

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

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

SPECIALITE : COMMANDE ELECTRIQUE



FACULTE : TECHNOLOGIE

**DEPARTEMENT : GENIE
ELECTRIQUE**

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

Présenté par :

BELEGUELIEL SALAHEDDINE ET SMAILI MOHAMED

THEME

**Commande par Backstepping d'un
Moteur à Commutation Electronique**

Soutenu devant le jury composé de:

ZEGHLACHE Samir

Université M'SILA

Président

BOUGUERRA Abderrahmane

Université M'SILA

Encadreur

DILMI Izzeddine

Université M'SILA

Co-Encadreur

MEKKI Hamza

Université M'SILA

Examineur

ANNEE UNIVERSITAIRE : 2019/ 2020

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

REMERCIEMENT

Louange à Allah le tout puissant, clément et miséricorde de nous avoir aidé à mener ce modeste travail à son terme.

Ce présent mémoire, n'aurait pu voir le jour sans la contribution de nombreuses personnes dont nous faisons aujourd'hui un plaisir et un devoir de les remercier, et de leur témoigner notre profonde gratitude.

*Nos remerciements s'adressent à notre promoteur **Mr BOUGUERRA ABDERRAHMEN** pour avoir proposé et diriger ce modeste travail et pour son continuel suivi tout le long de correction de ce mémoire .Il a présenté un excellent exemple de la compétence scientifique, discipline et générosité.*

***Mr : DILMI IZZEDDINE** pour ses aides et conseils soutien.*

*Nous remercions vivement Monsieur **ABDELMADJID CHOUCOU** le chef de département de génie électrique pour sa disponibilité et sa générosité.*

Nous remercions également tous les membres de jury d'avoir accepté de juger notre travail.

Nous n'oublions pas de rendre un vibrant hommage à nos enseignants, à tous les niveaux, pour le sacrifice qu'ils ont consentis, à nos parents qui nous ont donnés la vie, nos enseignantsqui nous ont donnés le moyen de bien vivre.

***Enfin**, que tous ceux qui ont attribués de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire trouvent ici l'expression de nos profondes grâces.*

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail aux être qui me sont les plus chers :

A mes parents, symbole de courage, << Dieu les gardes >>.

Qui ont tout fait pour que je réussisse dans ma vie

A mes chers frères et sœurs.

Et A tout ma famille sans exception.

A Tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin.

A Mr. AMRONE.A et Mr. DJAHEL.K

A mes binômes : BELEGUELIEL SALAHEDDINE.

A tous mes amis sans exception et à toute la section

D'électrotechnique 2020.

S.MOHAMED

Dédicaces

Je désire dédier les fruits de ce modeste travail

A celle qui est dans mon cœur, qui a veillé pour notre confort

Et qui a sacrifié beaucoup pour notre réussite :

*Ma chère Mère **HABIBA**.*

A celui qui m'a toujours appris comment réfléchir avant

*D'agir, à celui qui m'a soutenu tout au long de ma vie scolaire et universitaire,
à celui qui n'a jamais épargné un effort pour mon bien :*

*Mon cher Père **BACHIR**.*

Qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années

De sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la

*vie A mes frères : **MOHEMED**, khairddinne.*

*A mes chères sœurs : Mariya, **Nourhoda**.*

*A toutes la famille **BELEGUELI** et la famille **BOUCHOUACHI**.*

A mes oncles et ma tante, cousins et cousines.

A mes chères amis et amies qui m'ont accompagné tout au

Long de ce parcours universitaire :

*Mon binôme **SMAILI MOHEMED***

A tous les collègues de ma promotion.

A tous mes professeurs du primaire au supérieur.

Et à tous ceux qui me sont chères.

*A ma bien aimée **L'ALGERIE**.*

B.SALAHEDDINE

SOMMAIRE

CHAPITRE I : Généralités sur les moteurs BLDC

Introduction Générale.....	1
I.1 Introduction.....	3
I.2 Historique des moteur BLDC.....	3
I.3 Structure du moteur à courant continu sans balais (BLDC).....	4
I-4 Les différents types de moteurs Brushless.....	7
I-4-1 Moteur brushless à rotor interne.....	7
I-4-2 Moteur brushless en cloche	7
I-5Principe de fonctionnement d'un moteur brushless.....	8
I-6L'utilisation du moteur brushless	8
I.7 Démarrage d'un moteur BLDC.....	8
I-8Les avantages d'un moteur brushless	8
I-9 Les inconvénients d'un moteur brushless.....	9
I.10 Conclusion.	9

CHAPITRE II : Modélisation du Moteur BLDC

II.1 Introduction.....	10
II.2 Modèle mathématique du Moteur BLDC	10
II.2.1 L'Équations Électrique.....	10
II.2.2 La Force Électromotrice	13
II.2.3 L'Équation Mécanique du Mouvement	13
II.2.4 Couple Électromagnétique.....	14
II.2.5 Modèle de l'ensemble Machine-Commutateur Electronique	14
II.3 Expressions des Courants de Phase	16
II.3.1 Intervalle 1 ($\pi 6 \leq \theta \leq \pi 2$)	16
II.3.1.1 Sous Intervalle 1 ($\pi 6 \leq \theta \leq \pi 3$)	16
II.3.1.2 Sous Intervalle 2 ($\pi 3 \leq \theta \leq \pi 2$)	18
II.4Modèle Continu du moteur BLDC	20
II.4.1 Modèle Continu du moteur BLDC lorsque deux Phases sont Alimentées (Mode DC1).....	20
II.4.1.1 Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.....	23
II.4.1.2 Constantes de temps Mécaniques et Electriques	23
II.4.2 Modèle Continu du moteur BLDC lorsque trois Phases sont Alimentées (Mode DC2)	25
II.4.2.1 Le Schéma Fonctionnel du Moteur BLDC pour le Mode DC2	26

II.5 Résultats de Simulation.	28
II.5.1 Simulation en Boucle Ouverte.....	28
II.6 Conclusion	29

CHAPITRE III : Commande Classique PI du moteur BLDC

III.1 Introduction	30
III.2 Structure du Réglage de la Vitesse et du Courant par les Régulateurs Classique PI du Moteur BLDC	30
a. Etude de l'Asservissement de Couple de la Moteur BLDC	31
III.2.1 Régulation du Courant Total avec un Régulateur de Type PI	31
III.2.2 Régulation de Vitesse	35
III.2.2.1 Modélisation du Système à Régler	35
III.2.2.2 Choix et Principe d'Ajustage du Régulateur de Vitesse.....	36
III.2.2.3 Synthèse du Régulateur	37
III.2.3 Test les Régulateurs PI de la Mode DC1 sur le Système de la Mode DC2	39
III.2.3.1 Réglage de Courant	39
III.3.Résultats de la Simulation	40
III.4 Interpretation des resultants.....	42
III.5 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse.....	43
III.6 Interpretation des resultants.....	45
III.5 Conclusion.....	45

CHAPITRE IV : Commande par Backstepping du moteur BLDC

IV.1. Historique et domaine d'application du Bakcstepping :	46
IV. 2. Méthodes de Lyapunov :	46
IV.2.1.La première méthode :	46
IV. 2 .2.La deuxième méthode :	47
IV.3. Notions de bases :	47
IV.3.1. Systèmes non linéaires :	47
IV.3.2.Stabilité au sens de Lyapunov :	47
IV.4.Principe du Bakcstepping :	47
IV.5. les principaux avantages et inconvénients poses par la commande Bakcstepping.....	48
IV.6 APPLICATION DU BACKSTEPPING AU MOTEUR BLDC.....	48
IV.7Etapes du dimensionnement de la commande Bakcstepping à la BLDC.....	49

IV.9 Résultats de la Simulation.....	51
IV.10Interprétation des resultants	54
IV.11 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse	54
IV.12Interprétation des resultants	57
IV.13 Conclusion.....	57
Références bibliographiques	59

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : Généralités sur les moteurs BLDC

Figure I.1 : Vue Démontée de Moteur Brushless de Courant Continu.	5
Figure I.2 : Structure du moteur BLDC	5
Figure I.3 : Alimentation triphasée constituée de trois Demi-points	6
Figure I.4: Moteur Brushless Triphasé. [14]	6
Figure I.5 : Moteur brushless inrunners.	7

CHAPITRE II : Modélisation du Moteur BLDC

Figure II.1 Modèle électrique simplifié du BLDC.....	11
Figure II.2: Formes typiques des courants et des FEMs.....	13
Figure II.3: Ensemble moteur-commutateur.	14
Figure II.4: Signaux à effet hall.....	15
Figure II.5 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	17
Figure II.6 Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.....	18
Figure II.7 : Structure d'un commutateur-moteur BLDC lorsque deux phases sont alimentées...	21
Figure II.8: Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC.....	23
Figure II.9 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC	25
Figure II.10 : Structure d'un commutateur-moteur BLDC lorsque deux phases sont alimentées.	25
Figure II.11 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC dans le mode DC2.	27
Figure II.12 : Courant i_d (i_d en rouge pour le model DC) en régime statique pour le sens direct	28
Figure II.13 : Courant i_d (i_d en rouge de model DC) en régime de démarrage dans le sens direct.	29

CHAPITRE III : Commande Classique PI du moteur BLDC

Figure III.1 : Schéma de principe pour la commande du moteur BLDC.....	30
Figure III.2 : Structure de la régulation en cascade dans la machine BLDC.	31
Figure III.3 : Schéma fonctionnel du système d'asservissement de courant d'un moteur BLDC.	31
Figure III.5: Schéma fonctionnel de boucle du courant.	33
Figure. III.6: Asservissement de vitesse.	35
Figure. III.7: Schéma fonctionnel du système à régler vu par le régulateur de vitesse.....	36
Figure III.8: Schéma fonctionnel de boucle du courant.	39
Figure. III.9: Forme de la vitesse dans le sens direct	41

Figure.III.10: Forme du courant i_d dans le sens direct.....	41
Figure.III.11 : Couple du moteur C_e dans le sens direct.....	42

CHAPITRE IV : Commande par Backstepping du moteur BLDC

Figure. IV.1 : Schéma simplifié de la commande par Backstepping du moteur BLDC.	51
Figure. IV.2 : Forme des courants de phases dans le sens direct.	52
Figure. IV.3: Forme de la vitesse dans le sens direct.	52
Figure. IV.4 : Forme du courant i_d dans le sens direct.....	53
Figure. IV.5 : Forme du couple C_e dans le sens direct.....	53
Figure. IV.6: Forme du courant i_d dans le sens direct.....	54
Figure. IV.7 : Forme de la vitesse par la commande backstepping d'un moteur BLDC.	55
Figure. IV.8 : Forme du courant par la commande backstepping d'un moteur BLDC.	55
Figure. IV.9 : Forme de la vitesse par la commande backstepping d'un moteur BLDC.	56
Figure. IV.10 : Forme du courant par la commande backstepping d'un moteur BLDC.	56

Introduction Générale

Introduction Générale

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

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

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

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

L'objectif principal de ce travail est de développer des commandes non linéaires de la machine BLDC. Dans ce but, le travail à effectuer comporte :

- Modélisation de la machine BLDC triphasée dans un fonctionnement moteur
- Modèle continu de la machine BLDC triphasée.
- Etude de la commande PI et la commande non-linéaire et la synthèse des lois de commande.
- Application de la commande non –linéaire BACKSTEPPING à la machine BLDC
- Etude comparative entre les différentes commandes proposées.

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

Le premier chapitre est consacré à une définition du BLDC avec leur principe de fonctionnement, et citer leur structure et l'utilisation.

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

Dans le troisième chapitre nous appliquons la commande classique proportionnelle intégrale à la machine BLDC. La structure de commande adoptée est celle en cascade ce qui facilite l'asservissement de la vitesse du moteur BLDC.

Introduction Générale

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

Enfin, pour montrer l'efficacité et la robustesse de ces commandes, une étude comparative entre ces commandes est exposée en chapitre quatre. 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.

Chapitre I :

Généralité d'un moteur BLDC

Chapitre I : Généralité d'un moteur BLDC

I.1 Introduction

De nos jours les moteurs à aimant permanent sans balais à courant continu (BLDC) Sont de plus en plus populaires. Le moteur sans balais est ainsi devenu la solution idéale pour les applications d'aujourd'hui, de plus en plus exigeantes en termes de durée de vie et de fiabilité, d'encombrement et de poids, de consommation électrique (rendement), de faible niveau sonore et de variation de débit (asservissement), (en anglais "Brushless Direct Courant BLDC") [29][30].

I.2 Historique des moteur BLDC

Dans le monde d'aujourd'hui, l'électricité est l'une des énergies les plus utilisées, d'où l'intérêt qu'on montre à l'égard des moteurs électriques que nous retrouvons dans tous les domaines, que ce soit dans la production ou dans la vie quotidienne, pour s'adapter aux différentes applications pratiques, aux différents types de moteurs, de quelques milliwatt à plusieurs millions de kilowatts, y compris les moteurs synchrones, les moteurs asynchrones, les moteurs à courant continu, les moteurs à réluctance variable, etc., émergent selon les besoins.

La théorie de la machine moderne a été établie lorsque Faraday a découvert le phénomène de l'induction électromagnétique en 1831. Suite à cela, le premier moteur à courant continu a vu le jour dans les années 1840. Près d'un siècle plus tard, en 1915, un Américain du nom de Langmuir, a inventé le redresseur en mercure pour commander la grille de l'électrode et a conçu le convertisseur DC/AC. Contraignant les inconvénients des moteurs traditionnels, dans les années 1930, certains chercheurs ont commencé à développer des moteurs brushless (sans balais) dans lesquels la commutation électronique a été mise en œuvre. À cause de leur non fiabilité et de leurs faibles performances à cette époque, les moteurs BLDC n'étaient utilisés qu'au niveau des laboratoires de recherche. En 1955, Harrison et Rye ont fait la première demande de brevet pour un circuit de commutation à thyristors afin de remplacer l'équipement de commutation mécanique. Cela s'est avéré à être exactement le premier prototype du moteur BLDC [1]. Suite aux nombreuses expériences, le moteur à courant continu sans balais à commutation électronique a été développé à l'aide des éléments de Hall en 1962, ce qui a abouti au lancement de sa production, quelques temps plus tard. Dans les années 70, une diode à détection magnétique, dont la sensibilité était presque mille fois supérieure à ces derniers, a été utilisée avec succès pour la commande du moteur BLDC. Ces moteurs ont connu une utilisation plus vaste au fur et à mesure que l'industrie électrique et électronique se développait.

En 1978, la branche indramat de Mannesmann Corporation de la République Fédérale d'Allemagne a officiellement lancé le moteur à courant continu sans balais MAC et son système d'entraînement dans un salon d'exposition à Hanover, ce qui a permis au moteur BLDC d'entrer dans la phase pratique. Depuis, d'autres recherches ont été menées conduisant au développement successif des moteurs BLDC à forme d'ondes trapézoïdales et sinusoïdales.

Chapitre I : Généralité d'un moteur BLDC

Avec la découverte des nouveaux matériaux magnétiques et le développement acquis dans la microélectronique, l'électronique de puissance, les techniques de détection, l'automatisation et la technologie de commande à la fin des années 90, les moteurs à courant continu sans balais sont devenus très attractifs. Ils ont pu s'intégrer dans plusieurs domaines et connaître un plus grand champ d'utilisation.

I.3 Structure du moteur à courant continu sans balais (BLDC)

Le moteur à courant continu sans collecteur, ou " Brushless DC Motor", que l'on appelle aussi parfois ECM ("Electronically Commutated Motor"), est la 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 ne soit nécessaire [2].

De façon à pallier aux inconvénients de la commutation mécanique, il faut dans la mesure du possible supprimer le collecteur et essayer de reproduire électroniquement la fonction qu'il réalise. Dans ce but, la commutation va être effectuée de manière électronique et les adaptations de principe suivantes sont effectuées [2] ;(figures I.1), (figures I.2).

- L'excitation, réalisée jusqu'ici au niveau du stator par l'aimant, voire un enroulement, est maintenant créée par le rotor, c.-à-d. La partie tournante de la machine (on considère ici le cas le plus fréquent d'un moteur à rotor intérieur), que l'on munit d'aimants Permanents. 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 ;
- Les trois enroulements toujours couplés en étoile, sont logés dans les encoches du stator, lequel fait désormais office d'induit.
- Le collecteur est supprimé.
- Trois sondes à effet Hall (H1, H2 et H3) sont utilisées pour détecter le champ d'induction produit par l'aimant et pour ainsi mesurer grossièrement la position du rotor. Elles sont solidaires du stator, logées directement dans celui-ci ou sur une pièce fixée au stator en face d'un aimant auxiliaire solidaire du rotor ayant les mêmes caractéristiques que les aimants permanents du rotor. Comme indiqué précédemment, elles sont espacées de 60°, voire 120°. C'est sur la base de l'information qu'elles délivrent que les phases seront commutées.

Chapitre I : Généralité d'un moteur BLDC

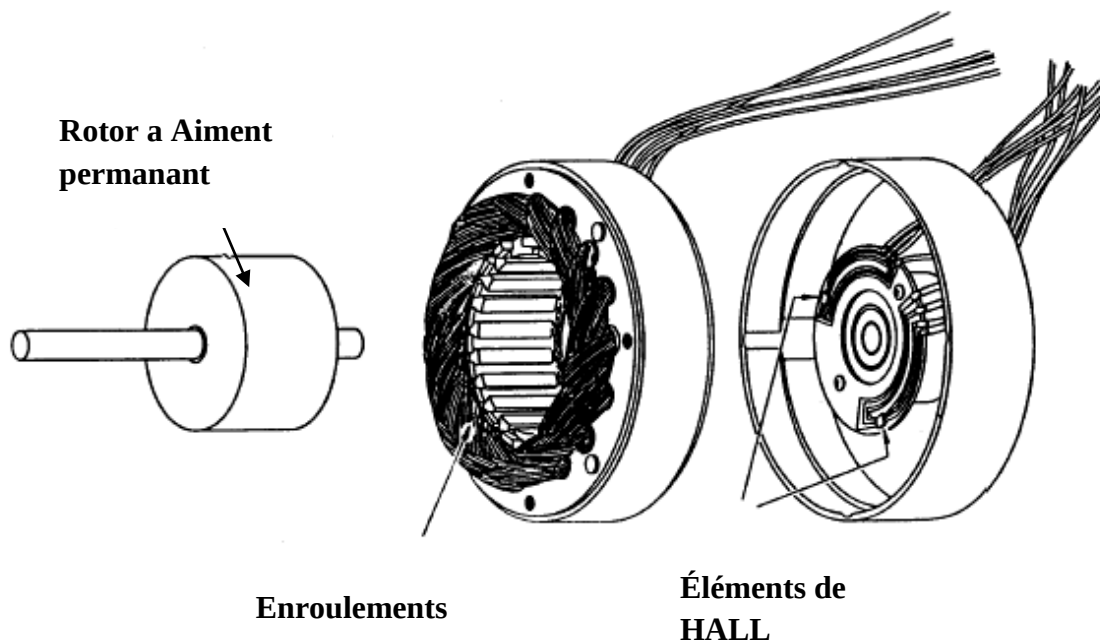


Figure I.1 : Vue Démontée de Moteur Brushless de Courant Continu.

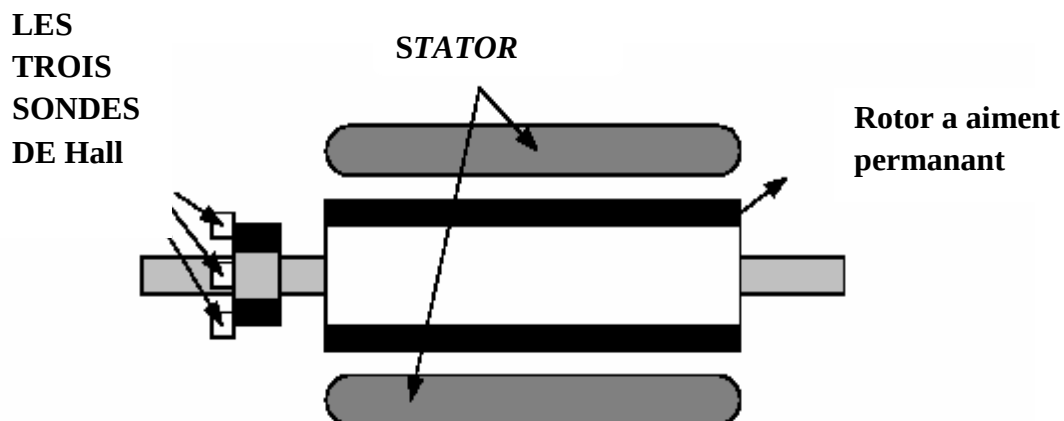


Figure I.2 : Structure du moteur BLDC : les enroulements des trois Phases sont logées dans le stator (induit), et la position de l'aimant (Inducteur) est détectée par les trois sondes de Hall H1, H2 et H3

L'alimentation par variateur de courant continu, est remplacée par une électronique de Commutation semblable, avec cependant une branche de plus (figures (3) et (4)). La tension U_e du circuit intermédiaire est donc également continue. On a alors affaire à un onduleur triphasé, dispositif qui permettra de créer un système de courants et de tensions triphasés de fréquence variable. Les potentiels appliqués aux bornes de chaque phase sont donc commutables à volonté entre $+U_e$ et $-U_e$. Notons que c'est pour les mêmes raisons que celles évoquées lors de la présentation du variateur de courant continu que l'alimentation choisie fonctionne en mode de commutation, ce dernier permettant de limiter les pertes thermiques dans l'étage de puissance. Sous la forme de six transitions par tour, les signaux H1, H2 et H3 issus des sondes de Hall fournissent l'information minimale sur la position de

Chapitre I : Généralité d'un moteur BLDC

l'aimant, laquelle est nécessaire à la commutation au temps opportun des trois phases. Détectant ainsi la polarité du champ d'excitation, deux des trois phases sont successivement enclenchées, une logique de traitement des signaux H1, H2 et H3 fournissant les commandes individuelles des trois branches de l'onduleur. Bien qu'il existe plusieurs stratégies possibles, la séquence d'enclenchement des phases est toujours telle que seules deux d'entre-elles conduisent simultanément, mises en série par une commande ad hoc des voies l'étage de puissance. Elles se voient donc parcourues par le même courant, lequel rentre par une phase et sort par l'autre. La troisième phase est laissée en l'air et le courant la traversant est ainsi nul [2].

