



Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique

Laboratoire de Commande des Processus



Mémoire de Magister

Spécialité : Automatique

Option : Robotique et productique

Présenté par :

Abderrahmen BOUGUERRA

Ingénieur d'Etat en Electronique, de l'université de M'sila

Intitulé :

Commandes non Linéaires d'un Moteur à Courant Continu sans Balais pour les Applications en Robotique

Soutenu publiquement en 04/03/2009, devant le jury composé de :

M. TADJINE	Professeur à l'ENP	Président
H.CHEKIREB	MC à l'ENP	Rapporteur
L. NEZLI	MC à l'ENP	Examineur
R. ILLOUL	Chargé de Cours	Examineur
O. STIHI	Chargé de Cours	Examineur



Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique

Laboratoire de Commande des Processus



Mémoire de Magister

Spécialité : Automatique

Option : Robotique et productique

Présenté par :

Abderrahmen BOUGUERRA (E-mail: rah_bou@yahoo.fr)

Ingénieur d'Etat en Electronique, de l'université de M'sila

Intitulé :

Commandes non Linéaires d'un Moteur à Courant Continu sans Balais pour les Applications en Robotique

Soutenu publiquement en 04/03/2009, devant le jury composé de :

M. TADJINE	Professeur à l'ENP	Président
H.CHEKIREB	MC à l'ENP	Rapporteur
L. NEZLI	MC à l'ENP	Examineur
R. ILLOUL	Chargé de Cours	Examineur
O. STIHI	Chargé de Cours	Examineur

Remerciements

L'ensemble des travaux présentés dans cette mémoire a été effectué au Laboratoire de Commande de Processus (LCP) de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

Je tiens à exprimer mon vifs remerciements et profonde gratitude au **M. H. Chekireb MC** à l'ENP qui ma honoré par son encadrement et d'avoir accepté la lourde tâche de promoteur. Je lui exprime également ma profonde reconnaissance pour son dévouement et d'avoir bien voulu de me faire profiter pleinement de ses compétences scientifique et de ses idées pour l'accomplissement de ce travail.

Je tiens également remercier Monsieur **M. M. Tadjine**, Professeur à l'ENP pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur le **M. L. Nezli MC** à l'ENP, à **M. R. Illoul** chargé de cours à L'ENP et Monsieur **M. O. Stihi** chargé de cours à L'ENP, pour m'avoir fait l'honneur d'être examinateurs de ce travail.

Mes vifs remerciements et ma profonde gratitude au :

PG S. Zeglache pour ses aides et conseils soutien et sympathie.

Et Je remercie tous les autres post-gradients pour l'ambiance et pour le soutien qu'ils m'ont apporté.

Table des Matières

Dédicace	i
Remerciements	ii
Table des Matières	iii
Nomenclature	iii
Introduction Générale	1

Chapitre 1**Modèles du Moteur BLDC pour le Mode de
Fonctionnement Moteur & Génératrice**

1.1 Introduction	3
1.2 Notion de Base du Moteur BLDC	3
1.2.1 Constitution du Moteur BLDC	3
1.2.2 Le Système de Détection de la Position du Rotor	4
1.2.3 Principe de Fonctionnement	5
1.2.4 Caractéristique du BLDC	5
1.2.5 Type de Fonctionnement	6
1.3 Les Équations Électrique et Mécanique du Moteur BLDC	7
1.3.1 Les Équations Électrique	7
1.3.2 La Force Électromotrice	9
1.3.3 L'Équation Mécanique du Mouvement	10
1.4 Modèles du Moteur BLDC pour le Mode de Fonctionnement Moteur et Génératrice	11
1.4.1 Mode Moteur	11
a. Modèle du moteur BLDC Pour le Fonctionnement dans le Sens de Rotation Direct	11
b. Modèle du BLDC pour le Fonctionnement dans le Sens de Rotation Inverse	22
1.4.2 Mode Génératrice	30
a. Modèle du BLDC pour le Fonctionnement dans le Sens de Rotation Direct ou Inverse	31
1.5 Résultats de Simulation	37
1.5.1 Simulation en Boucle Ouverte	37
1.5.1.1 Paramètres du Moteur Choisi pour la Simulation	37
1.5.1.2 Résultats en Régime Statique	37
1.5.1.3 Démarrage du Moteur	39
1.6 Conclusion	41

Chapitre 2**Modèle Continu du moteur BLDC**

2.1 Introduction	42
2.2 Modèle Continu du moteur BLDC lorsque deux Phases sont Alimentées (Mode DC1)	42
2.2.1 Fonction de Transfert en Boucle Ouverte	44

2.2.2 Constantes de temps Mécaniques et Electriques	44
2.3 Modèle Continu du moteur BLDC lorsque trois Phases sont Alimentées (Mode DC2)	46
2.3.1 Le Schéma Fonctionnel du Moteur BLDC pour le Mode DC2	47
2.4 Résultats de Simulation	48
2.4.1 Simulation en Boucle Ouverte	48
2.5 Conclusion	49

Chapitre 3

Commande Classique PI du Moteur BLDC

3.1 Introduction	50
3.2 Structure du Réglage de la Vitesse et du Courant par les Régulateurs Classique PI du Moteur BLDC	50
3.2.1 Régulation du Courant Total avec un Régulateur de Type PI	53
Synthèse du régulateur PI du courant	53
3.2.2 Régulation de Vitesse	57
3.2.2.1 Modélisation du Système à Régler	57
3.2.2.2 Choix et Principe d'Ajustage du Régulateur de Vitesse	58
3.2.2.3 Synthèse du Régulateur	59
3.2.3 Test les Régulateurs PI de la Mode DC1 sur le Système de la Mode DC2	61
3.2.3.1 Réglage de Courant	61
3.2.3.2 Réglage de la Vitesse	63
3.3 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse	64
3.3.1 Paramètres de Simulations	64
3.3.2 Résultats de la Simulation	65
3.3.3 Commentaires sur les Résultats	66
3.4 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse	67
3.4.1 Commentaires sur les Résultats	68
3.5 Conclusion	69

Chapitre 4

Commande Par Mode de Glissement du Moteur BLDC

4.1 Introduction	70
4.2 Théorie de la Commande par Mode de Glissement	70
4.2.1 Choix des Surfaces de Glissement	71
4.2.2 Condition de Glissement	71
4.2.3 Calcul de la Commande	72
4.2.4 Expression analytique de la commande	73
4.2.5 Elimination du Phénomène du Chattering	74
4.2.6 Différentes Structures du Contrôle par Mode de Glissement	75
4.3 Applications au Moteur à Courant Continu sans Balais (BLDCM)	76
4.3.1 Réglage de la Vitesse	76
4.3.2 Réglage du Courant	78

4.3.3 Validation de la Commande pour le Mode DC2	79
4.4 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse	79
Commentaires sur les Résultats	81
4.5 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse	81
Commentaires sur les Résultats	82
4.6 Conclusion	82

Chapitre 5

Commande Floue du Moteur BLDC

5.1 Introduction	83
5.2 Principe Fondamental de la Logique Floue	83
5.2.1 Les Ensembles Flous	83
5.2.2 Caractéristiques d'un sous Ensemble Flou	84
5.2.3 Opérateurs Logiques Flous	85
5.2.4 Notion de Règle Linguistique	85
5.2.6 Caractéristiques d'un Système d'Inférence Flou	86
5.3 Principe d'un Contrôleur Flou	87
5.3.1 Fuzzification	87
5.3.2 Inférence	87
5.3.3 Défuzzification	88
5.4 Applications au Moteur à Courant Continu Sans Balais (BLDCM)	88
5.5 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse	92
Commentaires sur les Résultats	94
5.6 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse	95
Commentaires sur les Résultats	96
5.7 Conclusion	96

Chapitre 6

Etude Comparative

6.1 Introduction	97
6.2 Etude Comparative	97
6.2.1 Commande PI	97
6.2.2 Commande par Mode de Glissement	98
6.2.3 Commande Floue	98
6.3 Comparaison Entre les Trois Commandes	99
6.4 Conclusion	100
Conclusion Générale	101
Bibliographie	102
Annexe	105

Nomenclature

- a** la première phase de la machine.
- b** la deuxième phase de la machine.
- c** la troisième phase de la machine.
- K_h la constante de Hall.
- V_h la tension de Hall.
- B le champ magnétique d'induction.
- T_1 le premier transistor de la partie supérieure du commutateur
- T_2 le deuxième transistor de la partie supérieure du commutateur.
- T_3 le troisième transistor de la partie supérieure du commutateur.
- T'_1 le premier transistor de la partie inférieure du commutateur.
- T'_2 le deuxième transistor de la partie inférieure du commutateur.
- T'_3 le troisième transistor de la partie inférieure du commutateur.
- D_1 la première diode de la partie supérieure du commutateur.
- D_2 la deuxième diode de la partie supérieure du commutateur.
- D_3 la troisième diode de la partie supérieure du commutateur.
- D'_1 la première diode de la partie inférieure du commutateur.
- D'_2 la deuxième diode de la partie inférieure du commutateur.
- D'_3 la troisième diode de la partie inférieure du commutateur.
- e_a la force électromotrice induite dans la phase **a**.
- e_b la force électromotrice induite dans la phase **b**.
- e_c la force électromotrice induite dans la phase **c**.
- E_p la valeur crête de la Fem.
- θ angle électrique.
- θ_r angle mécanique.
- P nombre de paires de pôles du rotor.
- w_r la vitesse angulaire du rotor .
- C_e le couple électromagnétique développé .
- C_r le couple de résistant .
- k_e le coefficient de la force électromotrice,
- f le coefficient de frottement .

- J le moment d'inertie .
- L l'inductance propre de phase
- M le mutuel inductance
- R la résistance de phase
- i_a le courant dans la phase a.
- i_b le courant dans la phase b.
- i_c le courant dans la phase c.
- v_a la tension aux bornes de la phase a.
- v_b la tension aux bornes de la phase b.
- v_c la tension aux bornes de la phase c.
- i_d le courant continu à l'entrée du commutateur.
- u_d la tension à l'entrée du commutateur.
- $\vec{\varphi}_M$ le vecteur de flux magnétique créé par l'aimant permanent.
- $\vec{\varphi}$ vecteur de flux magnétique créé par les trois phases.
- \vec{V} vecteur des tensions des trois phases.
- \vec{I} vecteur des courants des trois phases.
- T_m la constante mécanique du moteur.
- T_e la constante électrique du moteur.
- f_d fréquence de découpage.
- T période de découpage du hacheur.
- u_T la porteuse triangulaire.
- u_c signal de commande comparé avec la porteuse.
- ξ l'amortissement.
- ω_n la pulsation de résonance
- ω_{co} la pulsation de coupure.
- T_{reg} la durée de réglage.
- K_{p1} gain de l'action proportionnelle du régulateur de courant.
- K_{i1} gain de l'action intégrale du régulateur de courant.
- K_{p2} gain de l'action proportionnelle du régulateur de vitesse.
- K_{i2} gain de l'action intégrale du régulateur de vitesse.
- w_{ref} la vitesse de référence.
- k_p le gain du régulateur de position.

Introduction Générale

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

Le moteur à courant continu, a satisfait une partie de ces exigences mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Alors que le prix des machines électriques varie peu, celui des composants électroniques et microinformatiques baisse constamment, de telle façon que la part du variateur dans le coût d'un entraînement à vitesse variable diminue.

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

Dans un moteur à courant continu classique, le rotor porte les enroulements tandis que le stator est muni d'aimants. Cette structure est imposé pour pouvoir utiliser un contact mobile assurant les commutations de courant nécessaire au fonctionnement en continue, mais elle n'est pas favorables au comportement thermique de la machine puisque la chaleur créée par l'effet joule dans l'induit ne peut pas se dissiper facilement. Quand on n'a pas besoin de balais et de collecteur, c'est naturellement le stator qui porte les enroulements et le rotor qui est aimanté, le rotor joue donc maintenant le rôle d'inducteur sans qu'il soit toutefois nécessaire de lui transmettre de l'énergie par le biais d'un contact mécanique. La chaleur due à l'effet joule ne rencontre pas d'obstacle à son évacuation. Cette dispositions est adoptée pour les moteur BLDC [1] [2].

La particularité de la machine BLDC est que le stator est muni de capteurs qui permettent de détecter la position du rotor afin de commander l'électronique qui assure les commutations des courants dans les phases. On rencontre surtout des capteurs à effets hall, mais on utilise également des dispositifs optiques. Le moteur BLDC se trouve dans différentes applications exigeant des performances élevées en terme de fiabilité et sécurité de fonctionnement tel que les véhicules électriques et hybrides, les engins spatiaux, l'aéronautique, la robotique, ainsi dans les petites applications telles que l'entraînement des disques durs, unités de disques d'ordinateur, lecteur DVD et DVD ROM, outils de mission d'espace, automation d'usine et le domaine de la robotique, ... etc. [3] [4].

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 ou générateur pour le sens rotation direct et inverse ;
- 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 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 cinq chapitres :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine BLDC pour les deux modes de fonctionnement (moteur et génératrice). La modélisation faite pour le sens de rotation direct et inverse et en tenant compte de la chute de tension introduite par les interrupteurs électroniques.
- Au deuxième chapitre est déterminé un modèle continu du moteur BLDC. En premier lieu, nous présentons le modèle pour l'alimentation à deux phases, par la suite nous développons le modèle pour l'alimentation à trois phases. Les résultats de la simulation numérique permettent la validation des modèles présentés.
- Dans le chapitre troisième nous appliquons la commande classique proportionnelle-intégral à la machine BLDC. La structure de commande adoptée est celle en cascade ce qui facilite l'asservissement de la vitesse du moteur BLDC.
- Le quatrième chapitre traite quelques notions de la théorie de la commande par les modes de glissement. Par la suite, nous appliquons cette commande à la machine BLDC en utilisant la même structure en cascade pour asservir la vitesse du moteur BLDC.
- Le cinquième chapitre est consacré à la commande par la logique floue. Dans ce chapitre, nous exposons quelques notions de base de la commande floue et, nous appliquons cette commande à la machine BLDC.
- Enfin, pour montrer l'efficacité et la robustesse de ces commandes, une étude comparative entre ces commandes est exposée en chapitre six. 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 1

Modèles du Moteur BLDC pour le Fonctionnement Moteur & Génératrice

1.1 Introduction

Le moteur à courant continu sans balais, (en anglais "**Brushless Direct Courant BLDC**"), que l'on appelle aussi parfois ECM ("**Electronically Commutated Motor**"), est la copie quasi conforme du moteur DC classique à collecteur [3] [5]. Le moteur BLDC est devenu le moteur de choix dans les applications allant de l'électroménager à l'industrie aérospatiale. Ce type de moteur existe depuis 1962, et son utilisation dans l'industrie n'est apparue qu'à partir 1970 [6].

Actuellement, la conception de système de commande impliquant des technique mathématiques avancée et des calculs longs, est considérablement facilitée par la disponibilité de progiciels tels que MATLAB/SIMULINK, ÉPICE, EMTP, SABER, SPECTRE, SIMPLORER, etc..., qui peuvent fournir des prévisions précises du comportement de systèmes réels [20]. De plus, pour évaluer les avantages du moteur BLDC et en vue de tester ces performances on doit disposer d'un modèle dynamique sous forme d'équations différentielles. Ce modèle permet de simuler son comportement et de reproduire sa vitesse, son couple et les courants ainsi que les FEMs dans chaque phase [21]. Dans ce chapitre, on explicite le modèle du moteur BLDC pour les deux modes de fonctionnement, après avoir présenté les notions de base de cette machine [6] [7]. Et enfin, on termine par les résultats de simulation du régime statique et de démarrage du moteur.

1.2 Notion de Base du Moteur BLDC

1.2.1 Constitution du Moteur BLDC

Le moteur BLDC est défini comme une combinaison de la machine à courant alternative (machine synchrone) avec un commutateur électronique et les capteurs de position du rotor. Ce type de moteur est caractérisé par une caractéristique mécanique linéaire mais, par rapport au moteur classique à courant continu il ne contient pas le commutateur mécanique et les balais. Le moteur à courant alternatif a des enroulements polyphasés sur le stator et les aimants permanents sur le rotor [8] [9]. Les parties principales du moteur BLDC, représentées sur figure 1.1, sont :

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

Le moteur est alimenté par une source de courant continu à travers une commutation électronique [11] [12].

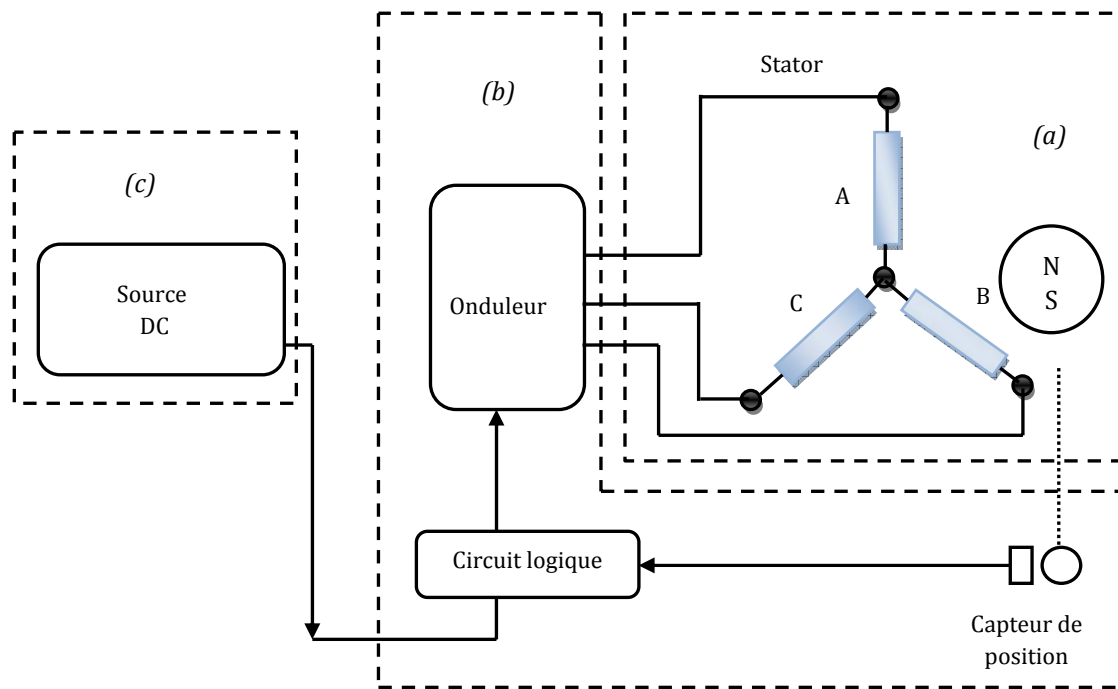


Fig. 1.1 : Parties principales du moteur BLDC : (a) Machine Synchrone, (b) Circuit de commutation électronique, (c) source DC.

1.2.2 Le Système de Détection de la Position du Rotor

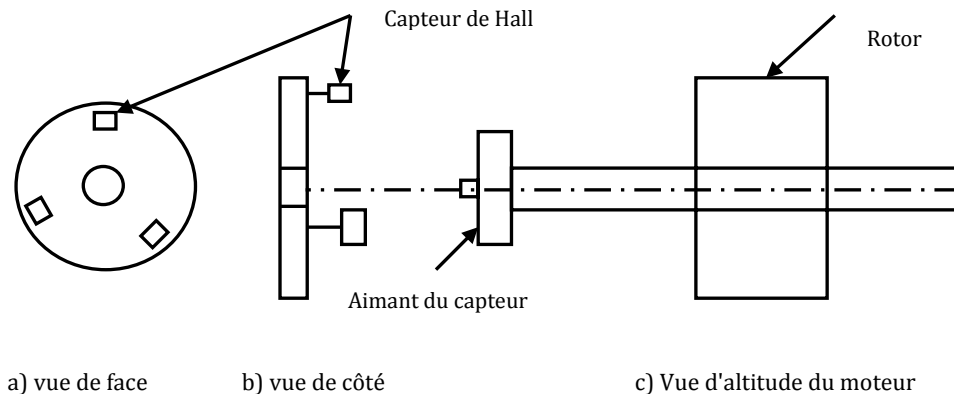
Le capteur de position du rotor est une partie intégrée au moteur BLDC. La détection de la position du rotor peut être réalisée par deux méthodes:

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

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

● Capteur d'Élément de Hall

Le capteur de l'élément de Hall est généralement monté sur l'arrière du moteur où, le nombre de capteurs dépend du nombre de phases du moteur, par exemple dans les cas un moteur triphasé, nous avons besoin de trois éléments montés à 120 degrés mécaniques. Un exemple, de l'aimant du capteur et des trois éléments de Hall, est présenté à la figure 1.2 :



a) vue de face

b) vue de côté

c) Vue d'altitude du moteur

Fig. 1.2 : Exemple des trois éléments de Hall et l'aimant du capteur [8].

1.2.3 Principe de Fonctionnement

Comme le montre la figure 1.3, nous avons maintenant faire tourner le pôle nord du rotor vers la phase $P2$ du stator, le phototransistor $PT1$ détecte la lumière et met le transistor $Tr1$ en marche. Dans cet état, le courant électrique passant à travers l'enroulement $W1$ crée un pôle sud au niveau de la phase $P1$ qui va attirer le pôle nord du rotor pour le déplacer dans la direction de la flèche. Quand le pôle nord vient dans l'axe de la phase $P1$, l'obturateur de rotation, qui est relié à l'axe, cache $PT1$ mais le phototransistor $PT2$ sera exposé à la lumière et un courant traverse le transistor $Tr2$.

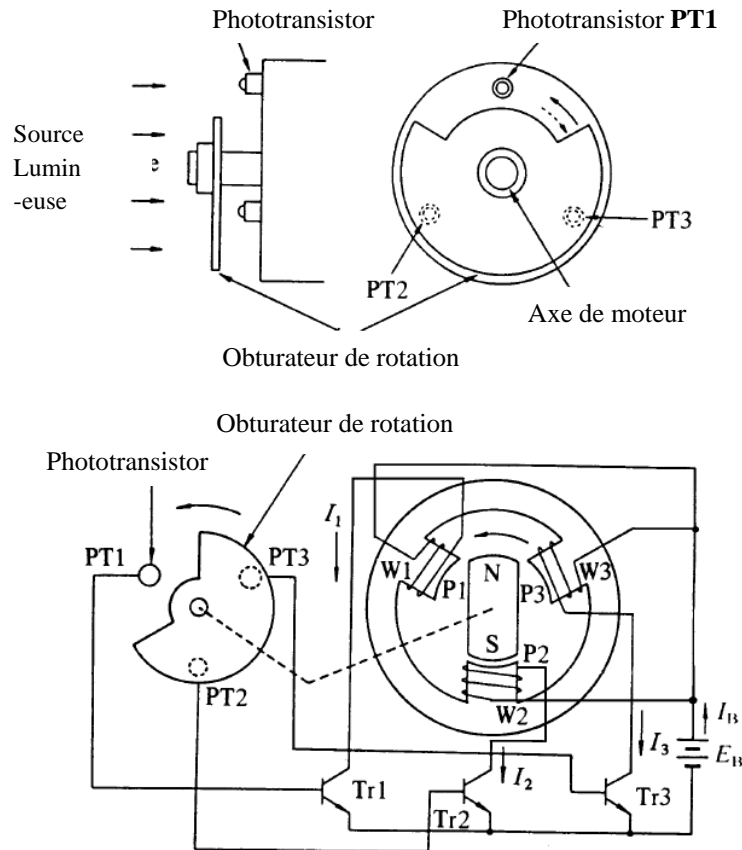


Fig.1.3 : Principe de fonctionnement d'un moteur BLDC triphasé.

Quand le courant traverse l'enroulement $W2$, il crée un pôle sud dans la phase $P2$, alors le pôle nord du rotor tourne dans la direction de la flèche vers la phase $P2$. À ce moment, l'obturateur fait cache $PT2$, donc le phototransistor $PT3$ est exposé à la lumière. Ces actions orientent le courant de l'enroulement $W2$ de la phase $P2$ vers l'enroulement $W3$ de la phase $P3$. Donc, la phase $P2$ est désactivée, alors que la phase $P3$ est activée et crée le pôle sud. Par conséquent le pôle nord du rotor tourne de $P2$ à $P3$ sans s'arrêter. En répétant ces actions récurrentes, l'aimant permanent du rotor tourne sans interruption [10].

1.2.4 Caractéristique du BLDC

Les avancées rapides dans la technologie des matériaux magnétiques (cobalt-samarium et bore-fer-néodyme) et des semi-conducteurs ont permis aux chercheurs de fabriquer des aimants de haute performance destinés à la conception de machines électriques.

En général, la machine BLDC se caractérisent par :

- fiabilité élevée ;
- rendement élevé ;
- couple élevé ;
- possibilités de élevé la vitesse ;
- dissipation thermique améliorée ;
- ondulation de couple basse, [9].

1.2.5 Type de Fonctionnement

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

1.2.5.1 Cas Idéal

Le cas idéal (en négligeant l'effet des inductances) est montré à la figure 1.4. Les FEMs ayant la forme trapézoïdale et les courants ayant la forme rectangulaire, ce qui conduit à un couple constant (Fig. 1.5). La période électrique est divisée en six intervalles identiques où chaque intervalle à 60° électriques, et pour chaque période le courant apparait sur 2 intervalles de 120° électriques chacun. Donc, sur les trois phases, on a toujours deux phases en activité pendant les 60° électriques.

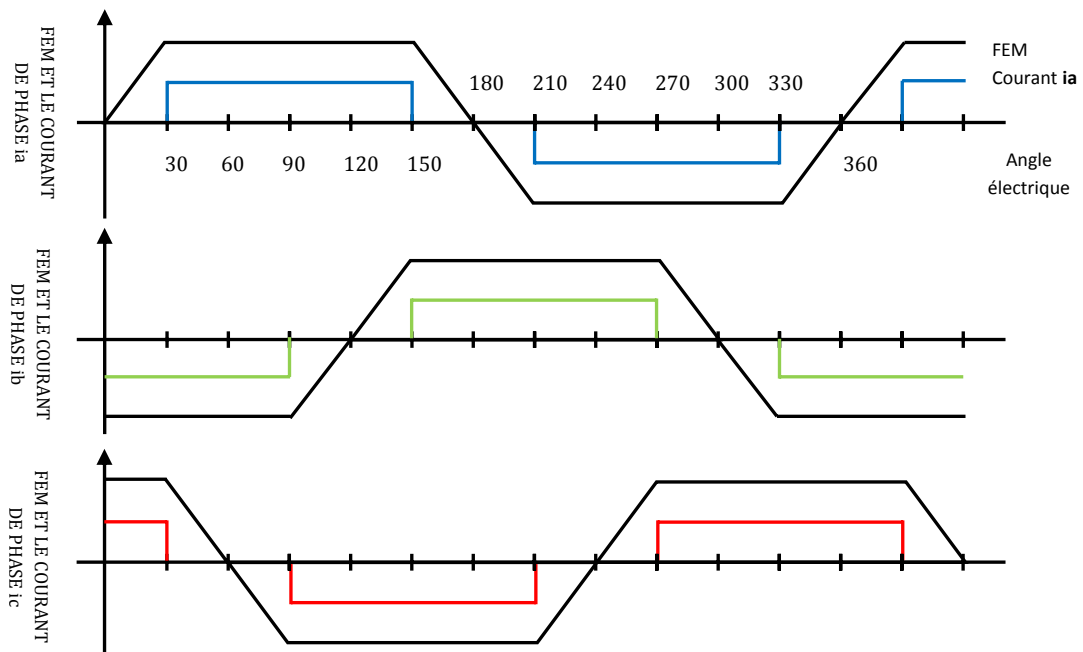


Fig. 1.4 : FEMs et les courants de phases du moteur BLDC.

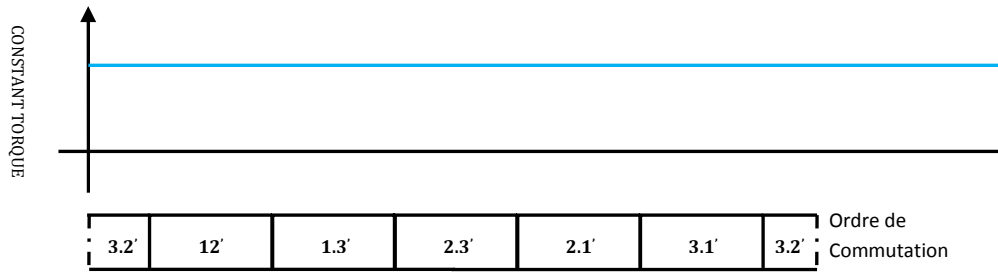


Fig. 1.5 : Couple du moteur et les intervalles de conduction [8] [13].

1.2.5.2 Cas Réel

Dans ce cas, l'effet des inductances du moteur n'est pas négligé. Aussi le courant dans les enroulements n'est plus rectangulaire. Pour notre travail, nous nous sommes basés sur ce cas qui est détaillé dans ce chapitre [8].

1.3 Les Équations Électrique et Mécanique du Moteur BLDC

1.3.1 Les Équations Électrique

La particularité du moteur BLDC provient de la forme trapézoïdale de la force électromotrice (Fig. 1.4), ce qui signifie que l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor est non sinusoïdale. Par conséquent de la figure 1.6 représentant le modèle d'un moteur BLDC on a :

$$\vec{V} = [R] \vec{I} + \frac{d\vec{\varphi}}{dt} \quad (1.1)$$

$$\vec{\varphi} = [L] \vec{I} + \vec{\varphi}_M \quad (1.2)$$

Où :

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

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

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

$$\text{Avec } [R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \text{ et } [L] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (1.3) \text{ et } (1.4)$$

$$\vec{V} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \vec{I} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \vec{\varphi} = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}, \quad \vec{\varphi}_M = \begin{bmatrix} \varphi_{Ma} \\ \varphi_{Mb} \\ \varphi_{Mc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_0 \cos \theta \\ \varphi_0 \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \varphi_0 \cos(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

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

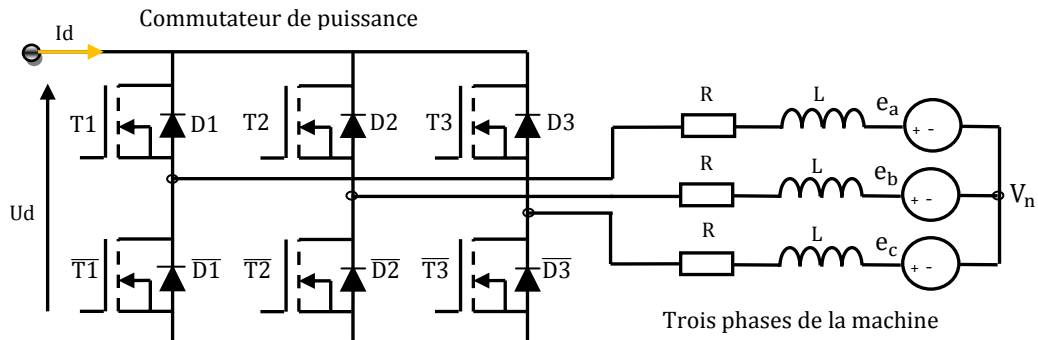


Fig. 1.6 : Structure d'un moteur BLDC.

Alors :

$$\vec{V} = [R] \vec{I} + \frac{d}{dt} ([L] \vec{I} + \vec{\varphi}_M) \quad (1.6)$$

$$\vec{V} = [R] \vec{I} + \frac{d}{dt} ([L] \vec{I}) + \frac{d\vec{\varphi}_M}{dt} \quad (1.7)$$

$$\vec{E} = \frac{d\vec{\varphi}_M}{dt} \quad (1.8)$$

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

Pour un enroulement triphasé symétrique et un système équilibré (fig. 1.7), le vecteur des tensions aux bornes des trois phases est donnée par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

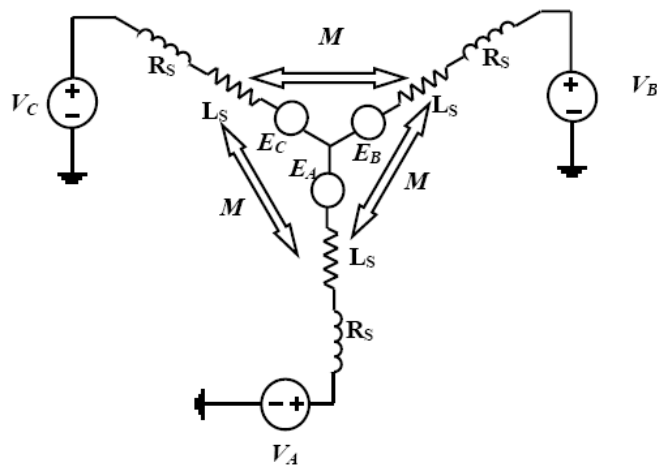


Fig. 1.7 : Modèle électrique simplifié du moteur BLDC.

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

$$\theta = P\theta_r \quad (1.10)$$

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

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = p \frac{d\theta_r}{dt} = p\omega_r \quad (1.11)$$

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

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \quad (1.12)$$

Et les inductances mutuelles sont également identiques :

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \quad (1.13)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

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

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (1.15)$$

Alors :

$$i_a + i_b = -i_c \quad (1.16)$$

Par conséquent, la tension prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

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

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

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

(1.18)

Avec :

k_e est le coefficient de la force électromotrice, $f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$ et $f_c(\theta)$ sont des fonctions dépendant uniquement de la position du rotor [14] [15] [16] [21].

1.3.2 La Force Électromotrice

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

$$E_p = k_e \omega_r \quad (1.19)$$

Les fonctions des forces électromotrices FEMs sont supposées de formes trapézoïdales et le courant de phase commence à 30° (angle électrique). Les formes typiques des FEMs induites et des courants dans les trois phases sont illustrées dans la figure 1.8 [17] :

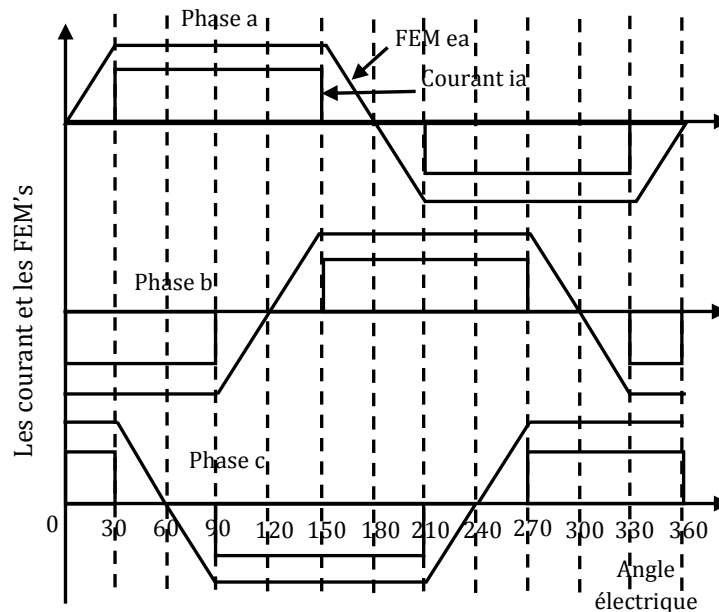


Fig. 1.8 : Formes typiques des courants et des FEMs [18] [19] [20].

1.3.3 L'Équation Mécanique du Mouvement

1.3.3.1 Vitesse du Moteur

Le modèle mécanique du moteur BLDC (fig. 1.9) est donné par l'équation 1.20 :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - f\omega_r - C_r \quad (1.20)$$

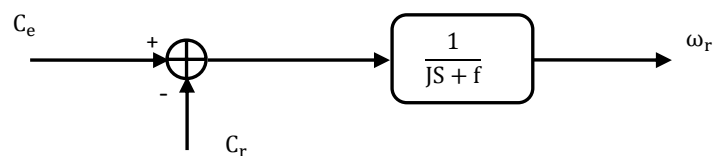


Fig. 1.9 : Modèle linéaire mécanique.

Ou :

ω_r est la vitesse angulaire en rad/s ;

C_e est le couple électromagnétique développé en N/m ;

C_r est le couple de charge en N/m ;

f est le coefficient de frottement en $N \cdot (m/rad) \cdot s^{-1}$ [2] [3].

