II.9 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

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

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

On remplace i_b par $(-i_a - i_c)$ et V_a, V_b et V_c par leur expression 2.25 ce qui donne :

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

Donc :

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

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

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

Ce qui conduit à la forme résolue suivante :

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

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

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

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

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

Où $S = [S_a \ S_b \ S_c]^T$ désigne les états des bras. [13] [14] (II.33)

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

- 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 :

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

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

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

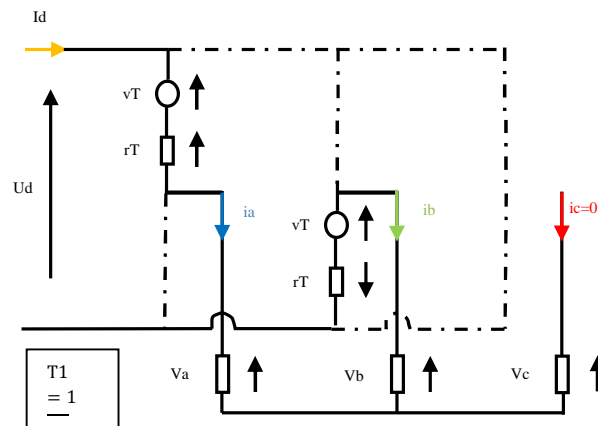


Fig. II.10 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

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

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

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

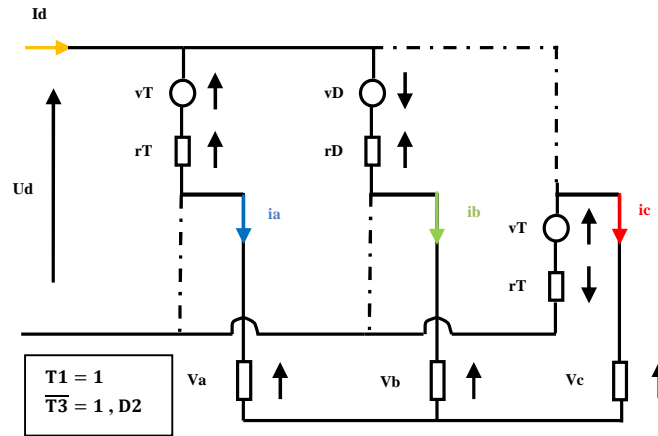


Fig. II.11 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

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

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

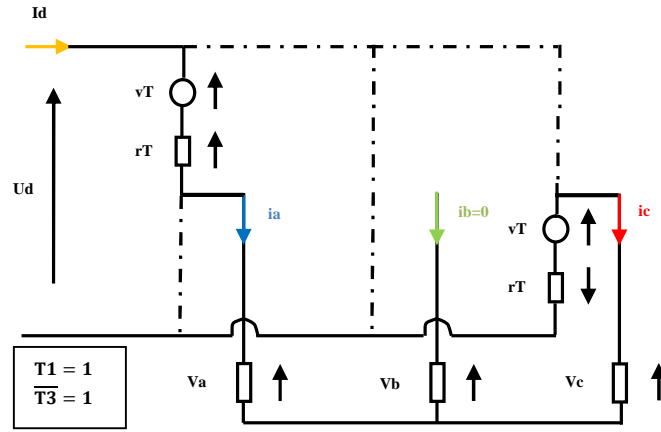


Fig. II.12 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

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

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

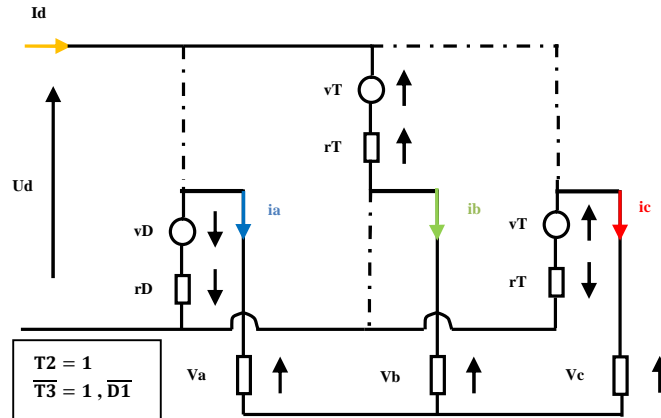


Fig. II.13 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

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

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

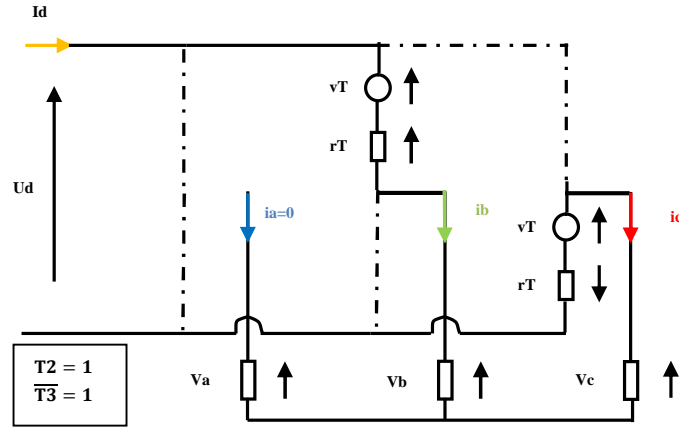


Fig. II.14 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

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

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

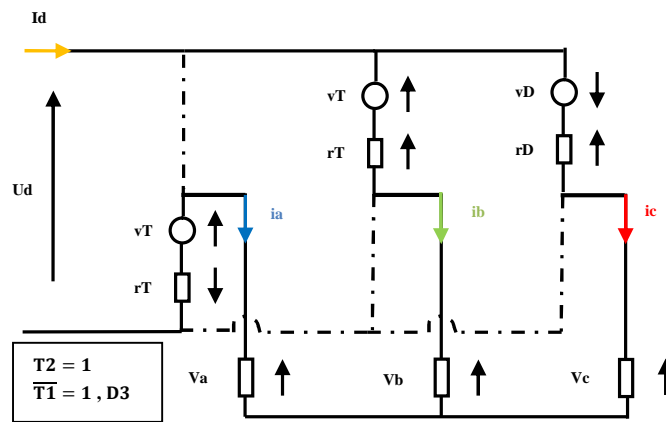


Fig. II.15 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

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

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

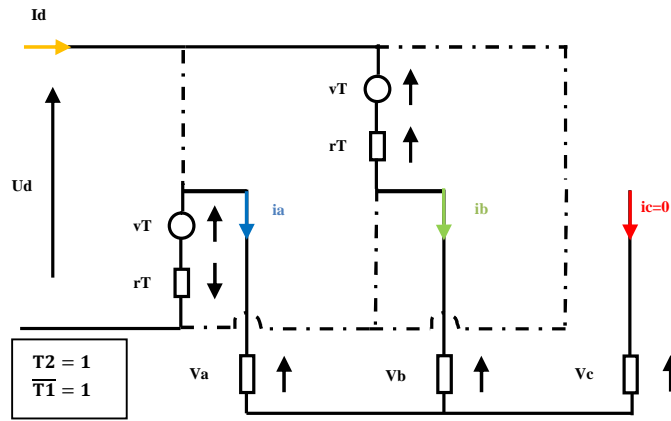


Fig. II.16 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

a.2.5 Intervalle 5 : $\left(\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6}\right)$

a.2.5.1 Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{3}\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(T3, \overline{T1}, \overline{D2})$)

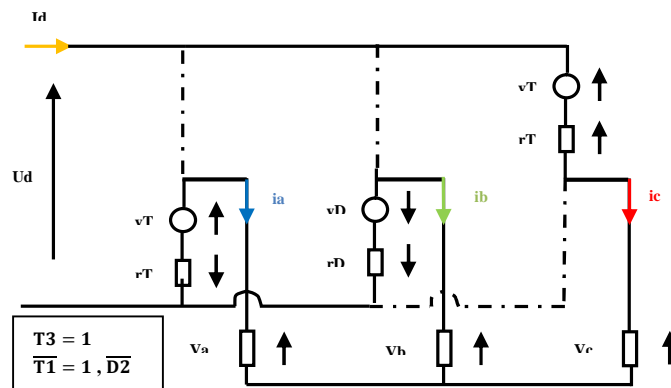


Fig. II.17 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D + e_a - 2e_b + e_c - (3R + r_T + 2r_D)i_b] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d - 3v_T + v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R + r_T)i_c + (r_D - r_T)i_b] \\ i_a = (-i_b - i_c) \end{cases} \quad (II.47)$$

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

a.2.5.2 Sous Intervalle 2 : $\left(\frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6}\right)$ ($i_b = 0$)

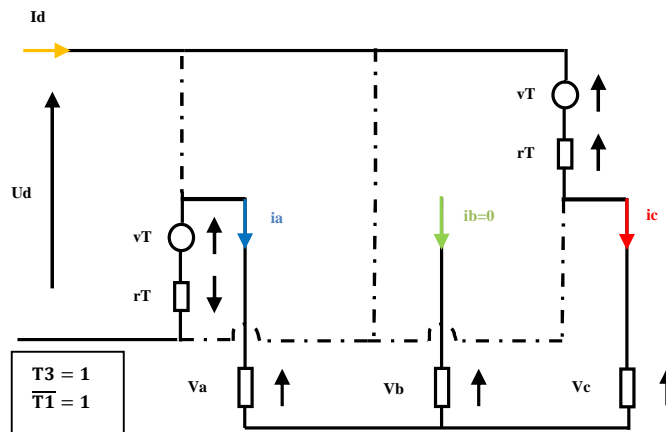


Fig. II.18 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

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

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

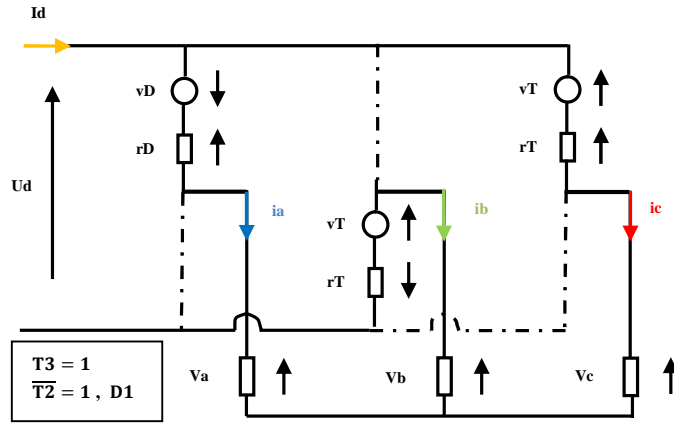


Fig. II.19 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

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

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

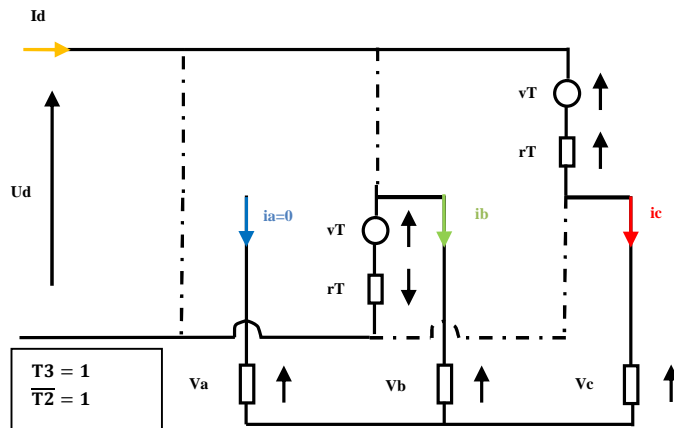


Fig. II.20 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

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

b. Modèle du BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation inverse :

Comme la plupart des applications du moteur BLDC exigent que le mouvement se passe dans les deux sens (direct et inverse) et d'autre part le sens inverse s'obtient en inversant la séquence d'allumage des transistors du commutateur, alors le modèle précédent (modèle pour sens de rotation direct) ne sera pas valable pour la simulation en sens inverse. Il faut donc procéder de la même façon que précédemment mais cette fois en inversant la séquence pour déterminer le modèle valable pour ce sens.

b.1 Expressions des Forces Electromotrices :

Les formes des FEMs pour le fonctionnement dans le sens de rotation inverse sont représentées à la figure (II.21) :

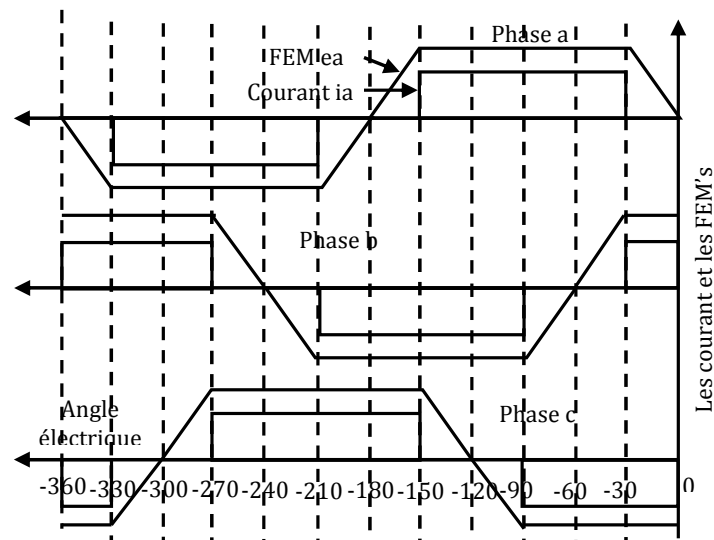


Fig. II.21 : Formes des FEM et des courants typiques dans les trois phases.

A partir la figure (II.21), les signaux de commande des transistors et les intervalles de conduction des phases sont illustré à la figure (II.22), et les expressions des forces électromotrices FEMs sont données au tableau (II.3) :

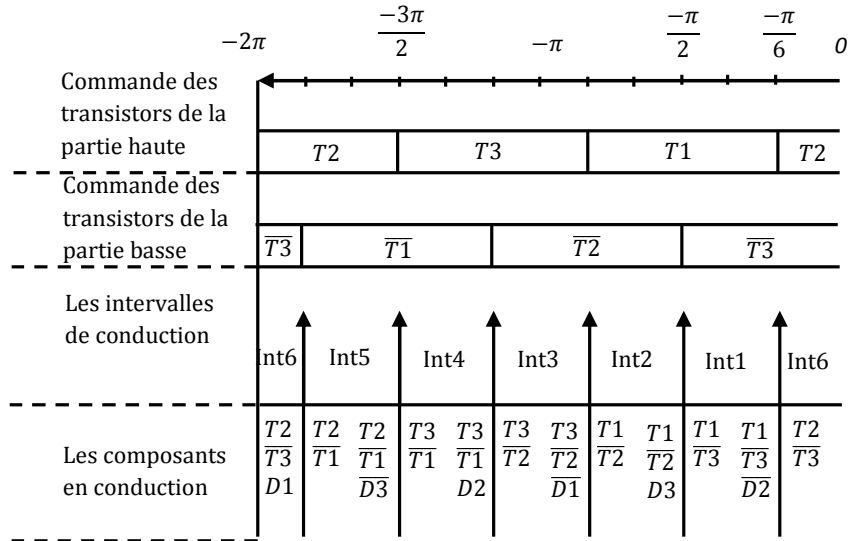


Fig. II.22 : Séquence d’allumage inverse des transistors du commutateur.

angle (θ)	FEM e_a	FEM e_b	FEM e_c
$\left(-2\pi \leq \theta \leq -\frac{11\pi}{6}\right)$	$(6E_p/\pi)\theta$	$-E_p$	E_p
$\left(-\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq -\frac{\pi}{6}\right)$	$-E_p$	$-(6E_p/\pi)\theta - 2E_p$	E_p
$\left(-\frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq -\frac{\pi}{2}\right)$	$-E_p$	E_p	$(6E_p/\pi)\theta + 4E_p$
$\left(-\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq -\frac{5\pi}{6}\right)$	$-(6E_p/\pi)\theta - 6E_p$	E_p	$-E_p$
$\left(-\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq -\frac{7\pi}{6}\right)$	E_p	$(6E_p/\pi)\theta + 8E_p$	$-E_p$
$\left(-\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq -\frac{3\pi}{2}\right)$	E_p	$-E_p$	$-(6E_p/\pi)\theta - 10E_p$
$\left(-\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq 0\right)$	$(6E_p/\pi)\theta + 12E_p$	$-E_p$	E_p

Tableau II.3 : Expressions des différents FEM’s durant les six intervalles.

On remarque que la partie négative de la force électromotrice FEM (fig. II.21) correspondant à E_p dans le tableau (II.3) et non pas à $-E_p$, ceci est normale car la vitesse cette fois est négative et $E_p = k_e \omega_r$.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T - e_a + e_c - 2(R+r_T)i_a] \\ i_c = (-i_a) \\ i_b = 0 \end{cases} \quad (II.55)$$

b.2.2. Intervalle 2 : $\left(-\frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq -\frac{\pi}{2}\right)$

b.2.2.1. Sous intervalle 1 : $\left(-\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq -\frac{\pi}{2}\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(T1, \overline{T2}, D3)$)

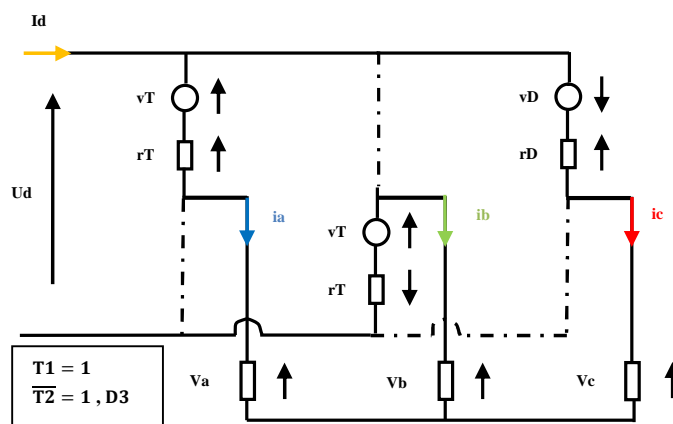


Fig. II.25 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d - 3v_T - v_D - 2e_a + e_b + e_c - 3(R+r_T)i_a + (r_D - r_T)i_c] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D + e_a + e_b - 2e_c - (3R+r_T+2r_D)i_c] \\ i_b = (-i_a - i_c) \end{cases} \quad (II.56)$$

Donc : $S^T = [1 \ 0 \ 1]$ et $V = \left[\frac{1}{3}u_d \quad -\frac{2}{3}u_d \quad \frac{1}{3}u_d\right]^T$ (II.57)

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

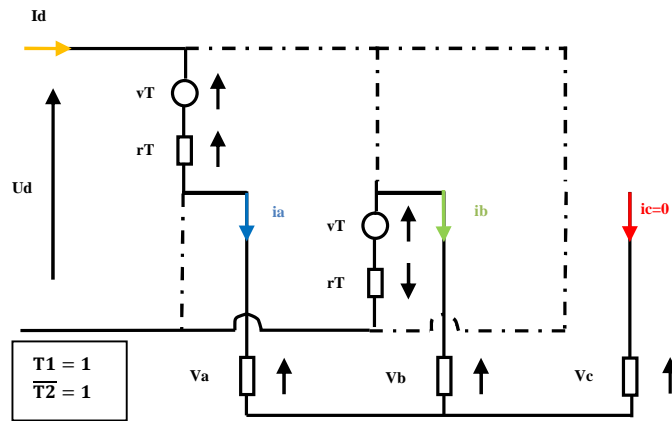


Fig. II.26 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L - M)} [u_d - 2 v_T - e_a + e_b - 2 (R + r_T) i_a] \\ i_b = (-i_a) \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (II.58)$$

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

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

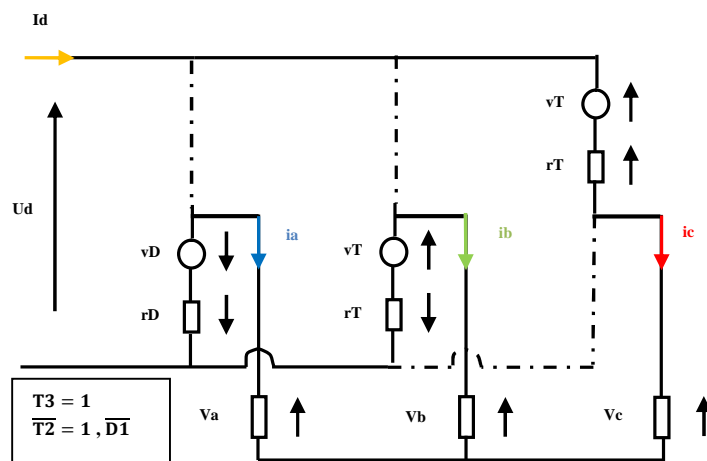


Fig. II.27 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - (3R + r_T + 2r_D)i_a] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d - 3v_T + v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R + r_T)i_c + (r_D - r_T)i_a] \\ i_b = (-i_a - i_c) \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

Donc : $S^T = [1 \ 0 \ 0]$ et $V = \left[-\frac{1}{3}u_d \ -\frac{1}{3}u_d \ \frac{2}{3}u_d\right]^T$ (II.60)

