

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

SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE



POLYTECHNIQUE

El Harrach-Alger

Projet de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention d'un diplôme d'ingénieur en Automatique

Thème

Commande de la vitesse et de la position d'un moteur à courant continu sans balais pour les applications en robotique

Réalisé par : DJEMAI Mourad
TELLAA Mawloud

Dirigé par : Mr H. CHEKIREB

Promotion 2006/2007

ملخص

الهدف من هذا المشروع هو التحكم في السرعة والفاصلة الزاوية للمحرك ثلاثي الطور بدون فرشاة. الخطوة الأولى تختص بمفاهيم أساسية حول هذا المحرك التي نتحدث من خلالها عن مختلف أنواعه و ما يتبعه من إلكترونيك التحكم.

الخطوة الثانية تختص بالمعادلات الرياضية للمجموعة " محرك-عاكس التيار " من اجل الاشتغال في كلتا اتجاهي الدوران.

الخطوة الأخيرة تختص بالتحكم في السرعة والفاصلة الزاوية للمحرك و في هذا الجزء نعتد على بنية التتابع، حيث ندمج حلقة التحكم في التيار داخل حلقة التحكم في السرعة ثم نبين نتائج التحكم في السرعة و بعد ذلك نمر إلى التحكم في الفاصلة الزاوية.

: المحرك ثلاثي الطور بدون فرشاة, التحكم في السرعة والفاصلة الزاوية, إلكترونيك التحكم

Résumé

L'objectif de ce projet est la commande vitesse/ position de la machine à courant continu sans balais triphasée (BLDC).

La première étape concerne des notions fondamentales sur la machine dans laquelle on cite les différents types de la machine ainsi que l'électronique de pilotage associée à cette machine , la seconde concerne la modélisation de l'ensemble machine - commutateur pour le fonctionnement dans les deux sens de rotation. La dernière étape consiste à faire la commande de vitesse et de position de la machine dans cette partie on adopte la structure en cascade qui consiste à intégrer la boucle de courant à l'intérieur de la boucle de vitesse, ensuite on montre les simulations numériques de la commande de vitesse, à la fin on passe à la commande de position.

Mots clés : la machine à courant continu sans balais triphasée, la commande vitesse/ position, l'électronique de pilotage

Abstract

The aim of this project is the speed and position control of the three phase brushless DC motor. The first step relates to basic concepts on the motor in which we quote the various types of the motor as well as the driving electronics associated with it, the second relates to the modeling of the motor-inverter for operation in the two directions of rotation.

The last stage consists in controlling the speed and position of the BLDC motor, in this part we adopt the cascade structure which consists in integrating the DC link current loop inside the speed loop, then we show the simulations of the speed control, at the end we pass to the position control.

Key words: the three phase brushless DC motor, the speed and position control, the driving electronics

Remerciement

Nous remercions Dieu, le tout puissant, pour nous avoir donné, le courage, la patience, la volonté et la force nécessaires, pour affronter toutes les difficultés et les obstacles, qui se sont hissés au travers de notre chemin, durant toutes nos années d'études.

Nous exprimons nos remerciements à notre prometteur Monsieur H.Chekireb pour l'assistance qu'il nous a témoigné tout au long de ce travail, qu'il trouve ici l'expression de notre gratitude pour ses conseils.

Nous adressons nos vifs remerciements au président du jury Monsieur Boucherit ainsi à Monsieur Illoul d'être membre de jury.

Nos remerciements les plus sincères sont adressés à nos enseignants, qui ont contribué durant nos études à l'école nationale polytechnique et spécialement les enseignants du département d'Automatique.

Sans oublier tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin.

Je dédie ce travail à

✚ A la mémoire de ma mère.

✚ Mon père, ma belle mère, mes frères, mes sœurs pour leur soutien.

✚ A l'ensemble de ma famille.

✚ A tous mes amis de Bouira Salim, Mourad, Abd el ghani...

✚ A tous mes amis de bouraoui.

Mourad

Je dédie ce travail à :

✚ Mon père, ma mère, mes frères, mes sœurs pour leur soutien.

✚ A l'ensemble de ma famille.

✚ A tous mes amis de Sétif, Badro, Yacine, Abd el ghani...

✚ A tous mes amis de bouraoui.

✚ A tous les enseignants de l'ENP.

Mawloud

SOMMAIRE

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

CHAPITRE 1

Notions de base sur Le moteur à courant continu sans balais

1.1. Introduction.....	3
1.2. Constitution du moteur BLDC.....	3
1.3. Principe de fonctionnement du BLDC.....	4
1.3.1. Principe de fonctionnement d'un moteur électrique	4
1.3.2. Principe de fonctionnement du BLDC avec l'électronique de pilotage.....	5
1.3.3. Caractéristiques du BLDC.	5
1.3.4. Autres modes de fonctionnement du BLDC	6
1.3.4.1. Fonctionnement forcé sans information de la position.....	6
1.3.4.2. Fonctionnement forcé avec information de la position sans capteur.	6
1.4. Technologies du moteur BLDC.	7
1.4.1. Le stator.	7
1.4.2. Le rotor.....	7
1.4.3. Différents types du BLDC.	8
1.4.3.1. Moteur à rotor intérieur.	8
1.4.3.2. Moteur à rotor extérieur.	9
1.4.3.3. Moteur à entrefer axial.	9
1.5. Alimentation du moteur BLDC.	10
1.5.1. Commutateur de puissance	11
1.5.1.1. Alimentation unidirectionnelle.	11
1.5.1.2. Alimentation bidirectionnelle.	12
1.5.2. Capteurs.	12
1.5.3. Logique de commande.....	14
1.5.4. Commande en tension ou en courant.....	15
1.5.4.1. Alimentation en tension.....	15
1.5.4.2. Alimentation en courant.....	15
1.6. Quelques circuits spécialisés pour la commande du moteur BLDC.....	16
1.6.1. Le circuit L6235.	16
1.6.2. Le circuit 34929.	17
1.7. Conclusion.....	18

CHAPITRE 2

Modélisation du BLDC pour le fonctionnement dans le sens direct

2.1. Introduction.	19
2.2. Hypothèses simplificatrices.	19
2.3. L'analyse dans le système de référence a, b,c.....	20
2.4. La force électromotrice induite.	23
2.5. L'équation mécanique du mouvement.....	24
2.5.1. Vitesse du moteur.	24
2.5.2. Couple électromagnétique.	25
2.6. Modèle du BLDC alimenté par commutateur	25

2.6.1. Expressions des forces électromotrices	27
2.6.2. Expressions des courants de phase.....	28
2.6.2.1. Intervalle 1.....	28
2.6.2.2. Intervalle 2.....	31
2.6.2.3. Intervalle 3.....	35
2.6.2.4. Intervalle 4.....	38
2.6.2.5. Intervalle 5.....	40
2.6.2.6. Intervalle 6.....	43
2.7. Paramètres du moteur utilisé pour la simulation.	45
2.8. Résultats de la simulation en boucle ouverte	46
2.8.1. Résultats en régime statique.....	46
2.8.2. Démarrage du moteur.....	48
2.8.2.1 Analyses et commentaires.....	50
2.8.3. Influence des paramètres de la machine sur les formes des courants.....	50
2.8.3.1. Analyses et commentaires.....	51
2.8.3.1.1. Influence de l'inductance	51
2.8.3.1.2. Influence de la résistance	52
2.9. Conclusion.....	52

CHAPITRE 3

Modélisation du BLDC pour le fonctionnement dans le sens inverse

3.1. Introduction.....	53
3.2. Séquence inverse.	53
3.3. Force électromotrice induite.	54
3.4. L'équation mécanique.	56
3.5. Les équations des courants de phase.....	56
3.6. Résultats de la simulation	60
3.6.1. Régime statique.	60
3.6.2. Démarrage du moteur.	62
3.6.3. Analyses et commentaires	64
3.7. Conclusion.	64

CHAPITRE 4

Commande en vitesse et en position du BLDC

4.1. Introduction.	65
4.2. Modèle du BLDC lorsque deux phases sont alimentées	65
4.3. Fonction de transfert en boucle ouverte.	67
4.4. Structure du réglage de vitesse.	69
4.5. Choix de la technique d'asservissement du courant.....	69
4.6. Stratégie d'asservissement du courant total.	70
4.6.1. Principe du hacheur.	71
4.6.2. Choix de la fréquence de découpage.	72
4.6.3. Commande en modulation de largeur d'impulsion.	74
4.6.4. Modèle dynamique du hacheur.	76
4.6.5. Régulation du courant total avec un régulateur de type PI.	76
4.6.6. Synthèse du régulateur PI du courant.	77
4.7. Régulation de vitesse.	83
4.7.1. Structure du système de régulation de vitesse.	83

4.7.2. Modélisation du système à régler.	83
4.7.3. Choix et principe d'ajustage du régulateur de vitesse	85
4.7.4. Synthèse du régulateur.	88
4.8. Résultats de simulation.	92
4.8.1. Simulation pour le sens de rotation direct.	92
4.8.2. Simulation pour le sens de rotation inverse.	93
4.8.3. Simulation pour les deux sens de rotation.....	95
4.8.4. Test de la robustesse du régulateur de la vitesse.	96
4.8.5. Analyses et commentaires.	97
4.9. Asservissement de la position.....	98
4.9.1 Asservissement de la position avec un régulateur à action proportionnelle	98
4.9.1.1 Synthèse du K_p	101
4.9.1.2 Résultats de simulation	102
4.9.1.2.1 Consigne trapézoïdale	103
4.9.1.2.2 Consigne sinusoïdale	104
4.9.1.3 Analyses et commentaires.	104
4.9.2 Poursuite de la position avec une correction proportionnelle dérivé PD.....	105
4.9.2.1 Résultats de simulation	106
4.9.2.2 Analyses et commentaires.....	107
4.10. Conclusion.	107
CONCLUSION GENERALE.	108

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

Introduction générale

Le moteur, en tant que l'élément central, influence directement la qualité d'un entraînement électrique. Ainsi, la réalisation d'une nouvelle gamme de moteurs, avec des cahiers des charges toujours plus sévères, est devenue une priorité pour les industriels [11]. Le moteur à courant continu a satisfait une partie des exigences des industriels 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 [2].

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, ceci vient en parallèle avec le progrès de l'électronique de puissance, lié à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande, câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée [2].

Dans cette optique, les machines électriques à aimants permanents, par leurs performances intéressantes en couple massique et volumique ainsi que par le niveau élevé de fiabilité de fonctionnement, constituent des solutions avantageuses [11]. Parmi ces actionneurs à aimant permanent, on trouve le moteur à courant continu sans balais, ou Brushless DC Motor, que l'on appelle aussi parfois ECM ("Electronically Commutated Motor") est la copie quasi conforme du moteur DC à collecteur, à la différence près que la fonction de commutation, réalisée mécaniquement par le collecteur dans le cas de la machine DC, est effectuée électroniquement, sans aucun contact mécanique entre stator et rotor ne soit nécessaire [15]. De façon à pallier aux inconvénients de la commutation mécanique, il faut dans la mesure du possible supprimer le collecteur et essayer de reproduire électroniquement la fonction qu'il réalise. Dans ce but, la commutation va être effectuée de manière électronique [15].

Dans un moteur à courant continu classique, le rotor porte les enroulements tandis que le stator est muni d'aimants. Cette structure est imposée pour pouvoir utiliser un contact mobile assurant les commutations de courant nécessaire au fonctionnement en continue, mais elle n'est pas favorable 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 disposition est adoptée pour les moteurs à courant continu sans balais.

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. Dans les moteurs à courant continu classique, cette fonction de détection est automatiquement assurée par le positionnement des balais par rapport au collecteur [19].

Le moteur à courant continu sans balais peut être défini comme une combinaison d'une machine synchrone, un convertisseur à semi-conducteurs, et des capteurs de position du rotor qui a comme conséquence un système d'entraînement ayant une caractéristique couple-vitesse

Introduction générale

linéaire comme dans le cas d'une machine conventionnelle à C.C mais qui ne possède pas des balais ni des collecteurs.

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 et des lecteurs de CD-ROM, ... etc. [4].

Ce présent travail fait l'objet d'une étude du moteur à courant continu sans balais en partant de son principe de base passant par sa modélisation arrivant à sa commande de vitesse. De manière classique la commande en cascade est utilisée. Cette technique est choisie à cause de la similitude remarquable entre ce moteur et le moteur à courant continu classique où pour ce dernier cette technique est largement utilisée.

Cette étude est présentée en quatre chapitres, selon l'ordre suivant: le premier chapitre est consacré à l'étude du moteur Brushless associé avec son commutateur et sa logique de commande. Quelques types de ce moteur sont exposés dans ce chapitre. Le deuxième chapitre présente la modélisation du BLDC fonctionnant dans le sens direct avec les simulations nécessaires, où on montre l'influence des paramètres sur la forme des courants. Au troisième chapitre, on présente le modèle de ce moteur fonctionnant dans le sens inverse avec les simulations correspondantes. Le quatrième chapitre est consacré à l'étude de la commande en cascade de la vitesse, dans cette structure on trouve la vitesse comme variable de la boucle externe et le courant dans la branche continue comme variable secondaire, on montre bien sûr la synthèse des deux régulateurs PI, éventuellement des résultats de simulation seront présentés pour le fonctionnement dans les deux sens de rotation ainsi que les tests de la robustesse du régulateur de vitesse à la fin on passe à la commande de position. Finalement une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire.

Chapitre 1

Notions de base sur le
moteur à courant
continu sans balais

1.1. Introduction :

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

1.2. Constitution du moteur BLDC :

Les moteurs Brushless sont constitués de 3 éléments principaux :

- Une partie fixe, le stator, muni de trois groupes de bobines, appelées les trois phases du moteur. Ces bobines fonctionnent comme des électro- aimants et permettent de générer diverses orientations du champ magnétique régulièrement réparties autour de l'axe central du moteur.
- Une partie tournante, le rotor, muni d'aimants permanents. Comme l'aiguille d'une boussole, ces aimants vont en permanence entraîner le rotor pour tenter de s'aligner sur le champ magnétique du stator. Pour une durée de vie optimale du moteur, le rotor est monté sur roulements à billes.
- Trois capteurs magnétiques à " effet Hall ". Ces capteurs permettent de connaître à chaque instant la position des aimants du rotor [9].

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

Remarques :

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

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

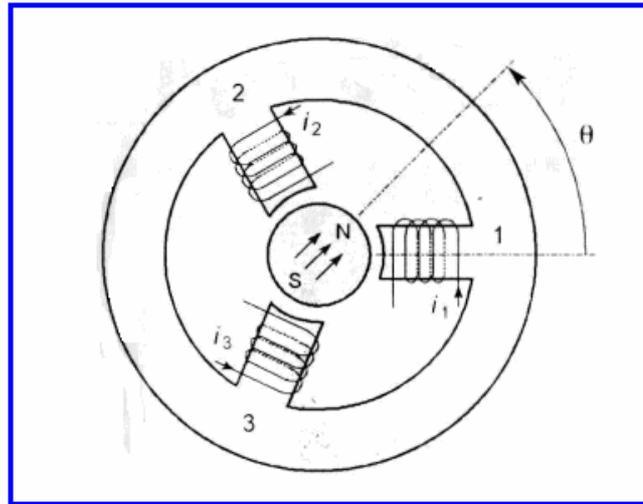


Figure 1.1 Structure élémentaire d'un moteur à courant continu sans balais

1.3. Principe de fonctionnement du moteur BLDC :

1.3.1. Principe de base d'un moteur électrique :

D'une manière générale, une machine électrique est utilisée comme un convertisseur d'énergie électrique en une énergie mécanique. Le couplage est réalisé par l'énergie magnétique, selon la loi d'Ampère [20] :

$$\vec{F} = \vec{J} \times \vec{B} \quad (1.1)$$

Dans le cas d'une machine électrique utilisée en mode moteur, une force mécanique F est produite en couplant des charges électriques en mouvement J dans un champ magnétique B . Plusieurs types d'architectures différentes existent pour exploiter la loi d'Ampère (moteurs à induction, à courant continu, à aimant permanent, etc.). Dans le cas d'une machine électrique utilisée en mode générateur, une force contre-électromotrice est produite E lorsqu'un conducteur se déplace dans un champ magnétique B [20]. Dans le cas du BLDC, un champ magnétique est créé par un aimant permanent placé sur le rotor et le courant est injecté seulement dans le bobinage du stator de telle façon à créer des pôles. Les pôles magnétiques de l'aimant permanent du rotor sont ainsi attirés et repoussés par les pôles du stator. En alternant dans le temps et dans l'espace le signe (Nord/Sud) de ces pôles et en variant l'intensité du courant, le rotor peut tourner avec une vitesse w_r , produire un couple C_e et créer ainsi une puissance mécanique de sortie :

$$P = C_e \cdot w_r \quad (1.2)$$

Puisqu'il n'y a aucun moyen de contrôler le champ magnétique créé par l'aimant permanent, la seule chose qui reste à contrôler pour faire tourner le rotor est le courant nécessaire à produire un couple sur celui-ci. [4].

1.3.2. Principe de fonctionnement du BLDC avec l'électronique de pilotage :

L'étude du moteur lui-même est indissociable de celle de l'électronique qui lui est associée. On a en fait une machine alternative qui est transformée en moteur à courant continu quand on y inclut les circuits électroniques assurant les commutations.

L'électronique de pilotage détermine la position du rotor à partir des capteurs à effet Hall. Elle en déduit l'orientation à donner au champ magnétique du stator. Au cours de la rotation, elle commande les trois bobines pour ajuster régulièrement l'orientation du champ à la position du rotor, de façon à entraîner celui-ci dans le sens choisi par l'utilisateur [9].

1.3.3. Caractéristiques du BLDC :

Considérons le cas le plus courant, la machine triphasée. Lorsque le rotor est en mouvement, les enroulements sont le siège de forces contre-électromotrices induites. Leur variation dépend de la forme des aimants et de la répartition des conducteurs le long de l'entrefer ainsi que la position du rotor. Dans les moteurs à courant continu sans balais, on souhaite alimenter les enroulements par des courants en créneaux pour simplifier l'électronique correspondante. Alors, les constructeurs font en sorte qu'à vitesse fixe, la variation des forces contre-électromotrices en fonction de la position du rotor soit trapézoïdale afin d'obtenir un couple constant figure (1.2) [19].

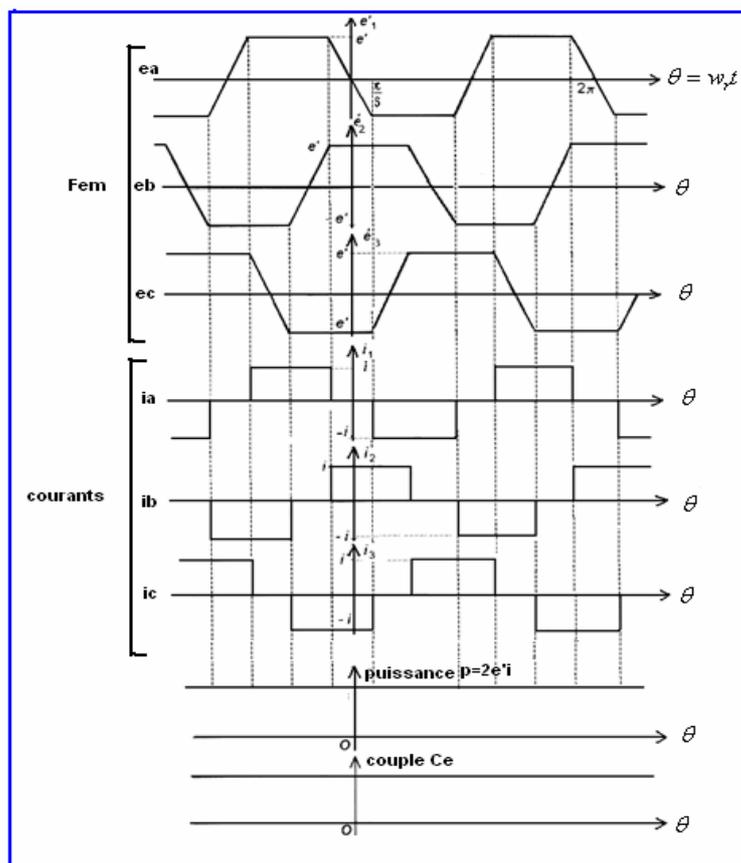


Figure 1.2 Courbe des forces électromotrices et des courant dans une machine triphasée.

1.3.4. Autre modes de fonctionnement du BLDC :

On peut distinguer d'autres modes de fonctionnement du moteur qui sont :

1.3.4.1. Fonctionnement Forcé:

Sans réaction de position du rotor (pas à pas), le contrôleur fixe la cadence à partir d'une vitesse de consigne. Cette solution ne fonctionne que pour des vitesses lentes. En cas de variation de charge sur l'arbre de sortie, le moteur risque de décrocher (de ne pas suivre la cadence). Quand le moteur se désynchronise, le couple s'écroule ou se renverse brutalement [6].

1.3.4.2. Fonctionnement avec Informations de position sans capteurs :

Certains moteurs BLDC sont équipés de capteurs de position (par exemple à effet Hall). Dans les applications aéronautiques, le poids est un facteur limitant ; ont donc été choisis des moteurs sans capteurs (BLDC sensorless). Ces moteurs peuvent cependant avoir des démarrages difficiles ou perdre la synchronisation lors du fonctionnement et donc décrocher. En réalité, il suffit, pour la commutation, de connaître le moment où le rotor passe par une position donnée, associée à un angle électrique fixé et connu, et ce pour chaque séquence. On verra que pour générer un champ magnétique tournant, il fallait un enchaînement de 6 séquences de 60° électriques chacune. Si on détecte le passage du rotor à 30° électriques, on sait qu'il faudra déclencher la commutation 30° électriques plus tard, en supposant que le rotor met le même temps pour les parcourir que les 30° précédents. Il existe un moyen autre que les capteurs pour détecter le passage à 30° du rotor : la mesure de la force contre-électromotrice (Back EMF). Cette mesure se fait normalement en mesurant la tension entre le point central N des enroulements et la phase non utilisée de la séquence en cours (phase « en l'air »). Si on n'a pas accès physiquement à ce point (ce qui est le cas en général) on doit simuler ce point en créant un point au même potentiel à l'aide de trois résistances en étoile (figure 1.3). [14]

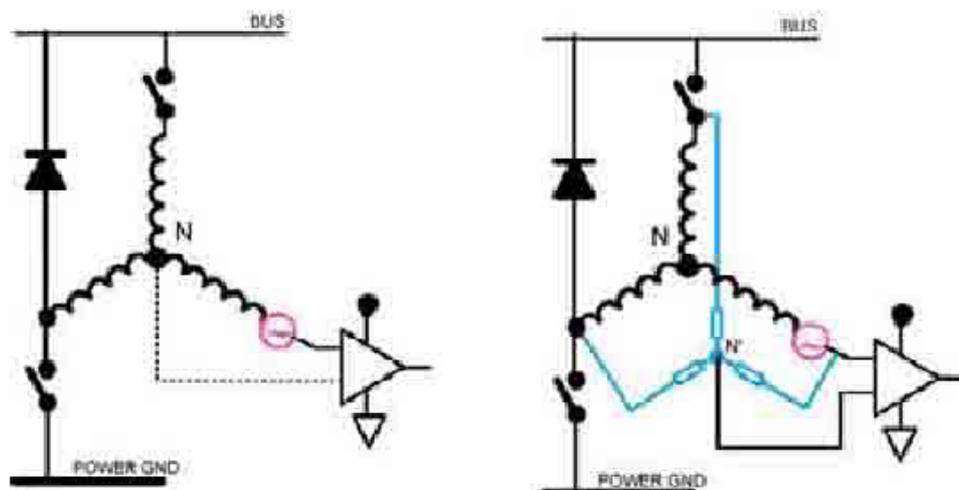


Figure 1.3 : Détection de la position par la mesure des fem's

1.4. Technologies du moteur BLDC :

1.4.1. Le stator :

Le stator porte les enroulements qui peuvent prendre plusieurs formes :

- bobines concentrées autour de pôles saillants. (figure 1.4 a).
- enroulements repartis dans des encoches. (figure 1.4 b).
- enroulements repartis le long de l'entrefer sans encoches. (figure 1.4 c).

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

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

Dans le troisième cas, on élimine toute variation de couple due aux modifications de réductance. Cependant, la construction est moins solide et le comportement thermique est moins bon. Cette solution est néanmoins intéressante pour les petits moteurs [19].

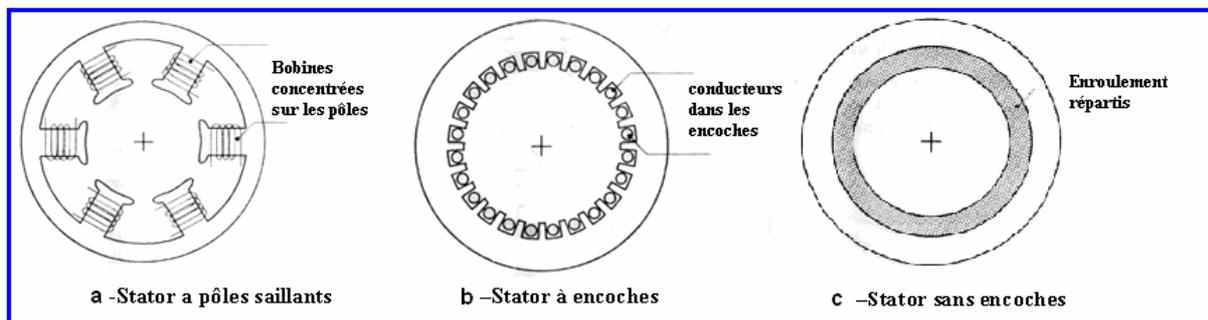


Figure 1.4 Différents types des stators

1.4.2. Le rotor :

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

- aimants en tuile sur un support ferromagnétique (figure 1.5 a).
- aimants en anneau fabriqué dans un matériau isotrope (figure 1.5 b).
- aimants munis de pièces polaires (figure 1.5 c).

La première solution est la plus classique, la seconde peut être intéressante pour les petites machines. Le troisième cas peut permettre une concentration du flux si la surface de la pièce polaire en regard de l'entrefer est inférieure à la surface présentée par l'aimant. On

obtient ainsi des champs magnétiques élevés qui conduisent à des machines de grandes performances [19].

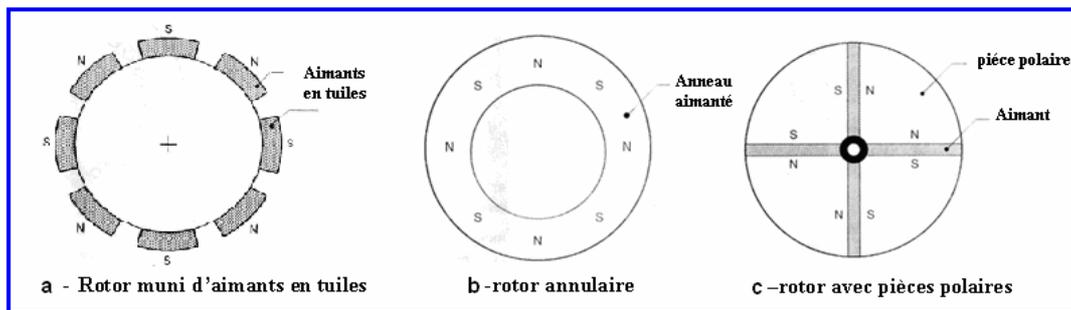


Figure 1.5 Différents types des rotors

1.4.3. Différents types du BLDC :

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

Trois grandes familles existent, les moteurs à rotor *intérieur*, à rotor *extérieur* ou à *entrefer axial*. Ces familles se décomposent elles-mêmes en deux parties: les machines à forme d'onde sinusoïdale ou trapézoïdale [8].

1.4.3.1. Moteur à rotor intérieur :

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. D'ailleurs, les stators des machines à induction sont parfois directement utilisés dans la fabrication des machines Brushless, pour des raisons d'économie. La figure 1.6 montre un exemple de moteur à rotor intérieur [8].

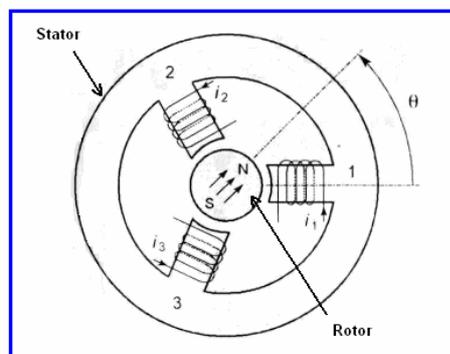


Figure1.6.a Moteur à rotor interne

Cette structure présente l'avantage d'un ratio couple / vitesse élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent, ils sont collés et frétés. La puissance volumique d'une machine Brushless à aimants ferrites est à peu près équivalente à un moteur à induction, mais son rendement et son facteur de puissance sont généralement bien meilleurs [8].

1.4.3.2. Moteur à rotor extérieur :

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

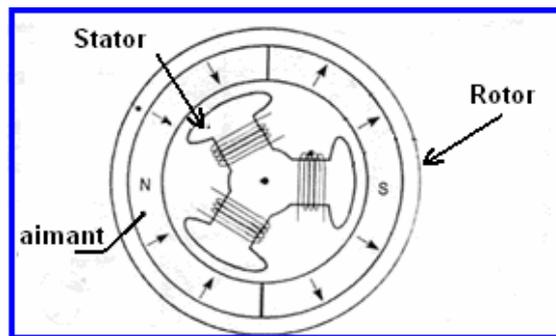


Figure 1.6 b Moteur à rotor externe

Les tôles utilisées au stator ressemblent à celles de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section. Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge. Cette structure est celle utilisée pour l'entraînement des lecteurs CD-ROM et elle est aussi fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa facilité de fabrication. Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante car le rotor a une inertie importante de par sa position externe [8].

1.4.3.3. Moteur à entrefer axial :

Dans certaines applications à encombrement réduit, des machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, tables tournantes, ventilateur) .Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit une plaque métallique permet au champ de se refermer. La figure 1.6 c représente le schéma d'un moteur à entrefer axial.

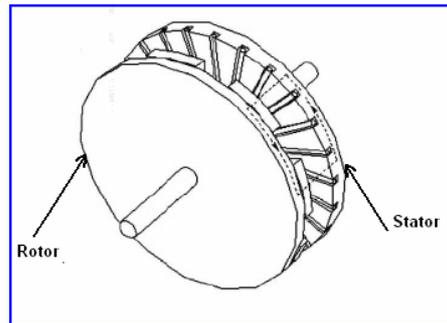


Figure 1.6 c Moteur à entrefer axial

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basse vitesse (inférieure à 1000tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû au courant de Foucault. Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réactif à faible vitesse [8].

On peut également faire d'autre classement des moteurs BLDC en fonction du nombre des enroulements dans le stator. On trouve les moteurs biphasés, triphasés, et aussi à quatre phases... etc. [19].

1.5. L'alimentation électronique du BLDC :

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

- des capteur, munis éventuellement de circuits de mise en forme, qui permettent de connaître la position du rotor à tout instant en général des capteurs à effet hall.
- un circuit logique qui élabore les commutation à appliquer aux différents phases du moteur compte tenu des signaux issus des capteurs.
- un commutateur de puissance qui alimente les enroulements en fonction des informations reçues par la logique de commande.
- une commande de la tension ou du courant permettant d'agir sur la vitesse du moteur.

Les trois premières fonctions permettent d'effectuer les commutations assurées par le système balais-collecteur dans un moteur à courant continu classique tandis que la dernière est analogue à celle qui est utilisée pour la commande de ces mêmes moteurs [19].

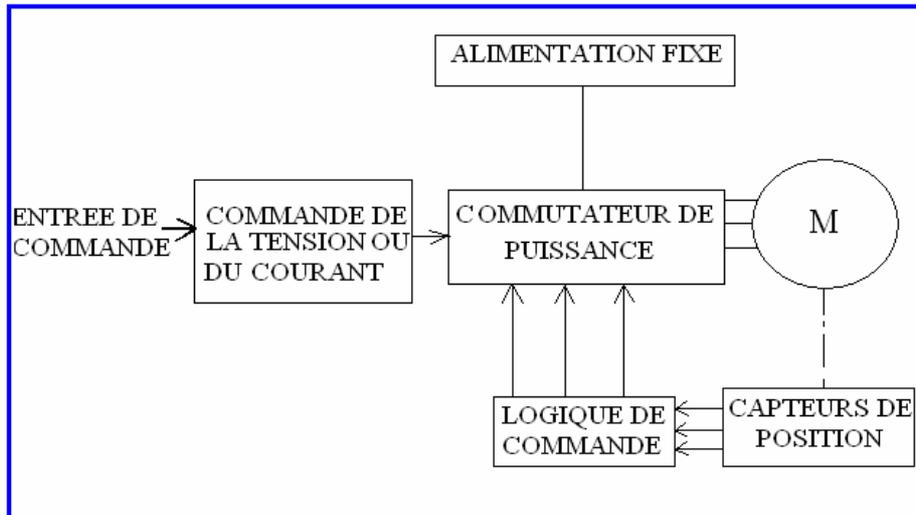


Figure 1.7 Structure générale de l'alimentation d'un moteur BLDC

1.5.1. Commutateur de puissance :

On prévoit en général l'inversion du sens du courant dans les phases (alimentation bidirectionnelle) car la machine est alors mieux utilisée. Les enroulements peuvent être couplés en étoile ou en triangle. On rencontre aussi parfois des alimentations unidirectionnelles, mais uniquement lorsque les phases sont couplées en étoile avec neutre sorti [19].

1.5.1.1 Alimentation unidirectionnelle :

Dans ce cas, on a besoin d'un transistor et d'une diode par phase figure (1.8). Lorsqu'un transistor est saturé, la tension d'alimentation est appliquée aux bornes de la phase. Quand on bloque le transistor, la force électromotrice induite dans l'inductance du circuit impose la mise en conduction de la diode de roue libre qui court-circuite alors l'enroulement [19].

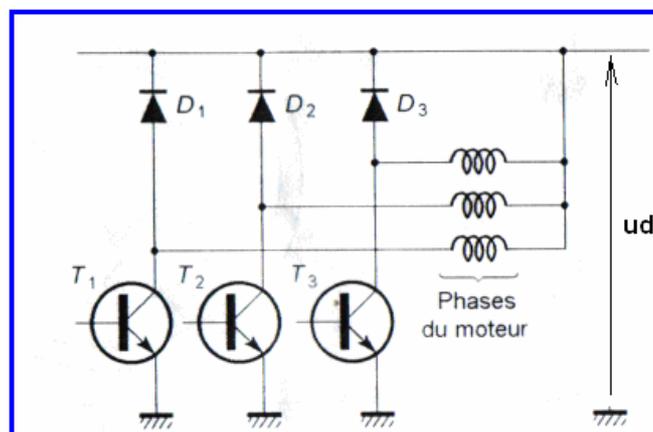


Figure 1.8 Alimentation unidirectionnelle.

1.5.1.2. Alimentation bidirectionnelle :

Il faut ici deux transistors et deux diodes par phase. Le montage est identique, que le moteur soit en étoile ou en triangle. On sature simultanément deux transistors, l'un du groupe T_1, T_2, T_3 et l'autre du groupe T'_1, T'_2, T'_3 . Dans le cas du moteur triphasé en étoile, la tension u_d est appliquée aux bornes de deux enroulements en série. Dans le cas du moteur triphasé en triangle, cette tension est appliquée à une phase en parallèle avec les deux autres phases en série. Les six diodes assurent le fonction de roue libre dans tous les cas de figure (1.9) [19].

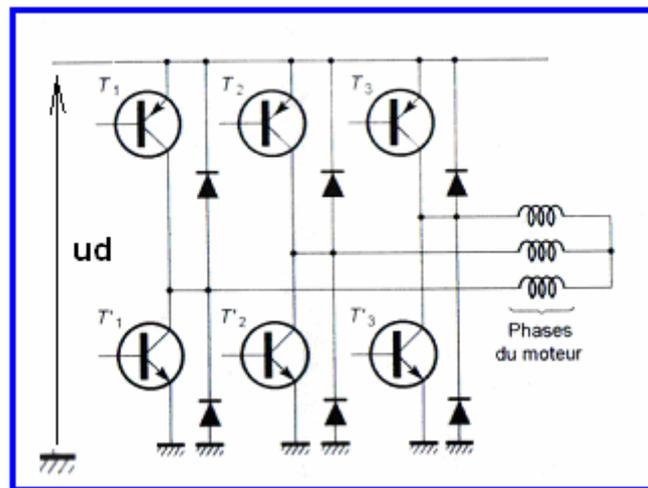


Figure 1.9 Alimentation bidirectionnelle d'un moteur en étoile.

1.5.2. Capteurs :

Pour connaître la position instantanée du rotor, il faut disposer sur le stator d'un certain nombre de capteurs. On utilise soit des capteurs magnétiques à effet hall, soit des capteurs optiques. Pour une machine triphasée, il faut des capteurs régulièrement espacés figure (1.10).