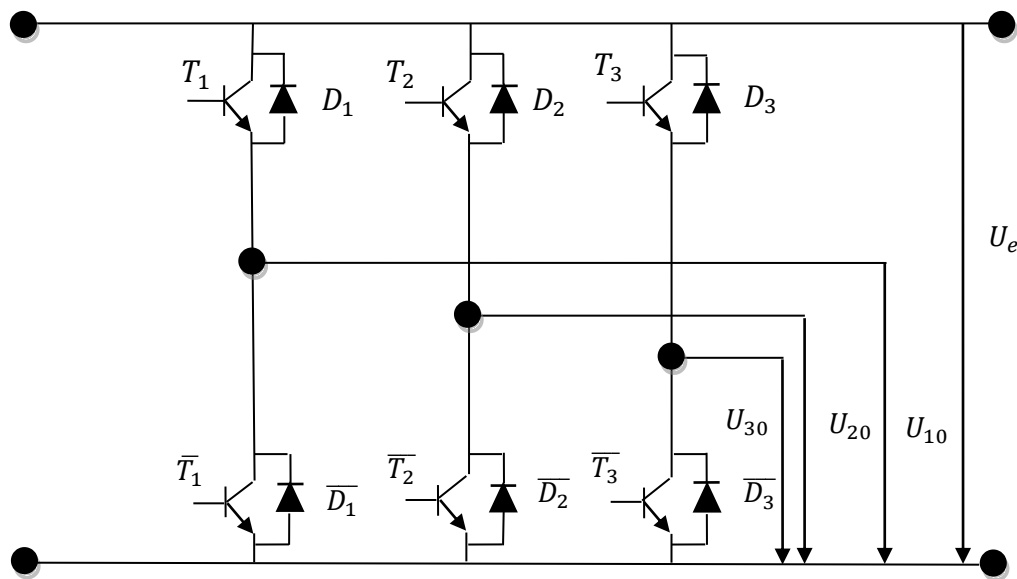


Figure I.3 : Alimentation triphasée constituée de trois Demi-points

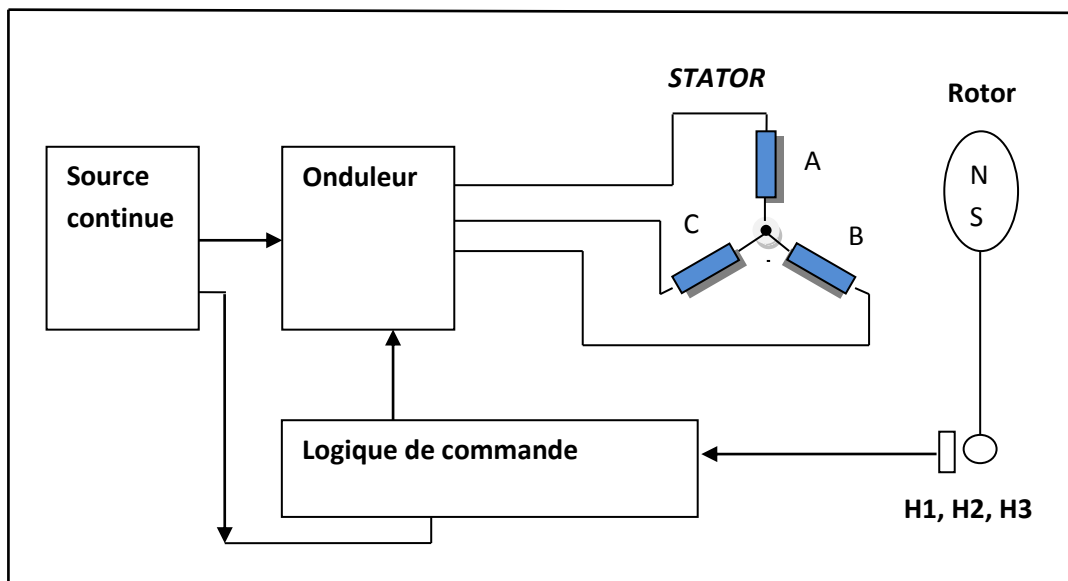


Figure I.4: Moteur Brushless Triphasé. [14]

Chapitre I : Généralité d'un moteur BLDC

I-4 Les différents types de moteurs Brushless

I-4-1 Moteur brushless à rotor interne

Les « *inrunners* » ont été les seuls moteurs brushless utilisés au début de la propulsion électrique en aéromodélisme (conception et fabrication de modèles réduits d'avions). Ils ont les plus souvent deux ou quatre pôles et nécessitent donc un réducteur du fait régimes importants de rotation incompatible avec les régimes de rotation maximaux des hélices. Leur rendement maximum est de l'ordre de 90%, mais le réducteur en aval diminue ce rendement d'environ 5%.

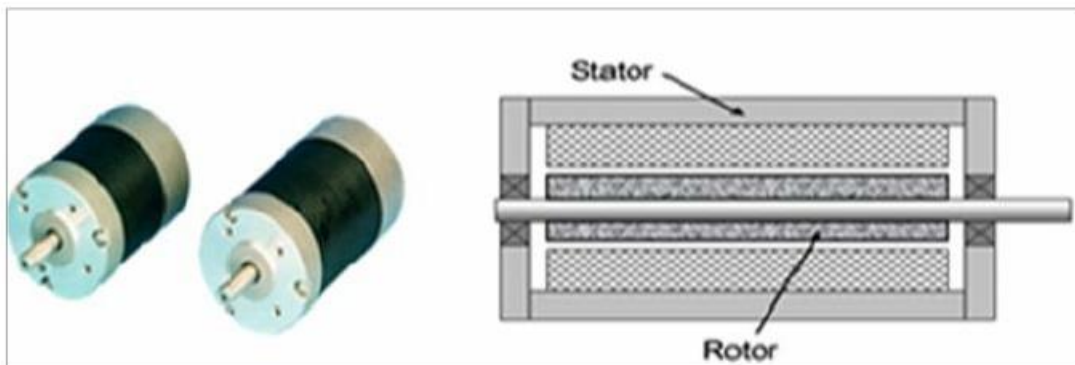


Figure I.5 : Moteur brushless inrunners.

I-4-2 Moteur brushless en cloche

Les « *outrunners* » ce sont des moteurs à grand nombre de pôles (le plus souvent 12 au stator et 14 au rotor) qui peuvent donc se passer du réducteur.

Tout l'astuce a été une configuration particulière des aimants dont le nombre est différent de celui des pôles bobinés, ce qui a permis de considérablement simplifier le bobinage et d'utiliser des tôles de rotor de petits moteurs, mais a obligé à placer les aimants à l'extérieur, donc c'est la partie extérieure qui tourne (d'où le nom anglais), ils sont à puissance égale typiquement beaucoup plus courts et de plus fort diamètre qui les « *inrunners* ».

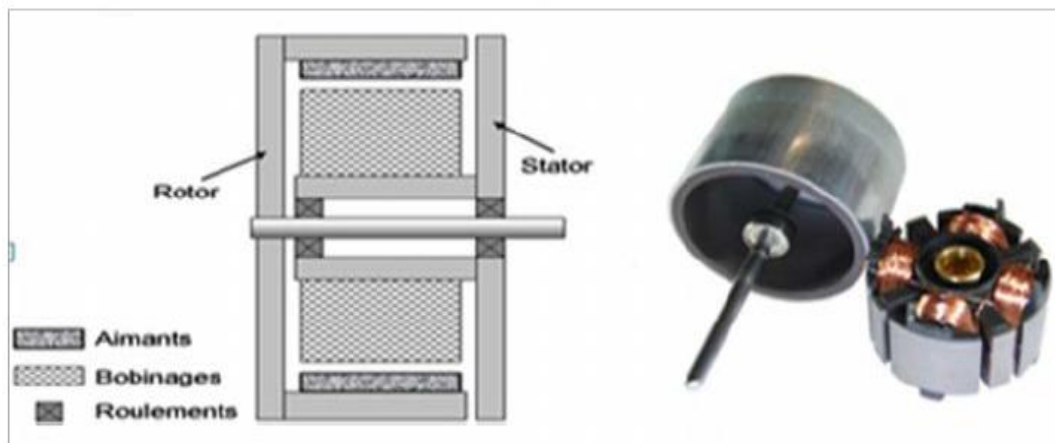


Figure I.6 : Moteur brushless outrunners .

Chapitre I : Généralité d'un moteur BLDC

I-5 Principe de fonctionnement d'un moteur brushless

Un moteur brushless est constitué d'aimants permanents sur le rotor et d'un bobinage triphasé sur le stator, il suffit de faire passer un courant dans une partie du bobinage pour créer un champ magnétique qui va attirer les aimants et les aligner avec le champ magnétique.

Le bobinage est généralement en triphasé, c.-à-d qu'il est constitué de trois groupes de bobines reliées entre elles, en alimentant successivement les groupes de bobines, le rotor va à chaque fois s'aligner sur les champs et tourner.

Le moteur est simple mais la commande électronique (codeur ou contrôleur) est plus élaborée. En effet, il faut connaître à chaque instant la position du rotor et envoyer le courant dans les groupes de bobines. Celle-ci transforme le courant continu en courant triphasé à fréquence variable et va alimenter successivement les bobines (enroulement) pour créer un champ tournant et donc la rotation. [3]

I-6 L'utilisation du moteur brushless

Les moteurs brushless sont largement utilisés l'industrie. En particulier dans les servomécanismes des machines-outils et en robotique, ou ils ont disparaitre les machines à courant continu. Ils équipent en particulier les disques durs et les graveurs de DVD.

Dans le domaine des transports, les moteurs électriques qui équipent les véhicules hybrides comme la Toyota Prius et la Honda pour assurer, entre autres, le fonctionnement à faible vitesse sont des moteurs sans balais. Ces moteurs équipent aussi les voitures électriques récentes.

Ils sont aussi très utilisés en modélisme pour faire se mouvoir des modèles réduits d'avion, d'hélicoptères (aéromodélisme). Ils sont moins bruyants que les moteurs avec balais. Le rapport poids/puissance de ces moteurs est très favorable à leur utilisation dans ce domaine. On les retrouve également dans les motorisations d'antennes paraboliques. [3]

I.7 Démarrage d'un moteur BLDC

Le même problème se pose pour le démarrage du moteur BLDC, car le rotor ne peut pas atteindre instantanément la vitesse de rotation du champ. Le système de contrôle électronique doit donc assurer un démarrage progressif, l'objectif étant toujours de reproduire la fonction du collecteur. La fréquence des tensions d'alimentations sera donc très basse au départ, puis augmentée progressivement en tenant compte de la réaction du moteur. [17]

I-8 Les avantages d'un moteur brushless

- Le contacteur statique associé au moteur est très simple puisqu'il n'assure le séquençage (décryptage) des tensions de phases de phase, et non leur calibration.
- Accepte de hautes tensions de crête.

Chapitre I : Généralité d'un moteur BLDC

- Moins d'échauffement, alors moins de perte.
- Possibilité de bloquer la vitesse (avoir une vitesse constante).
- Fonctionnement silencieux.
- Réponse dynamique élevée.
- durée de vie longue.

I-9 Les inconvénients d'un moteur brushless

- Coûts plus élevés
- Il faut ajouter une alimentation continue.[3]

I.10 Conclusion.

On a vu dans ce chapitre que le moteur BLDC est un moteur qui comporte les mêmes éléments qu'un moteur à courant continu sachant que ce moteur est défini comme une combinaison de la machine synchrone avec un commutateur électronique et les capteurs de position du rotor et on a vu aussi que ce type de moteur a des caractéristiques améliorées (robustesse, fiabilité électromécanique, rendement et couple élevé, possibilités de élevé la vitesse).

Dans ce chapitre nous avons fait une définition de ce moteur et cite leur structure et on définie leur principe de fonctionnement.

Chapitre II :

Modélisation d'un Moteur BLDC

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

II.1 Introduction.

L'objectif principal de ce chapitre est de développer un modèle continu du moteur BLDC. L'analyse dans le chapitre précédent a montré que le fonctionnement du moteur BLDC est caractérisé par deux modes distincts dans la mesure où les durées transitoires de fermeture et d'ouverture des composants sont supposées négligeables. Donc, notre but est de calculer le modèle pour les deux modes (lorsque deux phases sont alimentées ou lorsque trois phases sont alimentées) [15]. Enfin, on donne les résultats de la simulation du courant continu en boucle ouverte pour le régime statique et de démarrage du moteur.

II.2 Modèle mathématique du Moteur BLDC

Les Équations Électriques qui régissent le fonctionnement du moteur BLDC sont données par les équations suivantes : [4][5]

II.2.1 L'Équations Électrique

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

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

Où :

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

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

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

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

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

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

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

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

Où

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

Alors :

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

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

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

Où

E_P : représente la force électromotrice.

Pour un enroulement triphasé symétrique et un système équilibré (figure. II.1), le

Vecteur des tensions aux bornes des trois phases est donné par:

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

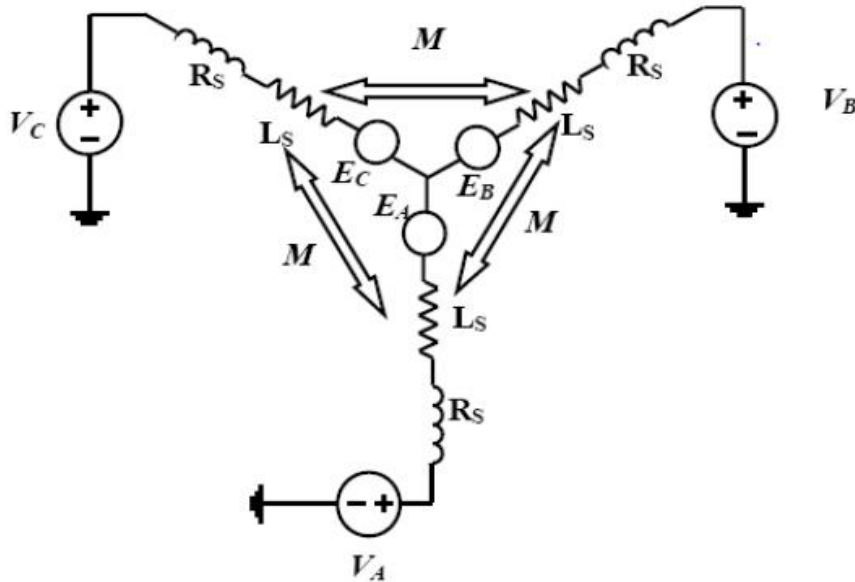


Figure II.1 Modèle électrique simplifié du BLDC

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

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

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

Où

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

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

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

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

Et les inductances mutuelles sont également identiques; données par:

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

Les équations sous la forme matricielle ; exprimée par :

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

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

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

Alors :

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

Par conséquent, la tension prend la forme suivante [5], [6]:

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

Où

$e_a = f_a(\theta)k_e\omega_r$ 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)

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

Avec:

k_e : est le coefficient de la force électromotrice, $f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$ et $f_c(\theta)$, et sont des fonctions dépendant uniquement de la position du rotor [7].

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 proportionnel à la vitesse angulaire instantanée du rotor [8] [9].

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

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

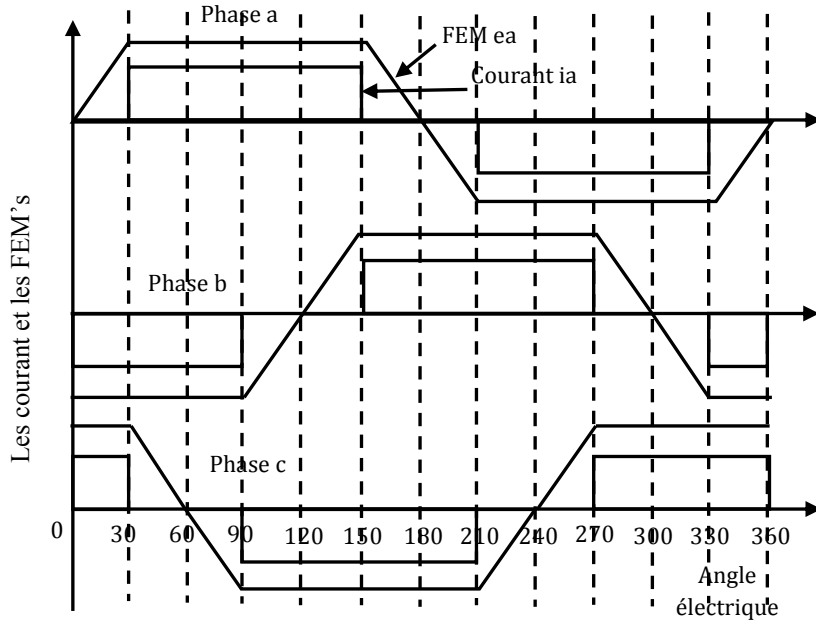


Figure II.2: Formes typiques des courants et des FEMs.

II.2.3 L'Équation Mécanique du Mouvement

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

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

Où :

ω_r Est la vitesse angulaire en rad/s .

C_e Est le couple électromagnétique développé en N/m .

C_r Est le couple de charge en N/m .

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

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

II.2.4 Couple Électromagnétique

Le couple électromagnétique développé par le moteur BLDC est donné par [4],[5] :

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

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

Comme mentionné précédemment, le moteur BLDC nécessite un commutateur électronique pour assurer l'alimentation successive des enroulements. Le schéma de principe de ce commutateur électronique est donné par la figure (II.3) [10] [11]

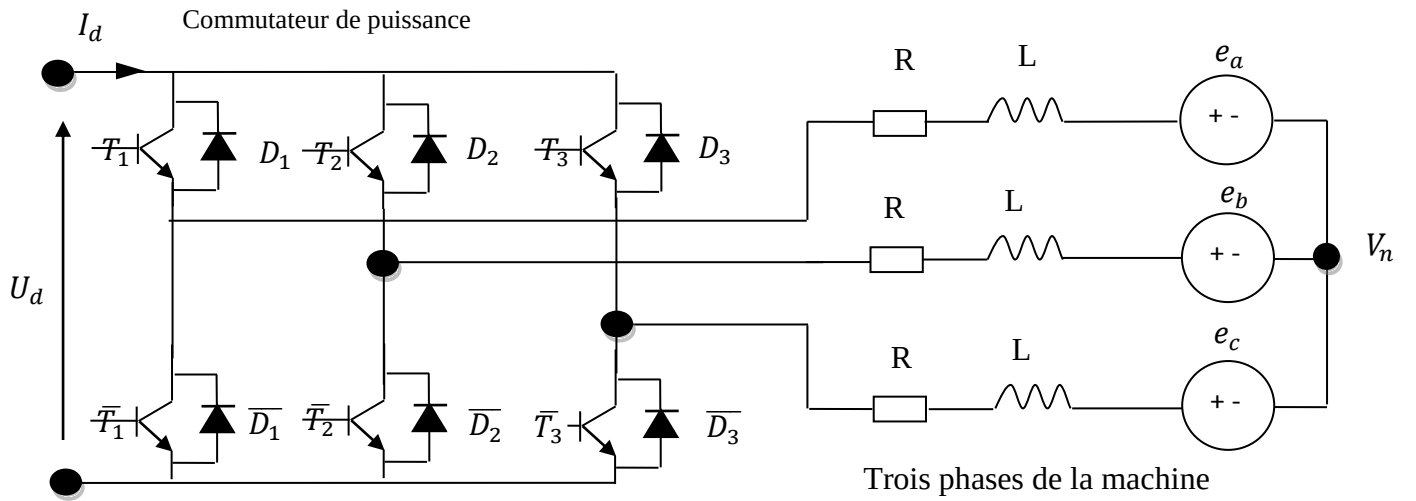


Figure II.3: Ensemble moteur-commutateur.

Nous supposons que :

- les trois phases du moteur sont entièrement symétriques et produisent des FEMs induites périodiques de formes trapézoïdales.
- le temps de commutation entre les phases est séparé avec 60° électrique [5],[12].