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

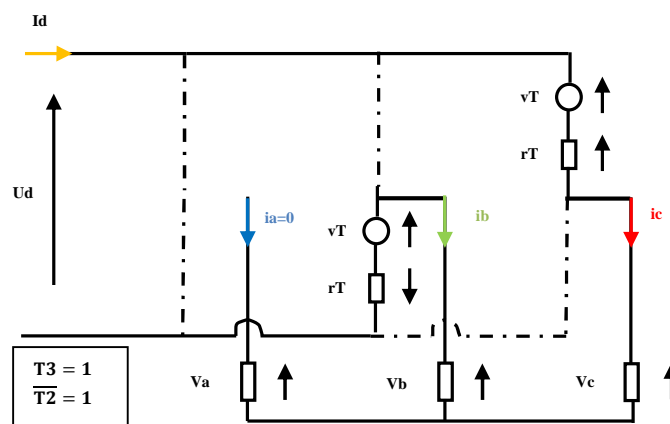


Fig. II.28 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T + e_b - e_c - 2(R + r_T)i_c] \\ i_b = (-i_c) \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (\text{II.61})$$

b.2.4 Intervalle 4 : $\left(-\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq -\frac{7\pi}{6}\right)$

b.2.4.1 Sous Intervalle 1 : $\left(-\frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq -\frac{7\pi}{6}\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(T3, \overline{T1}, D2)$)

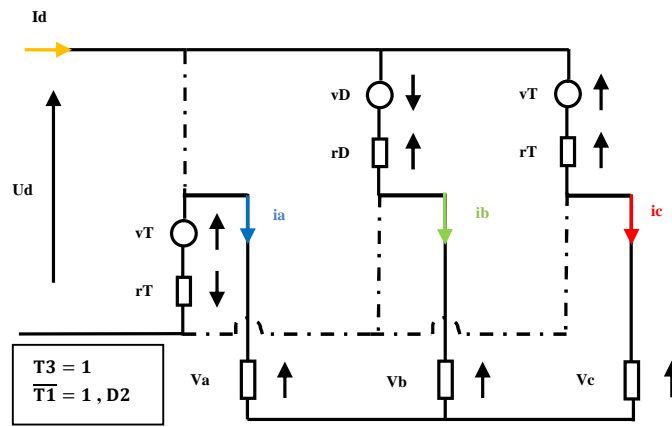


Fig. II.29 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D + e_a - 2e_b + e_c - (3R + r_T + 2r_D)i_b] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d - 3v_T - v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R + r_T)ic + (r_D - r_T)i_b] \\ i_a = (-i_b - i_c) \end{cases} \quad (II.62)$$

$$\text{Donc : } S^T = [0 \quad 1 \quad 1] \text{ et } V = \left[-\frac{2}{3}u_d \quad \frac{1}{3}u_d \quad \frac{1}{3}u_d \right]^T \quad (II.63)$$

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

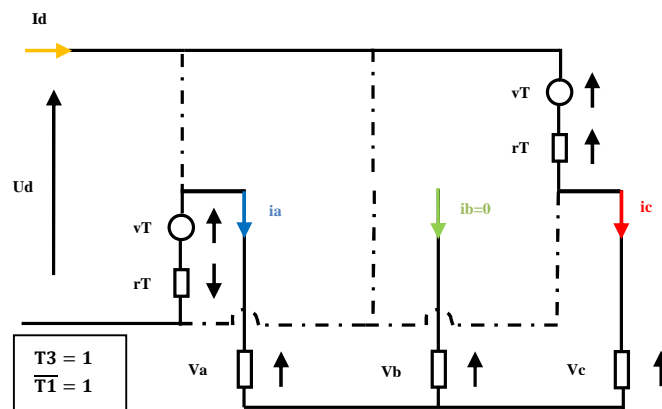


Fig. II.30 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T + e_a - e_c - 2(R + r_T)ic] \\ i_a = (-i_c) \\ i_b = 0 \end{cases} \quad (II.64)$$

b.2.5 Intervalle 5 : $\left(-\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq -\frac{3\pi}{2}\right)$

b.2.5.1 Sous Intervalle 1 : $\left(-\frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq -\frac{3\pi}{2}\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(T2, \overline{T1}, \overline{D3})$)

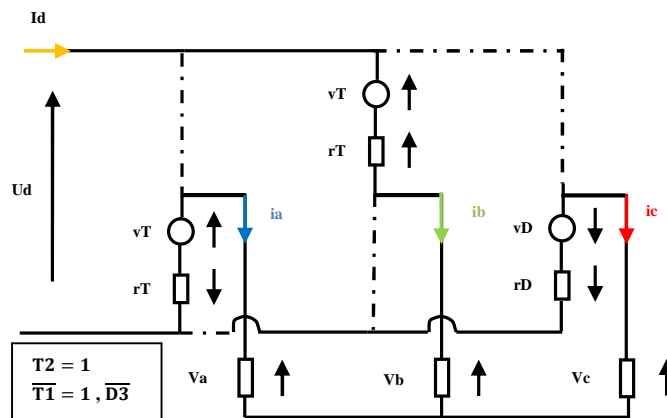


Fig. II.31 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d - 3v_T + v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R+r_T)i_b + (r_D - r_T)i_c] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D + e_a + e_b - 2e_c - (3R+r_T+2r_D)i_c] \\ i_a = (-i_b - i_c) \end{cases} \quad (II.65)$$

$$\text{Donc : } S^T = [0 \quad 1 \quad 0] \text{ et } V = \left[-\frac{1}{3}u_d \quad \frac{2}{3}u_d \quad -\frac{1}{3}u_d\right]^T \quad (II.66)$$

b.2.5.2. Sous intervalle 2 : $\left(-\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq -\frac{5\pi}{3}\right)$ ($i_c = 0$)

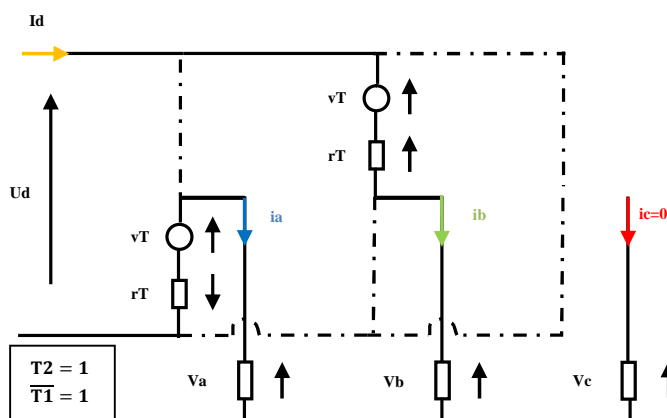


Fig. II.32 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T + e_a - e_b - 2(R+r_T)i_b] \\ i_a = (-i_b) \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (\text{II.67})$$

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

b.2.6.1. Sousintervalle1 : $\left(-2\pi \leq \theta \leq -\frac{11\pi}{6}\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(T2, \overline{T3}, D1)$)

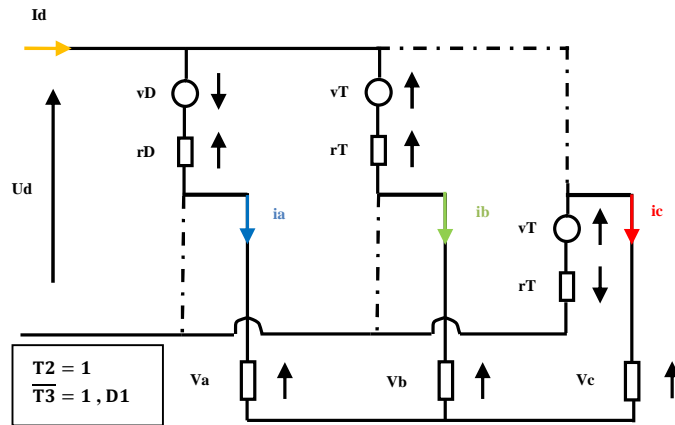


Fig. II.33 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - (3R+r_T+2r_D)i_a] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d - 3v_T - v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R+r_T)i_b + (r_D-r_T)i_a] \\ i_c = (-i_a - i_b) \end{cases} \quad (\text{II.68})$$

Donc : $S^T = [1 \quad 1 \quad 0]$ et $V = \left[\frac{1}{3}u_d \quad \frac{1}{3}u_d \quad -\frac{2}{3}u_d\right]^T$ (II.69)

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

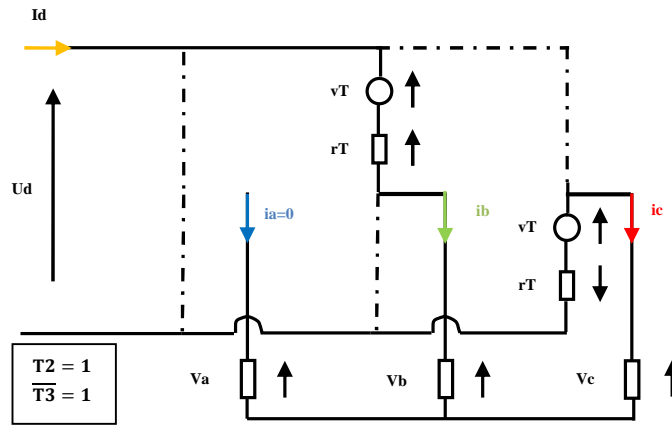


Fig. II.34 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T - e_b + e_c - 2(R+r_T)i_b] \\ i_c = (-i_b) \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (II.70)$$

II.3.2. Mode générateur :

Dans le cas où il y a un freinage, alors le courant de retour dans les phases passe à travers les diodes de roue libre, donc le modèle (mode moteur) précédent ne sera pas valable.

Donc dans cette partie nous déterminons le modèle lorsque la machine fonctionne en génératrice. Nous explicitons les équations de courants de phase dans le fonctionnement générateur en exploitant la même méthode utilisée dans le fonctionnement en mode moteur.

A ce mode (mode générateur), nous supposons que les diodes de roue libre à l'état "OFF" sont modélisés comme des impédances infinies et à l'état "ON" est représentés respectivement par une tension de seuil v_D en série avec une résistance dynamique r_D .

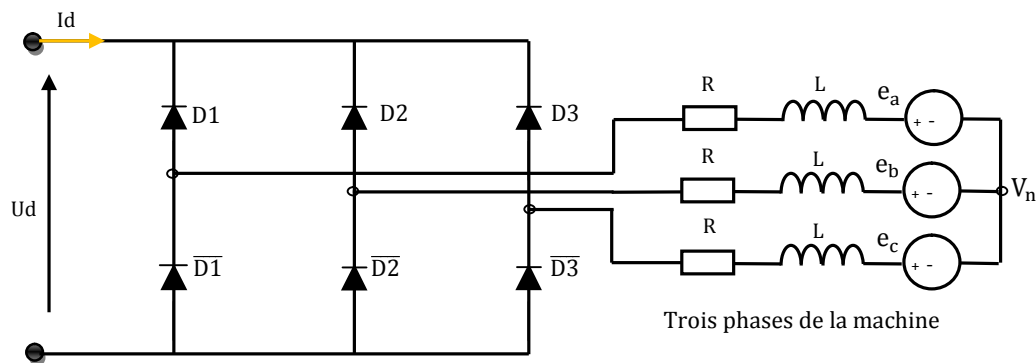


Fig. II.35 : schéma équivalent lorsque on a mode de freinage.

Pour le développement de ce modèle, il faut déterminer l'ordre de commutation des diodes pour les deux sens de rotation qui sont données par les figures (II.36) et (II.37) :

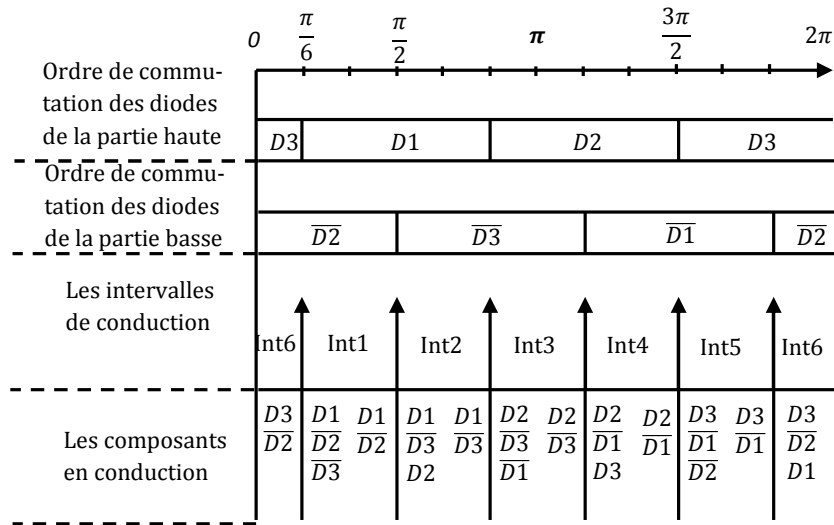


Fig. II.36 : Ordre de commutation des diodes pour le sens direct.

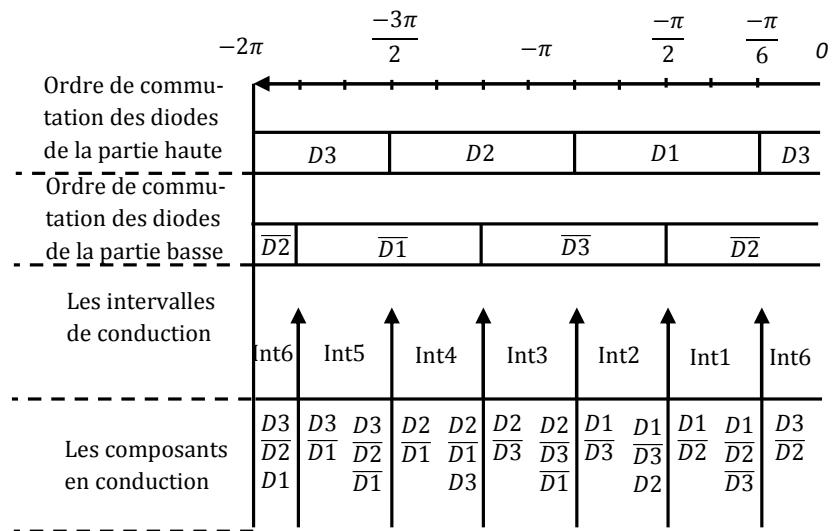


Fig. II.37 : Ordre de commutation des diodes pour le sens inverse.

À partir ces deux figures on a montre que les intervalles de conduction des diodes est le même pour les deux sens de rotation, donc, nous avons développé une seule modèle pour les deux sens.

a. Modèle du BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation direct ou inverse :

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

a.1.1. Sous Intervalle 1 : $(\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{3})$ (les composants qui fonctionne sont $(D1, \overline{D2}, \overline{D3})$)

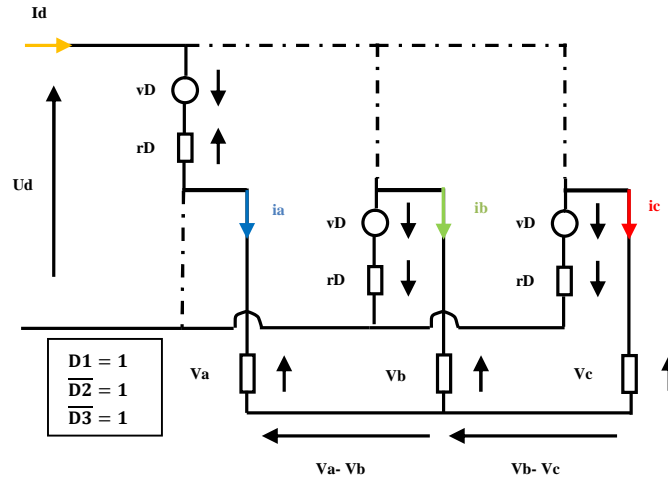


Fig. II.38 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d + 4v_D - 2e_a + e_b + e_c - 3(R+r_D)i_a] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R+r_D)i_b] \\ i_c = (-i_a - i_b) \end{cases} \quad (II.71)$$

a.1.2. Sous Intervalle 2 : $(\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2})$ ($i_c = 0$)

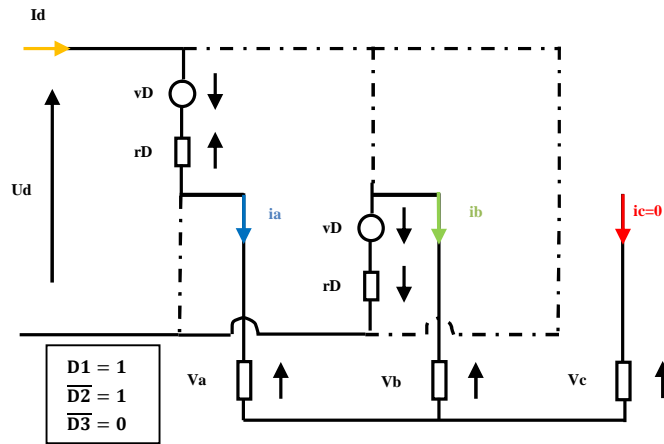


Fig. II.39 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d + 2v_D - e_a + e_b - 2(R+r_D)i_a] \\ i_b = (-i_a) \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (II.72)$$

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

a.2.1. Sous Intervalle 1 : $(\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3})$ (les composants qui fonctionnent sont $(D1, D2, \overline{D3})$)

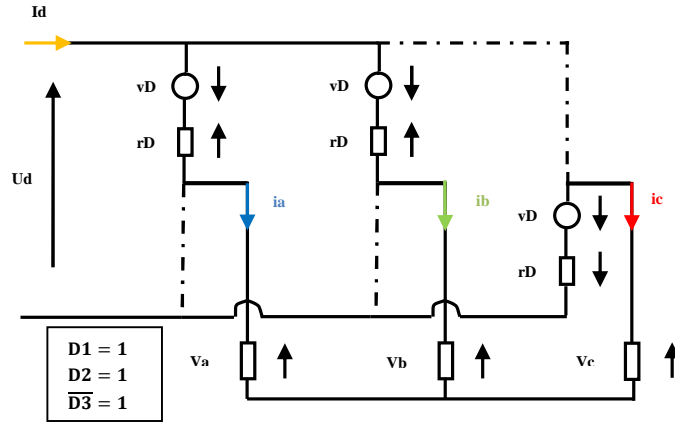


Fig. II.40 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - 3(R+r_D)i_a] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-2u_d - 4v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R+r_D)i_c] \\ i_b = (-i_a - i_c) \end{cases} \quad (\text{II.73})$$

a.2.2. Sous Intervalle 2 : $\left(\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6}\right)$ ($i_b = 0$)

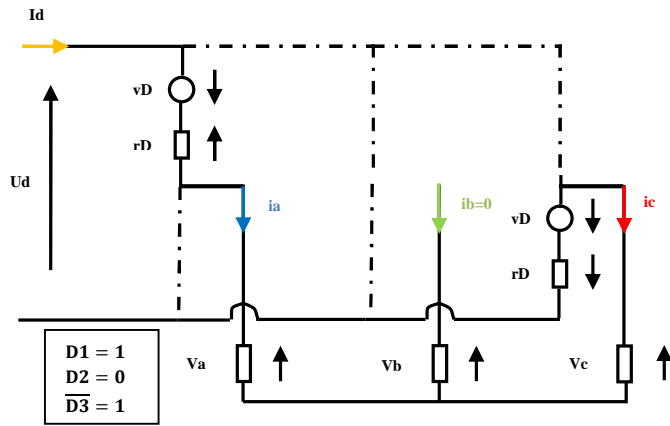


Fig. II.41 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d + 2v_D - e_a + e_c - 2(R+r_D)i_a] \\ i_c = (-i_a) \\ i_b = 0 \end{cases} \quad (\text{II.74})$$

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

a.3.1. Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \pi\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(\overline{D1}, D2, \overline{D3})$)

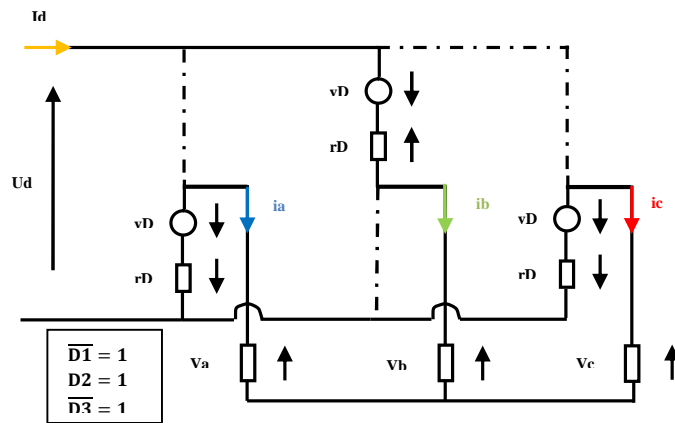


Fig. II.42 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d + 4v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R+r_D)i_b] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R+r_D)i_c] \\ i_a = (-i_b - i_c) \end{cases} \quad (II.75)$$

a.3.2. Sous Intervalle 2 : $(\pi \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6}) (i_a = 0)$