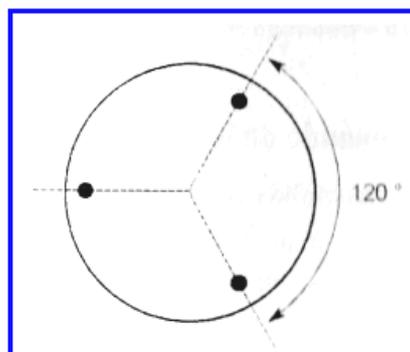


Figure 1.10 Position des capteurs pour un moteur à trois phases.

Après mise en forme par un comparateur adapté, on obtient trois signaux logiques h_1 , h_2 et h_3 figure (1.11). Pour un moteur à quatre phases on se contente de deux capteurs décalés de 90° (deux capteurs supplémentaires donneraient des signaux inverses, ce qui ne sert à rien) [19].

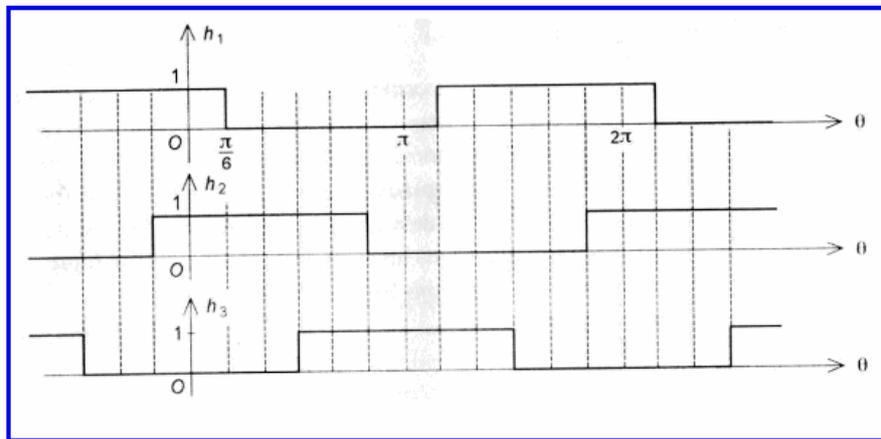


Figure 1.11 Signaux logiques issus des capteurs pour une machine triphasée.

1.5.2.1. Capteur à effet Hall :

Si un courant I_0 traverse un barreau en matériau conducteur ou semi-conducteur, et si un champ magnétique d'induction B est appliqué perpendiculairement au sens de passage du courant, une tension V_h , proportionnelle au champ magnétique et au courant I_0 apparaît sur les faces latérales du barreau. C'est la tension de Hall (du nom de celui qui remarqua le phénomène en 1879).

$$V_h = K_h \cdot B \cdot I_0 \quad (1.3)$$

Où K_h est la constante de Hall, dépendant du matériau utilisé.

L'effet Hall est du à la déviation des électrons par le champ magnétique, créant une différence de potentiel appelée tension de Hall. [1]

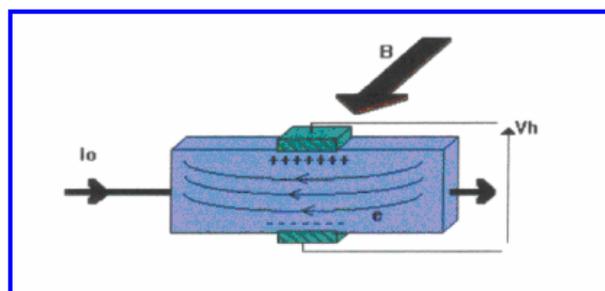


Figure 1.12 Capteur à effet hall

1.5.3. Logique de commande :

Ce circuit reçoit les informations logiques issues des capteurs et délivre les signaux de commande des interrupteurs nécessaires au fonctionnement du circuit de puissance. Par exemple, dans le cas du moteur triphasé à alimentation bidirectionnelle, on dispose de trois signaux h_1 , h_2 , et h_3 et on veut élaborer six signaux logiques c_1 , c_2 , c_3 , c'_1 , c'_2 et c'_3 destinés à la commande des six transistors pour obtenir les courants souhaités dans les trois phases du moteur figure (1.13). On constate qu'il faut assurer les équations logiques suivantes :

$C_1 = h_1 \bar{h}_2$	et	$C'_1 = \bar{h}_1 h_2$
$C_2 = h_2 \bar{h}_3$		$C'_2 = \bar{h}_2 h_3$
$C_3 = h_3 \bar{h}_1$		$C'_3 = \bar{h}_3 h_1$

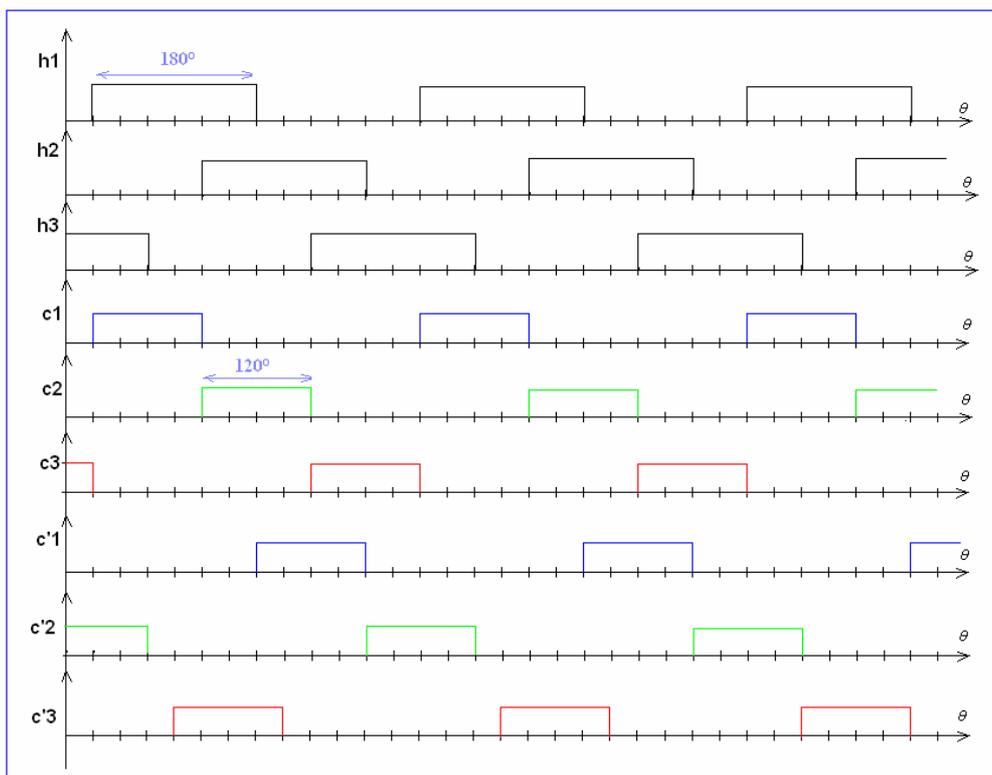


Figure 1.13 Signaux de commande pour une alimentation bidirectionnelle triphasée.

Cette logique de commande peut être facilement réalisée avec des circuits élémentaires figure (1.14), elle est en général intégrée dans des circuits spécialisés pour moteurs à courant continu sans balais.

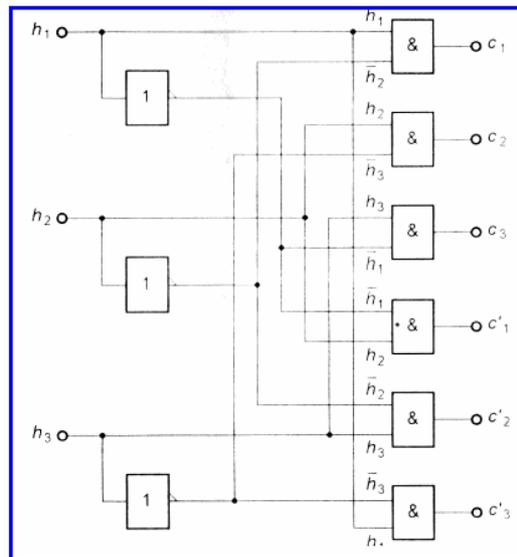


Figure 1.14 Génération des impulsions pour une alimentation bidirectionnelle triphasée.

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

1.5.4. Commande en tension ou en courant :

On a supposé précédemment, que les variations des courants étaient rectangulaires. Dans la réalité, il n'en est pas tout à fait ainsi. Le caractère inductif du circuit empêche les discontinuités de courant. Si on applique une tension constante aux bornes des phases (alimentation en tension), les montées et les descentes sont progressives. Pour améliorer la rapidité de ces commutations, on utilise souvent une alimentation en courant. Dans ce cas, on régule l'intensité, en général par découpage. On obtient des temps de montée et de descente inférieurs, mais aussi une ondulation du courant autour de la valeur désirée [19].

1.5.4.1. Alimentation en tension :

On a vu que le moteur associé à son commutateur de puissance avec sa logique de commande et ses capteurs a un comportement analogue à celui d'une machine à courant continu. On peut donc le commander en tension en faisant varier l'alimentation u_d (appliquée au commutateur. Pour avoir un rendement correct, on utilise en général un hacheur pour cette opération. Son fonctionnement est identique à celui du moteur à courant continu [19].

1.5.4.2. Alimentation en courant :

Il est possible, comme pour une machine classique, d'utiliser une source de courant plutôt qu'une source de tension. De plus, dans le cas du moteur sans balais, il y a deux possibilités de réglage de courant, on trouve le réglage du courant total à l'entrée du commutateur, ou encore on régule le courant dans les phases par découpage pour s'approcher de la forme idéale de ses variations lors des commutations [19].

1.6.2. Le circuit 34929 :

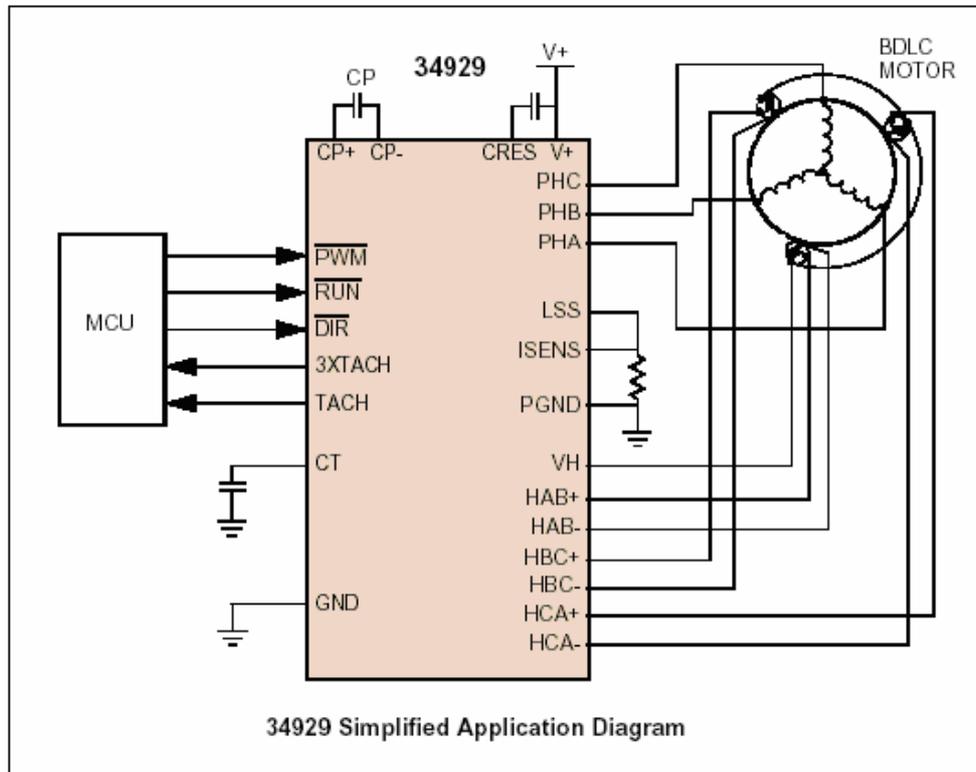


Figure 1.16 : Diagramme simplifié du circuit 34929

Le contrôleur 34929 est un circuit complet conçu pour interfacer la commande des moteurs BLDC triphasé (1A, 28 V). Ce circuit joue le rôle d'interface entre le moteur et le calculateur (MCU) qui calcule la commande en boucle fermée. Ce circuit permet au moteur de tourner dans les deux sens, de freiner, et de tourner avec une vitesse variable, il intègre aussi un limiteur de couple (courant limite max), et il dispose d'une entrée PWM, externe [7]. Le schéma bloc interne est représenté par la figure (1.17).

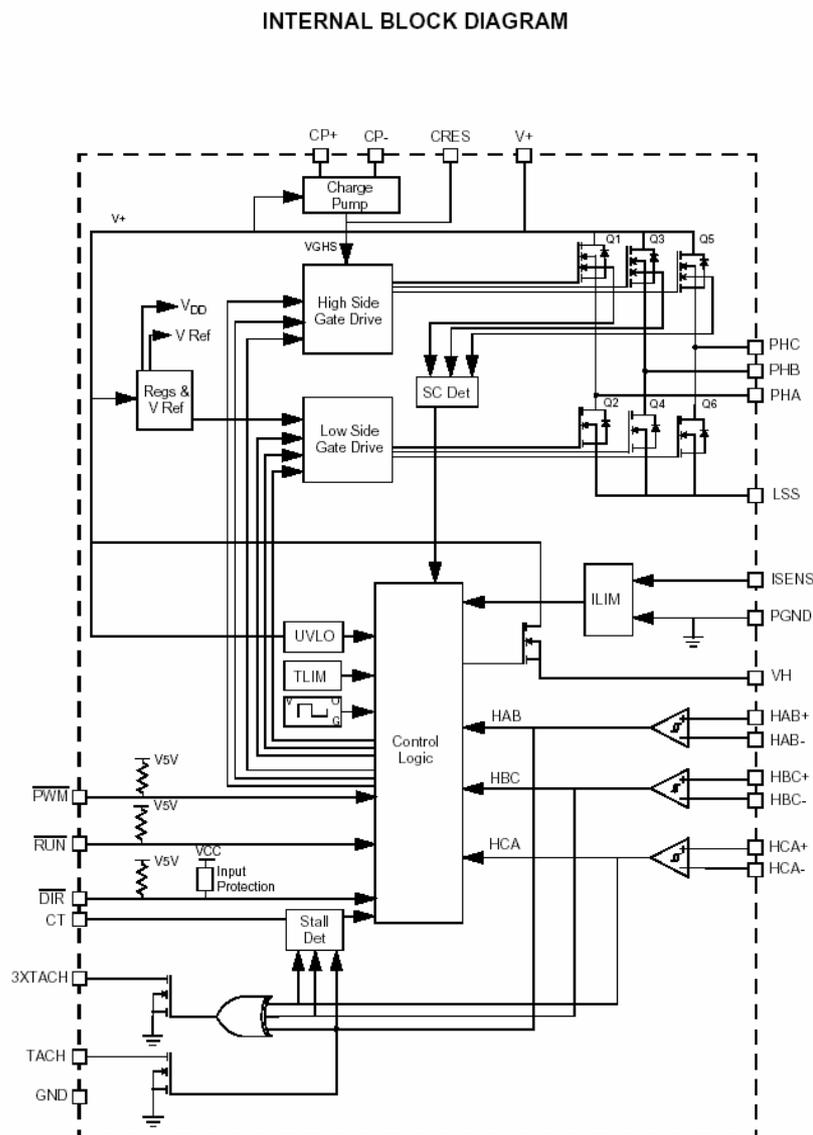


Figure 1.17 : schéma bloc interne du 34929

1.7. Conclusion :

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

Chapitre 2

Modélisation du BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation direct

2.1. Introduction :

Afin de mieux voir les avantages du moteur à courant continu sans balai et en vue de tester ces performances on doit disposer d'un modèle dynamique sous forme des équations différentielles. Ce modèle permet de simuler son comportement et de reproduire sa vitesse, son couple et les courants ainsi que les Fem dans chaque phase. Le modèle est issu des équations mécaniques et électriques de l'ensemble moteur-commutateur. Dans ce chapitre, on va donner le modèle correspondant à chaque séquence d'allumage sous forme des équations différentielles ainsi que la simulation du comportement dynamique de l'ensemble moteur-commutateur à base de ces modèles.

2.2. Hypothèses simplificatrices :

L'analyse est faite selon les hypothèses suivantes :

- Les six transistors $T_1, T_2, T_3, T_1', T_2', T_3'$ ont des caractéristiques identiques, Dans l'état-off ils sont modélisés comme des impédances infinies et dans l'état-on ils sont représentés comme des contacts fermés. Dans notre cas on néglige la chute de tension dans les transistors. Les mêmes suppositions sont valables pour les diodes de roue libre notées $D_1, D_2, D_3, D_1', D_2', D_3'$
- Les trois phases du moteur sont entièrement symétriques et produisent des Fem induites périodiques de formes trapézoïdales [3].
- Les paramètres du moteur sont constants.
- Le temps de commutation entre les phases est séparé avec 60° électrique [3].
- Le circuit magnétique est linéaire (absence de saturation).

Le circuit de base est illustré par la figure (2.1)

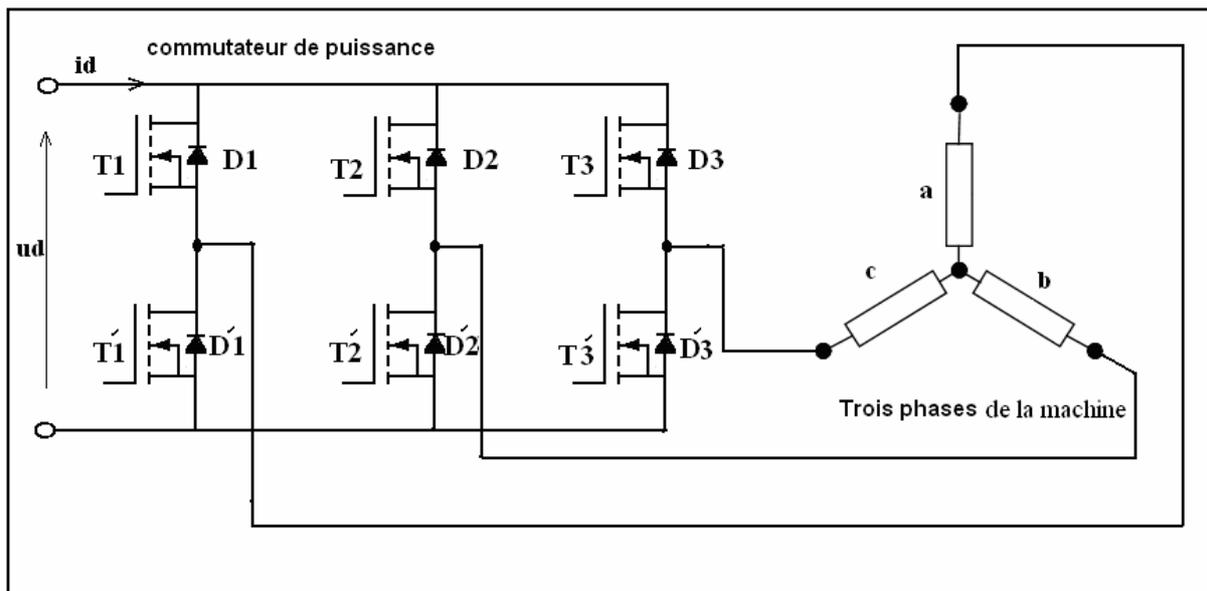


Figure 2.1: circuit de base

2.3 .L'analyse dans le système de référence (abc) :

Il existe trois systèmes de références qui peuvent être considérés dans un BLDCM, comme le montre la figure (2.2) [4].

- Le référentiel fixe lié aux phases (a, b, c);
- Le référentiel tournant lié au champ magnétique (d, q);
- Le référentiel fixe liée au stator (α, β).

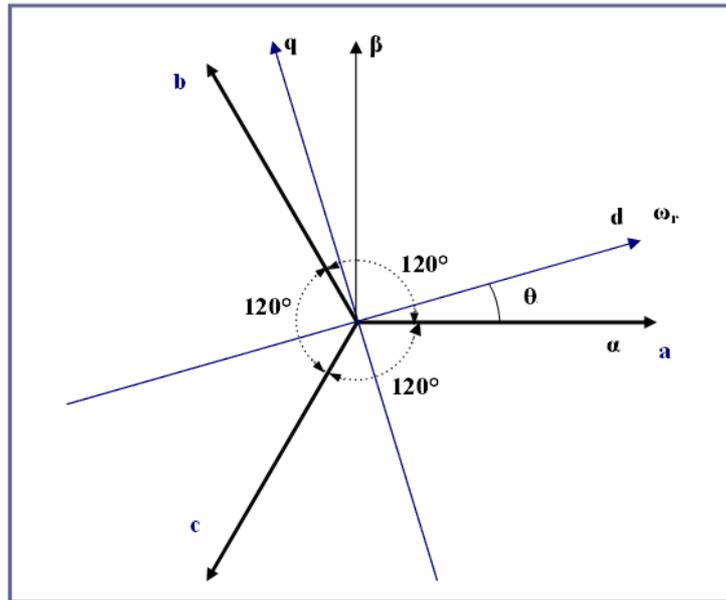


Figure 2.2 : Système de Coordonnées d'un BLDC

La dynamique du système peut être représentée dans un système de référence relatif au stator, au champ et aux phases électriques. Le passage d'un système de référence à un autre peut être fait à l'aide des matrices de transformation. [20].

La caractéristique du BLDC est que la forme de la force électromotrice est trapézoïdale, ce qui signifie que l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor est non sinusoïdale dans ce cas il est difficile de transformer le système d'équations de BLDC à un autre système de référence (d, q) [21]. Le modèle dynamique général du BLDC montré dans la figure (2.3) peut être établi de la manière suivante dans le repère relatif aux phases (a, b, c) [4]. :

$$\begin{aligned} \vec{V} &= R \cdot \vec{I} + \frac{d\vec{\varphi}}{dt} \\ \vec{\varphi} &= L \cdot \vec{I} + \vec{\varphi}_M \end{aligned} \quad (2.1)$$

Où :

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

R et L représentent respectivement la résistance et l'inductance propre de chaque phase.

$\vec{\varphi}_M$ est le vecteur de flux magnétique créé par l'aimant permanent [4].

Les composantes dans le repère (a, b, c) de chacun de ces vecteurs sont données ci-dessous :

$$\vec{V} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \vec{I} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \vec{\varphi} = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}, \vec{\varphi}_M = \begin{bmatrix} \varphi_{Ma} \\ \varphi_{Mb} \\ \varphi_{Mc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_0 \cos \theta \\ \varphi_0 \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \varphi_0 \cos(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

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

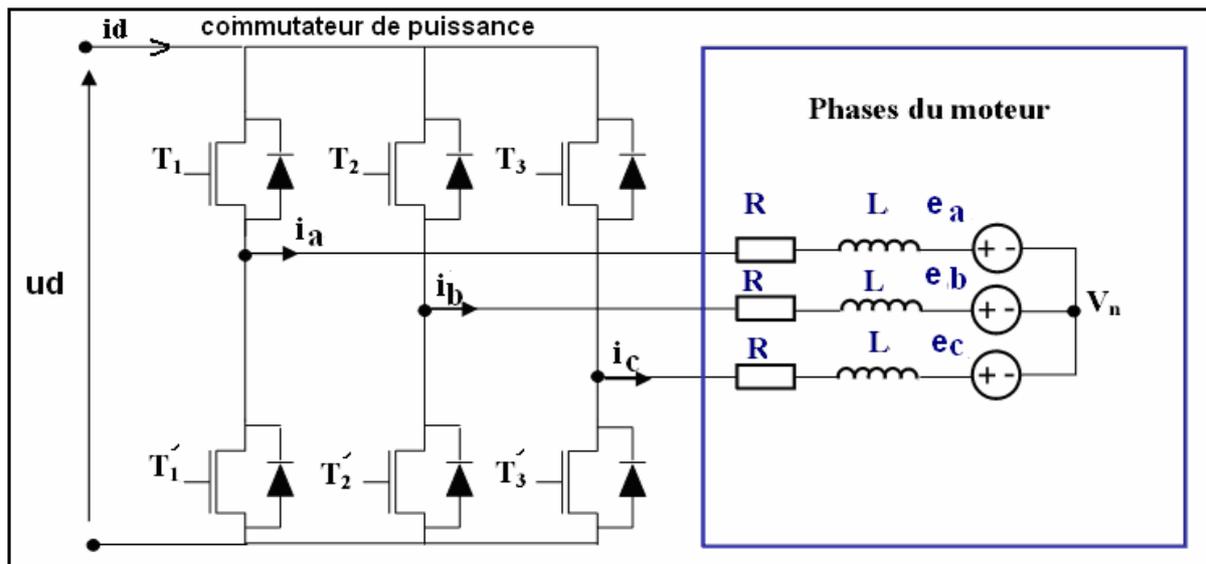


Figure 2.3 : Structure d'un BLDC

$$\begin{aligned} \vec{V} &= R \cdot \vec{I} + \frac{d}{dt} (L \cdot \vec{I} + \vec{\varphi}_M) \\ \vec{V} &= R \cdot \vec{I} + L \cdot \frac{d\vec{I}}{dt} + \frac{d\vec{\varphi}_M}{dt} \\ \vec{E} &= \frac{d\vec{\varphi}_M}{dt} \end{aligned} \quad (2.3)$$

La grandeur E représente la force électromotrice induite par la variation du flux magnétique causée par l'aimant permanent dans le bobinage statorique selon la loi de Lenz qui stipule que « (...) le sens de la force électromotrice induite est telle que le courant qu'elle produit s'oppose à la variation du flux magnétique qui la produit. ». Ainsi, plus E est grand, plus la tension aux bornes de R diminue et plus le courant (et donc le couple) par phase diminue.

Pour un enroulement symétrique et un système équilibré figure (2.4), la matrice des tensions aux bornes des trois phases sont donné par [11], [15], [17] :

:

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

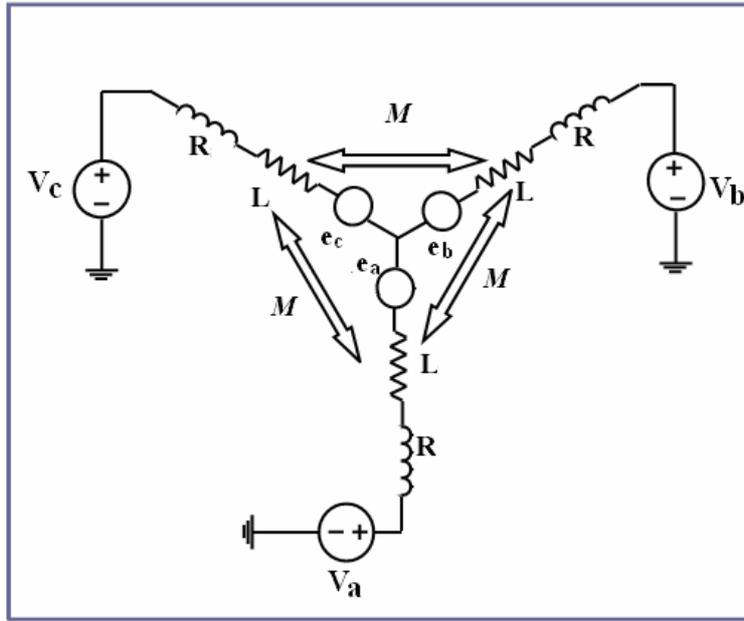


Figure 2.4: Modèle électrique simplifié du BLDC

La position électrique θ du rotor se déduit directement de la position mécanique du rotor θ_r qui est mesurée à l'aide d'un capteur placé sur l'arbre du rotor [4]. La relation entre les deux grandeurs est donnée par :

$$\theta = p \cdot \theta_r \quad (2.5)$$

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

$$w = \frac{d\theta}{dt} = p \cdot \frac{d\theta_r}{dt} = p w_r \quad (2.6)$$

Les inductances et les mutuelles sont constantes pour les aimants permanents montés sur la surface du rotor cylindrique, et lorsque les enroulements sont symétriques donc [21]:

$$\begin{aligned} L_{aa} &= L_{bb} = L_{cc} = L \\ L_{ab} &= L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

Puisque les enroulements du stator sont couplés en étoile, la somme des trois courants de phase est nulle [4].

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.9)$$

Alors

$$i_a + i_b = -i_c \quad (2.10)$$

Par conséquent, la tension prend la forme suivante:

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} e_a &= f_a(\theta).k_e.w_r, \text{ force électromotrice de la phase } \mathbf{a} \\ e_b &= f_b(\theta).k_e.w_r, \text{ force électromotrice de la phase } \mathbf{b} \\ e_c &= f_c(\theta).k_e.w_r, \text{ force électromotrice de la phase } \mathbf{c} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Avec :

k_e est le coefficient de la force électromotrice, et $f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$ et $f_c(\theta)$ sont des fonctions dépendent de la position du rotor [4].

2.4. 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 [16] :

$$E_p = k_e.w_r \quad (2.13)$$

Les fonctions des forces électromotrices Fem sont supposées de formes trapézoïdales et le courant de la phase a commence à 30° (angle électrique)

Les formes typiques des Fem induites et des courants dans les trois phases sont illustrées dans la figure (2.5) [16] :

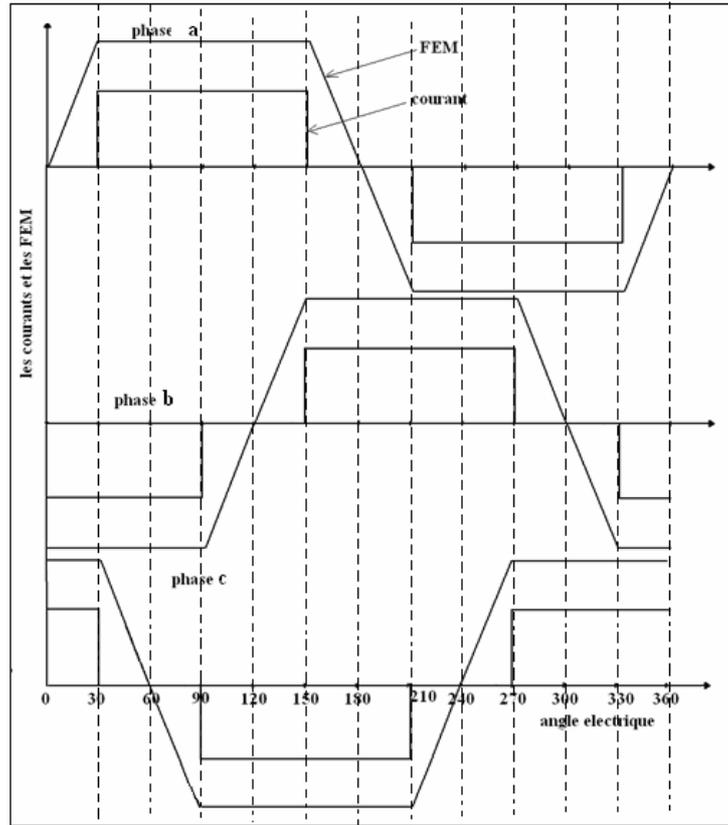


Figure 2.5 : Les formes typiques des courants et des FEM

2.5. L'équation mécanique du mouvement:

2.5.1. Vitesse du moteur :

Le modèle mécanique du moteur BLDC est donné par l'équation (2.1) où la dynamique de position du rotor $\frac{d\theta_r}{dt}$ est déterminée par son inertie J , son accélération angulaire $\frac{dw_r}{dt}$, le couple électromagnétique développé C_e et le couple dû à la charge C_r . Alors l'équation mécanique est donnée par [4] :

$$J \frac{dw_r}{dt} = C_e - fw_r - C_r \quad (2.14)$$

Avec :

w_r la vitesse angulaire [$rad \cdot s^{-1}$].

C_e le couple électromagnétique développé [N.m].

C_r le couple de charge [N.m].

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

2.5.2. Couple électromagnétique :

Le couple produit dans le BLDC est dû à l'alignement des aimants. L'alignement des aimants se fait à la position où la force électromotrice est nulle. Pour obtenir un couple dans le BLDC il est nécessaire de fournir un courant dans les phases au moment où la force électromotrice est présente. Donc le couple électrique développé par le moteur BLDC est donné par [4] :

$$C_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \quad (2.15)$$

2.6. Modèle du BLDC alimenté par commutateur :

Comment on détermine les signaux de commandes des transistors ? :

L'aimant permanent est supposé dans une position quelconque, alors il va créer des Fem dans les phases du stator, cette Fem est supposée trapézoïdale, on sait que le signe de la Fem est imposé par les lois de la physique et dépend essentiellement du sens de rotation du rotor. Donc, on va agir sur les courants pour imposer le régime de fonctionnement, on impose un courant de même sens que la fem de cette phase et de plus au moment où la fem présente sa partie plate (fig. 2.6) ce qui assure le fonctionnement moteur. Pour ce faire on doit commander le transistor qui nous donne le courant voulu.

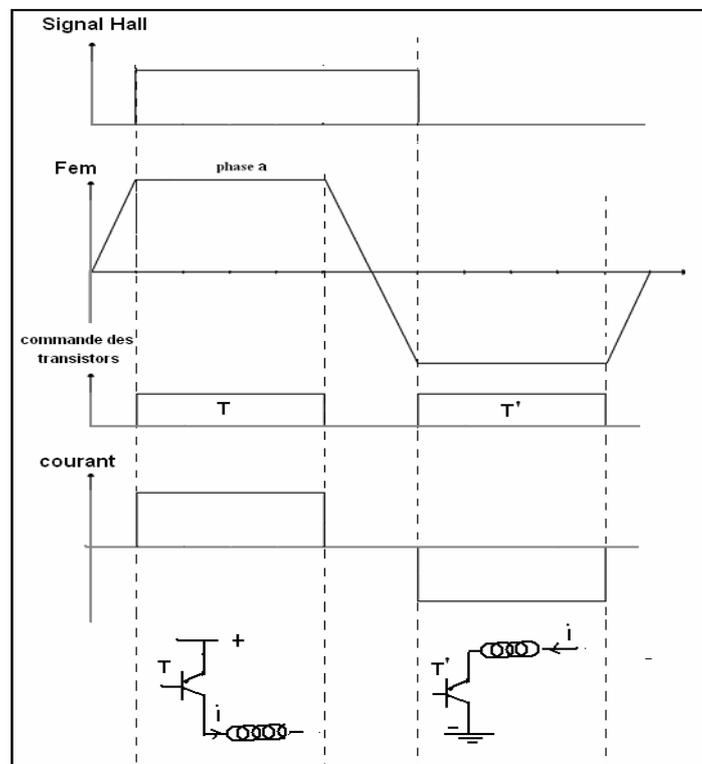


Figure 2.6 : Méthode d'élaboration des signaux de commande des transistors

Dans un BLDC les séquences d'alimentation du commutateur défont en fonction du sens de rotation du moteur. Ce qui permet de donner deux modèles différents, un pour le sens direct et l'autre pour le sens inverse, dans ce qui suit on détaille le modèle pour le sens direct.

Dans la commande à 120° seulement deux phases du moteur sont alimentées durant un intervalle de 60° l'angle électrique (fig. 2.7). 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 (2.8) [3].

