

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



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE



DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

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

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

**Commande Par Mode Glissant D'ordre Deux D'un Moteur A
Commutation Electronique**

Proposé et dirigé par :

Mr : **BOUGUERRA** Abderrahmen

Présenté par :

BOURASSE Yassine

MAMMERY Djalal Eddine

SID Hossem Eddine

Année Universitaire : 2010 / 2011

Remerciements

Nous rendons nos profondes gratitudes à ALLAH qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre chef de département monsieur BENDJAIMA Bachir. en plus à notre encadreur monsieur BOUGUERRA Abderrahmen pour avoir d'abord proposé ce thème, pour son suivi continué toute long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils.

Nous remercions tous les membres du jury qui acceptent de juger notre travail et pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce dernier.

Un gros merci à nos parents et à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation sans exception.

Table des Matières

Remerciements	
Table des Matières	V
Introduction Générale	1

Chapitre 1

Notion 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	4
1.4 Caractéristique du BLDC	5
1.5 Type de Fonctionnement	5
1.5.1 Cas Idéal	5
1.5.2 Cas Réel	6
1.6. Technologies du moteur BLDC :	6
1.6.1. Le stator :	6
1.6.2. Le rotor :	7
1.6.3. Différents types du BLDC :	8
1.6.3.1. Moteur à rotor intérieur :	8
1.6.3.2. Moteur à rotor extérieur :	8
1.6.3.3. Moteur à entrefer axial :	9
1.7 Les Équations Électrique et Mécanique du Moteur BLDC	10
1.7.1 Les Équations Électrique	10
1.7.2 La Force Électromotrice	13
1.7.3 L'Équation Mécanique du Mouvement	13
1.7.3.1 Vitesse du Moteur	13
1.7.3.2 Couple Électromagnétique	14
1.8. L'alimentation électronique du BLDC :	14

1.8.1. Commutateur de puissance :.....	15
1.8.1.1 Alimentation unidirectionnelle :	15
1.8.1.2. Alimentation bidirectionnelle :	16
1.8.2. Capteurs :.....	16
1.8.2.1. Capteur à effet Hall :	17
1.8.3. Logique de commande :.....	17
1.8.4. Commande en tension ou en courant :.....	19
1.8.4.1. Alimentation en tension :	19
1.8.4.2. Alimentation en courant :.....	19
1.9. Conclusion :	19

Chapitre 2

Modélisation du Moteur BLDC

2.1 Introduction	20
2.2 Modèle Continu du Moteur BLDC Lorsque Deux Phases Sont Alimentées	20
2.2.1 Fonction de Transfert en Boucle Ouverte.....	22
2.2.2 Constantes de Temps Mécaniques et Electriques.....	22
2.3 Modèle Continu du Moteur BLDC Lorsque Trois Phases Sont Alimentées	24
2.3.1 Le Schéma Fonctionnel du Moteur BLDC Pour le Mode DC2	25
2.4 Résultats de Simulation	26
2.4.1 Simulation en Boucle Ouverte.....	26
2.5 Conclusion	27

Chapitre 3

Commande Par Mode de Glissement du Moteur BLDC

3.1 Introduction	28
3.2 Théorie de la Commande par Mode de Glissement	29
3.2.1 Choix des Surfaces de Glissement.....	29
3.2.2 Condition de Glissement	29
3.2.3 Calcul de la Commande.....	30
3.2.4 Expression Analytique de la Commande.....	31
3.2.5 Elimination du Phénomène du Chattering.....	32
3.2.6 Différentes Structures du Contrôle par Mode de Glissement.....	33
3.2.6.1 Structure Par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande	33
3.2.6.2 Structure par Commutation au Niveau d'une Contre Réaction d'Etat	33
3.2.6.3 Structure par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande, avec Ajout	34
de la Commande Equivalente	34
3.3 Applications au Moteur à Courant Continu sans Balais (BLDCM)	35
3.3.1 Réglage de la Vitesse.....	35
3.3.2 Réglage du Courant	36
3.3.3 Validation de la Commande pour le Mode DC2	37
3.4 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse	39
3.5 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse	41
3.6 Conclusion	

CHAPITRE 4

Commande Par Mode Glissant d'Ordre Supérieur

4.1 Introduction	42
4.2 Commande par Modes Glissants d'Ordre Deux	42

4.3 Algorithme Super–Twisting de Commande de Vitesse	43
4.4 Application à la Commande en Vitesse de la Machine à Courant Continu	44
4.5 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse	44
4.6 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse	45
4.7 Conclusion	46

Chapitre 5

Etude Comparative

5.1 Introduction	48
5.2 Etude Comparative	48
5.2.1 Commande Par Mode De Glissement D'ordre Un (Simple).....	48
5.2.2 Commande Par Mode De Glissement D'ordre Deux	49
5.4 Conclusion	49
Conclusion Générale.....	50
Bibliographie	51
Annexe	54