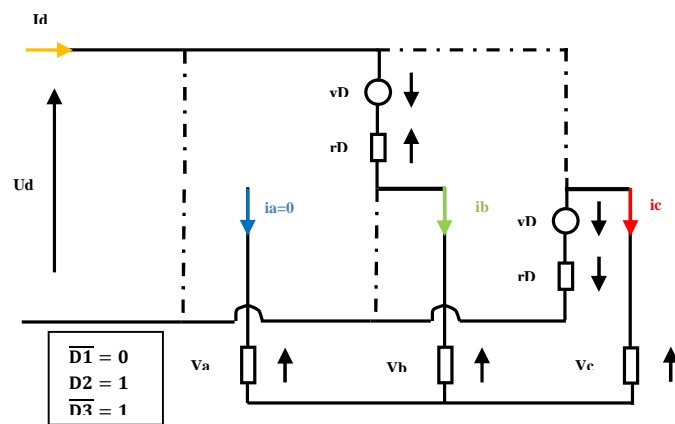


Fig. II.43 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d + 2v_D - e_b + e_c - 2(R+r_D)i_b] \\ i_c = (-i_b) \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (II.76)$$

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

a.4.1. Sous Intervalle 1 : $(\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3})$ (les composants qui fonctionnent sont $(\overline{D1}, D2, D3)$)

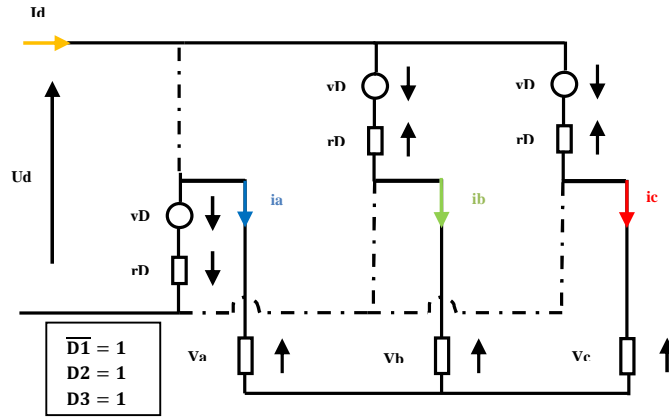


Fig. II.44 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2 v_D + e_a - 2 e_b + e_c - 3(R + r_D)i_b] \\ \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-2 u_d - 4 v_D - 2 e_a + e_b + e_c - 3(R + r_D)i_a] \\ i_c = (-i_a - i_b) \end{cases} \quad (II.77)$$

a.4.2. Sous Intervalle 2 : $\left(\frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{3\pi}{2}\right) (i_c = 0)$

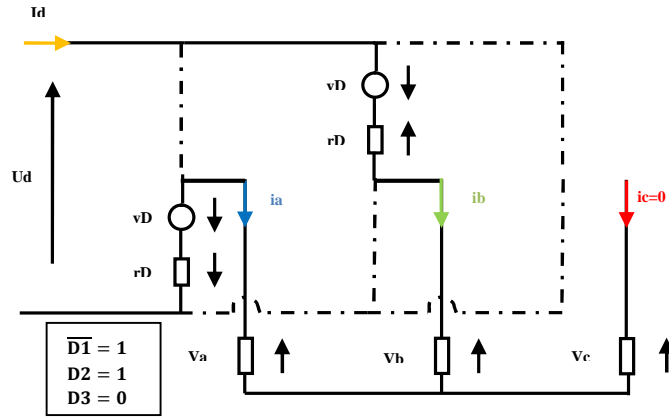


Fig. II.45 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d + 2 v_D - e_b + e_c - 2 (R + r_D) i_b] \\ i_a = (-i_b) \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (II.78)$$

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

a.5.1 Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{3}\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(\overline{D1}, \overline{D2}, D3)$)

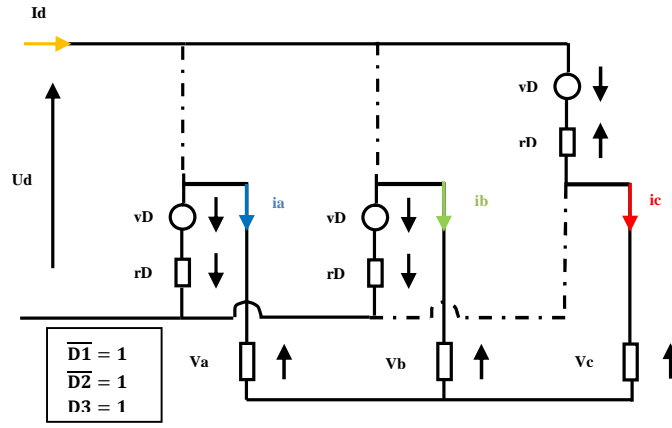


Fig. II.46 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d + 4v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R+r_D)i_c] \\ \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - 3(R+r_D)i_a] \\ i_b = (-i_a - i_c) \end{cases} \quad (II.79)$$

a.5.2 Sous Intervalle 2 : $\left(\frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6}\right) (i_b = 0)$

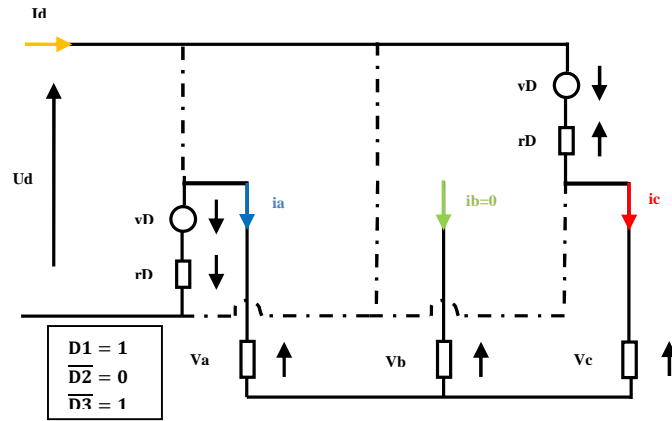


Fig. II.47 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d + 2v_D + e_a - e_c - 2(R+r_D)i_c] \\ i_a = (-i_c) \\ i_b = 0 \end{cases} \quad (II.80)$$

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

a.6.1 Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq 2\pi\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(D1, \overline{D2}, D3)$)

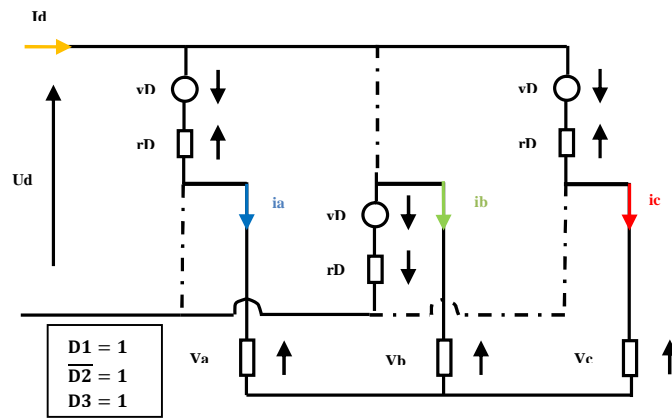


Fig. II.48 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d + 4v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R+r_D)i_c] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-2u_d - 4v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R+r_D)i_b] \\ i_a = (-i_b - i_c) \end{cases} \quad (II.81)$$

a.6.2. Sous intervalle 2 : $(0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{6}) (i_a = 0)$

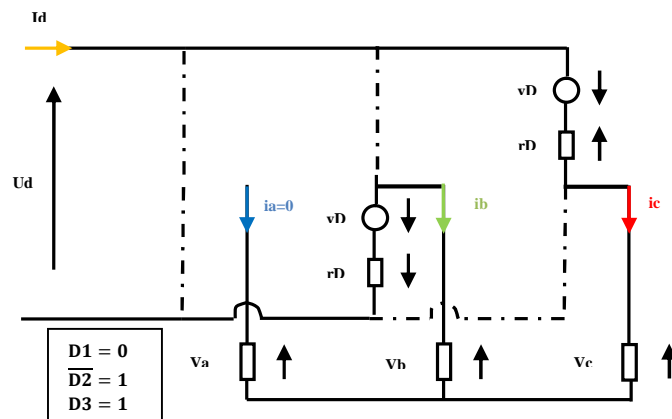


Fig. II.49 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d + 2v_D + e_b - e_c - 2(R+r_D)i_c] \\ i_b = (-i_c) \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (II.82)$$

II.4. Résultats de simulation :

II.4.1. Simulation en boucle ouverte :

II.4.1.1. Paramètres du moteur choisi pour la simulation :

Comme la plupart des moteurs BLDC sont orientés vers des applications de basse puissance alors le moteur pris pour la simulation est choisi de faible puissance. Les paramètres nécessaires à la simulation sont représentés à l'annexe A.

Nous avons établi les équations de fonctionnement de l'ensemble commutateur- moteur pour la séquence directe et inverse. Un programme de simulation de la dynamique du moteur BLDC est développé sous l'environnement MATLAB. Ce dernier permet à la fois de reproduire le couple du moteur, la vitesse, les courants dans les trois phases, le courant total à l'entrée du commutateur, les FEM induites, ainsi que les signaux de commande des transistors et les durées de conduction des diodes.

Cette simulation comporte deux parties :

- 1- régime statique ;
- 2- régime de démarrage.

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

II.4.1.2. Résultats en régime statique :

Pour mieux voir les caractéristiques du moteur BLDC il est préférable de tracer les différentes variables dans le régime permanent c.à.d. lorsque la vitesse est constante. On considère que le moteur fonctionne en régime statique et tourne à la vitesse constante de ± 150 (rad/s) pour les deux sens de rotation et on impose à l'entrée de l'onduleur une tension u_d de 24 (V). Le commutateur sélectionne la connexion des phases selon la séquence directe et inverse de la figure (II.55).

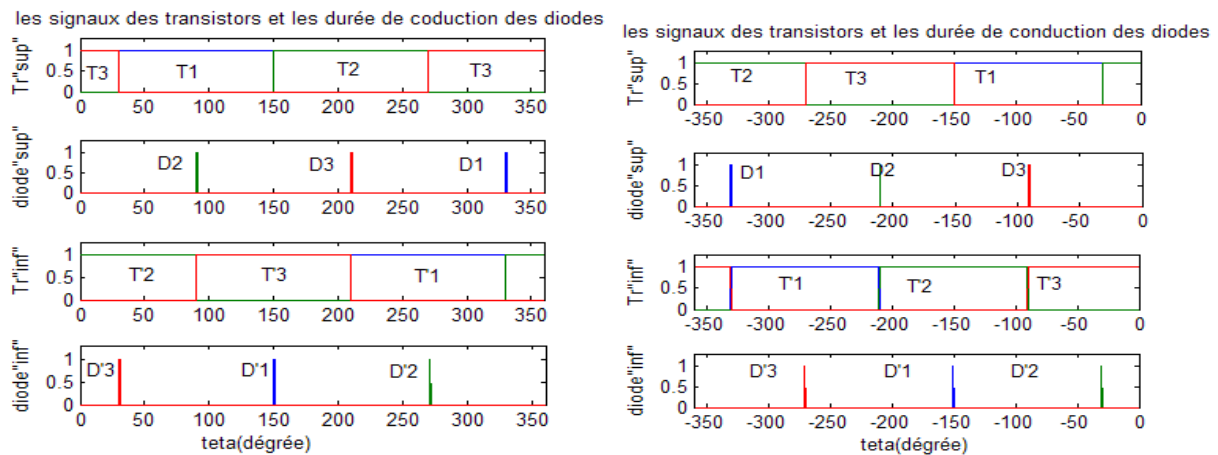


Fig. II.50 : Signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes

Pour le sens de rotation direct et inverse.

On obtient le courant continu i_d à l'entrée du commutateur pour les deux sens de rotation selon la figure (II.51) :

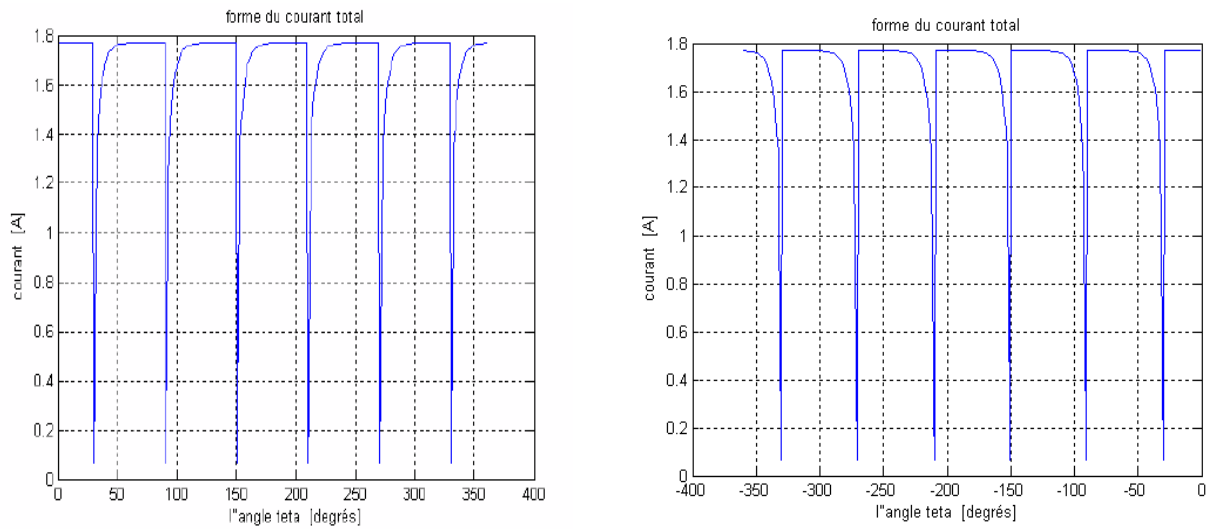


Fig. II.51 : Courant i_d en régime statique pour le sens direct et inverse.

Les courants dans les phases i_a , i_b , i_c et les forces électromotrices e_a , e_b , e_c sont donnés à la figure (II.52) :

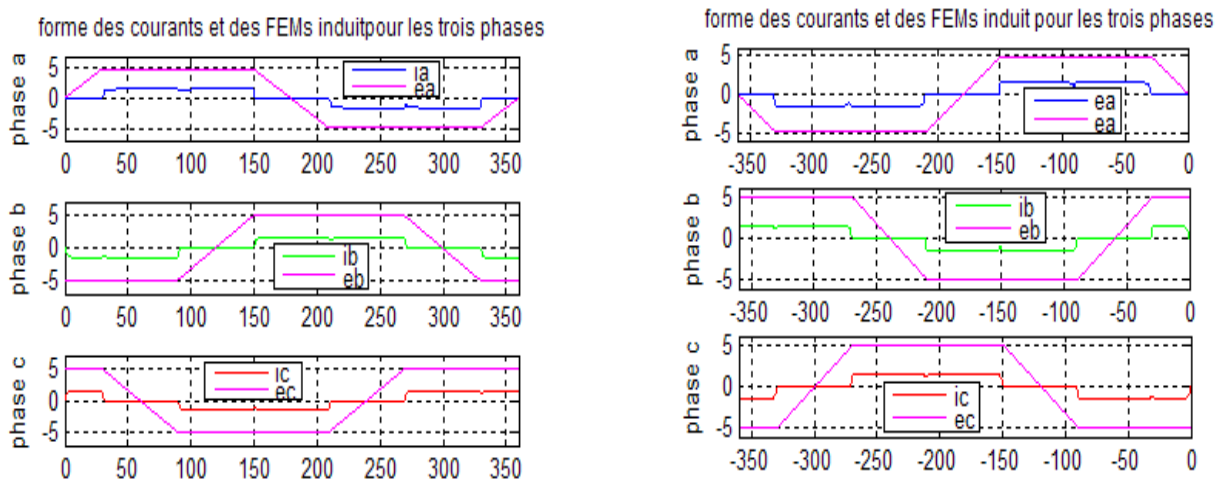


Fig. II.52 : Courants de phases avec les FEMs en régime statique dans le sens direct et inverse.

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

II.4.1.3. Démarrage du moteur :

Le moteur étant initialement à l'arrêt, on applique la tension continue $u_d = 24 V$ à l'entrée du commutateur électronique. Le commutateur connecte les enroulements (a, b, c) selon la séquence directe ou inverse d'allumage des interrupteurs électronique (fig. II.50).

En note que la vitesse du moteur démarre de la valeur nulle et se stabilise à $\pm 280 \text{ rad/s}$ pour les deux sens de rotation. Les résultats de cet essai apparaissent aux figures (II.53) et (II.54) :

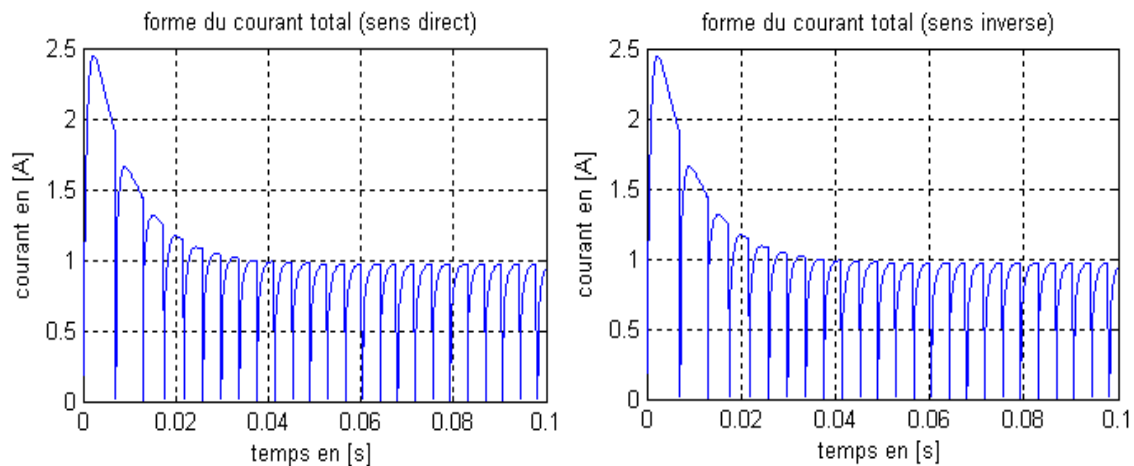


Fig. II.53 : Courant i_d en régime de démarrage dans le sens direct et inverse.

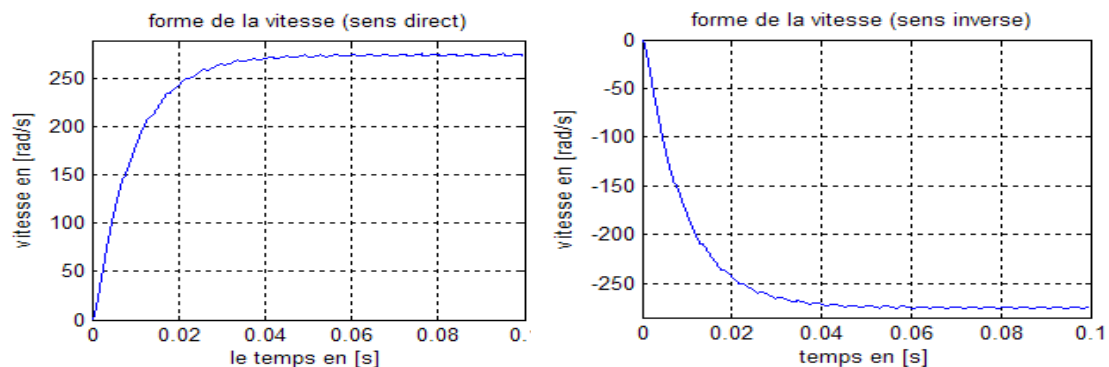


Fig. II.54 : Vitesse du moteur en régime de démarrage pour le sens de rotation direct et inverse.

En conséquence, on obtient les courants dans les trois enroulements selon la figure (II.55). Il apparaît que le couple C_e suit la même forme que celle du courant continu i_d (fig. II.56), ce qui est conforme à celui fourni par un moteur à courant continu classique (à excitation indépendante constante). [9]

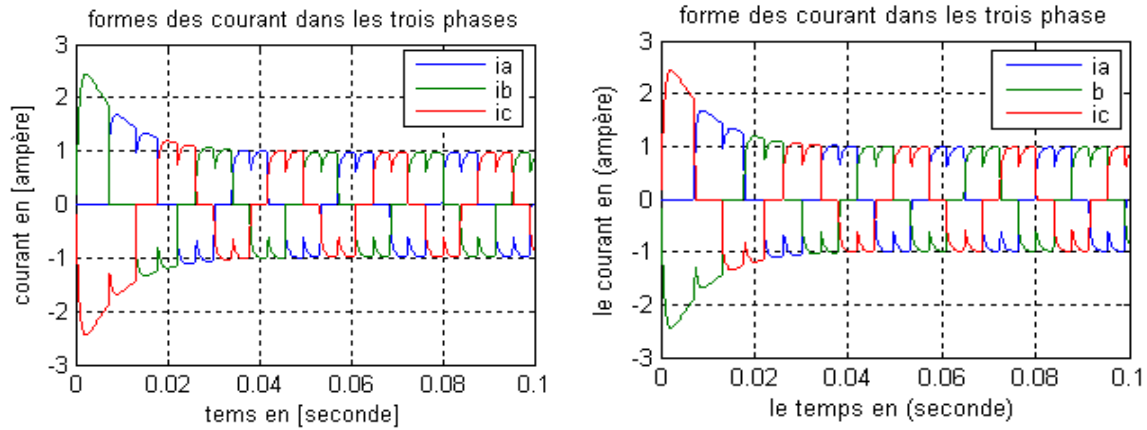


Fig. II.55 : Courants i_a , i_b , i_c des phases en régime de démarrage pour le sens de rotation direct et inverse.