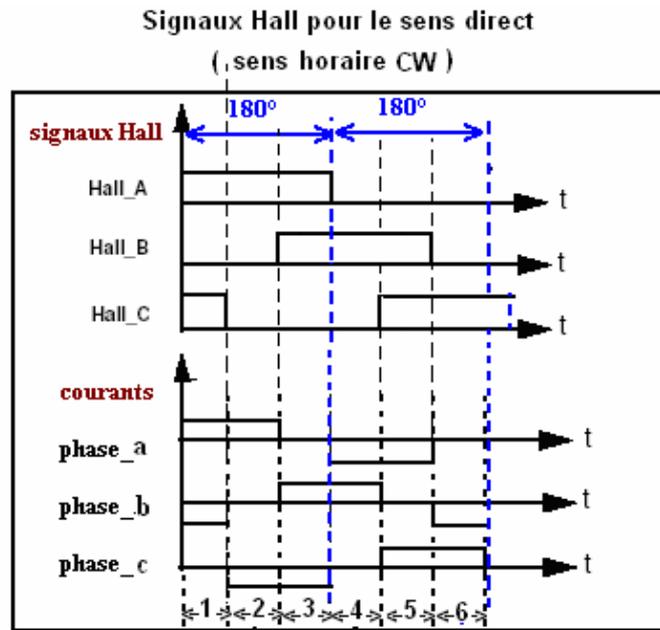


Figure 2.7. Signaux à effet hall pour le sens direct

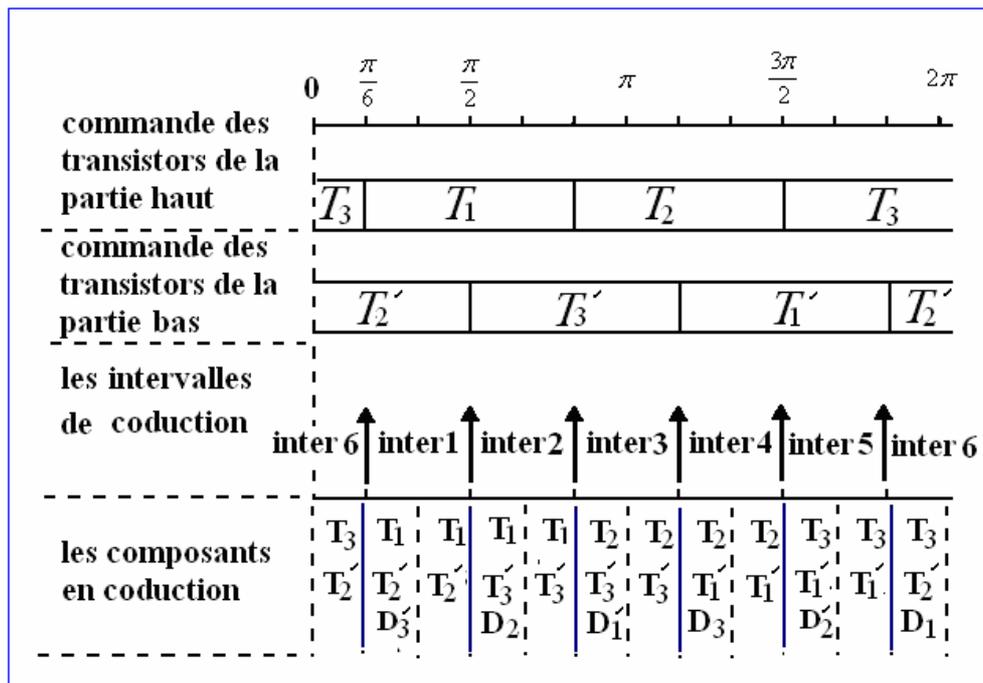


Figure 2.8 : Signaux des transistors pour le sens direct

La séquence des phases alimentées sur une période est donnée au tableau (2.1)

intervalles	$\left(0 - \frac{\pi}{6}\right)$ et $\left(\frac{11\pi}{6} - 2\pi\right)$	$\frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2} - \frac{5\pi}{6}$	$\frac{5\pi}{6} - \frac{7\pi}{6}$	$\frac{7\pi}{6} - \frac{3\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{2} - \frac{11\pi}{6}$
Phases excitées	cb	Ab	ac	bc	ba	Ca

Tableau 2.1 : Séquence des phases allumées sur une période

2.6.1. Expressions des forces électromotrices :

Alors les expressions des Fem peuvent être déduites de la figure (2.5) et elles sont exprimées comme l'indique le tableau (2.2).

Angle (θ)	Fem de la phase a e_a	Fem de la phase b e_b	Fem de la phase c e_c
$0 - \frac{\pi}{6}$	$\frac{6E_p}{\pi} \theta$	$-E_p$	E_p
$\frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{2}$	E_p	$-E_p$	$-\frac{6E_p}{\pi} \theta + 2E_p$
$\frac{\pi}{2} - \frac{5\pi}{6}$	E_p	$\frac{6E_p}{\pi} \theta - 4E_p$	$-E_p$
$\frac{5\pi}{6} - \frac{7\pi}{6}$	$-\frac{6E_p}{\pi} \theta + 6E_p$	E_p	$-E_p$
$\frac{7\pi}{6} - \frac{3\pi}{2}$	$-E_p$	E_p	$\frac{6E_p}{\pi} \theta - 8E_p$
$\frac{3\pi}{2} - \frac{11\pi}{6}$	$-E_p$	$-\frac{6E_p}{\pi} \theta + 10E_p$	E_p
$\frac{3\pi}{2} - \frac{11\pi}{6}$	$\frac{6E_p}{\pi} \theta - 12E_p$	$-E_p$	E_p

Tableau 2.2 : Expressions des FEM des 3 phases (e_a, e_b, e_c) sur une période.

Pour chaque sous intervalle, on applique la loi des mailles pour tirer les équations des courants dans les trois phases.

Pour le premier sous intervalle : d'abord on applique la loi des mailles entre les deux phases alimentées ensuite entre une phase alimentée et la troisième phase (à travers la diode de roue libre) .

Pour le deuxième sous intervalle : on applique la loi des mailles seulement entre les deux phases alimentées car la troisième phase est non considérée puisque elle est déconnectée.

2.6.2. Expressions des courants de phase :

2.6.2.1. Intervalle 1 : $\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$

2.6.2.1.1. Sous intervalle 1 :

Le chemin principal du courant est à travers les phases **a** et **b** via les deux transistors T_1 et T_2' , l'autre chemin est à travers les phases **c** et **b** via le transistor T_2' et la diode D_3' . Cela est indiqué à la figure (2.9) :

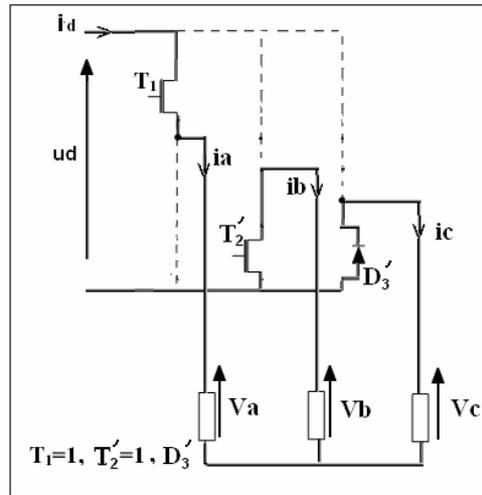


Figure 2.9

Les trois tensions de phase sont telles que :

$$\begin{cases} v_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + M \left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + e_a \\ v_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + M \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} \right) + e_b \\ v_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + M \left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} \right) + e_c \end{cases} \quad (2.16)$$

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

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.17)$$

Donc :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} = -\frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} = -\frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} = -\frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (2.18)$$

Alors :

$$\begin{cases} v_a = Ri_a + (L-M)\frac{di_a}{dt} + e_a \\ v_b = Ri_b + (L-M)\frac{di_b}{dt} + e_b \\ v_c = Ri_c + (L-M)\frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases} \quad (2.19)$$

On applique la loi des mailles pour les deux chemins on aura :

$$\begin{cases} v_a - v_b = u_d \\ v_c - v_b = 0 \end{cases} \quad (2.20)$$

Alors :

$$\begin{cases} R(i_a - i_b) + (L-M)\left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt}\right) + (e_a - e_b) = u_d \\ R(i_c - i_b) + (L-M)\left(\frac{di_c}{dt} - \frac{di_b}{dt}\right) + (e_c - e_b) = 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

Dans les deux équations précédents on élimine i_b on le remplace par $-i_a - i_c$ ce qui donne :

$$\begin{cases} R(2i_a + i_c) + (L-M)\left(2\frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt}\right) + (e_a - e_b) = u_d \\ R(2i_c + i_a) + (L-M)\left(2\frac{di_c}{dt} + \frac{di_a}{dt}\right) + (e_c - e_b) = 0 \end{cases} \quad (2.22)$$

Donc :

$$\begin{cases} -2\frac{di_a}{dt} - \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{(L-M)} [R(2i_a + i_c) + (e_a - e_b) - u_d] \\ -2\frac{di_c}{dt} - \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{(L-M)} [R(2i_c + i_a) + (e_c - e_b)] \end{cases} \quad (2.23)$$

Pour écrire le système (2.23) sous la forme résolue on l'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} -2 & -1 \\ -1 & -2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{(L-M)} \begin{bmatrix} R(2i_a + i_c) + (e_a - e_b) - u_d \\ R(2i_c + i_a) + (e_c - e_b) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

La résolution de (2.24) permet d'obtenir un système d'équations sous la forme résolue :

$$\begin{pmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{(L-M)} \begin{pmatrix} -2 & -1 \\ -1 & -2 \end{pmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R(2i_a + i_c) + (e_a - e_b) - u_d \\ R(2i_c + i_a) + (e_c - e_b) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Ou :

$$\begin{pmatrix} -2 & -1 \\ -1 & -2 \end{pmatrix}^{-1} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} -2 & +1 \\ +1 & -2 \end{pmatrix} \quad (2.26)$$

Alors :

$$\begin{pmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{3(L-M)} \begin{bmatrix} -3Ri_a + (-2e_a + e_b + e_c) + 2 \cdot u_d \\ -3Ri_c + (-2e_c + e_b + e_a) - u_d \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

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

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_a + \frac{(-2e_a + e_b + e_c)}{3} + \frac{2 \cdot u_d}{3} \right] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_c + \frac{(-2e_c + e_b + e_a)}{3} - \frac{u_d}{3} \right] \\ i_b = -i_a - i_c \end{cases} \quad (2.28)$$

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 :

$$V = M_c \cdot S \cdot u_d \quad (2.29)$$

$$V = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad M_c = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix}, \quad S = \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix}$$

S désigne les états des bras :

Si la phase j est branchée avec un transistor ou une diode de la partie supérieur, alors $S_j=1$ avec $j = (a, b, c)$

Si la phase j est branchée avec un transistor ou une diode de la partie inférieur, alors $S_j=0$

Pour ce cas, on a le vecteur $S^T = [1 \ 0 \ 0]$ puisque la phase 1 est branchée au transistor T1 ce qui donne :

$$V = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}u_d & -\frac{1}{3}u_d & -\frac{1}{3}u_d \end{bmatrix}^T \quad (2.30)$$

2.6.2.1.2. Sous intervalle 2 :

La phase c est débranchée ($i_c = 0$) et la diode de roue libre D_3 est bloquée. Dans ce cas on a seulement le chemin principal, c'est-à-dire le courant passe seulement à travers les 2 phases a et b comme il est indiqué à la figure (2.10)

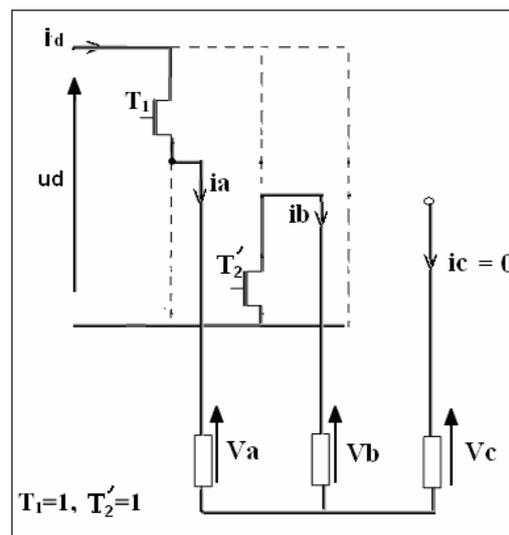


Figure 2.10

Donc, on peut écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_a - v_b = u_d \\ i_b = -i_a \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (2.31)$$

On remplace v_a et v_b par leurs expressions (2. 19) on aura :

$$R(i_a - i_b) + (L - M)\left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt}\right) + (e_a - e_b) = u_d \quad (2.32)$$

$$i_b = -i_a \quad (2.33)$$

On substitue (2.33) dans (2.32) on obtient :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{(L - M)} \left[-Ri_a - \frac{(e_a - e_b)}{2} + \frac{u_d}{2} \right] \\ i_b = -i_a \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (2.34)$$

2.6.2.2. Intervalle 2 : $\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6}$

2.6.2.2.1. Sous intervalle 1 :

Le chemin principal du courant est encore à travers la phase **a** mais cette fois en série avec la phase **c** via les deux transistors T_1 et T_3 , l'autre chemin c'est à travers les phases **a** et **b** via le transistor T_1 et la diode D_2 . Ceci conduit au schéma de la figure (2.11) :

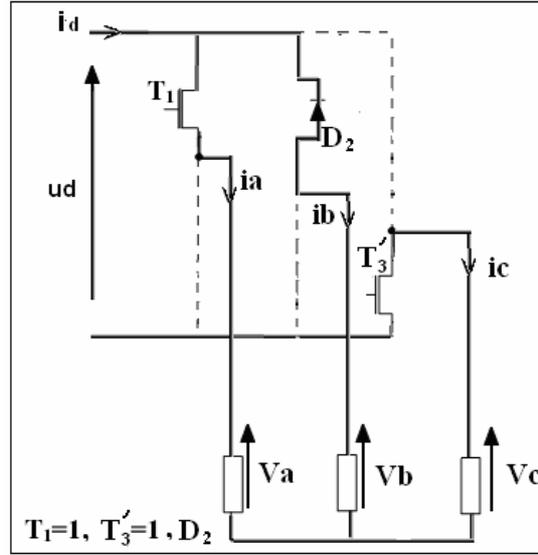


Figure 2.11

On applique la loi des mailles pour les deux chemins du courant ce qui donne :

$$\begin{cases} v_a - v_c = u_d \\ v_a - v_b = 0 \end{cases} \quad (2.35)$$

Dans (2.35) v_a, v_b et v_c sont remplacés par leurs expressions (2.19) on obtient :

$$\begin{cases} R(i_a - i_c) + (L - M)\left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_c}{dt}\right) + (e_a - e_c) = u_d \\ R(i_a - i_b) + (L - M)\left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt}\right) + (e_a - e_b) = 0 \end{cases} \quad (2.36)$$

Dans les deux équations précédents on élimine i_c et on le substitue par $-i_a - i_b$ d'où :

$$\begin{cases} R(2i_a + i_b) + (L - M)\left(2\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt}\right) + (e_a - e_c) = u_d \\ R(i_a - i_b) + (L - M)\left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt}\right) + (e_a - e_b) = 0 \end{cases} \quad (2.37)$$

Ce qui implique :

$$\begin{cases} -2\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{(L - M)} [R(2i_a + i_b) + (e_a - e_c) - u_d] \\ -\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{(L - M)} [R(i_a - i_b) + (e_a - e_b)] \end{cases} \quad (2.38)$$

Ou encore sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} -2 & -1 \\ -1 & +1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{(L-M)} \begin{bmatrix} R(2i_a + i_b) + (e_a - e_c) - u_d \\ R(i_a - i_b) + (e_a - e_b) \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Donc la solution est :

$$\begin{pmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{(L-M)} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -2 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} R(2i_a + i_b) + (e_a - e_c) - u_d \\ R(i_a - i_b) + (e_a - e_b) \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Alors :

$$\begin{pmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{3(L-M)} \begin{bmatrix} -3Ri_a + (-2e_a + e_b + e_c) - u_d \\ -3Ri_b + (-2e_b + e_c + e_a) - u_d \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Donc les équations des courants pour ce sous intervalle sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_a + \frac{(-2e_a + e_b + e_c)}{3} + \frac{u_d}{3} \right] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_b + \frac{(-2e_b + e_c + e_a)}{3} + \frac{u_d}{3} \right] \\ i_c = -i_a - i_b \end{cases} \quad (2.42)$$

2.6.2.2.2. Sous intervalle 2 :

La phase **b** est déconnectée ($i_b = 0$) et la diode de roue libre D_2 est bloquée. Dans ce cas on a seulement le chemin principal c'est-à-dire le courant passe à travers les 2 phases **a** et **c** mises en série comme l'indique la figure (2.12)

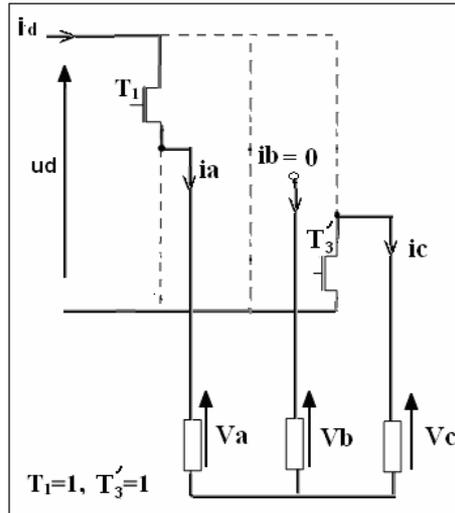


Figure 2.12

Donc on peut écrire l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_a - v_c = u_d \\ i_c = -i_a \\ i_b = 0 \end{cases} \quad (2.43)$$

On remplace v_a et v_c par leurs expressions (2.19) ce qui conduit à :

$$R(i_a - i_c) + (L - M)\left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_c}{dt}\right) + (e_a - e_c) = u_d \quad (2.44)$$

Et

$$i_c = -i_a \quad (2.45)$$

On substitue (2.45) dans (2.44) on obtient :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{(L - M)} \left[-Ri_a - \frac{(e_a - e_c)}{2} + \frac{u_d}{2} \right] \\ i_c = -i_a \\ i_b = 0 \end{cases} \quad (2.46)$$

2.6.2.3. Intervalle 3 : $\frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6}$

2.6.2.3.1. Sous intervalle 1 :

Le chemin principal du courant est à travers la phase **b** et la phase **c** via les deux transistors T_2 et T_3' , l'autre chemin c'est à travers les phases **a** et **c** via le transistor T_3' et la diode D_1' donc $S^T = [0 \ 1 \ 0]$ ce qui donne le schéma de la figure (2.13)

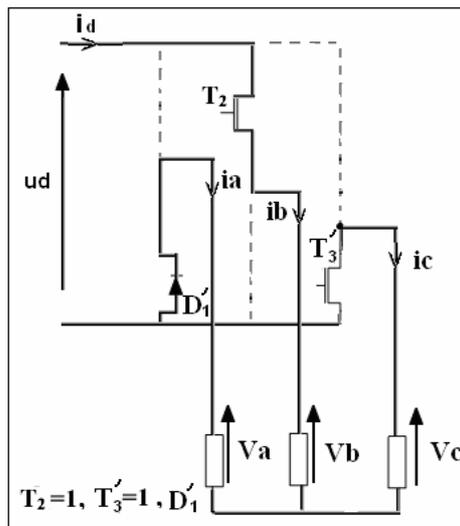


Figure 2.13

Alors on peut écrire :

$$\begin{cases} v_b - v_c = u_d \\ v_a - v_c = 0 \end{cases} \quad (2.47)$$

On remplace v_a, v_b et v_c par leurs expressions (2.19), on obtient :

$$\begin{cases} R(i_b - i_c) + (L - M)\left(\frac{di_b}{dt} - \frac{di_c}{dt}\right) + (e_b - e_c) = u_d \\ R(i_a - i_c) + (L - M)\left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_c}{dt}\right) + (e_a - e_c) = 0 \end{cases} \quad (2.48)$$

Dans les deux équations précédents on élimine i_c on le remplace par $-i_a - i_b$ d'où :

$$\begin{cases} R(2i_b + i_a) + (L - M)\left(2\frac{di_b}{dt} + \frac{di_a}{dt}\right) + (e_b - e_c) = u_d \\ R(2i_a + i_b) + (L - M)\left(2\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt}\right) + (e_a - e_c) = 0 \end{cases} \quad (2.49)$$

On calcule la tension V :

$$V = M_c \cdot S \cdot u_d$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix} u_d = \begin{pmatrix} -\frac{1}{3} \\ \frac{2}{3} \\ -\frac{1}{3} \end{pmatrix} u_d \quad (2.50)$$

Donc les équations des courants pour ce sous intervalle sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_a + \frac{(-2e_a + e_b + e_c)}{3} - \frac{u_d}{3} \right] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_b + \frac{(-2e_b + e_c + e_a)}{3} + \frac{2 \cdot u_d}{3} \right] \\ i_c = -i_a - i_b \end{cases} \quad (2.51)$$

2.6.2.3.2. Sous intervalle 2 :

Dans ce cas la phase **a** est déconnectée ($i_a = 0$) et la diode de roue libre D_1 est bloquée, dans ce cas il n'y a que le chemin principal c'est-à-dire le courant passe seulement à travers les 2 phases **b** et **c** comme l'indique la figure (2.14).

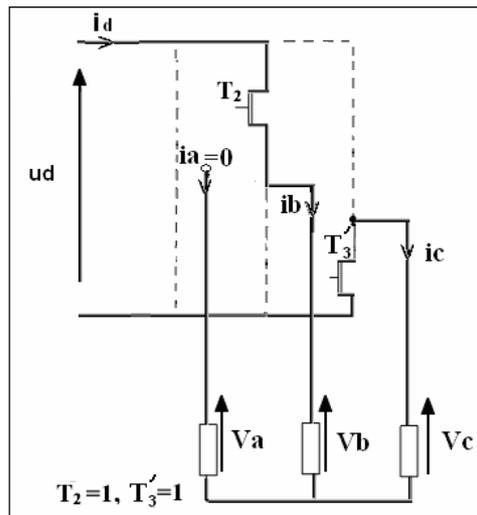


Figure 2.14

Donc on peut écrire l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_b - v_c = u_d \\ i_c = -i_b \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (2.52)$$

Les termes v_b et v_c sont remplacés par leurs expressions (2.19) on a alors :

$$R(i_b - i_c) + (L - M) \left(\frac{di_b}{dt} - \frac{di_c}{dt} \right) + (e_b - e_c) = u_d \quad (2.53)$$

Et

$$i_b = -i_c \quad (2.54)$$

On substitue (2.54) dans (2.53) ce qui donne :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L - M} \left[-Ri_b - \frac{(e_b - e_c)}{2} + \frac{u_d}{2} \right] \\ i_c = -i_b \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (2.55)$$

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

2.6.2.4.1. Sous intervalle 1 :

Le chemin principal du courant se fait à travers les phases **b** et **a** via les deux transistors T_2 et T_1' , le deuxième chemin se fait à travers les phases **c** et **b** via le transistor T_2 et la diode D_3 . Donc $S^T = [0 \ 1 \ 1]$ cela est montré par la figure (2.15)

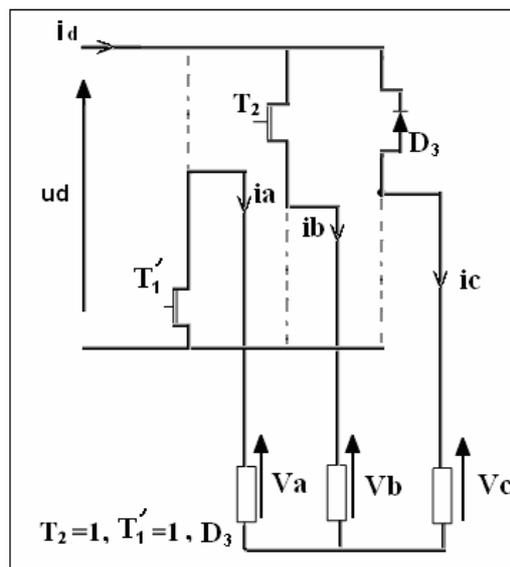


Figure 2.15

On applique la loi des mailles pour les deux chemins on aura :

$$\begin{cases} v_b - v_a = u_d \\ v_b - v_c = 0 \end{cases} \quad (2.56)$$

On remplace v_a, v_b et v_c par leurs expressions (2.19) on obtient :

$$\begin{cases} R(i_b - i_a) + (L - M)\left(\frac{di_b}{dt} - \frac{di_a}{dt}\right) + (e_b - e_a) = u_d \\ R(i_b - i_c) + (L - M)\left(\frac{di_b}{dt} - \frac{di_c}{dt}\right) + (e_b - e_c) = 0 \end{cases} \quad (2.57)$$

Dans les deux équations précédents i_a est remplacé par $-i_b - i_c$ d'où :

$$\begin{cases} R(2i_b + i_c) + (L - M)\left(2\frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt}\right) + (e_b - e_a) = u_d \\ R(2i_c + i_b) + (L - M)\left(2\frac{di_c}{dt} + \frac{di_b}{dt}\right) + (e_b - e_c) = 0 \end{cases} \quad (2.58)$$

On calcule la tension V en fonction de u_d :

$$V = M_c \cdot S \cdot u_d$$

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} u_d = \begin{pmatrix} -\frac{2}{3} \\ \frac{1}{3} \\ \frac{1}{3} \end{pmatrix} u_d \quad (2.59)$$

Donc les courants pour ce sous intervalle s'écrivent :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{(L - M)} \left[-Ri_b + \frac{(-2e_b + e_c + e_a)}{3} + \frac{u_d}{3} \right] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{(L - M)} \left[-Ri_c + \frac{(-2e_c + e_b + e_a)}{3} + \frac{u_d}{3} \right] \\ i_a = -i_b - i_c \end{cases} \quad (2.60)$$

2.6.2.4.2. Sous intervalle 2 :

La phase **c** est déconnectée ($i_c = 0$) et la diode de roue libre D_3 est bloquée. Dans ce cas on a seulement le chemin principal c'est-à-dire le courant passe seulement à travers les 2 phases **b** et **a** comme il est indiqué par la figure (2.16)

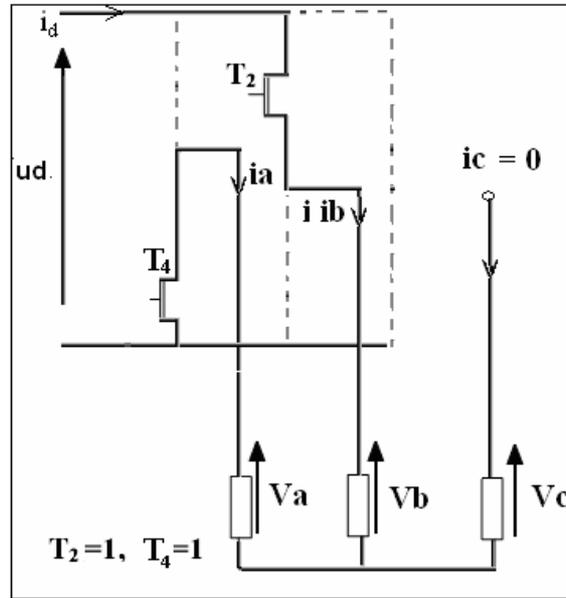


Figure 2.16

Donc on peut écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_b - v_a = u_d \\ i_a = -i_b \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (2.61)$$

Les tensions v_a et v_b sont remplacées par leurs expressions (2.19) d'où :

$$R(i_b - i_a) + (L - M)\left(\frac{di_b}{dt} - \frac{di_a}{dt}\right) + (e_b - e_a) = u_d \quad (2.62)$$

Et

$$i_a = -i_b \quad (2.63)$$

On substitue (2.63) dans (2.62) ce qui conduit à :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{(L - M)} \left[-Ri_b - \frac{(e_b - e_a)}{2} + \frac{u_d}{2} \right] \\ i_a = -i_b \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (2.64)$$

2.6.2.5. Intervalle 5 : $\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6}$

2.6.2.5.1. Sous intervalle 1 :

La voie principale du courant est à travers la phase **c** et la phase **a** via les deux transistors T_2 et T_1' , l'autre voie du courant est à travers les phases **a** et **b** via le transistor T_1' et la diode D_2' . Donc $S^T = [0 \ 0 \ 1]$

Cela est présenté sur la figure (2.17)

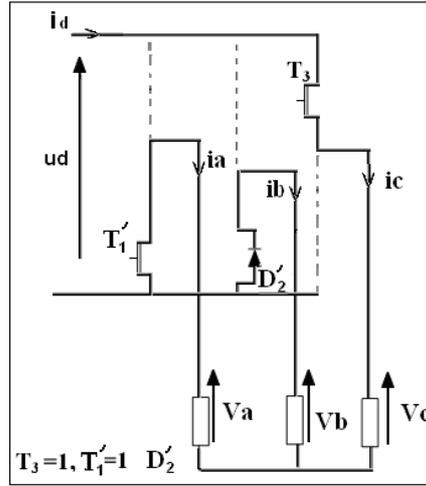


Figure 2.17:

La loi des mailles pour les deux voies donne :

$$\begin{cases} v_c - v_a = u_d \\ v_b - v_a = 0 \end{cases} \quad (2.65)$$

v_a, v_b et v_c sont remplacées par leurs expressions (2.19) ce qui conduit à :

$$\begin{cases} R(i_c - i_a) + (L - M)\left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_c}{dt}\right) + (e_c - e_a) = u_d \\ R(i_b - i_a) + (L - M)\left(\frac{di_b}{dt} - \frac{di_a}{dt}\right) + (e_b - e_a) = 0 \end{cases} \quad (2.66)$$

Dans les deux équations précédentes on élimine i_a qu'on remplace par $-i_b - i_c$ d'où :

$$\begin{cases} R(2i_c + i_b) + (L - M)\left(2\frac{di_c}{dt} + \frac{di_b}{dt}\right) + (e_c - e_a) = u_d \\ R(i_c + 2i_b) + (L - M)\left(\frac{di_c}{dt} + 2\frac{di_b}{dt}\right) + (e_b - e_a) = 0 \end{cases} \quad (2.67)$$

On calcul la tension V par :

$$V = M_c \cdot S \cdot u_d$$

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} u_d = \begin{pmatrix} -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} \\ \frac{2}{3} \end{pmatrix} u_d \quad (2.68)$$

Donc, les courants pour ce sous intervalle sont :

$$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_b + \frac{(-2e_b + e_a + e_c)}{3} - \frac{u_d}{3} \right] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_c + \frac{(-2e_c + e_a + e_b)}{3} + \frac{2 \cdot u_d}{3} \right] \\ i_a = -i_b - i_c \end{cases} \quad (2.69)$$

2.6.2.5.2. Sous intervalle 2 :

La phase **b** est complètement débranchée ($i_b = 0$) et la diode de roue libre D_2' est bloquée. Dans ce cas, il y a seulement le chemin principal c'est-à-dire le courant passe seulement à travers les 2 phases **c** et **a** comme l'indique la figure (2.18) :

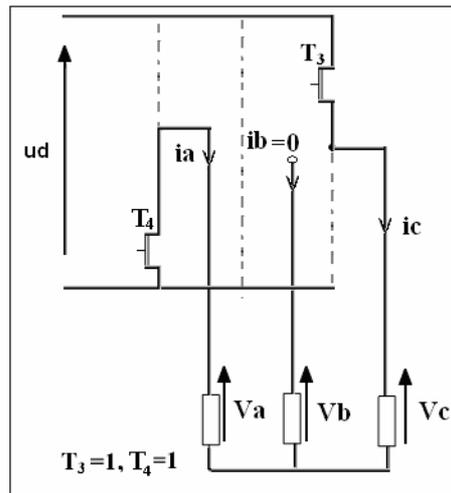


Figure 2.18

D'où on peut écrire l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_c - v_a = u_d \\ i_a = -i_c \\ i_b = 0 \end{cases} \quad (2.70)$$

L'équation (2.71) est obtenue après substitution de v_a et v_c par leurs expressions (2.19) :

$$R(i_c - i_a) + (L - M)\left(\frac{di_c}{dt} - \frac{di_a}{dt}\right) + (e_c - e_a) = u_d \quad (2.71)$$

Et

$$i_a = -i_c \quad (2.72)$$

On substitue (2.72) dans (2.71) on obtient :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{(L - M)} \left[-Ri_c - \frac{(e_c - e_a)}{2} + \frac{u_d}{2} \right] \\ i_a = -i_c \\ i_b = 0 \end{cases} \quad (2.73)$$

2.6.2.6. Intervalle 6 : $\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq 2\pi$

2.6.2.6.1. Sous intervalle-1 :

Le chemin principal du courant est à travers la phase **c** et la phase **b** via les deux transistors T_3 et T_2' , l'autre chemin c'est à travers les phases **a** et **c** via le transistor T_3 et la diode D_1 donc $S^T = [1 \ 0 \ 1]$, cela est illustré par la figure (2.19).

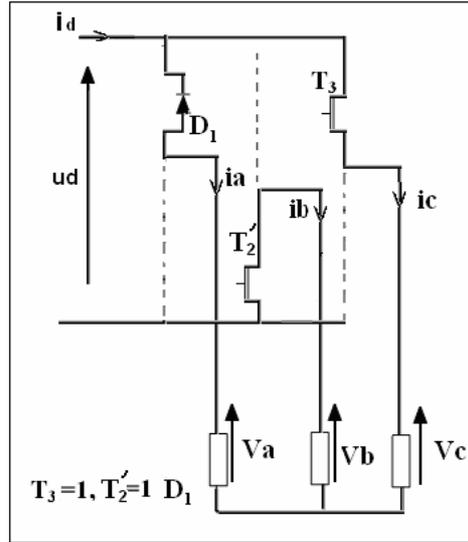


Figure 2.19

Alors on peut écrire :

$$\begin{cases} v_c - v_b = u_d \\ v_c - v_a = 0 \end{cases} \quad (2.74)$$

v_a, v_b et v_c sont remplacées par leurs expressions (2.19) ce qui conduit à :

$$\begin{cases} R(i_c - i_b) + (L - M)\left(\frac{di_c}{dt} - \frac{di_b}{dt}\right) + (e_c - e_b) = u_d \\ R(i_c - i_a) + (L - M)\left(\frac{di_c}{dt} - \frac{di_a}{dt}\right) + (e_c - e_a) = 0 \end{cases} \quad (2.74)$$

Dans les deux équations précédents on élimine i_b donc on le remplace par $-i_a - i_c$ on obtient :

$$\begin{cases} R(2i_c + i_a) + (L - M)\left(2\frac{di_c}{dt} + \frac{di_a}{dt}\right) + (e_c - e_b) = u_d \\ R(i_c - i_a) + (L - M)\left(\frac{di_c}{dt} - \frac{di_a}{dt}\right) + (e_c - e_a) = 0 \end{cases} \quad (2.76)$$

La tension V s'exprime par : $V = M_c^{-1} S u_d$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} u_d = \begin{pmatrix} \frac{1}{3} \\ -\frac{2}{3} \\ \frac{1}{3} \end{pmatrix} u_d \quad (2.77)$$

Donc les équations des courants pour ce sous intervalle sont :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_a + \frac{(-2e_a + e_b + e_c)}{3} + \frac{u_d}{3} \right] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_c + \frac{(-2e_c + e_b + e_a)}{3} + \frac{u_d}{3} \right] \\ i_b = -i_a - i_c \end{cases} \quad (2.78)$$

2.6.2.6.2. Sous intervalle 2 :

Dans ce cas, la phase **a** est déconnectée ($i_a = 0$) et la diode de roue libre D_1 est bloquée. On a seulement le chemin principal c'est-à-dire le courant passe à travers les 2 phases **c** et **b** comme l'indique la figure (2.20):

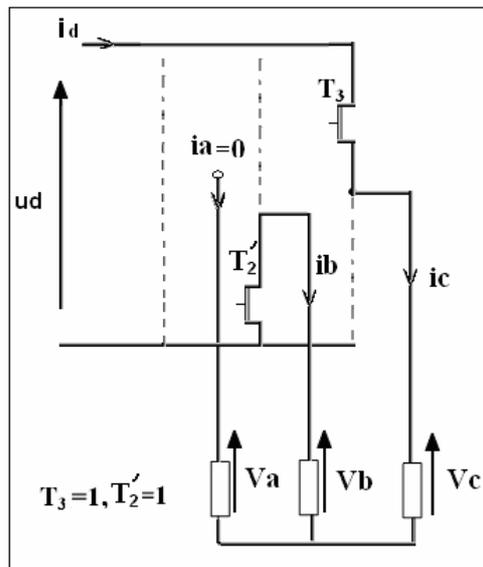


Figure 2.20

D'où on peut écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_c - v_b = u_d \\ i_b = -i_c \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (2.79)$$

On remplace v_b et v_c par leurs expressions (2.19) on aura :

$$R(i_c - i_b) + (L - M) \left(\frac{di_c}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right) + (e_c - e_b) = u_d \quad (2.80)$$

Et

$$i_b = -i_c \quad (2.81)$$

On substitue (2.81) dans (2.80) on obtient :

$$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{(L - M)} \left[-Ri_c - \frac{(e_c - e_b)}{2} + \frac{u_d}{2} \right] \\ i_b = -i_c \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (2.82)$$

2.7. Paramètres du moteur choisi pour la simulation :

Comme la plupart des moteurs BLDC sont orientés vers des applications de basse puissance alors le moteur choisi pour la simulation est construit pour les faibles puissances le tableau (2.3) présente les paramètres nécessaires pour faire la simulation :

Les paramètres du moteur étudié		Valeurs
La résistance de phase	R [Ω]	4
L'inductance propre de phase	L [H]	0.0014
Le moment d'inertie	J [N/m^2]	$4.65 * 10^{-6}$
Le constant du couple résistant	k_{cr} [N.m/A]	$1.6667 * 10^{-4}$
Le constant du couple électromagnétique	k_e [N.m/A]	$26.1 * 10^{-3}$
Le coefficient de frottement	f [Nm.s/rad]	$1.5 * 10^{-6}$
L'inductance mutuelle	M [H]	- 0.000466
La tension max	U_d [V]	24
Le courant max	I_d [A]	2

Tableau 2.3 : paramètres du moteur utilisé

Le coefficient de mutuelle induction M peut être exprimé en fonction du coefficient L :
 Quand les conducteurs d'enroulement sont massés dans la même encoche : $M = -L / 3$ [10]

2.8. Simulation en boucle ouverte :

Nous avons établi les équations de fonctionnement de l'ensemble commutateur - Moteur. Un programme de simulation de la dynamique du moteur BLDC est développé sous l'environnement Matlab/Simulink permettant 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 trois parties :

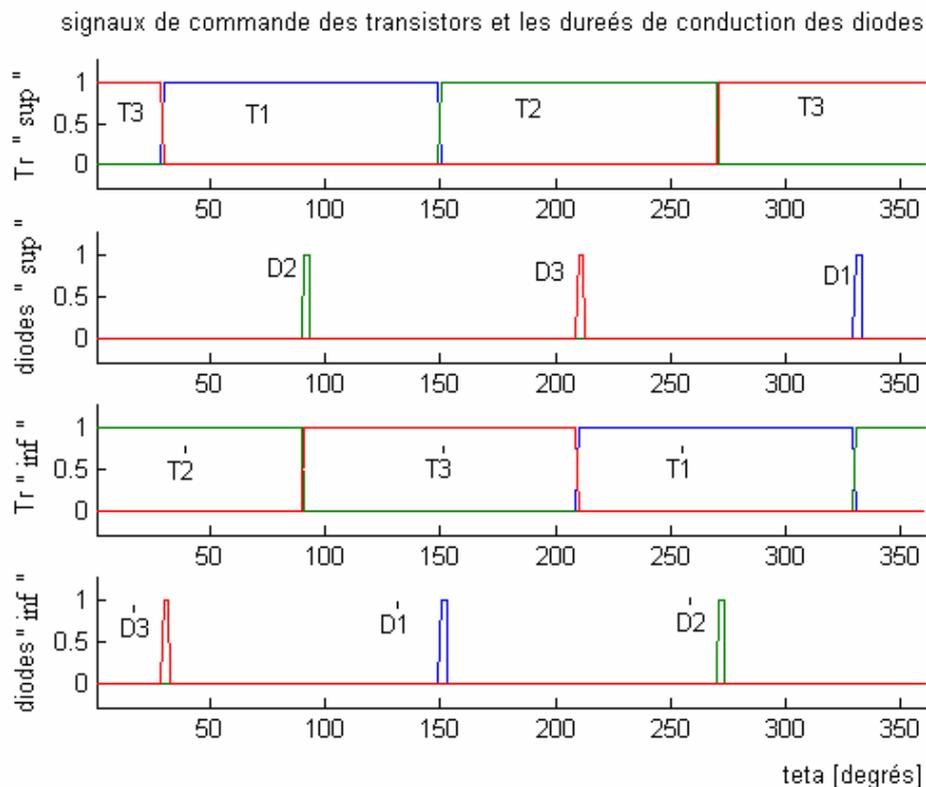
- 1- Le régime statique
- 2- Le régime de démarrage
- 3- Influence des paramètres

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

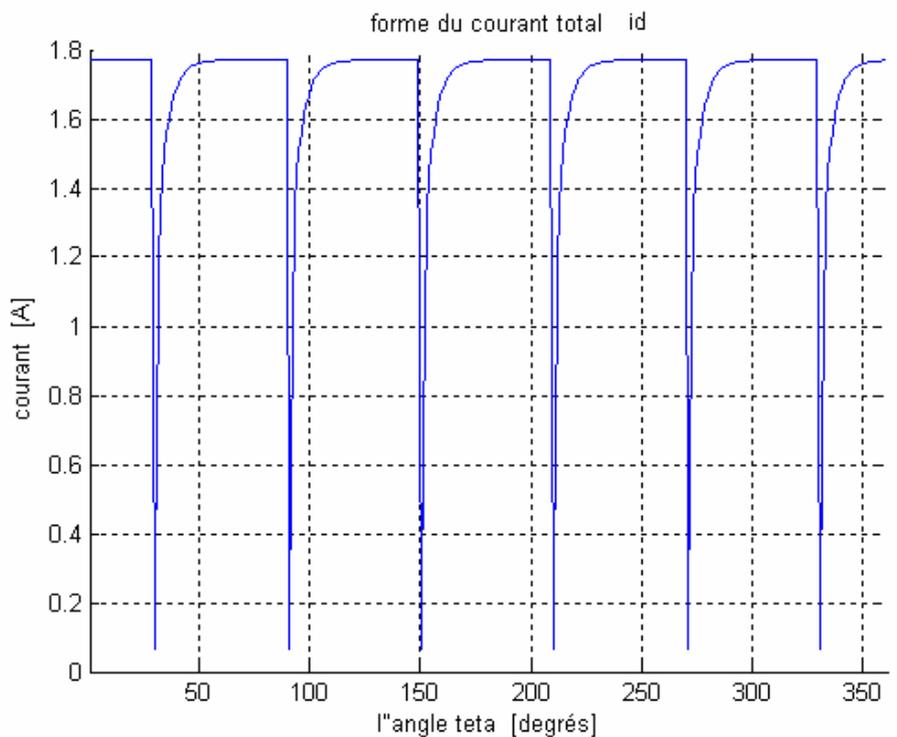
2.8.1 Résultats en régime statique :

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.