1.3.3.2 Couple Électromagnétique

Le couple produit dans le moteur BLDC est dû à l'alignement des aimants. L'alignement des aimants se fait à la position où la force électromotrice est nulle [2]. Pour obtenir un couple dans le

moteur BLDC il est nécessaire de fournir un courant dans les phases au moment où la force électromotrice est présente sa partie plate. Le couple électromagnétique développé par le moteur BLDC est donné par :

$$C_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \quad (1.21)$$

1.4 Modèle de l'ensemble Machine-Commutateur Electronique

1.4.1 Mode Moteur

A partir les équations mécaniques et électrique de la machine triphasée (fig. 1.10) que nous avons développée dans le paragraphe précédent, nous avons calculé le modèle de l'ensemble machine BLDC commutateur électronique pour les deux sens de rotation (direct et inverse) [3] [22] [23].

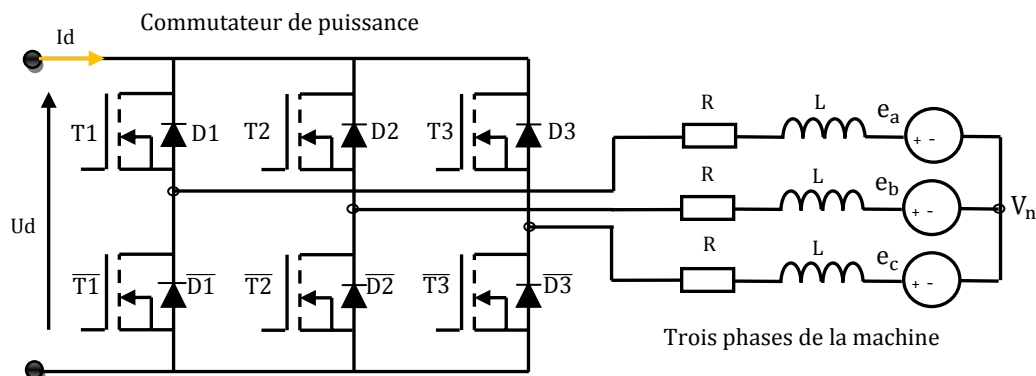


Fig. 1.10 : Ensemble moteur-commutateur.

Nous supposons que :

- les trois phases du moteur sont entièrement symétriques et produisent des FEMs induites périodiques de formes trapézoïdales ;
- les paramètres du moteur sont constants ;
- le temps de commutation entre les phases est séparé avec 60° électrique ;
- le circuit magnétique est linéaire (absence de saturation) ;
- les six transistors $T1, T2, T3$ et $\bar{T}1, \bar{T}2, \bar{T}3$ ont des caractéristiques identiques, Dans l'état "OFF" ils sont modélisés comme des impédances infinies et dans l'état "ON" ils sont représentés respectivement par une tension de seuil v_T en série avec une résistance dynamique r_T . De même, on suppose qu'en direct les diodes $D1, D2, D3$ et $\bar{D}1, \bar{D}2, \bar{D}3$ ont une tension de seuil v_D en série avec une résistance dynamique r_D .

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

Pour le développement de ce modèle, il faut déterminer les signaux de commandes des transistors. Lorsque l'aimant permanent est en rotation, il va créer des FEMs dans les phases du stator, les FEMs sont supposées de forme trapézoïdale. On sait que le signe de la FEM dépend essentiellement du flux magnétique du sens de rotation du rotor. Il reste à agir sur les courants pour imposer le régime de fonctionnement. On impose alors un courant de même sens que la FEM

de cette phase et au moment où la FEM présente sa partie plate (fig. 1.11) ; ce qui assure le fonctionnement moteur. Ce courant est obtenu par la commande adéquate des transistors. [2].

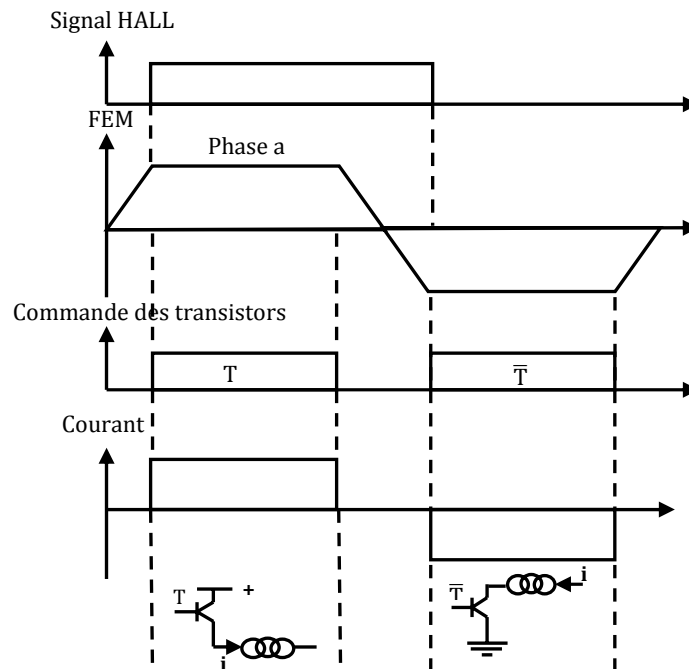


Fig. 1.11 : Méthode d'élaboration des signaux de commande des transistors [24].

Dans un moteur BLDC les séquences d'alimentation du commutateur dépendent du sens de rotation du moteur. Ce qui permet de donner deux modèles différents, aussi dans cette partie on détaille le modèle pour le sens de rotation direct. Dans la commande à 120° électrique, seulement deux phases du moteur sont alimentées durant un intervalle de 60° électrique (fig. 1.12).

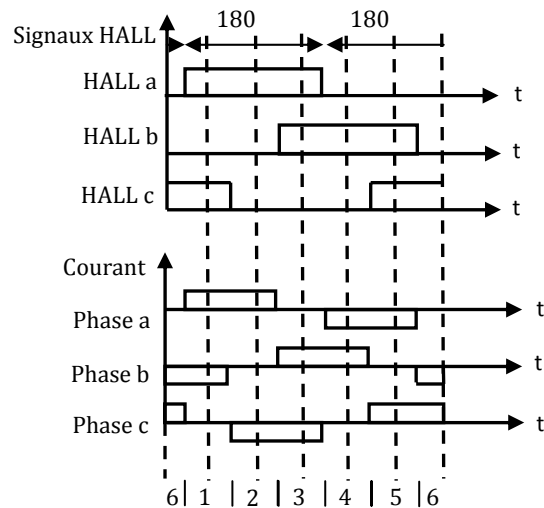


Fig. 1.12 : Signaux à effet hall pour le sens direct [22] [23] [25].

On suppose que la position est détectée par des capteurs à effet hall avec une résolution de 60° électrique. On peut alors distinguer six intervalles dont chacun peut se diviser en deux sous intervalles selon la conduction ou non de la diode de roue libre correspondante comme le montre la figure 1.13 :

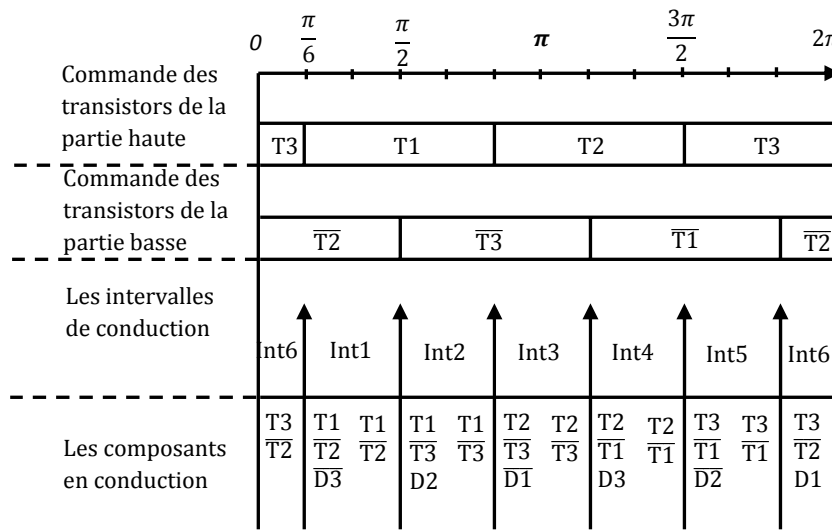


Fig. 1.13 : Signaux des transistors pour le sens direct [22] [23].

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

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

Tableau 1.1 : Séquence des phases allumées sur une période.

a.1 Expressions des Forces Electromotrices

Les expressions des FEMs des phases peuvent être déduites de la figure 1.8, et elles sont exprimées dans le tableau 1.2 :

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

Tableau 1.2 : Expressions des FEMs des 3 phases e_a , e_b , e_c sur une période [2].

Les trois tensions de phase du moteur BLDC sont :

$$\begin{cases} V_a = R i_a + L \frac{di_a}{dt} + M \left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + e_a \\ V_b = R i_b + L \frac{di_b}{dt} + M \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + e_b \\ V_c = R i_c + L \frac{di_c}{dt} + M \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} \right) + e_c \end{cases} \quad (1.22)$$

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

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (1.23)$$

Donc :

$$\begin{cases} \left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) = - \frac{di_a}{dt} \\ \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) = - \frac{di_b}{dt} \\ \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} \right) = - \frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (1.24)$$

Alors :

$$\begin{cases} V_a = R i_a + (L - M) \frac{di_a}{dt} + e_a \\ V_b = R i_b + (L - M) \frac{di_b}{dt} + e_b \\ V_c = R i_c + (L - M) \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases} \quad (1.25)$$

On applique la loi des mailles pour obtenir les équations des courants dans les trois phases [8].

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

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

a.2 Expressions des Courants de Phase

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

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

Le chemin principal du courant est à travers les phases a et b via les deux transistors $T1$ et $\overline{T2}$, l'autre chemin est à travers les phases c et b via le transistor $\overline{T2}$ et la diode $\overline{D3}$. Cela est indiqué à la figure 1.14 :

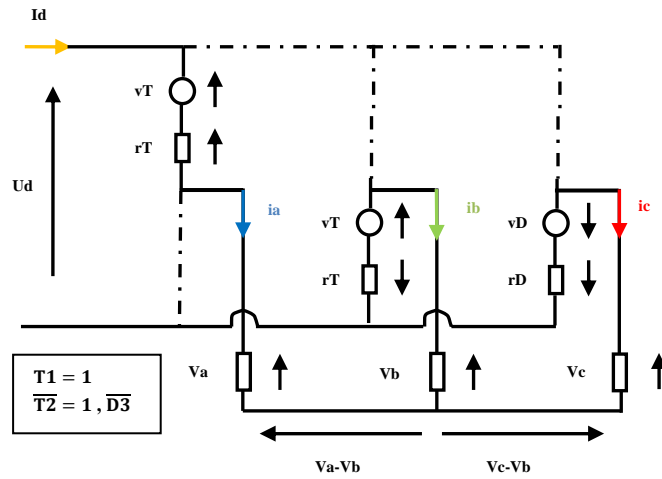


Fig. 1.14 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

A partir la figure 1.14, on applique la loi des mailles pour les deux chemins on a :

$$\begin{cases} V_a - V_b + r_T i_a + v_T - u_d - r_T i_b + v_T = 0 \\ V_c - V_b + v_D + r_D i_c - r_T i_b + v_T = 0 \end{cases} \quad (1.26)$$

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

$$\begin{cases} 2R i_a + R i_c + (L - M) \left(2 \frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + e_a - e_b + 2r_T i_a + 2v_T - u_d + r_T i_a = 0 \\ R i_a + 2R i_c + (L - M) \left(\frac{di_a}{dt} + 2 \frac{di_c}{dt} \right) + e_c - e_b + v_D + r_D i_c + r_T i_c + r_T i_a + v_T = 0 \end{cases} \quad (1.27)$$

Donc :

$$\begin{cases} \left(2 \frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) = \frac{1}{(L - M)} [u_d - 2v_T - e_a + e_b - 2(R + r_T)i_a - (R + r_T)i_c] \\ \left(\frac{di_a}{dt} + 2 \frac{di_c}{dt} \right) = \frac{1}{(L - M)} [-v_T - v_D + e_b - e_c - (R + r_T)i_a - (2R + r_T + r_D)i_c] \end{cases} \quad (1.28)$$

Le système 1.28 peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{(L - M)} \begin{bmatrix} u_d - 2v_T - e_a + e_b - 2(R + r_T)i_a - (R + r_T)i_c \\ -v_T - v_D + e_b - e_c - (R + r_T)i_a - (2R + r_T + r_D)i_c \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

Ce qui conduit à la forme résolue suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{(L - M)} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} u_d - 2v_T - e_a + e_b - 2(R + r_T)i_a - (R + r_T)i_c \\ -v_T - v_D + e_b - e_c - (R + r_T)i_a - (2R + r_T + r_D)i_c \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

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

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d - 3v_T - v_D - 2e_a + e_b + e_c - 3(R+r_T)i_a + (r_D - r_T)i_c] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D + e_a + e_b - 2e_c - (3R+r_T+2r_D)i_c] \\ i_b = (-i_a - i_c) \end{cases} \quad (1.31)$$

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

$$V = M_c \times S \times u_d \quad (1.32)$$

Ou $S = [S_a \ S_b \ S_c]^T$ désigne les états des bras. [22] [23] (1.33)

$$M_c = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \text{ désigne la matrice de transfert de l'onduleur.} \quad (1.34)$$

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

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

$$S^T = [1 \ 0 \ 0] \text{ et } V = \left[\frac{2}{3}u_d \quad -\frac{1}{3}u_d \quad -\frac{1}{3}u_d \right]^T \quad (1.35)$$

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

La phase c est débranchée ($i_c = 0$) et la diode de roue libre $\overline{D3}$ est bloquée. Dans ce cas on a seulement le chemin principal, c'est-à-dire le courant passe seulement à travers les 2 phases a et b comme il est indiqué à la figure 1.15 :

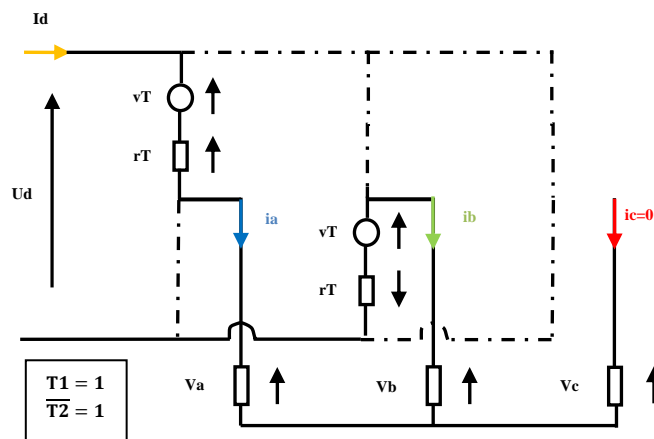


Fig. 1.15 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T - e_a + e_b - 2(R+r_T)i_a] \\ i_b = (-i_a) \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (1.36)$$

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

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

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

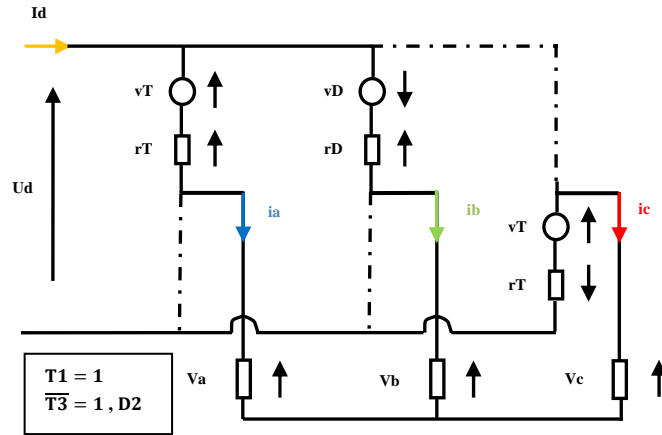


Fig. 1.16 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d - 3v_T - v_D - 2e_a + e_b + e_c - 3(R+r_T)i_a + (r_D - r_T)i_b] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D + e_a - 2e_b + e_c - (3R+r_T+2r_D)i_b] \\ i_c = (-i_a - i_b) \end{cases} \quad (1.37)$$

$$\text{Donc : } S^T = [1 \quad 1 \quad 0] \text{ et } V = \left[\frac{1}{3}u_d \quad \frac{1}{3}u_d \quad -\frac{2}{3}u_d \right]^T \quad (1.38) \text{ et } (1.39)$$

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

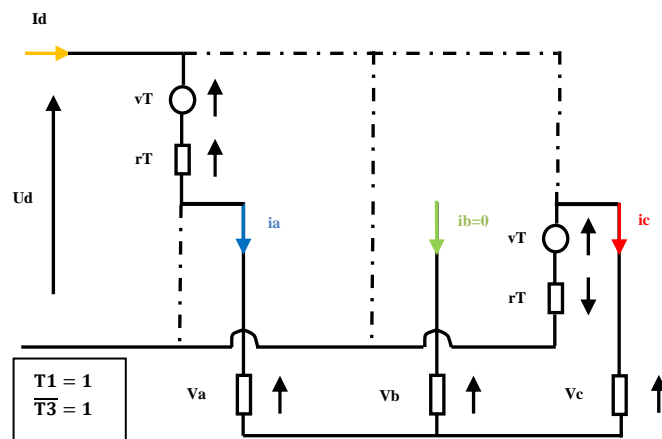


Fig. 1.17 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T - e_a + e_c - 2(R+r_T)i_a] \\ i_b = 0 \\ i_c = -i_a \end{cases} \quad (1.40)$$

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

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

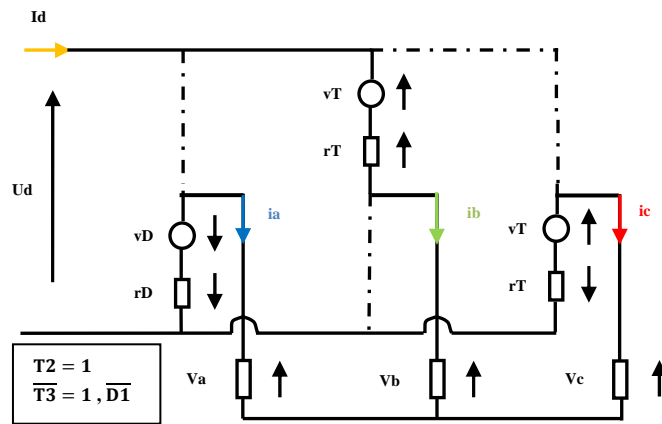


Fig. 1.18 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - (3R + r_T + 2r_D)i_a] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d - 3v_T + v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R + r_T)i_b + (r_D - r_T)i_a] \\ i_c = (-i_a - i_b) \end{cases} \quad (1.41)$$

$$\text{Donc : } S^T = [0 \quad 1 \quad 0] \text{ et } V = \left[-\frac{1}{3}u_d \quad \frac{2}{3}u_d \quad -\frac{1}{3}u_d \right]^T \quad (1.42)$$

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

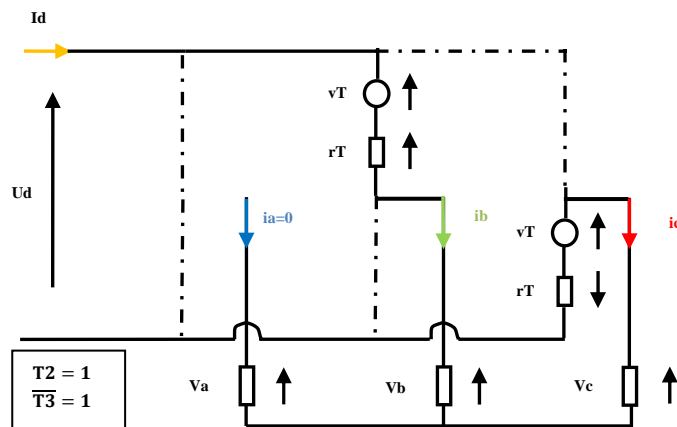


Fig. 1.19 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T - e_b + e_c - 2(R + r_T)i_b] \\ i_a = 0 \\ i_c = -i_b \end{cases} \quad (1.43)$$

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

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

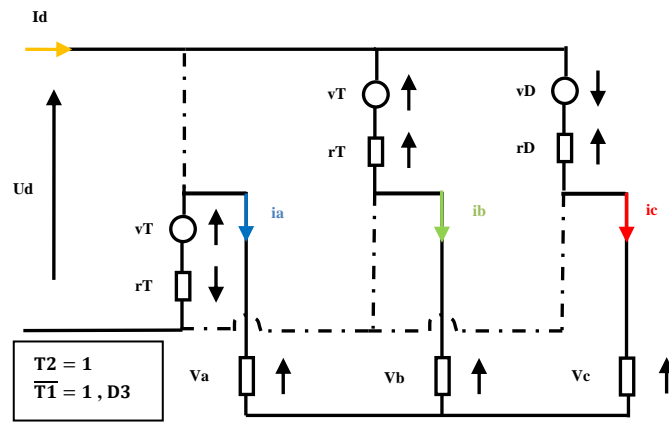


Fig. 1.20 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d - 3v_T - v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R+r_T)i_b + (r_D - r_T)i_c] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - (3R+r_T+2r_D)i_c] \\ i_a = (-i_b - i_c) \end{cases} \quad (1.44)$$

$$\text{Donc : } S^T = [0 \quad 1 \quad 1] \text{ et } V = \begin{bmatrix} -\frac{2}{3}u_d & \frac{1}{3}u_d & \frac{1}{3}u_d \end{bmatrix}^T \quad (1.45)$$

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

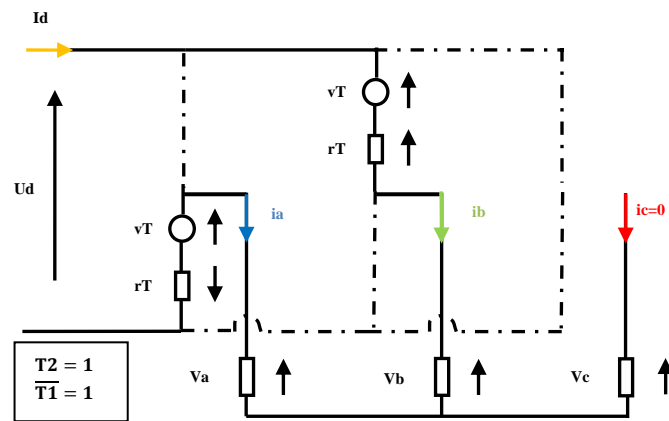
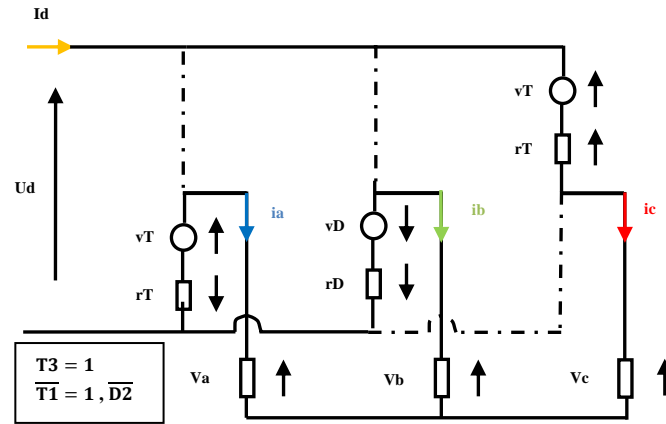


Fig. 1.21 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

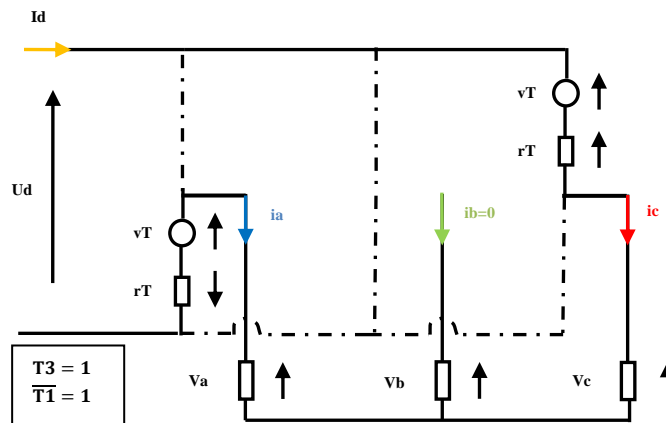
$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T + e_a - e_b - 2(R+r_T)i_b] \\ i_a = (-i_b) \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (1.46)$$

a.2.5 Intervalle 5 : $\left(\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6}\right)$
a.2.5.1 Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{3}\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(T3, \overline{T1}, \overline{D2})$)

Fig. 1.22 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D + e_a - 2e_b + e_c - (3R + r_T + 2r_D)i_b] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d - 3v_T + v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R + r_T)i_c + (r_D - r_T)i_b] \\ i_a = (-i_b - i_c) \end{cases} \quad (1.47)$$

$$\text{Donc : } S^T = [0 \quad 0 \quad 1] \text{ et } V = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3}u_d & -\frac{1}{3}u_d & \frac{2}{3}u_d \end{bmatrix}^T \quad (1.48)$$

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

Fig. 1.23 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T + e_a - e_c - 2(R + r_T)i_c] \\ i_a = (-i_c) \\ i_b = 0 \end{cases} \quad (1.49)$$

b. Modèle du BLDC pour le Fonctionnement dans le Sens de Rotation Inverse

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

b.1 Expressions des Forces Electromotrices

Les formes des FEMs pour le fonctionnement dans le sens de rotation inverse sont représentées à la figure 1.26 :

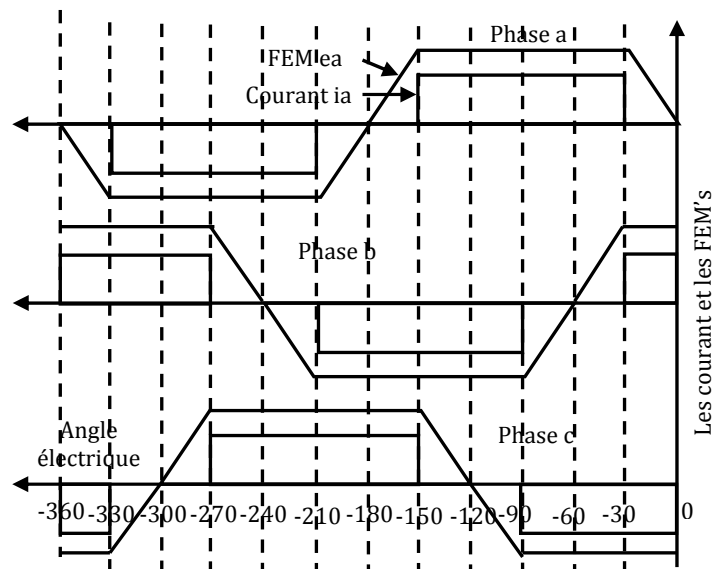


Fig. 1.26 : Formes des FEM et des courants typiques dans les trois phases.

A partir la figure 1.26, les signaux de commande des transistors et les intervalles de conduction des phases sont illustré à la figure 1.27, et les expressions des forces électromotrices FEMs sont données au tableau 1.3 :

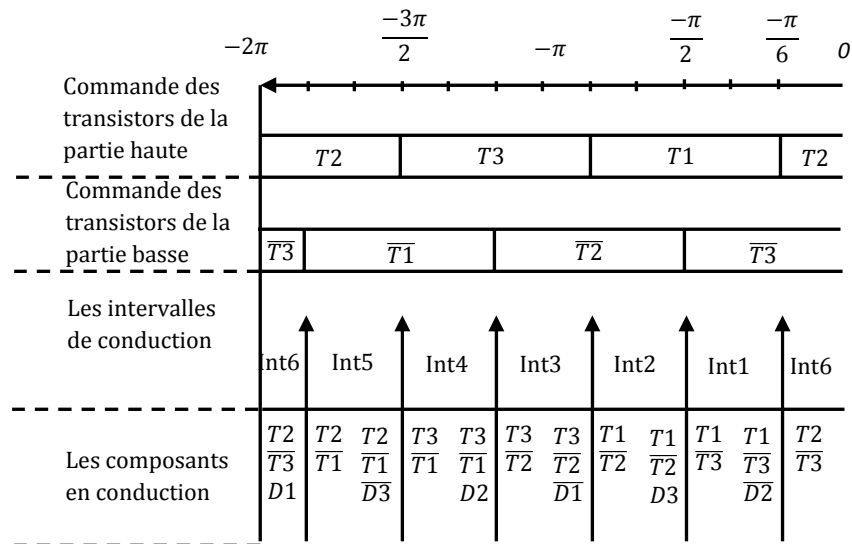
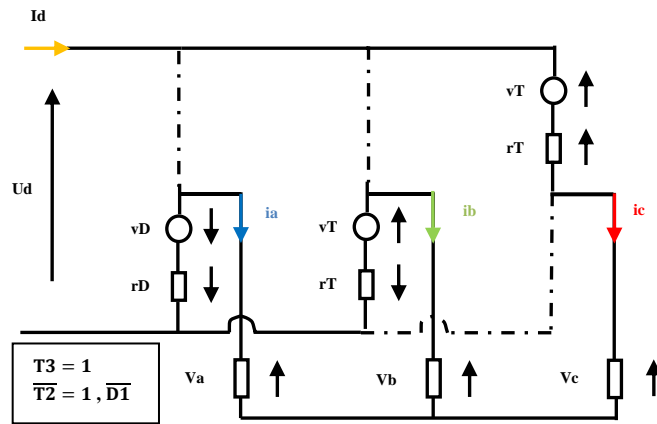


Fig. 1.27 : Séquence d'allumage inverse des transistors du commutateur.

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

Tableau 1.3 : Expressions des différents FEM's durant les six intervalles.

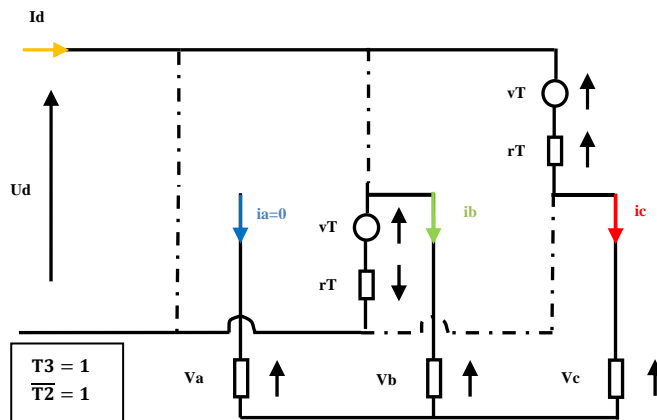
On remarque que la partie négative de la force électromotrice FEM (fig. 1.26) correspondant à E_p dans le tableau 1.3 et non pas à $-E_p$, ceci est normale car la vitesse cette fois est négative et $E_p = k_e \omega_r$.

b.2.3 Intervalle 3 : $\left(-\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq -\frac{5\pi}{6}\right)$
b.2.3.1 Sous Intervalle 1 : $\left(-\pi \leq \theta \leq -\frac{5\pi}{6}\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(T3, \overline{T2}, \overline{D1})$)

Fig. 1.32 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

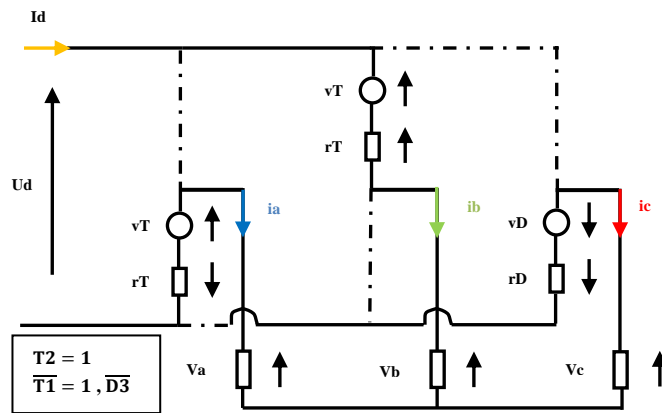
$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - (3R + r_T + 2r_D)i_a] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d - 3v_T + v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R + r_T)i_c + (r_D - r_T)i_a] \\ i_b = (-i_a - i_c) \end{cases} \quad (1.59)$$

$$\text{Donc : } S^T = [1 \ 0 \ 0] \text{ et } V = \left[-\frac{1}{3}u_d \quad -\frac{1}{3}u_d \quad \frac{2}{3}u_d\right]^T \quad (1.60)$$

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

Fig. 1.33 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

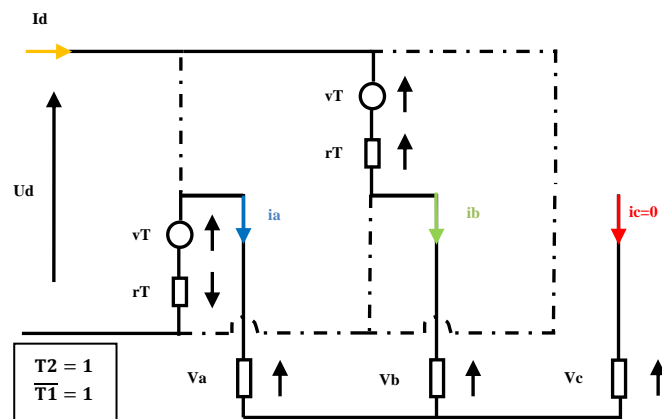
$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T + e_b - e_c - 2(R + r_T)i_c] \\ i_b = (-i_c) \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (1.61)$$

b.2.5 Intervalle 5 : $\left(-\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq -\frac{3\pi}{2}\right)$
b.2.5.1 Sous Intervalle 1 : $\left(-\frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq -\frac{3\pi}{2}\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(T2, \overline{T1}, \overline{D3})$)

Fig. 1.36 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d - 3v_T + v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R+r_T)i_b + (r_D - r_T)i_c] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D + e_a + e_b - 2e_c - (3R+r_T+2r_D)i_c] \\ i_a = (-i_b - i_c) \end{cases} \quad (1.65)$$

$$\text{Donc : } S^T = [0 \quad 1 \quad 0] \text{ et } V = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3}u_d & \frac{2}{3}u_d & -\frac{1}{3}u_d \end{bmatrix}^T \quad (1.66)$$

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

Fig. 1.37 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T + e_a - e_b - 2(R+r_T)i_b] \\ i_a = (-i_b) \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (1.67)$$

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

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

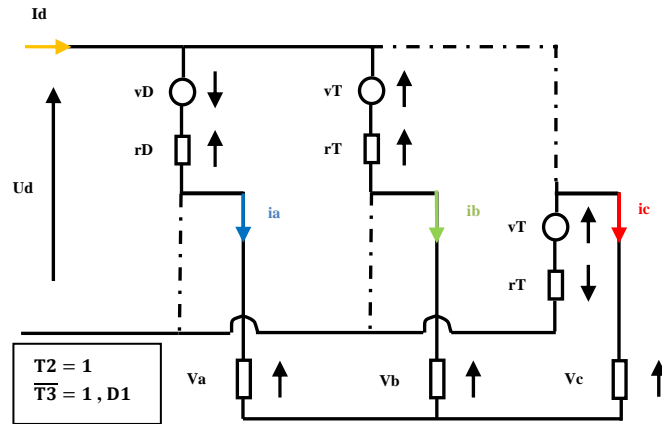


Fig. 1.38 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - (3R + r_T + 2r_D)i_a] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d - 3v_T - v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R + r_T)i_b + (r_D - r_T)i_a] \\ i_c = (-i_a - i_b) \end{cases} \quad (1.68)$$

$$\text{Donc : } S^T = [1 \quad 1 \quad 0] \text{ et } V = \left[\frac{1}{3}u_d \quad \frac{1}{3}u_d \quad -\frac{2}{3}u_d \right]^T \quad (1.69)$$

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

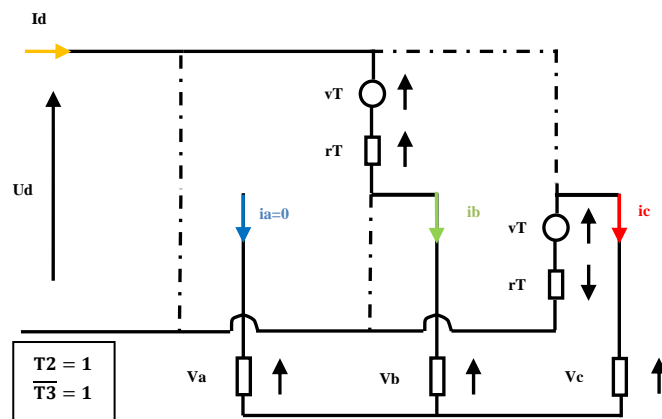


Fig. 1.39 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d - 2v_T - e_b + e_c - 2(R + r_T)i_b] \\ i_c = (-i_b) \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (1.70)$$

1.4.2 Mode Génératrice

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

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

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

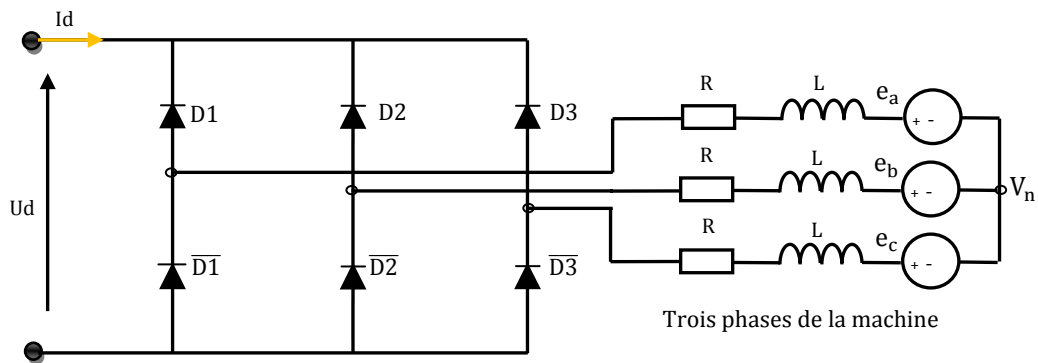


Fig. 1.40 : schéma équivalent lorsque on a mode de freinage.