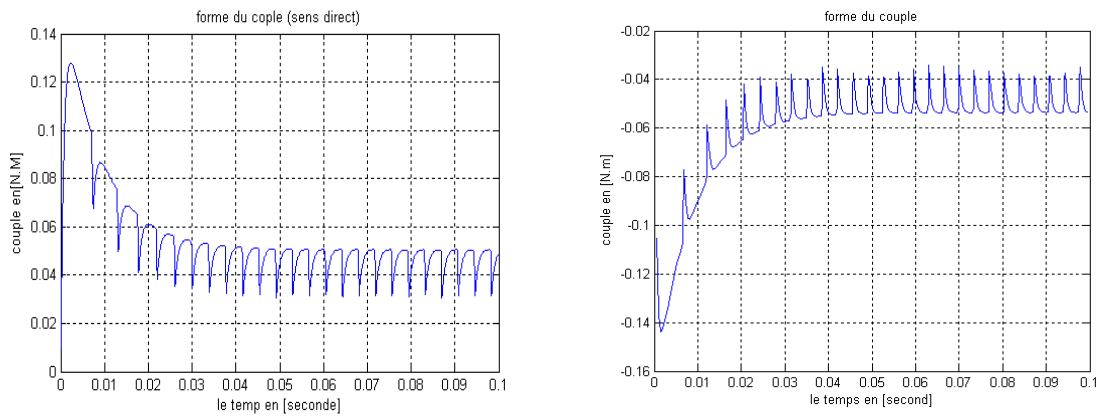


Fig. II.56 : Couple C_e du moteur en régime de démarrage pour le sens de rotation direct et inverse.

Le courant dans la phase a et sa FEM correspondante sont données à la figure (II.57) :

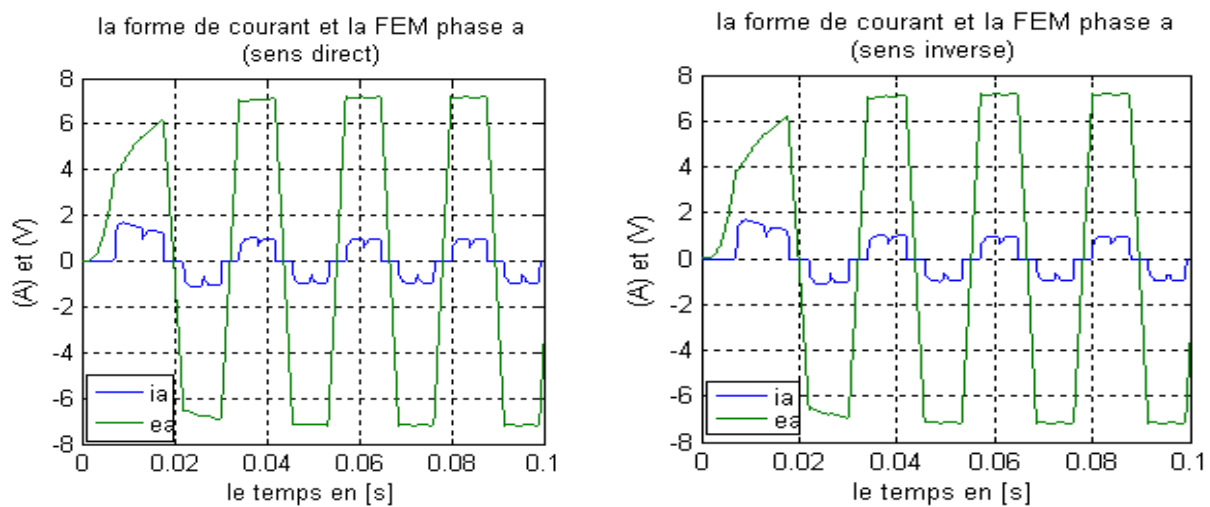


Fig. II.57 : Courant de phase i_a et FEM e_a en régime de démarrage dans le sens direct et inverse.

🔗 Analyses et Commentaires

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

II.5. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons développé le modèle du moteur BLDC pour le sens de rotation direct et inverse et, on a montré que le sens inverse s'obtient tout simplement par inversion de la séquence d'allumage des transistors du commutateur. Ce qui facilite la commande de la vitesse, car dans ce cas l'imposition de la vitesse dans le sens direct et inverse nécessite un simple hacheur à deux quadrants réversible en courant pour varier la tension d'entrée ud entre 0 et 24 V. la deuxième partie concerne la détermination du modèle des courants de phase lorsque le moteur est en régime de freinage par récupération. Dans ce cas la machine fonctionne en génératrice et le convertisseur en mode redresseur.

Un programme de simulation est établi à la base des modèles des courants et tensions du BLDCM. Ce lui-ci a servi pour déterminer les formes des courants de phases, la vitesse, courant continu à l'entrée du commutateur, les FEMs et le couple de moteur.

III.1. Commande classique PI :

III.1.2. Structure du Réglage de la Vitesse et du Courant par les Régulateurs Classique PI du Moteur BLDC :

La commande de ces moteurs peut se faire par action sur la tension continue d'entrée du commutateur comme indiqué sur la figure (III.1), mais il est plus simple d'agir sur les courants de phase du moteur où sur le courant continu à l'entrée du commutateur [17].

La commande des courants de phase exige la mesure où la reconstitution de ces courants ce qui n'est pas aisé. Il est plus facile de contrôler directement le courant continu. Le plus souvent on utilise un onduleur de tension commandé en courant [18] [19].

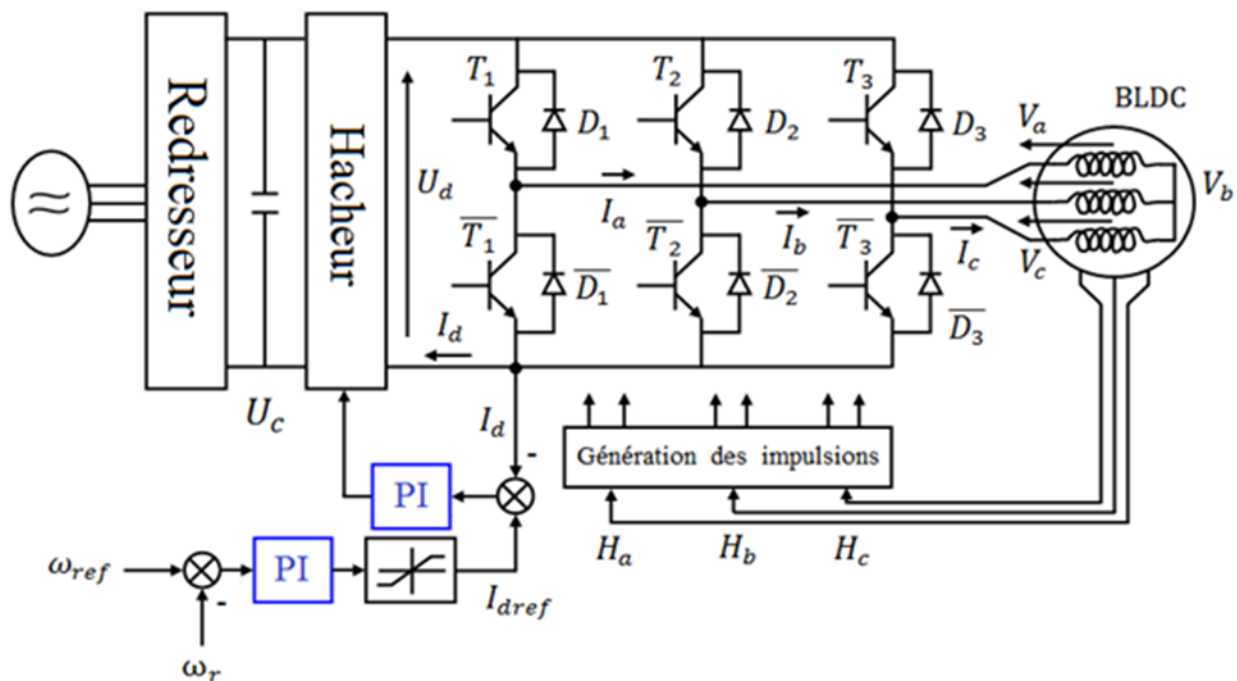


Fig. III.1 : Schéma de principe pour la commande du moteur BLDC.

Il est essentiel, dans le cadre des servo-entraînements de pouvoir contrôler le couple afin de contrôler la vitesse. En outre la vitesse du moteur BLDC peut être contrôlée de la même façon que celle d'un moteur à courant continu classique. La structure de régulation en cascade est la plus utilisée pour ce rôle où la grandeur principale à régler est la vitesse et la grandeur auxiliaire est le couple ou son image le courant. La consigne de ce dernier est générée par le régulateur de la vitesse, cette structure est illustrée par la figure (III.2) : [2]

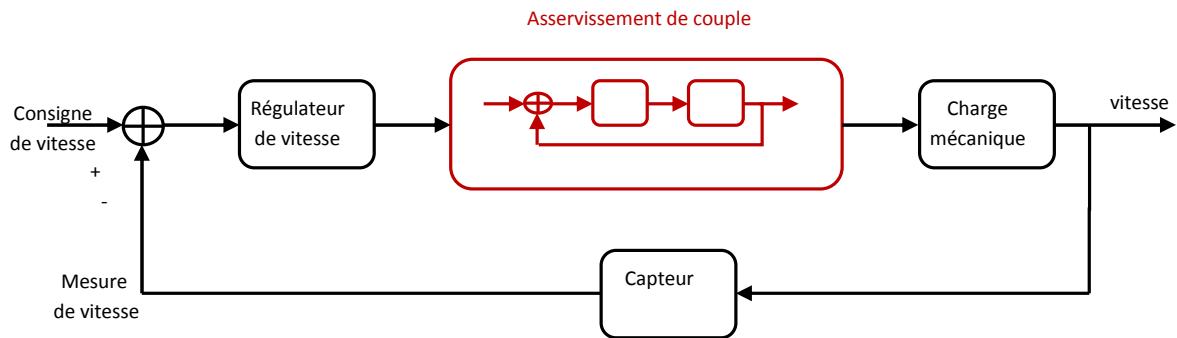


Fig. III.2 : Structure de la régulation en cascade dans la machine BLDC.

III.1.2.1. Etude de l’Asservissement de Couple de la Moteur BLDC :

Pour le moteur BLDC, le couple électromagnétique $C_e(t)$ est proportionnel au courant $i_d(t)$ à l’entrée de l’onduleur. En conséquence, l’asservissement du couple peut être réalisé indirectement par un asservissement de courant (fig.III.3). On propose ci-après, la solution pour l’asservissement de courant, par un régulateur du type PI pour le courant total. Avant de synthétiser le régulateur PI du courant, il faut introduire le hacheur (fig.III.3), la modulation de largeur d’impulsion et du modèle dynamique du hacheur [20].

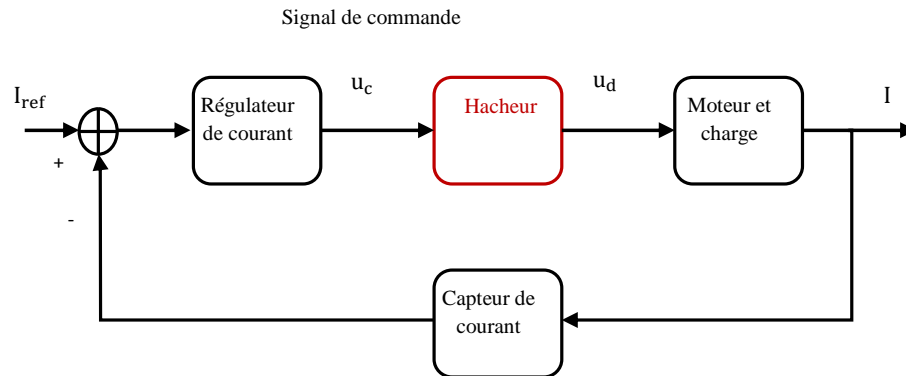


Fig. III.3 : Schéma fonctionnel du système d’asservissement de courant d’un moteur BLDC.

III.1.2.2. Variateur de Courant Continu :

Pour pouvoir faire varier à sa guise la vitesse d’un moteur BLDC, on utilise un hacheur réversible en courant de la figure (III.4) :

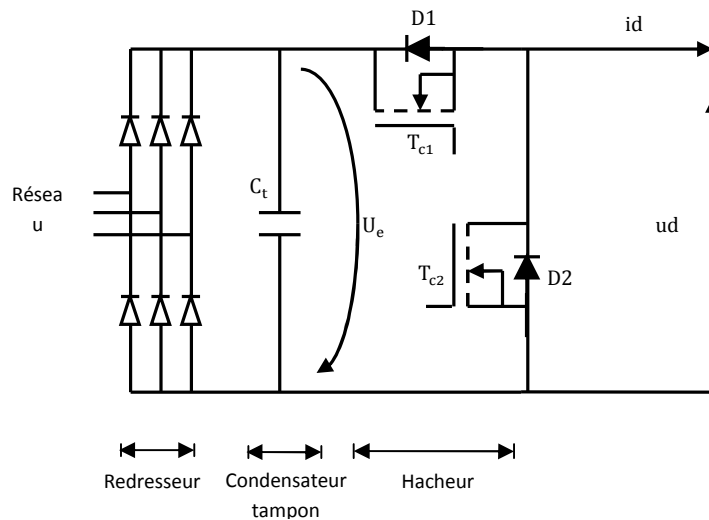


Fig. III.4 : Réseau d'alimentation triphasé avec un Hacheur réversible en courant.

III.1.2.3. Commande en Modulation de Largeur d'Impulsion :

La vitesse du moteur peut être modifiée par le rapport cyclique du signal de commande des commutations, la fréquence étant fixe. Il faut donc créer un circuit électronique délivrant une tension rectangulaire adaptée à l'attaque du transistor, de fréquence donnée et de rapport cyclique commandé par la tension. La solution consiste à utiliser la technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) en anglais PWM (pulse width modulation). Le schéma de principe de la figure (III.5) présente le principe de cette technique

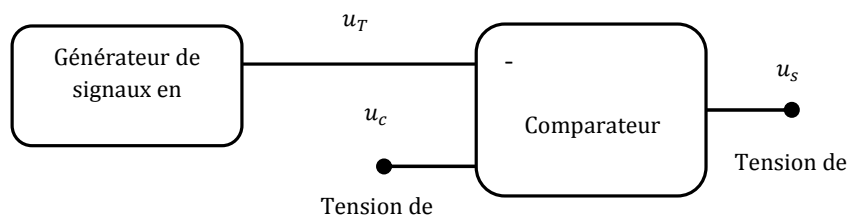


Fig. III.5 : Principe d'un modulateur de largeur d'impulsions.

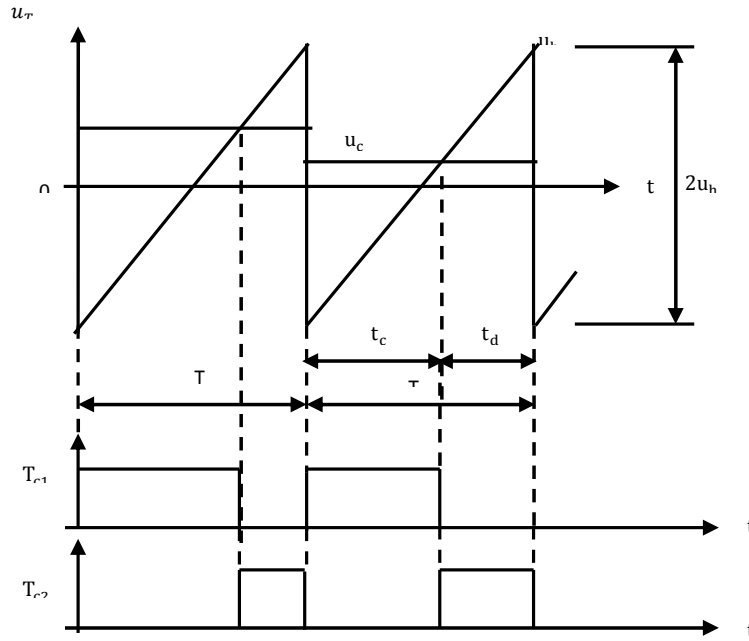


Fig. III.6 : Impulsions d'allumage de T_{c1}, T_{c2} obtenues par une MLI.

Le basculement de u_s se produit à l'instant $\alpha_1 T$ où u_T atteint la valeur u_c :

$$(2u_h/T)\alpha_1 T - u_h = u_c \tag{III.1}$$

Avec : $\alpha_1 = (u_c + u_h)/2u_h$

Si la tension u_c varie théoriquement de $-u_h$ à u_h alors α varie de 0 à 1. Le circuit étudié est facilement réalisable mais en pratique, il est intégré dans les circuits spécifiques à la commande des moteurs BLDC. [5] [20]

III.1.2.4. Modèle Dynamique du Hacheur :

La fonction de transfert du variateur de courant continu commandé en PWM (fig. III.7) est considérée comme un gain K_{cm} associé à un retard pur T_{cm} d'ou [17]:

$$G_c(s) = K_{cm} e^{-sT_{cm}} \tag{III.2}$$

Où : $K_{cm} = u_h/V_{cc}$ Et $T_{cm} = T/2$

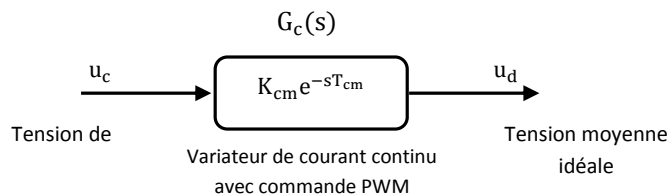


Fig. III.7 : Modèle du variateur de courant continu commandé en PWM.

III.1.3. Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse :

Un programme MATLAB est élaboré à la base des modèles obtenus dans le chapitre 1 pour les fonctionnements moteur et générateur. Celui-ci permet de simuler le comportement du moteur commandé en vitesse avec un réglage interne du courant continu à l'entrée du commutateur, et pour le fonctionnement de la machine dans le sens de rotation direct et inverse.

La simulation contient deux parties :

- Simulation pour le sens direct et inverse de la vitesse ;
- Test de robustesse du régulateur de la vitesse.

III.1.3.1. Paramètres de Simulations :

Nous allons donner les résultats de la simulation dans les mêmes conditions: période d'échantillonnage, temps de simulation, conditions initiales, ...etc.

A. Le Couple Résistant :

$$C_r = 0.05 \cdot \text{sign}(w_r) \quad (\text{III.3})$$

B. Le Temps de Simulation :

$$T_s = 0.035 \text{ s} \quad (\text{III.4})$$

C. La Consigne de la Vitesse :

- sens direct :

$$\begin{aligned} \text{si } t < 0.02 & \quad w_{ref} = 150 \text{ rad/s} \\ \text{si } 0.02 < t < 0.035 & \quad w_{ref} = 0 \text{ rad/s} \end{aligned} \quad (\text{III.5})$$

- sens inverse :

$$\begin{aligned} \text{si } t < 0.02 & \quad w_{ref} = -150 \text{ rad/s} \\ \text{si } 0.02 < t < 0.035 & \quad w_{ref} = 0 \text{ rad/s} \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

d. L'Erreur de Réglage :

- sens direct :

$$erreur = w_{ref} - w_r \tag{III.7}$$

Avec :

w_{ref} : La consigne désirée de la vitesse.

w_r : La vitesse.