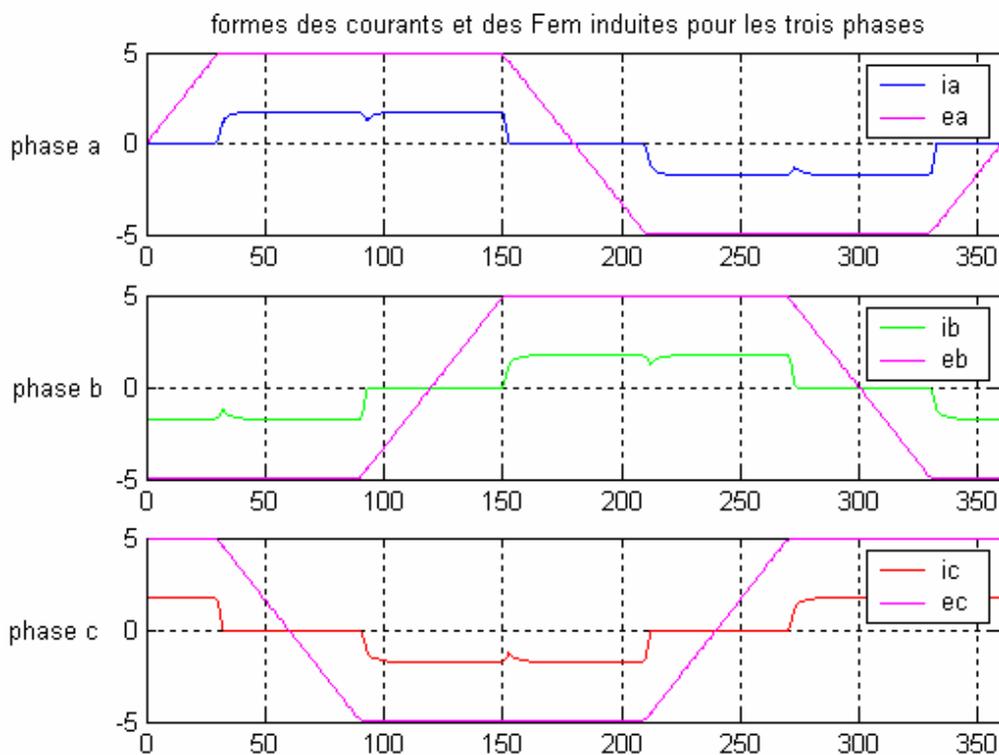
On considère que le moteur fonctionne en régime statique et tourne à la vitesse constante de 1800 tr/mn et il est alimenté à la tension nominale $U_n=24$ V. Le commutateur sélectionne la connexion des phases selon la séquence directe de la figure (2.21.a). On obtient un courant continu i_d à l'entrée du commutateur selon la figure (2.21.b) où il apparaît une discontinuité de faible durée au moment de la commutation entre 2 phases donc pendant la durée de conduction des diodes. Les Fem induites avec les courants de phases apparaissent à la figure (2.21.c). On voit que la Fem d'une phase est constante pendant la même durée où le courant de cette phase est constante. Cette disposition conduit à la production d'un couple maximal.



-a-: Signaux des transistors



-b- Courant i_d

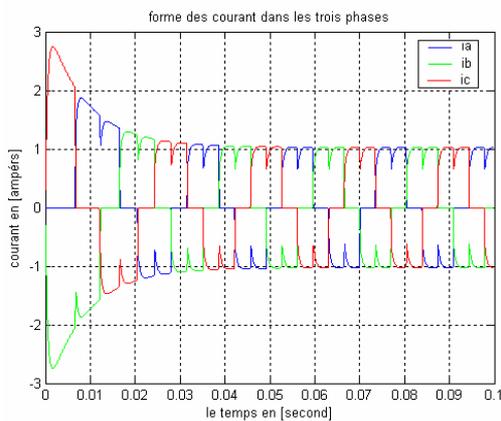


-c- Fem et courants

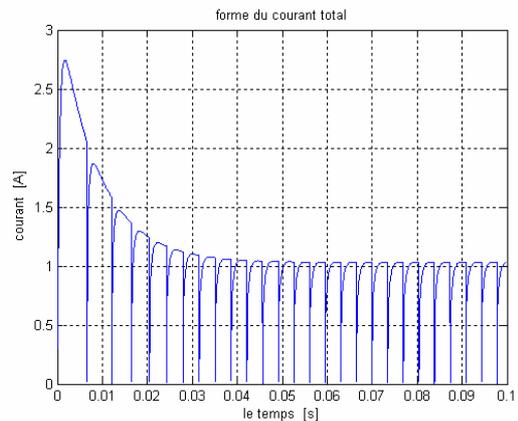
Figure 2.21 : Simulation en régime statique

2.8.2. Démarrage du moteur :

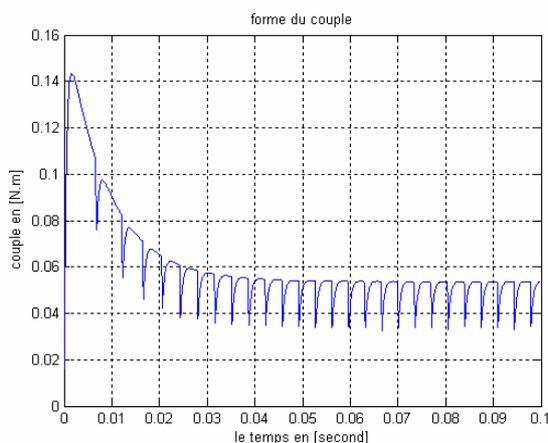
Le moteur étant initialement à l'arrêt, on applique à l'entrée du commutateur la tension continue $U_d=24$ V. Le commutateur connecte les enroulements (a, b, c) selon la séquence directe de la figure (2.21.a). En conséquence, on obtient les courants dans les trois enroulements selon la figure (2.22.a) et le courant continu i_d selon la figure (2.22.b). Il apparaît que le couple C_e suit la même forme que celle du courant continu i_d figure (2.22.c), ce qui est conforme à celui fourni par un moteur à courant continu classique (à excitation indépendante). La vitesse du moteur démarre de la valeur nulle et se stabilise à 3000 Tr/mn figure (2.22.d), il apparaît une faible ondulation due à la présence de la discontinuité au niveau du courant i_d . Pour atténuer son effet il faudrait surtout réduire la durée de cette discontinuité. Le courant dans la phase a et sa Fem correspondante sont données par la figure (2.22.e).



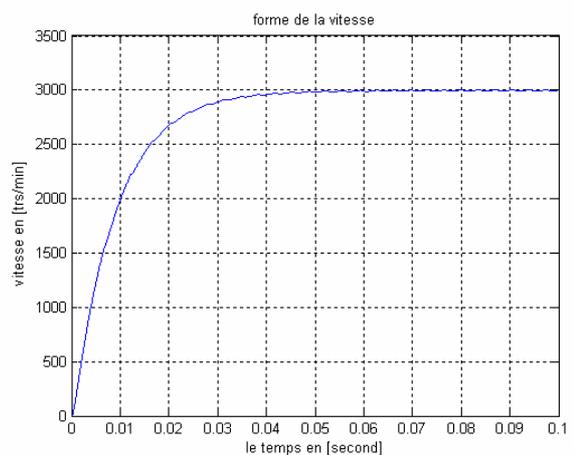
-a- Les courants des trois phases



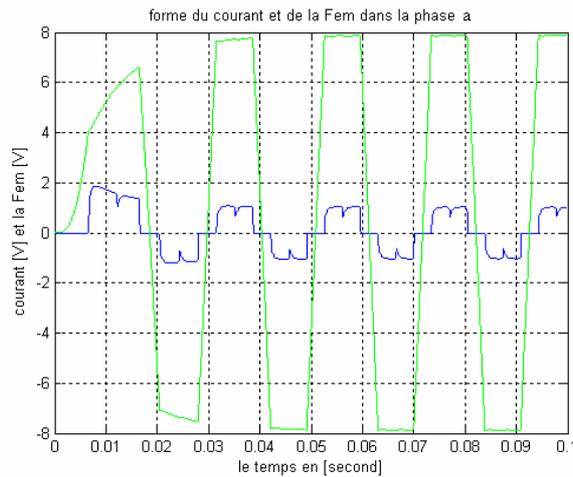
-b- Le courant i_d



-c- Le couple C_e



-d- La vitesse



-e- Courant i_a et Fem e_a

Figure 2.22 : Simulation pour le démarrage du moteur.

2.8.2.1. Analyses et commentaires :

On remarque que le courant total est de forme continue, mais qui présente une discontinuité ce qui donne un couple de même forme, a fin d'avoir un couple lissé, il faut créer les conditions qui atténuent la durée de la discontinuité.

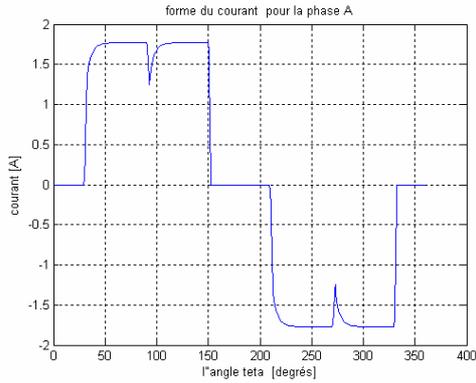
On remarque aussi que les moteurs sans balais sont conçus de sorte que la Fem induite d'une phase soit en phase avec le courant de la même phase et soit constant lorsque le courant est constant cette situation produit un couple optimal dans un moteur .

La simulation montre que les perturbations au niveau du courant influent directement sur le couple. Les ondulations du couple se répercutent directement sur la vitesse qui présente aussi des ondulations.

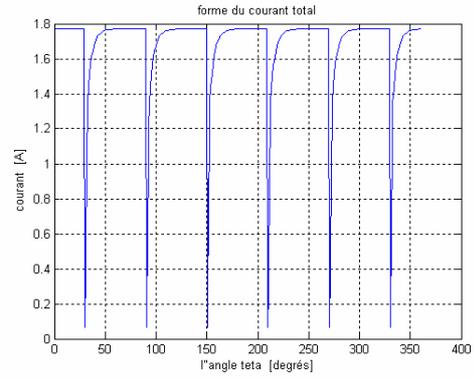
2.8.3. Influence des paramètres de la machine sur la forme du courant :

Pour voir les facteurs influençant sur la forme des courants, on agit sur la résistance ainsi que l'inductance de phase, en examinant par exemple le courant de la phase a, on aura les résultats suivants :

⚡ La résistance $R=4 \Omega$; l'inductance $L=0.0014 \text{ H}$:

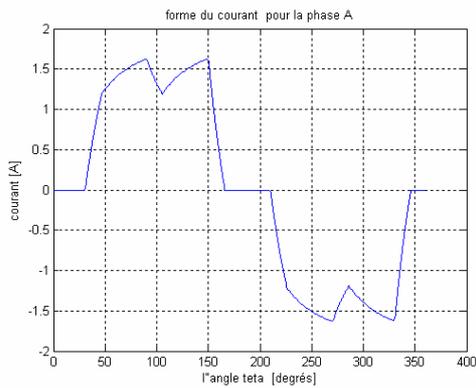


-a- Courant i_a

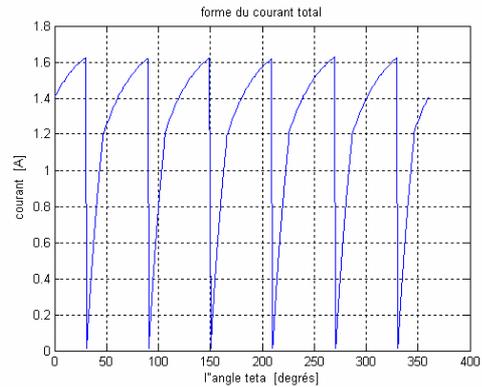


-b- Courant i_d

⚡ La résistance $R=4 \Omega$; l'inductance $L=0.009 \text{ [H]}$:

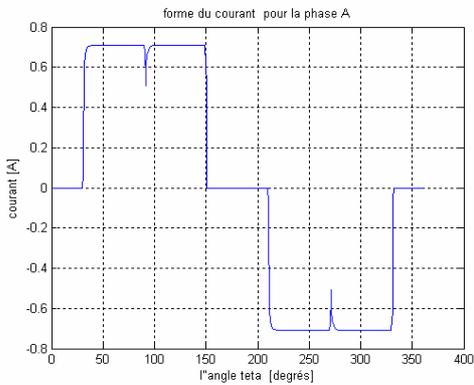


-c- Courant i_a

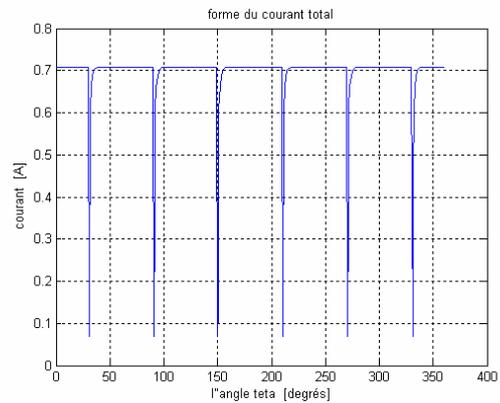


-d- Courant i_d

⚡ La résistance $R=10 \Omega$; l'inductance $L=0.0014 \text{ [H]}$:



-e- Courant i_a



-f- Courant i_d

Figure 2.23 : Influence des paramètres du moteur sur les formes des courants.

2.8.3.1. Analyses et commentaires:

2.8.3.1.1. Influence de l'inductance :

On remarque que lorsque l'inductance de phase L est grande la forme du courant se déforme et devient ondulatoire et donc la forme du courant de phase s'éloigne de sa forme idéale.

2.8.3.1.2. Influence de la résistance :

On remarque que lorsque la résistance de phase R est grande l'ondulation diminue et la forme du courant se rapproche du courant idéale, ainsi que l'amplitude du courant diminue.

Donc c'est la constante de temps électrique $\tau_e = L/R$ qui détermine la durée de la discontinuité. Pour une constante de temps élevée, la durée de discontinuité est importante. Comme la durée de la discontinuité influence sur l'ondulation de la vitesse, il faudrait pour une machine donnée que la valeur de τ_e amène à une ondulation de vitesse négligeable, pour cela les petites machines BLDC ont des fortes résistances et des faibles inductances.

2.9. Conclusion :

Nous avons traité dans ce chapitre le fonctionnement du moteur dans le sens direct, d'abord on a choisi la bonne séquence d'allumage des transistors, on a établi par la suite les équations régissent le fonctionnement du moteur ces équations, sont injectés dans un programme de simulation, ce dernier nous a donné des résultats proches du fonctionnement réelle du moteur.

On a montré dans ce chapitre que les paramètres de la machine peuvent influencer sur le comportement dynamique du BLDC, alors les constructeurs produisent des moteurs de tel sort que leur résistance soit suffisamment grandes et leurs inductances soient faibles pour avoir la forme rectangulaire du courant ainsi leur Fem soit trapézoïdale en phase avec le courant pour diminuer l'ondulation du couple.

Chapitre 3

Modélisation du BLDC
pour le fonctionnement
dans le sens de rotation
inverse

3.1. Introduction :

Comme la plupart des applications du moteur Brushless exigent que le mouvement se fasse dans les deux sens et d'autre part le sens inverse s'obtient en inversant la séquence d'allumage des transistors du commutateur, alors le modèle précédent ne sera pas valable pour la simulation en sens inverse. Il faut donc procéder de la même façon qu'au chapitre précédent mais en inversant la séquence pour déterminer le modèle valable pour ce sens. Ceci fait l'objet de ce chapitre.

3.2. La séquence inverse:

Dans la commande à 120° en sens inverse seulement deux phases du moteur sont alimentées durant un intervalle de 60° d'angle électrique. On suppose que la position est détectée avec les capteurs à effet hall avec une résolution de 60° figure (3.1). 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.

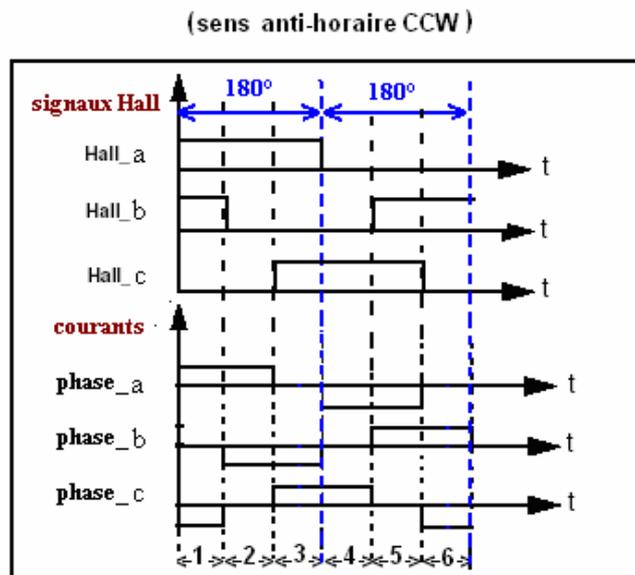


Figure3.1 : Signaux hall avec les formes idéales des courants

Alors les signaux de commande des transistors pour le sens inverse sont illustrés par figure (3.2)

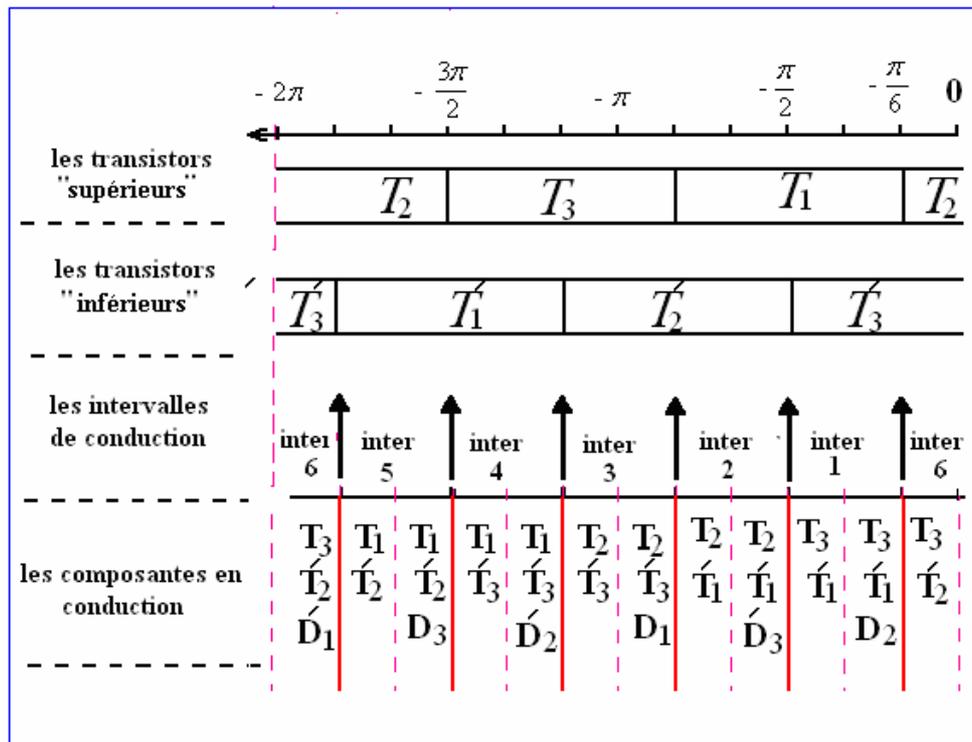


Figure 3.2 : Séquence d'allumage inverse des transistors du commutateur

La séquence des phases alimentées sur une période est donnée par le tableau (3.1).

intervalles	1	2	3	4	5	6
Phases excitées	ac	ab	cb	ca	ba	bc

Tableau 3.1 : La séquence des phases alimentées sur une période.

3.3. Forces électromotrices :

Vue la forme de l'induction magnétique produite par l'inducteur, les Fem ont une forme trapézoïdale, le courant dans une phase doit être positif/négatif quand la f.e.m dans cette phase est positive/négative et présente sa partie plate, ceci correspond au fonctionnement moteur dans le sens inverse. Donc du Tableau (3.1), on peut déduire le schéma des Fem et des courants typique qui sont illustrés par la figure (3.3). Alors les expressions des Fem s'obtient à partir de la figure (3.3), et elles sont exprimées comme l'indique le tableau (3.2).

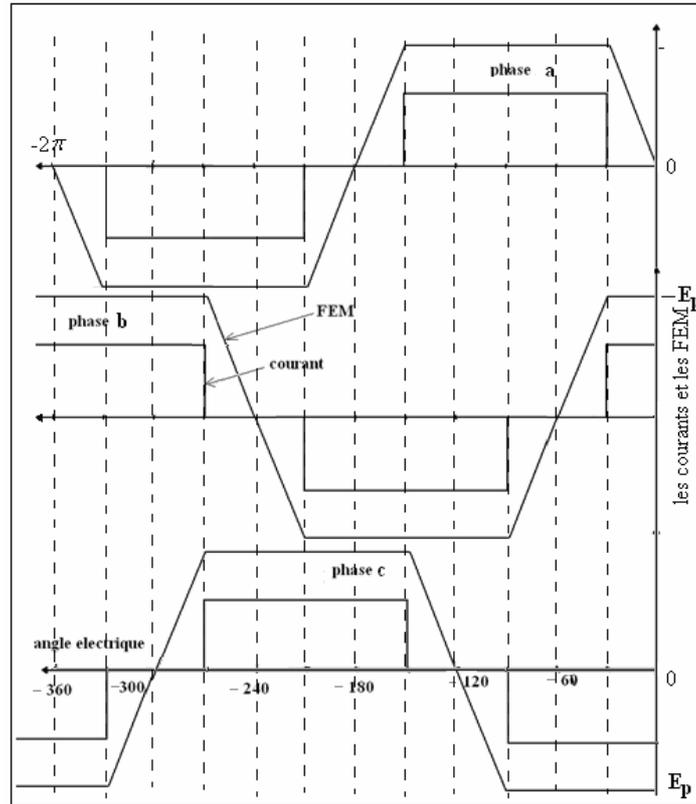


Figure 3.3 : Les formes des Fem et des courants typiques dans les trois phases

Angle (θ)	Fem de la phase a e_a	Fem de la phase b e_b	Fem de la phase c e_c
$\left[0 \quad -\frac{\pi}{6} \right]$	$\frac{6E_p}{\pi} \theta$	$-E_p$	E_p
$\left[-\frac{\pi}{6} \quad -\frac{\pi}{2} \right]$	$-E_p$	$-\frac{6E_p}{\pi} \theta - 2E_p$	E_p
$\left[-\frac{\pi}{2} \quad -\frac{5\pi}{6} \right]$	$-E_p$	E_p	$\frac{6E_p}{\pi} \theta + 4E_p$
$\left[-\frac{5\pi}{6} \quad -\frac{7\pi}{6} \right]$	$-\frac{6E_p}{\pi} \theta - 6E_p$	E_p	$-E_p$
$\left[-\frac{7\pi}{6} \quad -\frac{3\pi}{2} \right]$	E_p	$\frac{6E_p}{\pi} \theta + 8E_p$	$-E_p$
$\left[-\frac{3\pi}{2} \quad -\frac{11\pi}{6} \right]$	E_p	$-E_p$	$-\frac{6E_p}{\pi} \theta - 10E_p$
$\left[-\frac{3\pi}{2} \quad -\frac{11\pi}{6} \right]$	$\frac{6E_p}{\pi} \theta + 12E_p$	$-E_p$	E_p

Tableau 3.2: Les expressions des différents Fem's durant les six intervalles

On remarque que la partie négative de la Fem dans la figure (3.3) correspondant à E_p dans le tableau (3.2) et non pas à $-E_p$, ceci est normale car la vitesse cette fois est négative et on a $E_p = k_e \cdot w_r$.

3.4. L'équation mécanique :

L'équation mécanique et l'équation du couple établies pour le sens direct reste valables pour le sens inverse on a :

$$J \frac{dw_r}{dt} = C_e - fw_r - C_r \quad (3.1)$$

Le couple est donné par :

$$C_e = \frac{e_a i_a + e_b i_a + e_c i_c}{w_r} \quad (3.2)$$

3.5. Les équations des courants de phase :

Les mêmes étapes ont été suivi pour déterminer les courants des phases (i_a, i_b, i_c) ainsi que les tensions (v_a, v_b, v_c). Pour ne pas refaire le même travail, on a résumé tous ça dans le tableau (3.3).

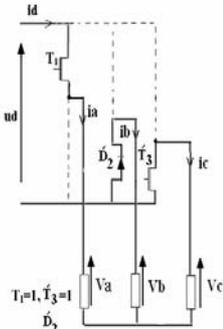
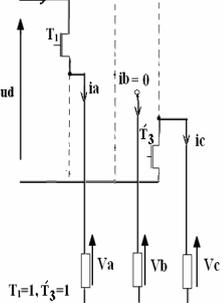
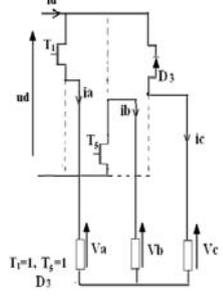
Dans ce qui suit, on va donner les équations des courants ainsi que les tension de phases et les composants en conduction pour chaque sous intervalle.

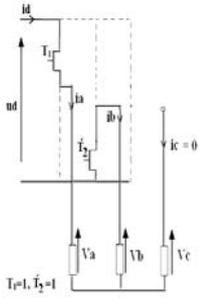
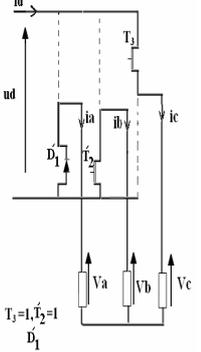
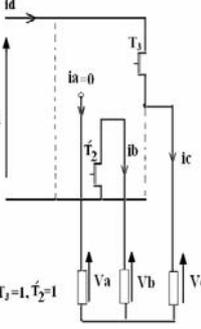
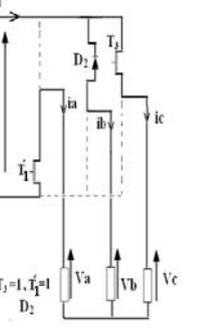
Pour chaque premier sous intervalle le courant principale i_d circule dans les deux phases excitées à travers les deux transistors allumés, un courant temporaire circule dans la troisième phase à travers un des deux transistors et une diode de roue libre est entrée en conduction.

La diode supérieure d'une branche rentre en conduction lorsque le transistor inférieur de la même branche vient de s'ouvrir et vice versa.

Dans le deuxième sous intervalle, le courant i_d circule dans les deux phases excitées, la diode est bloquée, le courant s'annule dans la troisième phase.

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

LES INTERVALLES	LES SOUS INTERVALLES AVEC LES COMPOSANTS CONDUCTION	LES EQUATIONS DES COURANTS DES PHASES	LES SCHEMAS
<p>Intervalle 1</p> $-\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq -\frac{\pi}{6}$	<p>Sous intervalle 1</p> <p>T_1, T_3' et D_2'</p>	$V^T = \begin{bmatrix} \frac{2u_d}{3} & \frac{-u_d}{3} & \frac{-u_d}{3} \end{bmatrix} \quad (3.3)$ $\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_a + \frac{(-2e_a + e_b + e_c)}{3} + \frac{2u_d}{3} \right] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_b + \frac{(-2e_b + e_c + e_a)}{3} - \frac{u_d}{3} \right] \\ i_c = -i_a - i_b \end{cases} \quad (3.4)$	 <p>Figure 3.4.a</p>
	<p>Sous intervalle 2</p> <p>T_1 et T_3'</p>	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_a - \frac{(e_a - e_c)}{2} + \frac{u_d}{2} \right] \\ i_c = -i_a \\ i_b = 0 \end{cases} \quad (3.5)$	 <p>Figure 3.4.b</p>
<p>Intervalle 2</p> $-\frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq -\frac{\pi}{2}$	<p>Sous intervalle 1</p> <p>T_1, T_2' et D_3</p>	$V^T = \begin{bmatrix} \frac{u_d}{3} & \frac{-2 \cdot u_d}{3} & \frac{u_d}{3} \end{bmatrix} \quad (3.6)$ $\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_a + \frac{(-2e_a + e_b + e_c)}{3} + \frac{u_d}{3} \right] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_c + \frac{(-2e_c + e_b + e_a)}{3} + \frac{u_d}{3} \right] \\ i_b = -i_a - i_c \end{cases} \quad (3.7)$	 <p>Figure 3.5.a</p>

	<p>Sous intervalle 2</p> <p>T_1 et T_2'</p>	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_a - \frac{(e_a - e_b)}{2} + \frac{u_d}{2} \right] \\ i_b = -i_a \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (3.8)$	 <p>Figure 3.5.b</p>
<p>Intervalle 3</p> <p>$-\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq -\frac{5\pi}{6}$</p>	<p>Sous intervalle 1</p> <p>T_3, T_2' et D_1'</p>	$V^T = \begin{bmatrix} -\frac{u}{3} & -\frac{u_d}{3} & \frac{2 \cdot u_d}{3} \end{bmatrix} \quad (3.9)$ $\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_a + \frac{(-2e_a + e_b + e_c)}{3} - \frac{u_d}{3} \right] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_c + \frac{(-2e_c + e_b + e_a)}{3} + \frac{2u_d}{3} \right] \\ i_b = -i_a - i_c \end{cases} \quad (3.10)$	 <p>Figure 3.6.a</p>
	<p>Sous intervalle 2</p> <p>T_3 et T_2'</p>	$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_c - \frac{(e_c - e_b)}{2} + \frac{u_d}{2} \right] \\ i_b = -i_c \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (3.11)$	 <p>Figure 3.6.b</p>
<p>Intervalle 4</p> <p>$-\frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq -\frac{7\pi}{6}$</p>	<p>Sous intervalle 1</p> <p>T_3 et T_1' et D_2</p>	$V^T = \begin{bmatrix} -\frac{2 \cdot u_d}{3} & \frac{u_d}{3} & \frac{u_d}{3} \end{bmatrix} \quad (3.12)$ $\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_b + \frac{(-2e_b + e_a + e_c)}{3} + \frac{u_d}{3} \right] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_c + \frac{(-2e_c + e_a + e_b)}{3} + \frac{u_d}{3} \right] \\ i_a = -i_b - i_c \end{cases} \quad (3.13)$	 <p>Figure 3.7.a</p>

	<p>Sous intervalle 2</p> <p>T_3 et T_1'</p>	$\begin{cases} \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_c - \frac{(e_c - e_a)}{2} + \frac{u_d}{2} \right] \\ i_a = -i_c \\ i_b = 0 \end{cases} \quad (3.14)$	<p>Figure 3.7.b</p>
<p>Intervalle 5</p> <p>$-\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq -\frac{3\pi}{2}$</p>	<p>Sous intervalle 1</p> <p>T_2, T_1' et D_3</p>	$V^T = \begin{bmatrix} -\frac{u_d}{3} & \frac{2 \cdot u_d}{3} & -\frac{u_d}{3} \end{bmatrix} \quad (3.15)$ $\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_b + \frac{(-2e_b + e_c + e_a)}{3} + \frac{2u_d}{3} \right] \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_c + \frac{(-2e_c + e_b + e_a)}{3} - \frac{u_d}{3} \right] \\ i_a = -i_b - i_c \end{cases} \quad (3.16)$	<p>Figure 3.8.a</p>
	<p>Sous intervalle 2</p> <p>T_2 et T_1'</p>	$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_b - \frac{(e_b - e_a)}{2} + \frac{u_d}{2} \right] \\ i_a = -i_b \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (3.17)$	<p>Figure 3.8.b</p>
<p>Intervalle 6</p> <p>$-2\pi \leq \theta \leq -\frac{11\pi}{6}$</p>	<p>Sous intervalle 1</p> <p>T_2, T_3' et D_1</p>	$V^T = \begin{bmatrix} \frac{u_d}{3} & \frac{u_d}{3} & -\frac{2 \cdot u_d}{3} \end{bmatrix} \quad (3.18)$ $\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_a + \frac{(-2e_a + e_b + e_c)}{3} + \frac{u_d}{3} \right] \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_b + \frac{(-2e_b + e_c + e_a)}{3} + \frac{u_d}{3} \right] \\ i_c = -i_a - i_b \end{cases} \quad (3.19)$	<p>Figure 3.9.a</p>

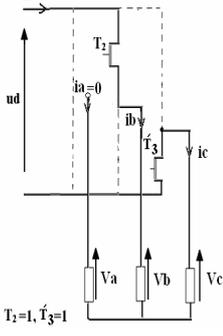
	<p>Sous intervalle 2</p> <p>T_2 et T_3</p>	$\begin{cases} \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{(L-M)} \left[-Ri_b - \frac{(e_b - e_c)}{2} + \frac{u_d}{2} \right] \\ i_c = -i_b \\ i_a = 0 \end{cases} \quad (3.20)$	 <p>Figure 3.9.a</p>
--	--	--	---

Tableau 3.3 : Les équations des courants de phase pour les intervalles de fonctionnement du BLDC en sens inverse.