Pour le développement de ce modèle, il faut déterminer l'ordre de commutation des diodes pour les deux sens de rotation qui sont données par les figures 1.41 et 1.42 :

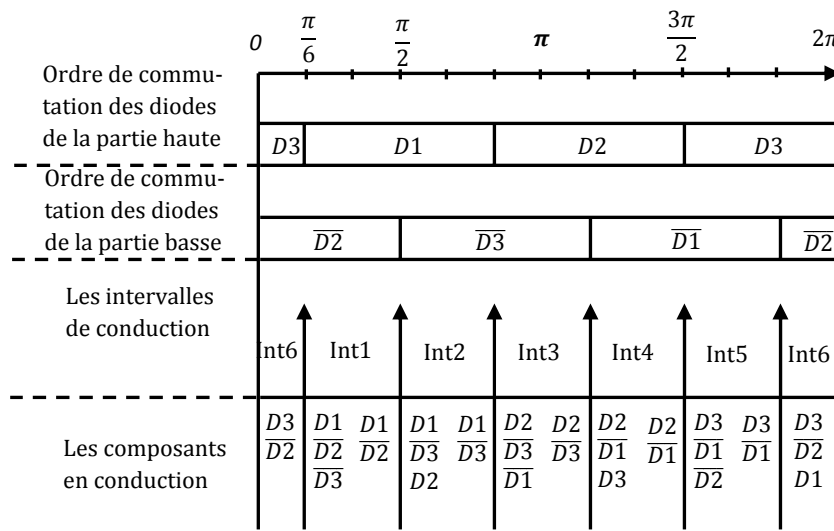


Fig. 1.41 : Ordre de commutation des diodes pour le sens direct.

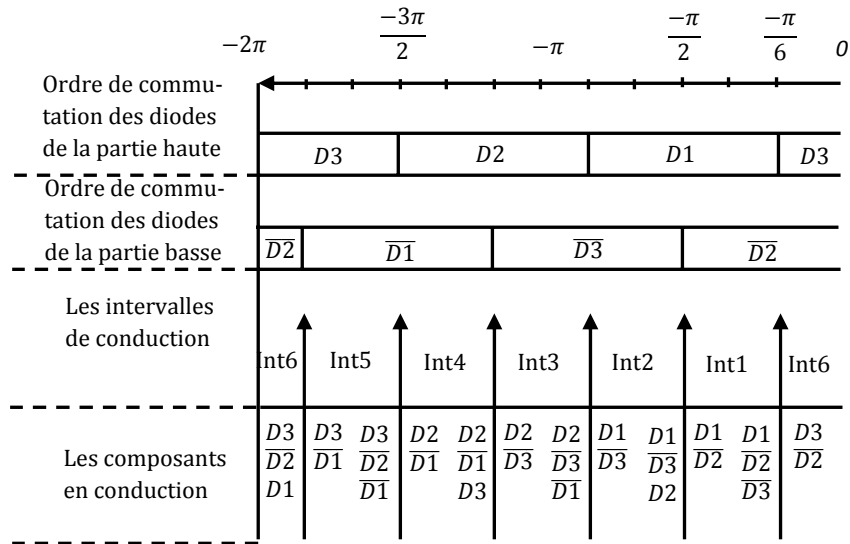


Fig. 1.42 : Ordre de commutation des diodes pour le sens inverse.

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

a. Modèle du BLDC pour le Fonctionnement dans le Sens de Rotation Direct ou Inverse

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

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

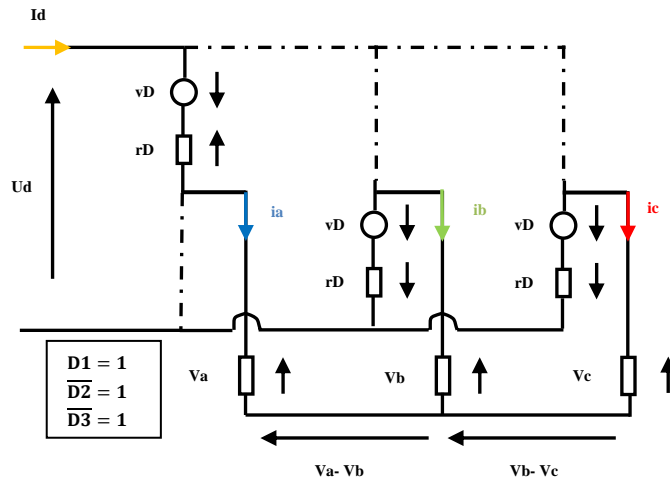
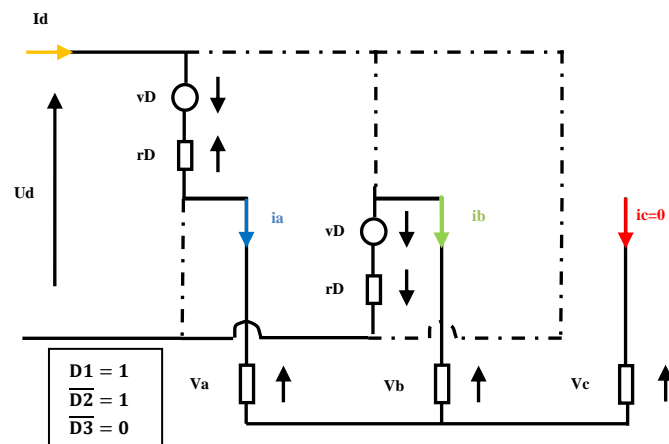


Fig. 1.43 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

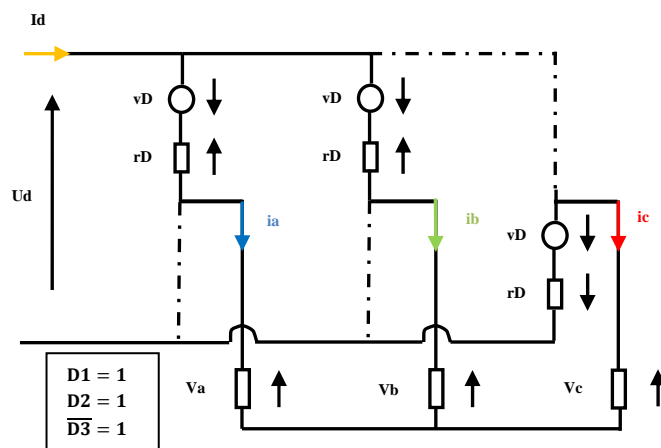
Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L - M)} [2 u_d + 4 v_D - 2e_a + e_b + e_c - 3(R + r_D)i_a] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L - M)} [-u_d - 2 v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R + r_D)i_b] \\ i_c = (-i_a - i_b) \end{cases} \quad (1.71)$$

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

Fig. 1.44 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

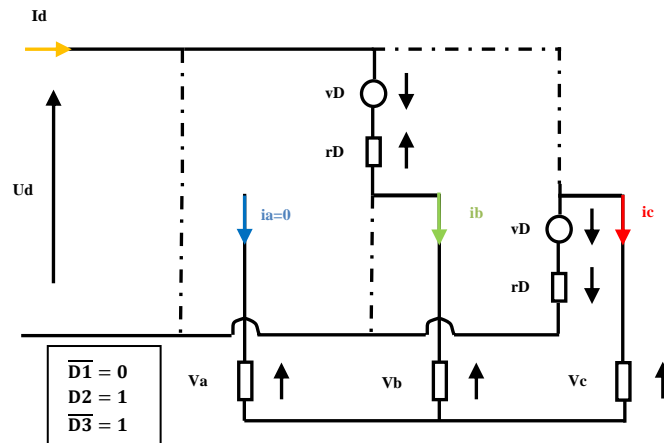
Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d + 2v_D - e_a + e_b - 2(R+r_D)i_a] \\ i_b = (-i_a) \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (1.72)$$

a.2 Intervalle 2 : $\left(\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6}\right)$
a.2.1 Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(D1, D2, \overline{D3})$)

Fig. 1.45 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

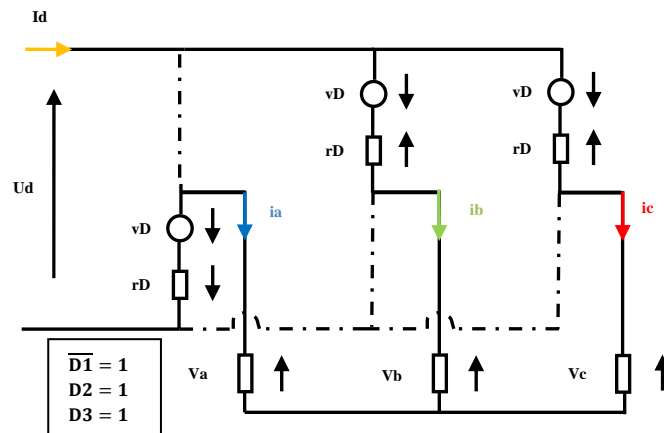
Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - 3(R+r_D)i_a] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-2u_d - 4v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R+r_D)i_c] \\ i_b = (-i_a - i_c) \end{cases} \quad (1.73)$$

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

Fig. 1.48 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

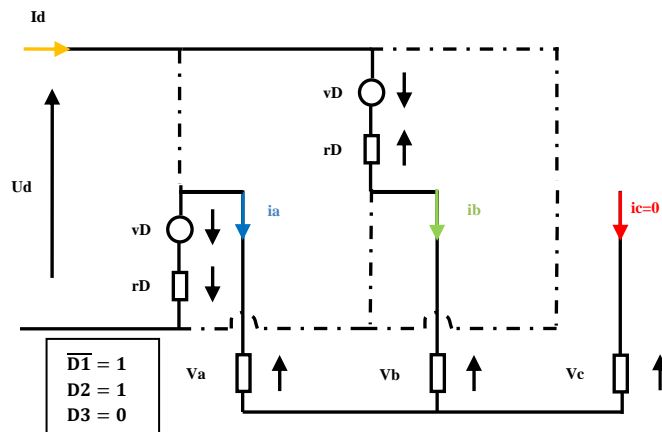
Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d + 2v_D - e_b + e_c - 2(R+r_D)i_b] \\ i_c = (-i_b) \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (1.76)$$

a.4 Intervalle 4 : $\left(\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{3\pi}{2}\right)$
a.4.1 Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3}\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(\overline{D1}, D2, D3)$)

Fig. 1.49 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

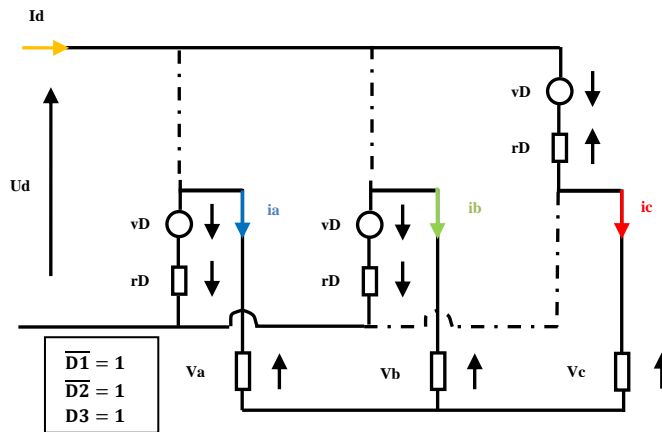
Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [u_d + 2v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R+r_D)i_b] \\ \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-2u_d - 4v_D - 2e_a + e_b + e_c - 3(R+r_D)i_a] \\ i_c = (-i_a - i_b) \end{cases} \quad (1.77)$$

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

Fig. 1.50 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

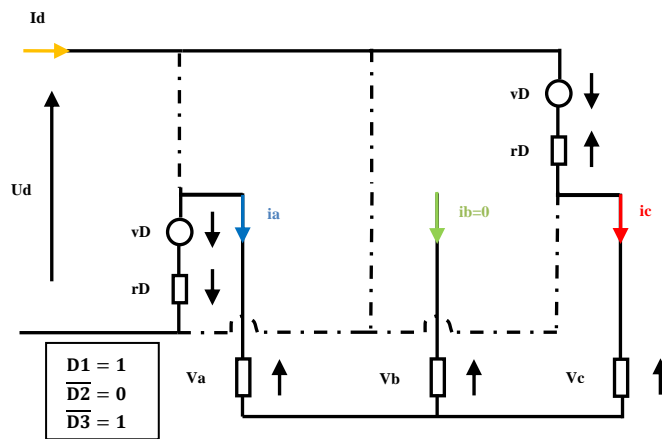
Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d + 2v_D - e_b + e_c - 2(R+r_D)i_b] \\ i_a = (-i_b) \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (1.78)$$

a.5 Intervalle 5 : $\left(\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6}\right)$
a.5.1 Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{3}\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(\overline{D1}, \overline{D2}, \overline{D3})$)

Fig. 1.51 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

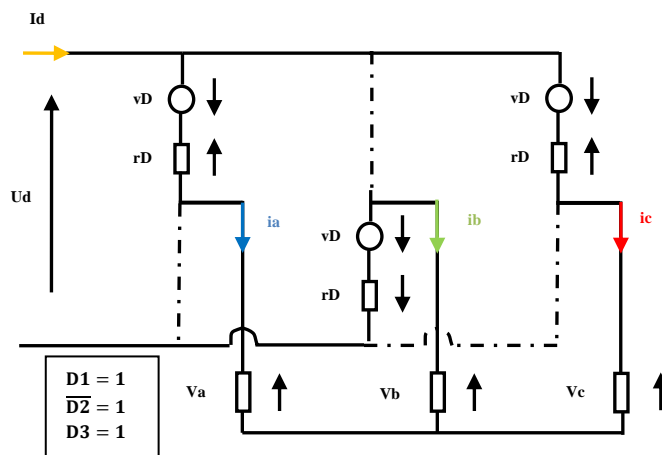
Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d + 4v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R+r_D)i_c] \\ \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-u_d - 2v_D - 2e_a + e_b + e_c - 3(R+r_D)i_a] \\ i_b = (-i_a - i_c) \end{cases} \quad (1.79)$$

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

Fig. 1.52 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d + 2v_D + e_a - e_c - 2(R+r_D)i_c] \\ i_a = (-i_c) \\ i_b = 0 \end{cases} \quad (1.80)$$

a.6 Intervalle 6 : $\left(\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq 2\pi\right) + \left(0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{6}\right)$
a.6.1 Sous Intervalle 1 : $\left(\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq 2\pi\right)$ (les composants qui fonctionnent sont $(D1, \overline{D2}, D3)$)

Fig. 1.53 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [2u_d + 4v_D + e_a + e_b - 2e_c - 3(R+r_D)i_c] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3(L-M)} [-2u_d - 4v_D + e_a - 2e_b + e_c - 3(R+r_D)i_b] \\ i_a = (-i_b - i_c) \end{cases} \quad (1.81)$$

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

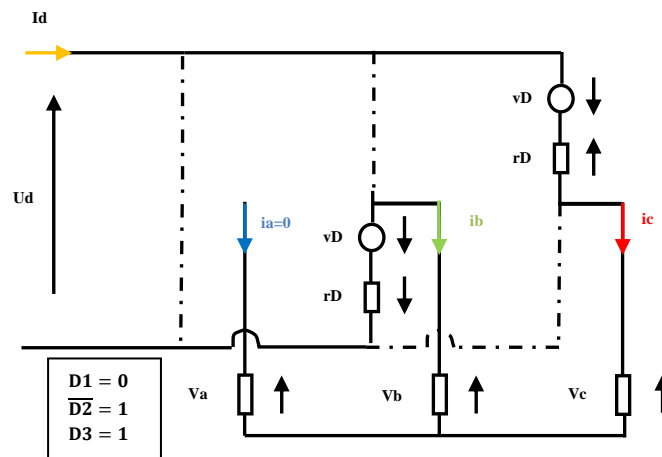


Fig. 1.54 : Schéma équivalent de l'ensemble moteur-commutateur.

Les équations de courants sont :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{2(L-M)} [u_d + 2v_D + e_b - e_c - 2(R+r_D)i_c] \\ i_b = (-i_c) \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (1.82)$$

1.5 Résultats de Simulation

1.5.1 Simulation en Boucle Ouverte

1.5.1.1 Paramètres du Moteur Choisi pour la Simulation

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

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

Cette simulation comporte deux parties :

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

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

1.5.1.2 Résultats en Régime Statique

Pour mieux voir les caractéristiques du moteur BLDC il est préférable de tracer les différentes variables dans le régime permanent c.à.d. lorsque la vitesse est constante. On considère que le

moteur fonctionne en régime statique et tourne à la vitesse constante de ± 1500 (tr/mn) pour les deux sens de rotation et on impose à l'entrée de l'onduleur une tension u_d de 24 (V). Le commutateur sélectionne la connexion des phases selon la séquence directe et inverse de la figure 1.55 :

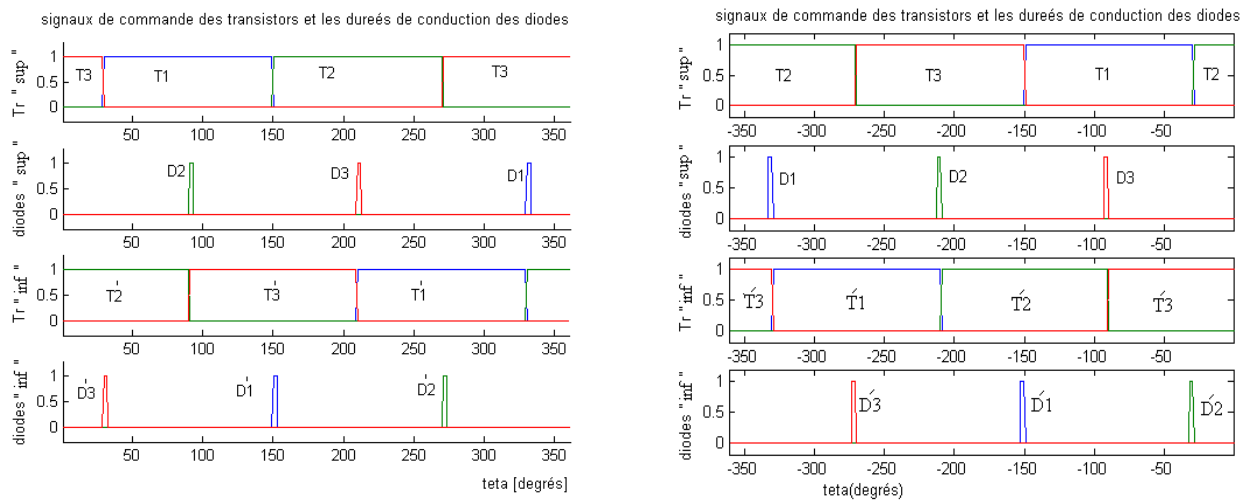


Fig. 1.55 : Signaux de commande des transistors et durée de conductions des diodes

Pour le sens de rotation direct et inverse.

On obtient le courant continu i_d à l'entrée du commutateur pour les deux sens de rotation selon la figure 1.56 :

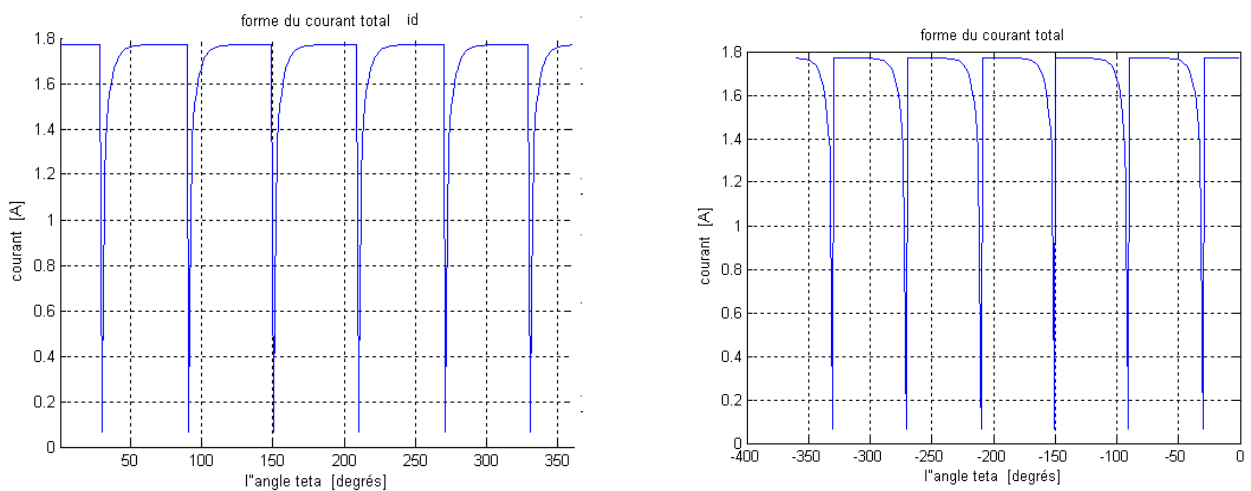


Fig. 1.56 : Courant i_d en régime statique pour le sens direct et inverse.

Les courants dans les phases i_a , i_b , i_c et les forces électromotrices e_a , e_b , e_c sont donnés à la figure 1.57 :

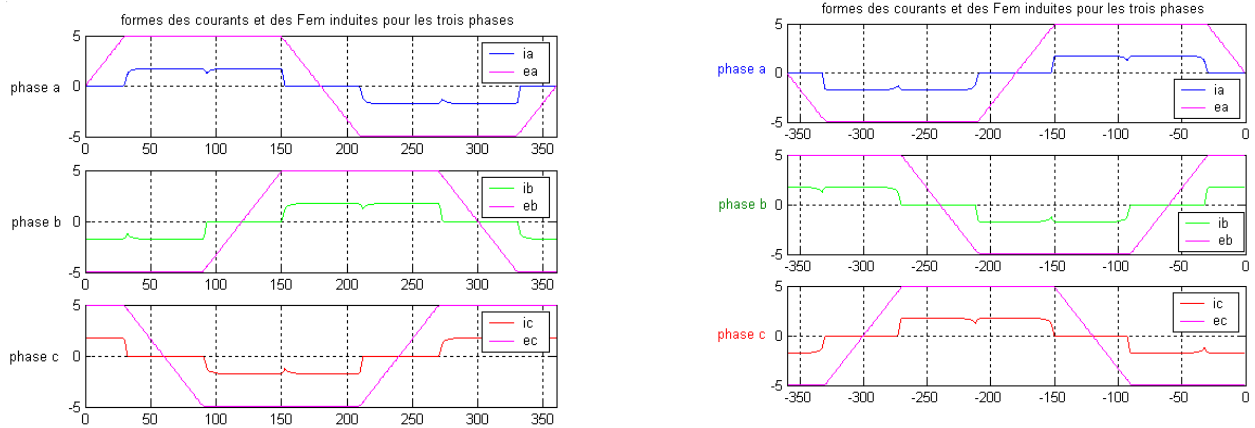


Fig. 1.57 : Courants de phases avec les FEMs en régime statique dans le sens direct et inverse.

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

1.5.1.3 Démarrage du Moteur

Le moteur étant initialement à l'arrêt, on applique la tension continue $u_d = 24 V$ à l'entrée du commutateur électronique. Le commutateur connecte les enroulements (a, b, c) selon la séquence directe ou inverse d'allumage des interrupteurs électronique (fig. 1.55).

En note que la vitesse du moteur démarre de la valeur nulle et se stabilise à $\pm 280 T/min$ pour les deux sens de rotation. Les résultats de cet essai apparaissent aux figures 1.58 et 1.59 :

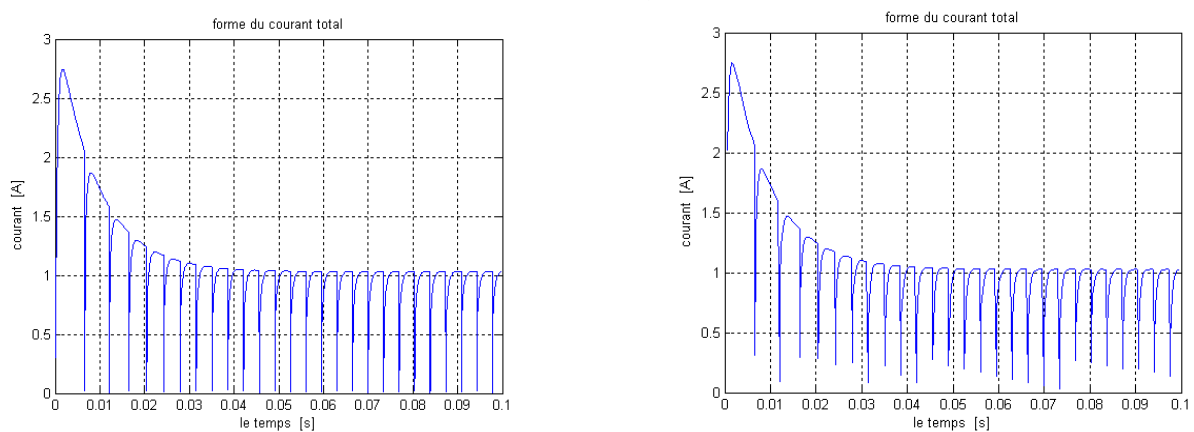


Fig. 1.58 : Courant i_d en régime de démarrage dans le sens direct et inverse.

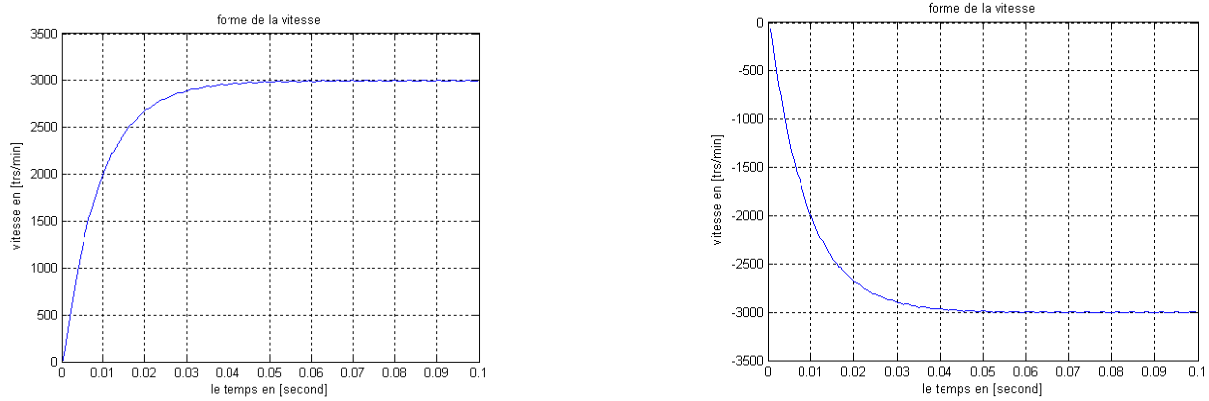


Fig. 1.59 : Vitesse du moteur en régime de démarrage pour le sens de rotation direct et inverse.

En conséquence, on obtient les courants dans les trois enroulements selon la figure 1.60. Il apparaît que le couple C_e suit la même forme que celle du courant continu i_d (fig. 1.61), ce qui est conforme à celui fourni par un moteur à courant continu classique (à excitation indépendante constante) [6] [14].

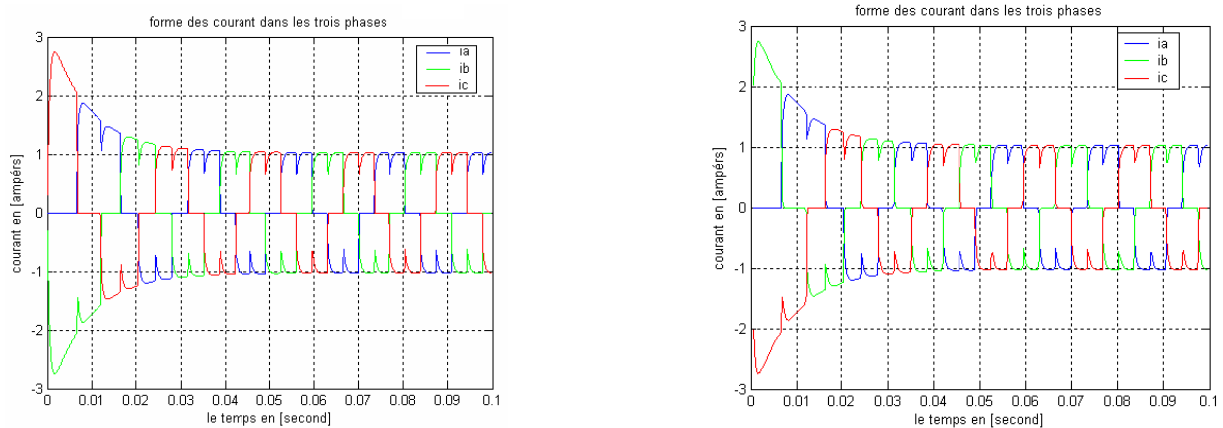


Fig. 1.60 : Courants i_a , i_b , i_c des phases en régime de démarrage pour le sens de rotation direct et inverse.

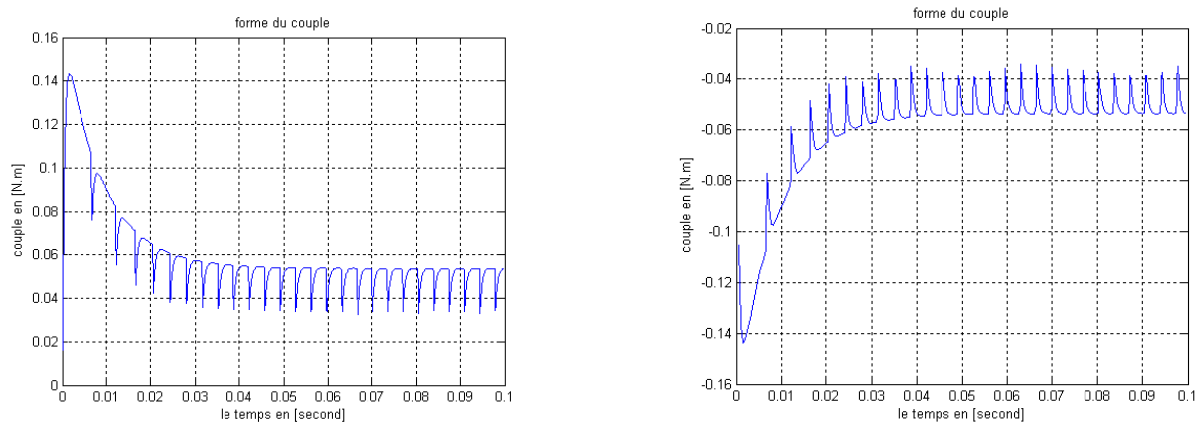


Fig. 1.61 : Couple C_e du moteur en régime de démarrage pour le sens de rotation direct et inverse.

Le courant dans la phase a et sa FEM correspondante sont données à la figure 1.62 :

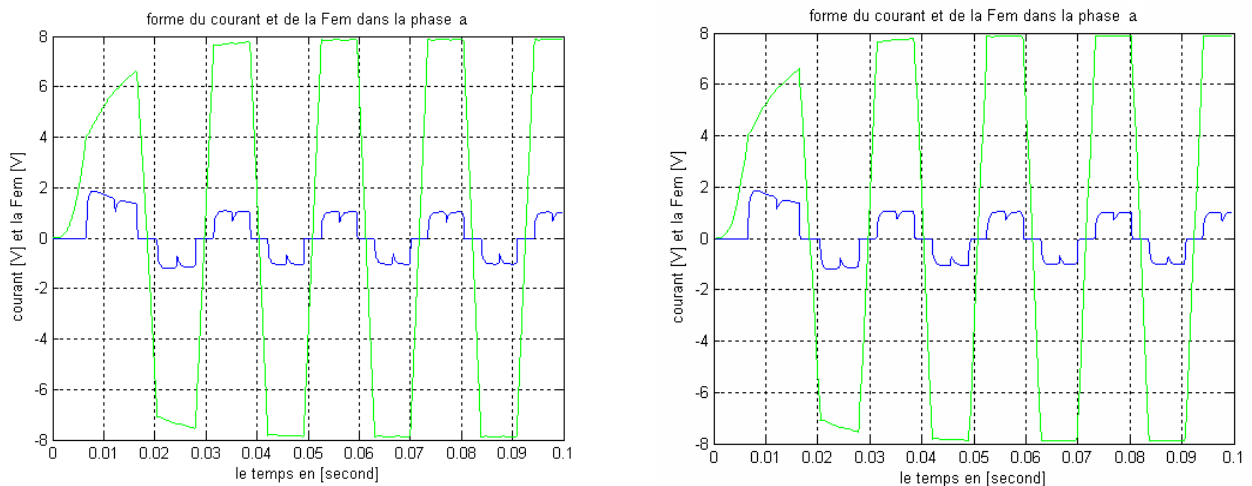


Fig. 1.62 : Courant de phase i_a et FEM e_a en régime de démarrage dans le sens direct et inverse.

● Analyses et Commentaires

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

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traité le fonctionnement du moteur dans le fonctionnement moteur et générateur.

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

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

Chapitre 2

Modèle Continu du moteur BLDC

2.1 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) [2]. Enfin, on donne les résultats de la simulation du courant continu en boucle ouverte pour le régime statique et de démarrage du moteur.

2.2 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 2.1 [3]. 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 :

$$u_d = u_1 - u_2 \quad (2.1)$$

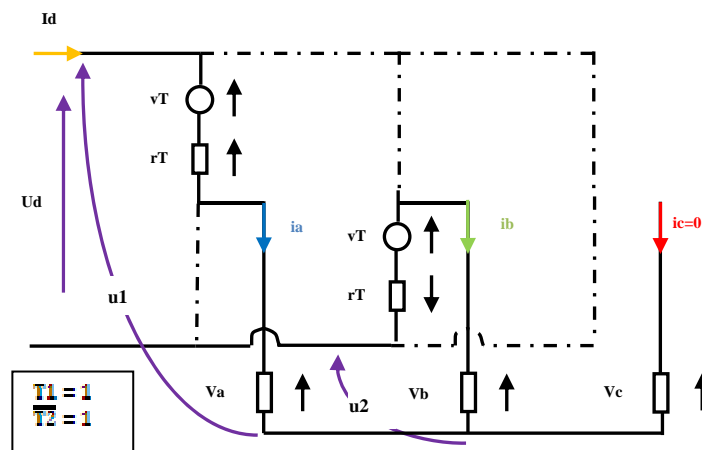


Fig. 2.1 : Structure d'un commutateur-moteur BLDC lorsque deux phases sont alimentées.

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 2.1. On suppose que les résistances dynamiques des composants de l'onduleur sont identiques :

$$r_T = r_D = r \quad (2.2)$$

r_T est la résistance dynamique du transistor.

r_D est la résistance dynamique de la diode.