- sens inverse :

Nous avons utilisé la valeur absolue pour que la consigne de courant fournie par le régulateur reste positive pour le mode moteur et négative en mode de freinage. Ce qui maintient une compatibilité entre le signal de commande u_c à la sortie du régulateur de courant et le fonctionnement du hacheur.

$$erreur = |\omega_{ref}| - |\omega_r| \tag{III.8}$$

III.1.3.2. Résultats de la Simulation :

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) :

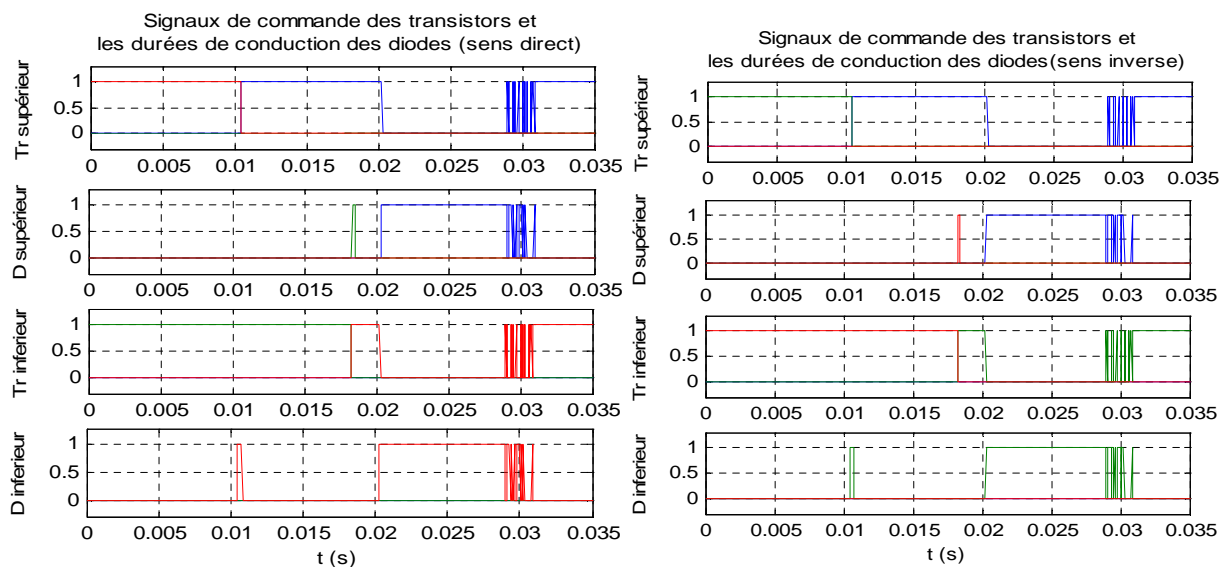


Fig. III.8 : Forme des Signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes dans le sens direct et inverse.

Les résultats de simulation du moteur BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation direct et inverse sont représentés sur les figures (III.9), (III.10), (III.11),(III.12) et(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 .

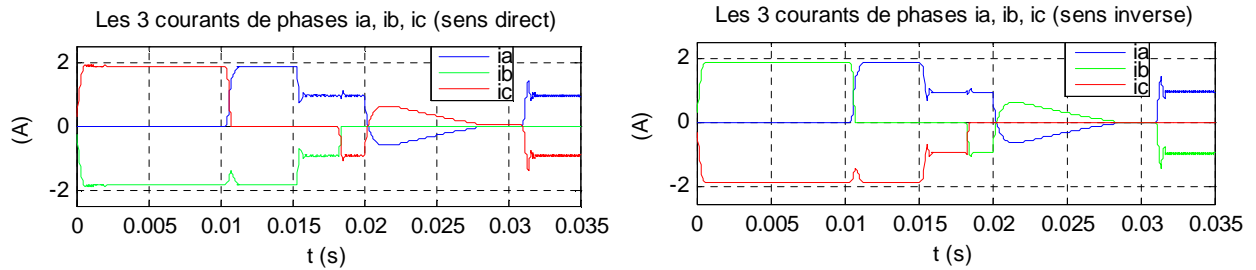


Fig. III.9 : Forme des courants de phases dans le sens direct et inverse.

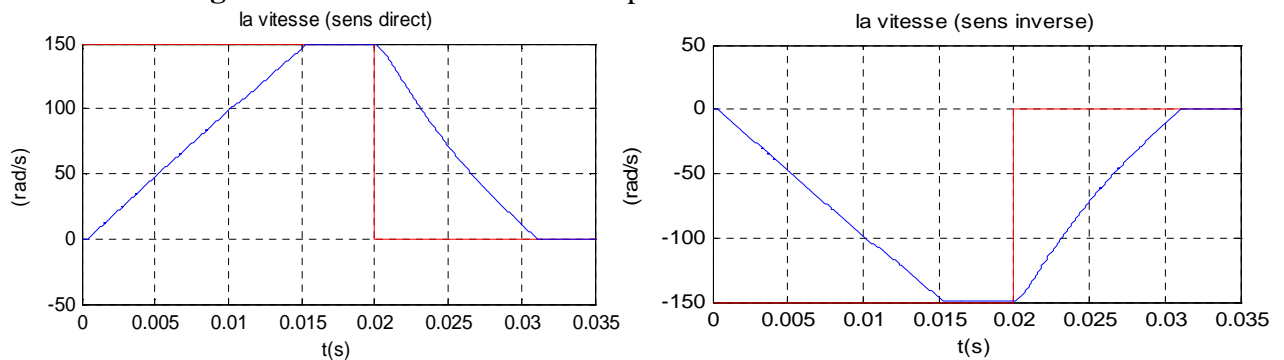


Fig. III.10 : Forme de la vitesse dans le sens direct et inverse.

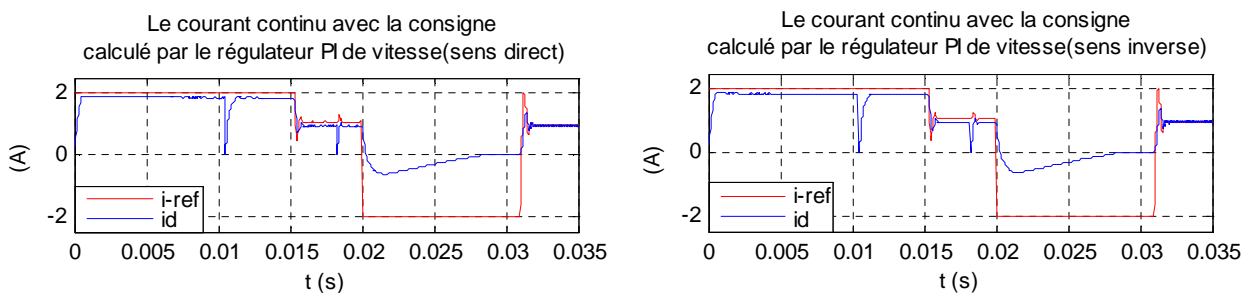


Fig. III.11 : Forme du courant i_d dans le sens direct et inverse.

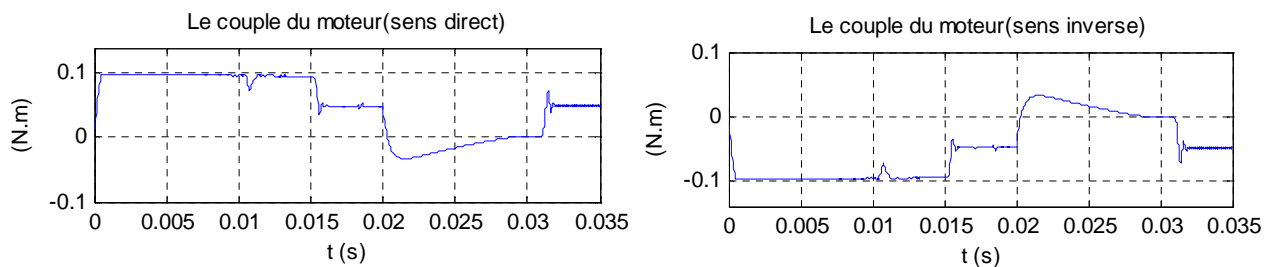


Fig. III.13 : Couple du moteur C_e dans le sens direct et inverse.

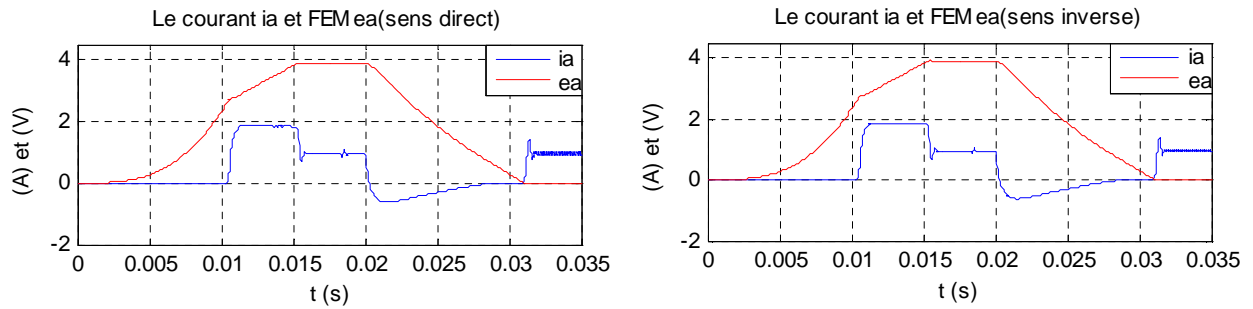


Fig. III.14 : Forme de courant i_a et FEM e_a de la phase a dans le sens direct et inverse.

III.1.3.3. Commentaires sur les Résultats :

- On voit bien que pour une vitesse constante le couple est presque constant, ainsi on a pour le fonctionnement moteur la vitesse et le couple sont de même signe et pour le fonctionnement générateur ils sont de sens opposé ce qui est conforme avec la théorie.
- On remarque que pendant le freinage une partie du courant total i_d devient négatif, ceci est dû au retour du courant vers la source, donc la machine passe en fonctionnement générateur. Ce phénomène se répercute aussi sur le couple qui devient négatif, ceci permet à la machine de s'arrêter car la vitesse et le couple sont de signe opposé.
- Quand la machine tourne dans le sens inverse, le courant reste toujours positif et c'est le couple qui devient négatif, ainsi on remarque que lors du freinage l'inversion du courant qui devient négatif et le couple devient positif s'oppose à la vitesse afin d'arrêter la machine.
- On remarque pendant le freinage l'inversion de signe entre la FEM et le courant dans les phases, ceci s'explique par l'inversion de la puissance du fait que le couple et la vitesse sont de signe opposé.
- Lors du freinage le courant total i_d n'atteint pas le courant de référence car l'énergie cinétique de la machine est faible puisque on a une machine de faible inertie.
- On remarque aussi qu'il y a une erreur statique entre le courant de consigne et le courant réel ce phénomène peut s'expliquer par la nature du système à régler, lequel présente un comportement dérivateur qui compense le terme intégrateur du régulateur PI.

III.1.4. Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse :

Pour tester la robustesse du régulateur PI on modifie la valeur du couple résistant et les valeurs des paramètres du moteur. Pour cela, on démarre le moteur avec un couple résistant nul ensuite, à l'instant $t=0.02s$, on introduit un couple résistant constant. Dans cet essai, on visualise la forme

de la vitesse et le courant pour une durée de simulation de $T_s = 0.035$ s. La simulation est faite pour le sens de rotation direct pour une consigne de vitesse de 150 rad/s et on garde la même période d'échantillonnage et les mêmes conditions initiales.

Test1 : Couple résistant appliqué $C_r = 0.05 \text{ N.m}$, augmentation de 20% des résistances des phases et diminution de 30% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus apparaissent à la figure (III.15) :

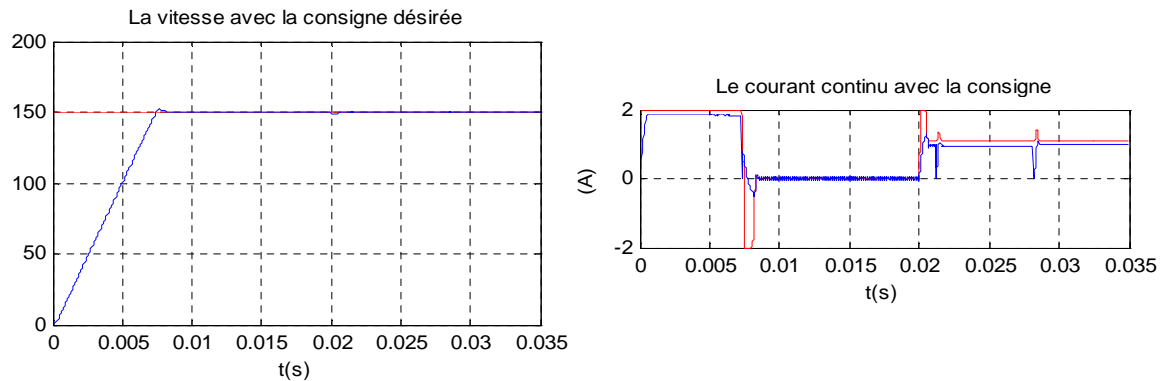


Fig. III.15 : Formes de la vitesse et de courant.

Test 2 : Couple Résistant appliqué $C_r = 0.055 \text{ N.m}$, augmentation de 40% des résistances des phases et diminution de 35% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont visualisés à la figure (III.16) :

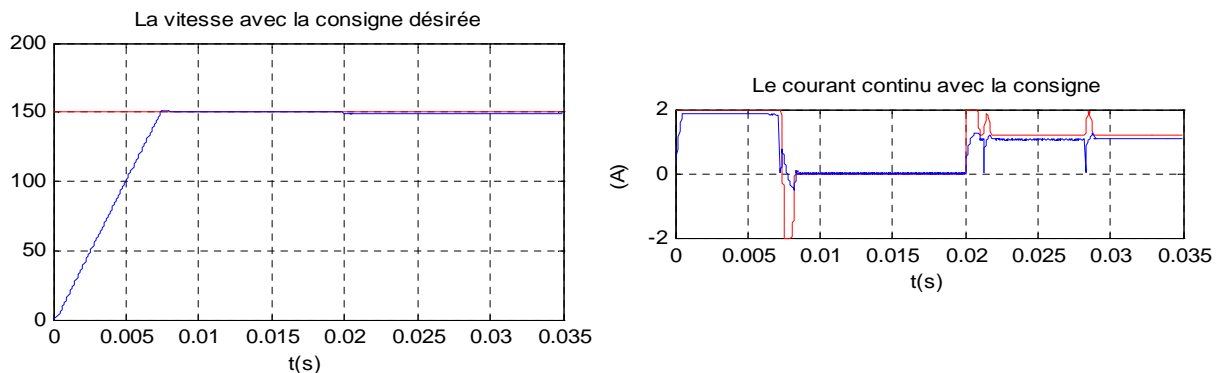


Fig. III.16 : Formes de la vitesse et de courant.

Test 3 : Couple résistant appliqué $C_r = 0.06 \text{ N.m}$, augmentation de 60% des résistances des phases et diminution de 40% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont donnés à la figure (III.17) :

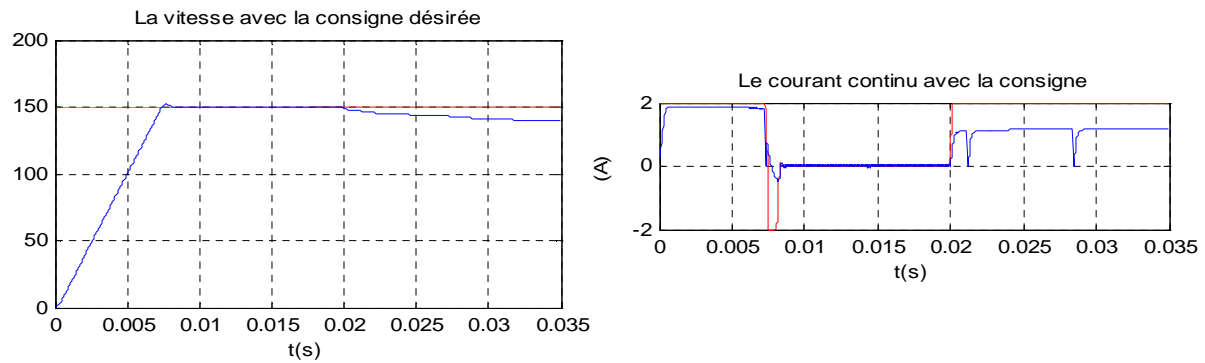


Fig. III.17 : Formes de la vitesse et de courant.

III.1.4.1. Commentaires sur les Résultats :

- Pour le test 1, la forme de la vitesse reste lisse et suit bien la consigne mais le courant de référence i_{ref} augmente dès que la perturbation est introduite.
- On remarque que pour le test 2, on constate l'apparition des ondulations sur la vitesse avec une petite erreur statique.
- la réaction du régulateur est efficace dans les deux premiers cas. Mais dans le dernier cas, la forme de la vitesse diverge et il apparaît une erreur statique dès que la perturbation est introduite. Cette fois la réaction du régulateur est devenue faible et le signal de commande est saturé.

III.2. Commande Floue :

III.2.1. Introduction :

La logique floue suscite actuellement un intérêt général de la part des chercheurs, des ingénieurs et des industriels, et plus généralement de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturel, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine et de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par les humains. [21]

La logique floue est une technique pour le traitement de connaissances imprécises basées, sur des termes linguistiques; elle donne les moyens de convertir une commande linguistique basée sur le raisonnement humain, en une commande automatique, permettant ainsi la commande des systèmes complexes dont les informations sont exprimées d'une façon vague et mal définie. [22]

III.2.1.1. Historique :

Les prémisses de la logique floue sont apparues avant les années 1940, avec les premières approches, par des chercheurs américains, du concept d'incertitude. Il a fallu attendre 1965, pour que le concept de sous ensemble floue soit proposé par L. A. Zadeh, automaticien de réputation internationale, professeur à l'université de Berkeley en Californie, qui a contribué à la modélisation de phénomène sous forme floue, en vue de pallier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle. En 1974, M. Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, matériel dont on connaît la complexité, introduisant ainsi la commande floue dans la régulation d'un processus industriel. Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes, telle la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société F. L. Smidt-Fuller. Grâce au chercheur japonais M. Sugeno, la logique floue était introduite au Japon dès 1985. Les sociétés japonaises compirent l'avantage à la fois technique et commercial de la logique floue:

- Facilité d'implantation;
- Solution de problèmes multi variables complexes;
- Robustesse vis à vis des incertitudes;
- Possibilité d'intégration du savoir de l'expert. [23]

III.2.1.2. Les différents domaines d'applications:

Si les premières applications de la commande floue ont été développées en Europe par Mamdani, Van Lauta Lemke, Willayes.....dans les années 1975, ce type de commande a été largement utilisé au Japon à la fin des années 80 et au début des années 90, sur le métro Sendai (Juillet 1987), dans la conception du lave-linge Aïsaïgo Day Fuzzy de Matsushita (Février 1990), par exemple.

Tirant profil d'une évolution de la technologie permettant d'aborder des problèmes en temps réel, à dynamique rapide (plus rapide que dans les premières applications de type conduite de processus lents: chaudière, fours,.....), l'industrie japonaise a développée des produits grand public à base de logique floue:

- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs,...etc),
- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs,...)
- Systèmes automobiles embarqués (BVA, ABS, suspension, climatisation,...etc.),

- Systèmes autonomes mobiles,
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur,...),
- Systèmes de conditionnement d'ambiance,
- Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance,
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet.

Terminons cette liste par une application, à savoir la commande à distance d'un hélicoptère sans pilote, pour des opérations de sauvetage ou inspection de sites dangereux, travail développé par l'équipe du Professeur Sugeno. Ce système intrinsèquement non linéaire, instable et présentant de fort couplage, est caractérisé par 15 variables d'état et 4 commandes (vitesse et inclinaison des rotors), reçoit des ordres globaux du style: atterrissage, décollage, vol stabilisé, vol avant, vol arrière, virage à droite, virage à gauche,....

Un système à base de logique floue, très structuré hiérarchiquement (2 niveaux de commande, une douzaine de blocs d'une soixantaine de règles chacun), traite ces ordres pour arriver aux actions sur les organes de commande de l'hélicoptère, qui vole déjà dans le ciel de Tokyo. [24]

III.2.2. Principe Fondamental de la Logique Floue :

Une des caractéristiques du raisonnement humain est qu'il est généralement fondé sur des données imprécises ou même incomplètes. En effet les connaissances dont nous disposons sur un système quelconque sont généralement incertaines ou vagues, soit parce que nous avons un doute sur leur validité ou alors nous éprouvons une difficulté à les exprimer clairement.

Par exemple : dans la logique classique, une vitesse peut être qualifiée par les termes « Elevée ». Mais dans la logique floue, des échelons d'appréciation intermédiaires de la variable vitesse sont possibles. La «Vitesse» devient une variable linguistique dont les valeurs sont par exemple : « Très faible », « Faible », « Moyenne », «Elevée », « Très élevée ».

La logique floue peut être considérée comme une extension de la logique classique [25].