3.6. Résultats de simulation :

Nous avons établi les équations de fonctionnement de l'ensemble commutateur – moteur pour la séquence inverse. Un programme de simulation du moteur BLDC en sens inverse est développés sous l'environnement Matlab/Simulink permettant de reproduire le couple du moteur, la vitesse, les courants dans les trois phases le courant total a l'entrée du commutateur, les Fem induites, ainsi que les signaux de commande des transistors et les durées de conduction des diodes.

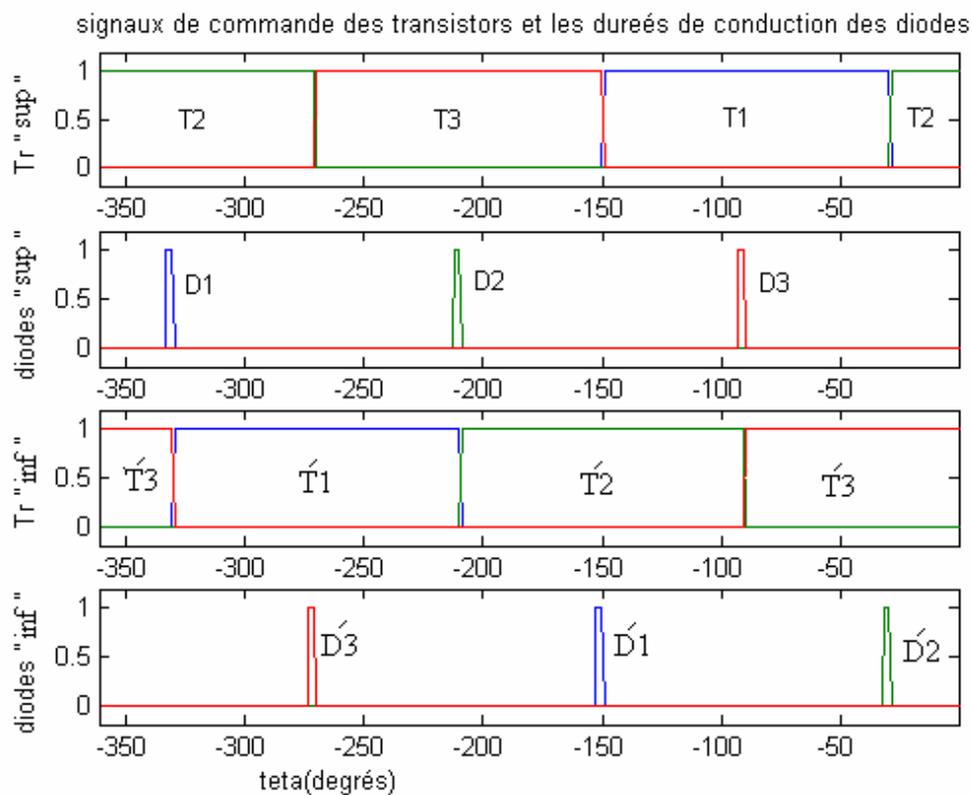
Cette simulation comporte deux parties :

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

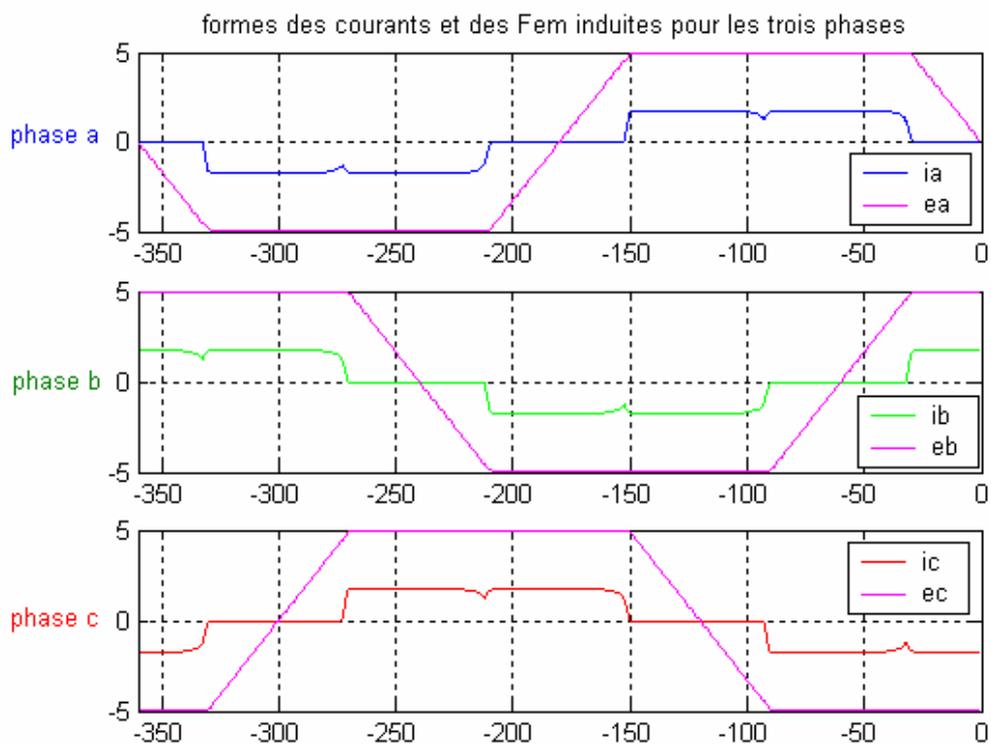
Les simulations sont effectuées avec un couple résistant proportionnelle à la vitesse.

3.6.1. Régime statique :

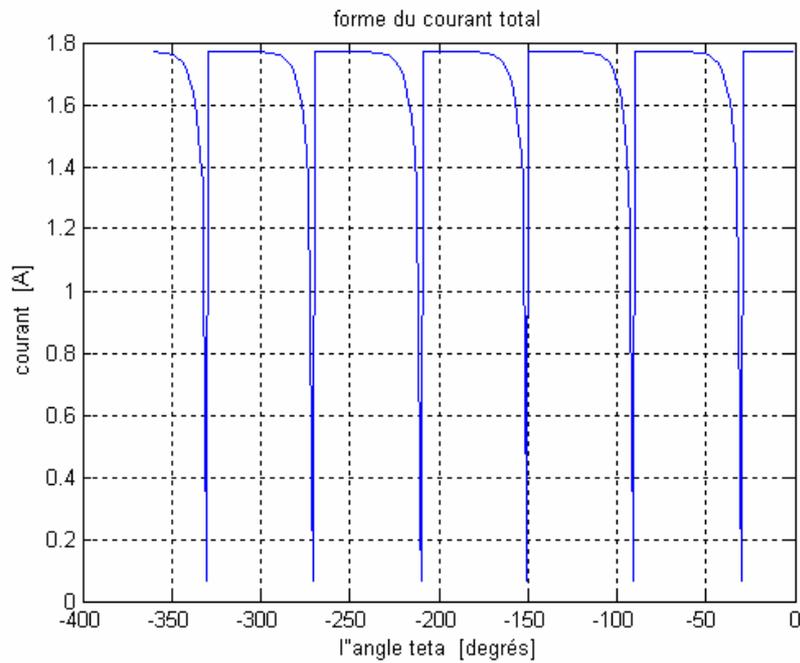
On considère que le moteur fonctionne en régime statique et tourne à la vitesse constante de -1800 tr/mn et il est alimenté à la tension nominale $U_n=24$ V. Le commutateur sélectionne la connexion des phases selon la séquence inverse de la figure (3.10.a). On obtient un courant continu i_d à l'entrée du commutateur selon la figure (3.10.b), où on voit l'apparition d'une discontinuité de faible durée au moment de la commutation entre 2 phases donc pendant la durée de conduction des diodes. Les Fem induites avec les courants de phases apparaissent à la figure (3.10.c). On voit que la Fem d'une phase est constante pendant la même durée où le courant de cette phase est constant. Cette situation conduit à la production d'un couple optimal.



-a- Signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes



-b- Fem et courants dans les trois phases

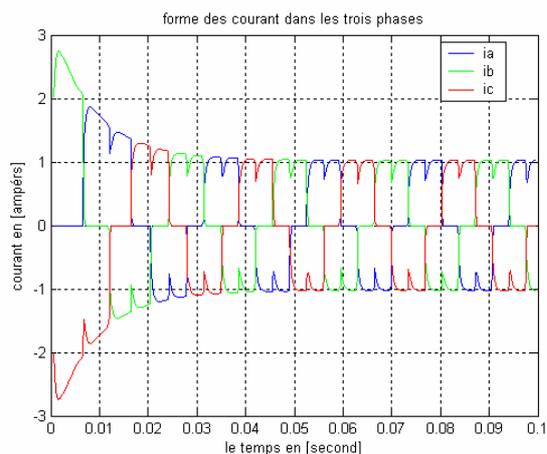


-c- Courant i_d

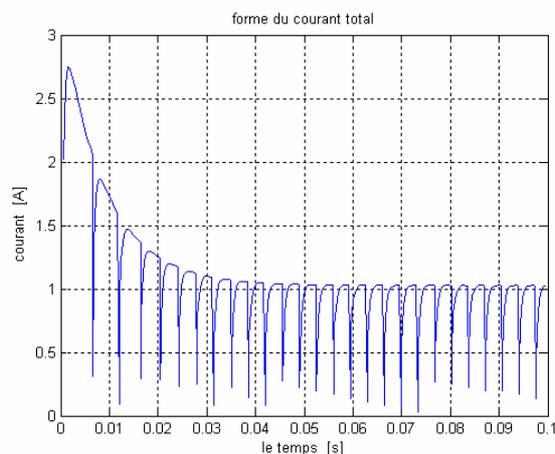
Figure 3.10 : Résultats en régime statique

3.6.2. Démarrage du moteur :

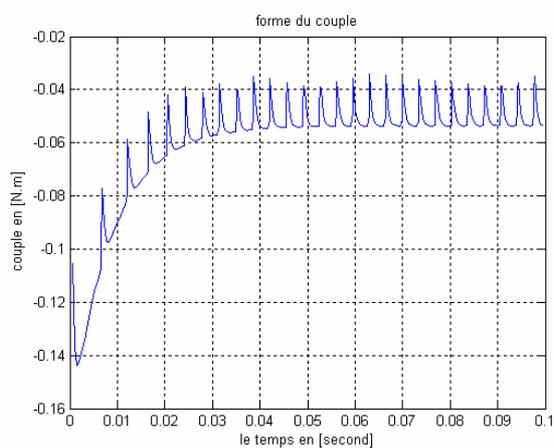
Le moteur étant initialement à l'arrêt, on applique à l'entrée du commutateur la tension continue $U_d=24$ V. Le commutateur connecte les enroulements (a, b, c) selon la séquence inverse de la figure (3.10.a). En conséquence, on obtient les courants dans les trois enroulements selon la figure (3.11.a) et le courant continu i_d selon la figure (3.11.b), il apparaît un couple C_e proportionnel au courant i_d avec un signe moins prés comme l'indique la figure (3.11.c). La vitesse du moteur démarre de la valeur nulle et se stabilise à -3000 Tr/mn figure (3.11.d), il apparaît une faible ondulation due à la présence de l'ondulation au niveau du couple C_e . Le courant dans la phase **a** et sa Fem correspondante sont données par la figure (3.11.e).



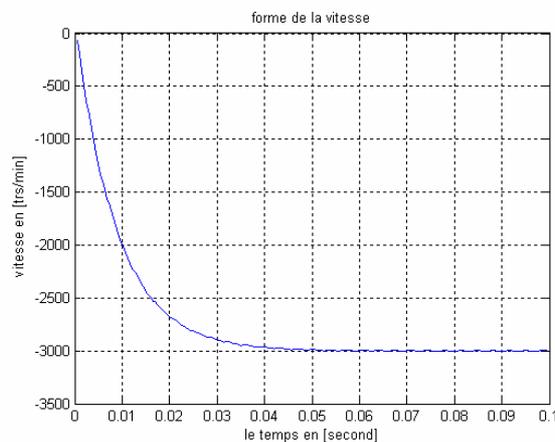
-a- Les courants i_a, i_b, i_c



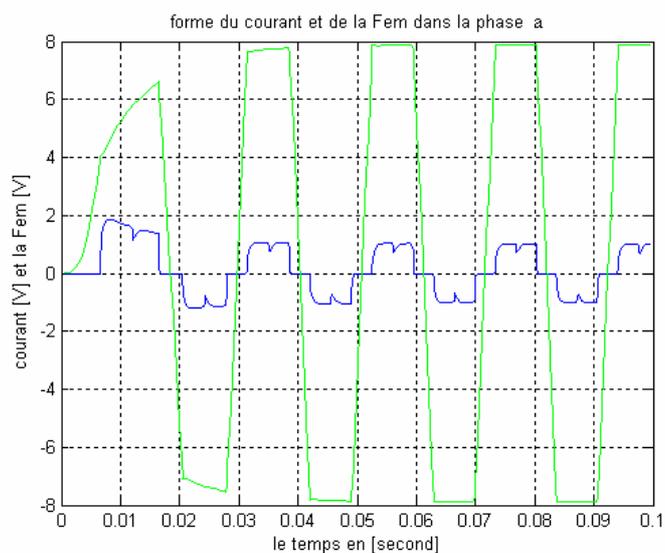
-b- Le courant i_d



-c- Le couple C_e



-d- La vitesse w_r



-e- La Fem e_a et le courant i_a

Figure 3.11 : Résultats pour le régime de démarrage

3.6.3. Analyses et commentaires :

Cette fois on remarque que le couple n'a pas le même signe que le courant à l'entrée du commutateur. Ce ci est normal car le couple est donné par le rapport de la puissance à la vitesse, comme la puissance est positive alors le couple prend le signe négatif de la vitesse ce qui n'est pas conforme au résultat obtenu pour le moteur à courant continu classique où le couple est de même signe que le courant i_d .

3.6.4. Conclusion :

On a montré dans ce chapitre 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 la variation 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 u_d entre 0 et 24 volts. Le courant reste positif sauf pour le freinage où le courant devient négatif.

Chapitre 4

Commande en vitesse et en position du BLDC

4.1. Introduction :

L'objectif principal de ce chapitre est de présenter une solution d'asservissement en vitesse et en couple de la machine BLDC permettant d'atteindre les performances exigées d'un servo-entraînement. On abordera successivement la modélisation de la machine BLDC où deux enroulements sont toujours alimentés en vue de synthétiser les régulateurs de vitesse et de courant, avant d'étudier son alimentation par variateur de courant continu. Un modèle dynamique de ce dernier sera obtenu. Il sera alors possible de se pencher sur la question de l'asservissement de couple puis enfin sur celui de la vitesse/position pour lesquels la solution classique de régulation en cascade sera proposée. Pour cette structure la variable principale est la vitesse et la variable auxiliaire est le courant. Pour ce dernier, une stratégie de commande est proposée qui consiste à asservir le courant continu à l'entrée du commutateur.

4.2. Modèle du BLDC lorsque deux phases sont alimentées :

On peut supposé qu'à chaque instant on a seulement deux phases alimentées [4]. En régime dynamique, il faut tenir compte de la mutuelle induction entre les enroulements [10], 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 :

$$u_d = (e_a - e_b) + 2R_{ph}i_d + 2L_{ph}\frac{di_d}{dt} - 2M\frac{di_d}{dt} \quad (4.1)$$

Ou encore :

$$u_d = (e_a - e_b) + 2R_{ph}i_d + 2(L_{ph} - M)\frac{di_d}{dt} \quad (4.2)$$

Tel que :

$$\begin{cases} e_a = E_p \\ e_b = -E_p \end{cases} \quad (4.3)$$

Où L_{ph} et R_{ph} sont respectivement l'inductance et la résistance de phase.

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

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

E_p : est la valeur crête de la Fem induite dans chaque phase, dont l'expression est proportionnelle à la vitesse :

$$E_p = k_e \cdot \omega_r \quad (4.4)$$

Donc le modèle devient :

$$u_d = 2E_p + 2R_{ph}i_d + 2(L_{ph} - M) \frac{di_d}{dt} \quad (4.5)$$

Pour simplifier l'expression (4.5) on pose :

$$R = 2R_{ph}$$

$$L = 2(L_{ph} - M)$$

$$E = 2E_p$$

Alors le modèle devient :

$$u_d = E + Ri_d + L \frac{di_d}{dt} \quad (4.6)$$

Avec:

$$E = 2.E_p = 2k_e w_r = k_v \cdot w_r \quad \text{et} \quad k_v = 2k_e \quad (4.7) \text{ et } (4.8)$$

L'équation (4.6) est identique à celle d'une machine à courant continu classique.

Alors l'expression du couple est :

$$C_e = \frac{(E_a - E_b)i_d}{w_r}$$

$$C_e = \frac{2.E_p \cdot i_d}{w_r} = \frac{2.k_e \cdot w_r \cdot i_d}{w_r} = k_v i_d \quad (4.9)$$

$$C_e = k_v \cdot i_d$$

Le modèle de la partie mécanique est :

$$J \frac{dw_r}{dt} = C_e - f \cdot w_r - C_r \quad (4.10)$$

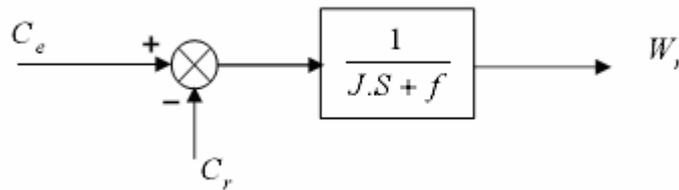


Figure 4.1 Modèle linéaire mécanique.

Tel que :

w_r : La vitesse angulaire en (rad / s).

C_e : Le couple électromagnétique développé en ($N \cdot m$).

C_r : Le couple de charge en ($N \cdot m$).

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

4.3. 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 (4.2) :

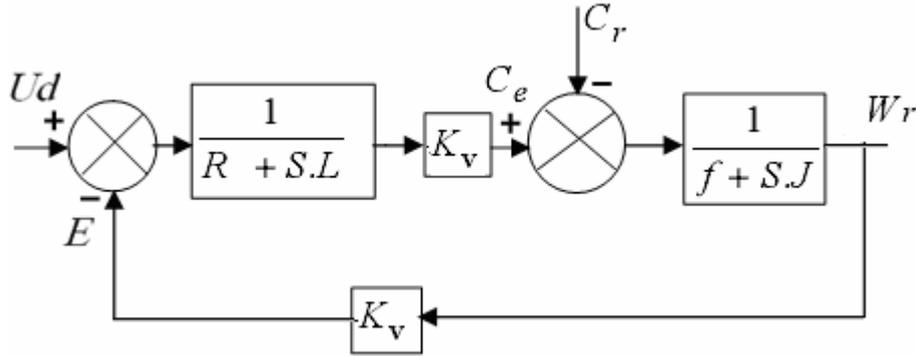


Figure 4.2 Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC

Si on considère le couple résistant comme une perturbation externe, la fonction de transfert entre la tension d'alimentation et la vitesse de rotation est la suivante [5] :

$$w_r(s) = \frac{k_v}{(R + s.L)(f + s.J) + k_v.k_v} U_d(s) - \frac{(R + s.L)}{(R + s.L)(f + s.J) + k_v.k_v} C_r(s) \quad (4.1)$$

Si on ne tient pas compte de la perturbation la fonction de transfert devient :

$$F_{bo}(s) = \frac{w_r(s)}{U_d(s)} = \frac{k_v}{(R + s.L)(f + s.J) + k_v.k_v} \quad (4.12)$$

Ou encore :

$$F_{bo}(s) = \frac{k_v}{f.R + k_v^2} \cdot \frac{1}{\frac{J.L}{f.R + k_v^2} s^2 + \left(\frac{J.R + f.L}{f.R + k_v^2} \right) .s + 1} \quad (4.13)$$

En négligeant le frottement visqueux ($f = 0$ ($N \cdot m / rad \cdot s^{-1}$)), cette fonction de transfert devient :

$$F_{bo}(s) = \frac{1}{k_v} \cdot \frac{1}{\frac{J.L}{k_v^2} s^2 + \left(\frac{J.R}{k_v^2} \right) .s + 1} \quad (4.14)$$

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

$$T_m = \frac{R \cdot J}{k_v^2} \quad (4.15)$$

$$T_e = \frac{L}{R} \quad (4.16)$$

La fonction de transfert prend la forme :

$$F_{bo}(s) = \frac{1}{k_v} \cdot \frac{1}{T_m T_e \cdot s^2 + T_m \cdot s + 1} \approx \frac{1}{k_v} \cdot \frac{1}{(1 + T_e \cdot s) \cdot (1 + T_m \cdot s)} \quad (4.17)$$

La constante de temps électrique T_e indique la rapidité avec laquelle le courant i_d peut être établi. Elle est souvent négligeable devant la constante de temps mécanique T_m , laquelle indique la rapidité avec laquelle la vitesse s'établit suite à une variation de la tension u_d . Dans le cas où $T_e \ll T_m$, soit pour L négligeable, on a [5] :

$$F_{bo}(s) = \frac{w_r(s)}{U_d(s)} \approx \frac{1}{k_v} \cdot \frac{1}{(1 + T_m \cdot s)} \quad (4.18)$$

Et le schéma fonctionnel de la figure (4.2) se réduit à celui de la figure (4.3)

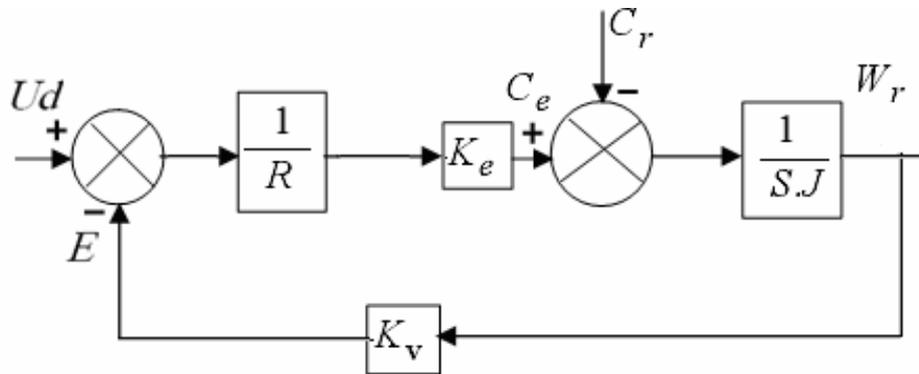


Figure. 4.3 Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC, lorsque l'inductance L est faible, ou que la constante de temps électrique T_e est beaucoup plus petite que la constante de temps mécanique T_m : $T_e = L/R \ll T_m = (R \cdot J / k_v^2)$

4.4. Structure du réglage de la vitesse :

Il est essentiel, dans le cadre des servo-entraînements de pouvoir contrôler le couple afin de contrôler la vitesse [5]. Alors 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 (4.4).

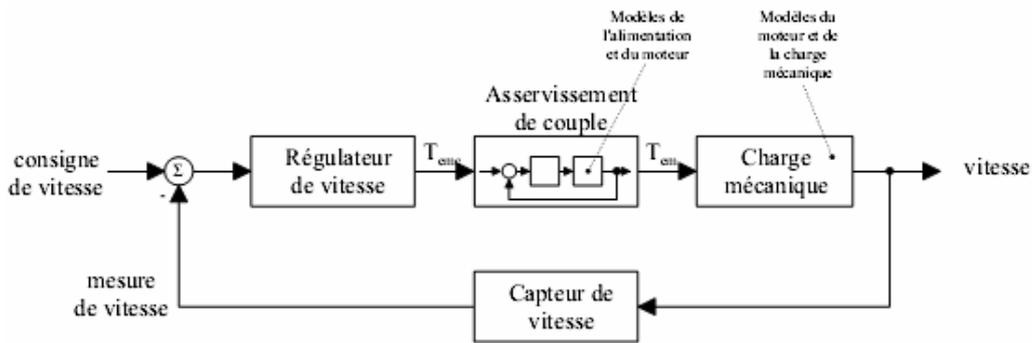


Figure 4.4 Structure de la régulation en cascade dans la machine BLDC

4.5. Choix de la technique d'asservissement du courant :

Le couple n'étant pas facilement mesurable (capteurs coûteux, encombrants, ne fonctionnant souvent qu'en régime statique) [5], on profite du fait que pour la machine BLDC le couple électromagnétique $C_e(t)$ est proportionnel au courant $i_d(t)$ traversant les deux phases alimentées. En conséquence, l'asservissement de couple peut être réalisé indirectement par un asservissement de courant (figure 4.4). On propose ci-après, la solution pour l'asservissement de courant, par un régulateur du type PI pour le courant total. Pour le choix de ce dernier, le modèle dynamique du moteur (§ 4.2) et du variateur (§ 4.6.4) seront mis à profit. Dont, on va détailler le principe de fonctionnement de ce régulateur figure (4.5), le régulateur de courant, constatant une erreur de courant, élabore une commande corrective correspondant à la tension à appliquer à la charge en vue d'annuler l'erreur [5].

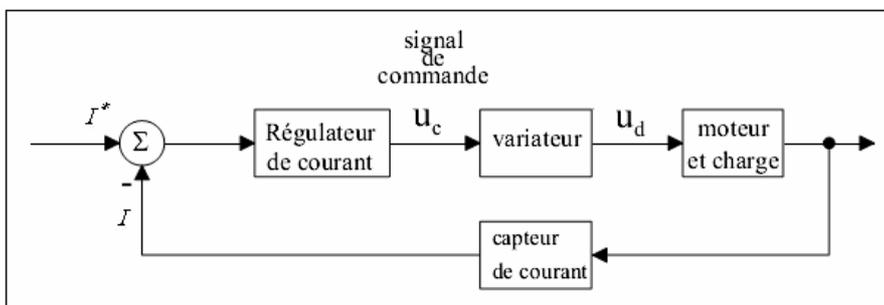


Figure 4.5 Schéma fonctionnel du système d'asservissement de courant d'un moteur BLDC.

4.6. Stratégie d'asservissement du courant total :

On a vu que la machine BLDC associée à son commutateur de puissance et sa logique de commande, a un comportement analogue à celui d'une machine à courant continu classique. On peut donc la commander en courant en faisant varier la tension d'alimentation continue u_d appliquée au commutateur, pour avoir un rendement correct on utilise en général un hacheur [19]. Pour avoir le fonctionnement dans les deux quadrants pour chacun des deux sens on doit utiliser un hacheur réversible en courant.

Le courant total à l'entrée du commutateur étant asservi à une consigne générée par le régulateur de vitesse, l'erreur entre la consigne et le courant mesuré est l'entrée d'un régulateur de courant du type PI, la sortie de ce dernier est la tension de commande u_c qui est comparée avec une porteuse de type dents de scie pour générer les signaux d'excitation des transistors du hacheur. Ce schéma d'asservissement du courant est représenté à la figure (4.6) où les différentes parties du schéma seront détaillées par la suite.

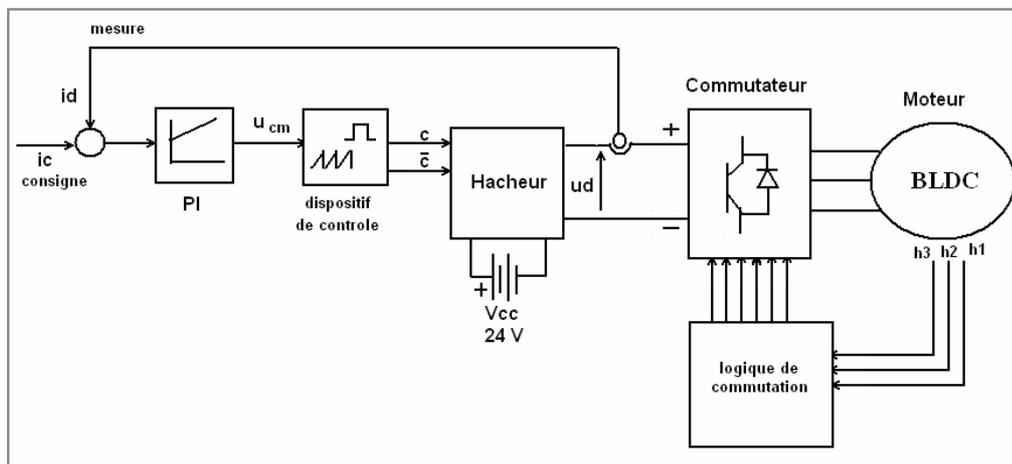


Figure 4.6 Schéma de principe pour l'asservissement du courant.

4.6.1. Principe du hacheur :

L'étage de puissance utilisé est nommé hacheur car son rôle est de découper une tension [19]

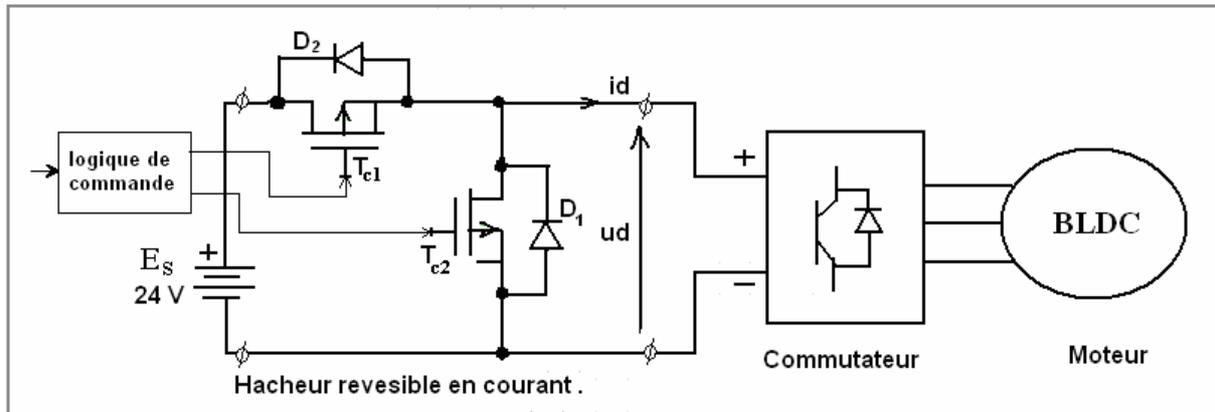


Figure 4.7 hacheur réversible en courant

On dispose d'une tension continue fixe E_s (issue d'un redresseur branché sur le secteur ou d'une batterie), deux transistors T_{c1}, T_{c2} , deux diodes D1, D2 et un circuit électronique (dispositif de contrôle), qui sera précisé par la suite, impose des basculements périodiques aux transistors. Deux modes de fonctionnement pour ce hacheur peuvent être décrit [13] :

Le mode normal «moteur» que soit dans le sens direct ou dans le sens inverse quand la vitesse et le couple sont de même signe, le transistor T_{c1} est commandé périodiquement avec un rapport cyclique α_1 . Il est facile de montrer que T_{c2} (n'est jamais fermé) est bloqué par la conduction de D1 et la diode D2 est bloquée par la conduction de T_{c1} . Le courant $i_d(t)$ est positif à chaque instant (dans la mesure où la conduction est continue et qu'il ne s'annule pas). Avec la même hypothèse, la tension moyenne aux bornes du commutateur est positive et vaut $U_d = \alpha_1 \cdot E_s$. Cela est indiqué par la figure (4.8.a) [13].

Le mode freinage, que soit dans le sens direct ou dans le sens inverse quand la vitesse est le couple sont de signe opposé c'est T_{c2} qui est commandé périodiquement avec le rapport cyclique α_2 . T_{c2} et D1 ne participent pas au fonctionnement du montage. Le courant $i_d(t)$ est négatif et la tension moyenne aux bornes du commutateur est positive et vaut $U_d = (1 - \alpha_2) \cdot E_s$. Cela est indiqué par la figure (4.8.b) [13].

Aux faibles couples, la conduction est assurée en partie ($i_d > 0$) par les composants T_{c1} , D1 du hacheur série et en partie (où $i_d < 0$) par les composants T_{c2} et D2 du hacheur parallèle. Ainsi, quelle que soit la valeur du couple, le courant $i_d(t)$ ne sera jamais interrompu.

Les formes d'ondes des diagrammes a, b et c ont été tracées avec la même valeur de U_d , ce qui conduit à la même vitesse (dans la mesure où les résistances peuvent être négligées). En examinant la séquence de fonctionnement des transistors dans le cas du diagramme (4.7.c) on remarque que le fonctionnement du montage est assuré pour une valeur quelconque du courant moyen, donc du couple, à condition de commander T_{c1} dès l'instant $t=0$ et pendant toute la durée $\alpha_1 T$ et pendant une durée $\alpha_2 T$ (donc jusqu'à la fin de la période) le transistor T_{c2} ne deviendra *effectivement passant* que lorsque le courant $i_d(t)$

prend la polarité correcte. Si cette double condition est réalisée (commande complémentaire), on peut écrire [13] :

$$\alpha_1 T + \alpha_2 T = T \text{ ou } \alpha_1 + \alpha_2 = 1 \quad (4.19)$$

Donc, la commande complémentaire permet d'assurer la continuité de la conduction quelle que soit la valeur du couple [13].

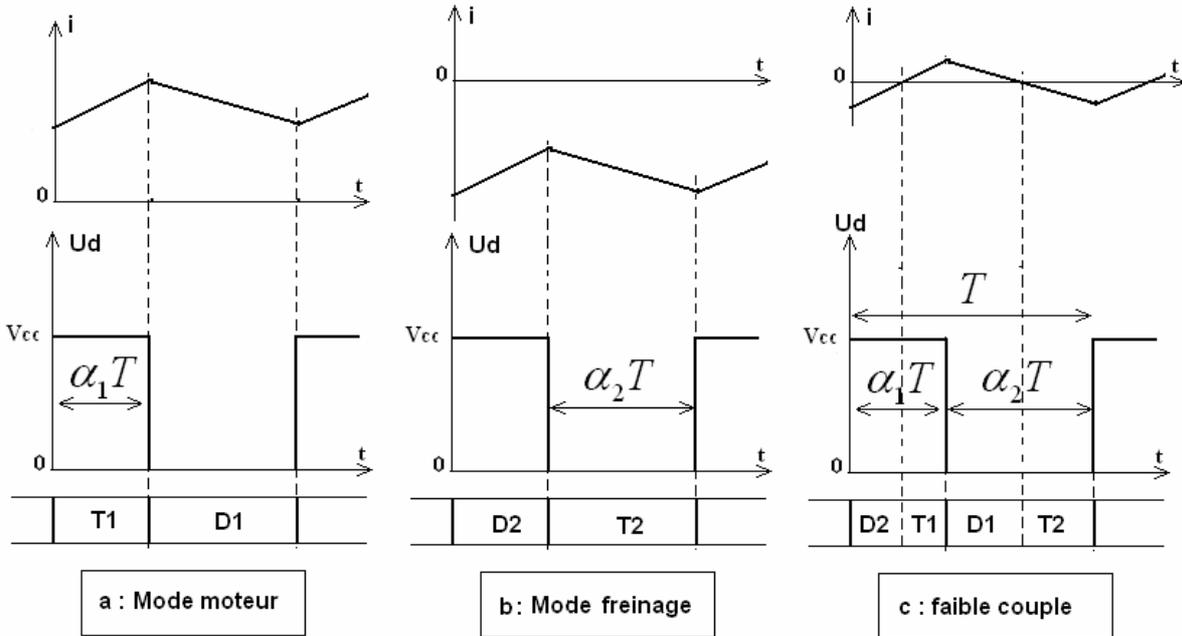


Figure 4.8 conduction continue aux faibles couples

4.6.2. Choix de la fréquence de découpage :

Pour que le fonctionnement soit bien celui qui vient d'être décrit, il faut choisir correctement la fréquence f_d des commutations de T_{c1} et T_{c2} . En effet, on conçoit bien que si le commutateur est basculé périodiquement avec une cadence lente, le moteur va alternativement accélérer puis ralentir. Par contre, si les basculements sont répétés plus rapidement, la vitesse va se stabiliser. Pour expliquer cela, il faut étudier la réponse en fréquence du moteur. Considérons par exemple une machine dont les constantes de temps électromécanique et électrique sont suffisamment différentes pour qu'on puisse mettre sa transmittance isomorphe sous la forme [19] :

$$F_{bo}(s) = \frac{W_r(s)}{U_d(s)} = \frac{k_0}{(1+T_e \cdot s) \cdot (1+T_m \cdot s)} \quad (4.20)$$

Dans la constante de temps mécanique, on a tenu compte de l'influence de la charge. Pour étudier la réponse en fréquence, on se place en régime sinusoïdal permanent. On passe donc à la transmittance isochrone en remplaçant s par $j2\pi f$ [19]:

$$F_{bo}(s) = \frac{W_r(s)}{U_d(s)} = \frac{k_0}{(1 + j2\pi f \cdot T_e) \cdot (1 + j2\pi f \cdot T_m)} \quad (4.21)$$

On représente ensuite le diagramme de Bode (figure 4. 9).