Les séquences de commandes des différents interrupteurs de commutateur électronique sont assurées par les signaux de position du rotor donnés par le capteur à effet hall (voir figure II.4 ci-dessous) [5], [12]

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

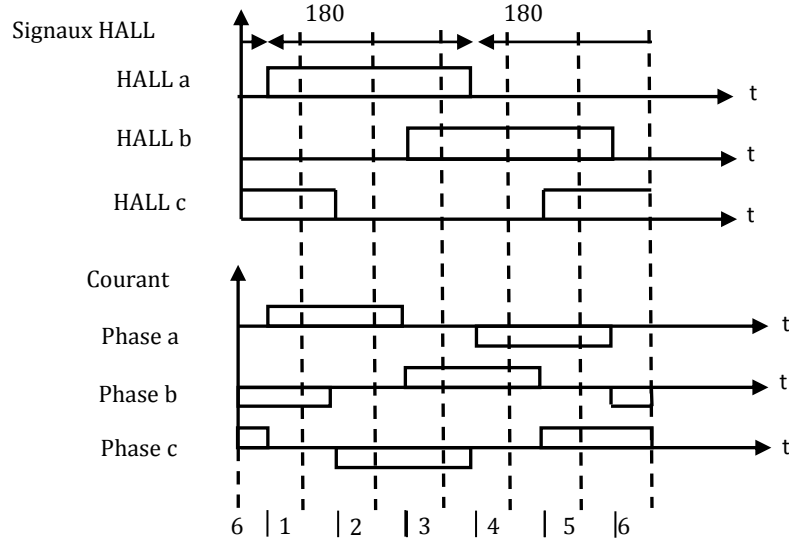


Figure II.4: Signaux à effet hall

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

Tableau (II.1) : Expressions des FEMs des 3 phases e_a, e_b, e_c sur une période

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

Les trois tensions de phase du moteur BLDC sont :

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

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

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

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

Donc

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

Alors :

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

On applique la loi des mailles pour obtenir les équations des courants dans les trois phases [13].

- **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.

II.3 Expressions des Courants de Phase

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

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

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

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

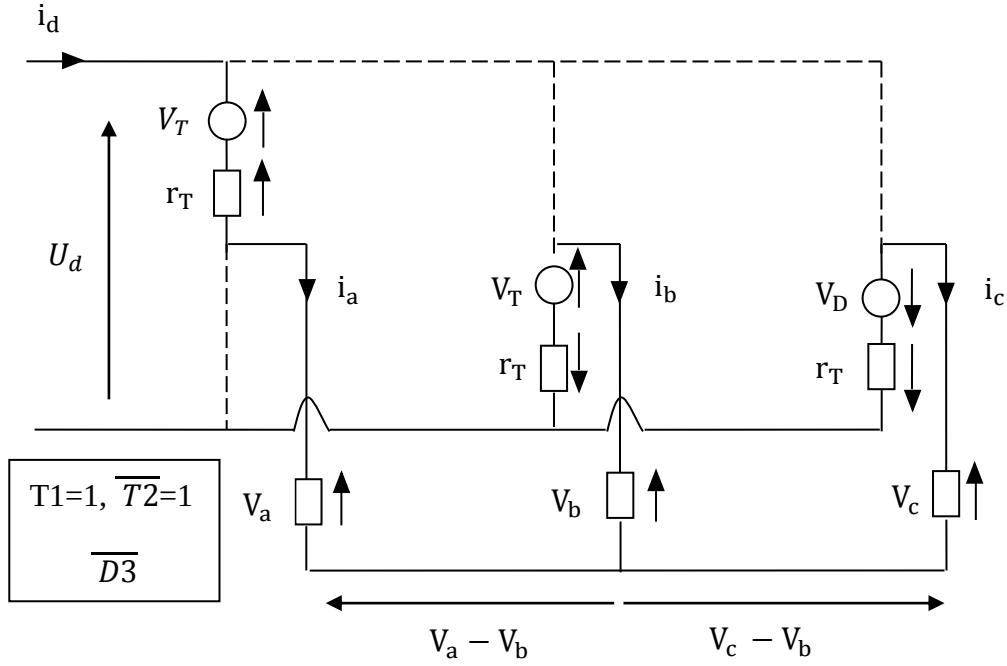


Figure II.5 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

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

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

On remplace i_b par $(-i_a - i_c)$ et v_a , v_b et v_c par leur expression II.25 ce qui donne :

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

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 :

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

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

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 :

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

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

La phase C est débranchée ($i_c = 0$) et la diode de roue libre $\overline{D}_3$ est bloquée. Dans ce cas on a seulement le chemin principal, c'est-à-dire le courant passe seulement à travers les 2 phases a et b comme il est indiqué à la figure (II.6)

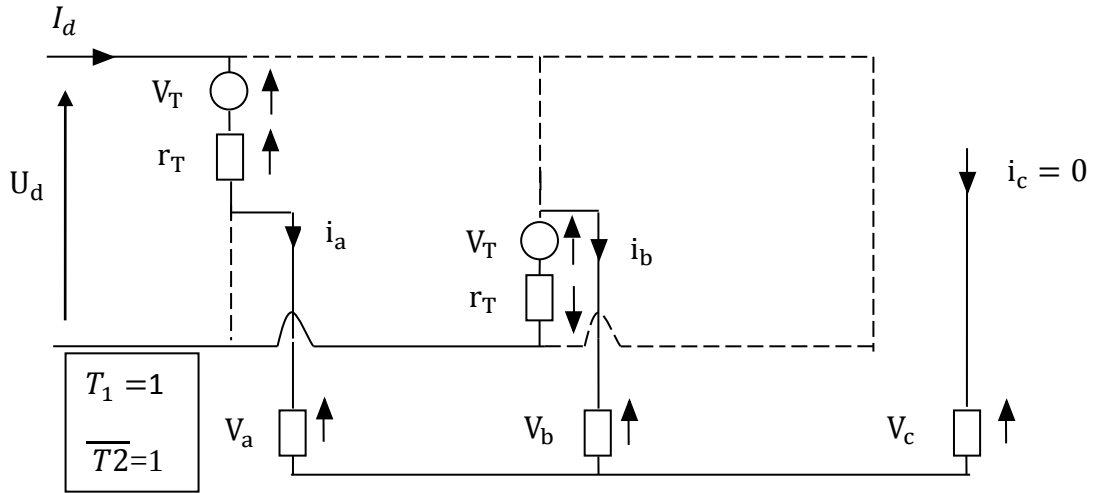


Figure II.6 Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T - e_a + e_b - 2(R + r_T)i_a] \\ i_b = (-i_a) \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

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

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

Intervalle	Sous Intervalle	Les équations de courants
2: $(\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6})$	1 $(\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3})$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d - 3v_T - v_D - 2e_a + e_b + e_c - 3(R+r_T)i_a + (r_D - r_T)i_b] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D + e_a - 2e_b + e_c - (3R+r_T+2r_D)i_b] \\ i_c = (-i_a - i_b) \end{cases}$
	2 $(\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6})$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T - e_a + e_c - 2(R+r_T)i_a] \\ i_b = 0 \\ i_c = -i_a \end{cases}$
3: $(\frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6})$	1 $(\frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \pi)$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - (3R+r_T+2r_D)i_a] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d - 3v_T + v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R+r_T)i_b + (r_D - r_T)i_a] \\ i_c = (-i_a - i_b) \end{cases}$
	2 $(\pi \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6})$	$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T - e_b + e_c - 2(R+r_T)i_b] \\ i_a = 0 \\ i_c = -i_b \end{cases}$
4: $(\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{3\pi}{2})$	1 $(\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3})$	$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d - 3v_T - v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R+r_T)i_b + (r_D - r_T)i_c] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - (3R+r_T+2r_D)i_c] \\ i_a = (-i_b - i_c) \end{cases}$
	2 $(\frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{3\pi}{2})$	$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T + e_a - e_b - 2(R+r_T)i_b] \\ i_a = -i_b \\ i_c = 0 \end{cases}$

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

5 : $(\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6})$	1 $(\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{3})$	$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D + e_a - 2e_b + e_c - (3R + r_T + 2r_D)i_b] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d - 3v_T + v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R + r_T)i_c + (r_D - r_T)i_b] \\ i_a = (-i_b - i_c) \end{cases}$
	2 $(\frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6})$	$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T + e_a - e_c - 2(R + r_T)i_c] \\ i_a = -i_c \\ i_b = 0 \end{cases}$
6 : $(\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{6})$	1 $(\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq 2\pi)$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - (3R + r_T + 2r_D)i_a] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d - 3v_T - v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R + r_T)i_c + (r_D - r_T)i_a] \\ i_b = (-i_a - i_c) \end{cases}$
	2 $(0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{6})$	$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T + e_b - e_c - 2(R + r_T)i_c] \\ i_b = -i_c \\ i_a = 0 \end{cases}$

II.4 Modèle Continu du moteur BLDC

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

Dans ce mode DC1, on a seulement deux phases alimentées comme indiqué la figure II.7 [14]. De ce fait, le mode DC1 correspond à la mise en série de deux phases aux bornes de la tension continue u_d aussi elles sont parcourues par le courant continu i_d . Ce mode représente alors les intervalles IT_j . Pour établir la dynamique du courant i_d nous considérons l'intervalle IT_1 dans le sens direct. Dans ce cas, la tension appliquée aux bornes des phases alimentées (a et b) et le courant i_d qui les traverse sont liés par

$$u_d = u_1 - u_2 \quad (\text{II. 33})$$

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

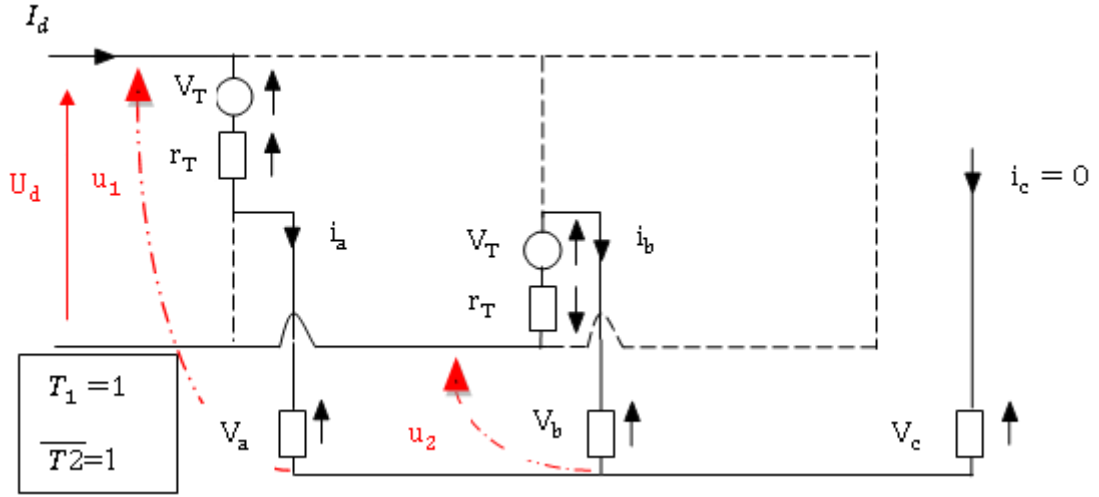


Figure II.7 : Structure d'un commutateur-moteur BLDC lorsque deux phases sont alimentées.

Où u_1 est la tension du point neutre à la borne positive du bus continu et u_2 est

La tension du point neutre à la borne négative du bus continu comme représenté dans La figure II.7. On suppose que les résistances dynamiques des composants de l'onduleur sont identiques :

$$r_T = r_D = r \quad (\text{II. 34})$$

r_T : est la résistance dynamique du transistor.

r_D : est la résistance dynamique de la diode.

Alors :

$$u_1 = v_a + v_T + r i_a \quad (\text{II. 35})$$

$$u_2 = v_b - v_T + r i_b \quad (\text{II. 36})$$

En remplaçant v_a et v_b par les expressions suivantes :

$$V_a = R i_a + L_c (di_a/dt) + e_a \quad (\text{II. 37})$$

$$V_b = R i_b + L_c (di_b/dt) + e_b \quad (\text{II. 38})$$

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

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

$$e_a = -e_b = E \quad (\text{II. 39})$$

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

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

$$E = k_e |\omega_r| \quad (\text{II. 40})$$

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

Alors :

$$u_1 = Ri_a + L_c (di_a/dt) + E + v_T + ri_a \quad (\text{II. 41})$$

$$u_2 = Ri_b + L_c (di_b/dt) - E - v_T + ri_b \quad (\text{II. 42})$$

Dans ce mode DC1 le courant i_d circule dans les deux phases alors $i_a = i_d$
Et $i_b = -i_d$, donc les équations II.41 et I.42 deviennent :

$$u_1 = Ri_d + L_c (di_d/dt) + E + v_T + ri_d \quad (\text{II. 43})$$

$$u_2 = -Ri_d - L_c (di_d/dt) - E - v_T - ri_d \quad (\text{II. 44})$$

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

Par conséquent u_d est donnée par:

$$u_d = 2(R+r)i_d + 2L_c (di_d/dt) + 2E + 2v_T \quad (\text{II. 45})$$

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

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

$$2L_c (di_d/dt) = u_d - 2(R+r)i_d - 2E - 2v_T \quad (\text{II. 46})$$

Pour simplifier l'expression II.45 on pose :

$$\hat{R} = 2(R+r) \quad (\text{II. 47})$$

$$\hat{L} = 2L \quad (\text{II. 48})$$

$$\hat{E} = 2E \quad (\text{II. 49})$$

Alors le modèle devient :

$$u_d = \hat{R}i_d + \hat{L} (di_d/dt) + \hat{E} + 2v_T \quad (\text{II. 50})$$

Avec:

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

$$\dot{E} = 2E = 2 k_e \omega_r = k_v \omega_r \quad (\text{II.51})$$

Et :

$$k_v = 2 k_e \quad (\text{II.52})$$

L'équation II.50 est identique à celle d'une machine à courant continu classique. Alors l'expression du couple est :

$$C_e = \frac{(e_a - e_b) i_d}{\omega_r} \quad (\text{II.53})$$

$$C_e = \frac{2E i_d}{\omega_r} = \frac{2 k_e \omega_r i_d}{\omega_r} = 2 k_e i_d \quad (\text{II.54})$$

$$C_e = k_v i_d \quad (\text{II.55})$$

II.4.1.1 Fonction de Transfert en Boucle Ouverte

Le commutateur reçoit en son entrée la tension continue u_d cela signifie que cette tension est aux bornes des deux enroulements en série, c'est exactement le modèle du moteur DC classique indiqué par la figure II.8 :

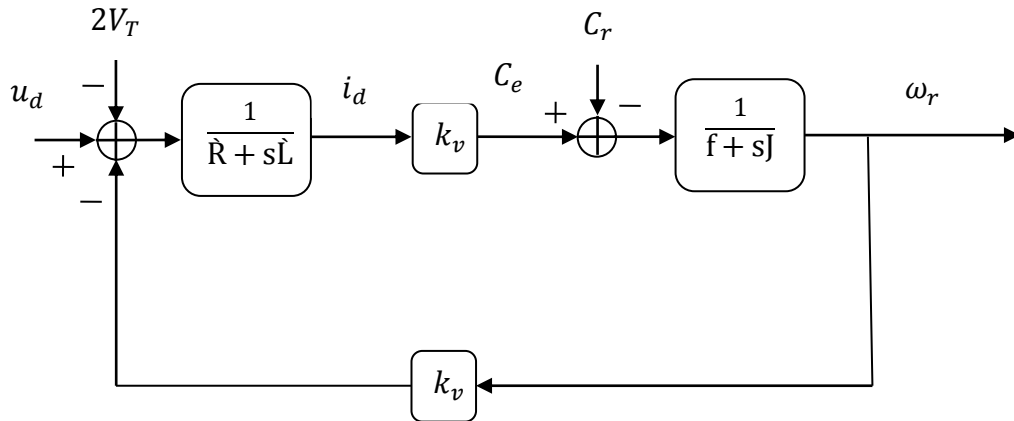


Figure II.8: Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC.

II.4.1.2 Constantes de temps Mécaniques et Electriques

Partant du schéma fonctionnel de la figure II.8, précédente, la fonction de transfert entre la tension d'alimentation et la vitesse de rotation est la suivante [15] [16] :

$$\omega_r(s) = \frac{k_v}{(\hat{R} + s\hat{L})(f + s) + k_v k_v} u_d(s) - \frac{(\hat{R} + s\hat{L})}{(\hat{R} + s\hat{L})(f + s) + k_v k_v} c_r(s) + \frac{2 k_v}{(\hat{R} + s\hat{L})(f + s) + k_v k_v} v_T(s) \quad (\text{II.56})$$

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

Si on ne tient pas compte de la perturbation externe présentée par le couple résistant et la tension de transistor T_1 :

$$F_{bo}(s) = \frac{\omega_r(s)}{u_d(s)} = \frac{k_v}{(\dot{R} + s\dot{L})(f + sJ) + k_v k_v} \quad (\text{II. 57})$$

Ou encore:

$$F_{bo}(s) = \frac{k_v}{f \cdot \dot{R} + k_v^2} \frac{1}{\frac{J \cdot \dot{L}}{f \cdot \dot{R} + k_v^2} s^2 + \left(\frac{J \cdot \dot{R} + f \cdot \dot{L}}{f \cdot \dot{R} + k_v^2} \right) s + 1} \quad (\text{II. 58})$$

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

$$F_{bo}(s) = \frac{1}{k_v} \frac{1}{\frac{J \cdot \dot{L}}{k_v^2} s^2 + \left(\frac{J \cdot \dot{R}}{k_v^2} \right) s + 1} \quad (\text{II. 59})$$

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

$$T_m = J \cdot \dot{R} / k_v^2 \quad (\text{II. 60})$$

$$T_e = \dot{L} / \dot{R} \quad (\text{II. 61})$$

La fonction de transfert prend la forme :

$$F_{bo}(s) = \frac{1}{k_v} \frac{1}{T_m T_e s^2 + T_m s + 1} \quad (\text{II. 62})$$

$$\approx \frac{1}{k_v} \frac{1}{(1 + T_e)s + (1 + T_m)s} \quad (\text{II. 63})$$

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

$$F_{bo}(s) \approx \frac{1}{k_v} \frac{1}{(1 + T_m)s} \quad (\text{II. 64})$$

Et le schéma fonctionnel de la figure II.8. Se réduit à celui de la figure II.9 :

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

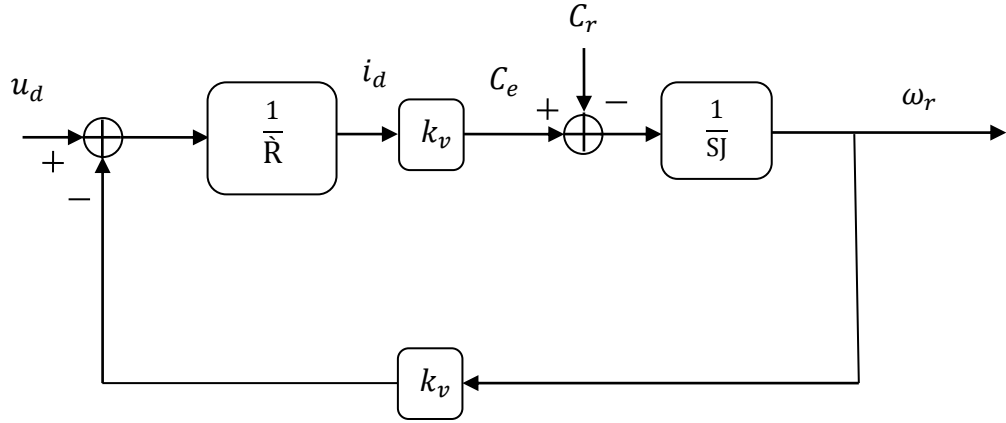


Figure II.9 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC

lorsque l'inductance est faible, ou que la constante de temps électrique T_e est beaucoup plus petite que la constante de temps mécanique T_m ($T_e \ll T_m$) [16].

II.4.2 Modèle Continu du moteur BLDC lorsque trois Phases sont Alimentées (Mode DC2)

Dans ce mode de fonctionnement, une phase est mise en série avec les deux autres phases en parallèle comme indiqué à la figure II.10. Le mode DC2 correspond aux sous intervalles ID_j . Nous considérons le sous intervalle IT_1 dans le sens direct de rotation.