Alors :

$$u_1 = v_a + v_T + r i_a \quad (2.3)$$

$$u_2 = v_b - v_T + r i_b \quad (2.4)$$

En remplaçant v_a et v_b par les expressions suivantes :

$$v_a = R i_a + L_c (di_a/dt) + e_a \quad (2.5)$$

$$v_b = R i_b + L_c (di_b/dt) + e_b \quad (2.6)$$

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 :

$$e_a = -e_b = E \quad (2.7)$$

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

$$E = k_e |\omega_r| \quad (2.8)$$

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

$$u_1 = R i_a + L_c (di_a/dt) + E + v_T + r i_a \quad (2.9)$$

$$u_2 = R i_b + L_c (di_b/dt) - E - v_T + r i_b \quad (2.10)$$

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 2.9 et 2.10 deviennent :

$$u_1 = R i_d + L_c (di_d/dt) + E + v_T + r i_d \quad (2.11)$$

$$u_2 = -R i_d - L_c (di_d/dt) - E - v_T - r i_d \quad (2.12)$$

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:

$$u_d = 2(R + r) i_d + 2L_c (di_d/dt) + 2E + 2v_T \quad (2.13)$$

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 :

$$2L_c (di_d/dt) = u_d - 2(R + r) i_d - 2E - 2v_T \quad (2.14)$$

Pour simplifier l'expression 2.13 on pose :

$$\dot{R} = 2(R + r) \quad (2.15)$$

$$\dot{L} = 2L_c \quad (2.16)$$

$$\dot{E} = 2E \quad (2.17)$$

Alors le modèle devient :

$$u_d = \dot{E} + \dot{R}i_d + \dot{L}(di_d/dt) - 2v_T \quad (2.18)$$

Avec:

$$\dot{E} = 2E = 2k_e\omega_r = k_v\omega_r \quad (2.19)$$

$$\text{Et : } k_v = 2k_e \quad (2.20)$$

L'équation 2.18 est identique à celle d'une machine à courant continu classique. Alors l'expression du couple est :

$$C_e = \frac{(e_a - e_b) \cdot i_d}{\omega_r} \quad (2.21)$$

$$C_e = \frac{2Ei_d}{\omega_r} = \frac{2k_e\omega_r i_d}{\omega_r} = 2k_e i_d \quad (2.22)$$

$$C_e = k_v i_d \quad (2.23)$$

2.2.1 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 2.2 :

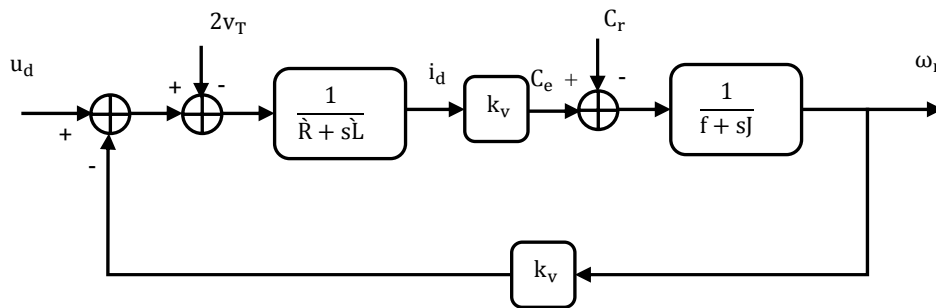


Fig. 2.2 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC.

2.2.2 Constantes de temps Mécaniques et Electriques

Partant du schéma fonctionnel de la figure 2.2, précédente, la fonction de transfert entre la tension d'alimentation et la vitesse de rotation est la suivante [2] [5] :

$$\omega_r(s) = \frac{k_v}{(\dot{R} + s\dot{L})(f + sJ) + k_v k_v} u_d(s) - \frac{(\dot{R} + s\dot{L})}{(\dot{R} + s\dot{L})(f + sJ) + k_v k_v} c_r(s) + \frac{2k_v}{(\dot{R} + s\dot{L})(f + sJ) + k_v k_v} v_T(s) \quad (2.24)$$

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

$$F_{bo}(s) = \frac{\omega_r(s)}{u_d(s)} = \frac{k_v}{(\dot{R} + s\dot{L})(f + sj) + k_v k_v} \quad (2.25)$$

Ou encore :

$$F_{bo}(s) = \frac{k_v}{f \cdot \dot{R} + k_v^2} \frac{1}{\frac{J \cdot \dot{L}}{f \cdot \dot{R} + k_v^2} s^2 + \left(\frac{J \cdot \dot{R} + f \cdot \dot{L}}{f \cdot \dot{R} + k_v^2} \right) s + 1} \quad (2.26)$$

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

$$F_{bo}(s) = \frac{1}{k_v} \frac{1}{\frac{J \cdot \dot{L}}{k_v^2} s^2 + \left(\frac{J \cdot \dot{R}}{k_v^2} \right) s + 1} \quad (2.27)$$

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

$$T_m = (\dot{R} \cdot J) / k_v^2 \quad (2.28)$$

$$T_e = \dot{L} / \dot{R} \quad (2.29)$$

La fonction de transfert prend la forme :

$$\begin{aligned} F_{bo}(s) &= \frac{1}{k_v} \frac{1}{T_m T_e s^2 + T_m s + 1} \\ &\approx \frac{1}{k_v} \frac{1}{(1 + T_e s)(1 + T_m s)} \end{aligned} \quad (2.30)$$

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 :

$$F_{bo}(s) \approx \frac{1}{k_v} \frac{1}{(1 + T_m s)} \quad (2.31)$$

Et le schéma fonctionnel de la figure 2.2 se réduit à celui de la figure 2.3 :

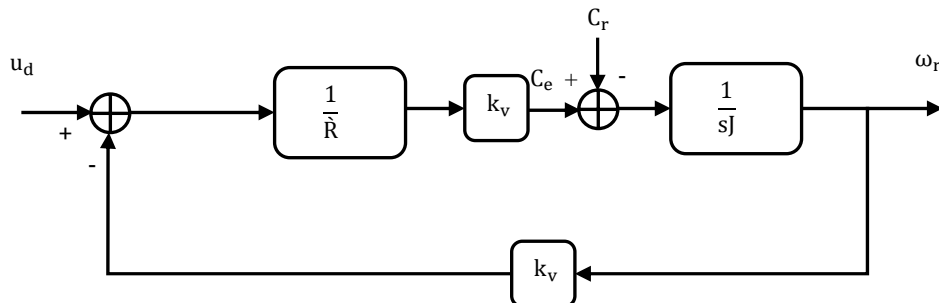


Fig. 2.3 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC, lorsque l'inductance \dot{L} est faible, ou que la constante de temps électrique T_e est beaucoup plus petite que la constante de temps mécanique T_m ($T_e \ll T_m$) [5].

2.3 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 2.4. Le mode DC2 correspond aux sous intervalles ID_j . Nous considérons le sous intervalle ID_1 dans le sens direct de rotation.

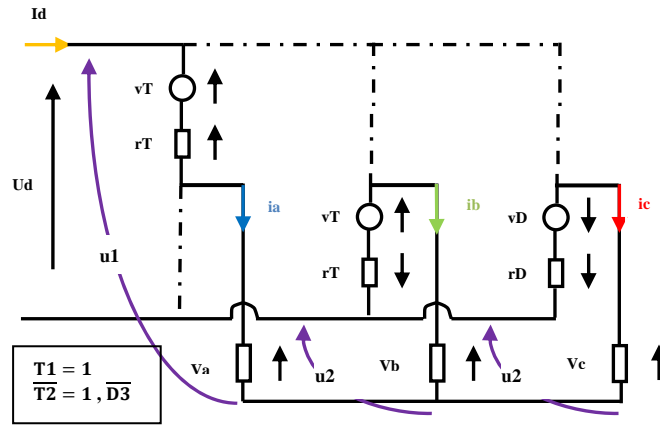


Fig. 2.4 : Structure d'un commutateur-moteur BLDC lorsque deux phases sont alimentées.

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

$$u_1 = (R + r)i_a + (L_c di_a/dt) + e_a + v_T \quad (2.32)$$

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

$$u_2 = (R + r)i_b + L_c(di_b/dt) + e_b - v_T \quad (2.33)$$

$$u_2 = (R + r)i_c + L_c(di_c/dt) + e_c + v_D \quad (2.34)$$

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

$$2u_2 = (R + r)(i_b + i_c) + L_c \left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + (e_c + e_b) + (v_D - v_T) \quad (2.35)$$

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

$$u_1 = (R + r)i_d + L_c(di_d/dt) + e_a + v_T \quad (2.36)$$

$$2u_2 = -(R + r)i_d - L_c(di_d/dt) + (e_c + e_b) + (v_D - v_T) \quad (2.37)$$

Par conséquent la tension u_d vérifie la relation :

$$u_d = u_1 - u_2 \quad (2.38)$$

$$2u_d = 3(R + r)i_d + 3L_c(di_d/dt) + 2e_a - (e_b + e_c) + 3v_T - v_D \quad (2.39)$$

De plus durant cet intervalle, on a sensiblement :

$$e_b = -e_a = -E \quad \text{et} \quad e_c = e_a = E \quad (2.40) \text{ et } (2.41)$$

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

$$3L_c(di_d/dt) = 2u_d - 3(R + r)i_d - 2E - 3v_T + v_D \quad (2.42)$$

2.3.1 Le Schéma Fonctionnel du Moteur BLDC pour le Mode DC2

A partir l'équation 2.42 on a :

$$u_d = \frac{3}{2}(R + r)i_d + \frac{3}{2}L_c \frac{di_d}{dt} + E + \frac{3}{2}v_T - \frac{1}{2}v_D \quad (2.43)$$

Pour simplifier l'équation 2.43 on pose :

$$\dot{R} = \frac{3}{2}(R + r) \quad (2.44)$$

$$\dot{L} = \frac{3}{2}L_c \quad (2.45)$$

$$\dot{E} = E \quad (2.46)$$

$$V = \frac{3}{2}v_T - \frac{1}{2}v_D \quad (2.47)$$

Alors :

$$u_d = \dot{R}i_d + \dot{L} \frac{di_d}{dt} + \dot{E} + V \quad (2.48)$$

Avec :

$$\dot{E} = E = k_e \omega_r \quad (2.49)$$

En posant aussi:

$$\dot{k}_v = k_e \quad (2.50)$$

Donc :

$$C_e = k_e i_d = \dot{k}_v i_d \quad (2.51)$$

Après les simplifications, le schéma fonctionnel d'un moteur BLDC, ayant 3 phases alimentées est donné par la figure 2.5 :

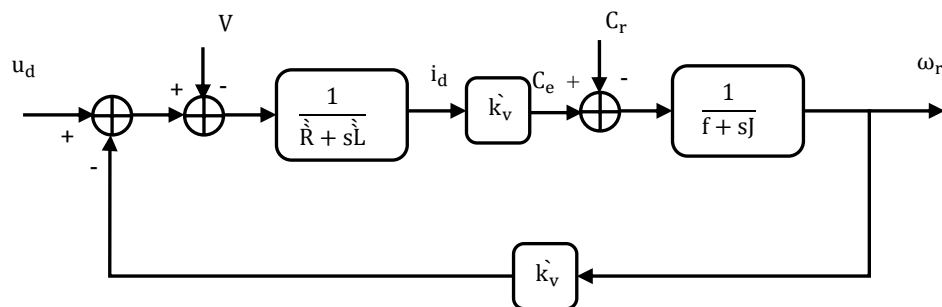


Fig. 2.5 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC dans le mode DC2.

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

$$F_{bo}(s) = \frac{1}{k_v} \frac{1}{\frac{J \cdot \dot{L}}{k_v} s^2 + \left(\frac{J \cdot \dot{R}}{k_v}\right) s + 1} \quad (2.52)$$

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

$$T_m = (J \cdot \dot{R}) / (k_v^2) \quad \text{et} \quad T_e = \dot{L} / \dot{R} \quad (2.53) \text{ et } (2.54)$$

2.4 Résultats de Simulation

2.4.1 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 et inverse de la figure 1.55. 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 2.6 et 2.7 :

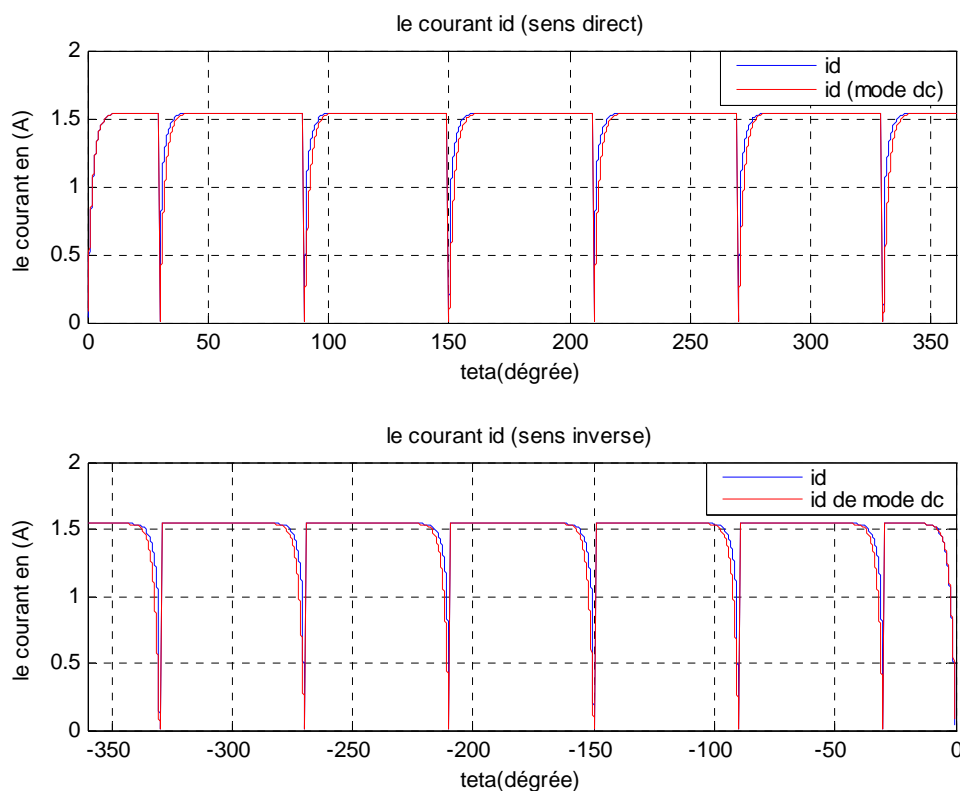


Fig. 2.6 : Courant i_d (i_d en rouge pour le model DC) en régime statique pour le sens direct et inverse.

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).

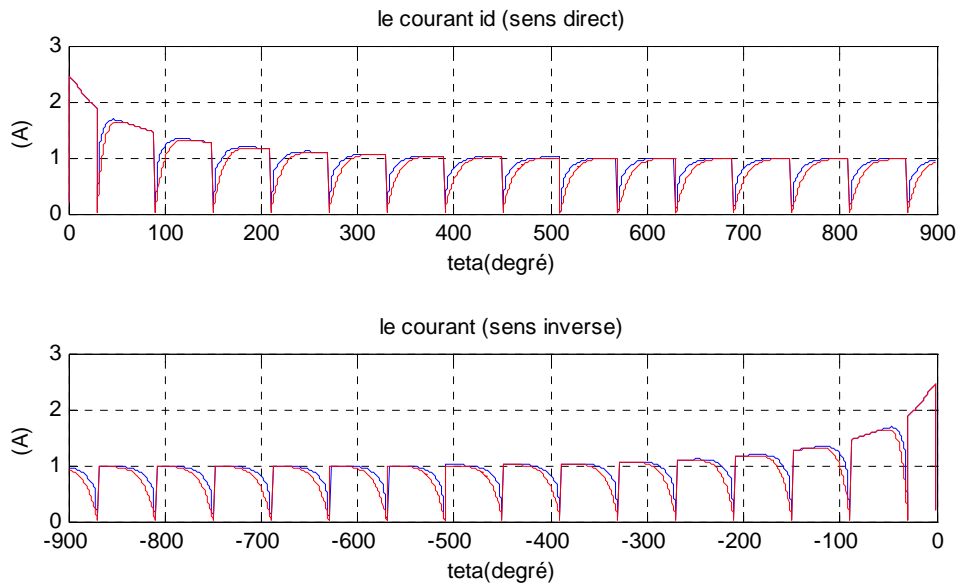


Fig. 2.7 : Courant i_d (i_d en rouge de model DC) en régime de démarrage dans le sens direct et inverse.

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.

2.5 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 3

Commande Classique PI du Moteur BLDC

3.1 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 [2]. Enfin, nous donnons les résultats de simulations de l'asservissement de vitesse pour cette commande.

3.2 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 3.1, mais il est plus simple d'agir sur les courants de phase du moteur où sur le courant continu à l'entrée du commutateur [26].

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 [27] [28].

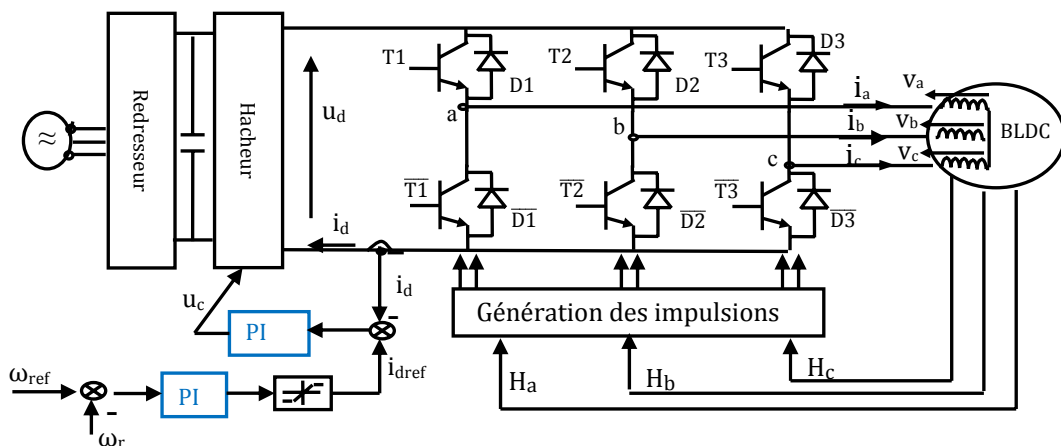


Fig. 3.1 : Schéma de principe pour la commande du moteur BLDC.

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 3.2. [2] [5] :

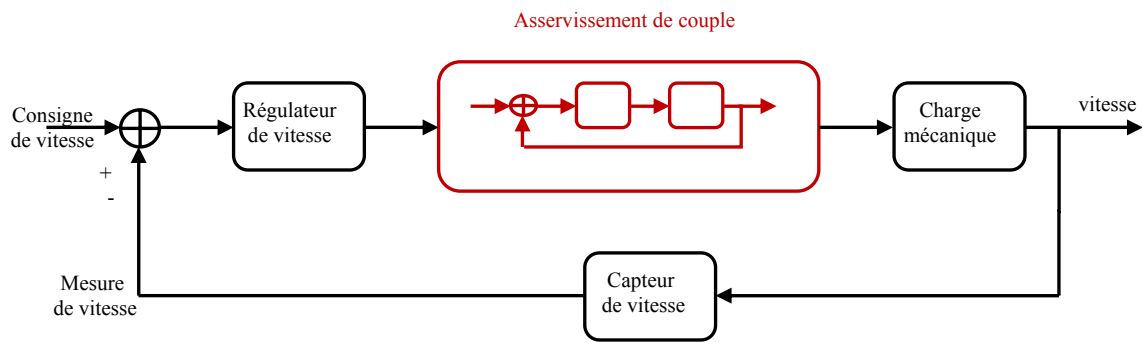


Fig. 3.2 : Structure de la régulation en cascade dans la machine BLDC.

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 (fig. 3.3). 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. 3.3), la modulation de largeur d'impulsion et du modèle dynamique du hacheur [5].

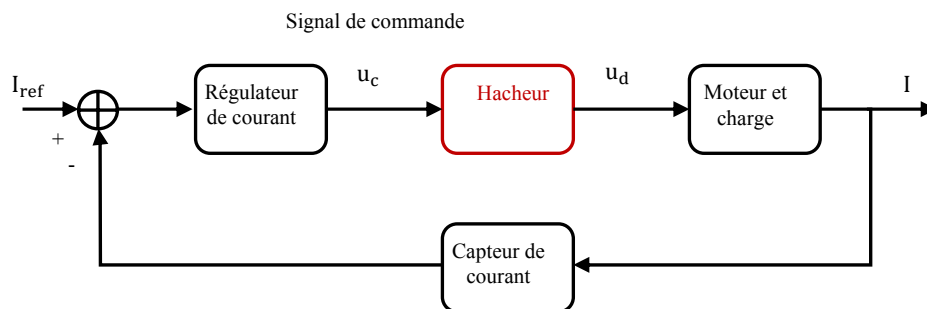


Fig. 3.3 : Schéma fonctionnel du système d'asservissement de courant d'un moteur BLDC.

b. Variateur de Courant Continu

Pour pouvoir faire varier à sa guise la vitesse d'un moteur BLDC, on utilise un hacheur réversible en courant de la figure 4.4 :

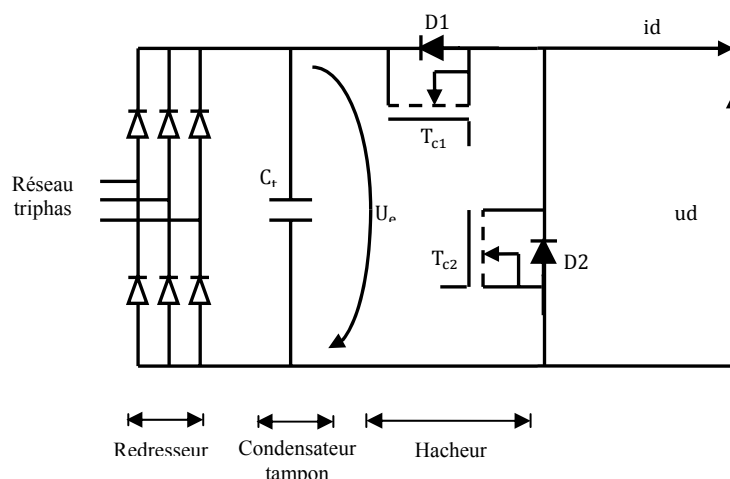


Fig. 3.4 : Réseau d'alimentation triphasé avec un Hacheur réversible en courant.

c. Commande en Modulation de Largeur d'Impulsion

La vitesse du moteur peut être modifiée par le rapport cyclique du signal de commande des commutations, la fréquence étant fixe. Il faut donc créer un circuit électronique délivrant une tension rectangulaire adaptée à l'attaque du transistor, de fréquence donnée et de rapport cyclique commandé par la tension. La solution consiste à utiliser la technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) en anglais PWM (pulse width modulation). Le schéma de principe de la figure 3.5 présente le principe de cette technique

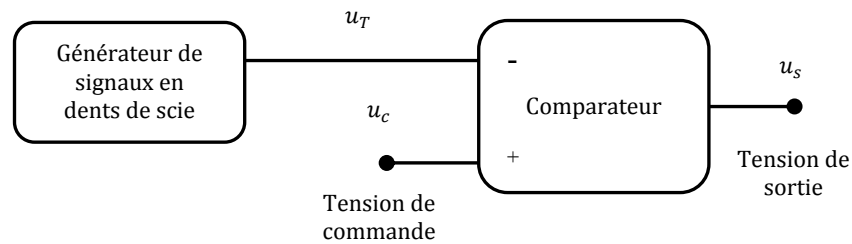


Fig. 3.5 : Principe d'un modulateur de largeur d'impulsions.

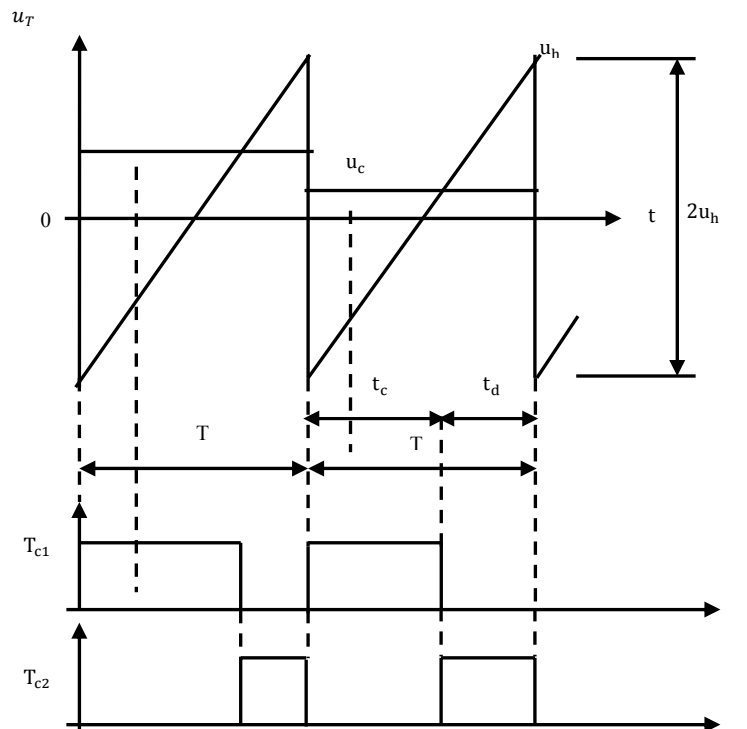


Fig. 3.6 : Impulsions d'allumage de T_{c1} , T_{c2} obtenues par une MLI.

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

$$(2u_h/T)\alpha_1 T - u_h = u_c \quad (3.1)$$

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

Si la tension u_c varie théoriquement de $-u_h$ à u_h alors α varie de 0 à 1. Le circuit étudié est facilement réalisable mais en pratique, il est intégré dans les circuits spécifiques à la commande des moteurs BLDC [5] [29].

d. Modèle Dynamique du Hacheur

La fonction de transfert du variateur de courant continu commandé en PWM (fig. 3.7) est considérée comme un gain K_{cm} associé à un retard pur T_{cm} d’où [17]:

$$G_c(s) = K_{cm} e^{-sT_{cm}} \tag{3.2}$$

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

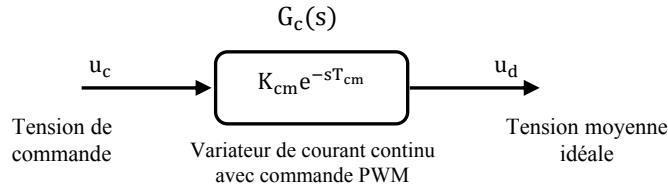


Fig. 3.7 : Modèle du variateur de courant continu commandé en PWM.

3.2.1 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 [2] [5]. Il est essentiel dans un asservissement du courant de limiter la consigne du courant comme indique la figure 3.8 :

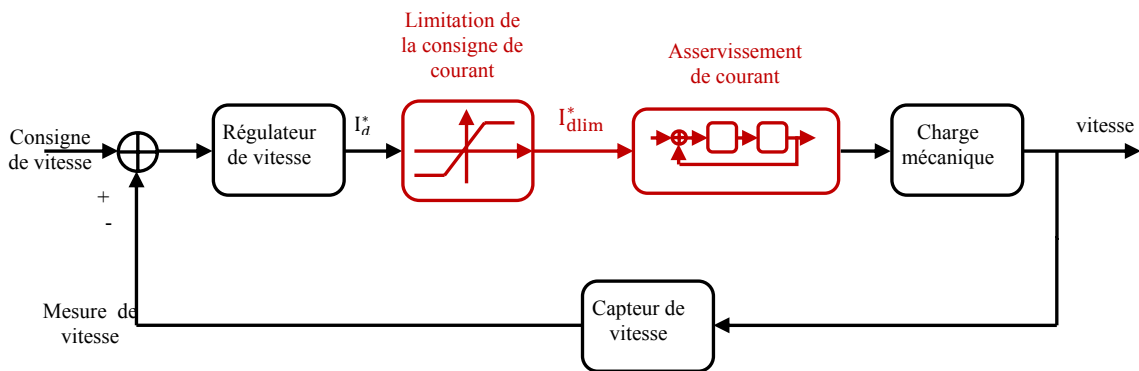


Fig. 3.8 : Limitation du courant.

● Synthèse du régulateur PI du courant

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

$$C_I(s) = \frac{U_c(s)}{E_I(s)} = K_{p1} \frac{1 + sT_{i1}}{sT_{i1}} \tag{3.3}$$

Tel que :

$$E_I(s) = I_d^*(s) - I_d(s) \text{ est l'erreur de réglage du courant } i_d. \tag{3.4}$$

$$U_c(s) = C_I(s)E_I(s) \text{ est la sortie du régulateur de courant.} \tag{3.5}$$

Lorsqu’en 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 3.9 :

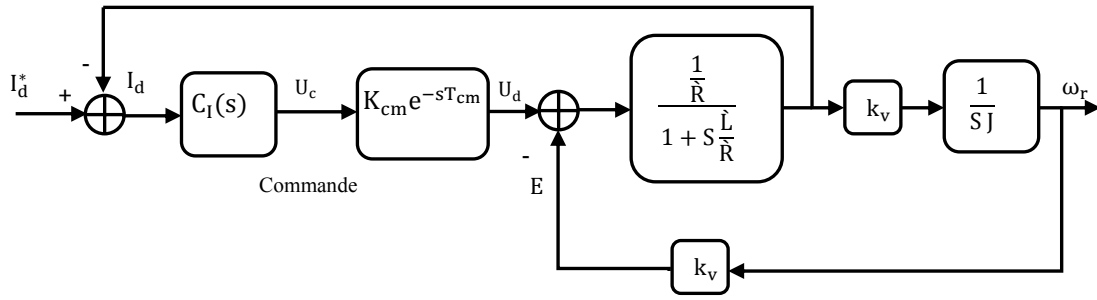


Fig. 3.9 : Schéma fonctionnel de boucle du courant.

Donc la fonction de transfert de système à régler est :

$$\begin{aligned}
 G_a(s) = \frac{I(s)}{U_c(s)} &= K_{cm} e^{-sT_{cm}} \frac{\frac{1}{\bar{R}}}{1 + s \frac{\bar{L}}{\bar{R}}} \\
 &= K_{cm} \frac{1}{\bar{R}} \frac{s}{s \left(1 + s \frac{\bar{L}}{\bar{R}}\right) + \frac{k_v^2}{J\bar{R}}} e^{-sT_{cm}} \quad (3.6)
 \end{aligned}$$

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

$$G_a(s) = \frac{I(s)}{U_c(s)} = K_a \frac{s}{1 + s \frac{\hat{R}J}{k_v^2} + s^2 \frac{\hat{L}J}{k_v^2}} e^{-sT_{cm}} \quad (3.7)$$

Où $K_a = (K_{cm}J)/k_v^2$

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

$$T_m < 4T_e$$

Avec $T_m = \hat{R}J/(k_v^2)$ et $T_e = \hat{L}/\hat{R}$

En se restreignant au cas de pôles réels :

$$s_{a.1} = -1/T_{amin}, \quad s_{a.2} = -1/T_{amax} \quad (3.8)$$

$$s_{a.1.2} = \frac{-T_m \pm \sqrt{T_m^2 - 4T_m T_e}}{2T_m T_e} \quad (3.9)$$

$$T_{amin} = -\frac{1}{s_{a.2}} = -\frac{2T_m T_e}{-T_m - \sqrt{T_m^2 - 4T_m T_e}} \quad (3.10)$$

$$T_{amax} = -\frac{1}{s_{a.1}} = -\frac{2T_m T_e}{-T_m + \sqrt{T_m^2 - 4T_m T_e}} \quad (3.11)$$

Alors la fonction de transfert de système à régler devient :

$$G_a(s) = K_a \frac{s}{1 + sT_m + s^2 T_m T_e} e^{-sT_{cm}} = K_a \frac{s}{(1 + sT_{amax})(1 + sT_{amin})} e^{-sT_{cm}}$$

$$\approx K_a \frac{s}{(1 + sT_m)(1 + sT_e)} e^{-sT_{cm}} \quad (3.12)$$

Donc le diagramme de BODE est donné par la figure 3.10 pour les valeurs du tableau 3.1 :

Moteur	Variateur (hacheur)
$T_m = 0.0137[s]$	$K_{cm} = \frac{24[volt]}{24[Volt]} = 1$
$T_e = 4.75 \cdot 10^{-4}[s]$	$T_{cm} = \frac{T}{2} = \frac{1}{10000}[s]$
$J = 4.65 \cdot 10^{-6}[kg \cdot m^2]$	

Tableau 3.1 : Données numériques.

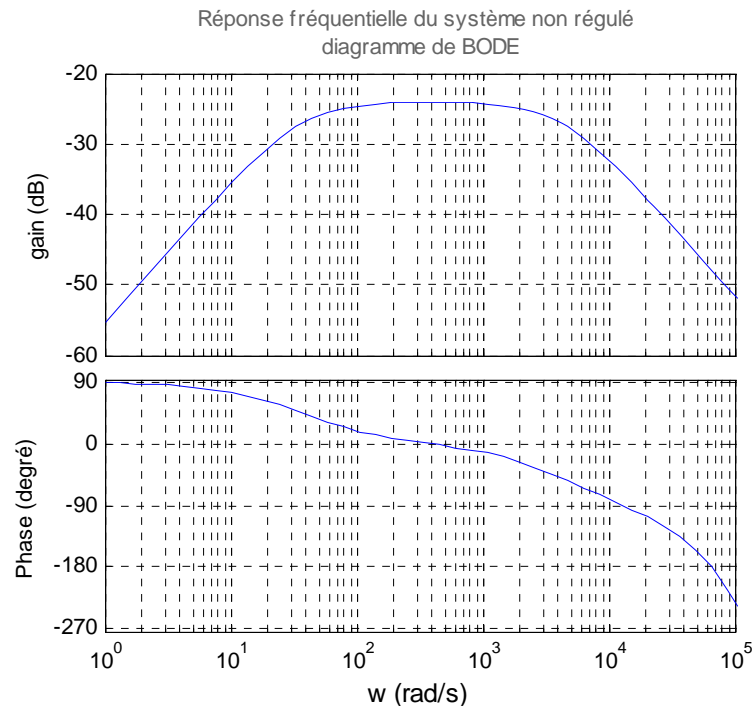


Fig. 3.10 : Réponse harmonique de $G_a(s)$.

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

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

$$= \frac{K_{p1}K_a}{T_{i1}} \frac{e^{-sT_{cm}}}{(1 + sT_{amin})}$$

$$= K_0 \frac{1}{(1 + sT_{amin})(1 + sT_{cm})} \quad (3.13)$$

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 de BODE ou celle d'Evans (lieu des pôles). Donc, la fonction de transfert en boucle fermée $G_{BF}(s)$ est :

$$G_{BF}(s) = \frac{G_0(s)}{1 + G_0(s)} = \frac{K_0 \frac{1}{(1 + sT_{amin})(1 + sT_{cm})}}{1 + K_0 \frac{1}{(1 + sT_{amin})(1 + sT_{cm})}} \quad (3.14)$$

$$G_{BF}(s) = \frac{K_0}{1 + K_0} \frac{1}{1 + s \left(\frac{T_{amin} + T_{cm}}{1 + K_0} \right) + s^2 \left(\frac{T_{amin}T_{cm}}{1 + K_0} \right)} \quad (3.15)$$

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

$$\frac{K_i}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad (3.16)$$

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

$$K_{p1} = \frac{K_0 T_{i1}}{K_a} = \left(\frac{1}{4\xi^2} \frac{(T_{amin} + T_{cm})^2}{T_{amin}T_{cm}} - 1 \right) \left(\frac{\frac{1}{K_a}}{\frac{k_v^2}{K_{cm}J}} \right) T_{i1} \quad (3.17)$$

$$T_{i1} = T_{amax} \quad (3.18)$$

La réponse harmonique en boucle ouverte $G_0(s)$ est donnée sur la figure 3.11 alors que la réponse indicielle en boucle fermée $G_{BF}(s)$ est sur la figure 3.12 :

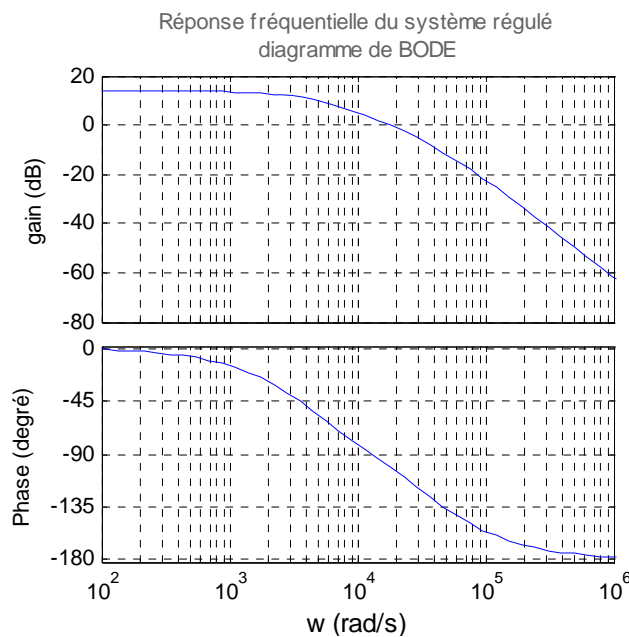


Fig. 3.11 : Réponse harmonique en boucle ouverte du système régulé $G_0(s)$.