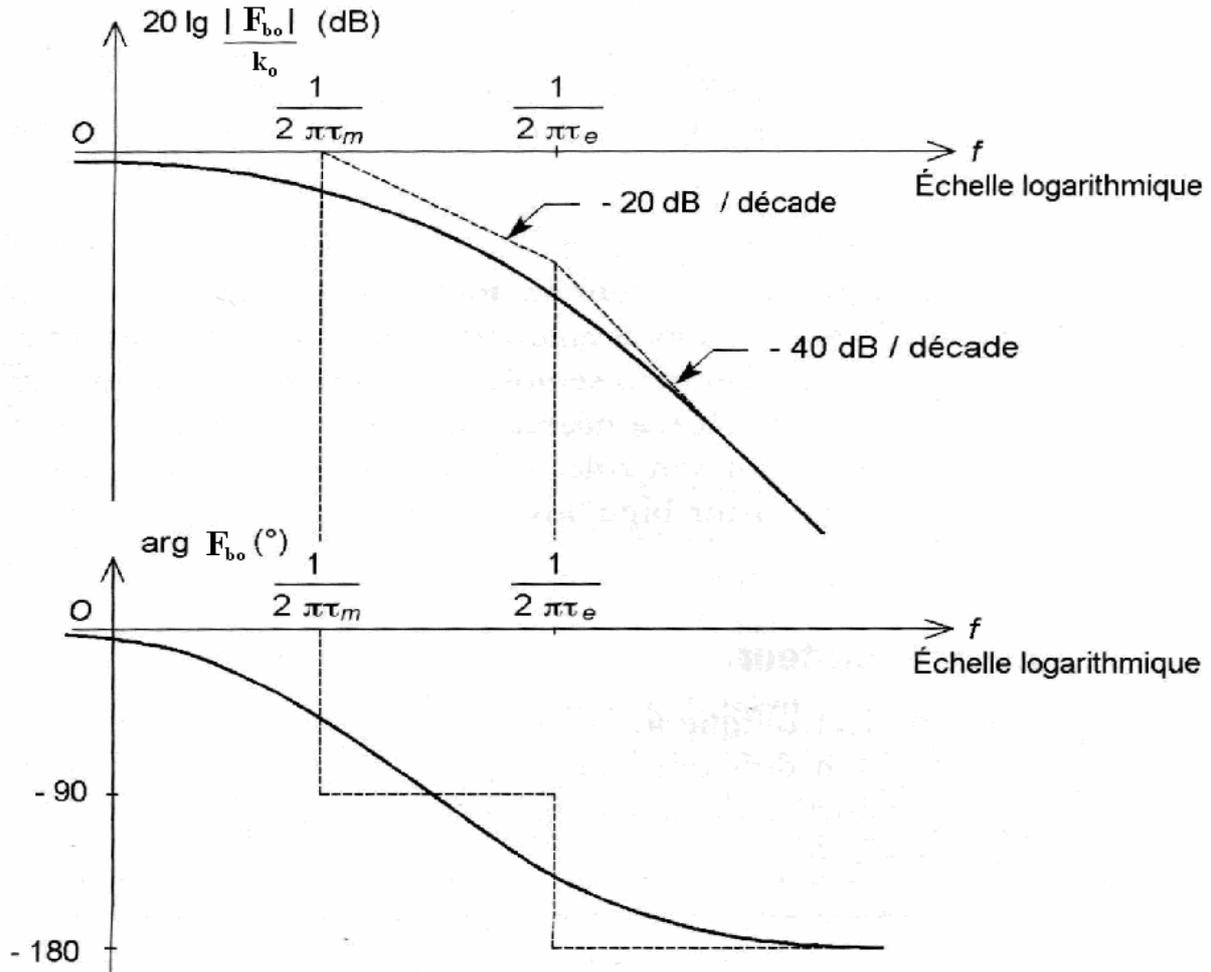


Figure 4.9 diagramme de Bode du moteur

La tension U_d appliquée au moteur est rectangulaire, de fréquence $f_d = 1/T$. Elle est décomposable en série de Fourier, c'est-à-dire qu'on peut l'écrire sous la forme de la somme d'une composante continue et d'une infinité de composantes sinusoïdales de fréquences $f_d, 2f_d, 3f_d, \dots$. Pour que la vitesse soit sensiblement constante, il suffit que toutes les composantes sinusoïdales aient une contribution négligeable. Pour cela, on voit sur le diagramme de Bode qu'il faut :

$$f_d \approx \frac{1}{2\pi \cdot T_m} \quad (4.22)$$

La vitesse est alors pratiquement égale à sa valeur moyenne et elle est donc commandée par la composante continue de la tension appliquée à l'induit du moteur :

$$W = k_0 \cdot U_d \quad (4.23)$$

On constate que le moteur fonctionne bien alors que la tension à ses bornes n'est pas du tout continue, mais rectangulaire. Par ailleurs, on n'a pas pour l'instant de condition par rapport à la constante de temps électrique T_e . Il faut cependant noter que l'étude qui vient d'être faite suppose que le montage fonctionne en conduction continue, c'est-à-dire que le courant ne s'annule pas dans une période [19].

Par ailleurs, on a intérêt à ce que l'ondulation du courant ne soit pas trop grande car l'échauffement des enroulements dépend de la valeur efficace du courant. Or, la valeur efficace I est supérieure à la valeur moyenne I_0 et l'écart est d'autant plus grand que l'ondulation est importante car, si I_a est la valeur efficace de l'ondulation, on a :

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_a^2} \quad (4.24)$$

Un moteur fonctionnant avec un courant fortement ondulé devra donc être déclassé par rapport à celui qui fonctionne avec un courant bien continu dans des conditions identiques par ailleurs. Il semble donc intéressant de prendre une fréquence de découpage élevée. Il y a néanmoins des limites : le commutateur doit pouvoir assurer correctement son rôle. La fréquence maximale dépend du type de composant utilisé (transistor bipolaire, MOS...) et de l'ordre de grandeur du courant commuté [19].

4.6.3. Commande en modulation de largeur d'impulsion :

On a vu que la vitesse du moteur est 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. On parle de modulation de largeur d'impulsions (MLI ou PWM pour *pulse width modulation* en anglais). Le schéma de principe (fig 4.10) comporte un générateur de signaux délivrant une tension u_T en dents de scie, de fréquence fixe f_d qu'on compare au signal de commande u_c (fig 4.11) [19].

À l'échelle des temps utilisée, u_c n'a pas le temps de varier. On obtient alors en sortie un signal rectangulaire de fréquence f_d et de rapport cyclique α_1 (alors que $\alpha_2 = (1 - \alpha_1)$). L'équation de u_T dans l'intervalle $[0, T]$ est [19] :

$$u_T = \left(\frac{2 \cdot u_h}{T}\right) \cdot t - u_h \quad (4.25)$$

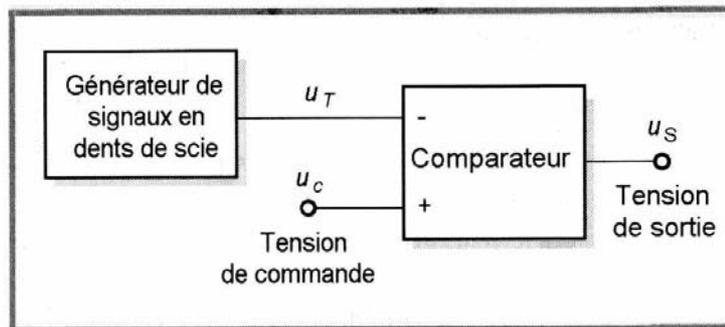


Figure 4.10 Principe d'un modulateur de largeur d'impulsions.

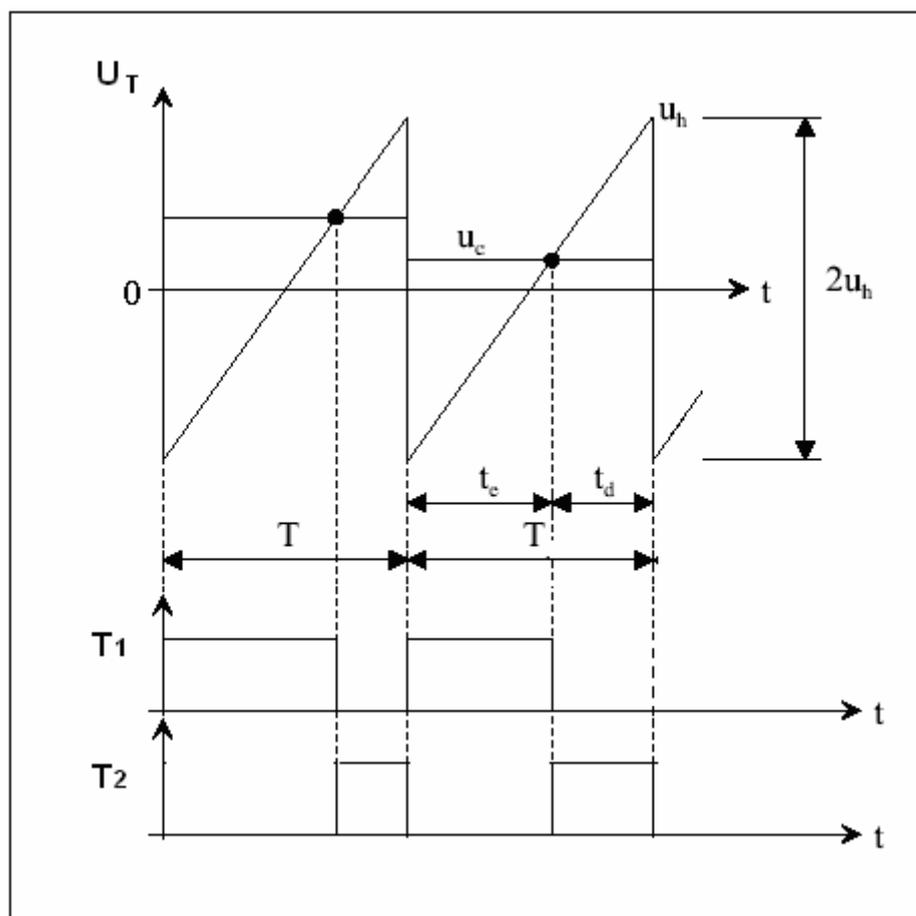


Figure 4.11 Impulsions d'allumage de T_{c1}, T_{c2} obtenues par une MLI

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

$$\frac{2u_h}{T} \alpha_1 \cdot T - u_h = u_c \quad (4.26)$$

On en déduit :

$$\alpha_1 = \frac{u_c + u_h}{2 \cdot u_h} \quad (4.27)$$

Si la tension u_c varie théoriquement de 0 à u_h , le rapport cyclique α_1 prend des valeurs entre 0 et 1. Le circuit étudié est facilement réalisable avec des composants ordinaires (amplificateurs opérationnels, résistances et condensateurs), mais en pratique, il est intégré dans les circuits spécifiques à la commande des moteurs BLDC [19].

4.6.4. Modèle dynamique du hacheur :

La fonction de transfert du variateur de courant continu commandé en PWM est donnée par [6]:

$$G_c(s) = K_{cm} \cdot e^{-s \cdot T_{cm}} \quad (4.28)$$

Où

$$K_{cm} = \frac{u_h}{V_{CC}} \quad \text{et} \quad T_{cm} = \frac{T}{2} \quad (4.29)$$

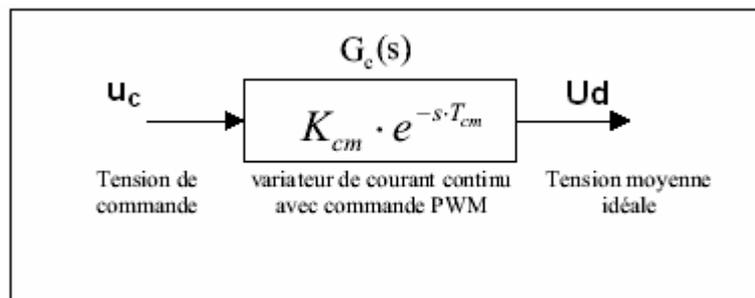


Figure 4.12 Modèle du variateur de courant continu commandé en PWM

4.6.5. Régulation du courant total avec un régulateur de type PI :

L'avantage d'un régulateur linéaire réside essentiellement dans la facilité avec laquelle on modélise ses effets sur le système asservi. De plus, les performances qu'il offre sont en principe indépendantes du point de fonctionnement. Comme le système à régler, ici un variateur de courant continu et sa charge électrique, comporte dans certains cas des non linéarités, notamment celle due au temps de commutation des transistors (influence des temps de sécurité anti-chevauchement,), il est recommandable d'utiliser un régulateur à action intégrale, de façon à améliorer la robustesse (au sens de performance robuste) du système asservi ; complété par une action proportionnelle, le régulateur peut offrir de bonnes performances dynamiques et assurer ainsi une régulation de couple/courant satisfaisante. Il est bon de se rappeler que l'asservissement de courant, en sa qualité de boucle interne du système de régulation cascade de vitesse/courant se doit d'être plus dynamique que l'asservissement de vitesse [5]. Il est essentiel dans une asservissement du courant de limiter la consigne du courant comme indique la figure 4.13) [5].

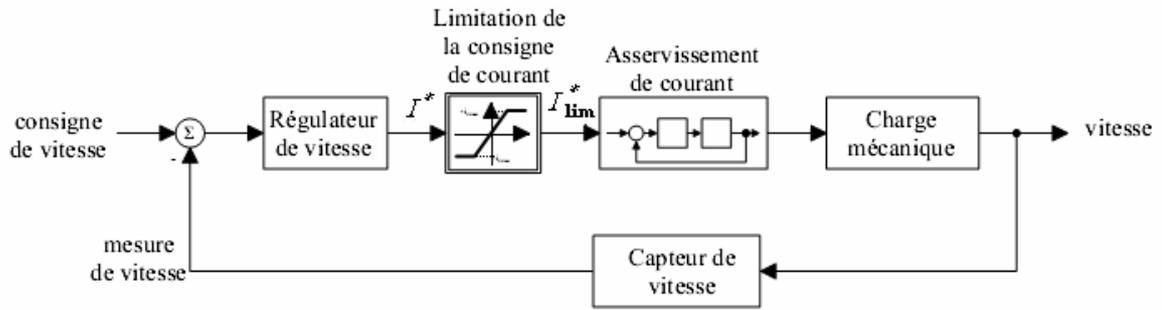


Figure. 4.13 Limitation du courant .

4.6.6. Synthèse du régulateur PI du courant :

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

$$C_I(s) = \frac{Uc(s)}{E_I(s)} = K_{pl} \frac{1 + s.T_{il}}{s.T_{il}} \quad (4.30)$$

Tel que :

$$E_I(s) = I_d^*(s) - I_d(s) : \text{L'erreur de réglage de courant} \quad (4.31)$$

$$Uc(s) = C_I(s).E_I(s) : \text{La sortie du régulateur de courant} \quad (4.32)$$

En admettant que le comportement du capteur de courant soit purement statique, modélisable par un simple gain de valeur unitaire, et on considère que le moteur ne subit aucun frottement ($f = 0$), ni couple résistant ($C_r = 0$), alors le schéma fonctionnel détaillé du système à régler vu par le régulateur de courant est celui de la figure (4.14) [5] :

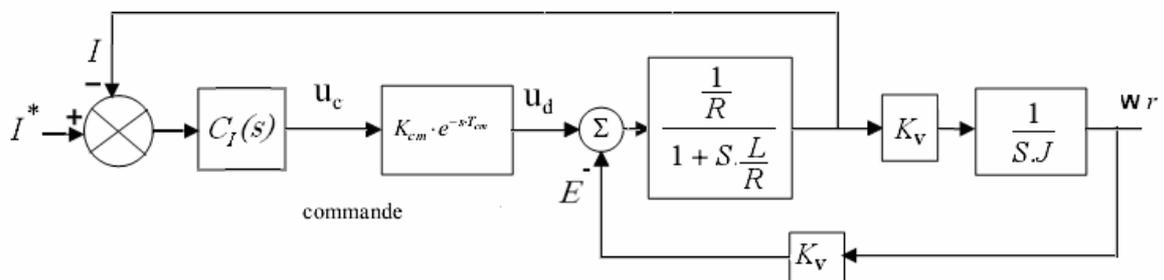


Figure 4.14 Schéma fonctionnel de boucle du courant.

Donc la fonction de transfert de système à régler est :

$$\begin{aligned}
 G_a(s) = \frac{I(s)}{U_c(s)} &= K_{cm} \cdot e^{-sT_{cm}} \cdot \frac{\frac{1}{R}}{1 + s \cdot \frac{L}{R}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\frac{1}{R}}{1 + s \cdot \frac{L}{R}} \cdot k_v \cdot k_v \cdot \frac{1}{s \cdot J}} \\
 &= K_{cm} \cdot \frac{1}{R} \cdot \frac{s}{s \cdot (1 + s \cdot \frac{L}{R}) + \frac{k_v^2}{J \cdot R}} \cdot e^{-sT_{cm}} \\
 &= K_{cm} \cdot \frac{J}{k_v^2} \cdot \frac{s}{1 + s \cdot \frac{R \cdot J}{k_v^2} + s^2 \cdot \frac{L \cdot J}{k_v^2}} \cdot e^{-sT_{cm}} \quad (4.33)
 \end{aligned}$$

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

$$G_a(s) = \frac{I(s)}{U_c(s)} = K_a \cdot e^{-sT_{cm}} \cdot \frac{s}{1 + s \cdot \frac{R \cdot J}{k_v^2} + s^2 \cdot \frac{L \cdot J}{k_v^2}} \quad (4.34)$$

Ou :

$$K_a = \frac{K_{cm} \cdot J}{k_v^2} \quad (4.35)$$

Fait remarquable, cette fonction de transfert possède un comportement dérivateur, i.e un gain statique nul, qui s'explique facilement : lorsque le moteur ne subit aucun couple résistant et qu'on lui applique un saut de tension aux bornes un courant/un couple s'établissent et la vitesse du moteur augmente jusqu'à ce qu'elle atteigne sa valeur idéale à vide w_{oi} . Cet équilibre est atteint grâce à la contre-réaction naturelle de la FEM qui s'oppose à la tension u_d de telle manière que la vitesse soit constante. Les pôles de $G_a(s)$ sont complexes lorsque le déterminant de l'équation caractéristique est négatif, soit pour $\Delta < 0$. En faisant apparaître les constantes de temps mécanique T_m et électrique T_e , on a :

$$\begin{aligned}
 \Delta &= \left(\frac{R \cdot J}{k_v^2} \right)^2 - 4 \frac{L \cdot J}{k_v^2} < 0 \\
 \frac{R \cdot J}{k_v^2} &< 4 \frac{L}{R} \\
 T_m &< 4 \cdot T_e
 \end{aligned} \quad (4.36)$$

La constante de temps mécanique T_m est en général beaucoup plus grande que la constante de temps électrique T_e et dans la plupart des cas les pôles de $G_a(s)$ sont donc soit

réels soit complexes mais en principe éloignés l'un de l'autre. En se restreignant au cas de pôles réels [5] :

$$s_{a1} = -\frac{1}{T_{a \min}}, \quad s_{a2} = -\frac{1}{T_{a \max}} \quad (4.37)$$

$$s_{a1,2} = \frac{-T_m \pm \sqrt{T_m^2 - 4 \cdot T_m \cdot T_e}}{2 \cdot T_m \cdot T_e} \quad (4.38)$$

$$T_{a \min} = -\frac{1}{s_{a2}} = -\frac{2 \cdot T_m \cdot T_e}{-T_m - \sqrt{T_m^2 - 4 \cdot T_m \cdot T_e}} \quad (4.39)$$

$$T_{a \max} = -\frac{1}{s_{a1}} = -\frac{2 \cdot T_m \cdot T_e}{-T_m + \sqrt{T_m^2 - 4 \cdot T_m \cdot T_e}} \quad (4.40)$$

Alors la fonction de transfert de système à régler devient :

$$G_a(s) = \frac{I(s)}{U_c(s)} = K_a \cdot \frac{s}{1 + s \cdot T_m + s^2 \cdot T_m \cdot T_e} \cdot e^{-s \cdot T_{cm}} \quad (4.41)$$

$$= K_a \cdot \frac{s}{(1 + s \cdot T_{a \min}) \cdot (1 + s \cdot T_{a \max})} \cdot e^{-s \cdot T_{cm}} \quad (4.42)$$

$$\approx K_a \cdot \frac{s}{(1 + s \cdot T_m) \cdot (1 + s \cdot T_e)} \cdot e^{-s \cdot T_{cm}} \quad (4.43)$$

Le tracé du diagramme de Bode est donné par figure (4.15), pour les valeurs numériques dans le tableau 4.1 :

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

Tableau 4.1 Données numériques

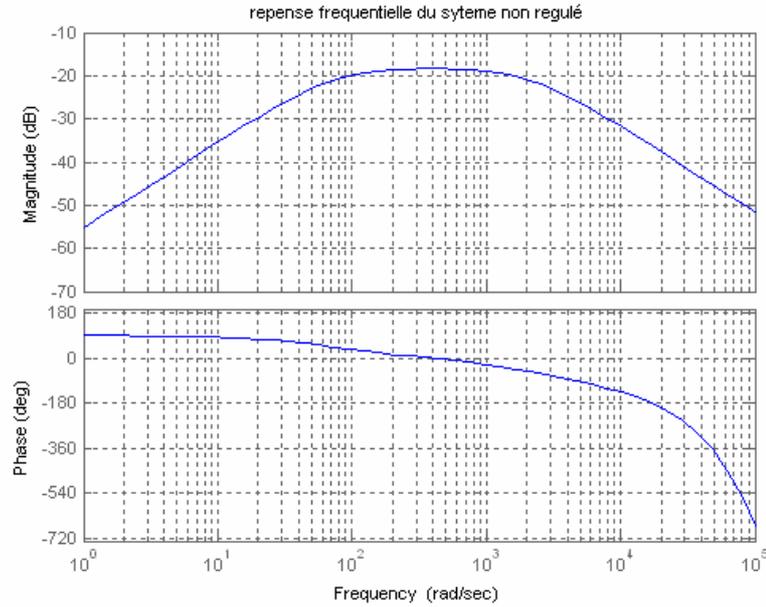


Figure 4.15 Réponse harmonique de $G_a(s)$.

Pour l'ajustage du régulateur PI, on peut procéder de différentes manières. Par la technique de la compensation pôle-zéro, la constante de temps dominante, i.e $T_{a \max}$, est éliminée de la boucle par la constante de temps T_{il} du régulateur :

$$G_0(s) = C_I(s) \cdot G_a(s) = K_{pl} \frac{1+sT_{il}}{sT_{il}} \cdot K_a \cdot \left[\frac{s}{(1+sT_{a \min}) \cdot (1+sT_{a \max})} \right]_{T_{il}=T_{a \max}} \cdot e^{-sT_{cm}} \quad (4.44)$$

$$= \frac{K_{pl} \cdot K_a}{T_{il}} \cdot \frac{e^{-sT_{cm}}}{(1+sT_{a \min})} \quad (4.45)$$

$$= K_0 \cdot \frac{1}{(1+sT_{a \min}) \cdot (1+sT_{cm})} \quad (4.46)$$

$$K_0 = \frac{K_{pl} \cdot K_a}{T_{il}} \quad (4.47)$$

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_{pl} , plusieurs méthodes sont envisageables. On peut par exemple appliquer la méthode de Bode ou celle d'Evans (lieu des pôles) [5].

On propose dans le cas particulier de ce système d'ordre 2 de calculer explicitement la fonction de transfert en boucle fermée $G_{BF}(s)$, régulation de correspondance, et d'ajuster K_0 en fonction du taux d'amortissement ξ souhaité pour les pôles dominants. On a :

$$G_{BF}(s) = \frac{G_0(s)}{1 + G_0(s)} = \frac{K_0 \cdot \frac{1}{(1 + s \cdot T_{a \min}) \cdot (1 + s \cdot T_{cm})}}{1 + K_0 \cdot \frac{1}{(1 + s \cdot T_{a \min}) \cdot (1 + s \cdot T_{cm})}} \quad (4.48)$$

$$G_{BF}(s) = \frac{K_0}{1 + K_0} \cdot \frac{1}{1 + s \left(\frac{T_{a \min} + T_{cm}}{1 + K_0} \right) + s^2 \left(\frac{T_{a \min} \cdot T_{cm}}{1 + K_0} \right)} \quad (4.49)$$

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

$$\frac{Ki}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} \cdot s + \frac{1}{\omega_n^2} \cdot s^2} \quad (4.50)$$

On voit qu'en posant :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1 + K_0}{T_{a \min} \cdot T_{cm}}} \quad (4.51)$$

$$1 + K_0 = \frac{T_{a \min} + T_{cm}}{2 \cdot \xi} \cdot \omega_n = \frac{T_{a \min} + T_{cm}}{2 \cdot \xi} \cdot \sqrt{\frac{1 + K_0}{T_{a \min} \cdot T_{cm}}} \quad (4.52)$$

$$K_0 = \frac{1}{4 \cdot \xi^2} \cdot \frac{(T_{a \min} + T_{cm})^2}{T_{a \min} \cdot T_{cm}} - 1 \quad (4.53)$$

On peut imposer le taux d'amortissement ξ et par conséquent la forme du régime transitoire. On en déduit les coefficients du régulateur PI :

$$K_{p1} = \frac{K_0 \cdot T_{i1}}{K_a} = K_0 = \left(\frac{1}{4 \cdot \xi^2} \cdot \frac{(T_{a \min} + T_{cm})^2}{T_{a \min} \cdot T_{cm}} - 1 \right) \cdot \left(\frac{\frac{1}{K_a}}{\frac{k_v^2}{K_{cm} \cdot J}} \right) \cdot T_{i1} \quad (4.54)$$

$$T_{i1} = T_{a \max} \quad (4.55)$$

Alors pour déterminer les paramètres du régulateur on prend le cas où l'amortissement $\xi = 0.707$ on obtient :

$$K_{p1} = 20.4038 \quad (4.56)$$

$$T_{i1} = 0.1360 \quad (4.57)$$

Dans le cas de l'exemple, la réponse harmonique en boucle ouverte $G_0(s)$ est donnée sur la figure (4.16) alors que la réponse indicielle en boucle fermée est sur la figure (4.17).

Il vaut la peine de relever la persistance d'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 [5].

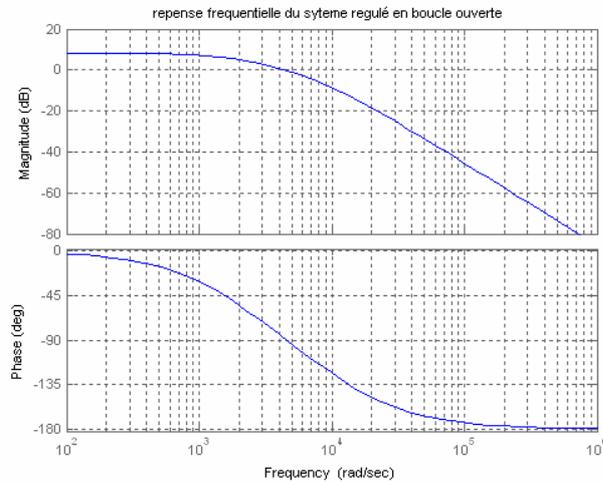


Figure 4.16 La réponse harmonique en boucle ouverte du système réglé $G_0(s)$

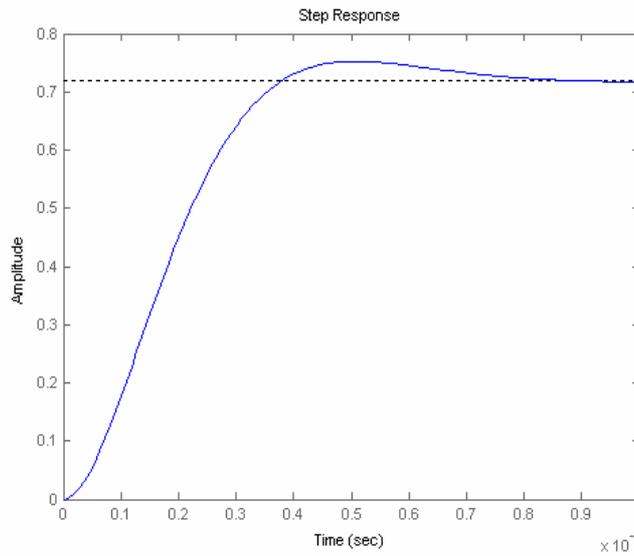


Figure 4.17 la réponse indicielle en boucle fermée

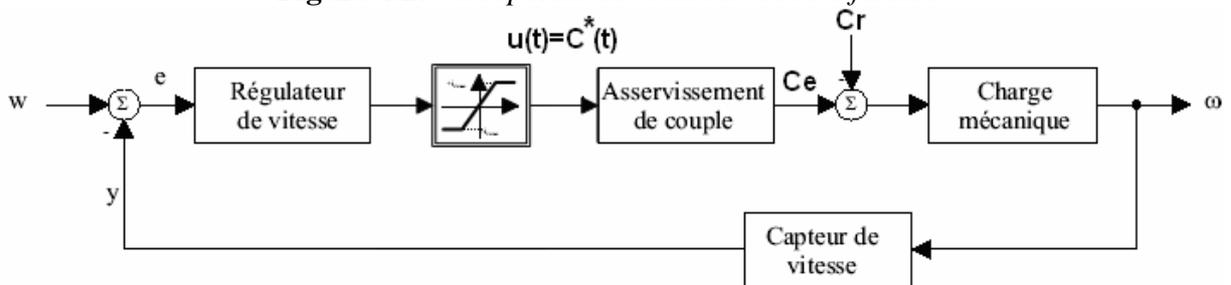


Figure 4.18 Asservissement de vitesse

4.7. Régulation de vitesse :

4.7.1. Structure du système de régulation de vitesse :

Le schéma fonctionnel de l'asservissement de vitesse est donné sur la figure (4.18). On voit que l'on a affaire à deux systèmes de régulation superposés, la commande formée par le premier régulateur représentant la consigne pour le second : il s'agit d'une régulation en cascade. Le régulateur de vitesse construit la commande $u(t)$ à appliquer au système à régler afin de corriger l'erreur $e(t)$. La commande $u(t)$ correspond en fait à la consigne de couple $C^*(t)$ destinée au régulateur de couple. Il est logique, mais pas indispensable, d'organiser le système de régulation de cette manière : le régulateur de vitesse, constatant une erreur de vitesse, "souhaite" que la charge soit accélérée ou freinée selon sa stratégie de traitement de l'erreur. Pour ce faire, il faut fournir le couple $C_e(t)$ adéquat, dont la valeur souhaitée est $C^*(t)$ [5].

L'un des avantages de ce genre de structure est de pouvoir ajuster individuellement chacun des régulateurs, en commençant bien sûr par le régulateur de couple. De plus, il est possible de limiter facilement le couple et la vitesse en agissant sur leurs consignes respectives, celles-ci étant directement accessibles [5].

4.7.2. Modélisation du système à régler :

Le couple électromagnétique $C_e(t)$ étant directement proportionnel au courant total $i_d(t)$ et ce dernier étant dans le même temps beaucoup plus facile à mesurer (par exemple avec une résistance shunt), on ne réalise pas en pratique directement un asservissement de couple, mais un asservissement de courant. Il faut donc convertir la consigne de couple C^* en une consigne de courant i_d^* à laquelle un régulateur de courant (souvent de type PI ou à action à deux positions) asservit le courant I . En désignant par $G_{BFI}(s)$ la fonction de transfert en boucle fermée, régulation de correspondance, de l'asservissement de courant, telle que [6] :

$$G_{BFI}(s) = \frac{\text{courant mesuré}}{\text{courant de consigne}} = \frac{I_d(s)}{I_d^*(s)} \quad (4.58)$$

Le système à régler figure (4.19) vu par le régulateur de vitesse a pour fonction de transfert, en supposant que la charge mécanique est une inertie pure $\arg\{G_{w0}(j \cdot \omega)\}$ de valeur totale J :

$$G_a(s) = \frac{Y(s)}{C^*(s)} = \frac{1}{k'_v} \cdot G_{BFI}(s) \cdot k_v \cdot \frac{1}{J \cdot s} \quad (4.59)$$

k'_v est ici un paramètre ayant idéalement la même valeur numérique que la constante de couple k_v . Il permet de convertir la consigne de couple C^* , en une consigne de courant I^* .

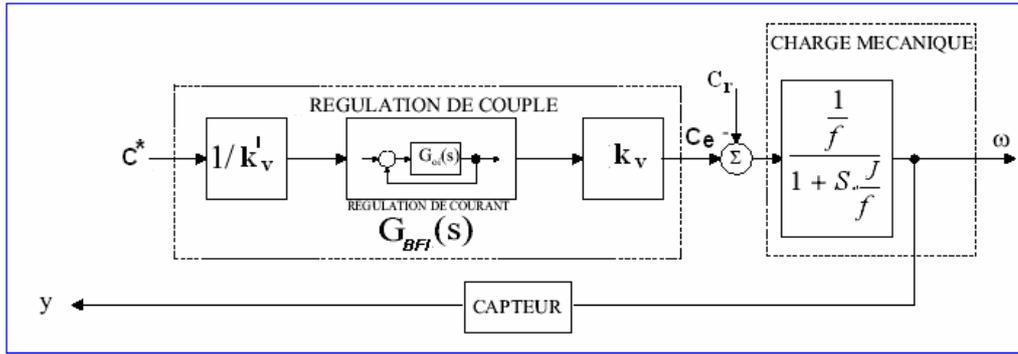


Figure 4.19 Schéma fonctionnel du système à régler vu par le régulateur de vitesse

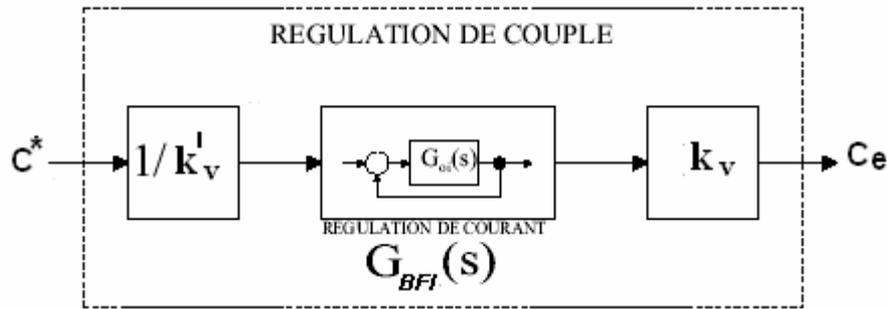


Fig. 4.20 Détail de la régulation de couple/courant

On a admis que la charge mécanique est une inertie pure J et que le capteur de vitesse a un comportement statique de gain k_w unitaire la modélisation présentée ci-après doit être adaptée à la fonction de transfert du système à régler correspondant. L'étude de l'asservissement de courant (§4.6) a montré que la fonction de transfert $G_{BFI}(s)$ pouvait être modélisée par un système d'ordre 2 de la forme [5]:

$$G_{BFI}(s) = \frac{I_d(s)}{I_d^*(s)} = \frac{K_{0i}}{1 + K_{0i}} \cdot \frac{1}{1 + s \left(\frac{T_{a \min} + T_{cm}}{1 + K_{0i}} \right) + s^2 \left(\frac{T_{a \min} \cdot T_{cm}}{1 + K_{0i}} \right)} = \frac{K_I}{1 + \frac{2\xi i}{\omega_{ni}} \cdot s + \frac{1}{\omega_{ni}^2} \cdot s^2} \quad (4.60)$$

La fonction de transfert du système à régler vu par le régulateur de vitesse a donc pour expression :

$$G_a(s) = \frac{Y(s)}{U_w(s)} = \frac{1}{k'_v} \cdot G_{BFI}(s) \cdot k_v \cdot \frac{1}{J \cdot s} \cdot k_w \quad (4.61)$$

$$= \frac{1}{k'_v} \cdot \frac{K_I}{1 + \frac{2\xi i}{\omega_{ni}} \cdot s + \frac{1}{\omega_{ni}^2} \cdot s^2} \cdot k_v \cdot \frac{1}{J \cdot s} \cdot k_w \quad (4.62)$$

$$= \frac{K_a}{s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2\xi i}{\omega_{ni}} \cdot s + \frac{1}{\omega_{ni}^2} \cdot s^2} \quad (4.63)$$

$$K_a = \underbrace{\frac{k_v}{k'_v}}_{\approx 1} \cdot \frac{K_I}{J} \cdot k_w \quad (4.64)$$

4.7.3. Choix et principe d'ajustage du régulateur de vitesse :

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

$$C_w(s) = K_{p2} \frac{1 + s.T_{i2}}{s.T_{i2}} \quad (4.65)$$

Alors, le système en boucle ouverte s'écrit :

$$G_{w0}(s) = \frac{Y(s)}{E_w(s)} = C_w(s)G_a(s) = K_{p2} \frac{1 + s.T_{i2}}{s.T_{i2}} \cdot \frac{K_a}{s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2\xi i}{\omega_{ni}} \cdot s + \frac{1}{\omega_{ni}^2} \cdot s^2} \quad (4.66)$$

$$= \frac{K_{0w}}{s^2} \cdot \frac{1 + s.T_{i2}}{1 + \frac{2\xi i}{\omega_{ni}} \cdot s + \frac{1}{\omega_{ni}^2} \cdot s^2} \quad (4.67)$$

$$K_{0w} = \frac{K_{p2} \cdot K_a}{T_{i2}} \quad (4.68)$$

Comme on peut le voir, $G_{w0}(s)$ est de type double intégrateur, et sa stabilisation doit être étudiée avec soin, tout se jouant sur la valeur de T_{i2} . La compensation pôle-zéro ne serait ici pas appropriée, puisqu'en un tel cas, l'avance de phase créée par le terme $(1 + s.T_{i2})$ serait utilisée pour gommer une constante de temps du dénominateur.