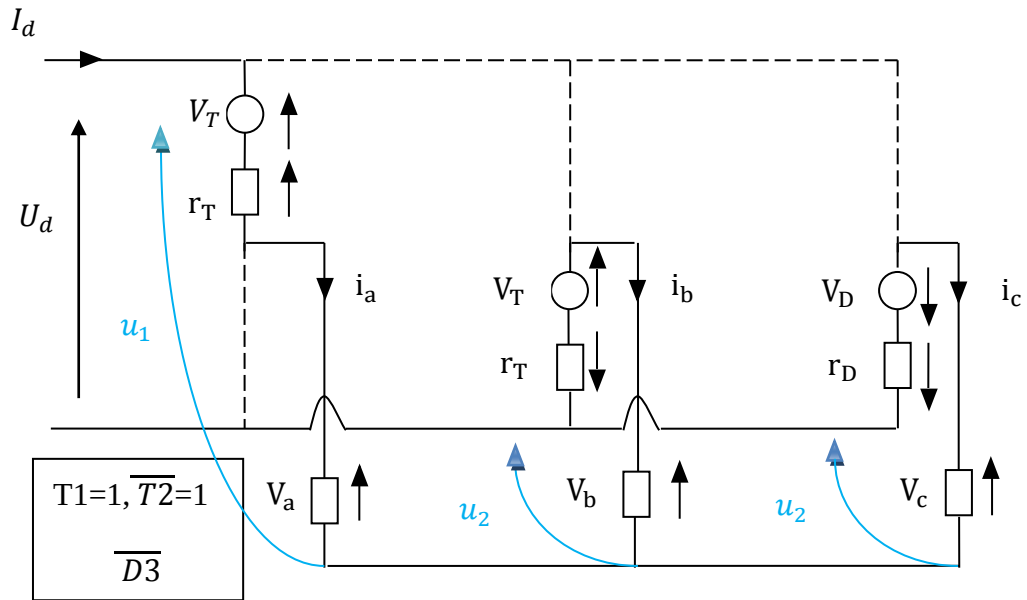


Figure II.10 : Structure d'un commutateur-moteur BLDC lorsque deux phases sont alimentées.

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

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

$$u_1 = (R+r)i_a + L_c (di_a/dt) + e_a + v_T \quad (\text{II. 65})$$

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

$$u_2 = (R+r)i_b + L_c (di_b/dt) + e_b - v_T \quad (\text{II. 66})$$

$$u_2 = (R+r)i_c + L_c (di_c/dt) + e_c + v_D \quad (\text{II. 67})$$

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

$$2u_2 = (R+r)(i_b + i_c) + L_c \left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + e_b + e_c - v_T + v_D \quad (\text{II. 68})$$

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

$$u_1 = (R+r)i_d + L_c (di_d/dt) + e_a + v_T \quad (\text{II. 69})$$

$$2u_2 = -(R+r)i_d - L_c (di_d/dt) + e_b + e_c - v_T + v_D \quad (\text{II. 70})$$

Par conséquent la tension u_d vérifie la relation :

$$u_d = u_1 - u_2 \quad (\text{II. 71})$$

$$2u_d = 2u_1 - 2u_2 \quad (\text{II. 72})$$

$$2u_d = 3(R+r)i_d + 3L_c (di_d/dt) + 2e_a - e_c - e_b + 3v_T - v_D \quad (\text{II. 73})$$

De plus durant cet intervalle, on a sensiblement :

$$e_b = -e_a = -E \quad (\text{II. 74})$$

$$\text{Et } e_c = e_a = E \quad (\text{II. 75})$$

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

$$3L_c (di_d/dt) = 2u_d - 3(R+r)i_d - 2E - 3v_T + v_D \quad (\text{II. 76})$$

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

A partir l'équation II.76 on a :

$$u_d = \frac{3}{2}(R+r)i_d + \frac{3}{2}L_c (di_d/dt) + E + \frac{3}{2}v_T - \frac{1}{2}v_D \quad (\text{II. 77})$$

Pour simplifier l'équation II.77 on pose :

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

$$\dot{\hat{R}} = \frac{3}{2}(R + r) \quad (\text{II.78})$$

$$\dot{\hat{L}} = \frac{3}{2}L_c \quad (\text{II.79})$$

$$\dot{\hat{E}} = E \quad (\text{II.80})$$

$$V = \frac{3}{2}v_T - \frac{1}{2}v_D \quad (\text{II.81})$$

Alors :

$$u_d = \dot{\hat{R}}i_d + \dot{\hat{L}}\frac{di_d}{dt} + \dot{\hat{E}} + V \quad (\text{II.82})$$

Avec :

$$\dot{\hat{E}} = E = k_e\omega_r \quad (\text{II.83})$$

En posant aussi:

$$\dot{k}_v = k_e \quad (\text{II.84})$$

Donc :

$$c_e = k_e i_d = \dot{k}_v i_d \quad (\text{II.85})$$

Après les simplifications, le schéma fonctionnel d'un moteur BLDC, ayant 3phases alimentées est donné par la figure II.11 :

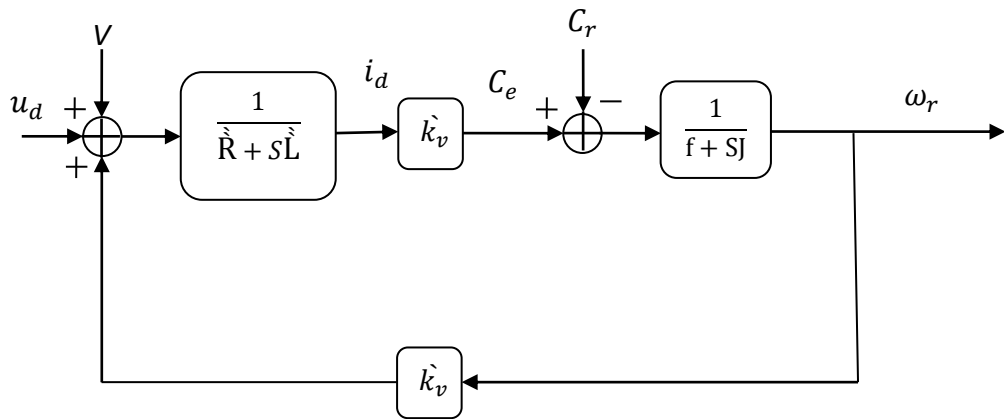


Figure II.11 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC dans le mode DC2.

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

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

$$F_{bo}(s) = \frac{1}{k_v} \frac{1}{\frac{J \cdot \ddot{\theta}}{k_v^2} s^2 + \left(\frac{J \cdot \dot{\theta}}{k_v^2} \right) s + 1} \quad (\text{II. 86})$$

Les constantes de temps mécanique T_m et électrique T_e sont définies par :

$$T_m = \frac{J \cdot \ddot{\theta}}{k_v^2} \quad (\text{II. 87})$$

Et

$$T_e = \frac{\ddot{\theta}}{\dot{\theta}} \quad (\text{II. 88})$$

II.5 Résultats de Simulation.

II.5.1 Simulation en Boucle Ouverte.

On prend les mêmes paramètres que nous avons utilisés dans le chapitre précédent, le commutateur sélectionne la connexion des phases selon la séquence directe. Le programme de simulation permet de reproduire le courant continu i_d soit pour le régime statique ou pour le régime de démarrage du moteur comme indiqué par les figures II.12 et II.13 :

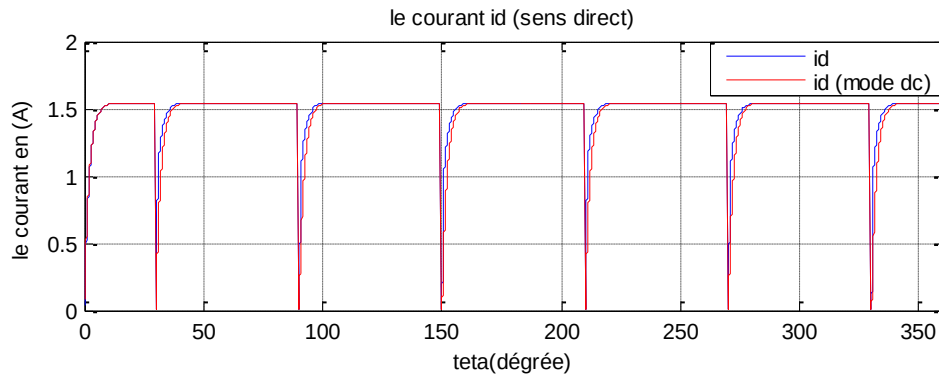


Figure II.12 : Courant i_d (i_d en rouge pour le model DC) en régime statique pour le sens direct

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

Chapitre II : Modélisation d'un Moteur BLDC

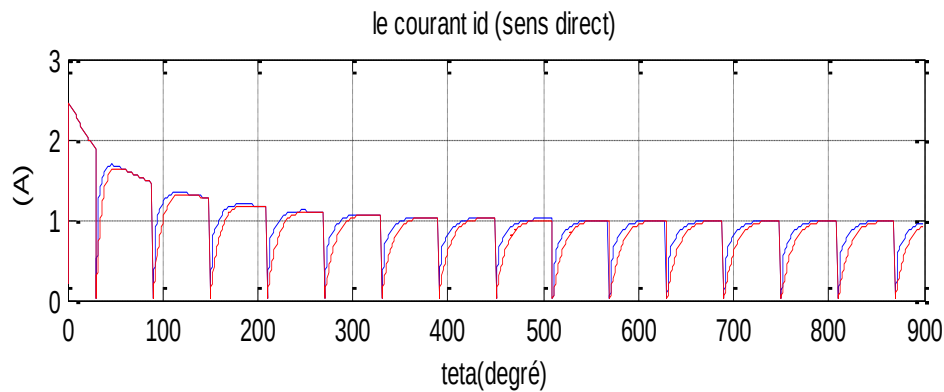


Figure II.13 : Courant i_d (i_d en rouge de model DC) en régime de démarrage dans le sens direct.

A nouveau, le courant continu à l'entrée du commutateur du au model triphasé du moteur est similaire à celui du au model continu. La différence entre ces deux courants apparait pendant le régime de commutation du courant à zéro dans une phase du moteur.

II.6 Conclusion

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

Chapitre III :

Commande Classique PI du Moteur BLDC

Chapitre III : Commande classique PI du BLDC

III.1 Introduction

Nous allons présenter dans ce chapitre une méthode ou technique pour synthétiser les régulateurs PI du courant et de vitesse. Premièrement, nous calculons les gains des régulateurs PI du courant et de vitesse de cette machine, pour le mode DC1. Il est alors possible de se pencher sur la question de l'asservissement de couple puis sur celui de la vitesse pour lesquels la solution classique de régulation en cascade est proposée, puis faire un test sur les gains des régulateurs dans le mode DC2[15], Enfin, nous donnons les résultats de simulations de l'asservissement de vitesse pour cette commande

III.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 [18].

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 [19] [20].

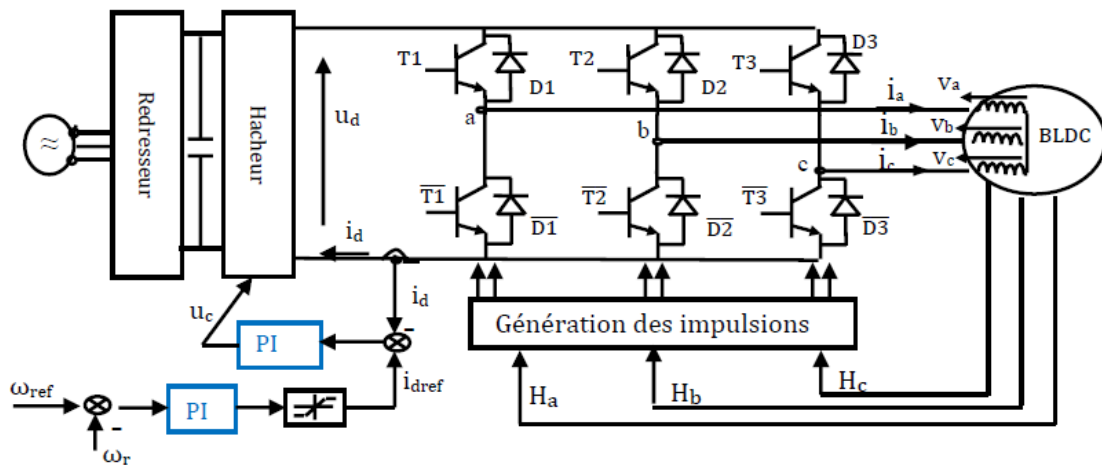


Figure III.1 : Schéma de principe pour la commande du moteur BLDC.

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. [15] [16] :

Chapitre III : Commande classiquePI du BLDC

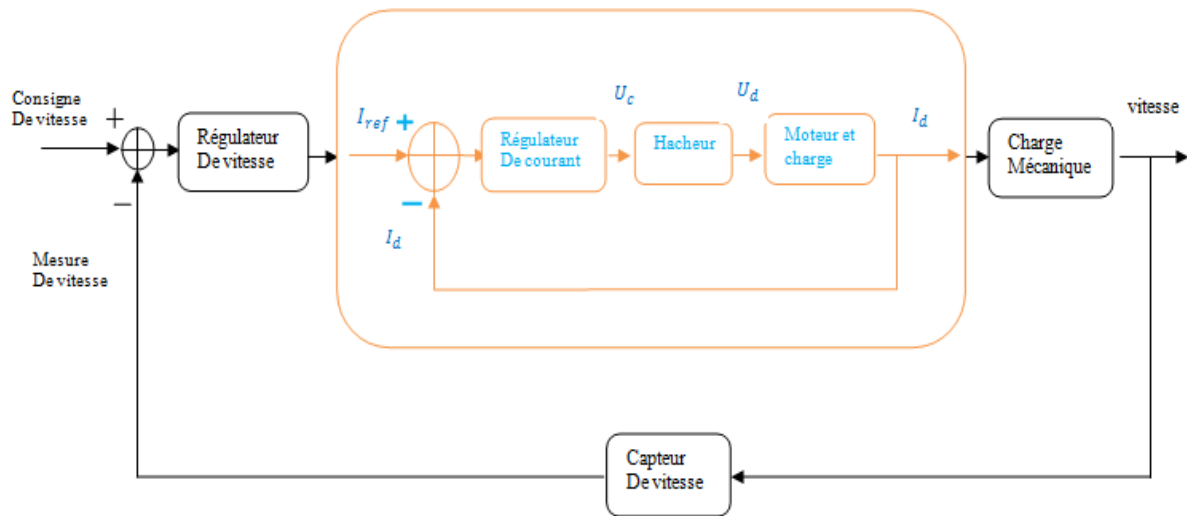


Figure III.2 : Structure de la régulation en cascade dans la machine BLDC.

a. 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 (figure 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 [16].

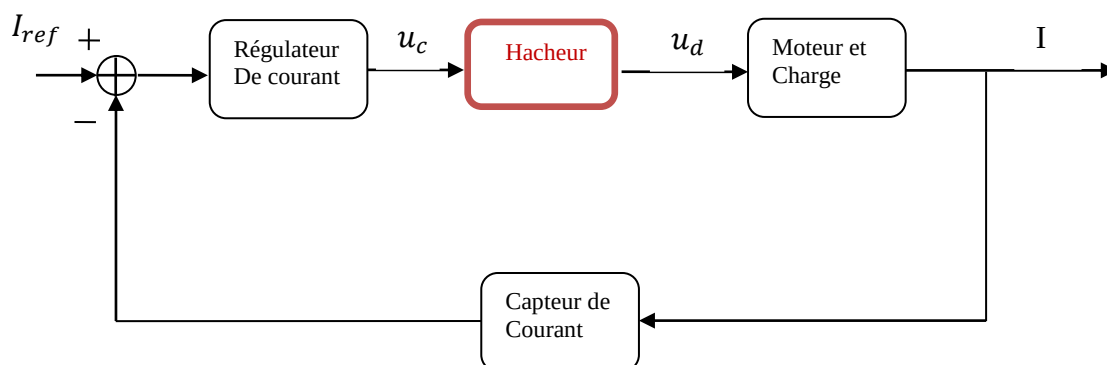


Figure III.3 : Schéma fonctionnel du système d'asservissement de courant d'un moteur BLDC.

III.2.1 Régulation du Courant Total avec un Régulateur de Type PI

Il est recommandable d'utiliser un régulateur à action intégrale ; complété par une action proportionnelle, le régulateur peut offrir de bonnes performances dynamiques et assurer ainsi une régulation de couple/courant satisfaisante [15] [16]. Il est essentiel dans un asservissement du courant de limiter la consigne du courant comme indique la figure III.4 :

Chapitre III : Commande classique PI du BLDC

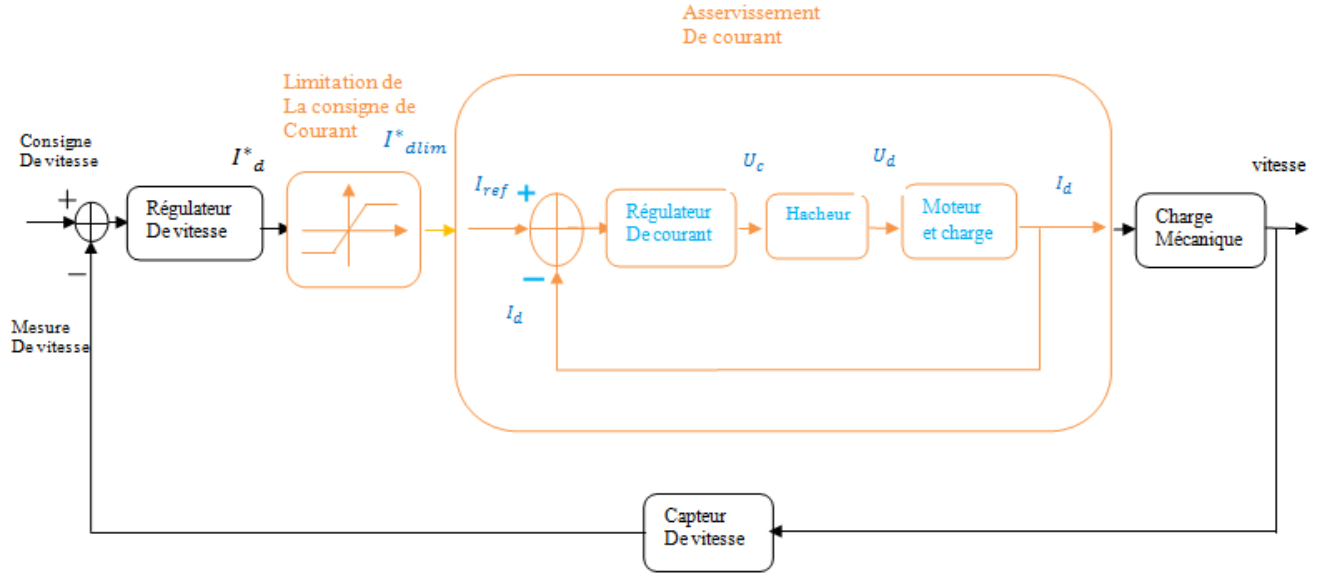


Figure III.4: Limitation du courant.

Synthèse du régulateur PI du courant

Afin d'ajuster les coefficients du régulateur PI de fonction de transfert :

$$C_I(s) = \frac{U_c(s)}{E_I(s)} = K_{p1} \frac{1+sT_{i1}}{sT_{i1}} \quad (\text{III.1})$$

Tel que :

$$E_I(s) = I_d^*(s) - I_d(s) \text{ Est l'erreur de réglage du courant } i_d. \quad (\text{III.2})$$

$$U_c(s) = C_I(s)E_I(s) \text{ Est la sortie du régulateur de courant.} \quad (\text{III.3})$$

Lorsqu'on suppose que le frottement $f = 0$, est le couple résistant $C_r = 0$, le schéma fonctionnel détaillé du système à régler vu par le régulateur de courant est donnée par la figure III.5 :

Chapitre III : Commande classique PI du BLDC

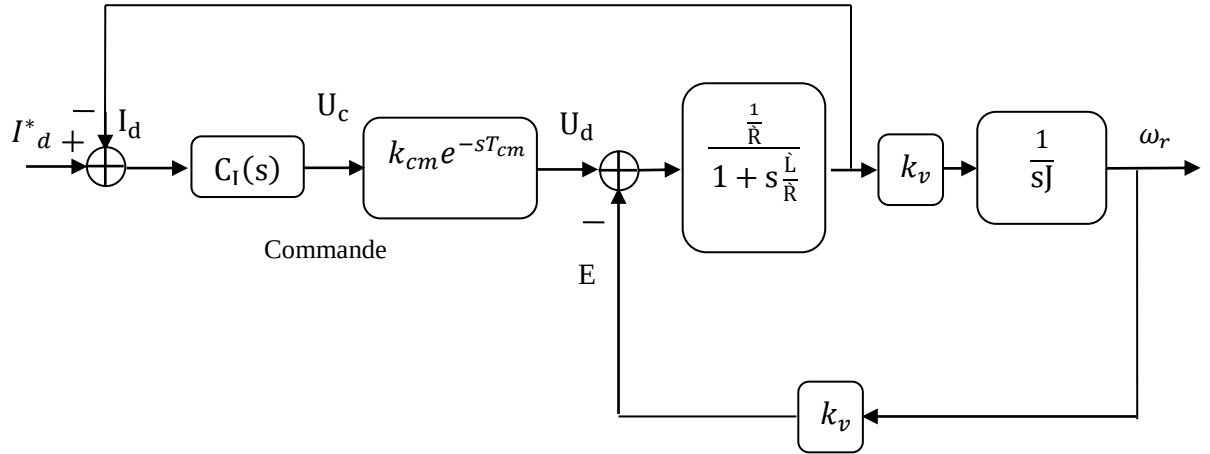


Figure III.5: Schéma fonctionnel de boucle du courant.