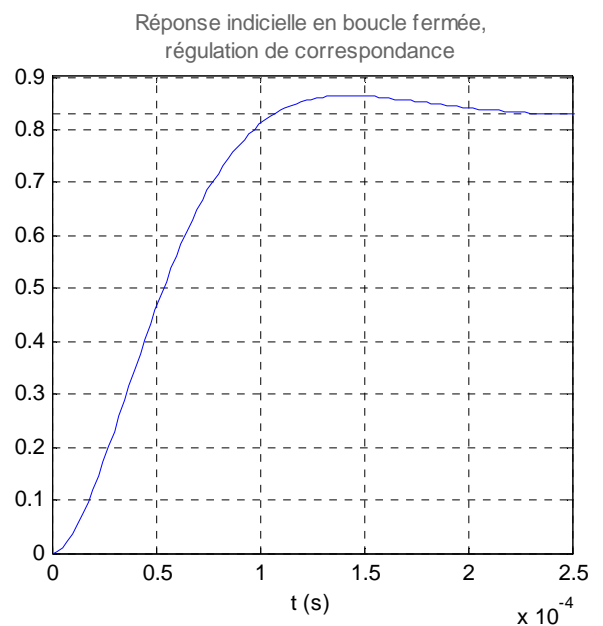


Fig. 3.12 : Réponse indicielle en boucle fermée du système $G_{BF}(s)$.

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 [30].

3.2.2 Régulation de Vitesse

Le schéma fonctionnel de l'asservissement de vitesse est donné sur la figure 3.13 :

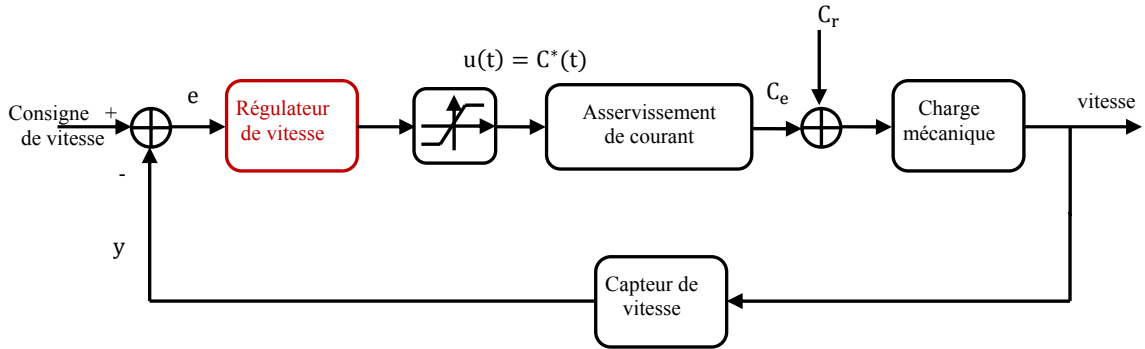


Fig. 3.13 : Asservissement de vitesse.

3.2.2.1 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 [2] [5]:

$$G_{BF}(s) = \frac{\text{courant mesuré}}{\text{courant de consigne}} = \frac{i_d(s)}{i_d^*(s)} \tag{3.19}$$

A partir la figure 3.18 on a :

$$G_a(s) = \frac{Y(s)}{C^*(s)} = \frac{1}{k_v^\tau} G_{BF}(s) k_v \frac{1}{s} \tag{3.20}$$

k_v^τ est ici un paramètre ayant idéalement la même valeur numérique que la constante de couple k_v .

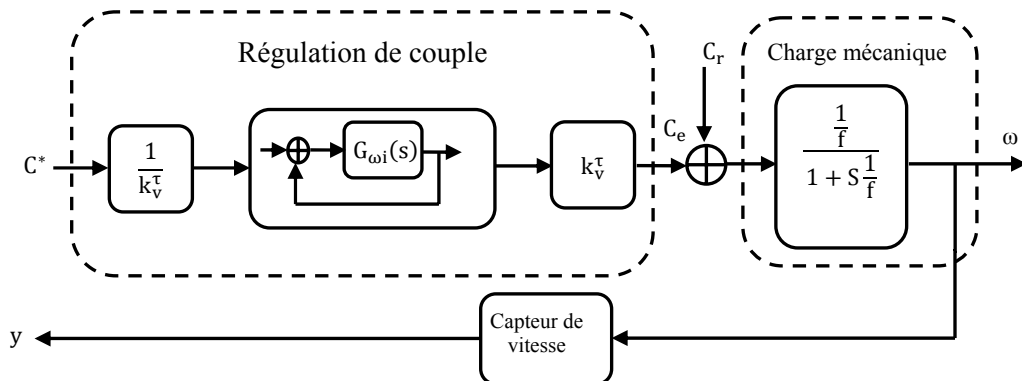


Fig. 3.14 : Schéma fonctionnel du système à régler vu par le régulateur de vitesse.

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 3.21 [5] :

$$\begin{aligned} G_{BFI}(s) &= \frac{i_d(s)}{i_d^*(s)} = \frac{K_{0i}}{1 + K_{0i}} \frac{1}{1 + s \left(\frac{T_{amin} + T_{cm}}{1 + K_{0i}} \right) + s^2 \left(\frac{T_{amin} T_{cm}}{1 + K_{0i}} \right)} \\ &= \frac{K_I}{1 + \frac{2\xi_i}{\omega_{ni}} s + \frac{1}{\omega_{ni}^2} s^2} \end{aligned} \quad (3.21)$$

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

$$\begin{aligned} G_a(s) &= \frac{Y(s)}{U_\omega(s)} = \frac{1}{k_v^\tau} G_{BFI}(s) k_v \frac{1}{J} K_\omega = \frac{1}{k_v^\tau} \frac{K_I}{1 + \frac{2\xi_i}{\omega_{ni}} s + \frac{1}{\omega_{ni}^2} s^2} k_v \frac{1}{J} K_\omega \\ &= \frac{K_a}{s} \frac{1}{1 + \frac{2\xi_i}{\omega_{ni}} s + \frac{1}{\omega_{ni}^2} s^2} \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\text{Avec : } K_a = k_v K_I K_\omega / k_v^\tau J \text{ et } k_v / k_v^\tau \approx 1 \quad (3.23)$$

3.2.2.2 Choix et Principe d'Ajustage du Régulateur de Vitesse

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

$$C_\omega(s) = K_{p2} \frac{1 + sT_{i2}}{sT_{i2}} \quad (3.24)$$

Alors, le système en boucle ouverte s'écrit :

$$\begin{aligned} G_{\omega 0}(s) &= \frac{Y(s)}{E_\omega(s)} = C_\omega(s) G_a(s) = K_{p2} \frac{1 + sT_{i2}}{sT_{i2}} \frac{K_a}{s} \frac{1}{1 + \frac{2\xi_i}{\omega_{ni}} s + \frac{1}{\omega_{ni}^2} s^2} \\ &= \frac{K_{0\omega}}{s^2} \frac{1 + sT_{i2}}{1 + \frac{2\xi_i}{\omega_{ni}} s + \frac{1}{\omega_{ni}^2} s^2} \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\text{Avec } K_{0\omega} = K_a K_{p2} / T_{i2} \quad (3.26)$$

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 :

$$G_{\omega 0}(s) \approx \frac{K_{0\omega}}{s^2} \frac{1}{1 + sT} \quad (3.27)$$

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 :

$$T_{reg} = \pi / \omega_{CBO} \quad (3.28)$$

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 :

$$\omega_{CBO} = \sqrt{\omega_{ni}/T_{i2}} \tag{3.29}$$

3.2.2.3 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 sur la figure 3.15.

$$T_{i2} = \omega_{ni}/\omega_{CBO}^2 \tag{3.30}$$

En tenant compte de la figure 3.16 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 :

$$1/T_{i2} \leq \omega_{ni}/100 \tag{3.31}$$

$$T_{i2} \geq 100/\omega_{ni} \tag{3.32}$$

La figure 3.16 illustre la situation lorsque l'on choisit $T_{i2} = \omega_{ni}/100$,

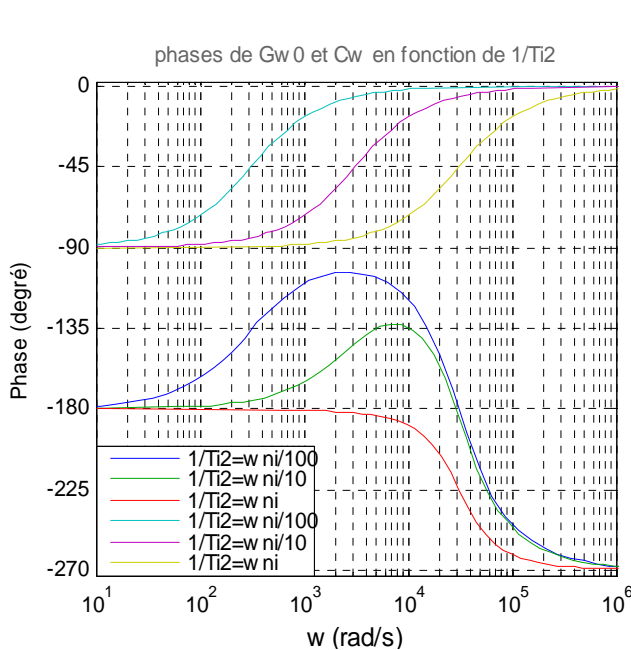


Fig. 3.15 : Phases de la réponse harmonique en boucle ouverte, du système à régler et du régulateur pour différentes valeurs de T_{i2} .

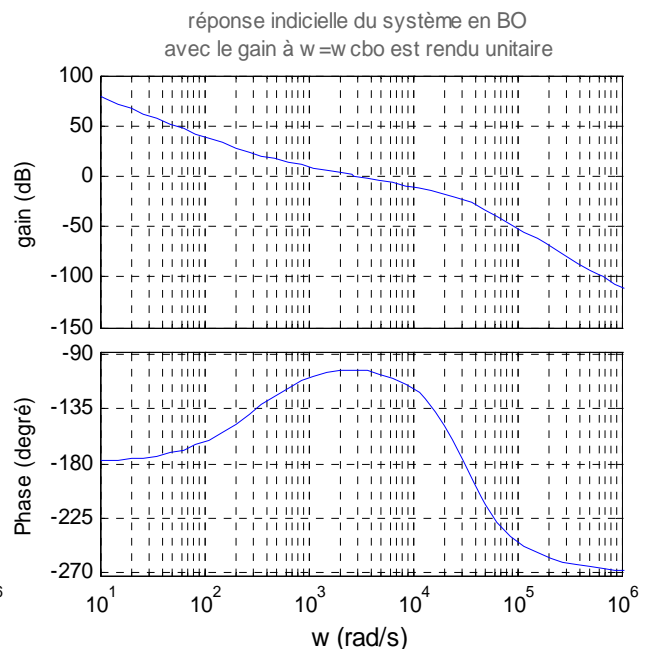


Fig. 3.16 : Diagramme de BODE de la réponse harmonique en boucle ouverte $G_{\omega 0}(s)$, pour $T_{i2} = \omega_{ni}/100$.

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 $\omega_{CBO} = \omega_{ni}/10$. Donc :

$$1/T_{i2} \leq \omega_{ni}/100 \quad (3.33)$$

Et que le gain de boucle soit unitaire en a :

$$\omega_{CBO} = \omega_{ni}/10 = 10/T_{i2} \quad (3.34)$$

Pour calculer la valeur de K_{p2} on suit la méthode analytique suivante :
On a d'après l'expression (3.45) $\omega_{CBO} = 2,1 \cdot 10^3$ [rad/s] (analytiquement)

$$G_{\omega 0}(s) = \frac{K_{0\omega}}{s^2} \frac{1 + sT_{i2}}{1 + \frac{2\xi_i}{\omega_{ni}}s + \frac{1}{\omega_{ni}^2}s^2} \quad (3.35)$$

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

$$|G_{\omega 0}(j\omega)| = K_{0\omega} \frac{\sqrt{1 + (\omega T_{i2})^2}}{\omega^2 \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{ni}^2}\right)^2 + \left(\frac{2\xi_i}{\omega_{ni}}\omega\right)^2}} \quad (3.36)$$

$$|G_{\omega 0}(j\omega)|_{\omega=\omega_{CBO}} = K_{0\omega} \frac{\sqrt{1 + (\omega_{CBO} T_{i2})^2}}{\underbrace{\omega_{CBO}^2 \sqrt{\left(1 - \frac{\omega_{CBO}^2}{\omega_{ni}^2}\right)^2 + \left(\frac{2\xi_i}{\omega_{ni}}\omega_{CBO}\right)^2}}_D} = 1 \quad (3.37)$$

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

$$K_{0\omega} = 1/D \quad (3.38)$$

$$D = \frac{\sqrt{1 + (\omega_{CBO} T_{i2})^2}}{\omega_{CBO}^2 \sqrt{\left(1 - \frac{\omega_{CBO}^2}{\omega_{ni}^2}\right)^2 + \left(\frac{2\xi_i}{\omega_{ni}}\omega_{CBO}\right)^2}} \quad (3.39)$$

Donc d'après l'expression 3.37 on aura :

$$K_{p2} = \frac{K_{0\omega} T_{i2}}{K_a} = \frac{T_{i2}}{DK_a} \quad (3.40)$$

$$T_{i2} = 100/\omega_{ni} \quad (3.41)$$

Alors que la réponse indicielle correspondante en boucle fermée, régulation de correspondance, est donnée sur la figure 3.17 :

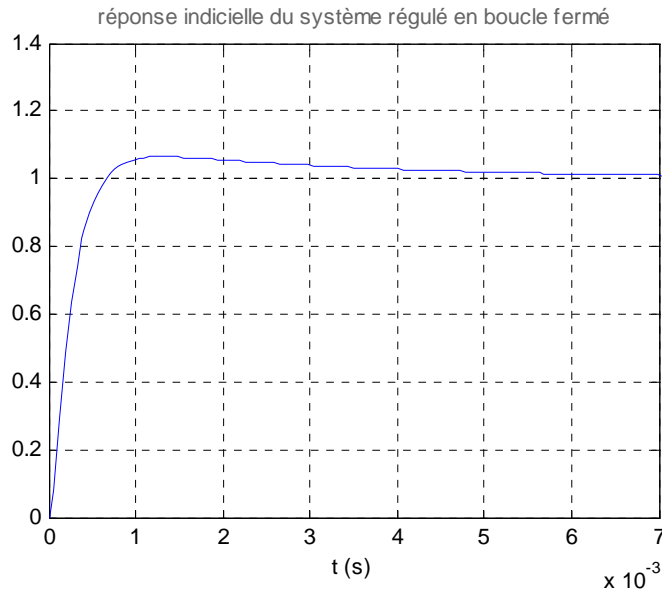


Fig. 3.17 : Réponse indicielle système $G_{BF}(s)$ en boucle fermée de la vitesse.

3.2.3 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.

3.2.3.1 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 3.18 :

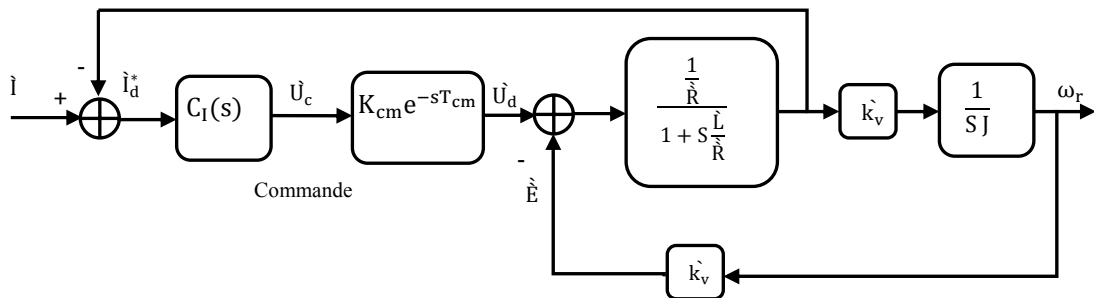


Fig. 3.18 : Schéma fonctionnel de boucle du courant.

A partir du schéma fonctionnel de la figure 3.18, la fonction transfert du système à régler est :

$$\hat{G}_a(s) = \hat{K}_a \frac{s}{1 + s\hat{T}_m + s^2\hat{T}_m\hat{T}_e} e^{-sT_{cm}} \tag{3.42}$$

Avec : $\hat{K}_a = (K_{cm}J)/\hat{k}_v^2$ (3.43)

$$\hat{T}_{amin} = -\frac{2\hat{T}_m\hat{T}_e}{-\hat{T}_m - \sqrt{\hat{T}_m^2 - 4\hat{T}_m\hat{T}_e}} \tag{3.44}$$

$$T_{amax} = -\frac{2T_m \hat{T}_e}{-T_m + \sqrt{T_m^2 - 4T_m \hat{T}_e}} \quad (3.45)$$

Donc :

$$\begin{aligned} \hat{G}_a(s) &= \hat{K}_a \frac{s}{(1 + sT_{amin})(1 + sT_{amax})} e^{-sT_{cm}} \\ &\approx \hat{K}_a \frac{s}{(1 + sT_m)(1 + s\hat{T}_e)} e^{-sT_{cm}} \end{aligned} \quad (3.46)$$

Le diagramme de BODE de $\hat{G}_a(s)$ est donné par la figure 3.19 pour les valeurs numériques suivantes:

$$T_m = 0.0137[s] \text{ Et } \hat{T}_e = 4.75 \cdot 10^{-4}[s]$$

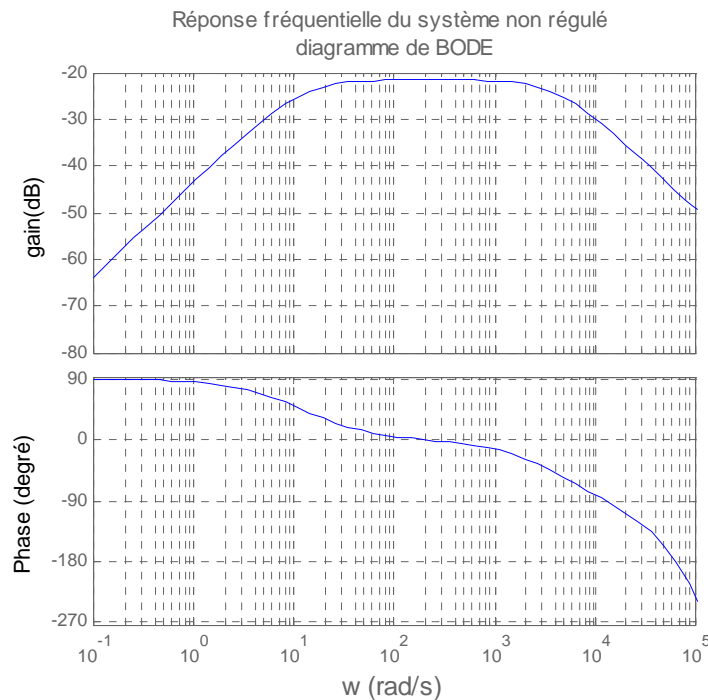


Fig. 3.19 : Réponse harmonique de $\hat{G}_a(s)$.

Alors la nouvelle fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$\hat{G}_0(s) = C_I(s)\hat{G}_a(s) = \frac{K_{p1}\hat{K}_a(1 + sT_{i2})}{T_{i1}} \frac{1}{(1 + sT_{amin})(1 + sT_{cm})(1 + sT_{amax})} \quad (3.47)$$

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

$$\hat{G}_{BF}(s) = \frac{\hat{G}_0(s)}{1 + \hat{G}_0(s)} \quad (3.48)$$

La réponse harmonique de $\hat{G}_0(s)$ est représentée à la figure 3.20, alors que la réponse indicielle en boucle fermée de $\hat{G}_{BF}(s)$ apparaît à la figure 3.21 :

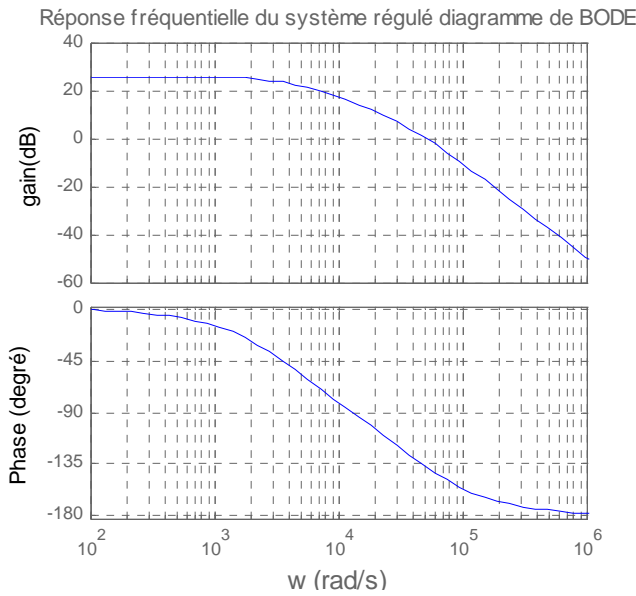


Fig. 3.20 : Réponse harmonique en boucle ouverte du système régulé $\hat{G}_0(s)$.

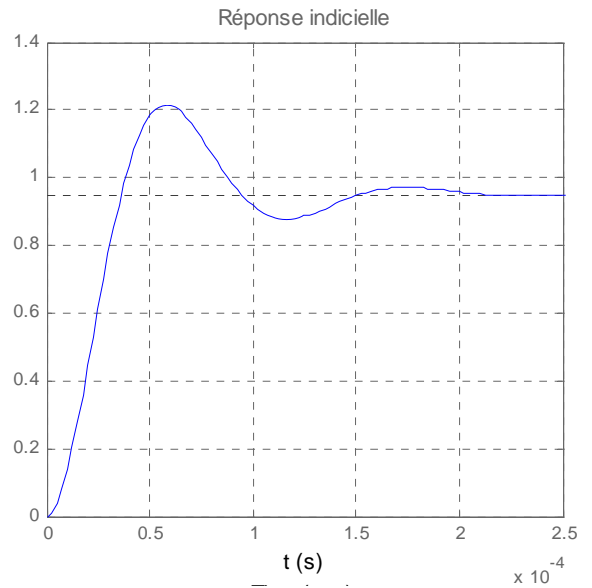


Fig. 3.21 : Réponse indicielle en boucle fermée du système $\hat{G}_{BF}(s)$.

3.2.3.2 Réglage de la Vitesse

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

$$C_\omega(s) = K_{p2} \frac{1 + sT_{i2}}{sT_{i2}} \tag{3.49}$$

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

$$\hat{G}_{\omega 0}(s) = \frac{Y(s)}{E_\omega(s)} = C_\omega(s)\hat{G}_a(s) = K_{p2} \frac{1 + sT_{i2}}{sT_{i2}} \frac{K_a}{s} \frac{1}{1 + \frac{2\xi_i}{\omega_{ni}}s + \frac{1}{\omega_{ni}^2}s^2} \tag{3.50}$$

$$\hat{G}_{BF}(s) = \frac{K_{p2}K_a(1 + sT_{i2})}{T_{i2}s^2 \left(1 + \frac{2\xi_i}{\omega_{ni}}s + \frac{1}{\omega_{ni}^2}s^2 \right) + K_{p2}K_a(1 + sT_{i2})} \tag{3.51}$$

Alors la réponse indicielle en boucle fermée de $\hat{G}_{BF}(s)$ est représentée à la figure 3.22 :

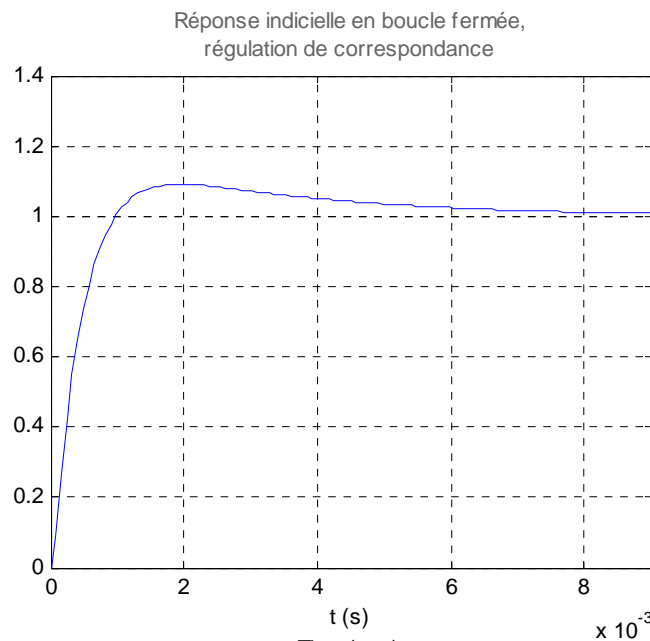


Fig. 3.22 : Réponse indicielle en boucle fermée du système $\hat{G}_{BF}(s)$.

3.3 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse

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

La simulation contient deux parties :

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

3.3.1 Paramètres de Simulations

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

a. Le Couple Résistant

$$C_r = 0.05 \cdot \text{sign}(w_r) \quad (3.52)$$

b. Le Temps de Simulation

$$T_s = 0.035 \text{ s}$$

c. La Consigne de la Vitesse

- sens direct :

$$\begin{aligned} \text{si } t < 0.02 & \quad w_{ref} = 150 \text{ T/min} \\ \text{si } 0.02 < t < 0.035 & \quad w_{ref} = 0 \text{ T/min} \end{aligned} \quad (3.53)$$

- sens inverse :

$$\begin{aligned} \text{si } t < 0.02 & \quad w_{ref} = -150 \text{ T/min} \\ \text{si } 0.02 < t < 0.035 & \quad w_{ref} = 0 \text{ T/min} \end{aligned} \quad (3.54)$$

d. L'Erreur de Réglage

- sens direct :

$$\text{erreur} = w_{ref} - w_r \quad (3.55)$$

Avec :

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

w_r : La vitesse.

- sens inverse :

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

$$\text{erreur} = |\omega_{ref}| - |\omega_r| \quad (3.56)$$

3.3.2 Résultats de la Simulation

Les signaux de commande des transistors et les durées de conduction des diodes pour les deux sens de rotation sont présentés à la figure 3.23 :

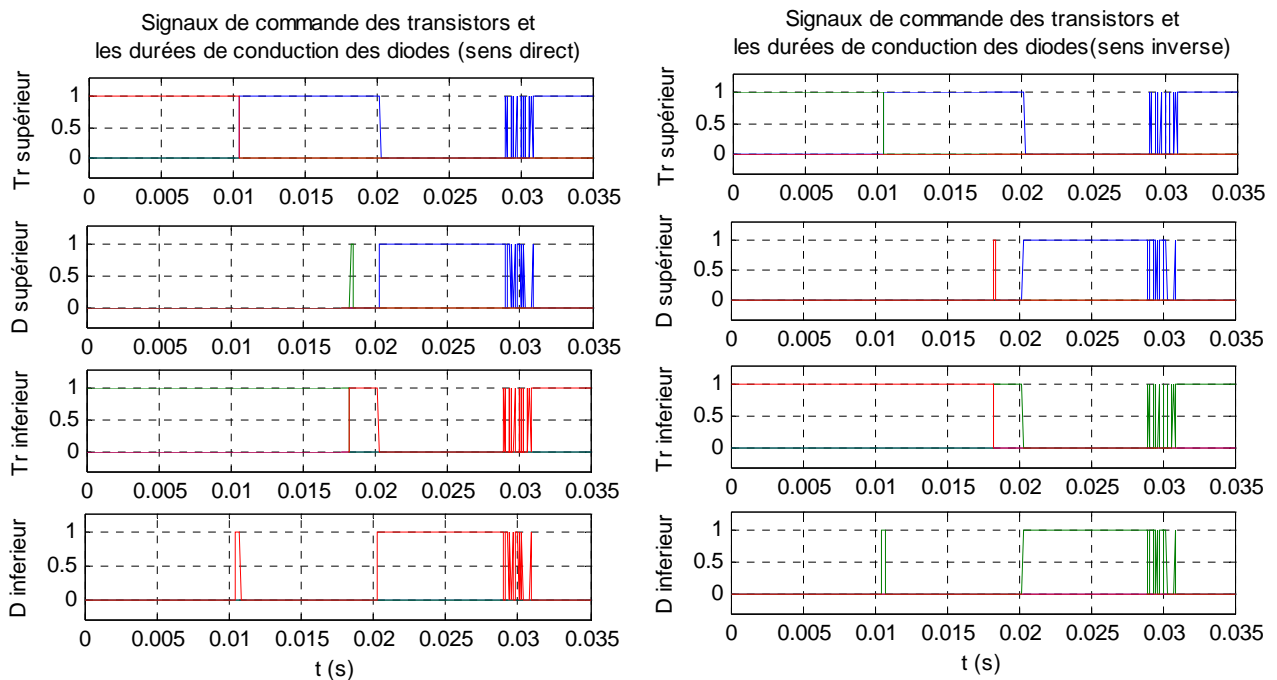


Fig. 3.23 : Forme des Signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes dans le sens direct et inverse.

Les résultats de simulation du moteur BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation direct et inverse sont représentés sur les figures 3.24, 3.25, 3.26, 3.27 et 3.28 concernant respectivement les trois courants de phases, la vitesse du moteur, le courant i_d , le couple C_e et le courant de phase i_a avec FEM e_a .

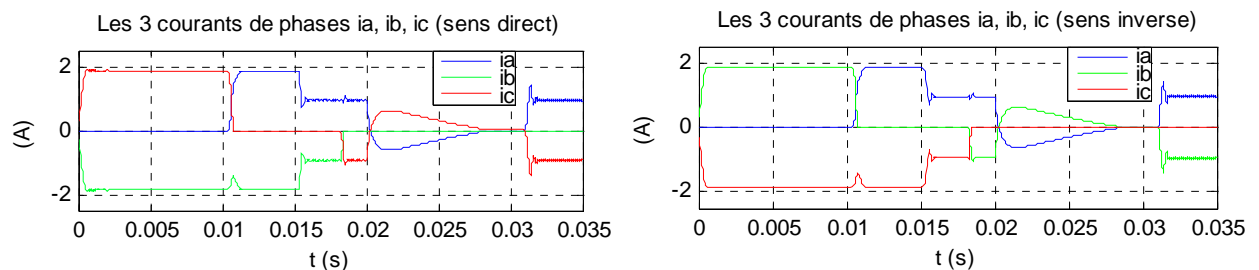


Fig. 3.24 : Forme des courants de phases dans le sens direct et inverse.

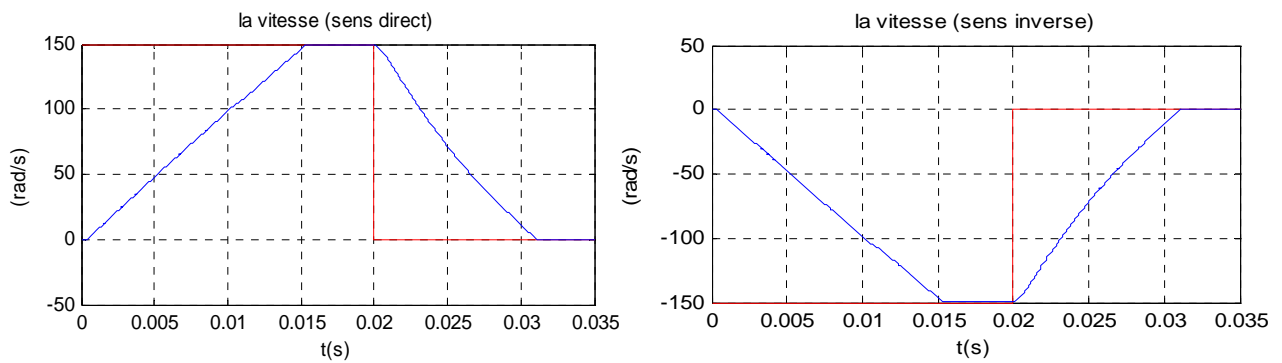


Fig. 3.25 : Forme de la vitesse dans le sens direct et inverse.

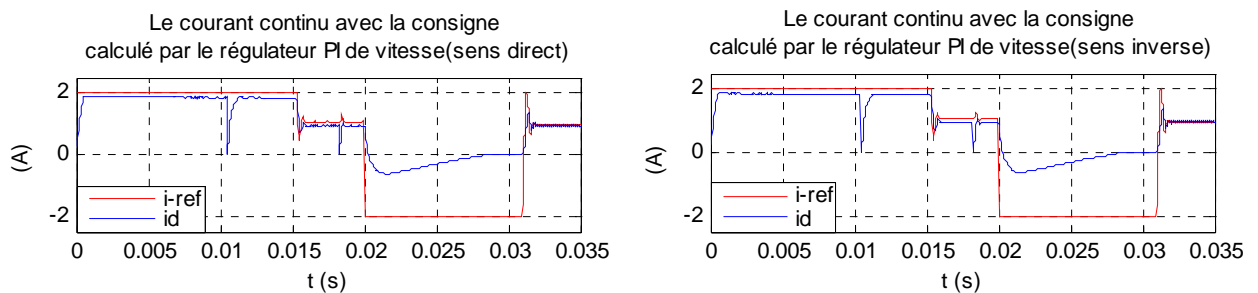


Fig. 3.26 : Forme du courant i_d dans le sens direct et inverse.

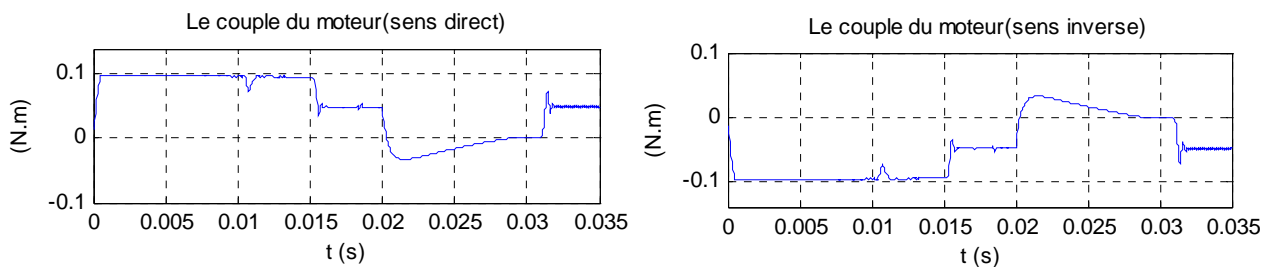


Fig. 3.27 : Couple du moteur C_e dans le sens direct et inverse.

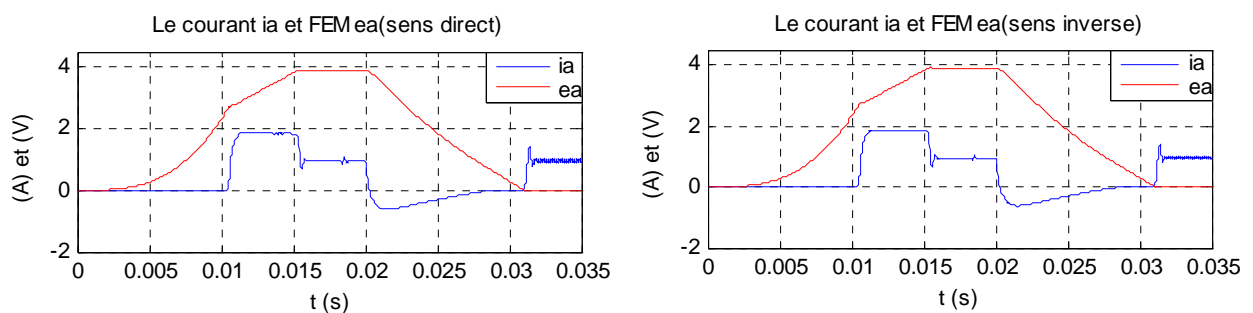


Fig. 3.28 : Forme de courant i_a et FEM e_a de la phase a dans le sens direct et inverse.

3.3.3 Commentaires sur les Résultats

- On voit bien que pour une vitesse constante le couple est presque constant, ainsi on a pour le fonctionnement moteur la vitesse et le couple sont de même signe et pour le fonctionnement générateur ils sont de sens opposé ce qui est conforme avec la théorie.

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

3.4 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse

Pour tester la robustesse du régulateur PI on modifie la valeur du couple résistant et les valeurs des paramètres du moteur. Pour cela, on démarre le moteur avec un couple résistant nul ensuite, à l'instant $t=0.02s$, on introduit un couple résistant constant. Dans cet essai, on visualise la forme de la vitesse et le courant pour une durée de simulation de $T_s = 0.035 s$. La simulation est faite pour le sens de rotation direct pour une consigne de vitesse de 150Tr/mn et on garde la même période d'échantillonnage et les mêmes conditions initiales.