La fonction de transfert en boucle ouverte deviendrait :

$$G_{w0}(s) \approx \frac{K_{0w}}{s^2} \cdot \frac{1}{1 + s.T} \quad (4.69)$$

Un tel système est forcément instable en boucle fermée, sa phase étant inférieure à -180° dans toute la gamme des pulsations figure (4.21). Pour des raisons de stabilité, il faut donc envisager une autre méthode que la simple compensation pôle-zéro [5].

Le double intégrateur crée un déphasage de -180° , et les constantes de temps de la régulation de courant $G_{BFI}(s)$ aggravent encore le retard de phase à plus haute fréquence ($\arg \{G_{BFI}(s)\} = -90^\circ$ en $\omega = \omega_{ni}$, $\arg \{G_{BFI}(s)\} = -180^\circ$ pour $\omega \rightarrow \infty$). Afin de respecter le critère de stabilité de Nyquist et garantir une marge de phase φ_m de l'ordre de $60^\circ \dots 45^\circ$, il faut que dans la gamme de pulsations où le gain de boucle devra être unitaire, la phase soit dans la zone $-120^\circ \dots -135^\circ$. Il faut donc créer une avance de phase dans cette zone. Cela ne peut se faire qu'au moyen du terme $1 + s.T_{i2}$ apparaissant au numérateur de $G_{w0}(s)$. Cette avance de phase se montant asymptotiquement à $+90^\circ$ figure (4.22), on voit que T_{i2} devra être choisi de façon à ce que $1/T_{i2}$ intervienne bien avant la pulsation ω_{ni} [5].

Gardant à l'esprit l'effet d'avance de phase du terme $1/T_{i2}$, 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_{oc} soit aussi grande que possible, ceci afin d'obtenir une durée de réglage T_{reg} minimale, donnée approximativement par :

$$T_{reg} = \frac{\pi}{\omega_{oc}} \quad (4.70)$$

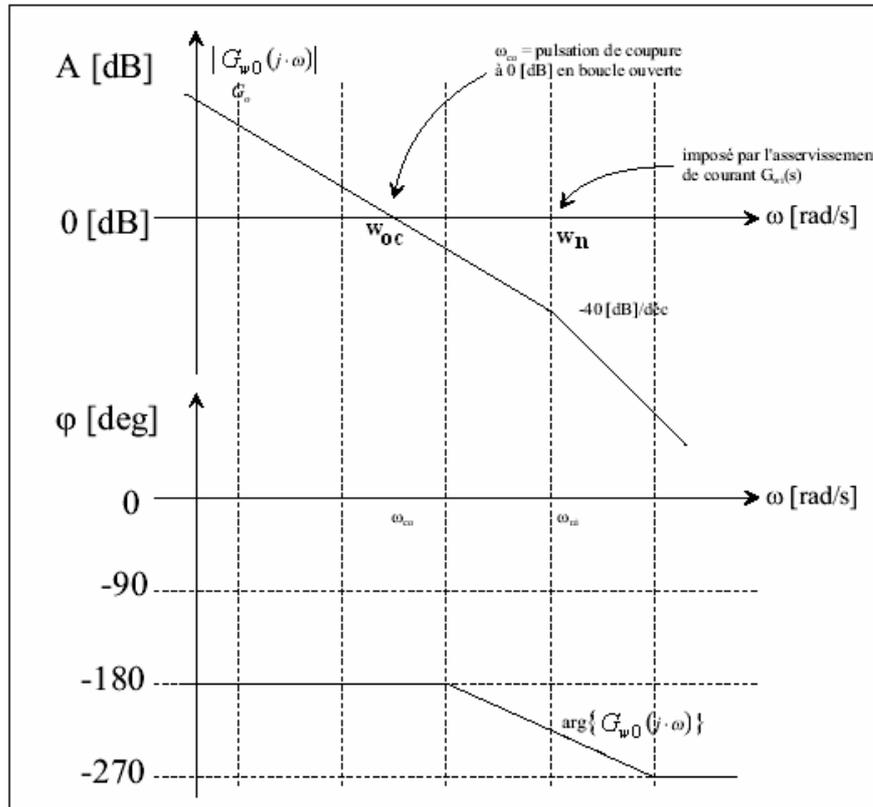


Figure. 4.21 Diagramme de Bode de $G_{w0}(s)$ lorsque l'on compense un pôle de $G_a(s)$: comme $\varphi_m < 0 \quad \forall \omega$ le système sera instable en boucle fermée

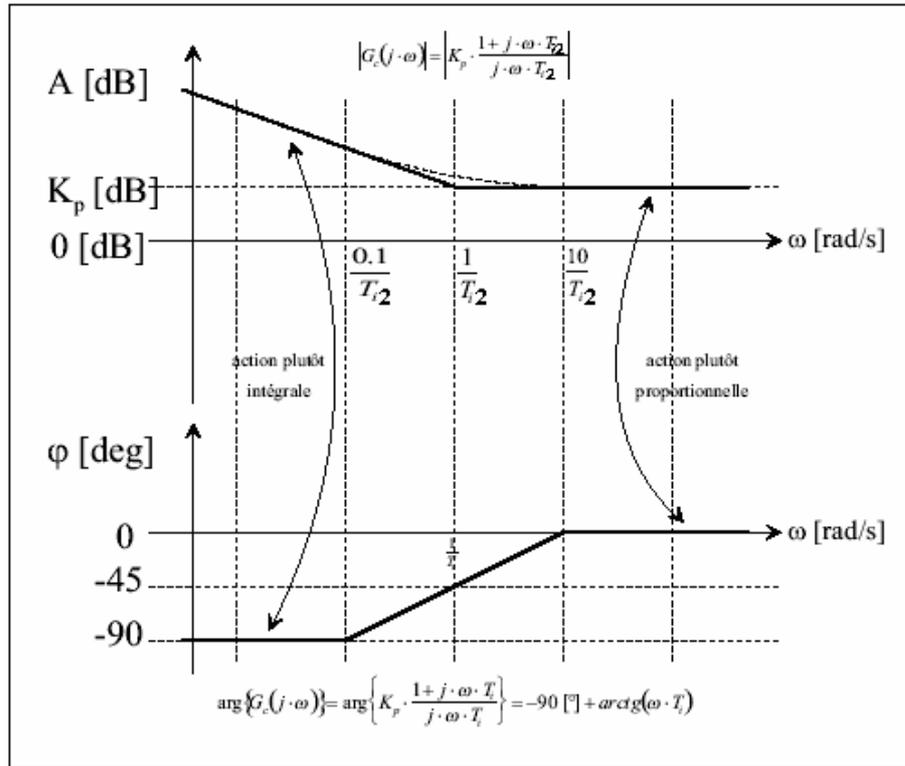


Figure 4.22 Diagramme de Bode de la réponse harmonique du régulateur PI

Tout repose sur l'avance de phase de 90° résultant, asymptotiquement à partir de la pulsation $0.1/T_{i2}$, de l'effacement progressif de l'action I de régulateur PI au profit de son action P (figure 4.22). 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 $\rightarrow 0^\circ$) à partir d'une gamme de fréquences dans laquelle le gain de boucle sera rendu unitaire (figure 4.23). Sachant qu'une marge de phase minimum de 45° à 50° est de mise 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_{co} , 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 et $\omega_{ni}/10$ où la contribution de $G_{BFI}(j\cdot\omega)$ 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 (critère de l'optimum symétrique,) [5] :

$$\omega_{oc} = \sqrt{\frac{1}{T_{i2}} \cdot \omega_{ni}} \quad (4.71)$$

Ce faisant, la phase, initialement à -180° "a le temps" de remonter suffisamment zone (-150° à -90°) avant de rechuter suite à l'intervention de la pulsation propre ω_{ni} , représentant les limites de l'asservissement de courant [5].

4.7.4. 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), il faut repousser le plus possible vers les hautes fréquences la pulsation ω_{oc} à laquelle le gain de boucle $G_{w0}(j\omega)$ est unitaire. Cependant, il faut éviter de trop se rapprocher de la pulsation propre non-amortie ω_{ni} de la fonction de transfert $G_{BFI}(s)$ de l'asservissement de courant. En effet, à cette pulsation, le déphasage de l'asservissement de courant est de 90° (puisque ω_{ni} est la pulsation de résonance de phase de la fonction de transfert en régulation de correspondance de courant). Ce dernier, s'ajouté aux 180° provoqués par le double intégrateur, rendrait la synthèse du régulateur impossible, à moins de mettre en oeuvre un régulateur PID, dont la sensibilité aux bruits de mesure rend l'utilisation délicate [5].

Afin de juger de l'effet de T_{i2} , le tracé de la réponse harmonique de $G_{w0}(s)$, pour différentes valeurs de T_{i2} , est donné sur la figure (4.24). Il y apparaît que pour des raisons de stabilité, il y a intérêt à maintenir $1/T_{i2}$ suffisamment éloigné de la pulsation ω_{ni} , de façon à ce que la phase puisse remonter suffisamment et que le critère de Nyquist soit satisfait [5].

Dès le moment où l'action P du régulateur PI domine l'action I (le régulateur est alors essentiellement un régulateur P), le déphasage initial de -90° dû à l'action intégrale disparaît et la phase totale de $G_{w0}(j\omega)$ monte, passant de -180° à une valeur pouvant approcher -90° . Il devient alors possible, dans cette zone, d'ajuster le gain de boucle K_{0w} de façon à ce qu'il soit unitaire en une pulsation $\omega = \omega_{oc}$ et ainsi pouvoir fermer la boucle dans de bonnes conditions, la marge de phase φ_m étant selon l'ajustage comprise entre 45° et 60° [5].

Usuellement, on choisit ω_{oc} d'après le critère de l'optimum symétrique, méthode consistant à ajuster ω_{oc} comme la moyenne géométrique entre pulsations caractéristiques $1/T_{i2}$ et ω_{ni} . Ceci impose alors la valeur de T_{i2} :

$$\omega_{oc} = \sqrt{\frac{1}{T_{i2}} \cdot \omega_{ni}} \Leftrightarrow T_{i2} = \frac{\omega_{ni}}{\omega_{oc}^2} \quad (4.72)$$

En tenant compte de la (figure 4.24) on choisit $\omega_{oc} \leq \frac{\omega_{ni}}{10}$ sans quoi il y a peu d'espoir d'amener la phase à $-135^\circ \dots -120^\circ$, ce qui donne :

$$\frac{1}{T_{i2}} \leq \frac{\omega_{ni}}{100} \quad (4.73)$$

$$T_{i2} \geq \frac{100}{\omega_{ni}} \quad (4.74)$$

La figure 4.23 illustre la situation lorsque l'on choisit $T_{i2} = \frac{\omega_{ni}}{100}$, le gain étant corrigé de façon à ce que la pulsation de coupure à 0 [dB] en boucle ouverte soit égale à $\omega_{oc} = \frac{\omega_{ni}}{10}$, alors

que la réponse indicielle correspondante en boucle fermée, régulation de correspondance, est donnée sur la figure (4.25) [5].

En résumé, l'ajustage du régulateur PI de vitesse s'effectuera de telle manière Que :

$$\frac{1}{T_{i2}} = \frac{\omega_{ni}}{100} \quad (4.75)$$

et que le gain de boucle soit unitaire en

$$\omega_{oc} = \frac{\omega_{ni}}{10} = \frac{10}{T_{i2}} \quad (4.76)$$

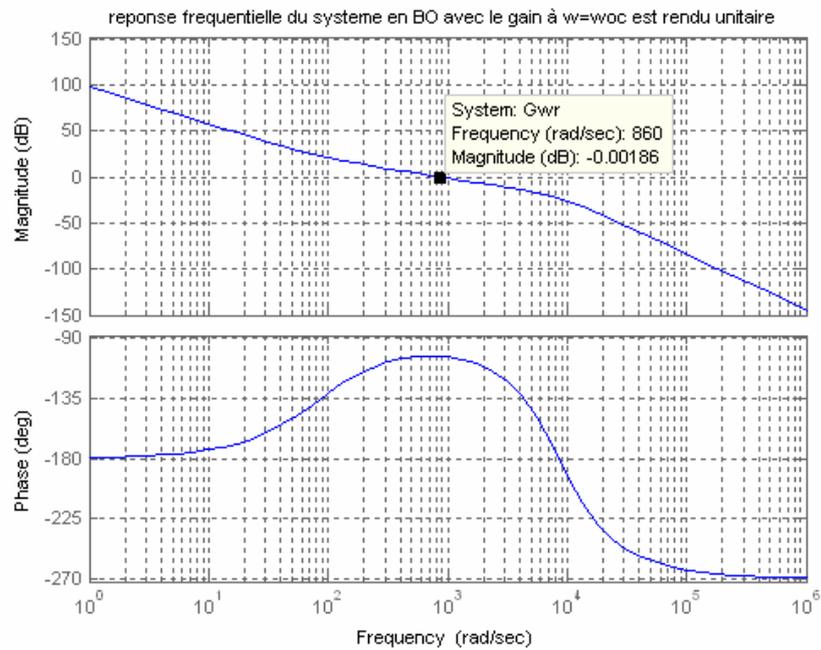


Figure 4.23 Diagramme de Bode de la réponse harmonique en boucle ouverte, pour $T_{i2} = \omega_{ni}/100$. Avec ce choix, la phase remonte jusqu'à presque -90° , ce qui permet de fermer la boucle dans de bonnes conditions

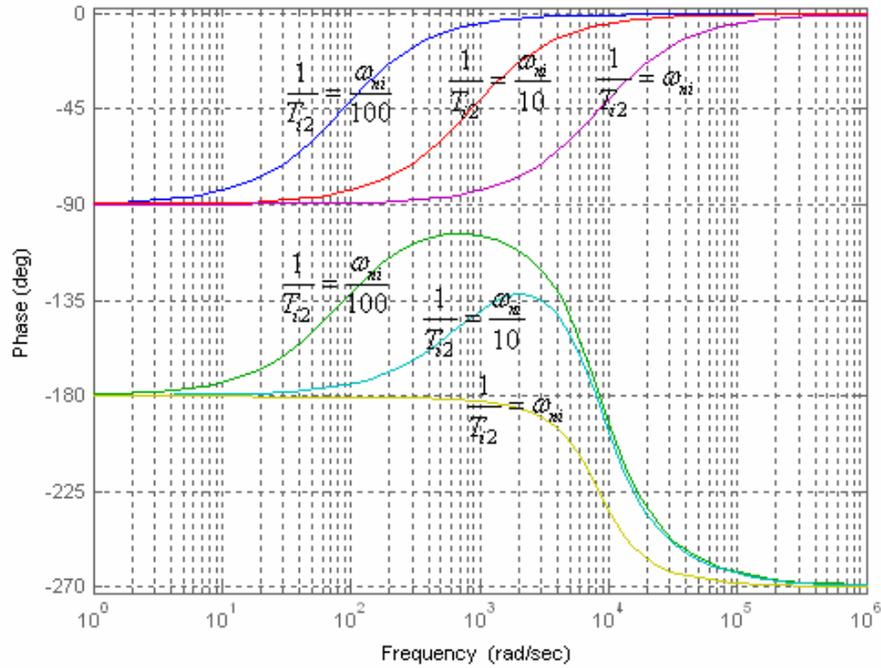


Figure 4.24 Phases de la réponse harmonique en boucle ouverte, du système à régler et du régulateur pour différentes valeurs de T_{i2}

Dans ce qui suit on va calculer la valeur de K_{p2} pour avoir un gain unitaire en boucle ouverte de $G_{w0}(s)$ dans la pulsation $\omega = \omega_{oc}$ pour pouvoir fermer la boucle dans les bonnes conditions, alors on suit la méthode analytique suivante :

On a d'après l'expression (4.76) $\omega_{oc} = 859.2337$ [rad/s]

$$G_{w0}(s) = \frac{K_{0w}}{s^2} \cdot \frac{1 + s \cdot T_{i2}}{1 + \frac{2\xi i}{\omega_{ni}} \cdot s + \frac{1}{\omega_{ni}^2} \cdot s^2} \quad (4.77)$$

Alors le module de $G_{w0}(j \cdot \omega)$ est exprimé comme suit :

$$|G_{w0}(j \cdot \omega)| = K_{0w} \cdot \left| \frac{1 + j \cdot \omega \cdot T_{i2}}{(j \cdot \omega)^2 \cdot \left(1 + \frac{2\xi i}{\omega_{ni}} \cdot (j \cdot \omega) + \frac{1}{\omega_{ni}^2} \cdot (j \cdot \omega)^2\right)} \right| \quad (4.78)$$

$$|G_{w0}(j \cdot \omega)| = K_{0w} \cdot \frac{\sqrt{1 + (\omega \cdot T_{i2})^2}}{(\omega)^2 \cdot \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{ni}^2}\right)^2 + \left(\frac{2\xi i}{\omega_{ni}} \cdot \omega\right)^2}} \quad (4.79)$$

$$|G_{w0}(j \cdot \omega)|_{\omega=\omega_{oc}} = K_{0w} \cdot \frac{\sqrt{1 + (\omega_{oc} T_{i2})^2}}{(\omega_{oc})^2 \cdot \underbrace{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega_{oc}^2}{\omega_{ni}^2}\right)^2 + \left(\frac{2\xi i}{\omega_{ni}} \cdot \omega_{oc}\right)^2}}_D} = 1 \quad (4.80)$$

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

$$K_{0w} = \frac{1}{D} \quad (4.81)$$

Donc d'après l'expression (4.68) on aura :

$$K_{p2} = \frac{K_{0w} \cdot T_{i2}}{K_a} = \frac{T_{i2}}{D \cdot K_a} \quad (4.82)$$

Alors les deux paramètres du régulateur calculés sont :

$$\begin{aligned} K_{p2} &= 5.4817 \\ T_{i2} &= 0.0116 \end{aligned} \quad (4.83)$$

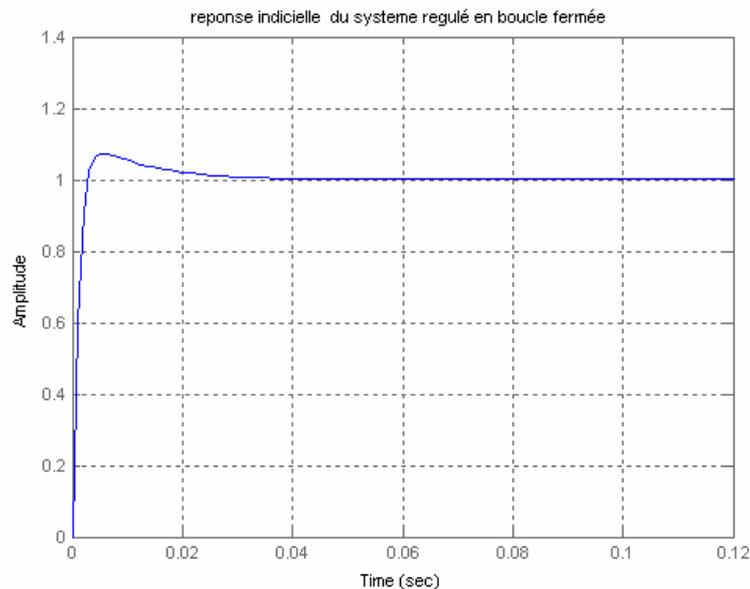


Figure 4.25 Réponse indicielle système en fermée de la vitesse

4.8. Résultats de la simulation pour la commande de vitesse :

Un programme Matlab est élaboré à base des modèles obtenus dans les chapitres 2 et 3 pour le sens direct et inverse 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 permet d'avoir le fonctionnement du moteur dans les deux sens de rotation, en gardant la tension continue toujours positive à l'entrée du commutateur.

La simulation contient quatre parties :

- Simulation pour le sens direct de la vitesse.
- Simulation pour le sens inverse de la vitesse.
- Simulation pour les deux sens de la vitesse.
- Test de robustesse du régulateur de la vitesse.

La simulation est fait avec un couple résistant constant.

$$C_r = 0.020 \cdot \text{sign}(w_r) . \quad (4.84)$$

4.8.1. Simulation pour le sens direct de la vitesse:

Dans cette partie on visualise la vitesse (fig. 4.26.a) pour une consigne positive, le courant dans la branche continue avec sa consigne calculée par le régulateur de vitesse (fig 4.26.b), le couple (fig. 4.26 c), le courant d'une phase avec la Fem correspondante soit par exemple la phase **a** (fig. 4.26.d).

L'erreur de réglage :

Dans le programme on utilise l'erreur donnée par la relation suivante

$$\text{erreur} = w_{ref} - w_r . \quad (4.85)$$

Le temps de simulation :

Ts=0.10 s.

La consigne de la vitesse positive:

Si $t < 0.035$ $w_{ref} = 2500$ Tr/min.

Si $(0.035 < t < 0.06)$ $w_{ref} = 1000$ Tr/min.

Si $(t > 0.06)$ $w_{ref} = 2500$ Tr/min.

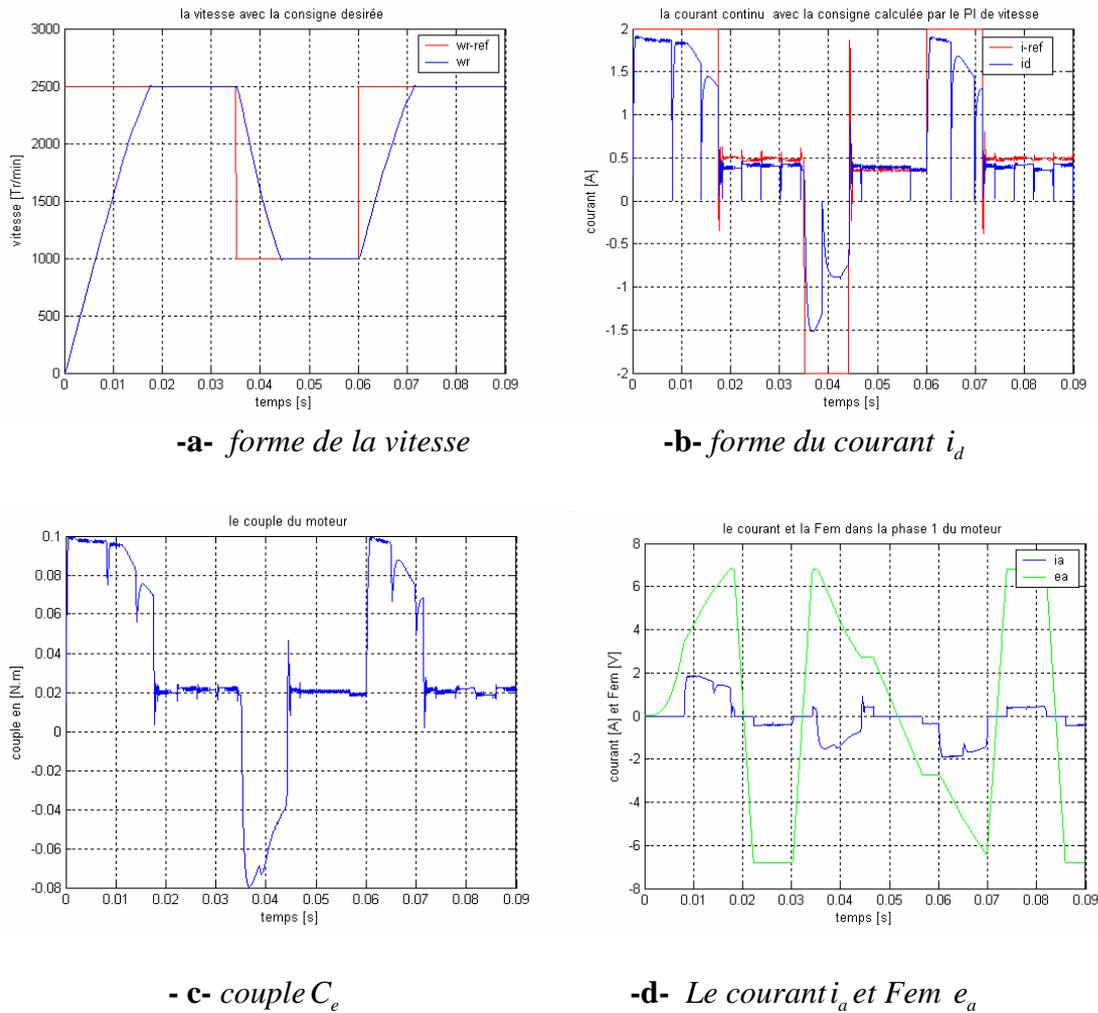


Figure 4.26 : Résultats pour le fonctionnement du moteur pour la vitesse positive.

4.8.2. Simulation pour le sens inverse de la vitesse:

Dans cette partie on visualise la vitesse (fig. 4.27.a) pour une consigne négative, le courant dans la branche continue avec sa consigne calculée par le régulateur de vitesse (fig. 4.27.b), le couple (fig. 4.27.c), le courant avec la Fem correspondante pour la phase **a** illustrés par la (fig.4.27.d).

L'erreur de réglage :

Quand la vitesse devient négative il faut utiliser la valeur absolue pour que le signal de sortie du régulateur, qui joue le rôle de la référence de courant, reste positif pour le fonctionnement moteur et négatif pour le fonctionnement en régime de freinage (en générateur). Ce qui maintient une compatibilité entre le signal de commande u_c à la sortie du régulateur de courant et le hacheur.

$$erreur = |w_{ref}| - |w_r|. \quad (4.86)$$

Le temps de simulation :

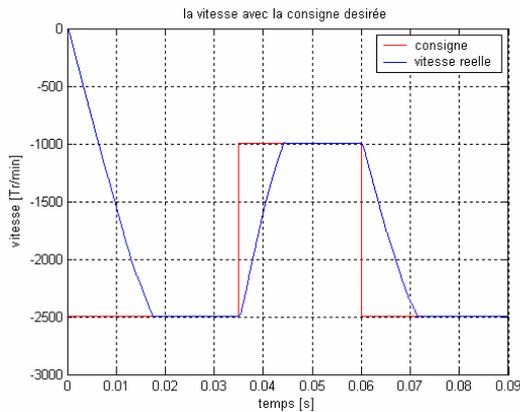
$T_s=0.09$ s.

La consigne de la vitesse négative

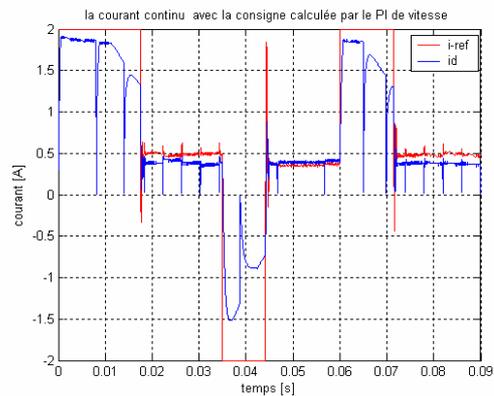
Si $t < 0.035$ $w_{ref} = -2500$ Tr/min.

Si $(0.035 < t < 0.06)$ $w_{ref} = -1000$ Tr/min.

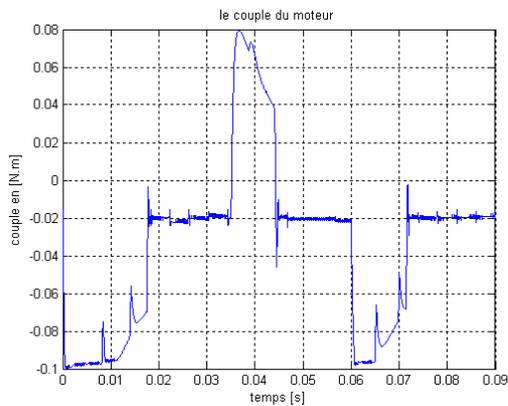
Si $(t > 0.06)$ $w_{ref} = -2500$ Tr/min.



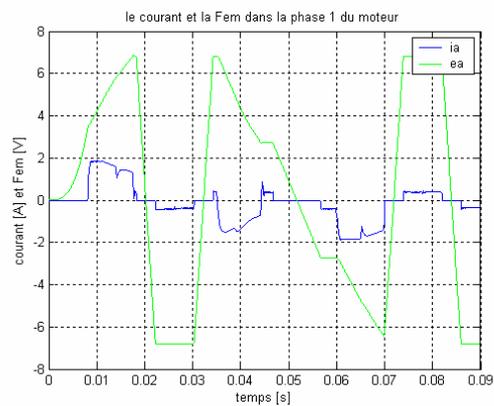
-a- Forme de la vitesse



- b- Forme du courant i_d



-c- Couple C_e



-d- Le courant i_a et Fem e_a

Figure 4.27 : Résultats pour le fonctionnement du moteur pour la vitesse négative.

4.8.3. Simulation pour les deux sens de rotation :

Dans cette partie on visualise la vitesse en donnant une consigne dans les deux sens (fig 4.28.a), et le courant dans la branche continue avec sa consigne calculée par le régulateur de vitesse dans la figure (4.28.b), le couple (fig 4.28.c), et finalement le courant avec la Fem correspondante pour la phase **a** illustrés par la figure (4.28.d). Dans cette partie pour faire fonctionner la machine dans les deux sens de rotation, on donne une référence positive avec la séquence d'allumage direct, ensuite pour inverser le sens il faut d'abord imposer une consigne de vitesse nulle pour arrêter la machine ensuite on envoie une référence négative où est injectée la séquence d'allumage inverse.

Pour avoir la compatibilité entre le signal du régulateur de courant u_c et le hacheur à deux quadrants, il faut utiliser la valeur absolue de la référence et de la vitesse.

L'erreur de réglage :

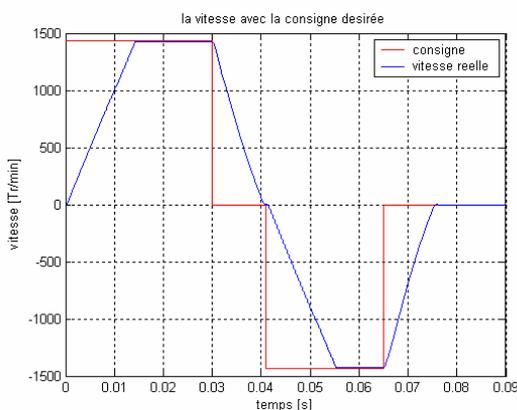
$$erreur = |w_{ref}| - |w_r|. \quad (4.86)$$

Le temps de simulation :

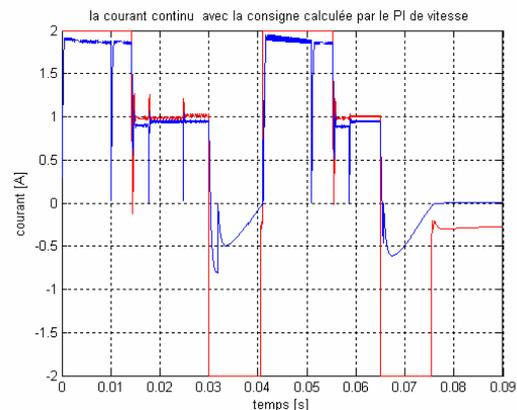
$$T_s = 0.09 \text{ s.}$$

La consigne de la vitesse dans les deux sens de rotation :

- Si $(t < 0.03)$ $w_{ref} = 1430 \text{ Tr/min.}$
- Si $(0.03 < t < 0.041)$ $w_{ref} = 0 \text{ Tr/min (arrêt).}$
- Si $(0.041 < t < 0.065)$ $w_{ref} = -1430 \text{ Tr/min.}$
- Si $(t > 0.065)$ $w_{ref} = 0 \text{ Tr/min.}$



-a- Forme de la vitesse w_r



-b- Forme du courant i_d

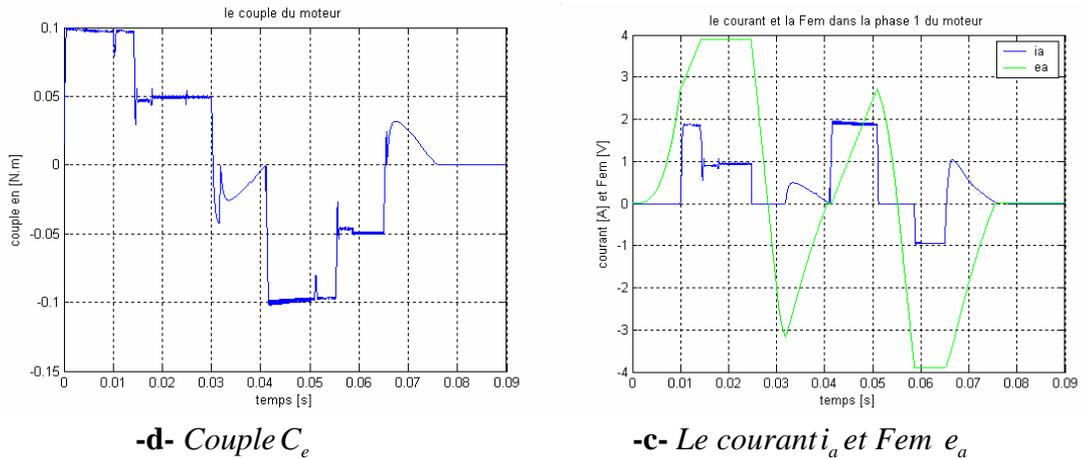
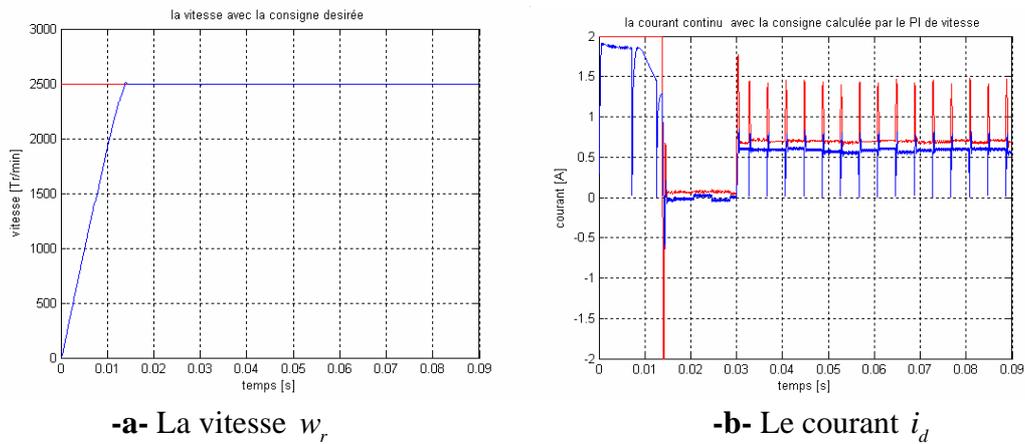


Figure 4.28 : Résultats pour le fonctionnement dans les deux sens de rotation.