Donc la fonction de transfert de système à régler est :

$$G_a(s) = \frac{I(s)}{U_c(s)} = k_{cm} e^{-sT_{cm}} \frac{\frac{1}{R}}{1 + s \frac{L}{R}} \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + s \frac{L}{R}} k_v \frac{1}{sJ}} = k_{cm} \frac{1}{R} \frac{s}{s \left(1 + s \frac{L}{R}\right) + \frac{k_v}{J}} e^{-sT_{cm}} \quad (\text{III.4})$$

On a finalement la fonction de transfert du système à régler :

$$G_a(s) = \frac{I(s)}{U_c(s)} = K_a \frac{s}{1 + s \frac{J \cdot R}{k_v^2} + s^2 \frac{J \cdot L}{k_v^2}} e^{-sT_{cm}} \quad (\text{III.5})$$

$$\text{Ou} \quad K_a = (k_{cm} J) / k_v^2$$

Lorsque le déterminant de l'équation caractéristique est négatif on a :

$$T_m < 4T_e$$

$$\text{Avec } T_m = J \cdot R / k_v^2 \quad \text{et} \quad T_e = L / R$$

En se restreignant au cas de pôles réels :

$$s_{a.1} = -1/T_{amin}, \quad s_{a.2} = -1/T_{amax} \quad (\text{III.6})$$

$$s_{a.1,2} = \frac{-T_m \pm \sqrt{T_m^2 - 4T_m T_e}}{2T_m T_e} \quad (\text{III.7})$$

$$T_{amin} = -\frac{1}{s_{a.1}} = -\frac{2T_m T_e}{-T_m - \sqrt{T_m^2 - 4T_m T_e}} \quad (\text{III.8})$$

Chapitre III : Commande classiquePI du BLDC

$$T_{amax} = -\frac{1}{s_{a.2}} = -\frac{2T_m T_e}{-T_m + \sqrt{T_m^2 - 4T_m T_e}} \quad (\text{III. 9})$$

Alors la fonction de transfert de système à régler devient :

$$G_a(s) = K_a \frac{s}{1+sT_m+s^2T_mT_e} e^{-sT_{cm}} = K_a \frac{s}{(1+sT_{amax})(1+sT_{amin})} e^{-sT_{cm}} \\ \approx K_a \frac{s}{(1+sT_m)(1+sT_e)} e^{-sT_{cm}} \quad (\text{III. 10})$$

Par la technique de la compensation pôle-zéro, on élimine la constante de temps T_{amax} , donc :

$$G_0(s) = C_I(s)G_a(s) = K_{p1} \frac{1+sT_{i1}}{sT_{i1}} K_a \frac{s}{(1+sT_{amax})(1+sT_{amin})} \Big|_{T_{i1}=T_{amax}} e^{-sT_{cm}} \\ = \frac{K_{p1}K_a}{T_{i1}} \frac{e^{-sT_{cm}}}{(1+sT_{amin})} = K_0 \frac{1}{(1+sT_{amin})(1+sT_{cm})} \quad (\text{III. 11})$$

$$\text{Avec } K_0 = K_{p1}K_a/T_{i1}$$

Où l'on a approximé la fonction de transfert du retard pur $e^{-sT_{cm}}$ par une petite constante de temps de valeur T_{cm} . Pour calculer K_0 et par suite K_{p1} , on peut appliquer la méthode d'Evans (lieu des pôles). Donc, la fonction de transfert en boucle fermée $G_{BF}(s)$ est :

$$G_{BF}(s) = \frac{G_0(s)}{1+G_0(s)} = \frac{K_0 \frac{1}{(1+sT_{amin})(1+sT_{cm})}}{1+K_0 \frac{1}{(1+sT_{amin})(1+sT_{cm})}} \quad (\text{III. 12})$$

$$G_{BF}(s) = \frac{K_0}{1+K_0} \frac{1}{1+s\left(\frac{T_{amin}+T_{cm}}{1+K_0}\right)+s^2\left(\frac{T_{amin}T_{cm}}{1+K_0}\right)} \quad (\text{III. 13})$$

Par comparaison avec la fonction de transfert d'un système du second ordre :

$$\frac{K_i}{1 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad (\text{III. 14})$$

A partir cette comparaison on déduit les coefficients du régulateur PI :

$$K_{p1} = \frac{K_0 T_{i1}}{K_a} = \left(\frac{1}{4\varepsilon^2} \frac{(T_{amin}+T_{cm})^2}{T_{amin}T_{cm}} - 1 \right) \left(\frac{\frac{1}{K_a}}{\left(\frac{k_v^2}{k_{cm}J} \right)} \right) T_{i1} \quad (\text{III. 15})$$

$$T_{i1} = T_{amax} \quad (\text{III. 16})$$

Chapitre III : Commande classique PI du BLDC

Il y a une erreur statique malgré la présence de l'intégrateur du régulateur PI. Ce phénomène peu commun s'explique par la nature du système à régler, lequel présente un comportement dérivateur compensant le terme intégrateur [23].

III.2.2 Régulation de Vitesse

Le schéma fonctionnel de l'asservissement de vitesse est donné sur la figure III.6 :

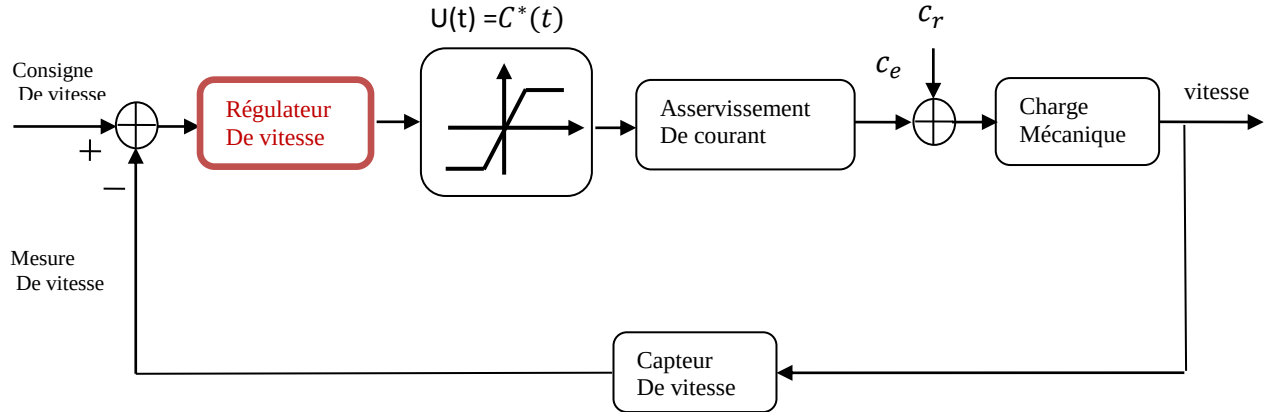


Figure. III.6: Asservissement de vitesse.

III.2.2.1 Modélisation du Système à Régler

Le couple électromagnétique $C_e(t)$ étant directement proportionnel au courant total $i_d(t)$, donc, pour simplifier le calcul on réalise un asservissement de courant. Il faut donc convertir la consigne de couple C^* en une consigne de courant i_d^* , donc, la fonction de transfert en boucle fermée, de l'asservissement de courant est donnée par [15] [16]:

$$G_{BF}(s) = \frac{\text{courant mesuré}}{\text{courant de consigne}} = \frac{i_d(s)}{i_d^*(s)} \quad (\text{III. 17})$$

A partir la figure III.8 on a :

$$G_a(s) = \frac{Y(s)}{C^*(s)} = \frac{1}{k_v \tau} G_{BF}(s) k_v \frac{1}{Js} \quad (\text{III. 18})$$

$k_v \tau$ Est ici un paramètre ayant idéalement la même valeur numérique que la constante de couple k_v .

Chapitre III : Commande classique PI du BLDC

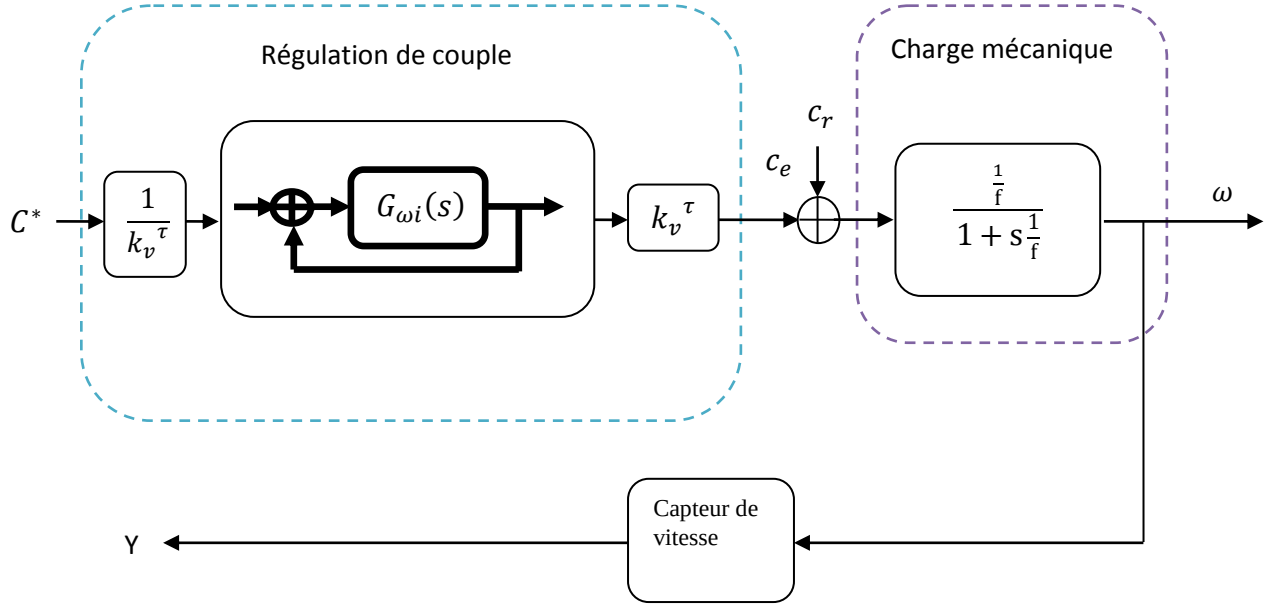


Figure. III.7: Schéma fonctionnel du système à régler vu par le régulateur de vitesse.

L'étude précédemment de l'asservissement de courant a montré que la fonction de transfert $G_{BFI}(s)$ pouvait être modélisée par un système d'ordre 2 d'après la relation III.19 [16] :

$$G_{BFI}(s) = \frac{i_d(s)}{i_d^*(s)} = \frac{K_{oi}}{1+K_{oi}} = \frac{1}{1+s\left(\frac{T_{amin}+T_{cm}}{1+K_{oi}}\right)+s^2\left(\frac{T_{amin}T_{cm}}{1+K_{oi}}\right)} \quad (\text{III. 19})$$

$$= \frac{K_I}{1 + \frac{2\varepsilon_i}{\omega_{ni}}s + \frac{1}{\omega_{ni}^2}s^2}$$

La fonction de transfert du système à régler est donnée par l'expression :

$$G_a(s) = \frac{Y(s)}{U_\omega(s)} = \frac{1}{k_v^\tau} G_{BFI}(s) k_v \frac{1}{J s} k_\omega = \frac{1}{k_v^\tau} \frac{K_I}{1 + \frac{2\varepsilon_i}{\omega_{ni}}s + \frac{1}{\omega_{ni}^2}s^2} k_v \frac{1}{J s} k_\omega$$

$$= \frac{k_a}{s} \frac{1}{1 + \frac{2\varepsilon_i}{\omega_{ni}}s + \frac{1}{\omega_{ni}^2}s^2} \quad (\text{III. 20})$$

$$\text{Avec : } k_a = K_v K_I k_\omega / k_v^\tau J \text{ et } K_v / k_v^\tau \approx 1 \quad (\text{III. 21})$$

III.2.2.2 Choix et Principe d'Ajustage du Régulateur de Vitesse

Le régulateur choisi est de type PI, sa fonction de transfert est donnée par :

$$C_\omega(s) = K_{p2} \frac{1 + sT_{i2}}{sT_{i2}} \quad (\text{III. 22})$$

Alors, le système en boucle ouverte s'écrit :

Chapitre III : Commande classique PI du BLDC

$$G_{\omega 0}(s) = \frac{Y(s)}{E_{\omega}(s)} = C_{\omega}(s)G_a(s) = K_{p2} \frac{1 + sT_{i2}}{s} \frac{k_a}{1 + \frac{2\varepsilon_i}{\omega_{ni}}s + \frac{1}{\omega_{ni}^2}s^2}$$

$$= \frac{k_{0\omega}}{s^2} \frac{1 + sT_{i2}}{1 + \frac{2\varepsilon_i}{\omega_{ni}}s + \frac{1}{\omega_{ni}^2}s^2} \quad (\text{III. 23})$$

$$\text{Avec } K_{0\omega} = K_{p2}K_a/T_{i2} \quad (\text{III. 24})$$

Comme on peut le voir, $G_{\omega 0}(s)$ est du type double intégrateur, donc, en jouant sur la valeur de T_{i2} . La compensation pôle-zéro ne serait ici pas appropriée car, l'avance de phase créée par le terme $(1 + sT_{i2})$, donc, la fonction de transfert en boucle ouverte deviendrait :

$$G_{\omega 0}(s) \approx \frac{k_{0\omega}}{s^2} \frac{1}{1 + sT} \quad (\text{III. 25})$$

Donc, la méthode de synthèse du régulateur PI proposée consiste de plus à s'arranger pour que la bande passante en boucle fermée soit la plus élevée possible, ou ce qui revient au même, que la pulsation de coupure à 0 [dB] en boucle ouverte ω_{CBO} soit aussi grande que possible, ceci afin d'obtenir une durée de réglage T_{reg} minimale, donnée approximativement par :

$$T_{reg} = \pi / \omega_{CBO} \quad (\text{III. 26})$$

On s'arrange en fait pour que l'action proportionnelle et intégrale du régulateur PI passe d'un comportement plutôt intégrateur (phase $\rightarrow -90^\circ$) à un comportement plutôt proportionnel (phase $\rightarrow 0^\circ$), donc, pour obtenir un comportement suffisamment stable et bien amorti en boucle fermée, on peut poser a priori que la pulsation de coupure à 0 [dB] en boucle ouverte, ω_{CBO} à laquelle par définition on mesurera la marge de phase φ_m , devra être comprise entre :

- ❖ $0.1/T_{i2}$ où la contribution de $1 + sT_{i2}$ à la phase est (encore) quasi nulle ;
- ❖ $\omega_{ni}/10$ où la contribution de $G_{BFI}(j\omega)$ à la phase est (encore) quasi nulle et l'on pose même qu'elle doit être égale à la moyenne géométrique de ces deux limites :

$$\omega_{CBO} = \sqrt{\omega_{ni}/T_{i2}} \quad (\text{III. 27})$$

III.2.2.3 Synthèse du Régulateur

La méthode de synthèse indiquée au paragraphe précédent est ici directement appliquée. de façon à obtenir la bande passante maximale ω_B en boucle fermée (soit la durée de réglage T_{reg} la plus faible). Donc, le tracé de la réponse harmonique de $G_{\omega 0}(s)$, pour différentes valeurs de T_{i2} , est donné.

$$T_{i2} = \omega_{ni} / \omega_{CBO}^2 \quad (\text{III. 28})$$

Chapitre III : Commande classiquePI du BLDC

On choisit $\omega_{CBO} \leq \omega_{ni}/10$ sinon il n'est pas possible
D'amener la phase à $-135^\circ \dots -120^\circ$, ce qui donne :

$$1/T_{i2} \leq \omega_{ni}/100 \quad (\text{III. 29})$$

$$T_{i2} \geq 100/\omega_{ni} \quad (\text{III. 30})$$

On choisit $T_{i2} = 100/\omega_{ni}$,

Avec ce choix on peut fermer la boucle dans des bonnes conditions. Le gain étant corrigé de façon à ce que la pulsation de coupure à 0[dB] en BO soit égale à. Donc $\omega_{CBO} = \omega_{ni}/10$ donc :

$$1/T_{i2} \leq \omega_{ni}/100 \quad (\text{III. 31})$$

Et que le gain de boucle soit unitaire en a :

$$\omega_{CBO} = \omega_{ni}/10 = 10/T_{i2} \quad (\text{III. 32})$$

Pour calculer la valeur k_{p2} de on suit la méthode analytique suivante :

On a d'après l'expression (III.42) $\omega_{CBO} = 2,1 \cdot 10^3 \text{ [rad/s]}$ (analytiquement)

$$G_{\omega 0}(s) = \frac{k_{0\omega}}{s^2} \frac{1+sT_{i2}}{1+\frac{2\varepsilon_i}{\omega_{ni}}s+\frac{1}{\omega_{ni}^2}s^2} \quad (\text{III. 33})$$

Alors le module de $G_{\omega 0}(j\omega)$ est exprimé comme suit :

$$|G_{\omega 0}(j\omega)| = k_{0\omega} \frac{\sqrt{1+(\omega T_{i2})^2}}{\omega^2 \sqrt{\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_{ni}^2}\right)^2 + \left(\frac{2\varepsilon_i}{\omega_{ni}}\omega\right)^2}} \quad (\text{III. 34})$$

$$[G_{\omega 0}(j\omega)]_{\omega=\omega_{CBO}} = k_{0\omega} \frac{\sqrt{1+(\omega_{CBO} T_{i2})^2}}{\omega_{CBO}^2 \underbrace{\sqrt{\left(1-\frac{\omega_{CBO}^2}{\omega_{ni}^2}\right)^2 + \left(\frac{2\varepsilon_i \omega_{CBO}}{\omega_{ni}}\right)^2}}_D} = 1 \quad (\text{III. 35})$$

Alors pour $\omega = \omega_{CBO}$ on doit avoir :

$$k_{0\omega} = 1/D \quad (\text{III. 36})$$

$$D = \frac{\sqrt{1+(\omega_{CBO} T_{i2})^2}}{\omega_{CBO}^2 \sqrt{\left(1-\frac{\omega_{CBO}^2}{\omega_{ni}^2}\right)^2 + \left(\frac{2\varepsilon_i \omega_{CBO}}{\omega_{ni}}\right)^2}} \quad (\text{III. 37})$$

Chapitre III : Commande classique PI du BLDC

Donc d'après l'expression (III.35) on aura :

$$K_{p2} = \frac{k_{0\omega} T_{i2}}{k_a} = \frac{T_{i2}}{Dk_a} \quad (\text{III. 38})$$

$$T_{i2} = 100/\omega_{ni} \quad (\text{III. 39})$$

III.2.3 Test les Régulateurs PI de la Mode DC1 sur le Système de la Mode DC2

Notre but est de tester les gains du régulateur PI obtenu pour le mode DC1 sur le système fonctionnant dans le deuxième mode DC2.

III.2.3.1 Réglage de Courant

En prenant le même régulateur PI $C_I(s)$ synthétisé pour le mode DC1, Donc le schéma Fonctionnel de notre système est donné par la figure III.8 :

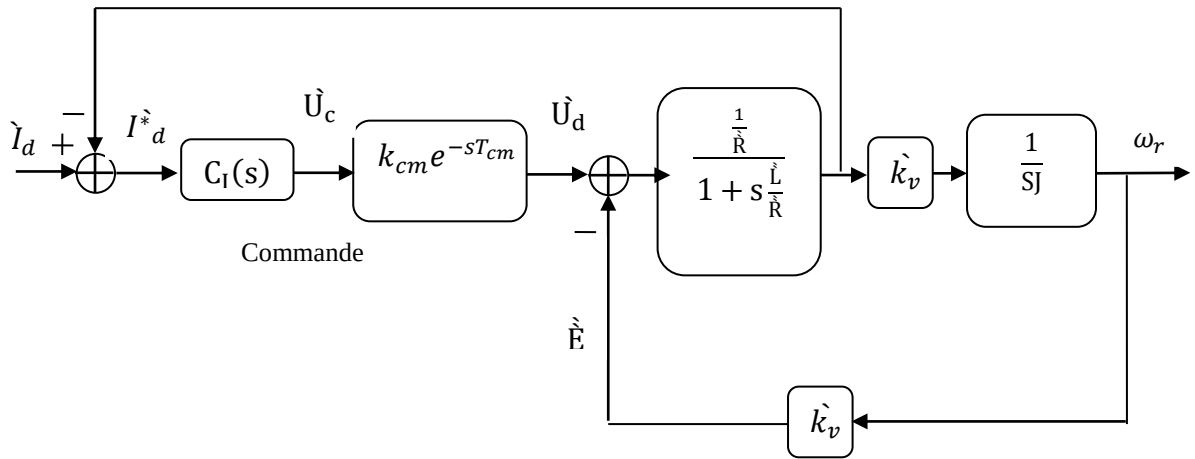


Figure III.8: Schéma fonctionnel de boucle du courant.