Test1 : Couple résistant appliqué $C_r = 0.05 N.m$, 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 3.29 :

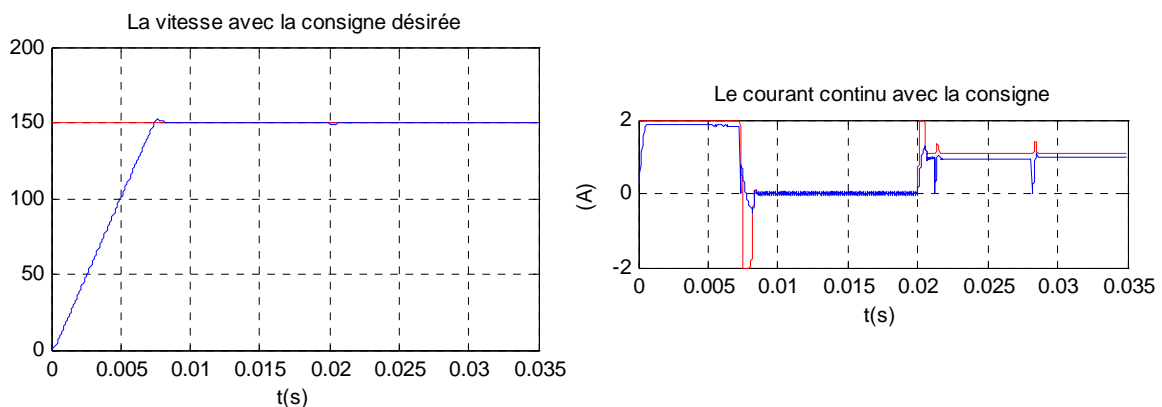


Fig. 3.29 : Formes de la vitesse et de courant.

Test 2 : Couple Résistant appliqué $C_r = 0.055 N.m$, 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 3.29 :

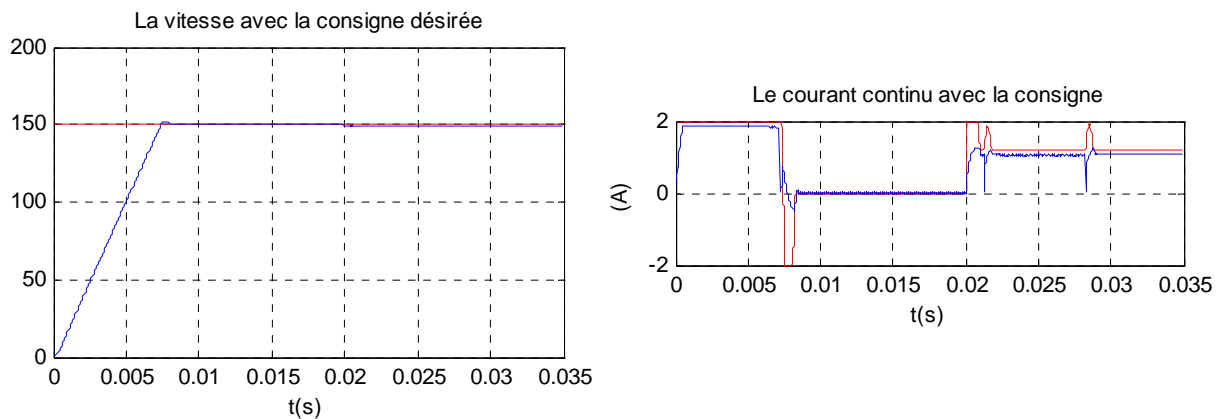


Fig. 3.31 : Formes de la vitesse et de courant.

Test 3 : Couple résistant appliqué $C_r = 0.06 N.m$, augmentation de 60% des résistances des phases et diminution de 40% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont donnés à la figure 3.31

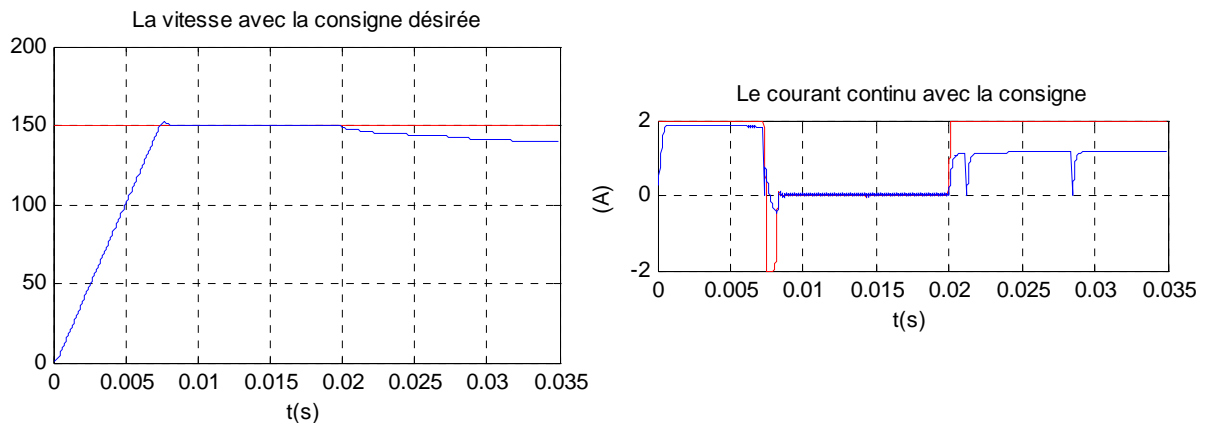


Fig. 3.33 : Formes de la vitesse et de courant.

3.4.1 Commentaires sur les Résultats

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

3.5 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, elle permet la régulation de la vitesse. Le réglage du courant total est réalisé par la commande par modulation de largeur d'impulsion. Il est à noter qu'il existe d'autres méthodes telles que la commande par hystérésis avec MLI par phase qui nécessite au moins deux capteurs de courant. Puis on a synthétisé les régulateurs PI pour le réglage du courant et de vitesse. On a 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 BLDC. Des résultats de simulation obtenus, nous avons déduit que la commande classique PI est une commande satisfaisante en présence de faibles variations paramétriques.

Chapitre 4

Commande par Mode de Glissement du Moteur BLDC

4.1 Introduction

Le réglage par les modes de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. L'étude de modes de glissement a commencé en l'URSS et la Yougoslavie dans les années 60. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles [43] [44] [45]. Dans ce chapitre, nous présentons les éléments fondamentaux du formalisme de la commande à structure variable. Tout d'abord, nous expliquons brièvement le principe de cette commande, et le choix de la surface de glissement. Enfin, nous présenterons les différentes structures de contrôle par les modes glissants. Et finalement nous terminons par une application sur la machine BLDC.

4.2 Théorie de la Commande par Mode de Glissement

La théorie des systèmes à structure variable et les modes glissants associés (en anglais sliding mode) est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement (fig. 4.1). En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties :

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

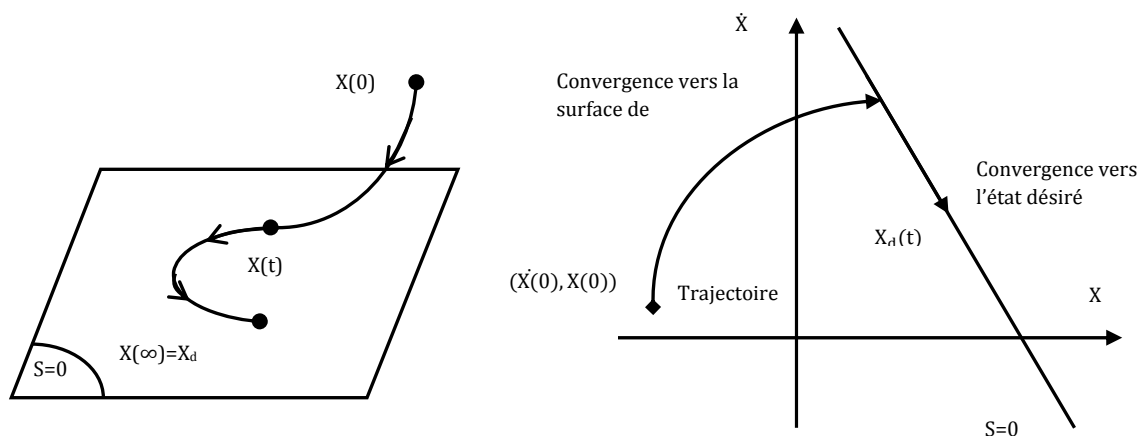


Fig. 4.1 : Convergence du système glissant.

4.2.1 Choix des Surfaces de Glissement

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

Espace d'état :

$$S(x) = \sum_{i=1}^r c_i x_i \quad (4.1)$$

Avec : $c_r = 1$

Dans l'espace de phase :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} \tilde{x} \quad (4.2)$$

$$\text{Avec : } \tilde{x} = x_d - x = [\tilde{x} \ \dot{\tilde{x}} \ \dots \ \tilde{x}^{(r-1)}]^T \quad (4.3)$$

Où :

x le variable à réguler.

\tilde{x} l'erreur de réglage.

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

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

On aura donc :

Pour $r = 1$

$$S(x) = \tilde{x} \quad (4.4)$$

Pour $r = 2$

$$S(x) = \lambda \tilde{x} + \dot{\tilde{x}} \quad (4.5)$$

4.2.2 Condition de Glissement

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

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) + g(x, t). U \quad (4.6)$$

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

$$g(x) \neq 0 \ \forall x \in X, f(x) = [f_1, f_2, \dots, f_n]^T, g(x) = [g_1, g_2, \dots, g_n]^T \quad (4.7)$$

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

Soit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (4.8)$$

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

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

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (4.9)$$

Cette condition assure que la surface S est attractive pour la trajectoire de phase : sous certaines conditions, le point représentatif de l'évolution du système dans l'espace de phase peut être maintenu sur la surface $S(x) = 0$ qui est choisie a priori. L'état du système bouclé est alors plongé dans l'état d'un système "réduit" de dimension inférieure et libre appelé *système équivalent*, dont les coefficients de son équation caractéristique sont identiques à ceux de cette surface [45] [46].

4.2.3 Calcul de la Commande

Les deux composants de la commande sont :

$$U = U_{eq} + U_s \quad (4.10)$$

U_{eq} la commande équivalente ou nominale est déterminée par le modèle du système, on peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs U_{max} et U_{min} (Fig. 4.2).

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

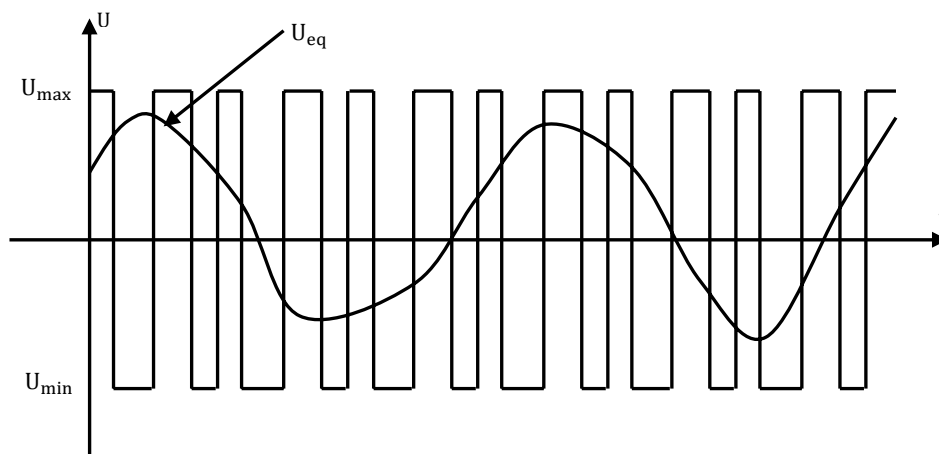


Fig. 4.2 : Valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min} .

4.2.4 Expression analytique de la commande

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

$$U_s = 0 \quad (4.11)$$

$$S(x) = 0 \quad (4.12)$$

Donc :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T (f(x, t) + g(x, t) \cdot U) = 0 \quad (4.13)$$

Avec $U = U_{eq}$

Ainsi, la commande équivalente est donnée par :

$$U_{eq} = - \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x, t) \right)^{-1} \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T f(x, t) \right) \quad (4.14)$$

Avec la condition de transversalité :

$$\det \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x, t) \right) \neq 0 \quad (4.15)$$

Mais, le régime idéal n'est pratiquement jamais réalisable. On doit ainsi faire usage du deuxième terme de la commande pour ramener l'état du système vers la surface à chaque fois qu'il s'en écarte. Ainsi, il convient de prendre U_s sous la forme d'un relais dépendant du signe de S (fig. 4.3)

$$U_s \equiv \dot{S}(x) = -K \text{sign}(S(x)) \quad (4.16)$$

Où

$K = \text{diag}(k_1, \dots, k_m)$ qui est la forme d'un relais (fig. 4.3)

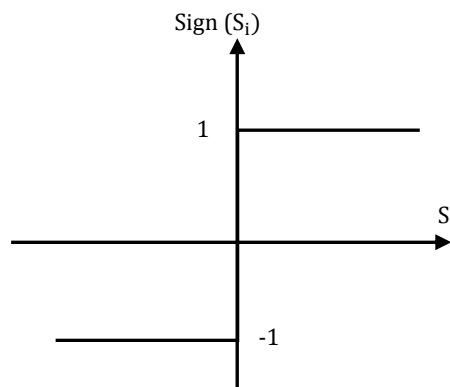


Fig. 4.3 : Représentation de la fonction *sign* [47].

4.2.5 Elimination du Phénomène du Chattering

L'un des principaux inconvénients du réglage par mode de glissement est le phénomène du chattering, car il peut endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système. Dans le but de réduire ces oscillations plusieurs solutions ont été apportées, comme par exemple remplacer la fonction sign par une fonction de saturation caractérisée par un ou deux seuils (atténuation des amplitudes des ondulations) (fig. 4.4) :

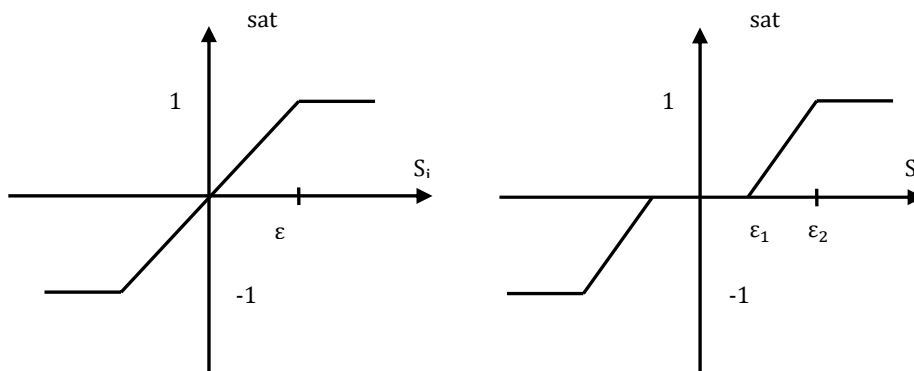


Fig. 4.4 : Fonction SAT avec un seuil et deux seuils (zone morte).

Ces deux fonctions sont respectivement définies par :

$$sat(S) = \begin{cases} -1, & si \quad S < -\varepsilon \\ \frac{S}{\varepsilon}, & si \quad |S| < \varepsilon \\ 1, & si \quad S > \varepsilon \end{cases} \quad (4.17)$$

$$sat(S) = \begin{cases} 0, & si \quad |S| < \varepsilon_1 \\ \frac{S - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}, & si \quad \varepsilon_1 < |S| < \varepsilon_2 \\ sign(S), & si \quad |S| > \varepsilon_2 \end{cases} \quad (4.18)$$

On peut aussi donner la fonction de *smooth* (fig. 4.5) :

$$smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (4.19)$$

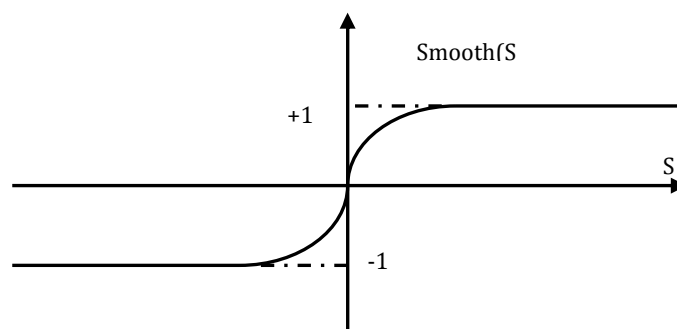


Fig. 4.5 : Fonction «smooth» [41].

4.2.6 Différentes Structures du Contrôle par Mode de Glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par les modes de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple ou la commutation est au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente".

4.2.6.1 Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure 4.6 :

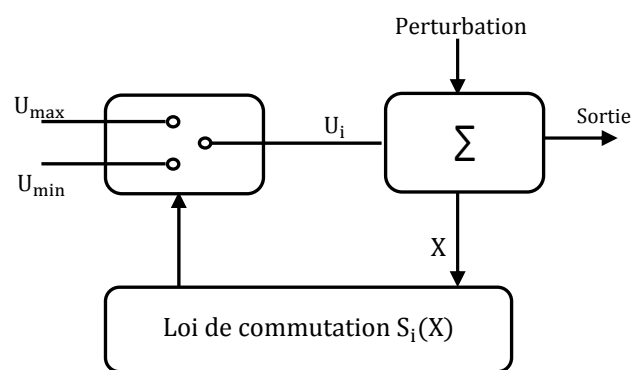


Fig. 4.6 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

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

4.2.6.2 Structure par Commutation au Niveau d'une Contre Réaction d'Etat

Cette structure (fig. 4.7) est utilisée surtout dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents. Le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Le non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

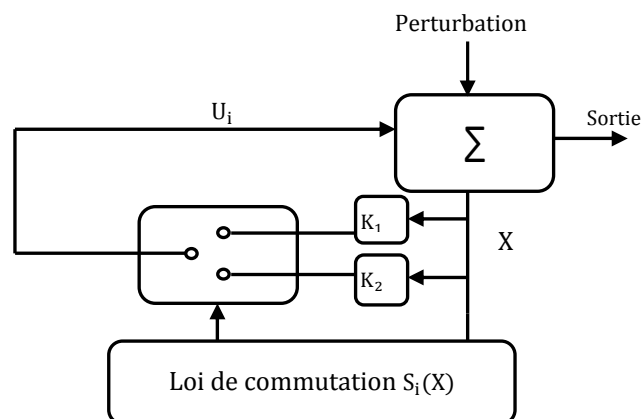


Fig. 4.7 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

4.2.6.3 Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout de la Commande Equivalente

Une telle structure dont le principe est montrée sur la figure 4.8, présente un réel avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais la commande est plus dépendante des variations paramétriques du fait de la présence du terme de la commande équivalente.

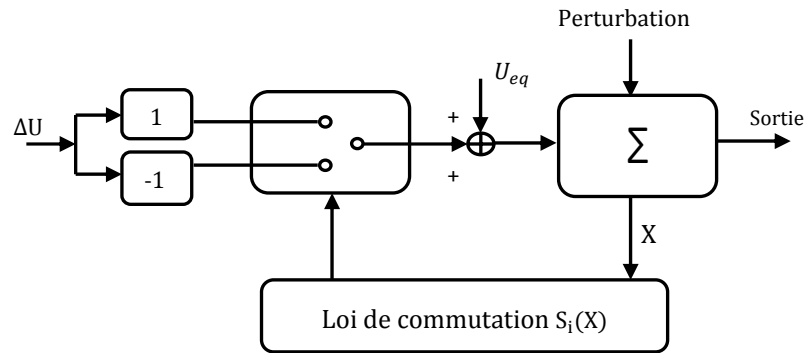


Fig. 4.8 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente [45].

Pour notre travail nous avons choisi cette dernière la structure.

4.3 Applications au Moteur à Courant Continu sans Balais (BLDCM)

Ces dernières années, beaucoup d'effort de recherches a été consacré aux applications des techniques de commande par les modes glissants aux équipements électroniques et aux commandes électriques [48] [49] [50]. L'intérêt pour cette approche de commande est du à sa robustesse aussi, elle est apte à éliminer les effets des variations paramétriques même en régime dynamique avec un minimum de complexité de la loi de commande [51].

En utilisant la même structure de commande en cascade aussi, le schéma de principe pour la commande du moteur BLDC est donné à la figure 4.9 :

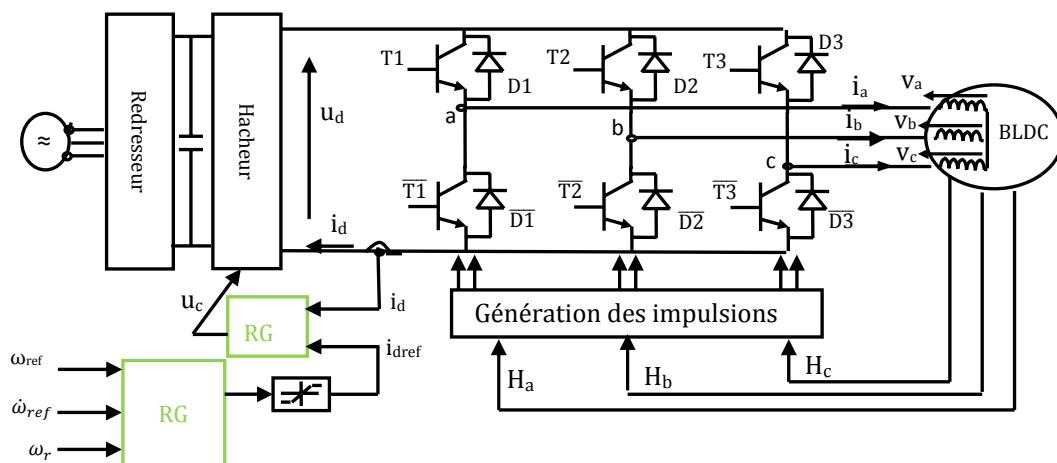


Fig. 4.9 : Schéma de principe pour la commande du BLDC.

4.3.1 Réglage de la Vitesse

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

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = 2k_e i_d - k_f \omega_r - C_r \quad (4.20)$$

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

$$S_\omega = \omega_r - \omega_{ref} \quad (4.21)$$

Où ω_{ref} représente la vitesse désirée.

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

$$\dot{S}_\omega = (2k_e/J)i_d - (k_f/J)\omega_r - (C_r/J) - \dot{\omega}_{ref} \quad (4.22)$$

Soit la fonction de Lyapunov V_ω défini par :

$$V_\omega = 0.5(S_\omega)^2 \quad (4.23)$$

Donc la dynamique \dot{V}_ω est :

$$\dot{V}_\omega = S_\omega \dot{S}_\omega = S_\omega [(2k_e/J)i_d - (k_f/J)\omega_r - (C_r/J) - \dot{\omega}_{ref}] \quad (4.24)$$

Nous imposons au courant i_d la valeur I_c donnée par :

$$I_c = \frac{J}{2k_e} \left(\frac{k_f}{J} \omega_r + \dot{\omega}_{ref} - k_{\omega 1} S_\omega - k_{\omega 2} \text{sign}(S_\omega) \right) \quad (4.25)$$

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

$$\begin{aligned} \dot{V}_\omega &= S_\omega [-k_{\omega 1} S_\omega - k_{\omega 2} \text{sign}(S_\omega) - (C_r/J)] \\ &\leq -k_{\omega 1} S_\omega^2 - k_{\omega 2} |S_\omega| + |S_\omega| (C_{max}/J) \end{aligned} \quad (4.26)$$

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

$$|C_r| \leq C_{max} \quad (4.27)$$

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

$$k_{\omega 2} \leq (C_{max}/J) \quad (4.28)$$

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

4.3.2 Réglage du Courant

Etant donné que la structure de commande est en cascade (fig. 4.9) aussi la sortie I_c du régulateur de vitesse correspondant à la relation (4.25) qui après limitation à la valeur $\pm 2(A)$ forme le signal I_L . La référence I_{ref} du courant i_d dépend du sens de rotation du moteur :

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

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

$$S_d = L_c i_d - L_c i_{ref} \quad (4.29)$$

En exploitant la dynamique du courant l'équation 2.14 du au mode DC1, (vérifier chapitre 2), la dynamique \dot{S}_d de S_d est exprimée par :

$$\dot{S}_d = -R_T i_d - E - v_T + (u_d/2) - L_c (dI_{ref}/dt) \quad (4.30)$$

Soit V_d la fonction de lyapunov définie par :

$$V_d = (S_d^2/2) \quad (4.31)$$

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

$$\dot{V}_d = S_d \dot{S}_d = S_d ((u_d/2) - R_T i_d - E - v_T - L_c (dI_{ref}/dt)) \quad (4.32)$$

On impose à la commande u_d la loi suivante :

$$u_c = 2(R_T i_d + E - k_{a1} S_d - k_{a2} \text{sign}(S_d)) \quad (4.33)$$

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

$$\begin{aligned} \dot{V}_d &= S_d (-v_T - L_c (dI_{ref}/dt) - k_{a1} S_d - k_{a2} \text{sign}(S_d)) \\ &\leq |S_d| (v_T + L_c dI_m) - k_{a1} S_d^2 - k_{a2} |S_d| \end{aligned} \quad (4.34)$$

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

$$|dI_{ref}| \leq dI_m \quad (4.35)$$

Pour rendre $\dot{V}_d \leq 0$, le coefficient k_{a2} est imposé tel que :

$$k_{a2} \geq B_1 \text{ Avec } B_1 = (v_T + L_c dI_m) \quad (4.36) \text{ et } (4.37)$$

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

4.3.3 Validation de la Commande pour le Mode DC2

Compte tenue de la dynamique de i_d exprimée dans ce mode DC2 par la relation 2.42, l'expression de \dot{S}_d est alors de la forme :

$$\dot{S}_d = -R_T i_d - 2E/3 + v_T - (v_D/3) + (2u_d/3) - L_c(dI_{ref}/dt) \quad (4.38)$$

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

$$\dot{S}_d = (1/3)(-R_T i_d - 2E + 3v_T - v_D - 3L_c(dI_{ref}/dt)) - 4k_{d1}S_d - 4k_{d2}sign(S_d) \quad (4.39)$$

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

$$k_{d2} \geq B_2 \quad (4.40)$$

Avec :

$$B_2 = (1/4)(R_T I_{max} + 2E_{max} + 3v_T + v_D + 3L_c dI_m) \quad (4.41)$$

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

$$k_{d2} \geq B \text{ Et } B = \max(B_1, B_2) \quad (4.42)$$

4.4 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse

Les résultats de la simulation sont obtenus dans les mêmes conditions que celles présentées dans le chapitre précédent. Aussi, les signaux de commande des transistors et les durées de conduction des diodes pour les deux sens de rotation sont présentés à la figure 4.10 :

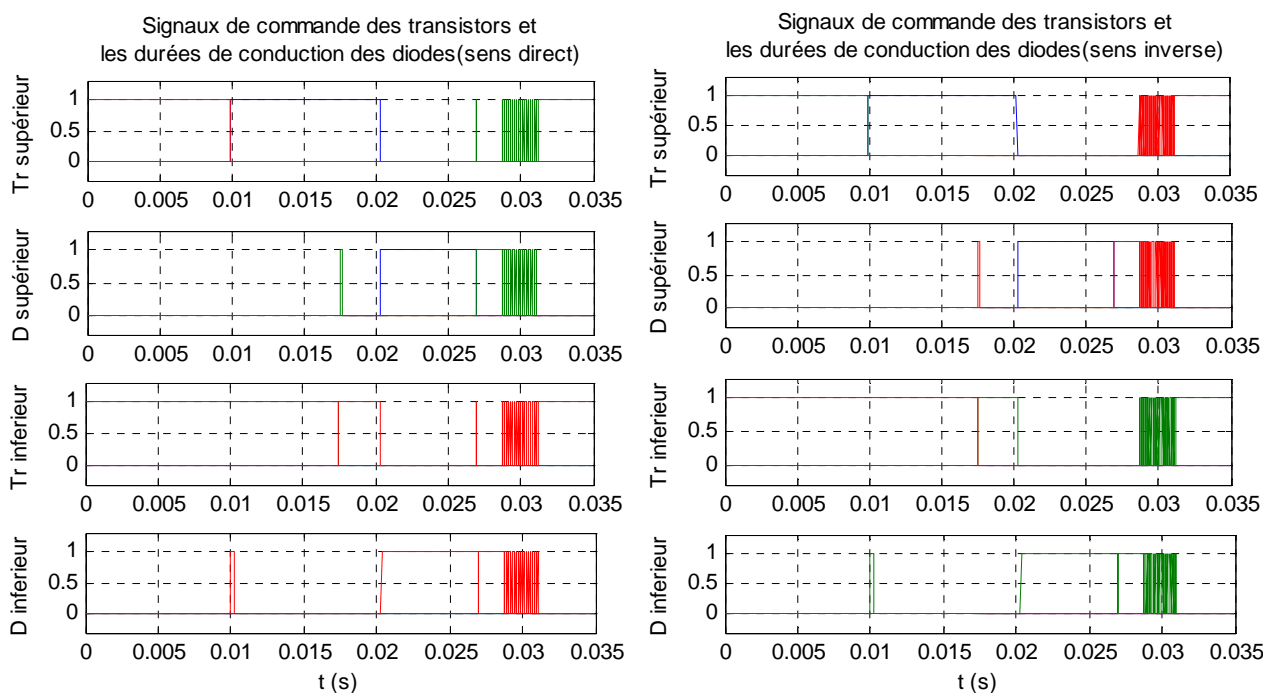


Fig. 4.10 : Forme des Signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes dans le sens direct et inverse.

Les résultats de simulation du moteur BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation direct et inverse sont présentés sur les figures 4.11, 4.12, 4.13, 4.14 et 4.15 concernant respectivement les trois courants de phases, la vitesse du moteur, le courant i_d , le couple C_e et le courant de phase i_a avec FEM e_a .

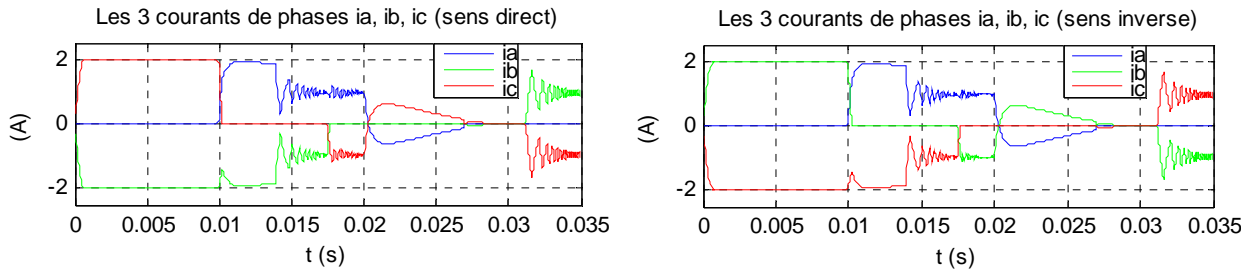


Fig. 4.11 : Forme des courants de phases dans le sens direct et inverse.

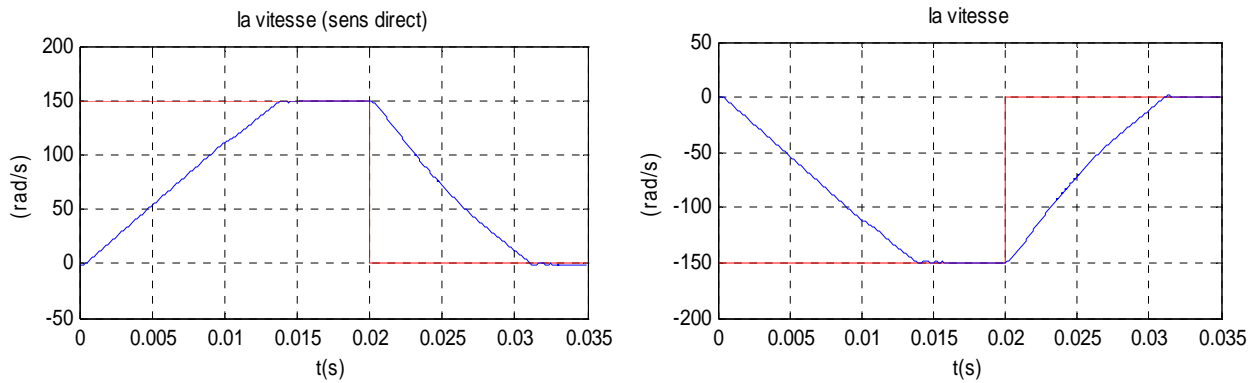


Fig. 4.12 : Forme de la vitesse dans le sens direct et inverse.

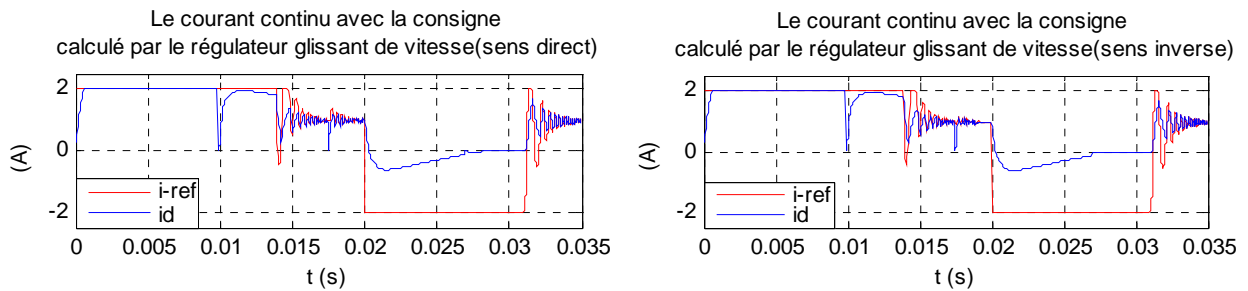


Fig. 4.13 : Forme du courant i_d dans le sens direct et inverse.

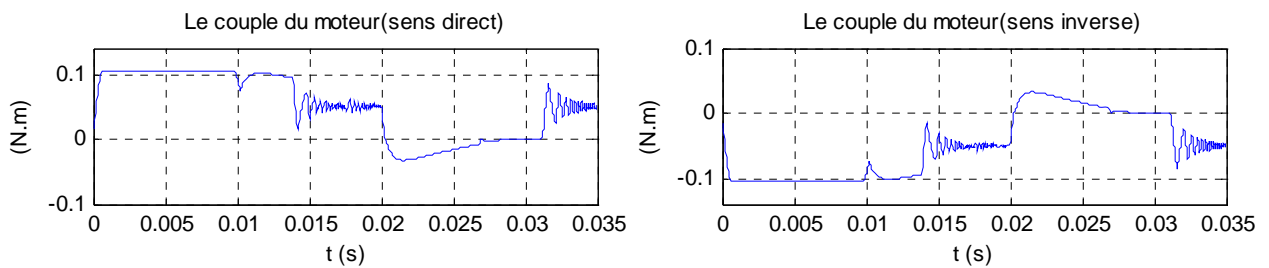


Fig. 4.14 : Couple du moteur C_e dans le sens direct et inverse.

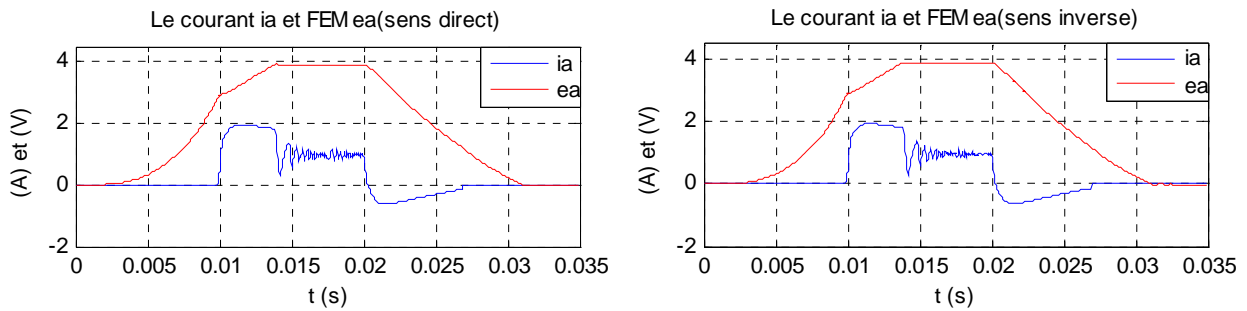


Fig. 4.15 : Forme de courant i_a et FEM e_a de la phase a dans le sens direct et inverse.