III.2.2.1. Les Ensembles Flous :

En logique binaire, la fonction d'appartenance caractérisant l'appartenance d'un élément x , de l'univers de discours X à un ensemble classique A , prend uniquement la valeur 0 et 1 :

$$\mu_A(x) : X \rightarrow \{0,1\} \quad (\text{III.9})$$

$$\begin{cases} x \rightarrow \mu_A(x) = 1 & \text{si } x \in A \\ \mu_A(x) = 0 & \text{si } x \notin A \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Un sous ensemble flou peut être vu comme une généralisation du concept d'ensemble classique. Dans la théorie des sous ensembles flous, les valeurs de la fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ sont comprises dans l'intervalle $[0 ; 1]$:

$$x \rightarrow \mu_A(x)/X \rightarrow [0,1] \tag{III.11}$$

Un ensemble flou A est défini par l'ensemble de paires ordonnées $(\mu_A(x), x)$ tel que :

$$A = \{(\mu_A(x), x)/x \in X\} \tag{III.12}$$

La figure (III.1) présente la différence qui existe entre la logique binaire et la logique floue où une variable ne peut prendre que 0 ou 1 dans le cas de la logique binaire par contre, dans la logique floue une variable peut prendre une infinité de valeurs, mais qui sont comprises dans l'intervalle $[0 ; 1]$:

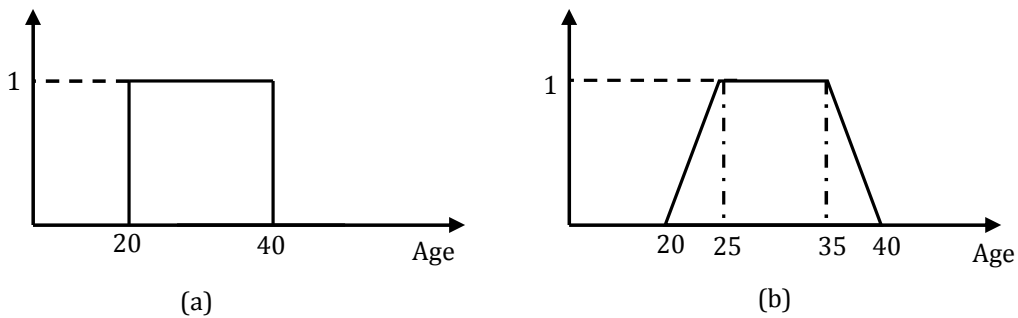


Fig. III.18 : Fonctions d'appartenance : (a) logique binaire (b) logique floue.

III.2.2.2. Caractéristiques d'un sous Ensemble Flou :

Les fonctions d'appartenances sont définies par quatre caractéristiques :

1-Le Type : elles peuvent être par exemple triangulaires, trapézoïdales, gaussiennes, sigmoïdes ou des singletons (fig. III.2).

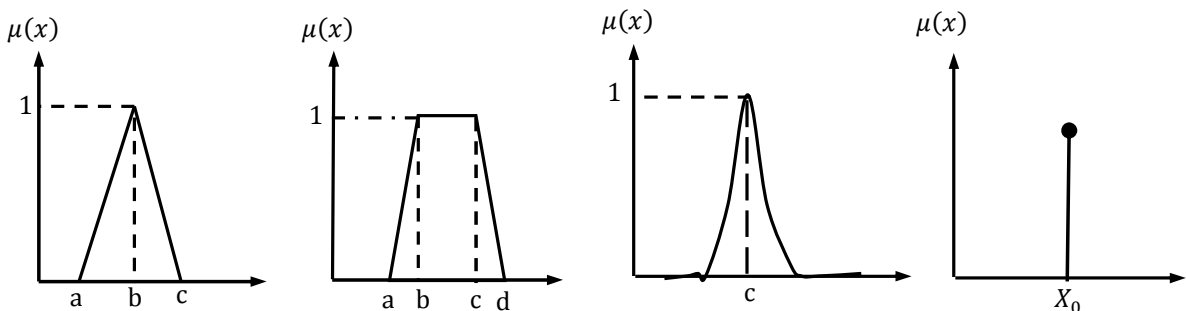


Fig. III.19 : Types de fonctions d'appartenance.

2-Le Noyau : c'est la valeur qui satisfait entièrement la propriété décrite par A. Quand le noyau est réduit à un point, celui-ci est appelé valeur modale. Il est donné par :

$$N(A) = \{x \in X / (\mu_A(x) = 1)\} \quad (\text{III.13})$$

3-Le Support : la propriété est vérifiée, au moins partiellement. Il est donné par :

$$S(A) = \{x \in X / (\mu_A(x) > 0)\} \quad (\text{III.14})$$

4-La Hauteur : c'est la valeur maximale de la fonction d'appartenance qui est égale 1 (fig. III.3).

$$H(A) = \max(\mu_A(x)) \quad (\text{III.15})$$

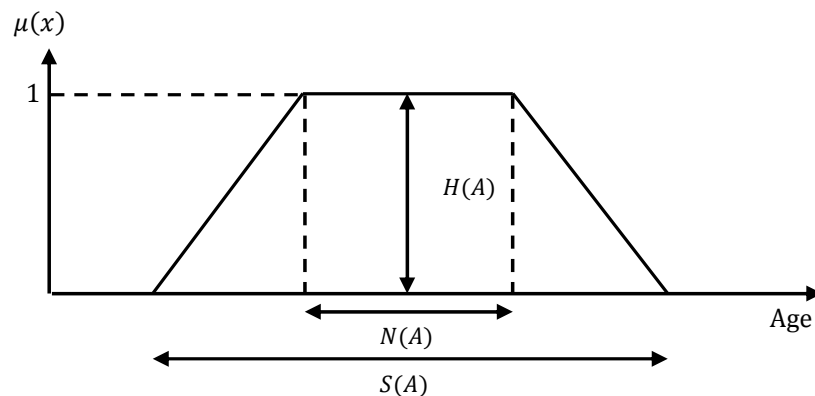


Fig. IV.20 : Caractéristiques d'un sous-ensemble flou.

III.2.2.3. Opérateurs Logiques Flous :

Ces opérateurs permettent d'écrire des combinaisons logiques entre notions floues. On peut définir des opérateurs par *ET*, *OU*, ou la négation.

a. L'Intersection « ET » : Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « *A ET B* » est le minimum des degrés d'appartenance de *A* et de *B* :

$$\mu(A \text{ ET } B) = \min(\mu(A), \mu(B)) \quad (\text{III.16})$$

b. L'union « OU » : Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « *A OU B* » est le maximum des degrés d'appartenance de *A* et de *B* :

$$\mu(A \text{ OU } B) = \max(\mu(A), \mu(B)) \quad (\text{III.17})$$

c. Complément : L'opérateur correspondant est la négation.

III.2.2.4. Notion de Règle Linguistique :

Les systèmes basés sur la logique floue utilisent généralement la connaissance humaine sous forme de règles du type (Si ... Alors ...) La prémisse de la règle (l'antécédent) est constituée des conditions qu'il faut satisfaire afin de réaliser la conclusion de la règle (la conséquence).

III.2.2.5. Les Différents Systèmes d'Inférence Floue

Le système d'inférence floue est composé de la base des règles, de la base de données (les paramètres des fonctions d'appartenance) et du raisonnement flou Il existe deux types de systèmes d'inférence floue :

a. Régulateur de Type Mamdani :

Mamdani est le premier qui utilise la logique floue pour la synthèse de commande. Il utilise le minimum comme opérateur de jonction et l'implication pour représenter le graphe flou associé à chaque règle et l'opérateur maximum pour l'agrégation, dans la règle i :

$$\text{Si } x_1 \text{ est } A_1 \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n \text{ alors } y \text{ est } B^i \quad (\text{III.18})$$

B^i Ensembles flous, et forment en général une partition de l'univers de sortie.

b. Type Takagi-Sugeno :

Ce modèle possède la particularité de ne pas avoir une conclusion floue mais plutôt une fonction des entrées. La règle R_i pour un vecteur d'entrée x de dimension n est de la forme.

$$\text{Si } x_1 \text{ est } X_1^i \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } X_n^i \text{ Alors } y \text{ est } G_i(x). \quad (\text{III.19})$$

Si $G_i(x)$ est linéaire d'ordre un, elle sera de la forme :

$$G_i(x) = \sum_{j=1}^n a_j^i x_j + b^i \quad (\text{III.20})$$

Pour notre travail, nous avons opté pour un régulateur de type Mamdani.

III.2.2.6. Caractéristiques d'un Système d'Inférence Flou :

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

a. Caractéristiques structurelles :

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

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

b. Caractéristiques paramétriques :

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

III.2.3. Principe d'un Contrôleur Flou :

La conception d'un contrôleur classique (par exemple un PI) préconise la connaissance précise du modèle du système à contrôler. Les valeurs d'entrée doivent être mesurées avec exactitude afin d'éviter les erreurs, contrairement au contrôleur flou qui ne demande aucune de ces deux spécifications. La connaissance du modèle mathématique du processus n'est pas nécessaire. C'est l'expérience des opérateurs du procédé ou les connaissances des experts, qui sont prises en compte pour établir la commande floue. Les algorithmes de réglage conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques.

La commande par logique floue peut s'appliquer à tout domaine de la commande traditionnelle. De plus, elle peut opérer lorsque les procédés à commander sont mal connus ou difficiles à décrire précisément, ou lorsque les variables sont évaluées subjectivement et exprimées en langage naturel et non numériquement. Elle est simple à réaliser, flexible et donc facilement adaptable aux conditions de fonctionnement du processus. Les règles sont faciles à comprendre et à modifier puisqu'elles sont exprimées par des termes du langage naturel [25]. L'architecture interne d'un contrôleur flou est représentée par la figure (III.4.)

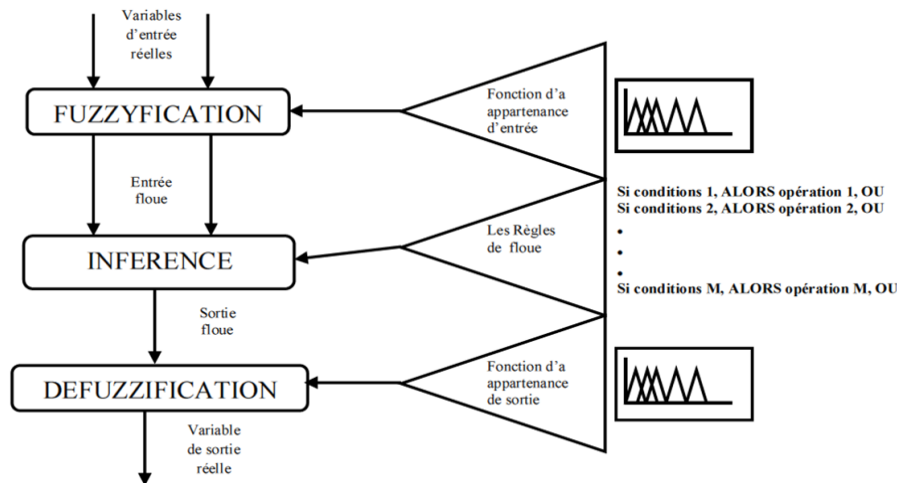


Fig. III.21 : Les opérations du contrôleur flou [32].

Un contrôleur flou est composé de trois blocs : la fuzzification, l'inférence et la défuzzification.

III.2.3.1. Fuzzification :

Elle représente le passage des grandeurs réelles aux valeurs floues et cela, en déterminant les différents univers de discours correspondant aux domaines de variation des variables d'entrée et sortie. Ensuite, on définit pour chacune des variables ses sous-ensembles flous ainsi que leurs fonctions d'appartenance associée [26].

III.2.3.2. Inférence :

Dans ce bloc, les valeurs des variables linguistiques d'entrée et sortie sont liées par une table de règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système à contrôler. C'est un mécanisme de décision qui, en manipulant les règles floues, établit une décision. Il existe plusieurs méthodes d'inférence : *Maximum-Minimum*, *Max-Produit*, *Somme-Produit*. Le nom de la méthode désigne les opérateurs utilisés respectivement pour l'agrégation des règles floues et l'implication floue, pour notre travail nous avons utilisé la méthode *somme-produit* [27].

III.2.3.3. Défuzzification :

Elle consiste à définir précisément quelle doit être l'action sur le processus. En effet, le procédé ne peut pas interpréter des ordres linguistiques fournis par les méthodes d'inférences. L'opération de défuzzification permet de calculer à partir de la fonction d'appartenance résultante, la valeur réelle de la variable de sortie à appliquer au processus. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification : *méthode du maxima*, *méthode du centre de gravité*, *méthode de la moyenne des maximas*. Il est toutefois reconnu que la méthode du centre de gravité donne les meilleurs résultats.

Notons que des blocs de normalisation et de dénormalisation sont ajoutés respectivement en entrée et sortie du contrôleur flou afin qu'il soit transportable et adaptable même avec des paramètres différents [28].

III.2.4. Applications au Moteur à Courant Continu Sans Balais (BLDCM) :

Le contrôleur flou est largement utilisé dans l'industrie pour sa réalisation facile.

Beaucoup de travail a été effectué sur l'analyse des règles de commande et des paramètres de fonction d'appartenance [29].

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

- Une méthodologie de conception alternative, qui est plus simple et plus rapide.
- Elle réduit le cycle de développement de conception.
- Elle simplifie la complexité de conception.
- Une meilleure solution de rechange à la commande non linéaire.
- Elle améliore l'exécution de commande.
- Elle est simple à mettre en application [30] [31] [32].

Nous proposons dans cette partie une commande par logique floue du moteur BLDC. On

utilise la même structure de commande (commande en cascade) avec deux régulateurs flous, de vitesse et de courant (fig. III.5).

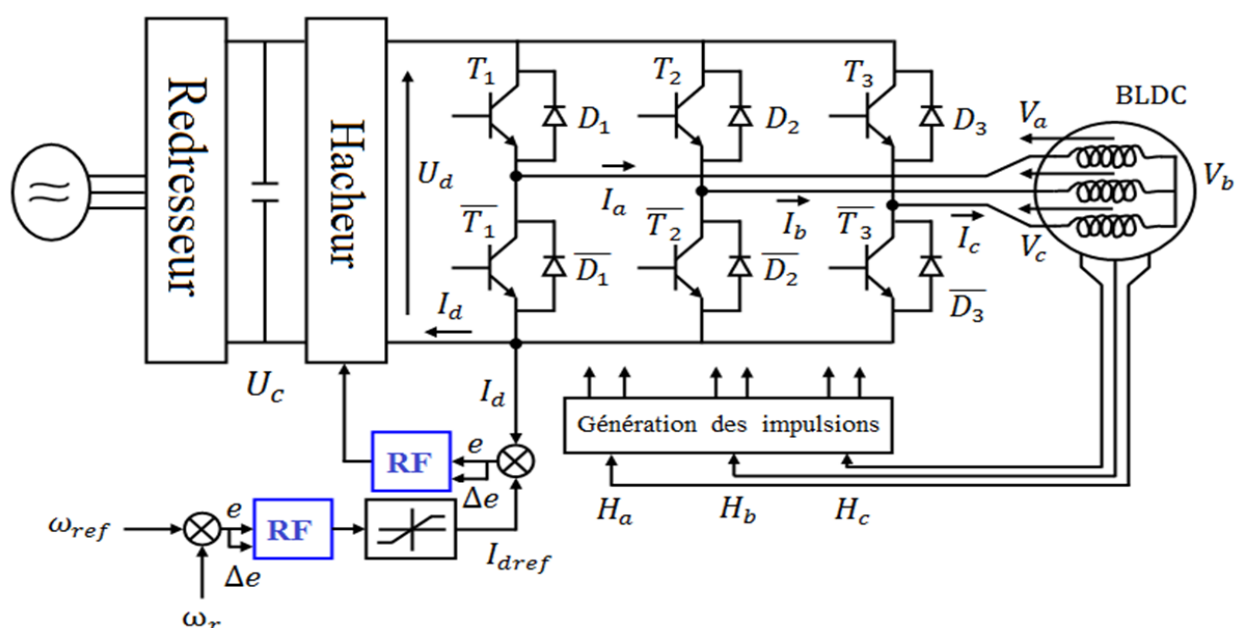


Fig. III.22 : Schéma de principe pour la commande du moteur BLDC.

III.2.4.1. Définition des Entrées / Sorties :

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

L'erreur de vitesse $e_\omega = \omega_r - \omega_{ref}$ (III.21)

La variation de l'erreur de vitesse $\Delta e_\omega = e_\omega(k) - e_\omega(k - 1)$ (III.22)

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

L'erreur de courant $e_{Id} = I_d - I_{ref}$ (III.23)

La variation de l'erreur de courant $\Delta e_I = e_{Id}(k) - e_{Id}(k - 1)$ (III.24)

Courant pour les variables de la sortie :

La sortie du régulateur de vitesse qui après limitation forme la référence I_{ref} pour la boucle de courant et la sortie du régulateur de courant constitue la commande U_c (fig. III.22).

III.2.4.2. Définition des fonctions d'appartenance :

Les régulateurs flous utilisés sont du type Mamdani dont les entrées sont : l'erreur de vitesse et sa variation pour la boucle de vitesse en même temps l'erreur de courant et sa variation pour la boucle de courant. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance, nous avons opté pour la forme triangulaire et trapézoïdale, comme indiquée sur les figures (III.23) et(III.24).

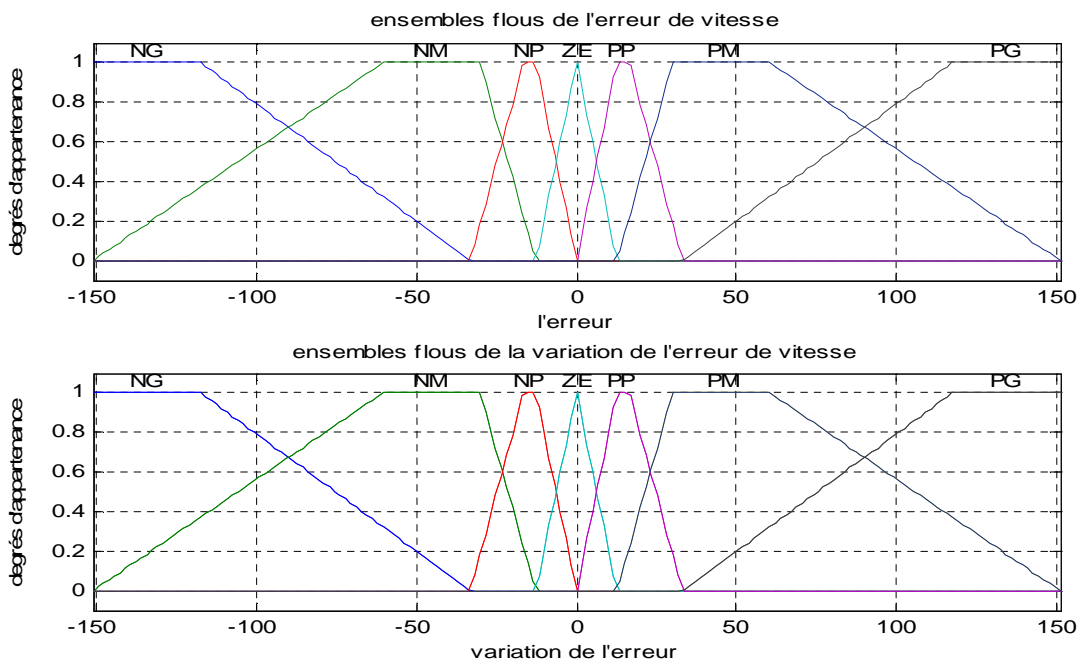


Fig. III.23 : Fuzzification des entrées $e_w, \Delta e_w$.

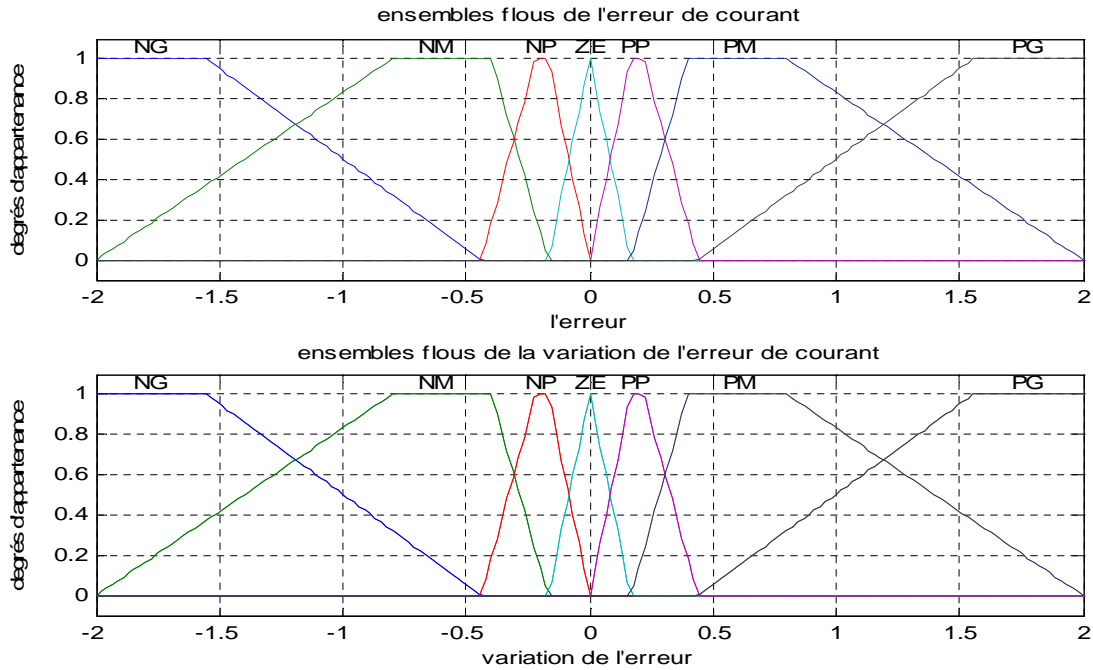


Fig. III.24 : Fuzzification des entrées e_c , Δe_c .