A partir du schéma fonctionnel de la figure III.8, la fonction transfert du système à régler est :

$$G_a(s) = K_a \frac{s}{1 + sT_m + s^2T_mT_e} e^{-sT_{cm}} \quad (\text{III. 40})$$

$$\text{Avec : } K_a = \frac{k_{cm}I}{k_v^2} \quad (\text{III. 43})$$

$$T_{amin} = - \frac{2T_mT_e}{-T_m - \sqrt{T_m^2 - 4T_mT_e}} \quad (\text{III. 41})$$

$$T_{amax} = - \frac{2T_mT_e}{-T_m + \sqrt{T_m^2 - 4T_mT_e}} \quad (\text{III. 42})$$

Chapitre III : Commande classique PI du BLDC

Donc :

$$G_a(s) = K_a \frac{s}{(1+sT_{amax})(1+sT_{amin})} e^{-sT_{cm}} \approx K_a \frac{s}{(1+sT_m)(1+sT_e)} e^{-sT_{cm}} \quad (\text{III. 43})$$

Alors la nouvelle fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$G_0(s) = C_I(s)G_a(s) = \frac{K_{p1}K_a(1+sT_{i2})}{sT_{i1}} \frac{s}{(1+sT_{amax})(1+sT_{amin})(1+sT_{cm})} \quad (\text{III. 44})$$

Donc, la fonction transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{BF}(s) = \frac{G_0(s)}{1 + G_0(s)} \quad (\text{III. 45})$$

III.2.3.2 Réglage de la Vitesse

En prenant la même régulateur PI de la mode DC1 avec les mêmes gains :

$$G_\omega(s) = K_{p2} \frac{1+sT_{i2}}{sT_{i2}} \quad (\text{III. 46})$$

La fonction transfert en boucle ouverte et fermée dans le mode DC2 est donnée par :

$$G_{\omega 0}(s) = \frac{Y(s)}{E_\omega(s)} = C_\omega(s)G_a(s) = K_{p2} \frac{1+sT_{i2}}{sT_{i2}} \frac{K_a}{s} \frac{1}{1 + \frac{2\varepsilon_i}{\omega_{ni}}s + \frac{1}{\omega_{ni}^2}s^2} \quad (\text{III. 47})$$

$$G_{BF}(s) = \frac{K_{p2}K_a(1+sT_{i2})}{T_{i2}s^2 \left(1 + \frac{2\varepsilon_i}{\omega_{ni}}s + \frac{1}{\omega_{ni}^2}s^2\right) + K_{p2}K_a(1+sT_{i2})} \quad (\text{III. 48})$$

III.3. Résultats de la Simulation

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), concernant respectivement la vitesse du moteur, le courant i_a , le couple C_e .

Chapitre III : Commande classiquePI du BLDC

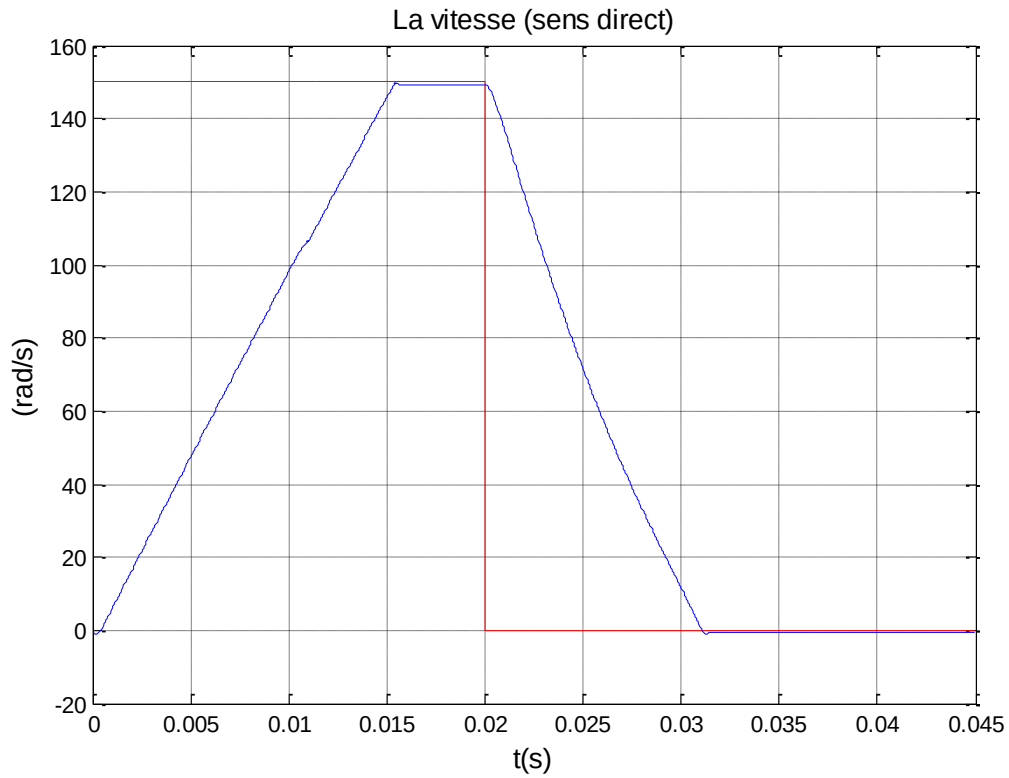


Figure. III.9: Forme de la vitesse dans le sens direct

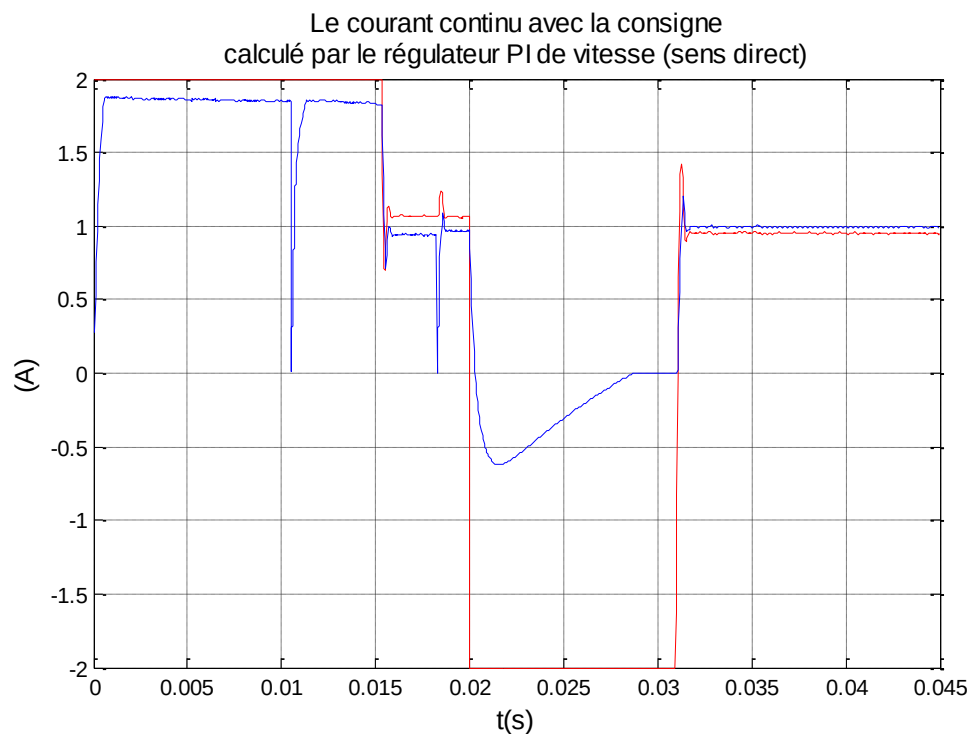


Figure.III.10: Forme du courant i_d dans le sens direct.

Chapitre III : Commande classique PI du BLDC

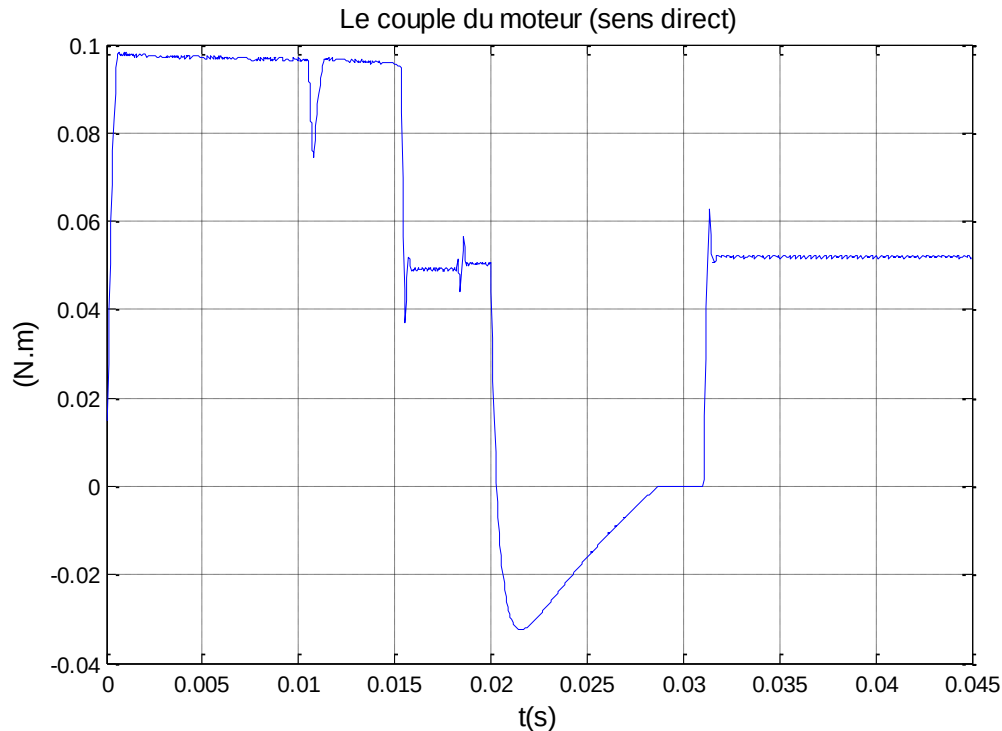


Figure.III.11 : Couple du moteur C_e dans le sens direct.

III.4 Interpretation des resultants

- On voit bien que pour une vitesse constante, le couple est presque constant, la vitesse et le couple sont de même signe qui est conforme avec la théorie.
- On remarque que pendant le freinage une partie du courant total i_d devient négatif, ceci est du 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.
- 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.

Chapitre III : Commande classique PI du BLDC

III.5 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse

On applique un échelon de vitesse de 150tr/mn, le moteur démarre à vide puis à l'instant $t=0.025s$ on effectue deux tests de robustesse où on applique la perturbation externe représentée par le couple résistance C_r et les variations paramétriques.

Test1 : Couple résistant appliqué $C_r = 0.055 \text{ N.m}$, 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.12, et la figure III.13:

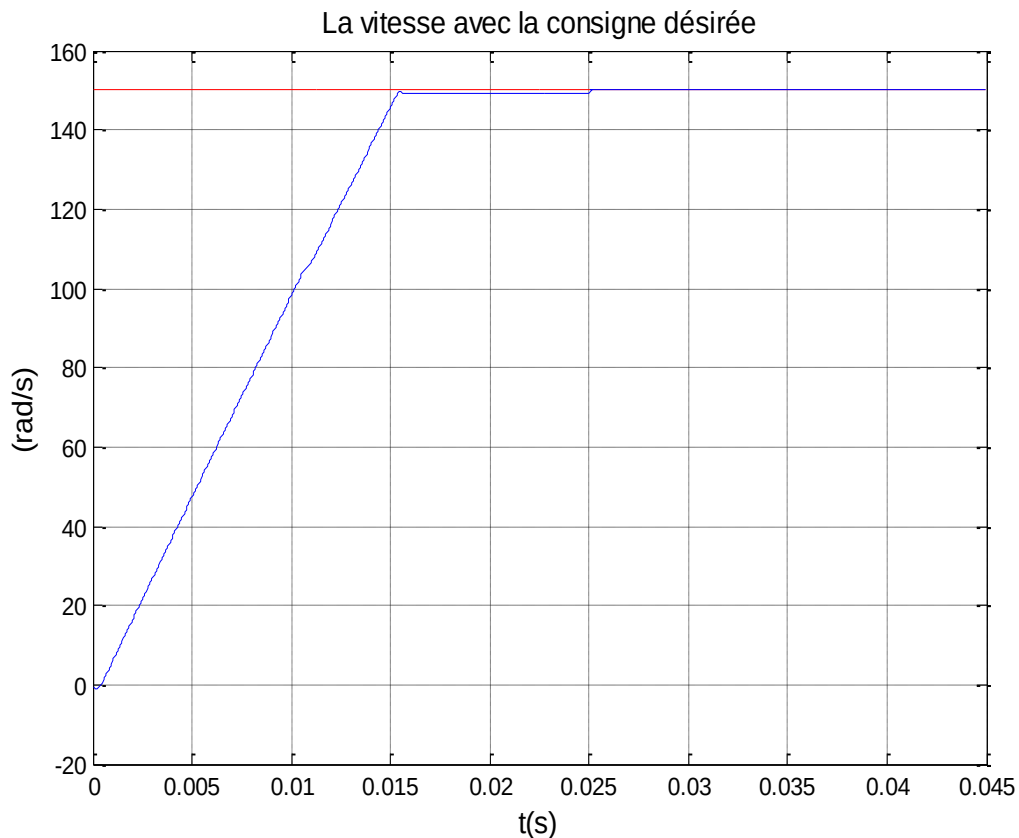


Figure.III.12 : Forme de la vitesse par la commande PI d'un moteur BLDC.

Chapitre III : Commande classiquePI du BLDC

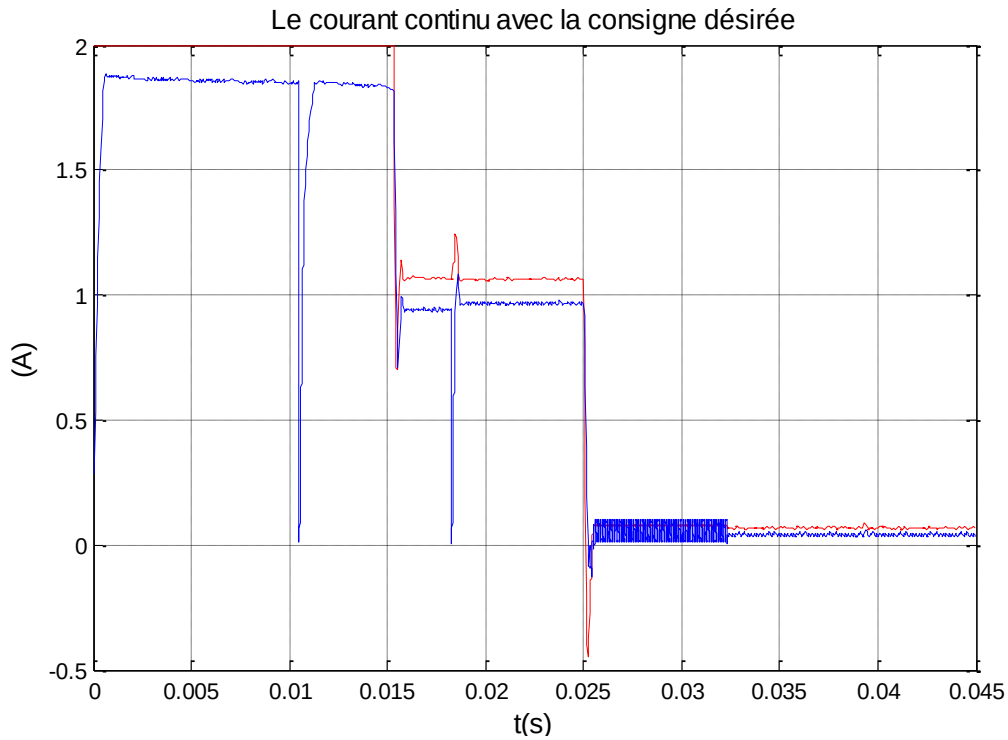


Figure.III.13 : Forme du courant par la commande PI d'un moteur BLDC.

Test 2 : Couple Résistant appliqué $C_r = 0.06 \text{ N.m}$, 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.14 et la figure III.15 :

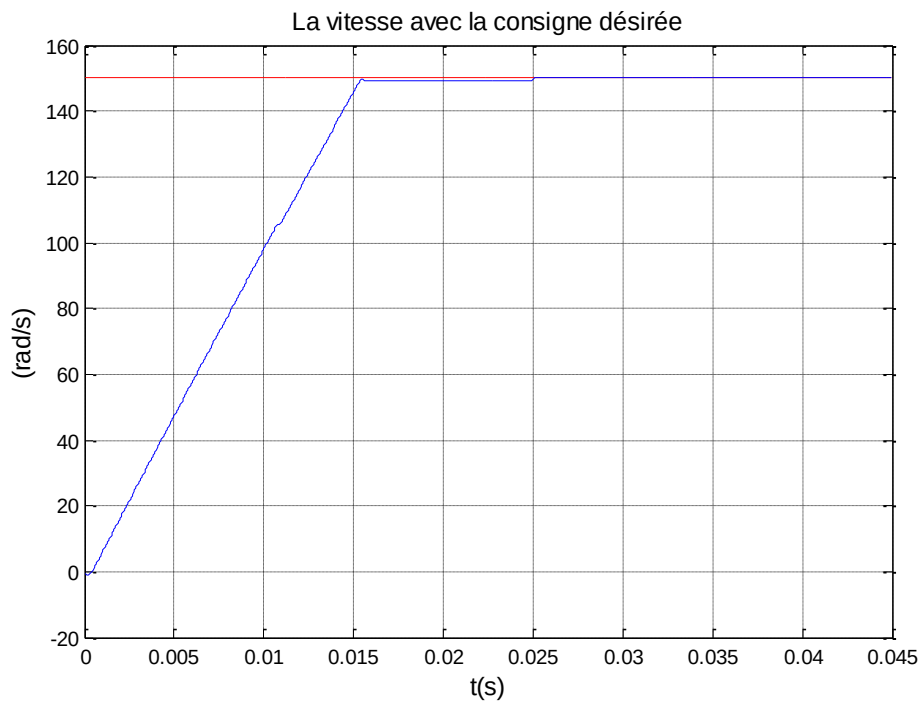


Figure.III.14 : Forme de la vitesse par la commande PI d'un moteur BLDC.

Chapitre III : Commande classique PI du BLDC

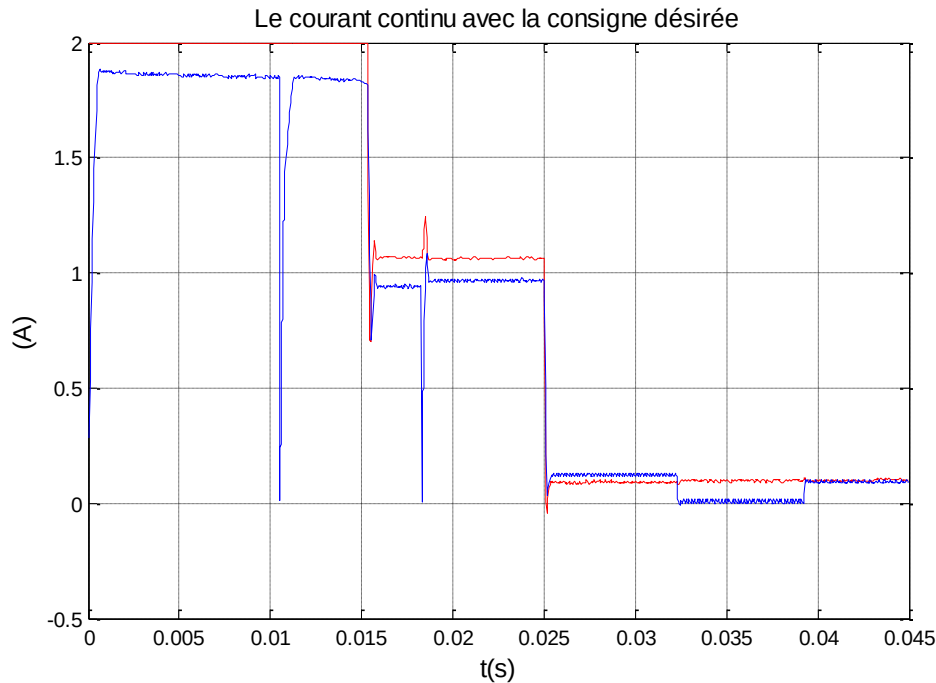


Figure.III.15 : Forme du courant par la commande PI d'un moteur BLDC.

III.6 Interpretation des resultants

- ✓ 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.

III.5 Conclusion

On a ramené le modèle du moteur BLDC à celui d'un moteur DC classique, ceci uniquement pour synthétiser les régulateurs de vitesse et du courant. De façon classique, la méthode en cascade a été utilisée où deux boucles sont adoptées afin d'assurer la réponse souhaitée.

On a étudié, en premier, la boucle interne qui assure le réglage du courant puis la boucle Externe qui permette la régulation de la vitesse. Puis on a synthétisé les régulateurs PI pour le réglage du courant et de vitesse. On montré que les gains des régulateurs PI sont valides pour le mode DC2.