INTRODUCTION GENERALE

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

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

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

Dans un moteur à courant continu classique, le rotor porte les enroulements tandis que le stator est muni d'aimants. Cette structure est imposé pour pouvoir utiliser un contact mobile assurant les commutations de courant nécessaire au fonctionnement en continue, mais elle n'est pas favorables au comportement thermique de la machine puisque la chaleur crée par l'effet joule dans l'induit ne peut pas se dissiper facilement. Quand on n'a pas besoin de balais et de collecteur, c'est naturellement le stator qui porte les enroulements et le rotor qui est aimanté, le rotor joue donc maintenant le rôle d'inducteur sans qu'il soit toutefois nécessaire de lui transmettre de l'énergie par le biais d'un contact mécanique. La chaleur due à l'effet joule ne rencontre pas d'obstacle à son évacuation. Cette dispositions est adoptée pour les moteur BLDC [AME 05] [TEL 07].

La particularité de la machine BLDC est que le stator est muni de capteurs qui permettent de détecter la position du rotor afin de commander l'électronique qui assure les commutations des courants dans les phases. On rencontre surtout des capteurs à effets hall, mais on utilise également des dispositifs optiques. Le moteur BLDC se trouve dans différentes applications exigeant des performances élevées en terme de fiabilité et sécurité de fonctionnement tel que les véhicules électriques et hybrides, les engins spatiaux, l'aéronautique, la robotique, ainsi dans les petites applications telles que l'entraînement des disques durs, unités de disques d'ordinateur, lecteur DVD et DVD ROM, outils de mission d'espace, automation d'usine et le domaine de la robotique, ... etc. [BOU 07] [GIE 02].

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

- ❖ Notion de base sur le moteur à courant continu sans balais
- ❖ Modélisation de la machine BLDC
- ❖ Etude de la commande par mode de glissement d'ordre simple.
- ❖ Etude de la commande par mode de glissement d'ordre deux
- ❖ Etude comparative entre les différentes commandes proposées.

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

Le premier chapitre est consacré à la notion de base sur le moteur à courant continu sans balais (Brushless)

Au deuxième chapitre est déterminé un modèle continu du moteur BLDC. En premier lieu, nous présentons le modèle pour l'alimentation à deux phases, par la suite nous développons le modèle pour l'alimentation à trois phases. Les résultats de la simulation numérique permettent la validation des modèles présentés.

Dans les chapitres troisième et quatrième nous appliquons les commandes par mode de glissement d'ordre simple et d'ordre supérieur respectivement à la machine BLDC. La structure de commande adoptée est celle en cascade ce qui facilite l'asservissement de la vitesse du moteur BLDC.

Enfin, pour montrer l'efficacité et la robustesse de ces commandes, une étude comparative entre ces commandes est exposée en chapitre cinq. Celle-ci est accomplie sur la base des résultats obtenus par les simulations numériques.

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

CHAPITRE 1

Notion de base sur le moteur à courant continu sans balais

1.1 Introduction

Le moteur à courant continu sans balais, (en anglais "**Brushless Direct Courant BLDC**"), que l'on appelle aussi parfois ECM ("**Electronically Commutated Motor**"), est la copie quasi conforme du moteur DC classique à collecteur [BOU 07] [ETI 05]. Le moteur BLDC est devenu le moteur de choix dans les applications allant de l'électroménager à l'industrie aérospatiale. Ce type de moteur existe depuis 1962, et son utilisation dans l'industrie n'est apparue qu'à 1970 [SCH 07].

Actuellement, la conception de système de commande impliquant des techniques mathématiques avancées et des calculs longs, est considérablement facilitée par la disponibilité de logiciels tels que MATLAB/SIMULINK, ÉPICE, EMTP, SIMPLORER, etc., qui peuvent fournir des prévisions précises du comportement de systèmes réels [GEN 06]. De plus, pour évaluer les avantages du moteur BLDC et en vue de tester ces performances on doit disposer d'un modèle dynamique sous forme d'équations différentielles. Ce modèle permet de simuler son comportement et de reproduire sa vitesse, son couple et les courants ainsi que les FEMs dans chaque phase [HEN 07]. Dans ce chapitre, on explicite le modèle du moteur BLDC pour les deux modes de fonctionnement, après avoir présenté les notions de base de cette machine [SCH 07] [KIL 01]. Et enfin, on termine par les résultats de simulation du régime statique et de démarrage du moteur.

1.2 Constitution du Moteur BLDC

Les moteurs à courant continu sans balais 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 [GRO].

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.