Les fonctions d'appartenance des sorties sont de la même forme que les fonctions d'appartenance des entrées comme indiquer aux figures (III.25), (III.26) :

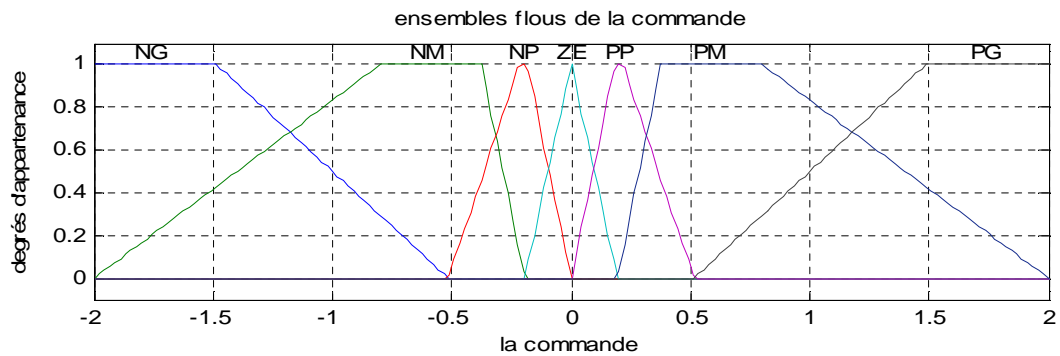


Fig. III.25 : Fonctions d'appartenance pour le courant de référence i_{ref} .

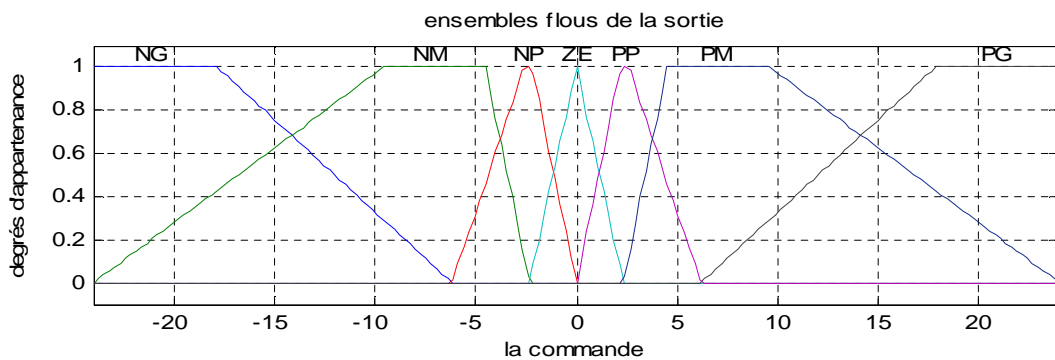


Fig. III.26 : Fonctions d'appartenance pour la commande u_c .

III.2.4.3. Base de Règle :

Pour le régulateur de vitesse et de courant la table des règles flous qui a servi au mécanisme d'inférence est donné par les tableaux (III.1) et (III.2) [33]:

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

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

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

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

Pour le choix de la méthode d'inférence, nous avons opté pour la méthode Som-Prod, du fait qu'elle est facile à implémenter et donne de bons résultats [25].

III.2.4.4. 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 [34].

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

Le traçage des tables précédente, en utilisant l'erreur comme axe x, la variation de l'erreur comme axe y et le signal de commande comme axe z, visualise, aux figures (III.27) et (III.28), la relation entre l'entrée et la sortie.

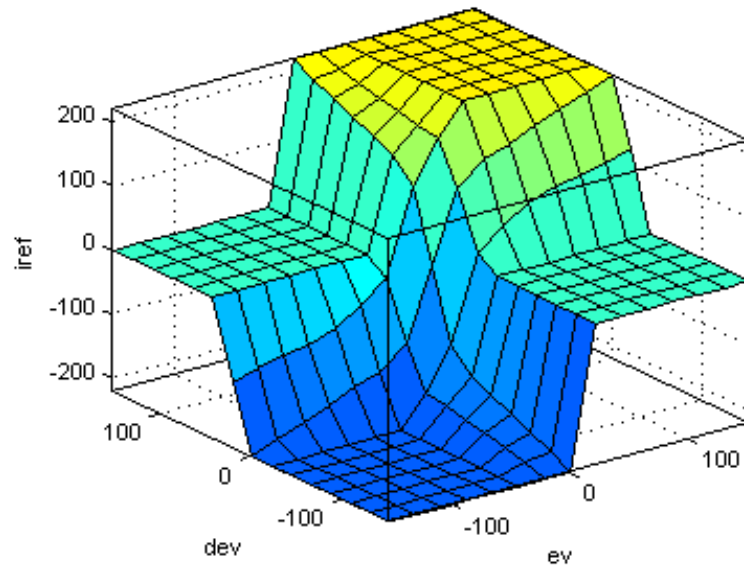


Fig. III.27 : Relation entre les entrées et les sorties pour le boucle de vitesse.

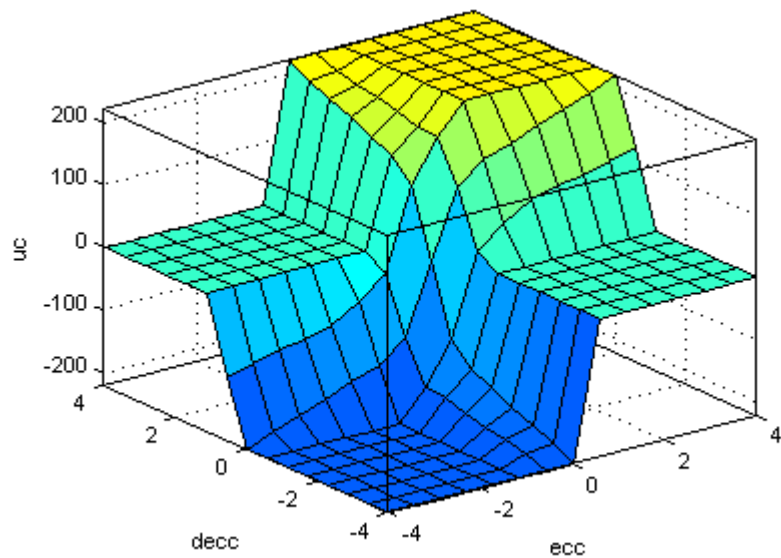


Fig. III.28 : Relation entre les entrées et les sorties pour le boucle de courant [33].

III.2.5. Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse :

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.29) :

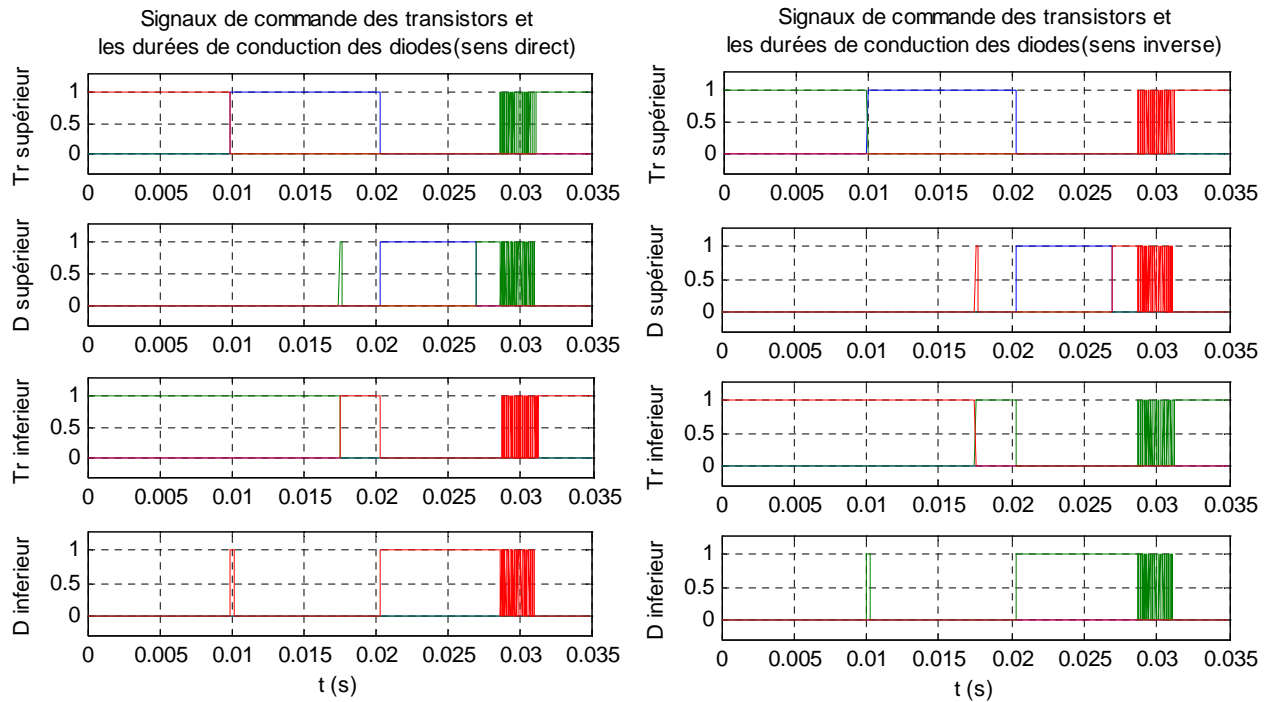


Fig. III.29 : Forme des signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes dans le sens direct et inverse.

Les résultats de simulation du moteur BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation direct et inverse sont présentés sur les figures (III.30), (III.31), (III.32), (III.33) et (III.34) 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 .

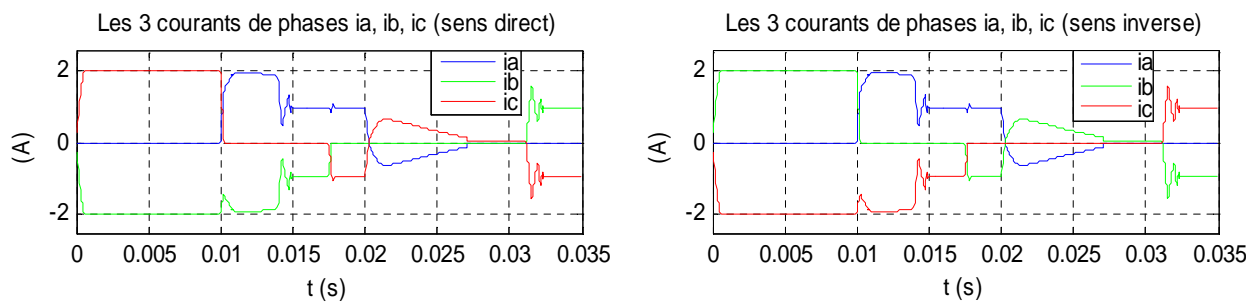


Fig. III.30 : Forme des courants de phases dans le sens direct et inverse.

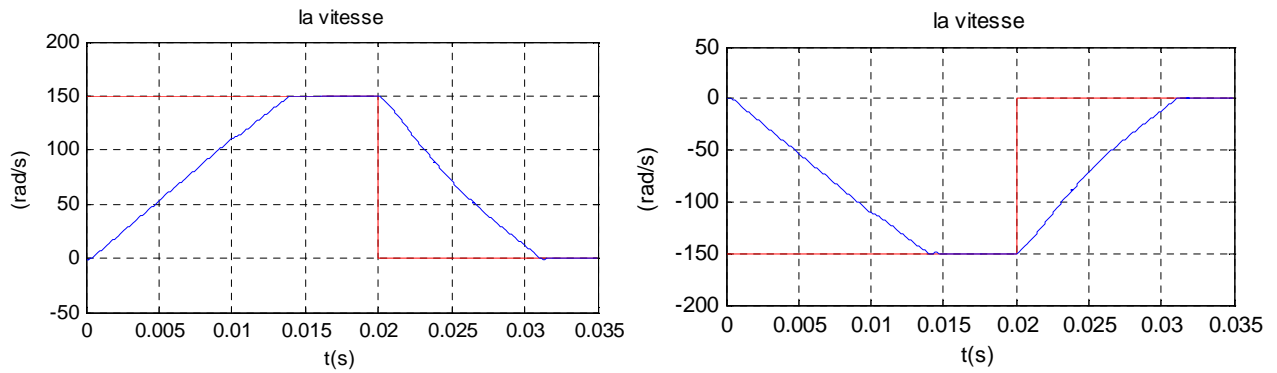


Fig. III.31 : Forme de la vitesse dans le sens direct et inverse.

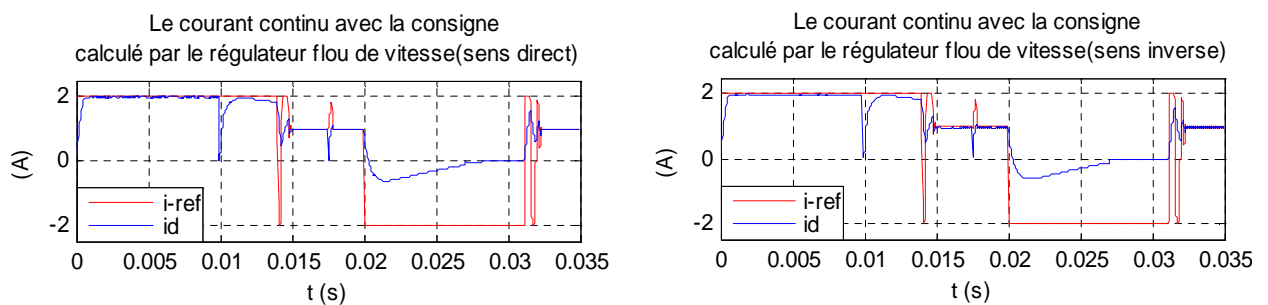


Fig. III.32 : Forme du courant i_d dans le sens direct et inverse.

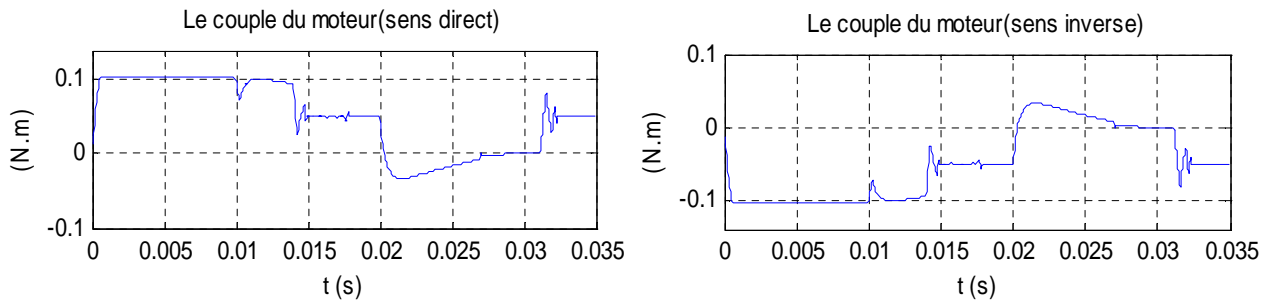


Fig. III.33 : Couple du moteur C_e dans le sens direct et inverse.

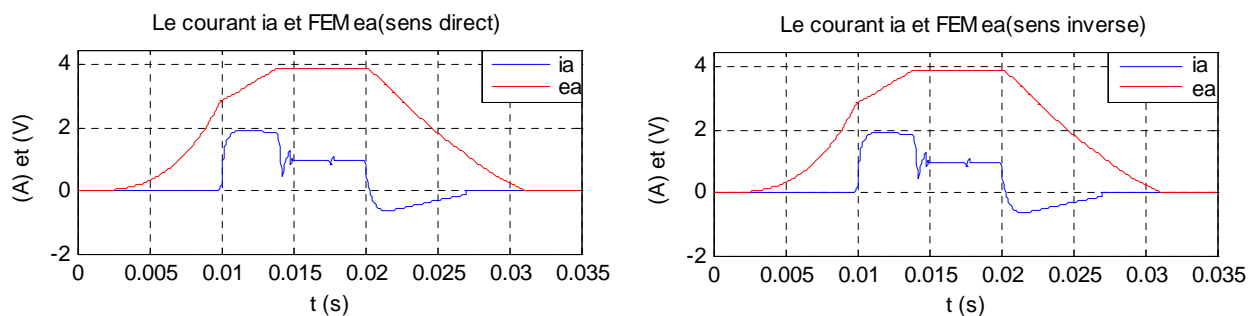


Fig. III.34 : Forme de courant i_a et FEM e_a de la phase a dans le sens direct et inverse.

■ Commentaires sur les Résultats :

- La commande par la logique floue conduit à une erreur statique entre le courant de consigne et le courant réel nulle alors qu'il persiste une erreur statique pour réglage PI classique.
- Il apparaît que le temps de réponse, qui caractérise le régime transitoire, est plus faible que celui obtenu de la réponse par le réglage classique PI.
- Le réglage du courant i_d est assuré ainsi que celui de la vitesse w_r avec une bonne précision et rapidité alors que le moteur BLDC est chargé par le couple nominal.

III.2.5.1. Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse :

On applique un échelon de vitesse de 150 rad/s , 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 (III.35) :

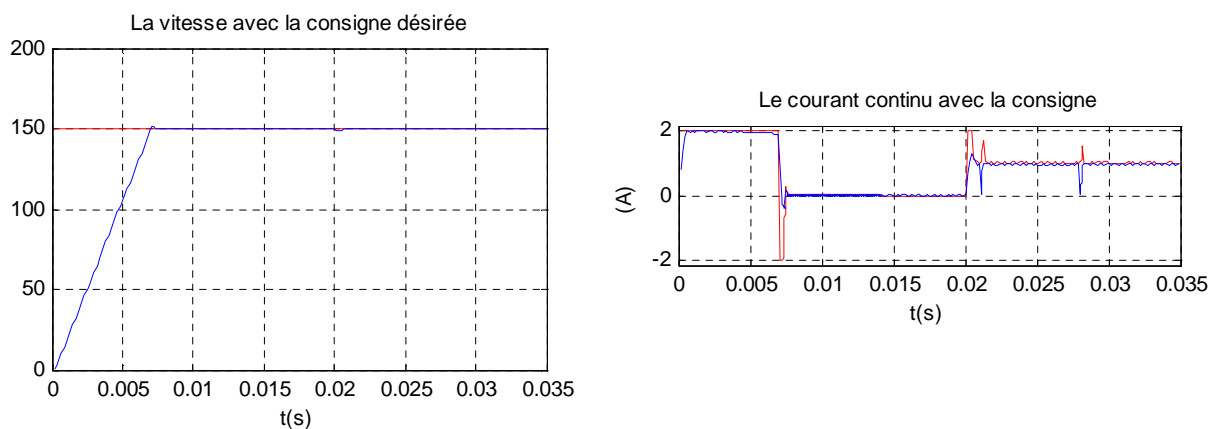


Fig. III.35 : Formes de la vitesse et de courant.

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 (III.36) :

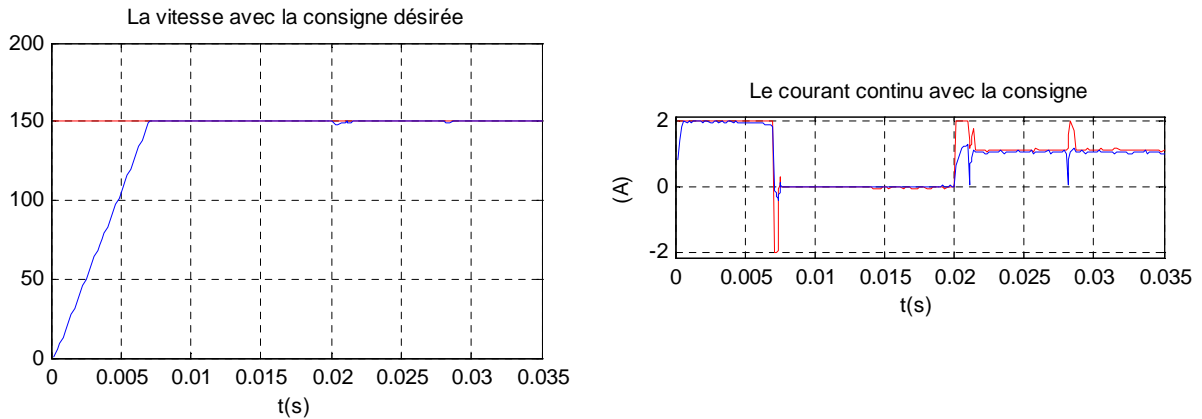


Fig. III.36 : Formes de la vitesse et de courant.