Par la suite, nous avons établi un programme sous MATLAB pour la commande de la machine BDLDC. Des résultats de simulation obtenus, nous avons déduit que la commande classique PI est une commande satisfaisante en présence de faibles variations paramétriques

Chapitre IV :
Commande parBackstepping du moteur
BLDC

Chapitre IV : Commande par Backstepping du BLDC

IV.1. Historique et domaine d'application du Backstepping :

La conception d'un contrôleur pour un système non linéaire où le vecteur d'état est de dimension élevée, peut souvent s'avérer une tâche difficile, voire impossible. La technique du Backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème. Elle combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de conception. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception dans le cas scalaire pour résoudre les problèmes de commande pour des systèmes d'ordre plus élevé. Ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation, le Backstepping permet, quand il y en a, de conserver les non-linéarités utiles qui, souvent, aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état. Bien que la technique du Backstepping ait une histoire plutôt courte mais rien n'empêche de trouver de nombreuses applications pratiques dans la littérature. [24]

L'objectif de cette technique est de calculer, en plusieurs étapes, une commande qui garantit la stabilité globale du système. [31].

IV. 2. Méthodes de Lyapunov :

Il ya deux approches possibles pour commander les systèmes non linéaires. La première vise à linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques consacrées aux systèmes linéaires. La deuxième approche consiste à trouver une Fonction de Commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. De telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. La technique du Backstepping permet de réduire avantageusement cette complexité. L'analyse de la stabilité dans le cadre de l'utilisation du Backstepping est basée sur les méthodes Lyapunov qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant. [25]

IV.2.1. La première méthode :

Elle nous permet d'analyser la stabilité d'un système à partir de l'étude de la stabilité locale par linéarisation de la dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité global. De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires. En fait, l'étude locale est surtout intéressante pour justifier ou non la poursuite de l'étude de la stabilité. [25]

Si on trouve que le système linéarisé est instable, le système non linéaire le sera nécessairement aussi.

Chapitre IV : Commande par Backstepping du BLDC

IV. 2 .2.La deuxième méthode :

Celle-ci est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système, sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. La stabilité dépend uniquement de l'étude des variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est équivalente, le long de la trajectoire du système. L'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur d'état x consiste alors à chercher une fonction $v(x)$ (représentative de l'énergie) de signe défini, dont la dérivée dV/dt est semi définie et de signe opposé dans le même domaine. [25]

IV.3. Notions de bases :

Cette section présente quelques notions de bases nécessaires à la compréhension des subtilités de la théorie du Backstepping.

IV.3.1. Systèmes non linéaires :

De façon générale, les systèmes physiques représentés par des équations différentielles linéaires à coefficients constants sont appelés systèmes linéaires. L'hypothèse de linéarité équivaut au principe de superposition. Les systèmes non linéaires, par opposition aux systèmes linéaires, sont des systèmes physiques qui ne sont pas régis par des équations linéaires. Autrement dit, le principe de superposition ne peut pas leur être appliqué. Les systèmes non linéaires peuvent être le lieu de plusieurs phénomènes. Par exemple, ils peuvent converger, en régime permanent, à différents points d'équilibre, contrairement aux systèmes linéaires, qui n'en possèdent qu'un seul [24].

IV.3.2.Stabilité au sens de Lyapunov :

La théorie de Lyapunov et en particulier la deuxième méthode (dite aussi méthode directe) consiste à trouver une fonction définie positive et associée au système noté $V(x)$ sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant [26].

Si la fonction de Lyapunov est strictement décroissante, c'est-à-dire que :

$$\dot{V} < 0, \forall x \neq 0$$

Alors on garantit la stabilité asymptotique.

La fonction de Lyapunov $V(x)$ est continue telle que:

$$V(x) > 0, \forall x \neq 0 \text{ et } V(x) = 0, x = 0.$$

$$\dot{V}(x) < 0, \forall x \neq 0 \text{ et } \dot{V}(x) = 0, x = 0.$$

IV.4.Principe du Backstepping :

L'idée principale du « Backstepping » est de rendre les systèmes bouclés équivalents en des sous-systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui leur confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique.

Autrement dit, c'est une méthode multi-étapes. A chaque étape du processus, une commande virtuelle est ainsi générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre.

Chapitre IV : Commande par Backstepping du BLDC

On peut atteindre cela avec la fonction de Lyapunov qui assure pas à pas la stabilisation de chaque étape de synthèse. [27]

IV.5. les principaux avantages et inconvénients poses par la commande

Bakcstepping

Comme avantages la commande Bakcstepping assure :

- Simplicité dans la démarche de la conception d'une telle commande.
- Utilisable en non linéaire.
- Suivi de consigne avec rejet de perturbation de manière satisfaisante.
- Assure la stabilité du système commandé, (elle est basée sur la théorie de Lyapunov)

Inconvénients:

L'utilisation de la technique de Bakcstepping pour la commande non linéaire d'un système d'ordre n , peut provoquer des difficultés qui présentent des obstacles pour les convergences des grandeurs du système, parmi ces difficultés les principaux problèmes posés par la commande par Bakcstepping sont :

- **Le choix des gains :**

Le grand problème de cette technique de commande nonlinéaire, c'est le choix des gains positives pour obtenir la convergence de la majorité des grandeurs de système au même temps, par ce que le choix de certain gain améliorera convergence de certain grandeur et perturbé les convergences des autres grandeurs. Ce qui nécessite faire plusieurs essais pour le choix de ces gains, et plus l'ordre de système est supérieur plus le choix est difficile

- **L'algorithme de calcule :**

Pour obtenir des bon résultats, il faut choisir par Précision de l'algorithme des pas précises de calcule après l'initialisation des valeurs de système,

- **la limitation des valeurs de la commande :**

Les saturations des grandeurs de la commande peu perturbé la convergence du système, il faut d'abord choisir des valeurs minimales des grandeurs de commande qui assurés la convergence.[28]

IV.6 APPLICATION DU BACKSTEPPING AU MOTEUR BLDC

Étude à la commande de moteur BLDC par la technique de Backstepping.

On a Appliqué la fonction de lyapunov sur les équations d'un moteur BLDC:

L équation de vitesse :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - f) \omega_r - C_r \quad (\text{IV. 1})$$

Chapitre IV : Commande par Backstepping du BLDC

L'équation de courant:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L} [-Ri_d - E - 2v_T] + \frac{1}{L} u_d \quad (\text{IV. 2})$$

IV.7 Etapes du dimensionnement de la commande Backstepping à la BLDC

Etape1 :

L'objectif de cette étape est le réglage de la vitesse ω .

On définit l'erreur entre la vitesse réelle w et la vitesse de référence w_{ref}

$$e = w - w_{ref} \quad (\text{IV. 3})$$

Sa dérivée est donnée par:

$$\dot{e} = \dot{w} - \dot{w}_{ref} \quad (\text{IV. 4})$$

On suppose $\dot{w}_{ref} = 0$

Donc :

$$\dot{e} = \dot{w} \quad (\text{IV. 5})$$

Soit la fonction de Lyapunov :

$$V(e) = \frac{1}{2} e^2 \quad (\text{IV. 6})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}(e) = \dot{e} e \quad (\text{V. 7})$$

$$\rightarrow \dot{V}(e) = e \cdot \left[\frac{1}{J} (C_e - f\omega_r - C_r) \right] \quad (\text{IV.8})$$

On a l'expression du couple est :

$$C_e = k_v i_d \quad (\text{IV. 9})$$

Donc :

$$\dot{V}(e) = e \cdot \left[\underbrace{\frac{1}{J} (k_v i_d - f\omega_r - C_r)}_{-k_1 e} \right] \quad (\text{IV. 10})$$

Chapitre IV : Commande par Backstepping du BLDC

Nous choisissons $(\frac{k_v i_d}{J} - \frac{f \omega_r}{J} - \frac{C_r}{J})$ comme commande virtuelle. Cette dernière va être utilisée comme grandeur de référence pour l'étape suivante :

Pour que l'erreur e tend vers zéro et donc w tend vers w_{ref} Il faut que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative, pour cela nous allons choisir l'expression suivante de la commande virtuelle :

$$\left[\frac{1}{J} (k_v i_d - f \omega_r - C_r) \right] = -k_1 e \quad (\text{IV. 11})$$

Changement de variable:

$$z_1 = k_1 e + \frac{k_v i_d}{J} - \frac{f \omega_r}{J} - \frac{C_r}{J} \quad (\text{IV. 12})$$

D'où la fonction devient :

$$\dot{V}(z_1) = -k_1 \cdot e^2 \leq 0 \quad \forall e \in \mathbb{R} \text{ (avec } k_1 > 0) \quad (\text{IV. 13})$$

Ce qui assure la stabilité de système.

Etape 2:

Soit La fonction de Lyapunov augmentée $V(e, z_1)$ définie par :

$$V(e, z_1) = \frac{1}{2} e^2 + \frac{1}{2} z_1^2 \quad (\text{IV. 14})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}(z_1, z_2) = \dot{e}e + \dot{z}_1 z_1 \quad (\text{IV. 15})$$

Donc :

$$\rightarrow \dot{V}(e, z_1) = \dot{e}e + z_1 \cdot \left[k_1 \dot{e} + \frac{k_v \dot{I}_d}{J} - \frac{f \dot{\omega}_r}{J} \right] \quad (\text{IV. 16})$$

$$\rightarrow \dot{V}(e, z_1) = -k_1 \cdot e^2 + z_1 \cdot \left[\frac{k_v \dot{I}_d}{J} + \dot{\omega}_r \left(k_1 - \frac{f}{J} \right) \right] \quad (\text{IV. 17})$$

On remplace $\dot{I}_d$ et $\dot{\omega}_r$ en fonction dérivée :

$$\rightarrow \dot{V}(e, z_1) = -k_1 \cdot e^2 + z_1 \cdot \left[\frac{k_v}{J} \left(\frac{-\dot{R} i_d}{\dot{L}} - \frac{\dot{E}}{\dot{L}} + \frac{u_d}{\dot{L}} - \frac{2v_T}{\dot{L}} \right) + \left(k_1 - \frac{f}{J} \right) \left(\frac{k_v i_d}{J} - \frac{f \omega_r}{J} - \frac{C_r}{J} \right) \right] \quad (\text{IV. 18})$$

$$\rightarrow \dot{V}(z_1, z_2) = -k_1 \cdot e^2 + z_1 \cdot \underbrace{\left[\frac{k_v}{J} \left(\frac{-\dot{R} i_d}{\dot{L}} - \frac{\dot{E}}{\dot{L}} + \frac{u_d}{\dot{L}} - \frac{2v_T}{\dot{L}} \right) + \left(k_1 - \frac{f}{J} \right) \left(\frac{k_v i_d}{J} - \frac{f \omega_r}{J} - \frac{C_r}{J} \right) \right]}_{-k_2 z_1} \quad (\text{IV. 19})$$

Donc la commande stabilisante :

Chapitre IV : Commande par Backstepping du BLDC

$$u_d = \frac{k_2 f \omega_r \dot{L}}{k_v} + \frac{k_2 C_r \dot{L}}{k_v} - k_2 i_d \dot{L} - \frac{J k_2 k_1 \dot{L} e}{k_v} + \frac{k_1 f \omega_r \dot{L}}{k_v} + \frac{k_1 C_r \dot{L}}{k_v} - k_1 i_d \dot{L} - \frac{f^2 \omega_r \dot{L}}{J k_v} - \frac{f C_r \dot{L}}{J k_v} + \frac{f i_d \dot{L}}{J} + \dot{R} i_d + \dot{E} + 2v_T \quad (\text{IV.20})$$

-La stabilité de la commande est obtenue pour un bon choix des Gains k_1 et k_2 .

IV.8 Structure du Réglage de la Vitesse et du Courant par la commande Backstepping 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 IV.1 [18],

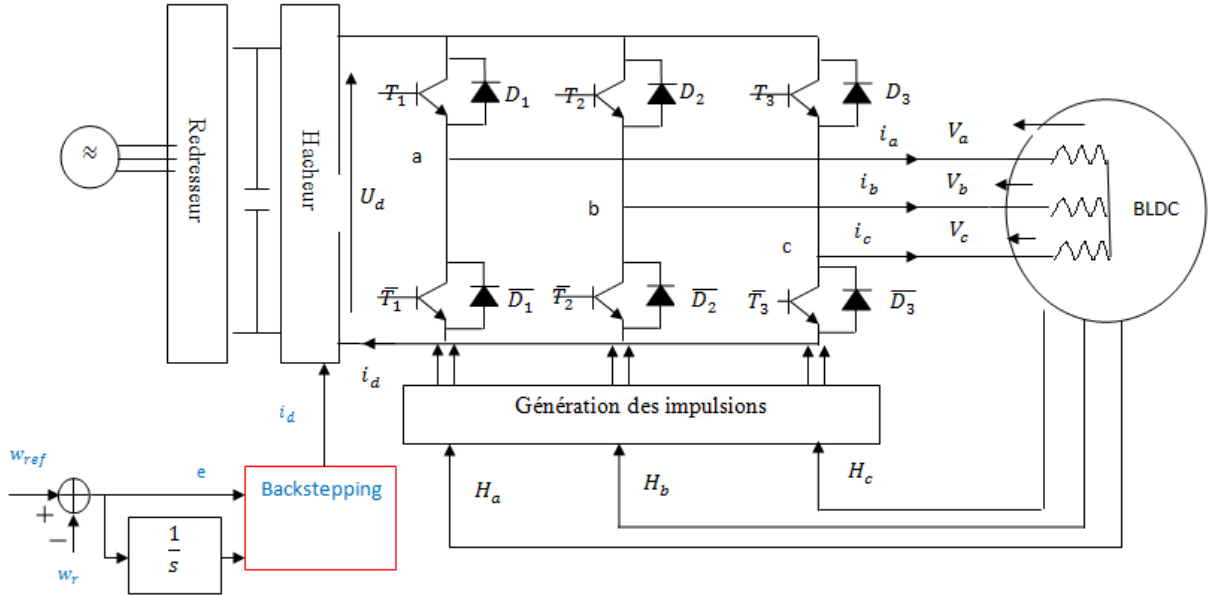


Figure. IV.1 : Schéma simplifié de la commande par Backstepping du moteur BLDC.

IV.9 Résultats de la Simulation

Les résultats de simulation du moteur BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation direct sont représentés sur les figures concernant respectivement les trois courants de phases, la vitesse du moteur, le courant i_d , le couple C_e

Chapitre IV : Commande par Backstepping du BLDC

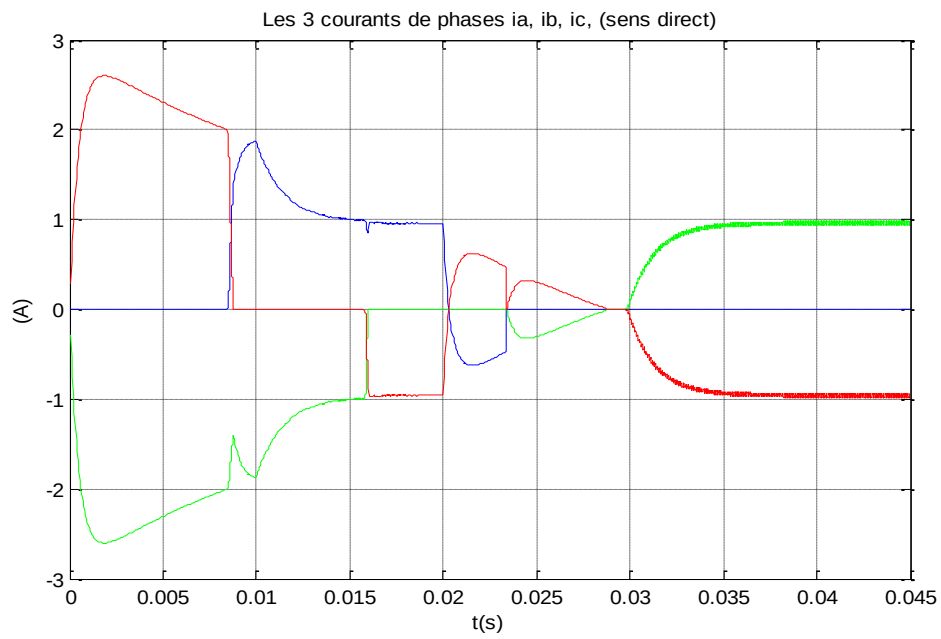


Figure. IV.2 : Forme des courants de phases dans le sens direct.

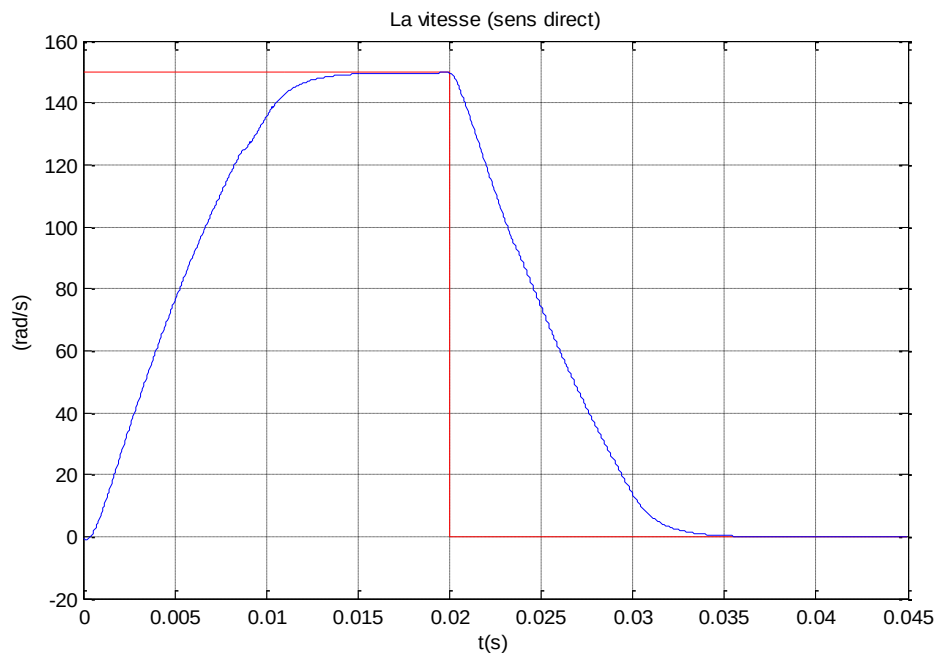


Figure. IV.3: Forme de la vitesse dans le sens direct.

Chapitre IV : Commande par Backstepping du BLDC

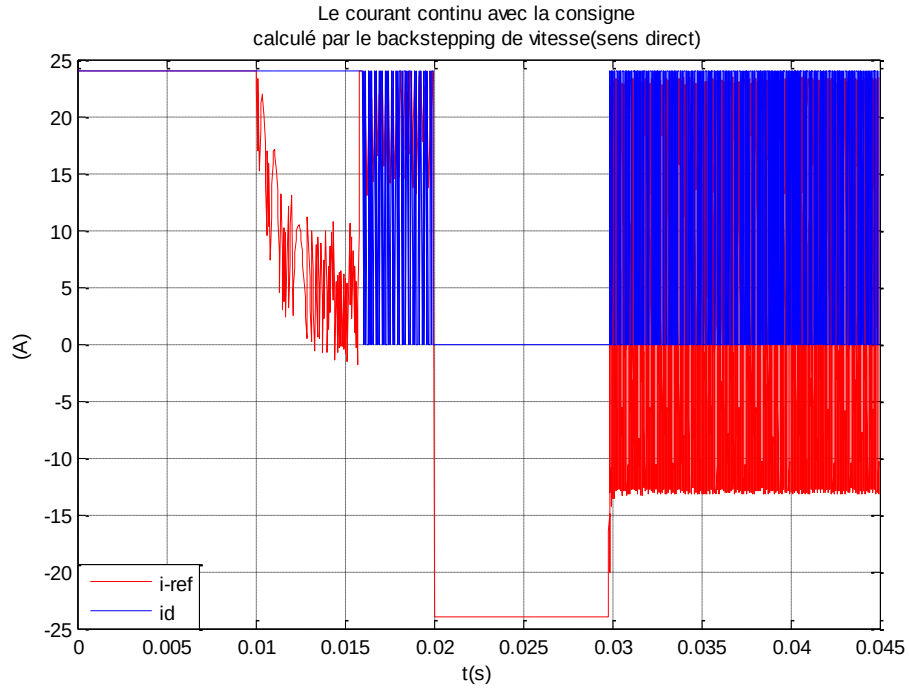


Figure. IV.4 : Forme du courant i_d dans le sens direct.