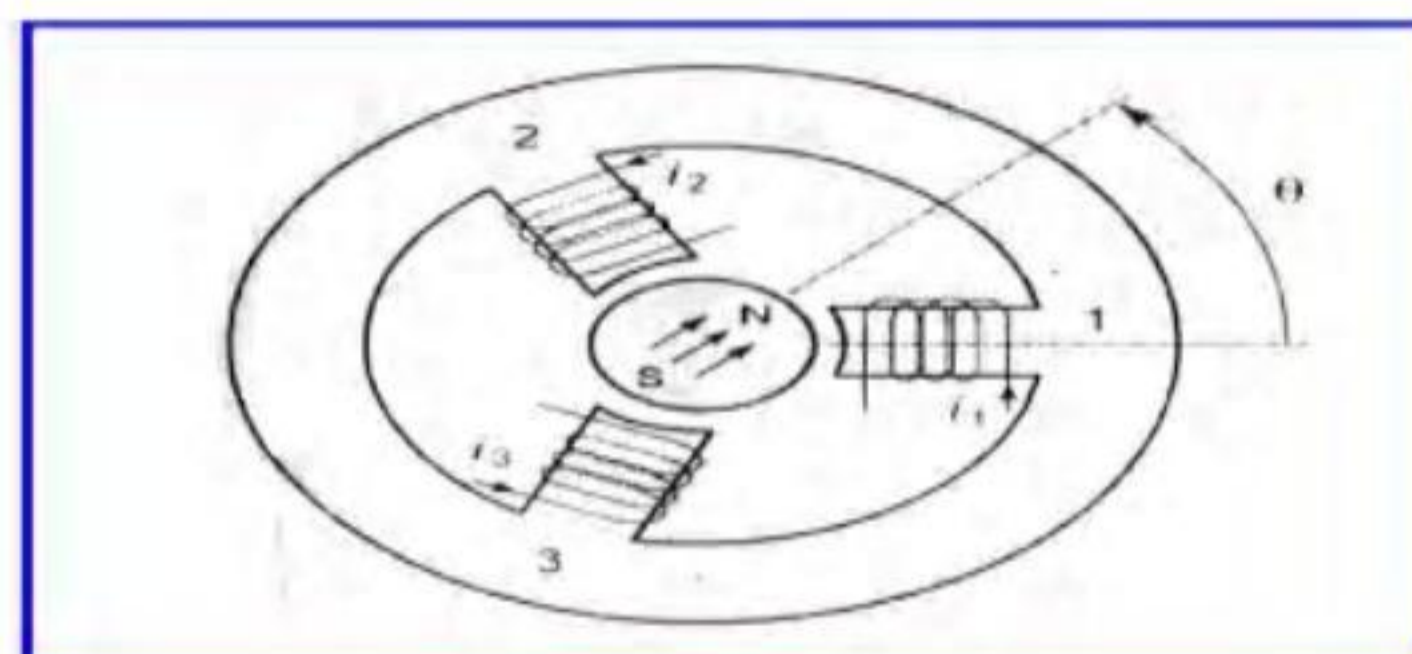


Fig 1.1 Structure élémentaire d'un moteur a courant continu sans balais

1.3 Principe de Fonctionnement

Comme le montre la figure 1.2, nous avons maintenant faire tourner le pôle nord du rotor vers la phase **P1** du stator, le phototransistor **PT1** détecte la lumière et met le transistor **Tr1** en marche. Dans cet état, le courant électrique passant à travers l'enroulement **W1** crée un pôle sud au niveau de la phase **P1** qui va attirer le pôle nord du rotor pour le déplacer dans la direction de la flèche. Quand le pôle nord vient dans l'axe de la phase **P1**, l'obturateur de rotation, qui est relié à l'axe, cache **PT1** mais le phototransistor **PT2** sera exposé à la lumière et un courant traverse le transistor **Tr2**.