● Commentaires sur les Résultats

- On constate que l'erreur statique entre le courant de consigne et le courant réel est annulé.
- Les temps de réponses, qui caractérisent le régime transitoire, sont plus faibles que ceux de la réponse par régulateur PI.

4.5 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 $t=0.02s$ on effectue trois tests de robustesse où on applique la perturbation externe représentée par le couple résistant C_r et les variations paramétriques.

Test 1 : Couple Résistant $C_r = 0.05N/m$, augmentation de 20% des résistances des phases, diminution de 30% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure 4.16 :

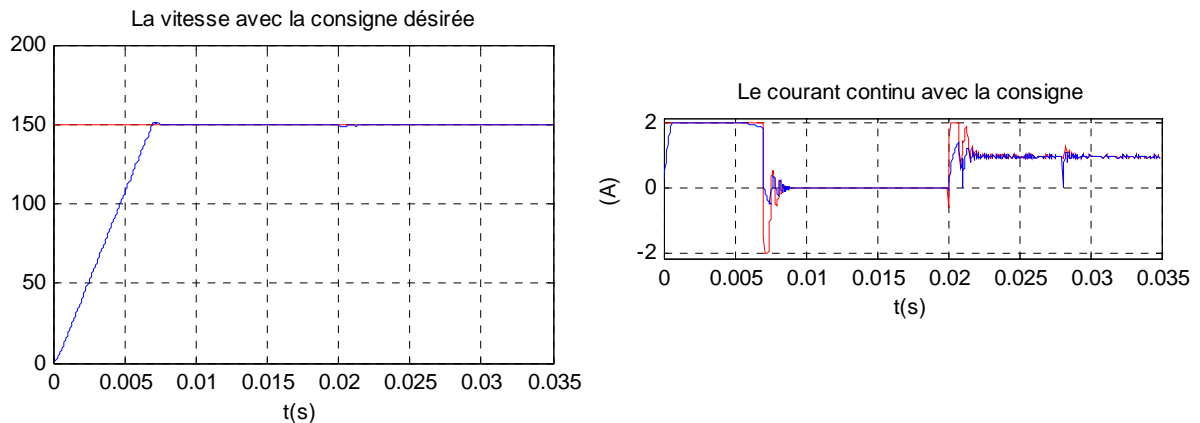


Fig. 4.16 : Formes de la vitesse et de courant.

Test 2 : Couple Résistant $C_r = 0.055N/m$, augmentation de 40% des résistances des phases et diminution de 35% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure 4.17 :

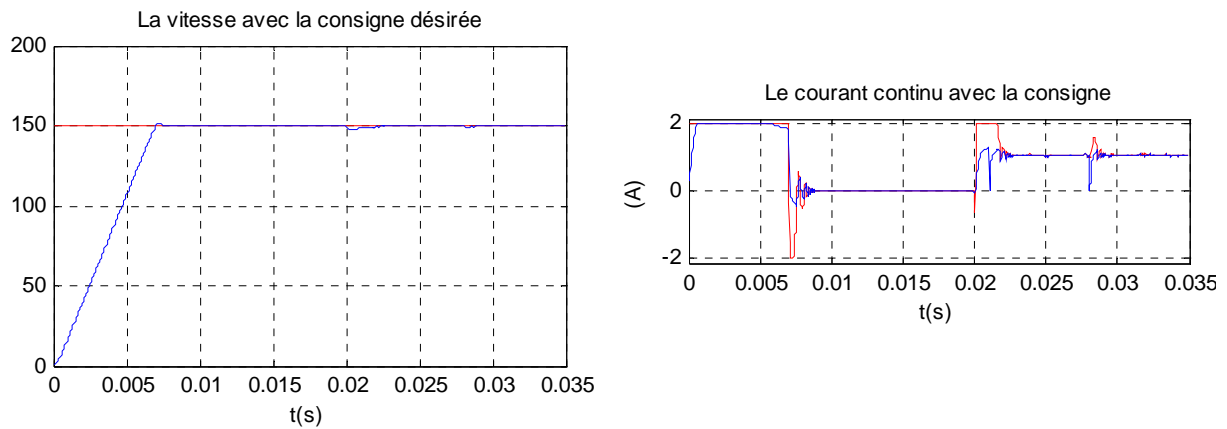


Fig. 4.17 : Formes de la vitesse et de courant.

Test 3 : Couple Résistant $C_r = 0.06N/m$, augmentation de 60% des résistances des phases et diminution de 40% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure 4.18 :

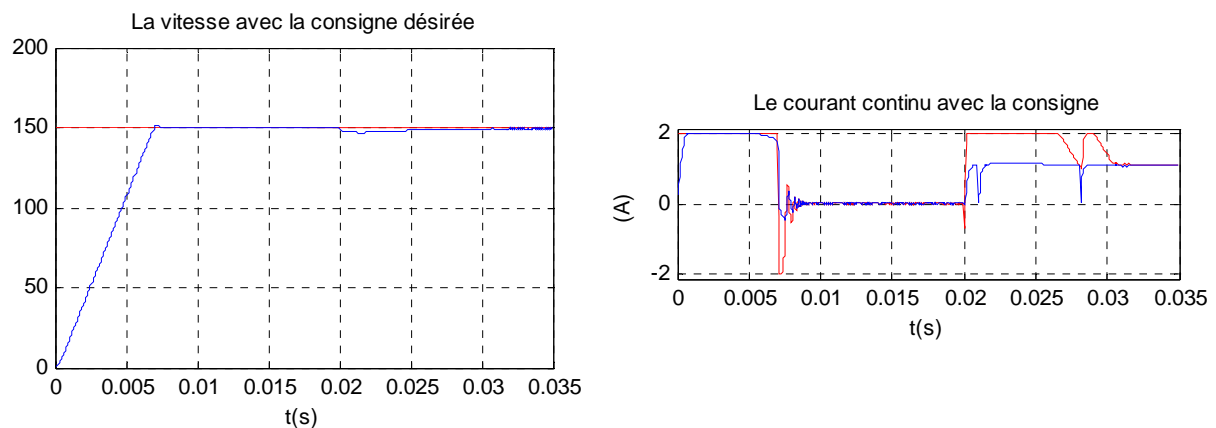


Fig. 4.18 : Formes de la vitesse et de courant.

● Commentaires sur les Résultats

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

4.6 Conclusion

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

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

Chapitre 5

Commande Floue du Moteur BLDC

5.1 Introduction

La logique floue (en anglais fuzzy logic) est de grande actualité aujourd'hui [31]. En réalité, elle existait déjà depuis longtemps et nous pouvons diviser son histoire de développement en trois étapes. Ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la « logique à valeurs multiples » ou « logique floue » dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black appliqua la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies $\{0, \frac{1}{2}, 1\}$, pour classer les éléments ou symboles. Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh.

Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non-techniques, comme le commerce, la jurisprudence ou la médecine. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais qui les premiers ont appliqué la logique floue dans le domaine industriel pour résoudre des problèmes de réglage et de commande. Tout récemment, en Europe et en Amérique du nord, une intense activité de recherche a débuté afin d'introduire le principe du réglage par la logique floue [32].

5.2 Principe Fondamental de la Logique Floue

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

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

La logique floue peut être considérée comme une extension de la logique classique [31].

5.2.1 Les Ensembles Flous

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

$$\mu_A(x) : X \rightarrow \{0,1\} \tag{5.1}$$

$$\begin{aligned} x \rightarrow \mu_A(x) = 1 & \quad \text{si } x \in A \\ \mu_A(x) = 0 & \quad \text{si } x \notin A \end{aligned} \tag{5.2}$$

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

$$x \rightarrow \mu_A(x)/X \rightarrow [0,1] \quad (5.3)$$

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

$$A = \{(\mu_A(x), x)/x \in X\} \quad (5.4)$$

La figure 5.1 présente la différence qui existe entre la logique binaire et la logique floue où une variable ne peut prendre que 0 ou 1 dans le cas de la logique binaire par contre, dans la logique floue une variable peut prendre une infinité de valeurs, mais qui sont comprises dans l'intervalle $[0, 1]$:

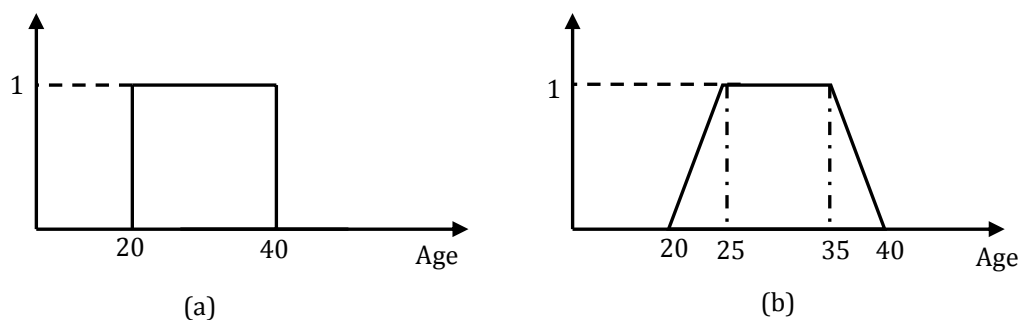


Fig. 5.1 : Fonctions d'appartenance : (a) logique binaire (b) logique floue.

5.2.2 Caractéristiques d'un sous Ensemble Flou

Les fonctions d'appartenance sont définies par quatre caractéristiques :

1-Le Type : elles peuvent être par exemple triangulaires, trapézoïdales, gaussiennes, sigmoïdes ou des singletons (fig.5.2).

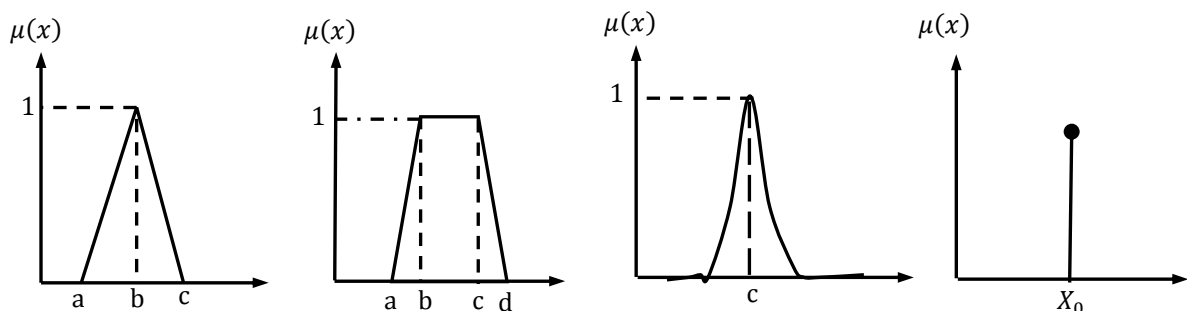


Fig. 5.2 : Types de fonctions d'appartenance.

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

$$N(A) = \{x \in X / (\mu_A(x) = 1)\} \quad (5.5)$$

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

$$S(A) = \{x \in X / (\mu_A(x) > 1)\}$$

4-La Hauteur : c'est la valeur maximale de la fonction d'appartenance qui est égale à 1 (fig.5.3).

$$H(A) = \max(\mu_A(x)) \quad (5.6)$$

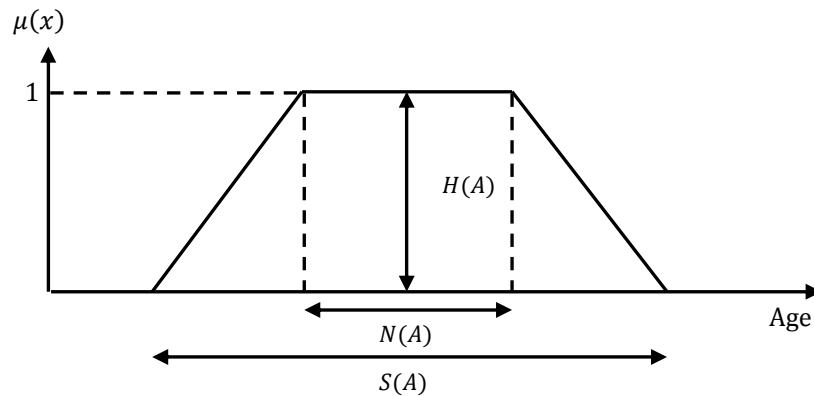


Fig. 5.3 : Caractéristiques d'un sous-ensemble flou.

5.2.3 Opérateurs Logiques Flous

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

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

$$\mu(A \text{ ET } B) = \min(\mu(A), \mu(B)) \quad (4.7)$$

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

$$\mu(A \text{ OU } B) = \max(\mu(A), \mu(B)) \quad (5.8)$$

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

5.2.4 Notion de Règle Linguistique

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

5.2.5 Les Différents Systèmes d'Inférence Floue

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

a. Régulateur de Type Mamdani

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

$$\text{Si } x_1 \text{ est } A_1 \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n \text{ alors } y \text{ est } B^i \quad (5.9)$$

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

b. Type Takagi-Sugeno

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

$$\text{Si } x_1 \text{ est } X_1^i \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } X_n^i \text{ Alors } y \text{ est } G_i(x). \quad (5.10)$$

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

$$G_i(x) = \sum_{j=1}^n a_j^i x_j + b^i \quad (5.11)$$

Pour notre travail, nous avons opté pour un régulateur de type Mamdani [33].

5.2.6 Caractéristiques d'un Système d'Inférence Flou

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

a. Caractéristiques structurelles

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

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

b. Caractéristiques paramétriques

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

5.3 Principe d'un Contrôleur Flou

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

La commande par logique floue peut s'appliquer à tout domaine de la commande traditionnelle. De plus, elle peut opérer lorsque les procédés à commander sont mal connus ou difficiles à décrire précisément, ou lorsque les variables sont évaluées subjectivement et exprimées en langage naturel et non numériquement. Elle est simple à réaliser, flexible et donc facilement adaptable aux conditions de fonctionnement du processus. Les règles sont faciles à comprendre et à modifier puisqu'elles sont exprimées par des termes du langage naturel [31]. L'architecture interne d'un contrôleur flou est représentée par la figure 5.4.

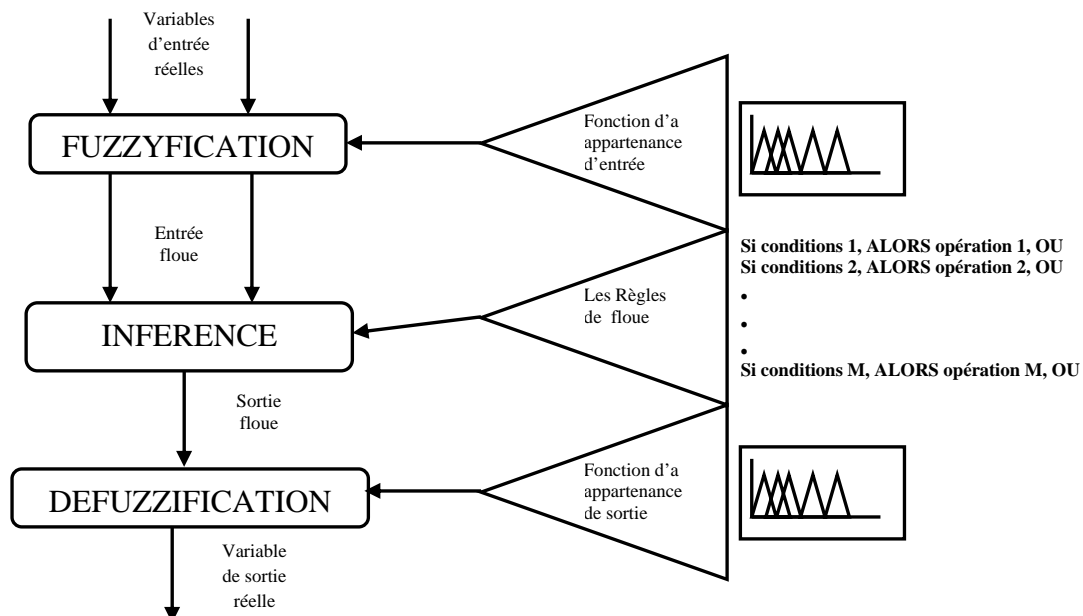


Fig. 5.4 : Les opérations du contrôleur floue [32].

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

5.3.1 Fuzzification

Elle représente le passage des grandeurs réelles aux valeurs floues et cela, en déterminant les différents univers de discours correspondant aux domaines de variation des variables d'entrée et sortie. Ensuite, on définit pour chacune des variables ses sous-ensembles flous ainsi que leurs fonctions d'appartenance associée [31].

5.3.2 Inférence

Dans ce bloc, les valeurs des variables linguistiques d'entrée et sortie sont liées par une table de règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système à contrôler.

C'est un mécanisme de décision qui, en manipulant les règles floues, établit une décision. Il existe plusieurs méthodes d'inférence : *Maximum-Minimum*, *Max-Produit*, *Somme-Produit*. Le nom de la méthode désigne les opérateurs utilisés respectivement pour l'agrégation des règles floues et l'implication floue, pour notre travail nous avons utilisé la méthode *somme-produit* [34].

5.3.3 Défuzzification

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

Notons que des blocs de normalisation et de dénormalisation sont ajoutés respectivement en entrée et sortie du contrôleur flou afin qu'il soit transportable et adaptable même avec des paramètres différents [35].

5.4 Applications au Moteur à Courant Continu Sans Balais (BLDCM)

Le contrôleur flou est largement utilisé dans l'industrie pour sa réalisation facile. Beaucoup de travail a été effectué sur l'analyse des règles de commande et des paramètres de fonction d'appartenance [36].

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

- Une méthodologie de conception alternative, qui est plus simple et plus rapide.
- Elle réduit le cycle de développement de conception.
- Elle simplifie la complexité de conception.
- Une meilleure solution de rechange à la commande non linéaire.
- Elle améliore l'exécution de commande.
- Elle est simple à mettre en application [37] [38] [39].

Nous proposons dans cette partie une commande par logique floue du moteur BLDC [40]. On utilise la même structure de commande (commande en cascade) avec deux régulateurs flous, de vitesse et de courant (fig. 5.5).

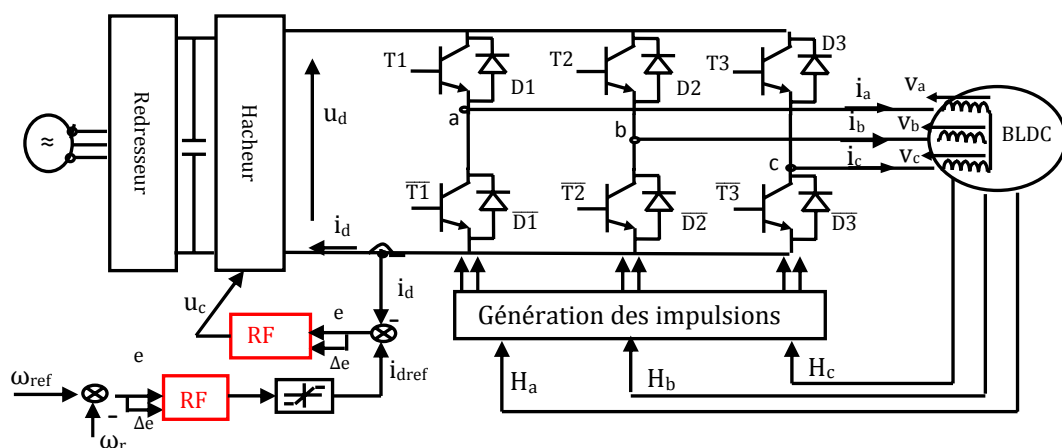


Fig. 5.5 : Schéma de principe pour la commande du moteur BLDC.

● Définition des Entrées / Sorties

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

$$\text{L'erreur de vitesse } e_{\omega} = \omega_r - \omega_{ref}. \quad (5.12)$$

$$\text{La variation de l'erreur de vitesse } \Delta e_{\omega} = e_{\omega}(k) - e_{\omega}(k-1) \quad (5.13)$$

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

$$\text{L'erreur de courant } e_{i_d} = i_d - i_{ref}. \quad (5.14)$$

$$\text{La variation de l'erreur de courant } \Delta e_i = e_{i_d}(k) - e_{i_d}(k-1) \quad (5.15)$$

Pour les variables de la sortie :

La sortie du régulateur de vitesse qui après limitation forme la référence i_{ref} pour la boucle de courant et la sortie du régulateur de courant constitue la commande u_c (fig. 5.5).

5.4.1 Définition des fonctions d'appartenance

Les régulateurs flous utilisés sont du type Mamdani dont les entrées sont : l'erreur de vitesse et sa variation pour la boucle de vitesse en même temps l'erreur de courant et sa variation pour la boucle de courant. Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance, nous avons opté pour la forme triangulaire et trapézoïdale, comme indiquée sur les figures 5.6 et 5.7.

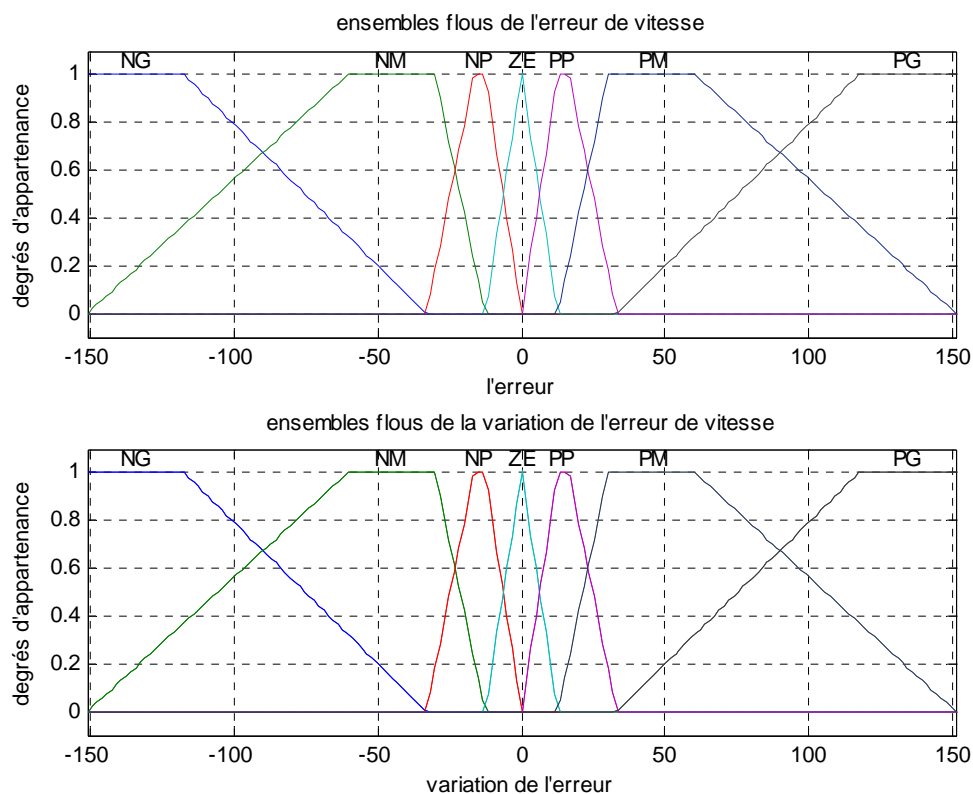


Fig. 5.6 : Fuzzification des entrées e_w , Δe_w .

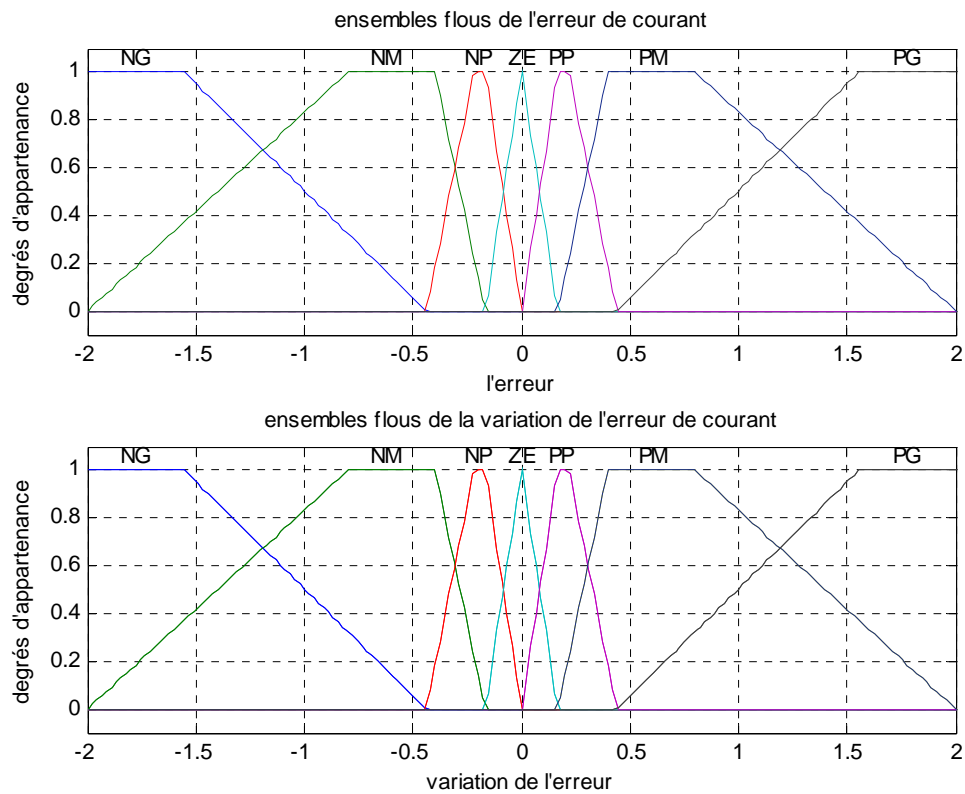


Fig. 5.7 : Fuzzification des entrées e_c , Δe_c .

Les fonctions d'appartenance des sorties sont de la même forme que les fonctions d'appartenance des entrées comme indiquer aux figures 5.8, 5.9 :

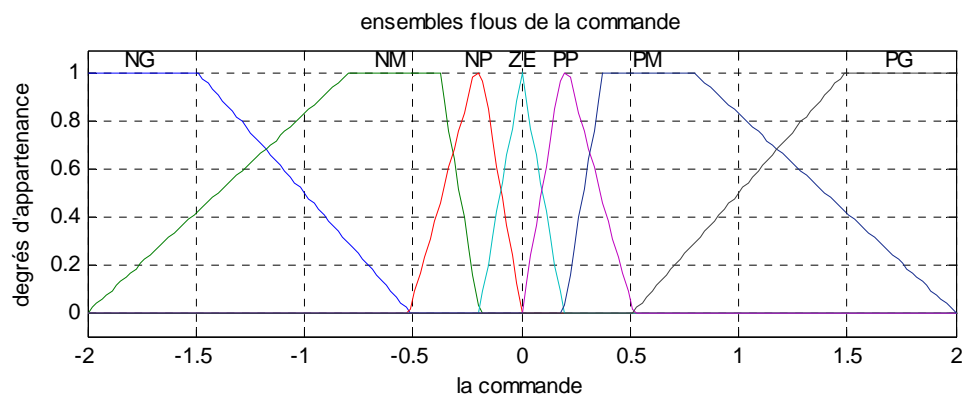


Fig. 5.8 : Fonctions d'appartenance pour le courant de référence i_{ref} .

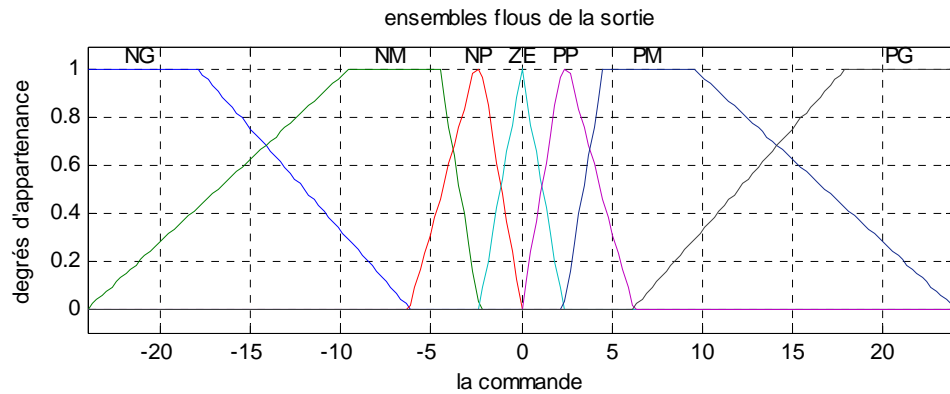


Fig. 5.9 : Fonctions d'appartenance pour la commande u_c .

5.4.2 Base de Règle

Pour le régulateur de vitesse et de courant la table des règles floues qui a servi au mécanisme d'inférence est donné par les tableaux 5.1 et 5.2 [41]:

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

Tableau 5.1 : Table des règles de décision pour le contrôleur de vitesse.

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

Tableau 5.2 : Table des règles de décision pour le contrôleur de courant.

Pour le choix de la méthode d'inférence, nous avons opté pour la méthode Som-Prod, du fait qu'elle est facile à implémenter et donne de bons résultats [31].

5.4.3 Défuzzification

La sortie du mécanisme d'inférence est une variable floue. L'approximation floue de fonction doit convertir ses variables floues internes en grandeurs réelles de sorte que le système puisse utiliser ces variables [42].

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

Le traçage des tables précédente, en utilisant l'erreur comme axe x, la variation de l'erreur comme axe y et le signal de commande comme axe z, visualise, aux figures 5.10 et 5.11, la relation entre l'entrée et la sortie.

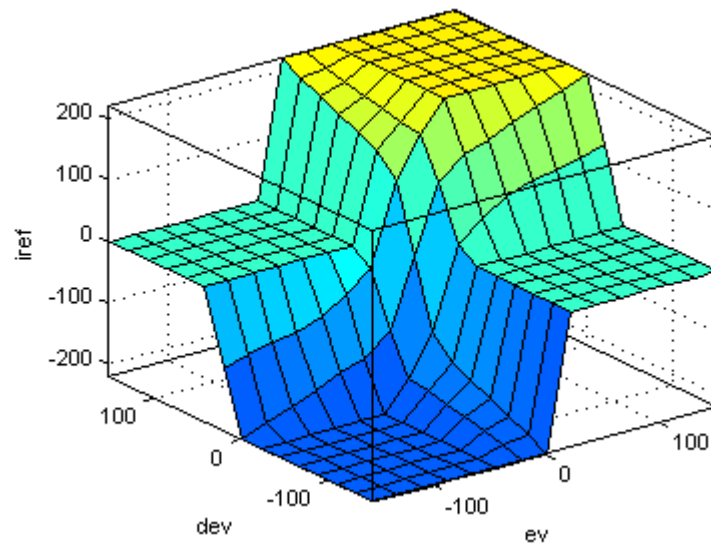


Fig. 5.10 : Relation entre les entrées et les sorties pour le boucle de vitesse.

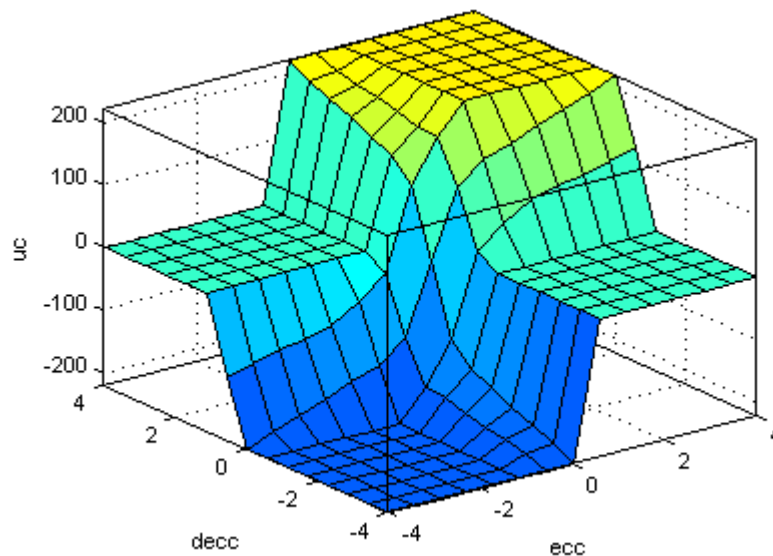


Fig. 5.11 : Relation entre les entrées et les sorties pour le boucle de courant [41].

5.5 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse

Les signaux de commande des transistors et les durées de conduction des diodes pour les deux sens de rotation sont présentés à la figure 5.12 :

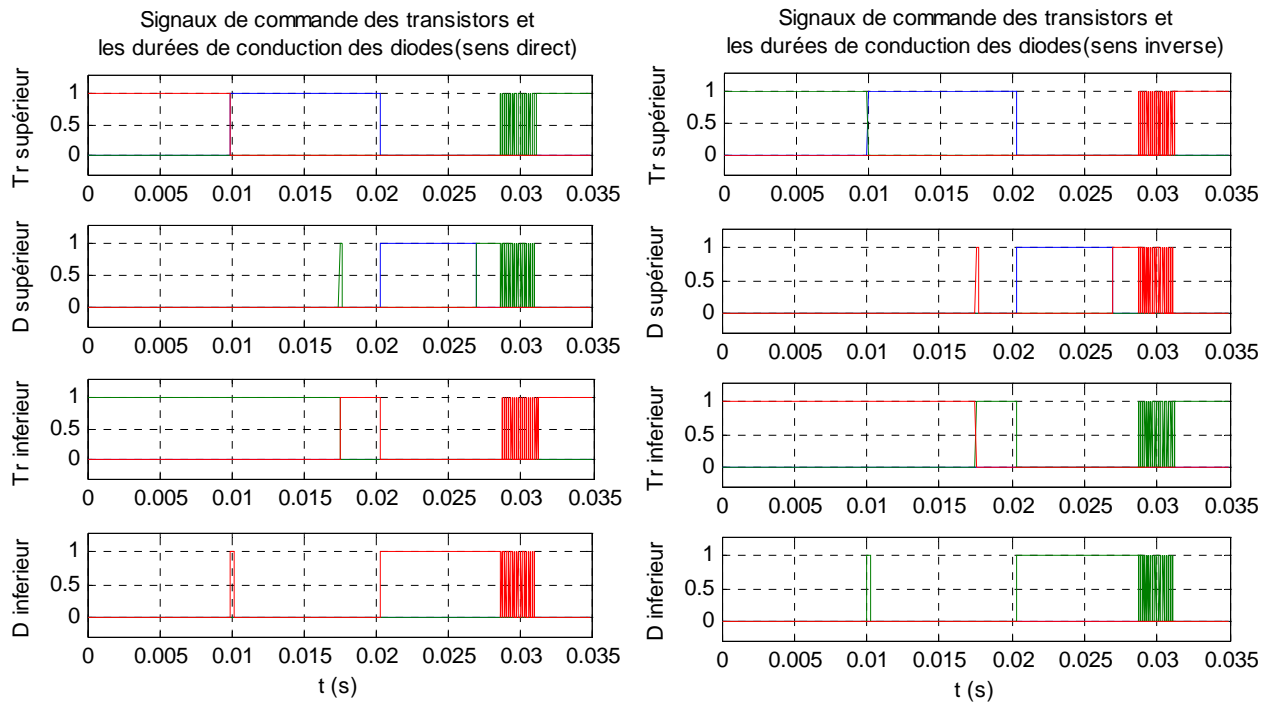


Fig. 5.12 : Forme des signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes dans le sens direct et inverse.

Les résultats de simulation du moteur BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation direct et inverse sont présentés sur les figures 5.13, 5.14, 5.15, 5.16 et 5.17 concernant respectivement les trois courants de phases, la vitesse du moteur, le courant i_d , le couple C_e et le courant de phase i_a avec FEM e_a .

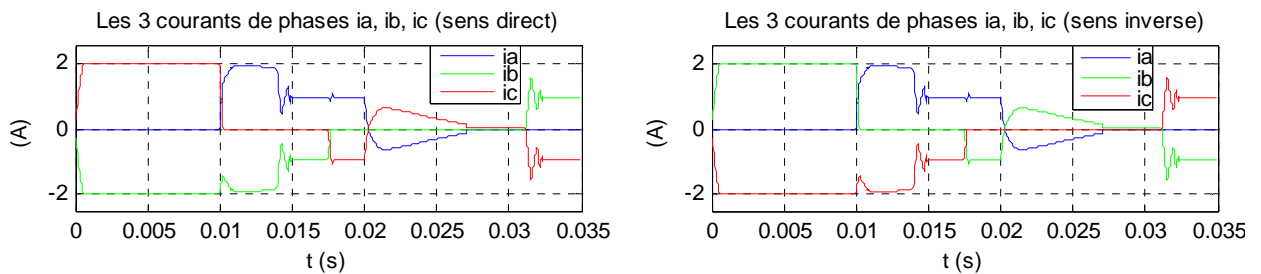


Fig. 5.13 : Forme des courants de phases dans le sens direct et inverse.