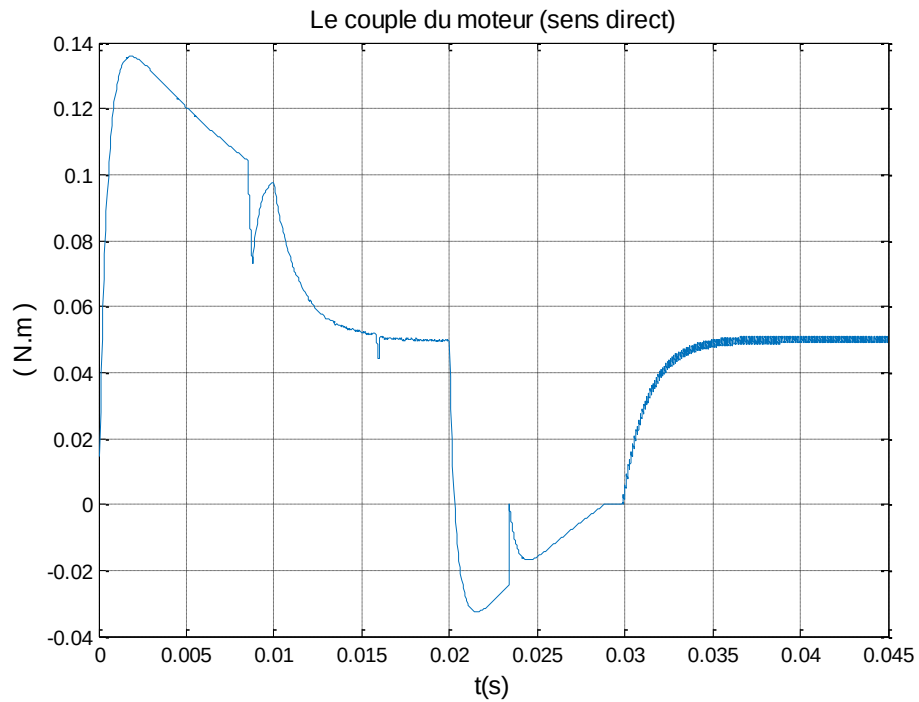


Figure. IV.5 : Forme du couple C_e dans le sens direct.

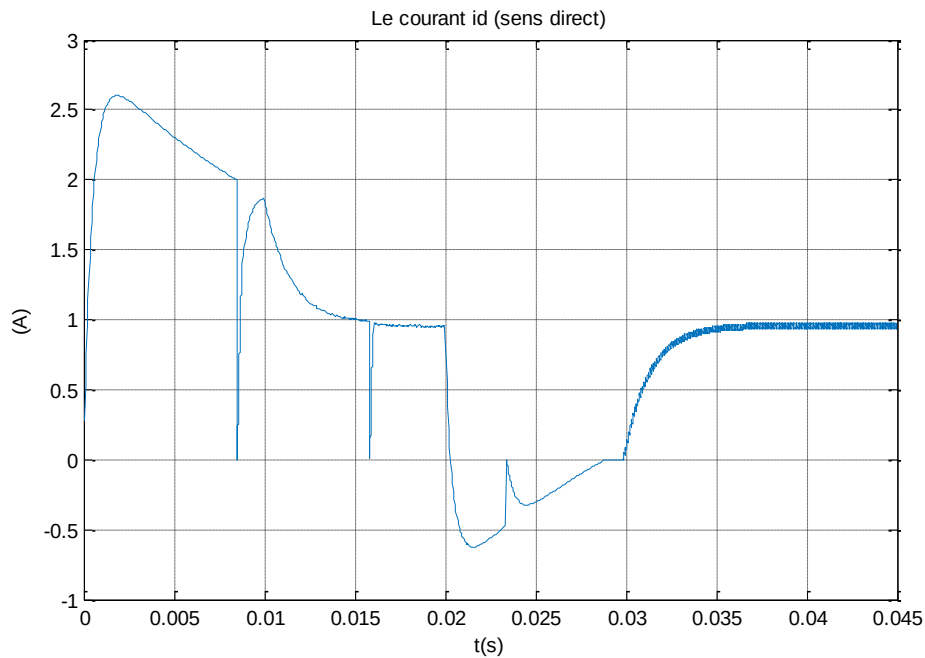


Figure. IV.6: Forme du courant i_d dans le sens direct.

IV.10 Interprétation des resultants

- On remarque que pour une vitesse constante, le couple est resté toujours constant, et de même signe qui est conforme avec la théorie.
- pendant le freinage on remarque qu'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.
- A cause de la faible l'énergie cinétique de la machine BLDC Lors du freinage, le courant total i_d n'atteint pas le courant de référence.
- 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.

IV.11 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse

On applique un échelon de vitesse de 150tr/mn, le moteur démarre à vide puis à l'instant $t=0.015$ s on effectue deux tests de robustesse où on applique la perturbation externe représentée par le couple résistance C_r et les variations paramétriques.

Chapitre IV : Commande par Backstepping du BLDC

Test1 : Couple résistant appliqué $C_r = 0.055 N.m$, 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 IV.6, et la figure IV.7:

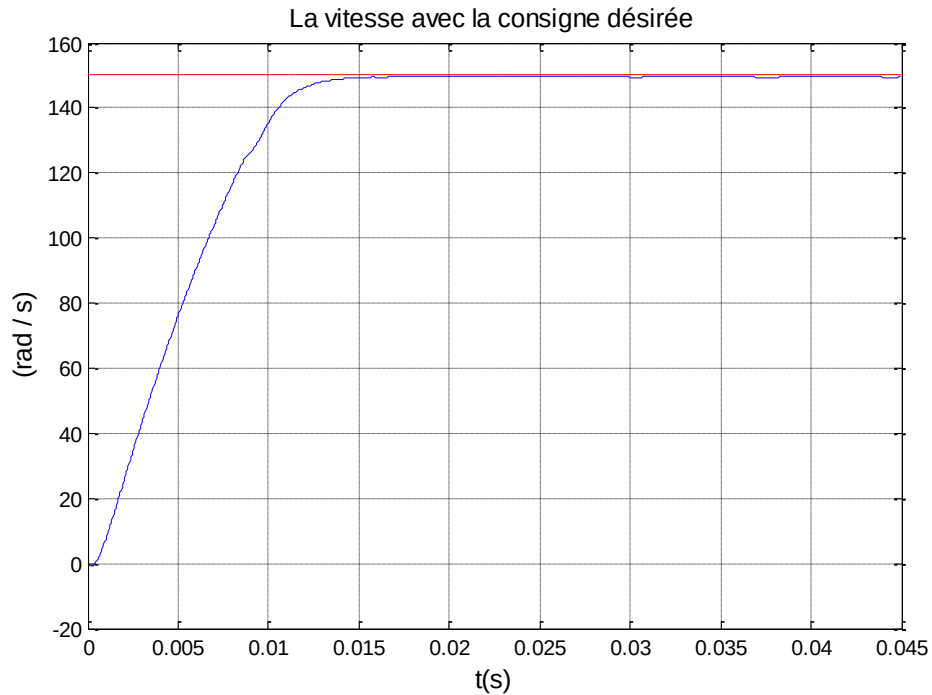


Figure. IV.7 : Forme de la vitesse par la commande backstepping d'un moteur BLDC.

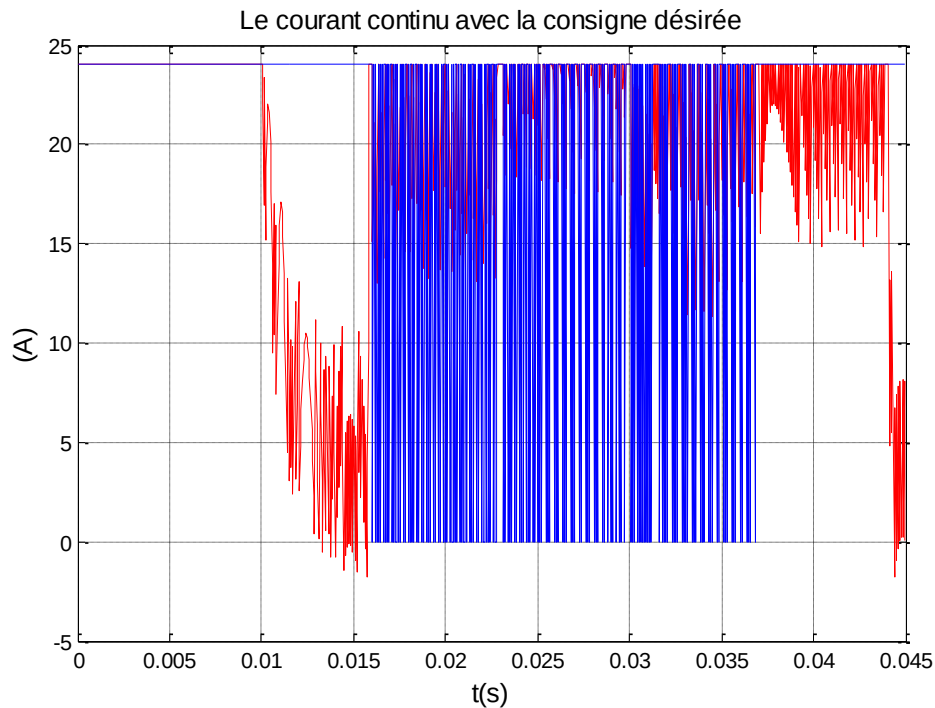


Figure. IV.8 : Forme du courant par la commande backstepping d'un moteur BLDC.

Chapitre IV : Commande par Backstepping du BLDC

Test 2 : Couple Résistant appliqué $C_r = 0.06 \text{ N.m}$, 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 IV.8 et la figure IV.9:

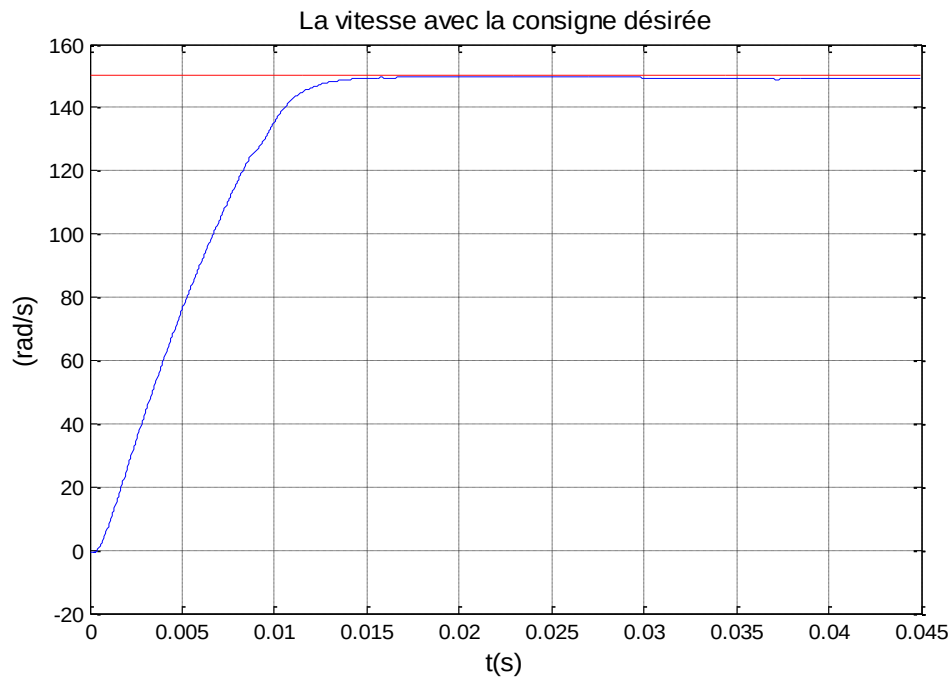


Figure. IV.9 : Forme de la vitesse par la commande backstepping d'un moteur BLDC.

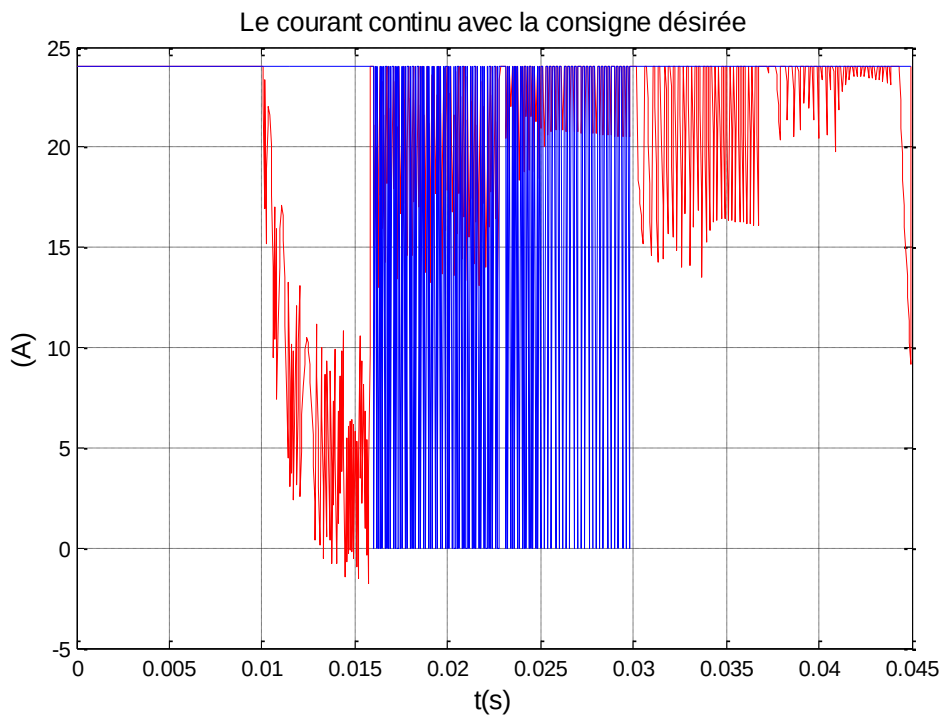


Figure. IV.10 : Forme du courant par la commande backstepping d'un moteur BLDC.

Chapitre IV : Commande par Backstepping du BLDC

IV.12 Interprétation des resultants

- ✓ Pour les deux premiers tests la vitesse reste pratiquement insensible aux perturbations.
- ✓ il apparaît une faible erreur statique qui est pratiquement éliminée.

IV.13 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un bref rappel sur la commande par backstepping. Pour différentes raisons, l'exposé sur les backstepping a été restreint à des systèmes mono-entrée et affine en la commande mais l'ensemble des résultats peut s'appliquer, sous certaines conditions, à des systèmes d'ordre plus général.

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

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire, concerne la commande par backstepping 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 l'historique et la structure de cette machine et donne les équations électrique et mécanique. Pour tester les performances du moteur BLDC on doit disposer d'un modèle dynamique sous forme des équations différentielles des courant de phases, pour un mode de fonctionnement (moteur). Pour établir ces équations on a tenu compte les chutes de tension dues aux composants à semi conducteur du commutateur. Ces équations ont servi pour établir un programme de MATLAB, qui simuler le fonctionnement du moteur pour le sens de rotation (direct).

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

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

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

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

Références bibliographiques

- [1] Chang-Laing Xia, « Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls », First Edition, Science Press, John Wiley and Sons, Singapore 2012.
- [2] M. Etique « *Entraînements Régles MET2* », Cours, Département D'Electricité et d'Informatique, Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du Canton de Vaud (HEIGVd), 2005.
- [3] KHALFAOUI SAIDA, « Réalisation d'un banc d'essai moteur électrique type brushless » Université de Blida-01- institut d'aéronautique et des Etudes spatiales, années 2014/2015.
- [4] H. B. Hansen et all: « A Hybrid Model of a Brushless DC Motor ». 16th IEEE International Conference on Control Applications Part of IEEE Multi-conference on Systems and Control. Singapore. October. 2007.
- [5] S. Rama Reddy et all: « Modeling and simulation of closed loop controlled VSIfed PMBLDC motor », International Journal of Advanced Engineering Technology EISSN 0976-3945.
- [6] T.V. Narmadha et all : « speed control of PMBLDC drive with gate control method using conventional and fuzzy controller », International Journal of Engineering Science and Technology, Vol. 2(11), 2010, 6663-6674.
- [7] J. Faiz et all: « Simulation and Analysis of Brushless DC Motor Drives Using Hysteresis, Ramp Comparison and Predictive Current Control Techniques ». Simulation Practice and Theory 3 (1996) 347-363. Science Direct. December, 1994.
- [8] H. B. Hancen, et all: « A Hybrid Model of a Brushless DC Motor ». 16th IEEE International Conference on Control Applications Part of IEEE Multiconference on Systems and Control. Singapore. Octobre. 2007.
- [9] C. Gencer, et all: « Modeling and Simulation of BLDCM Using MATLAB/SIMULINK ». IEEE Journal of Applied Sciences 6 (3): 688-691, 2006.
- [10] A. Moussi, A. Torki: « An improved efficiency permanent magnet brushless DC motor PV pumping system ». LARHYSS Journal, N°.01, Mai 2002
- [11] 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.
- [12] A. Terki: « control flou- génétique hybride d'un moteur BLDC dans un système de pompe photovoltaïque ». thèse de doctorat, université de Beskra. 2011.
- [13] B. AZOUI: « Conception and Realization of a Three-Phase Brushless DC Motor (BLDCM) for Solar Application ». Doctorate Thesis. University of Batna. Mai 2002.

- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] M. ETIQUE: « Entraînements Réglés MET2 ».Haute Ecole d'Ingénierie et deGestion du canton de Vaud. Mars, 2006.
- [17] <http://fr.rmbttmotor.com/news/what-re-the-advantages-and-disadvantages-of-br-8515392>. Html
- [18] D. Y. OHM And J. H. PARK : « About commutation and current control Methods forbrushless motors ». 29th Annual IMCSD Symposium, San Jose, 1999
- [19] 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.
- [20] 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.
- [21] P. MAYE : « Moteurs Electriques Pour la Robotique ». Editions Dunod, Paris, 2000.
- [22] L. FOURDAN : « Moteurs Brushless (BLDC) ». Site Web: [www. wapics.free.fr](http://www.wapics.free.fr)
- [23] M. NOUGARET : « Principes Généraux de Correction ». Techniques de l'Ingénieur, Traité Informatique Industrielle. R 7 405. Novembre, 2000.
- [24] Bekouch rachid, «Commande par backstepping du contrôle latérale du véhicule», PFE Master, départ. D électrotechnique- Saida. MoulayTahar. Juin 2015.
- [25] J. Tisinias, « sufficient lyapunov-like conditions for stabilization », Math .Control .Signal. 2000.
- [26] Boukhalfa, Moussi, « Modélisation et commande latérale d'un véhicule électrique », PFE ingénieur d'état, départ. D'automatique .USTOran. Mohamed BOUDIAF. Juin 2010.
- [27] Merzougui Benyamina, «Contrôle latérale d'un véhiculeAvec la technique hybride modeGlissant/backstepping, Université Dr tahar Moulay de SaidaFaculté de technologie Département de l'électrotechnique.
- [28] Mr Badraoui Mourad,«Etude et modélisation du moteur synchrone simple et double étoile avec application de la commande backstepping à la machine synchrone», République Algérienne Démocratique et Populaire, Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique Université Abou BekrBelkaïd – Tlemcen Faculté de Technologie Département de Génie Electrique et Electronique.

- [29] A. Varsani: « Low Cost Brushless DC Motor Controller ». Bachelor ofEngineering. University of Queensland. November, 2003.
- [30] R. K. Srivastava et all: « PM enhanced sensing of internal EMF variation – a tool to study PMBLDC/AC motors», International journal on smart sensing and intelligent systems, VOL. 6, NO. 4, September 2013.
- [31] A.R.BENASKEUR :«Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des système non linéaire », Thèse doctorat, université Laval, Québec, février 2000.

ملخص

هذه المذكرة تعني بالتمذجة والتحكم بالرجوع المرحلي للمحرك ثلاثي الطور ذي التيار المستمر بدون فرشاة. القسم الأول أظهرنا المفاهيم الأساسية و أساس الاشتغال لهذا المحرك ثم نمذجة للمجموعة محرك-عاكس التيار من اجل صيغة المحرك ومولد في اتجاهي الدوران.

القسم الثاني يختص بتحليل قواعد التحكم: تحكم كلاسيكي(نسبي- تكامل) تحكم بالرجوع المرحلي. البنية المعتمدة في التحكم هي بنية التتابع حيث أن حلقة التيار مدمجة داخل حلقة السرعة. بعد ذلك قمنا بضبط سرعة المحرك بالاعتماد على قواعد التحكم المدروسة. أخيرا إجراء مقارنة على نتائج الطرق المستعملة.

كلمات مفتاحية: محرك ثلاثي الطور ذو تيار مستمر بدون فرشاة، نمذجة، تحكم الكلاسيكي، الرجوع المرحلي.

Résumé

Ce mémoire concerne la modélisation et la commande par backstepping du moteur à courant continu sans balais. En premier lieu, nous avons présenté les notions fondamentales et le principe de fonctionnement de ce moteur. Puis, nous avons développé la modélisation de l'ensemble machine –commutateur pour le mode moteur dans le sens de rotation direct.

La deuxième partie concerne la synthèse des lois de commandes : commande classique PI, et la commande par backstepping. 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 PI, backstepping.

Abstract

This Memory concerns with the modeling and the backstepping control of the Brushless Direct Current Motor (BLDC). In the first part, we present the basic concepts and the operation principle of this machine. Then, we developed the modeling of inverter-motor for the motor mode in the direct rotation.

The second part relatesto the synthesis of the control laws: usual PI control, backstepping control. The adopted structure of the control is that in cascade where the current loop is inside the speed loop. Thereafter, we develop the speed control of BLDC on the base of the studied control laws.

At the end, a comparative study is given related to obtained performances with these proposed controls.

Key words: brushless direct current (BLDC), modeling, classical controller, backstepping.