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 (III.37) :

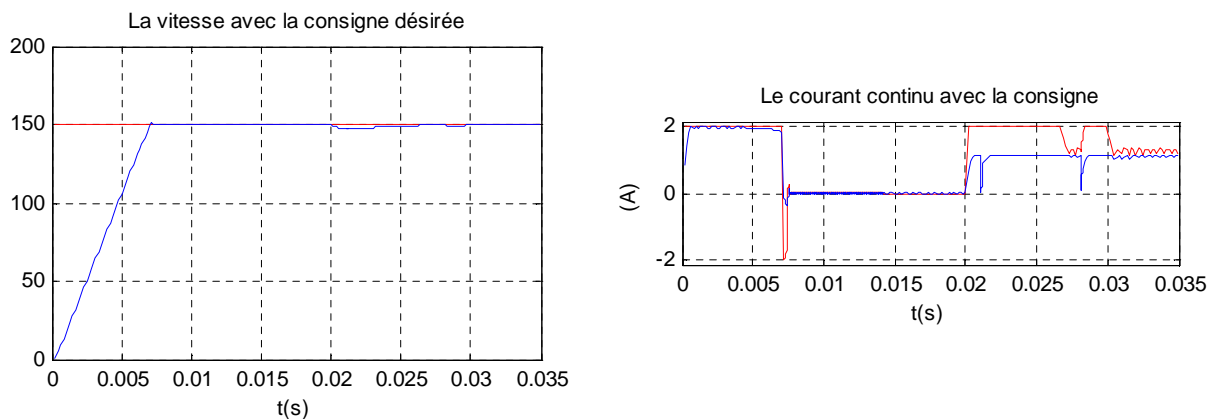


Fig. III.37 : Formes de la vitesse et de courant.

☐ Commentaires sur les Résultats

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

III.3. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté brièvement la théorie de la logique floue et les concepts de base sur la théorie des ensembles flous. Nous avons appliquée cette commande non linéaire au moteur BLDC dans le but de régler la vitesse de ce moteur. Pour appliquer cette commande, on a utilisé la même structure de régulation en cascade. La base des règles floues de chaque boucle a été établie à partir des résultats obtenus du réglage classique PI. 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.

IV.1. Introduction :

Pour examiner les différentes lois de commande, développées pour le moteur (BLDC), nous avons opté pour une étude comparative entre ces différentes commandes. Pour cela, nous définissons deux critères, le premier est en fonction de la commande appliquée, on peut le considérer comme un critère énergétique, le deuxième est en fonction de l'erreur statique de vitesse.

IV.2. Etude comparative :

Pour bien examiner ces commandes, les résultats ont été pris dans les mêmes conditions, à titre d'exemple : période d'échantillonnage, temps de simulation, conditions initiales, ...etc. Pour le calcul des deux critères nous utilisons la commande et les erreurs de chacune commandes. Nous prenons le temps de simulation $T_s = 0.02$ s et la consigne de vitesse égale 150 rad/s.

IV.2.1. Commande PI :

La forme de la commande à l'entrée de le Hacheur et l'erreur statique de vitesse sont données par les figures (IV.1) et (IV.2) :

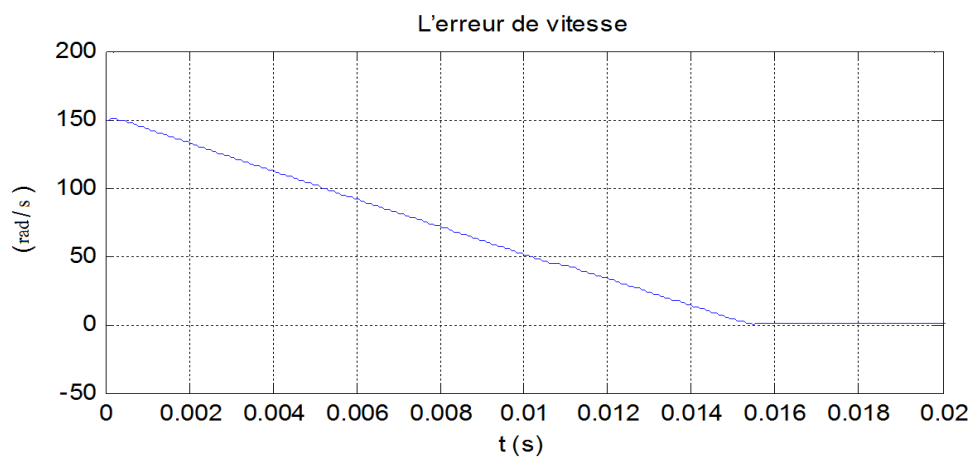


Fig. V.1 : L'erreur de vitesse.

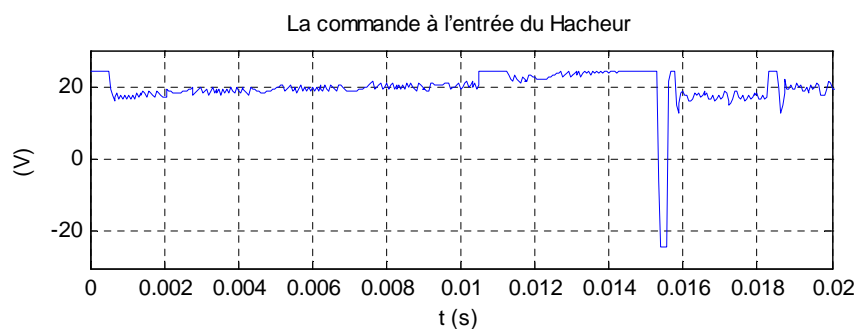


Fig. IV.2 : La commande à l'entrée du Hacheur.

IV.2.2. Commande floue :

La forme de la commande à l'entrée de le Hacheur et l'erreur statique de vitesse sont données par les figures (IV.3) et (IV.4) :

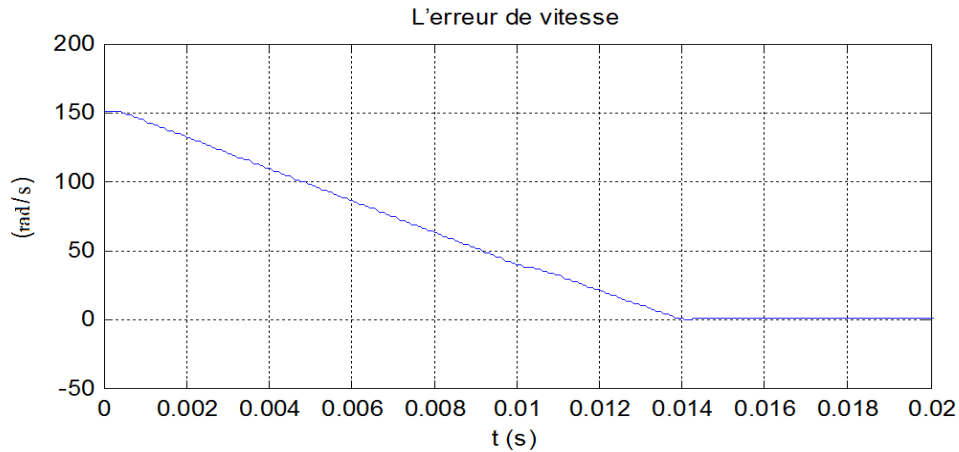


Fig. IV.3 : L'erreur de vitesse.

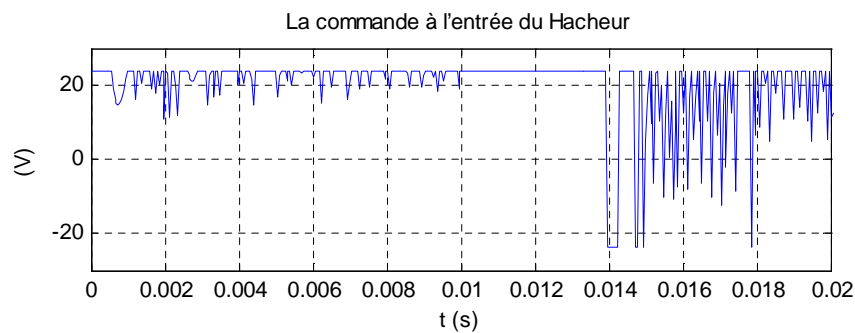


Fig. IV.4 : La commande à l'entrée du Hacheur.

IV.3. Comparaison Entre les deux Commandes :

Le critère énergétique J_1 et le critère de précision sont définis par :

$$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u) \quad (\text{IV.7})$$

$$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e) \quad (\text{IV.8})$$

Où u est la commande à l'entrée du système et e l'erreur statique de réglage.

critère	Commandes développées pour le moteur BLDC	
	Commande PI	Commande floue
$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u)$	$7.3281.10^5$	$4.9911.10^5$
$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e)$	$1.8829.10^4$	$9.9249.10^2$

Tableau IV.1 : Étude comparative entre les commandes développées pour le moteur BLDC.

L'objectif visé par cette partie est d'examiner les différentes lois de commandes synthétisées dans ce document et ceci dans les mêmes conditions. Pour mettre en évidence les performances de chaque loi de commande, en termes de l'erreur statique et de la valeur de la commande nécessaire pour réaliser une telle commande, nous avons adopté deux critères J_1 et J_2 . Les deux critères sont calculés pour l'intervalle de temps [0.014s 0.02s]. Dans le tableau (IV.1), nous avons présenté une comparaison quantitative entre les différentes approches développées dans ce document. Cette comparaison se base sur l'évolution temporelle de la commande et de l'erreur résultante donnée par les figures (IV.1), (IV.2), (IV.3) et (IV.4).

A partir de l'analyse précédente, nous pouvons dire que la commande floue (commandes non linéaires) est la plus performante du point de vue minimisation des deux critères par rapport au réglage PI classique. En général, les commandes non linéaires assurent de bonnes performances même en présence des perturbations externes et des erreurs de modélisation.

IV.4. Conclusion :

Les résultats de l'étude comparative entre la commande classique et la commande par la logique floue pour le moteur BLDC confirment que la commande non linéaire (commande par la logique floue) est plus performante.

Conclusion générale :

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire, concerne la commande classique PI et non linéaire 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).

En applique les deux commandes (commande classique PI et la commande floue) au moteur BLDC en utilisant la même structure en cascade. Les résultats de simulation de l'asservissement de vitesse pour la commande floue assurent des bonnes performances même en présence des variations paramétriques et des perturbations externes. Enfin nous avons faire une étude comparative entre les deux commandes, 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.

Bibliographie

- [1] Giorgio Rizzoni, Tom T. Hartley «*Principles and applications of electrical engineering* ». Édition 5, 2007.
- [2] 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.
- [3] T. KENJO, S. NAGAMORI : « *Permanent-Magnet and Brushless DC Motors* ». Ecole Normale Supérieure. Oxford. 1985.
- [4] Nicolas de Laleu, « *Conception de mini-drones avions : quadricoptere* ».Projet de deuxième année promo 2007, Rapport final, Centrale Paris.
- [5] Pierre Mayé, « *Moteurs électriques pour la robotique* ». Editions Dunod, Paris, 2000.
- [6] Frédéric Gillon, « *Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur à commutation électronique* ». Thèse doctoral université de Lille.
- [7] C. GENÇER, M. GEDIKPINAR : « *Modeling and Simulation of BLDCM Using MATLAB/SIMULINK* ». IEEE Journal of Applied Sciences 6 (3) : 688-691, 2006.
- [8] N. HEMATI, M. C. LEU : « *A Complete Model Characterization of Brushless dc Motors* ». IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 1, January/February, 1992.
- [9] R. V. KHOPKAR : « *DC-DC Converter Current Source fed Naturally Commutated Brushless DC Motor Drive* ». Master of Science in Electrical Engineering. Texas A&M University. August, 2003.
- [10] J. FAIZ, M. R. AZIZAN, M. ABOULGHASEMIAN-AZAMI : « *Simulation and Analysis of Brushless DC Motor Drives Using Hysteresis, Ramp Comparison and Predictive Current Control Techniques* ». Simulation Practice and Theory 3 (1996) 347-363. Science Direct. December, 1994.
- [11] D. RAI : « *Brushless DC Motor Simulink Simulator Usage Manual* ». National Institute of Technology Karnataka (India). 2005.
- [12] L. FOURDAN : « *Moteurs Brushless (BLDC)* ». Site Web: www.wapics.free.fr
- [13] 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.
- [14] S.D. SUDHOFF, P.C. KRAUSE : « *Operating Modes of the Brushless DC motor 120° Inverter* ». IEEE Transactions on Energy Conversion, VOL, 5, No. September, 1990.

- [15] V. MARANO : « *L6235 Three Phase Brushless DC Motor Driver* ». AN1625 Application Note. STMicroelectronics Group Of Companies. October, 2003.
- [16] B. AZOUI: « *Conception and Realization of a Three-Phase Brushless DC Motor (BLDCM) for Solar Application* ». Doctorate Thesis. University of Batna (Algérie). Mai 2002.
- [17] D. Y. OHM And J. H. PARK : « *About commutation and current control Methods for brushless motors* ». 29th Annual IMCSD Symposium, San Jose, 1999.
- [18] Y. Y. HUNG and Z. DING : « *Design of currents to reduce torque ripple in brushless permanent magnet motors* ». Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 140, no. 4, 1993.
- [19] H. LE-HUY, R. PERRET, And R. FEUILLET : « *Minimization of torque ripple in brushless dc motor drives* ». IEEE Trans. Ind. Applica., vol. IA-22, pp. 748–755, September, 1986.
- [20] M. ETIQUE : « *Entraînements Réglés MET2* ». Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du canton de Vaud. Mars, 2006.
- [21] R.KETATA « *Méthodologies de régulation numérique incluant la logique floue* »-Thèse de Docteur L.A.A.S Toulouse – 1992
- [22] M. BAUER « *Application de contrôleurs à logique floue pour la commande vectorielle des machines à induction: commande en vitesse et en position* » Rapport de stage ingénieur-ESIM-22 Février 1995
- [23] Borne P.,Rozeinoer J., Dieulot J.R., Dubois L« *Introduction à la commande floue*» , Edition Technip, Paris, (1998).
- [24] Bandemer H., Gottwald S «*Fuzzy sets fuzzy logic fuzzy Methods with applications*», Edition Wiley, England, (1995).
- [25] H. BÜHLER : « *Réglage par Logique Floue* ». Collection Electricité. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes. Suisse. 1994.
- [26] L. REZNIK : « *Fuzzy Controllers* ». Newnes, Victoria University of Technology, Melbourne, Australia. 1997.
- [27] K. M. PASSINO, S. YURKOVICH : « *Fuzzy Control* ». Addison-Wesley, The Ohio State University. 1998.
- [28] F. CHEVRIE, F. GUELY : « *La logique floue* ». Cahier Technique n° 191. groupe Schneider. Mars, 1998.
- [29] L. X. WANG : « *A Course in Fuzzy Systems and Control* ». Prentice Hall PTR new Jersey, United States of America, 1997.

- [30] G. R. YU, C. W. CHAUNG, R. C. HWANG : « *Fuzzy Control of Brushless DC Motors by Gray Prediction* ». IEEE. 2001.
- [31] A. RUBAAI, D. RICKETTS, M. D. KANKAM : « *Experimental Evaluation of a Fuzzy Logic-Based Controller for High Performance Brushless DC Motor Drives* ». IEEE Transactions On Industry Applications. 2000.
- [32] A. RUBAAI, D. RICKETTS, M. D. KANKAM : « *Experimental Verification of a Hybrid Fuzzy Control Strategy for a High-Performance Brushless DC Drive System* ». IEEE Transactions On Industry Applications, VOL. 37, NO. 2, March/April, 2001.
- [33] 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.
- [34] 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.
- [35] M. BOUHRIK : « *Impact des Nouveaux Matériaux (NdFeB et SmCo) sur les Moteurs (BLDCM) Destinés aux Véhicules Electriques* ». Mémoire de magister en électrotechnique. Université de Batna (Algérie), Mars, 2007.

Annexe

Annexe A

A.1 Les paramètres du moteur BLDC :

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

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

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

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

$k_e = 26.1. 10^{-3}$: Constante du couple électromagnétique ;

$f = 1.5. 10^{-6}[N. (m/rad). s^{-1}]$: Coefficient de frottement ;

$k_{cr} = 1.6667. 10^{-4}$: Constante du couple résistant.

A.2 La tension d'alimentation et le courant continu :

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

$i_d = 2[A]$: Courant continu.

A.3 Les composants de puissances en régime de conduction :

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

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

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

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

A.4 Les paramètres des variateurs (Hacheur) :

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

$$f_p = 20000[\text{s}^{-1}]$$

$$T_p = 1/f_p$$

$$T_{cm} = T_p/2 = 1/10000[\text{s}]$$

A.5 Les gains des régulateurs PI :

A.5.1 Régulateur PI de courant :

$$k_{p1} = 2, \quad k_{i1} = 0.1 \quad \text{avec une chois de } \xi = 0.707$$

A.5.2 Régulateur PI de Vitesse :

$$k_{p2} = 150, \quad k_{i2} = 1$$

Annexe B

B. Classifications des designs des moteurs électriques :

La forme de classification des designs des moteurs la plus traditionnels est représentée dans la figure (B). Cette classification montre les différents types de designs des moteurs électriques selon le type de courant utilisé.

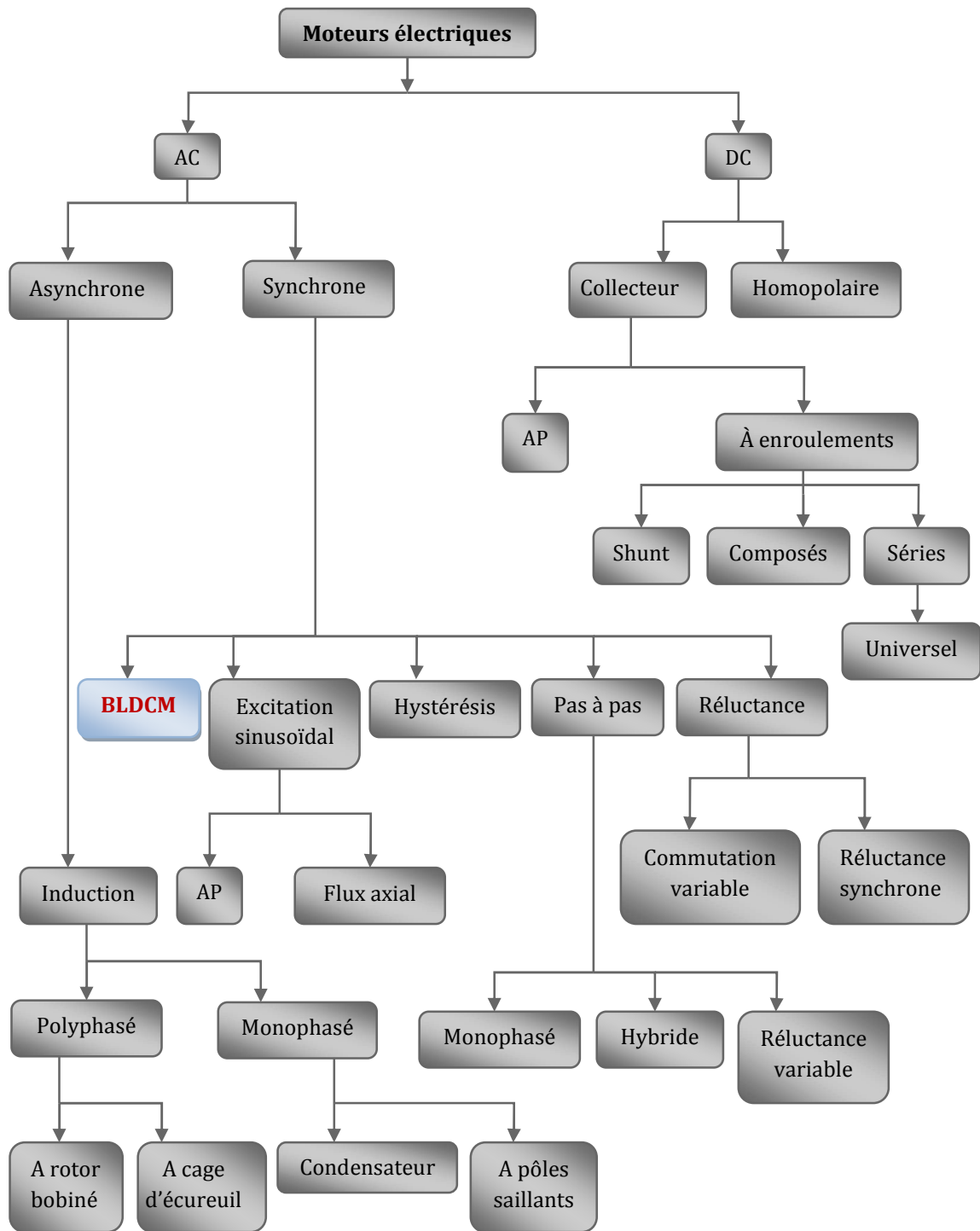


Fig. B : Classification traditionnelle des designs des moteurs. [35]

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

OPTION: ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par : Mr. BOUGUERRA Abderrahmen

Présenté par : TOUIL Moustafa

ZOUBIRI Nouredine

Thème :

**MODELISATION ET COMMANDE PAR LA LOGIQUE
FLOUE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU SANS
BALAIS**

Résumé :

Ce mémoire concerne la modélisation et la commande non linéaire 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 et générateur dans les deux sens de rotation. La deuxième partie concerne la synthèse des lois de commandes : commande classique PI et la commande par la logique floue. 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.

Mots clés : moteur à courant continu sans balais, modélisation, commande classique, logique floue.