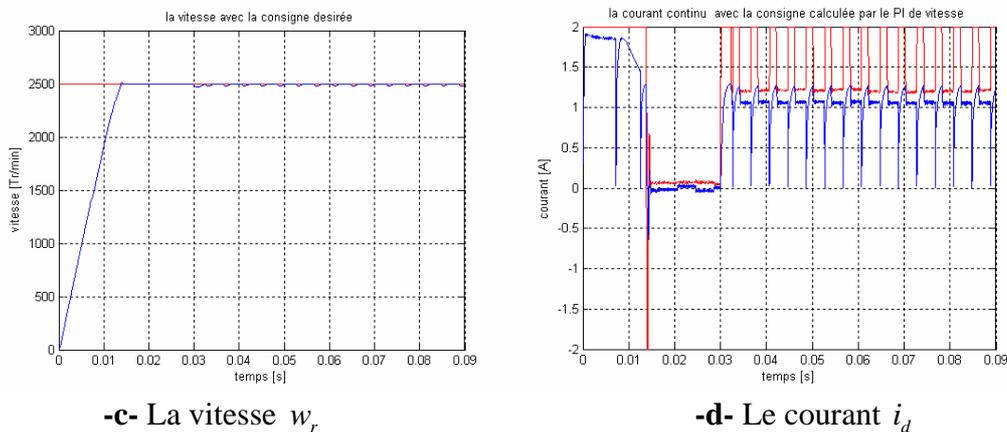
4.8.4. Test de la robustesse du régulateur de la vitesse :

Dans cette partie, on démarre le moteur avec un couple résistant nul ensuite à l'instant $t=0.03$ on introduit un couple résistant constant et on visualise la forme de la vitesse ainsi que la commande qui est la consigne de courant.

1. Couple résistant $C_r = 0.03$:



1. Couple résistant $C_r = 0.055$:



1. Couple résistant $C_r = 0.07$:

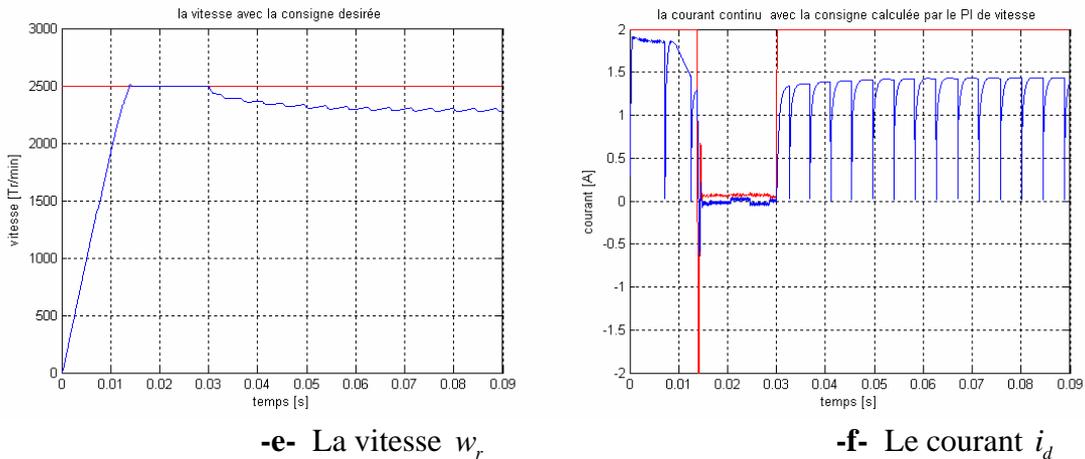


Figure 4.29. : Résultats pour le test de la robustesse

4.8.5. Analyses et commentaires:

- 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 génératrice ils sont de sens opposé ce qui est conforme bien avec la théorie.
- On remarque que pendant le freinage une partie du courant total devient négatif, ceci est due au retour du courant vers la source, donc la machine passe en fonctionnement génératrice. 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 lors du freinage l'inversion du courant qui devient négatif et le couple devient positif opposé à la vitesse a fin 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 totale i_d ne suit pas le courant de référence car l'énergie cinétique de la machine est faible puisque on a une petite machine.
- En remarque aussi qu'il y a une erreur statique entre le courant de consigne et le courant réel ce phénomène peut s'explique par la nature du système à régler, lequel présente un comportement dérivateur qui compense le terme intégrateur du régulateur PI.

On constate que les régulateurs sont robustes vis-à-vis des variations paramétriques parce que on a fait des suppositions simplificatrices en vue de synthétiser les coefficients ($k_{p1}, k_{i1}, k_{p2}, k_{i2}$) des régulateurs (on a négligé le coefficient de frottement visqueux "f", les durées de commutation qui correspondent à la conduction des diodes).

Pour un couple résistant faible $C_r = 0.03 (N \cdot m)$ la forme de la vitesse reste lisse c'est-à-dire la vitesse suit bien la consigne mais c'est la valeur de la commande (le courant de référence i_d^*) qui augmente dès que la perturbation est introduite.

On remarque que lorsqu'on augmente la valeur du couple résistant à une valeur $C_r = 0.055 (N \cdot m)$, on constate l'apparition des ondulations sur la vitesse, mais elle suit toujours la consigne.

Dans les deux premiers cas la réaction du régulateur est efficace. Dans le dernier cas pour $C_r = 0.07 (N \cdot m)$, on voit une déformation sur la forme de la vitesse et l'apparition d'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.

4.9. Asservissement de la position:

Dans une application de la robotique l'asservissement de la position est indispensable, car on a souvent des problèmes de poursuite d'une trajectoire donnée, en général les bras manipulateurs industriels sont équipés de six articulations a fin de réaliser n'importe qu'elle mouvement dans l'espace. L'ordre de grandeur de l'erreur tolérée varie d'une application à une autre.

Dans notre cas, la machine BLDC est vue comme entraînant une articulation, le facteur de précision n'est pas étudié avec soin ici, car on accepte des erreurs relativement grandes, mais qui soient acceptables pour certaines applications.

4.9.1. Asservissement de position avec un régulateur à action proportionnelle :

Afin de réaliser une commande de poursuite pour notre machine, on a utilisé un simple régulateur à action proportionnelle.

Pour avoir la position, il suffit d'intégrer la vitesse on a:

$$\theta(s) = \frac{1}{s} \cdot w_r(s) \quad (4.87)$$

Le schéma fonctionnel de l'asservissement de position est illustré par la figure (4.30).

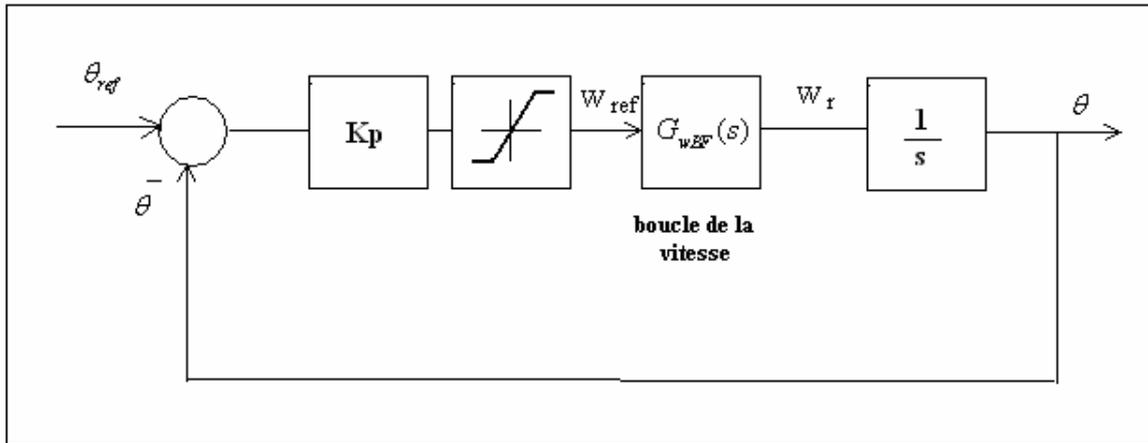


Figure 4.30 : schéma fonctionnel avec le régulateur associé à la boucle de vitesse

La fonction de transfert de la boucle de vitesse est donnée par:

$$G_{wBF}(s) = \frac{1.58 \cdot 10^{-5} \cdot s^5 + 0.41 \cdot s^4 + 866.8 \cdot s^3 + 7.34 \cdot s^2}{4.4 \cdot 10^{-12} \cdot s^7 + 5.36 \cdot 10^{-8} \cdot s^6 + 0.000337 \cdot s^5 + 1.41 \cdot s^4 + 866.8 \cdot s^3 + 7.34 \cdot s^2} \quad (4.88)$$

Pour synthétiser le régulateur, on doit disposer d'un modèle simplifié du système, donc on a approximé la fonction de transfert $G_{wBF}(s)$ par une fonction de transfert du premier ordre, la réponse indicielle de cette fonction est représentée à la figure (4.31) :

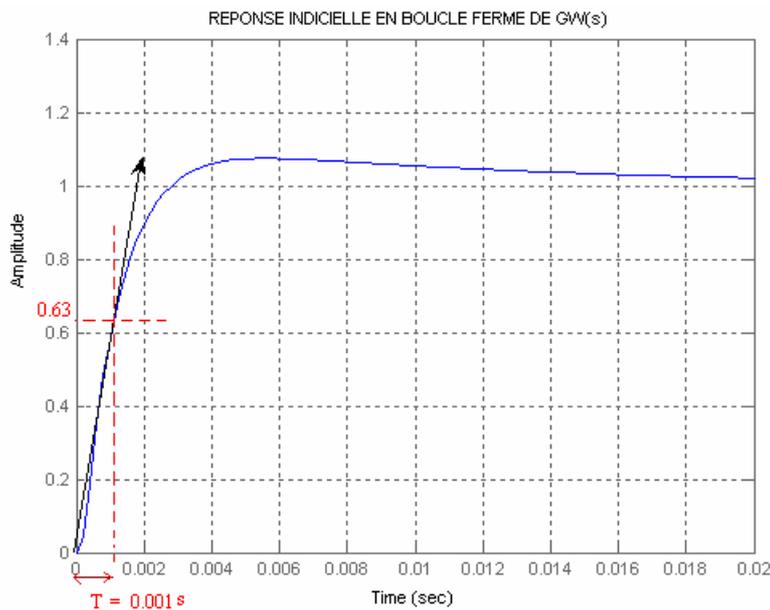


Figure 4.31 : Réponse indicielle de $G_{wBF}(s)$

Fonction de transfert du premier ordre:

$$G_w(s) = \frac{1}{1+T \cdot s} \quad (4.89)$$

Pour trouver la constante de temps T de la fonction $G_w(s)$ on a utilise la méthode d'identification (la réponse indicielle) illustrée par la figure (4.31), lorsque la réponse égale à 0.63 on trouve :

$$T=0.001 \text{ s} \quad (4.90)$$

Les réponses des deux fonctions sont illustrées par la figure (4.32) :

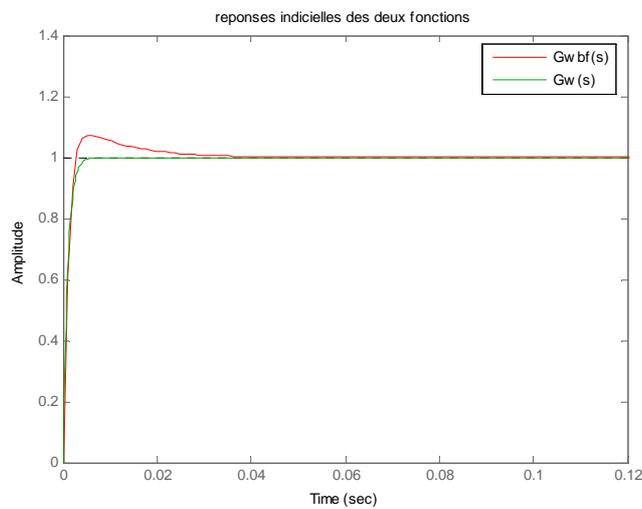


Figure 4.32: Comparaison entre les deux réponses

Le schéma fonctionnel devient :

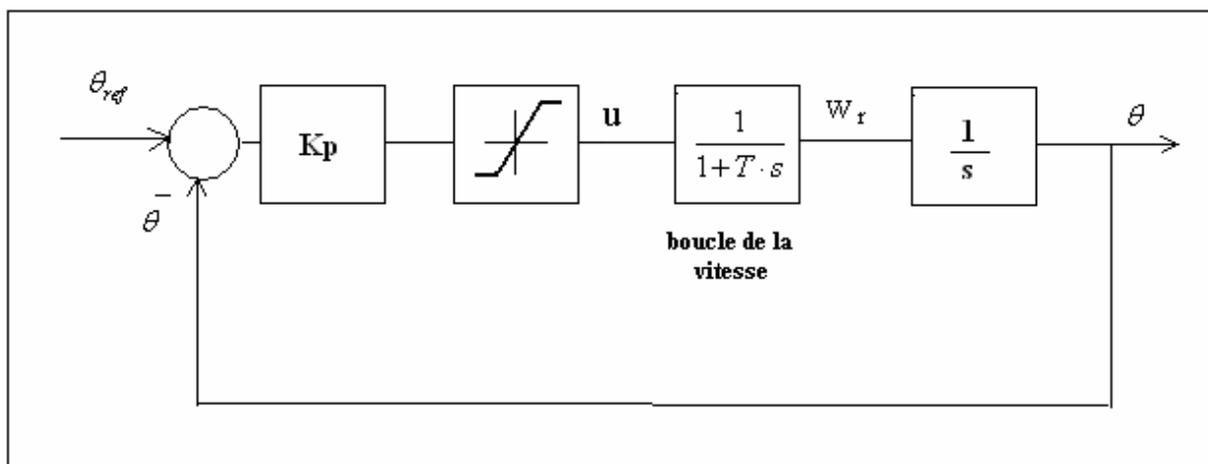


Figure 4.33: Schéma fonctionnel de la boucle d'asservissement de position

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$G_{\theta Bo}(s) = \frac{k_p}{s(1 + 0.001 \cdot s)} \quad (4.91)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$G_{\theta BF}(s) = \frac{k_p}{0.001 \cdot s^2 + s + k_p} \quad (4.92)$$

4.9.1.1. Synthèse du Kp :

On trace le diagramme de bode pour $k_p = 1$, ensuite on détermine la pulsation de coupure ω_0 qu'on veut avoir lorsque la marge de phase $\varphi_m = 55^\circ$ figure (4.34)

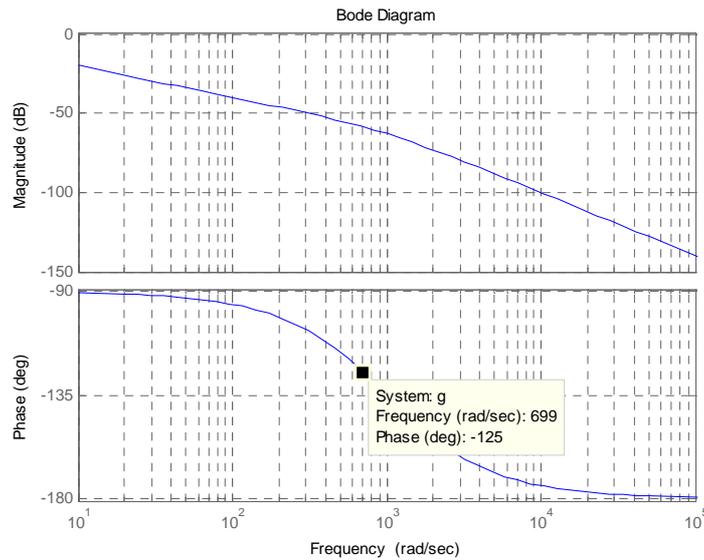


Figure (4 .34) : Réponse fréquentielle du système non corrigé

On veut que le gain en boucle ouverte soit unitaire lorsque $\omega = \omega_0$, d'après le diagramme de bode de la figure (4.34) $\omega_0 = 699 \text{ rad / s}$.

$$|G_{\theta Bo}(j \cdot \omega)| = \left| \frac{k_p}{j \cdot \omega \cdot (1 + 0.001 \cdot (j \cdot \omega))} \right| \quad (4.93)$$

Lorsque $\omega = \omega_0$ on a :

$$|G_{\theta Bo}(j \cdot \omega)|_{\omega=\omega_0} = \frac{k_p}{\omega_0 \cdot \sqrt{1 + (0.001 \cdot \omega_0)^2}} = 1 \quad (4.94)$$

Alors

$$k_p = 699 \cdot \sqrt{1 + (0.001 \cdot 699)^2} = 852.83 \quad (4.95)$$

Alors la réponse du système régulée en boucle fermée est donnée par la figure (4.35)

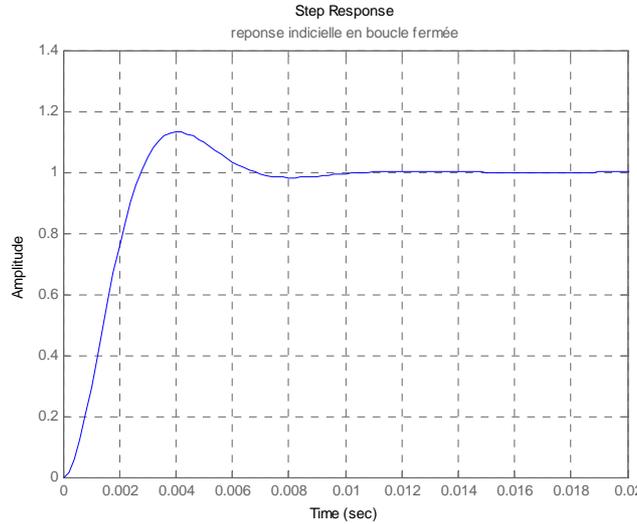


Figure 4 .35 : Réponse indicielle en boucle fermée

4.9.1.2. Résultats de simulation :

Un programme de simulation est développé pour la commande de position en tenant compte des modèles du BLDC obtenus dans les chapitres 2 et 3.

Dans le domaine de la robotique, il n'est pas recommandé d'utiliser des consignes de types échelon ou de type signal carré. En général, on veut que le robot suive certaine trajectoire c'est-à-dire on lui donne une consigne variable dans le temps soit dans notre cas de type trapézoïdal ou sinusoïdal.

4.9.1.2.1. Consigne trapézoïdale :

La consigne est :

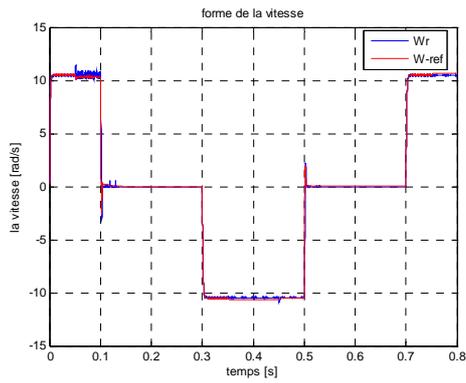
$$\text{Si } t \leq 0.1 \quad \text{alors } \theta_{ref} = 10 \cdot \frac{\pi}{3} \cdot t$$

$$\text{Si } 0.1 < t \leq 0.3 \quad \text{alors } \theta_{ref} = \frac{\pi}{3}$$

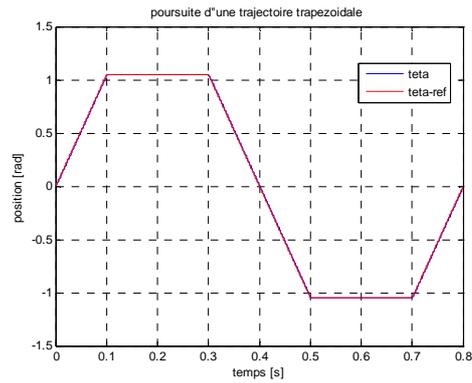
$$\text{Si } 0.3 < t \leq 0.5 \quad \text{alors } \theta_{ref} = -10 \cdot \frac{\pi}{3} \cdot t + 4 \cdot \frac{\pi}{3} \quad (4.96)$$

$$\text{Si } 0.5 < t \leq 0.7 \quad \text{alors } \theta_{ref} = -\frac{\pi}{3}$$

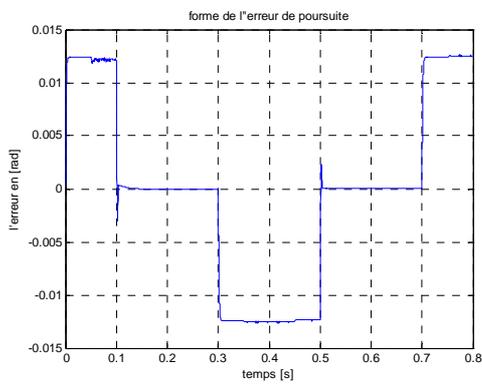
$$\text{Si } 0.7 < t \leq 0.8 \quad \text{alors } \theta_{ref} = 10 \cdot \frac{\pi}{3} \cdot t - 8 \cdot \frac{\pi}{3}$$



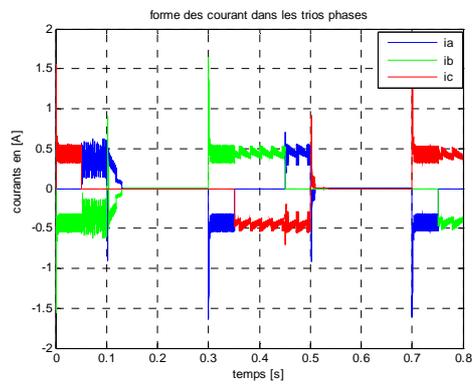
-a- La vitesse



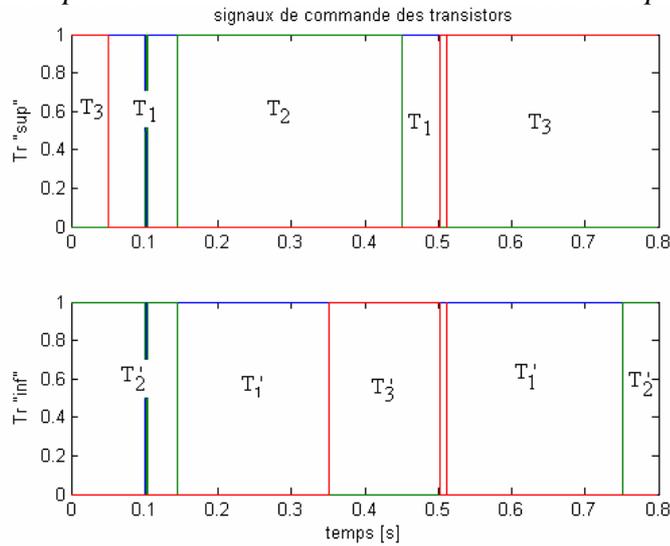
-b- La position



-c- L'erreur de poursuite



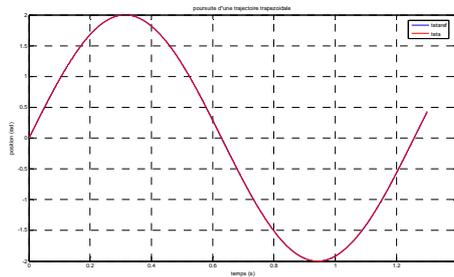
-d- Courant dans les phases



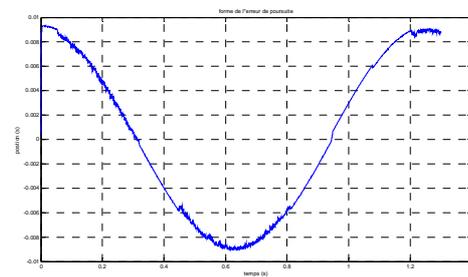
-e- Signaux de commande des transistors

Figure 4.36 : Résultats pour une consigne trapézoïdale

4.9.1.2.2. Consigne sinusoïdale :



-a- La position



-b- l'erreur de position

Figure 4.37 : Résultats pour une consigne sinusoïdale

4.9.1.3. Analyses et commentaires :

Dans le premier cas on a une consigne trapézoïdale, on voit dans la partie variable de la consigne l'apparition d'une erreur statique à cause de la rapidité de la consigne, tandis que dans la partie plate, l'erreur est nulle ainsi les courants de phases et la machine s'arrête.

On peut conclure que pour des consignes en échelon on n'aura pas une erreur statique. Dans le deuxième cas, on a pris une consigne sinusoïdale. L'erreur maximum est égale à peu près à 0.008 [rad] (0.5°), on remarque qu'il y a toujours une erreur statique car on a une poursuite de trajectoire, cette erreur est acceptable dans les deux cas.

On remarque que malgré, la présence d'une action intégrale dans le système, il y a toujours une erreur statique, ceci s'explique ça par l'approximation introduite sur la fonction de transfert lors de la synthèse du régulateur.

4.9.2. Poursuite de position avec une correction proportionnelle dérivée:

La loi de commande qui est applique en générale dans la robotique est de type PD dans laquelle on introduit aussi l'information sur la première et la seconde dérive de la référence.

La loi de commande est donnée par:

$$u(t) = T_w \cdot \ddot{\theta}_{ref} + \dot{\theta}_{ref} + K_p \cdot T_w (\theta_{ref} - \theta) \quad (4.97)$$

De cette loi de commande, nous tirons la structure suivant :

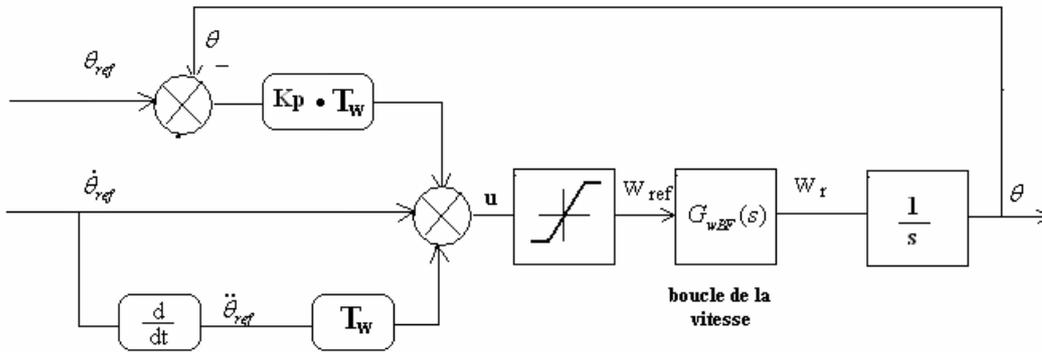


Figure 4.38 : schéma fonctionnel de l'asservissement de position avec une correction PD

On a :
$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{s(1+T_w \cdot s)} \quad \text{avec } T_w = 0.001 \text{ et } Y(s)=\theta(s) \quad (4.98)$$

Donc
$$Y(s)[s + T_w \cdot s^2] = U(s) \quad (4.99)$$

En passant par la transformation de Laplace inverse on aura :

$$\ddot{\theta} \cdot T_w + \dot{\theta} = u(t) \quad (4.100)$$

$$\ddot{\theta} + \frac{\dot{\theta}}{T_w} - \frac{u}{T_w} = 0 \quad (4.101)$$

$$\begin{cases} \ddot{\theta} \cdot T_w + \dot{\theta} = u(t) \\ u(t) = T_w \cdot \ddot{\theta}_{ref} + \dot{\theta}_{ref} + K_p \cdot T_w (\theta_{ref} - \theta) \end{cases} \quad (4.102)$$

En remplaçant u(t) par son expression on obtient :

$$\ddot{\theta} + \frac{\dot{\theta}}{T_w} - \ddot{\theta}_{ref} - \frac{\dot{\theta}_{ref}}{T_w} + K_p (\theta_{ref} - \theta) = 0 \quad (4.103)$$

$$\text{Donc } \ddot{e} - \frac{1}{T_w} \cdot \dot{e} + K_p \cdot e = 0 \quad (4.104)$$

$$\text{Avec } e = \theta_{ref} - \theta \quad (4.105)$$

Pour un amortissement critique on a :

$$\Delta = \left(\frac{1}{T_w} \right)^2 - 4 \cdot K_p = 0 \quad (4.106)$$

$$\Rightarrow K_p = \frac{1}{4 \cdot T_w^2} \quad (4.107)$$

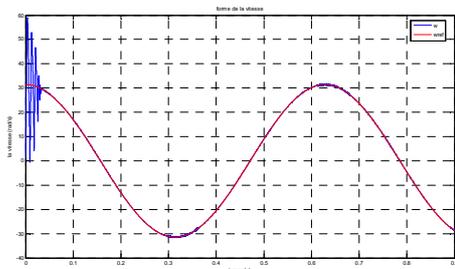
4.9.2.1. Résultats de simulation :

Les références :

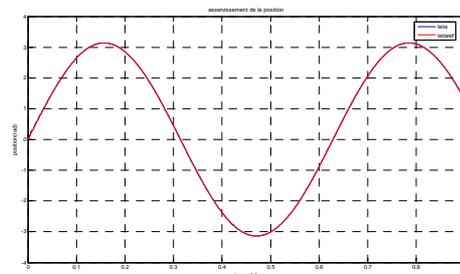
$$\begin{cases} \theta_{ref} = \pi \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ \dot{\theta}_{ref} = \pi \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t) \\ \ddot{\theta}_{ref} = -\pi \cdot \omega^2 \sin(\omega \cdot t) \end{cases} \quad (4.108)$$

Pour $\omega = 10$ donc la période $T = \frac{2\pi}{10} = 0.628 \text{ s}$

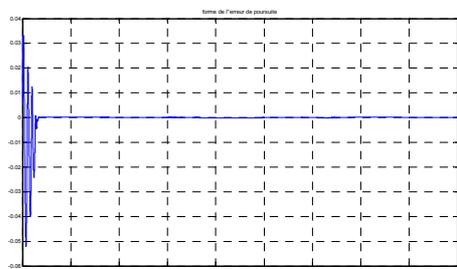
❖ Résultats pour $T = 0.628 \text{ s}$:



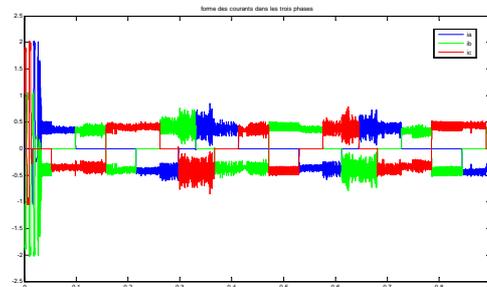
-a- La vitesse



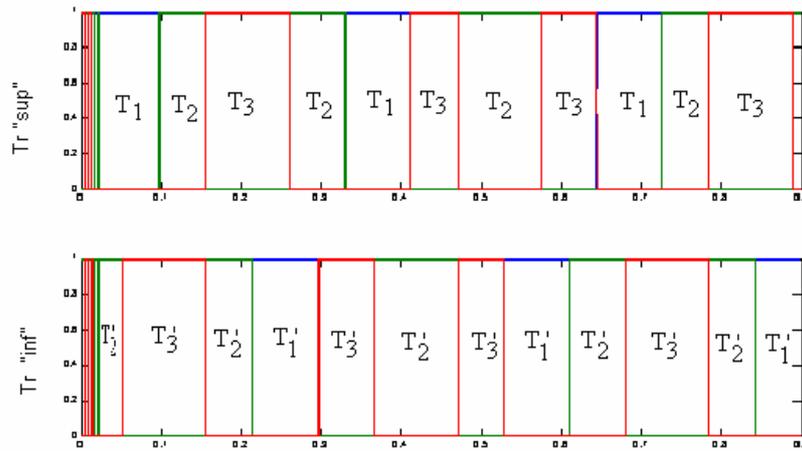
-b- La position



-c- L'erreur de poursuite



-d- Courant dans les phases



-e- Signaux de commande des transistors

Figure 4.39 : Résultats pour une trajectoire sinusoïdale avec $T = 0.628 \text{ s}$

4.9.2.2. Analyse des résultats :

On constate que l'erreur statique est devenue très petite, elle est de l'ordre de 10^{-3} (rad). Dans cette deuxième commande on a tenu en compte la variation de la consigne, cette commande agit bien à la rapidité de la consigne.

4.10. Conclusion :

Dans ce chapitre on a étudié le moteur BLDC comme un moteur DC classique, ceci uniquement pour synthétiser les régulateurs de vitesse et du courant. De façon classique, la commande linéaire dite en cascade a été utilisée. Deux boucles sont adoptées afin d'assurer la réponse souhaitée. On a réalisé, 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 totale est réalisé par la commande par modulation de largeur d'impulsion noter qu'il existe d'autres méthodes tel que la commande par hystérésis avec MLI par phase, mais elle nécessite au moins deux capteur de courant. On a réalisé le réglage de vitesse dans les deux sens de rotation ainsi que les tests de la robustesse du régulateur de la vitesse. A la fin on a étudié l'asservissement de position où on a utilisé deux types de commande l'une par une simple action proportionnelle l'autre avec une loi de commande de type PD afin de réaliser la poursuite de deux types de trajectoires trapézoïdale et sinusoïdale, ainsi on a montré que la commande PD permet une bonne poursuite de trajectoire.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire, concerne la commande vitesse/position du moteur à courant continu sans balais.

Nous avons commencé ce mémoire en donnant un bref aperçu sur le principe et les types de ce moteur ainsi que l'électronique de pilotage qui est lui associée en donnant deux circuits spécialisés pour la commande de ce moteur.

Pour le deuxième chapitre nous avons développé un modèle détaillé pour l'ensemble machine-commutateur lorsque la machine tourne dans le sens direct. Nous avons effectué des tests de simulation pour vérifier le fonctionnement de la machine le régime statique et dans le régime de démarrage ainsi que l'influence de la variation des paramètres sur les formes des courants dans les phases. A la fin on a donné les résultats de simulation, dans lesquels on a montré l'influence des paramètres sur les formes des courants.

Pour le troisième chapitre une partie importante de notre travail a été consacrée à la compréhension du fonctionnement de l'ensemble machine-commutateur pour une rotation du moteur dans le sens inverse. Nous avons également établi le modèle pour le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-machine pour ce sens de rotation.

Pour ces deux chapitre 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.

Dans le quatrième chapitre nous avons développé la commande de vitesse sur la base des modèles obtenus pour les deux sens de rotation. Dans cette partie 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. On a synthétisé également les deux régulateurs pour cette structure. Nous avons effectué la simulation de l'asservissement de vitesse pour le fonctionnement dans les quatre quadrants. Ainsi qu'à la fin de ce chapitre on a étudié la commande de position.

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

Bibliographie :

- [1] P. Abati, « Les Capteurs à Effet Hall », Cours, 2001, Site www.stielec.ac-aixmarseille.fr.
- [2] Aissa Ameer, « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimant permanent dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants » thèse magister à l'université de Batna soutenu le 10 octobre 2005.
- [3] Boubaker Azoui, « concept and realisation of three-phase Brushless DC motor (BLDCM) for solar application ». Thèse doctorale, université de Banta, Mai 2002.
- [4] Moussa Bouhrik, « Impact des Nouveaux Matériaux ((NdFeB et SmCo)) sur les Moteurs (BLDCM) Destinés aux Véhicules Electriques ». Thèse magister université de Batna, Mars 2007.
- [5] Michel Etique, « Entraînements réglés-MET2 Prof ». Octobre 2005,
- [6] Louis Fourdan, « BrushlessBLDC.doc » <http://wapics.free.fr/lrk/BrushlessBLDC.doc>.
- [7] Freescale Semiconductor Advance information « Brushless DC 1.0 AMP 28 VOLT Motor Driver » data sheet
- [8] Frédéric Gillon, « Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur à commutation électronique ». Thèse doctoral université de Lille.
- [9] Grouzet, constructeur des moteurs BLDC, « Notions de base », data sheet.
- [10] Thierry Hans, « Asservissements numériques ». Editions Eyrolles 1991.
- [11] Keyvan Hatefi, « La conception assisté par ordinateur de moteurs et entraînements électriques à aimants permanents ». Thèse de l'école polytechnique fédérale de Lausanne.
- [12] S. J. Kang, S. Sul, « Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Nonideal Trapezoidal Back EMF», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, N°6, p. 796-802, 1995.
- [13] Jacques Laroche, « Electronique de puissance, Convertisseurs ». Editions Dunod, Paris, 2005.
- [14] Nicolas de Laleu, « Conception de mini-drones avions : quadricoptere ».Projet de deuxième année promo 2007, Rapport final, Centrale Paris.
- [15] B. K. Lee, M. Ehsani, « Advanced BLDC Motor Drive for Low Cost And High Performance Propulsion System in Electric and Hybrid Vehicles », IEEE Electric Machines and Drives p. 246-251, IEMDC, 2001
- [16] B. K. Lee, B. Fahimi and M. Ehsani, « Dynamic Modeling of Brushless DC Motor Drives », 9th EPE'2001, Graz, Austria 2001.

[17] C.-G, J.-H Lee, H.-Kim, «Study on Maximum Torque Generation for Sensorless Controlled Brushless DC Motor with Trapezoidal Back EMF», IEE Proc-Electr. Power Appl., Vol. 152, N°2, p. 277-291, March 2005.

[18] Vincenzo Marano, « L6235 Three phase Brushless DC Motor »

[19] Pierre Mayé, « Moteurs électriques pour la robotique ». Editions Dunod, Paris, 2000.

[20] M. Perron., « Contrôle d'un groupe servomoteur-pompe par modes glissant afin d'augmenter la robustesse de l'asservissement en position d'un Vérin Hydraulique », mémoire de maîtrise en sciences appliquées, Département de Génie Electrique et de Génie Informatique, Université de Sherbrooke, Canada, Août 2004.

[21] P. Pillay, R. Krishnan, « Modeling of Permanent Magnet Motor Drives», IEEE Transactions on Industrial Electronics, p. 537-541, 1988.