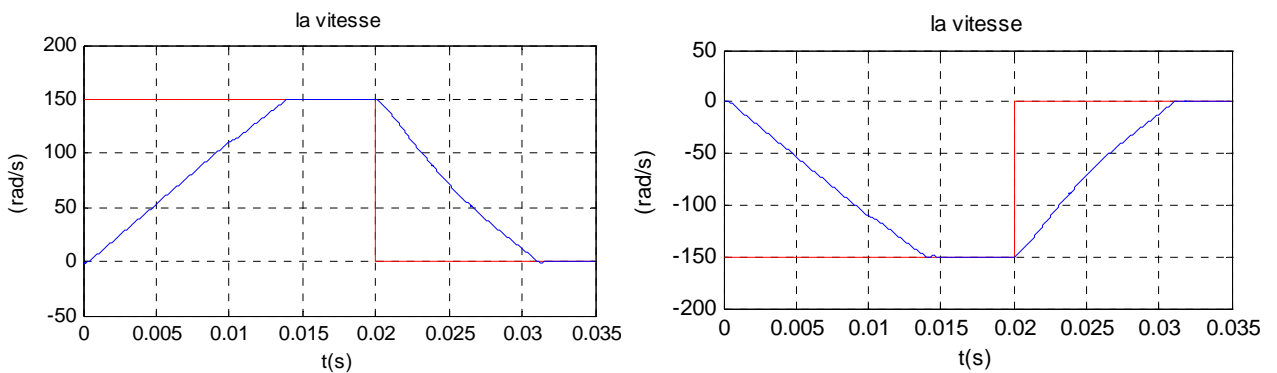


Fig. 5.14 : Forme de la vitesse dans le sens direct et inverse.

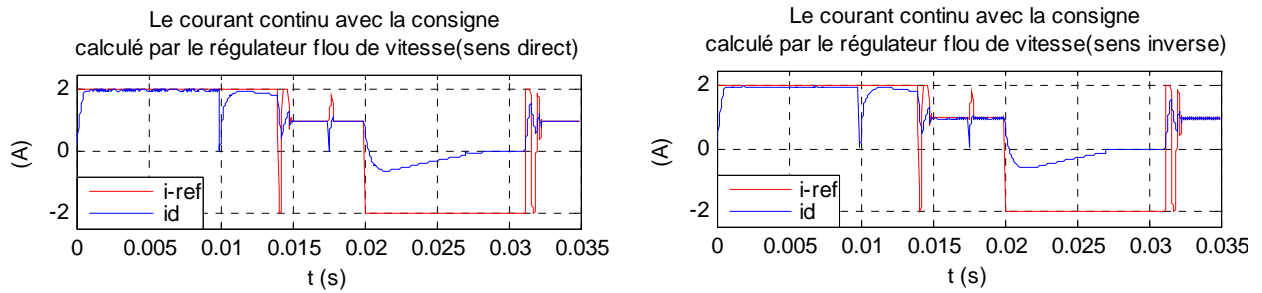


Fig. 5.15 : Forme du courant i_d dans le sens direct et inverse.

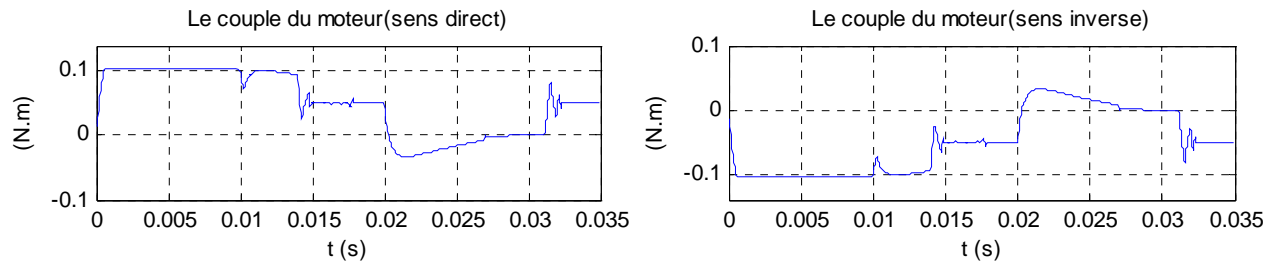


Fig. 5.16 : Couple du moteur C_e dans le sens direct et inverse.

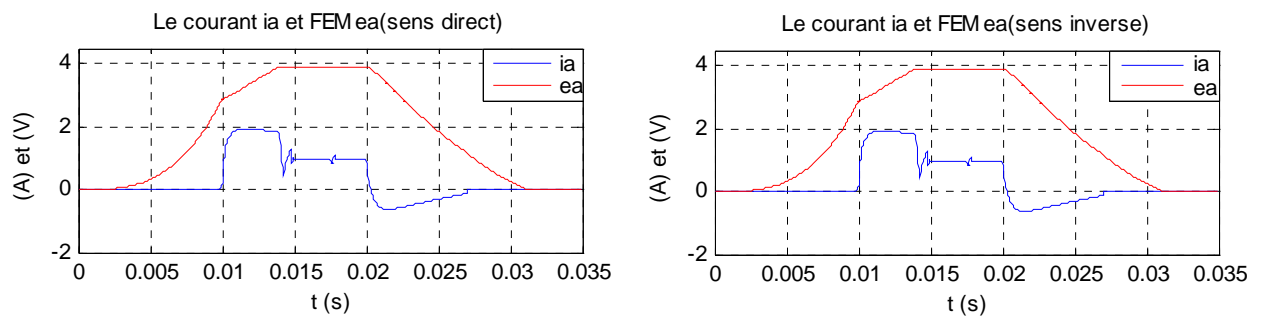


Fig. 5.17 : Forme de courant i_a et FEM e_a de la phase a dans le sens direct et inverse.

Commentaires sur les Résultats

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

5.6 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse

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

Test 1 : Couple Résistant $C_r = 0.05$, augmentation de 20% des résistances des phases, diminution de 30% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure 5.18 :

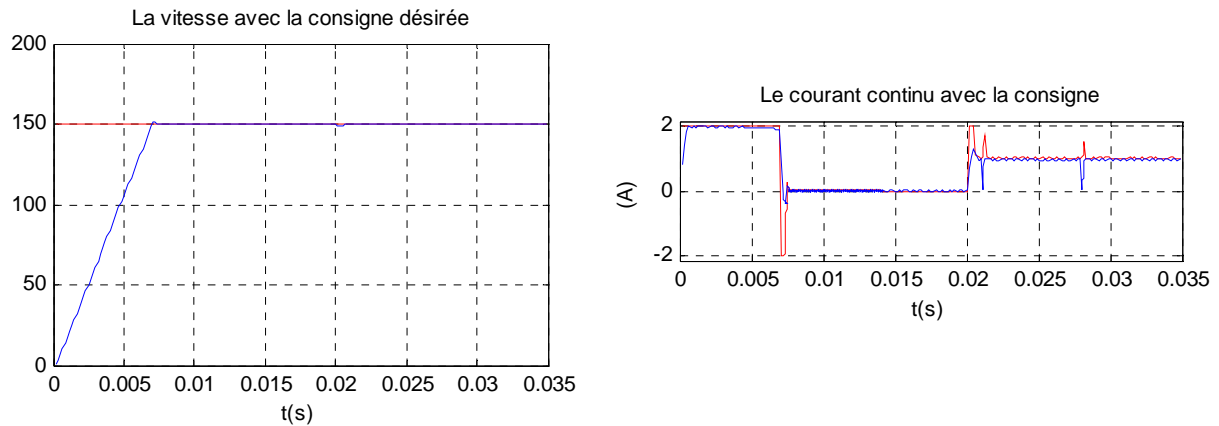


Fig. 5.18 : Formes de la vitesse et de courant.

Test 2 : Couple Résistant $C_r = 0.055$, augmentation de 40% des résistances des phases et diminution de 35% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure 5.19 :

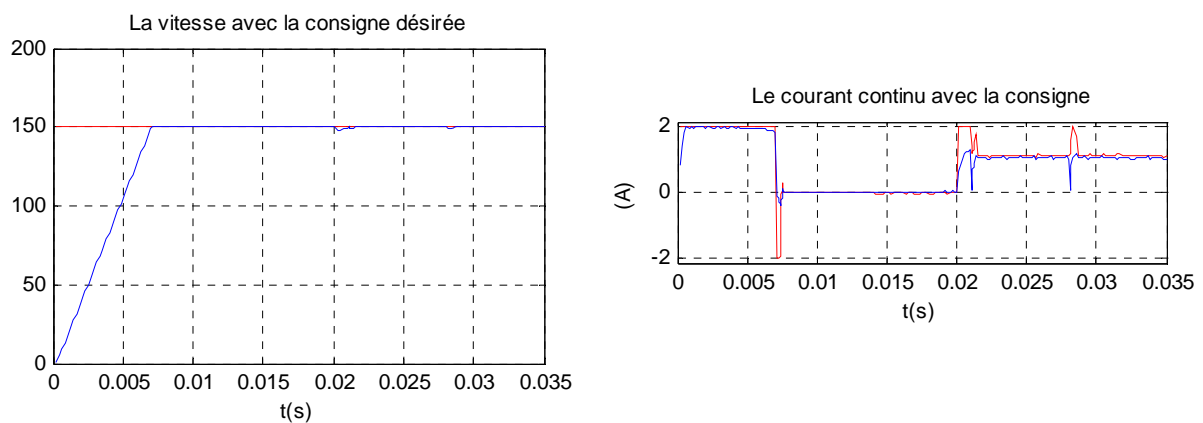


Fig. 5.19 : Formes de la vitesse et de courant.

Test 3 : Couple Résistant $C_r = 0.06$, augmentation de 60% des résistances des phases et diminution de 40% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure 5.20 :

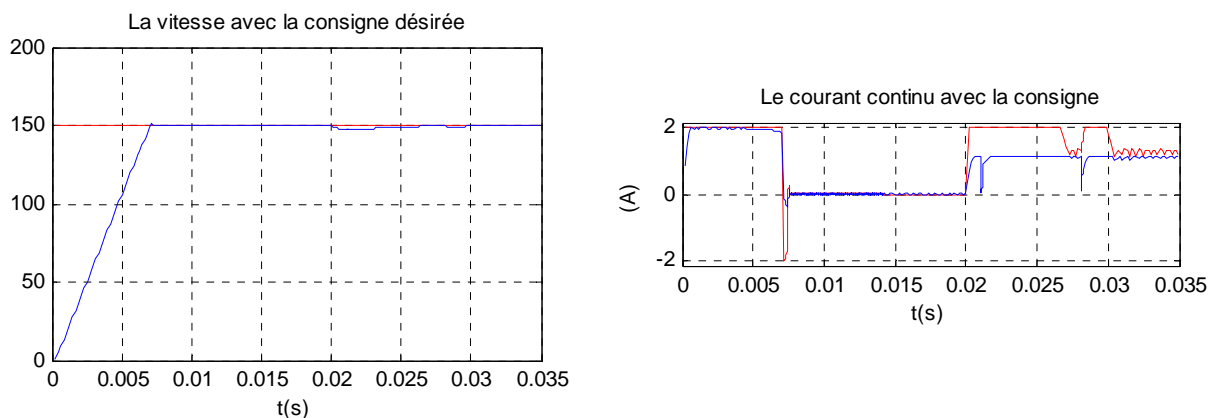


Fig. 5.20 : Formes de la vitesse et de courant.

■ Commentaires sur les Résultats

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

5.7 Conclusion

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

Chapitre 6 Etude Comparative

6.1 Introduction

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

6.2 Etude Comparative

Pour bien examiner ces commandes, les résultats ont été pris dans les mêmes conditions, à titre d'exemple : période d'échantillonnage, temps de simulation, conditions initiales, ...etc. Pour le calcul des deux critères nous utilisons la commande et les erreurs de chacune commandes. Nous prenons le temps de simulation $T_s = 0.02$ s et la consigne de vitesse égale 150 T/min.

6.2.1 Commande PI

La forme de la commande à l'entrée de l'Hacheur et l'erreur statique de vitesse sont données par les figures 6.1 et 6.2 :

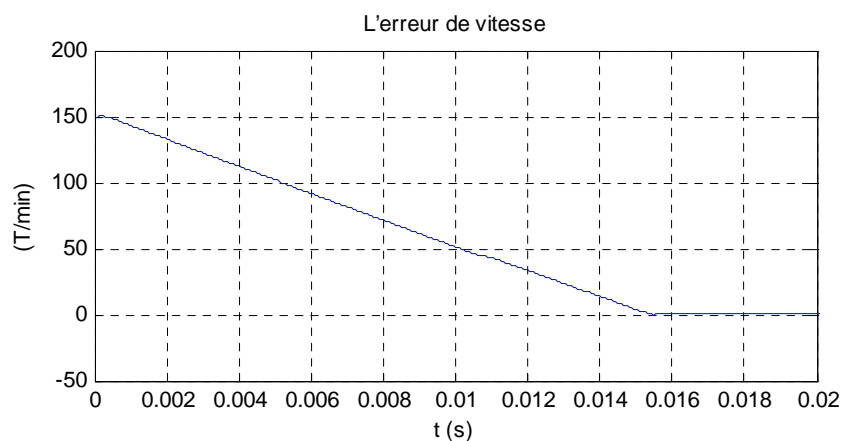


Fig. 6.1 : L'erreur de vitesse.

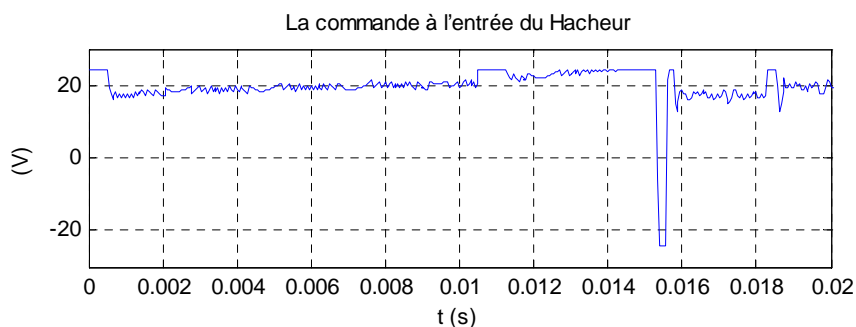


Fig. 6.2 : La commande à l'entrée du Hacheur.

6.2.2 Commande par Mode de Glissement

La forme de la commande à l'entrée de le Hacheur et l'erreur statique de vitesse sont données par les figures 6.3 et 6.4 :

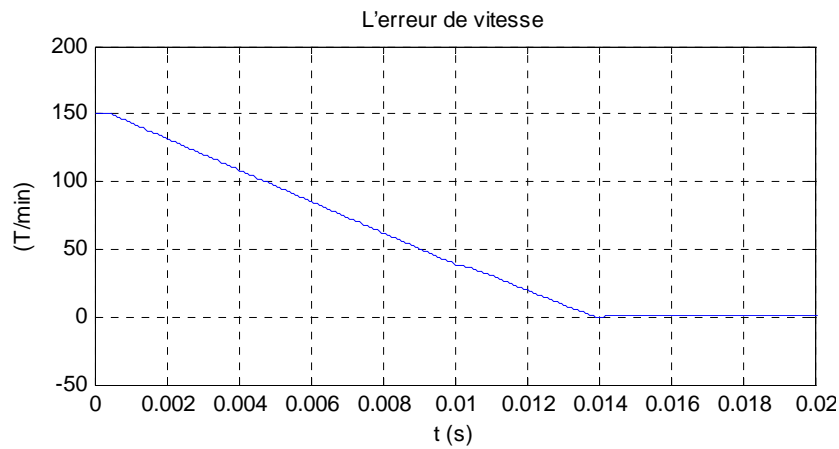


Fig. 6.3 : L'erreur de vitesse.

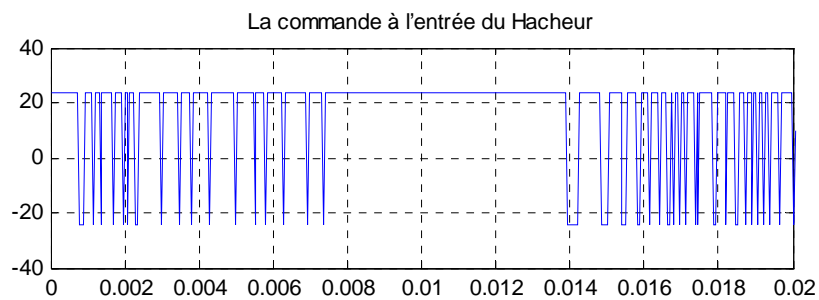


Fig. 6.4 : La commande à l'entrée du Hacheur.

6.2.3 Commande Floue

La forme de la commande à l'entrée de le Hacheur et l'erreur statique de vitesse sont données par les figures 6.5 et 6.6 :

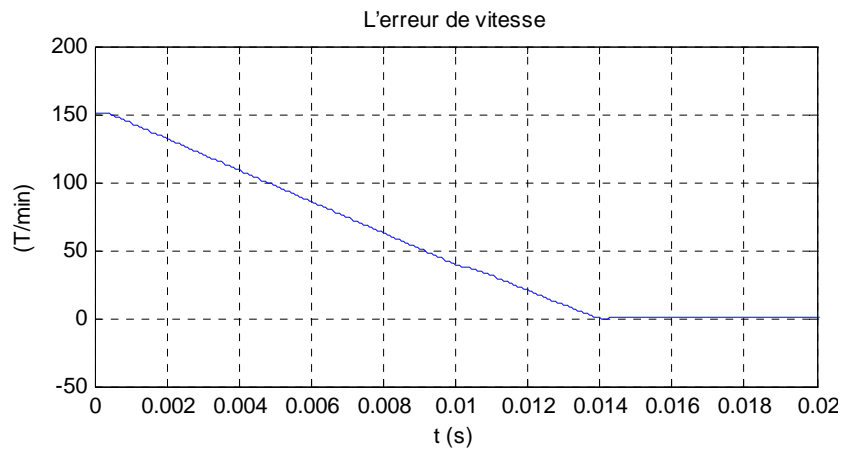


Fig. 6.5 : L'erreur de vitesse.

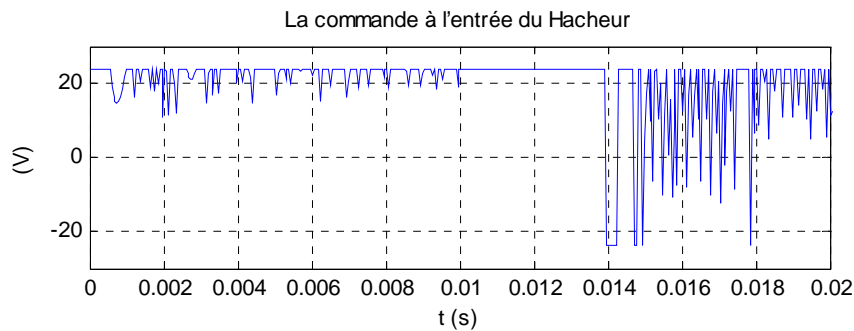


Fig. 6.6 : La commande à l'entrée du Hacheur.

6.3 Comparaison Entre les Trois Commandes

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

$$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u) \quad (5.7)$$

$$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e) \quad (5.8)$$

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

critère	Commandes développées pour le moteur BLDC		
	Commande PI	Commande mode glissante	Commande floue
$J_1 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (u^T u)$	$7.3281 \cdot 10^5$	$6.7286 \cdot 10^5$	$4.9911 \cdot 10^5$
$J_2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P (e^T e)$	$1.8829 \cdot 10^4$	$7.1623 \cdot 10^2$	$9.9249 \cdot 10^2$

Tableau 6.1 : Étude comparative entre les commandes développées pour le moteur BLDC.

L'objectif visé par cette partie est d'examiner les différentes lois de commandes synthétisées dans ce document et ceci dans les mêmes conditions. Pour mettre en évidence les performances de chaque loi de commande, en termes de l'erreur statique et de la valeur de la commande nécessaire pour réaliser une telle commande, nous avons adopté deux critères J_1 et J_2 . Les deux critères sont calculés pour l'intervalle de temps [0.014s 0.02s]. Dans le tableau 6.1, nous avons présenté une comparaison quantitative entre les différentes approches développées dans ce document. Cette comparaison se base sur l'évolution temporelle de la commande et de l'erreur résultante donnée par les figures 6.1, 6.2, 6.3, 6.4, 6.5 et 6.6.

Pour le moteur BLDC, nous constatons que pour la commande floue, le critère $J_1 = 2.2743 \cdot 10^6$ prend la valeur la plus faible, les deux figures 6.5, 6.6 montrent la commande appliquée et l'erreur de la commande floue. Dans celle-ci, nous remarquons qu'elle est moins discontinue que celle de la figure 6.4 et pour la commande par mode de glissement, le critère J_2 prend la valeur la plus faible en simulation ($J_2 = 2.2970 \cdot 10^7$).

Nous pouvons déduire que pour le mode de glissement, le système est bien modélisé et pour cela le critère de précision J_2 des modes de glissement prend la valeur la plus petite, par contre la logique floue se base sur des données imprécises (incertitude).

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

6.4 Conclusion

Les résultats de l'étude comparative entre les différentes commandes développés pour le moteur BLDC confirment que les deux commandes non linéaires sont plus performantes. De plus, si le critère de précision est privilégié, par conséquent la commande par les modes de glissement est la plus performante. Par contre si le critère énergétique est avantaagé alors la commande par la logique floue est plus performante.

Conclusion Générale

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

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

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

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

En applique les 2 commandes non linéaires (commande floue et commande par modes des glissant) au moteur BLDC en utilisant la même structure en cascade qui a asservi pour la commande par des régulateurs PI. Les résultats de simulation de l'asservissement de vitesse pour les deux commandes non linéaire assurent des bonnes performances même en présence des variations paramétriques et des perturbations externes. Enfin nous avons faire une étude comparative entre ces commande, les résultats de cette étude affirmé les résultats de simulation de l'asservissement de vitesse.

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

Bibliographie

- [1] A. AMEUR : « Commande sans Capteur de Vitesse par DTC d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'Ordre Complet à Modes Glissants ». Mémoire de magister en électrotechnique. Université de Batna (Algérie), Octobre, 2005.
- [2] M. TELLAA, M. DJEMAI : « Commande de la Vitesse et de la Position d'un Moteur à Courant Continu sans Balais pour les Applications en Robotique ». PFE en Automatique. Ecole national polytechnique (ENP), Alger (Algérie), Juin 2007.
- [3] 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.
- [4] J. F. GIERAS, M. WING : « Permanent Magnet Motor Technology, Design and Applications ». Marcel. Dekker. Inc. New York. 2002.
- [5] M. ETIQUE : « Entraînements Régles MET2 ». Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du canton de Vaud. Mars, 2006.
- [6] B. SCHNEIDER, A. BEURET : « Électricité au Service des Machines ». Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du canton de Vaud. Septembre, 2007.
- [7] C. T. KILIAN : « Modern Control Technology : Components and Systems 2nd Edition ». West Pub, Delmar, India. June 2001.
- [8] B. AZOUI: « Conception and Realization of a Three-Phase Brushless DC Motor (BLDCM) for Solar Application ». Doctorate Thesis. University of Batna (Algérie). Mai 2002.
- [9] W. H. YEADON, A. W. YEADON : « Handbook of Small Electric Motors ». McGraw-Hill. Two Penn Plaza, New York. 2001.
- [10] T. KENJO, S. NAGAMORI : « Permanent-Magnet and Brushless DC Motors ». Ecole Normale Supérieure. Oxford. 1985.
- [11] A. VARSANI: « Low Cost Brushless DC Motor Controller ». Bachelor of Engineering. University of Queensland. November, 2003.
- [12] « Magtech Brushless Motor Source Book ». Axsys Technologies, Inc. Motion Control Products San Diego. April, 2002.
- [13] P. YEDAMALE : « Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals ». Microchip Technology Inc. AN885, 2003.
- [14] R. V. KHOPKAR : « DC-DC Converter Current Source fed Naturally Commutated Brushless DC Motor Drive ». Master of Science in Electrical Engineering. Texas A&M University. August, 2003.
- [15] J. FAIZ, M. R. AZIZAN, M. ABOULGHASEMIAN-AZAMI : « Simulation and Analysis of Brushless DC Motor Drives Using Hysteresis, Ramp Comparison and Predictive Current Control Techniques ». Simulation Practice and Theory 3 (1996) 347-363. Science Direct. December, 1994.
- [16] D. RAI : « Brushless DC Motor Simulink Simulator Usage Manual ». National Institute of Technology Karnataka (India). 2005.

- [17] L. FOURDAN : « Moteurs Brushless (BLDC) ». Site Web: www.wapics.free.fr
- [18] B. SOLTANE, B. HOCINE and A. BOUBAKER : « Analytical Model of Brushless dc Motors Coupled to Solair Pumping System ». Fourth IEEE International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices, Volume II : Conference on Power Electrical Systems. Hammamet, Tunisia. March, 2007.
- [19] H. B. HANSEN, C. S. KALLESOE and J. D. BENDTSEN : « A Hybrid Model of a Brushless DC Motor ». 16th IEEE International Conference on Control Applications Part of IEEE Multi-conference on Systems and Control. Singapore. October. 2007.
- [20] C. GENÇER, M. GEDIKPINAR : « Modeling and Simulation of BLDCM Using MATLAB/SIMULINK ». IEEE Journal of Applied Sciences 6 (3) : 688-691, 2006.
- [21] N. HEMATI, M. C. LEU : « A Complete Model Characterization of Brushless dc Motors ». IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 1, January/February, 1992.
- [22] 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.
- [23] S.D. SUDHOFF, P.C. KRAUSE : « Operating Modes of the Brushless DC motor 120° Inverter ». IEEE Transactions on Energy Conversion, VOL, 5, No. 3. September, 1990.
- [24] V. MARANO : « L6235 Three Phase Brushless DC Motor Driver ». AN1625 Application Note. STMicroelectronics Group Of Companies. October, 2003.
- [25] N.A. DEMERDASH, T.W. NEHL : « Dynamic Modeling of Brushless dc Motors for Aerospace Actuation ». IEEE Transactions on Aerospace And Electronic Systems VOL. AES-16, NO. 6 November, 1980.
- [26] D. Y. OHM And J. H. PARK : « About commutation and current control Methods for brushless motors ». 29th Annual IMCSD Symposium, San Jose, 1999.
- [27] 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.
- [28] 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.
- [29] P. MAYE : « Moteurs Electriques Pour la Robotique ». Editions Dunod, Paris, 2000.
- [30] M. NOUGARET : « Principes Généraux de Correction ». Techniques de l'Ingénieur, Traité Informatique Industrielle. R 7 405. Novembre, 2000.
- [31] H. BÜHLER : « Réglage par Logique Floue ». Collection Electricité. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes. Suisse. 1994.
- [32] L. REZNIK : « Fuzzy Controllers ». Newnes, Victoria University of Technology, Melbourne, Australia. 1997.
- [33] H. REZZINE : « Introduction à la Logique Floue & à la Commande Floue ». Cours 3AIng Contrôle des Systèmes. Ecole Militaire Polytechnique (EMP), Alger (Algérie).
- [34] K. M. PASSINO, S. YURKOVICH : « Fuzzy Control ». Addison-Wesley, The Ohio State University. 1998.
- [35] F. CHEVRIE, F. GUELY : « La logique floue ». Cahier Technique n° 191. groupe Schneider. Mars, 1998.

- [36] L. X. WANG : « A Course in Fuzzy Systems and Control ». Prentice Hall PTR new Jersey, United States of America, 1997.
- [37] G. R. YU, C. W. CHAUNG, R. C. HWANG : « Fuzzy Control of Brushless DC Motors by Gray Prediction ». IEEE. 2001.
- [38] A. RUBAAI, D. RICKETTS, M. D. KANKAM : « Experimental Evaluation of a Fuzzy Logic-Based Controller for High Performance Brushless DC Motor Drives ». IEEE Transactions On Industry Applications. 2000.
- [39] A. RUBAAI, D. RICKETTS, M. D. KANKAM : « Experimental Verification of a Hybrid Fuzzy Control Strategy for a High-Performance Brushless DC Drive System ». IEEE Transactions On Industry Applications, VOL. 37, NO. 2, March/April, 2001.
- [40] L. WANG, H. L. YONGKUI SUN : « Fuzzy Control Based on Self-adjusted Parameter for Brushless DC Motor ». IEEE International Conference on Mechatronics and Automation. China. August, 2007.
- [41] A. P. GARCIA, J. L. D. RODRÍGUEZ : « Fuzzy Logic Controller Design Applied to Servo-Drive Systems ». Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Systems, Athens, Greece, 2005.
- [42] C. C. LEE : « Fuzzy Logic in Control Systems : Logic Controller. Part II ». IEEE Trans. Syst. Man ; Cybern ; Vol. 20, No.2, PP.404-435, March/April 1990.
- [43] H. S. KIM, J. H. PARK, Y. K. CHOI : « Variable Structure Control of Brushless DC Motor using Evolution Strategy with Varying Search Space ». IEEE Transactions On Industry Applications. 1996.
- [44] H. S. CHOI, Y. H. PARK, Y. CHO and M. LEE : « Global Sliding-Mode Control Improved Design for a Brushless DC Motor ». IEEE Control Systems Magazine. June, 2001.
- [45] H. BÜHLER : « Réglage par Mode de Glissement » Presses Polytechniques Romandes, EPFL, Ecublens, CH-1015 Lausanne, Suisse, 1986.
- [46] M. A. KJAER : « Sliding Mode Control ». Department of Automatic Control Lund Institute of Technology Sweden. February, 2004.
- [47] J. J. E SLOTTINE, W. LI : « Applied Nonlinear Control ». Prentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.
- [48] L. SONG P. HUANG : « Adaptive Discrete-Time Sliding Mode Control of Brushless DC Servomotors ». IEEE Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation, Chongqing, China. 2007.
- [49] K. W. LIM, T. S. LOW, M. F. RAHMAN, and L. B. WEE : « A Discrete Time Variable Structure Controller for a Brushless dc Motor Drive ». IEEE Transactions on Industrial. Electronics. VOL. 38. NO. 2. APRIL 1991.
- [50] V. UTKIN, J. GULDNER, J. SHI : « Sliding Mode Control in Electromechanical Systems ». Taylor & Francis. 1999.
- [51] H. SONG, Y. YU, M. YANG, D. XU : « A Hybrid Adaptive Fuzzy Variable Structure Speed Controller for Brushless DC Motor ». IEEE. 2002.
- [52] Z. YU, X. YAO, Z. LIU : « Slide Mode Variable Structure Control for BLDC Electric Actuator ». IEEE Proceedings of the 7th World Congress on Intelligent Control and Automation, Chongqing, China. June, 2008.

Annexe

Annexe A**A.1 Les Paramètres du Moteur BLDC**

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

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

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

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

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

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

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

A.2 La Tension d'Alimentation et le Courant Continu

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

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

A.3 Les Composants de Puissances en Régime de Conduction

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

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

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

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

A.4 Les Paramètres des Variateur (Hacheur)

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

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

$$T_P = 1/f_P$$

$$T_{cm} = T_P/2 = 1/10000[s]$$

A.5 Les Gains des Régulateurs PI**A.5.1 Régulateur PI de Courant**

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

A.5.2 Régulateur PI de Vitesse

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

Annexe B

B. Classifications des Designs des Moteurs Électriques

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

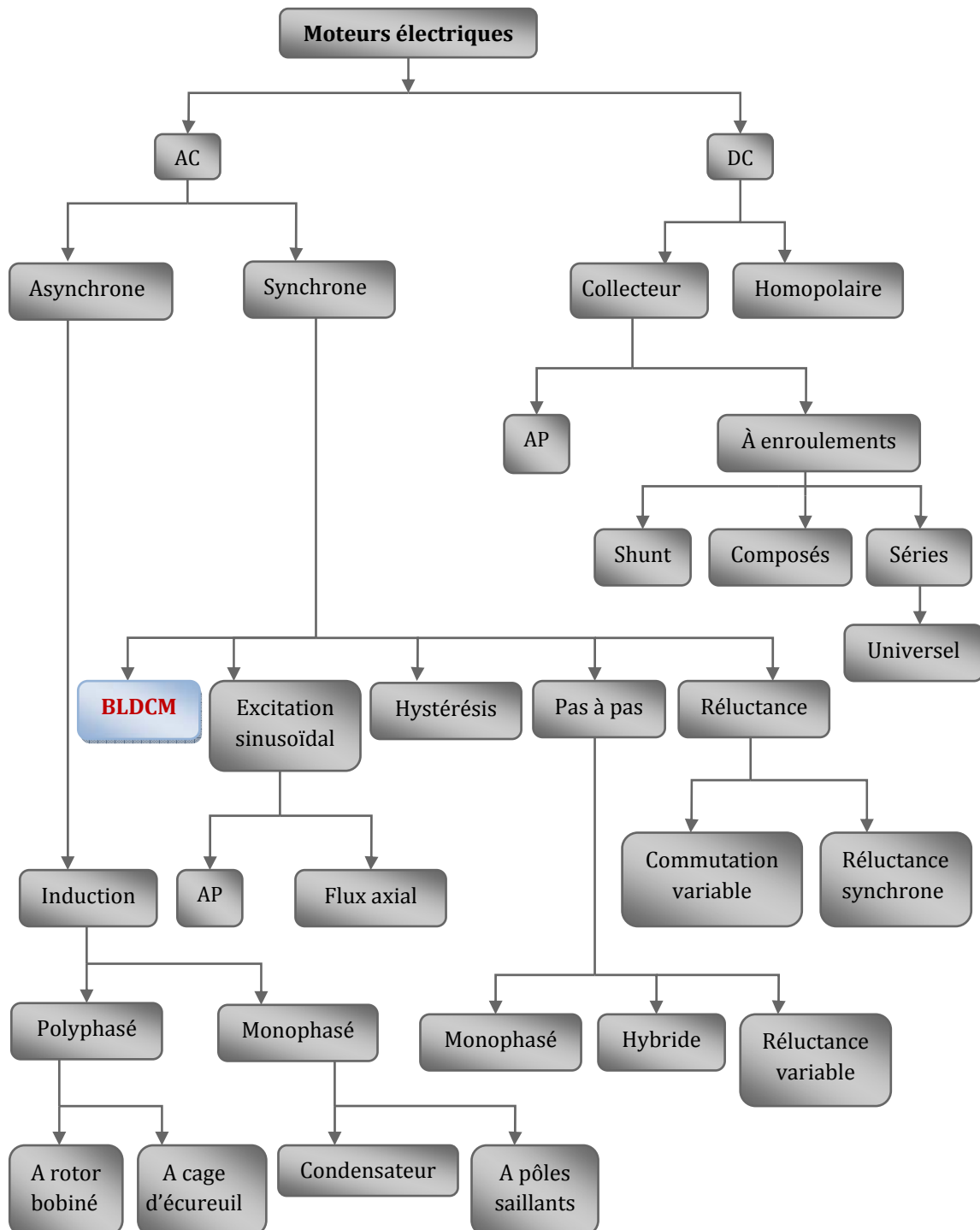


Fig. B : Classification traditionnelle des designs des moteurs [3].

ملخص

هذه المذكرة تعنى بالنمذجة و التحكم غير الخطي للمحرك ثلاثي الطور ذي التيار المستمر بدون فرشاة. في القسم الأول أظهرنا المفاهيم الأساسية وأساس الاشتغال لهذا المحرك. ثم نمذجة للمجموعة محرك-عاكس التيار من أجل صيغة محرك و مولد في اتجاهي الدوران. القسم الثاني يختص بتحليل قواعد التحكم: تحكم كلاسيكي (نسبي- تكاملي)، تحكم انزلاقي و تحكم غامض. 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 كلاسيكي، المنطق الغامض، نمط انزلاقي.

Résumé

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

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

Abstract

This memory concerns with the modeling and the nonlinear control of the Brushless Direct Current Motor (BLDC). In the first part, we present the basic concepts and the operation principle of this machine. Then, we developed the modeling of inverter-motor for the motor and generator mode in the direct and reverse rotation. The second part relates to the synthesis of the control laws: usual PI control, sliding mode control and fuzzy logic 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, fuzzy logic, sliding mode.