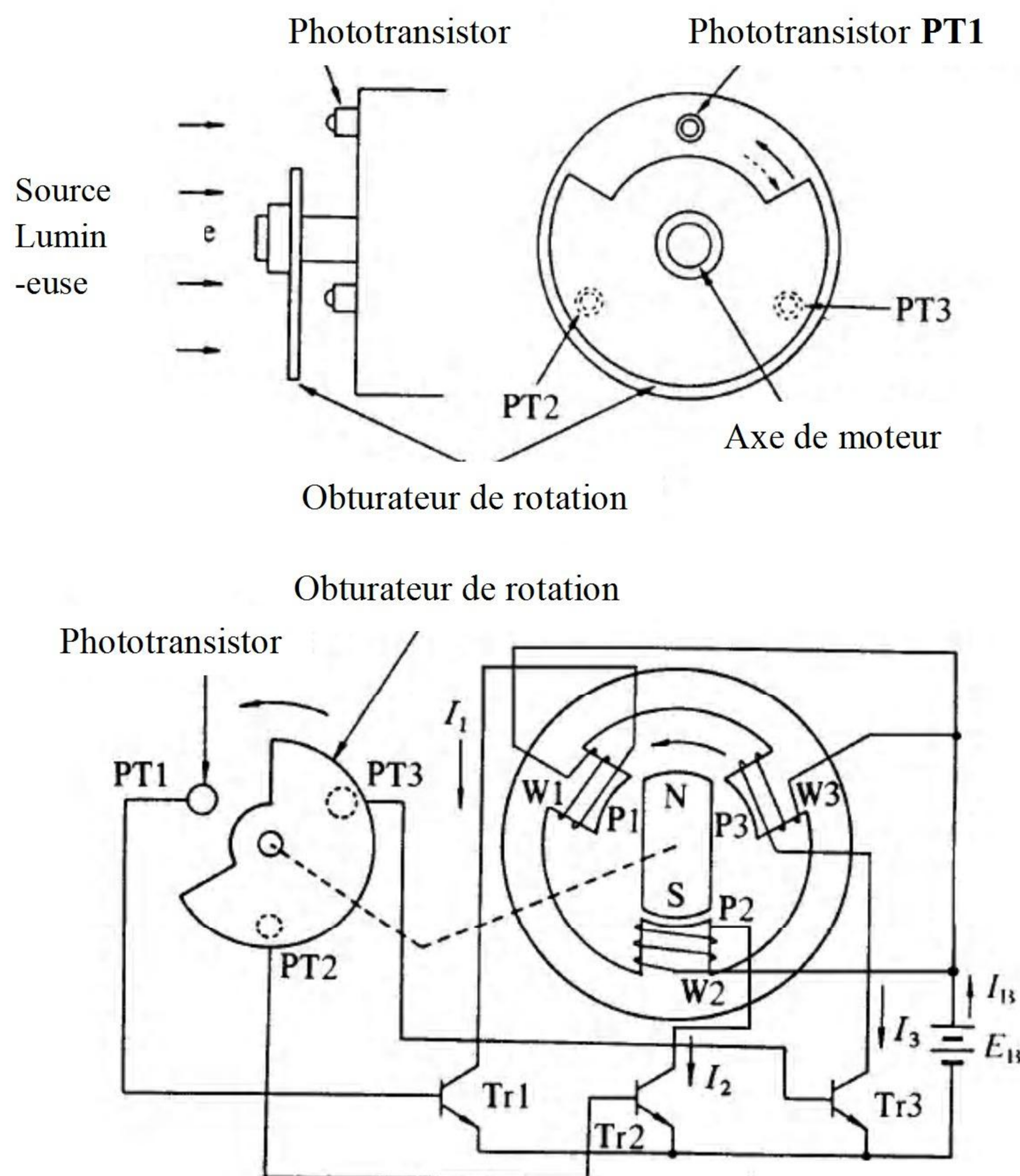


Fig 1.2 : Principe de fonctionnement d'un moteur BLDC triphasé.

Quand le courant traverse l'enroulement $W2$, il crée un pôle sud dans la phase $P2$, alors le pôle nord du rotor tourne dans la direction de la flèche vers la phase $P2$. À ce moment, l'obturateur fait cache $PT2$, donc le phototransistor $PT3$ est exposé à la lumière. Ces actions orientent le courant de l'enroulement $W2$ de la phase $P2$ vers l'enroulement $W3$ de la phase $P3$. Donc, la phase $P2$ est désactivée, alors que la phase $P3$ est activée et crée le pôle sud. Par conséquent le pôle nord du rotor tourne de $P2$ à $P3$ sans s'arrêter. En répétant ces actions récurrentes, l'aimant permanent du rotor tourne sans interruption [KEN 85].

1.4 Caractéristique du BLDC

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

En général, la machine BDLC se caractérisent par :

- ✓ fiabilité élevée
- ✓ rendement élevé
- ✓ couple élevé
- ✓ possibilités de élevé la vitesse
- ✓ dissipation thermique améliorée
- ✓ ondulation de couple basse, [YEA 01].

1.5 Type de Fonctionnement

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

1.5.1 Cas Idéal

Le cas idéal (en négligeant l'effet des inductances) est montré à la figure 1.3. Les FEMs ayant la forme trapézoïdale et les courants ayant la forme rectangulaire, ce qui conduit à un couple constant (Fig 1.4). La période électrique est divisée en six intervalles identiques où chaque intervalle à 60° électriques, et pour chaque période le courant apparait sur 2 intervalles de 120° électriques chacun. Donc, sur les trois phases, on a toujours deux phases en activité pendant les 60° électriques.

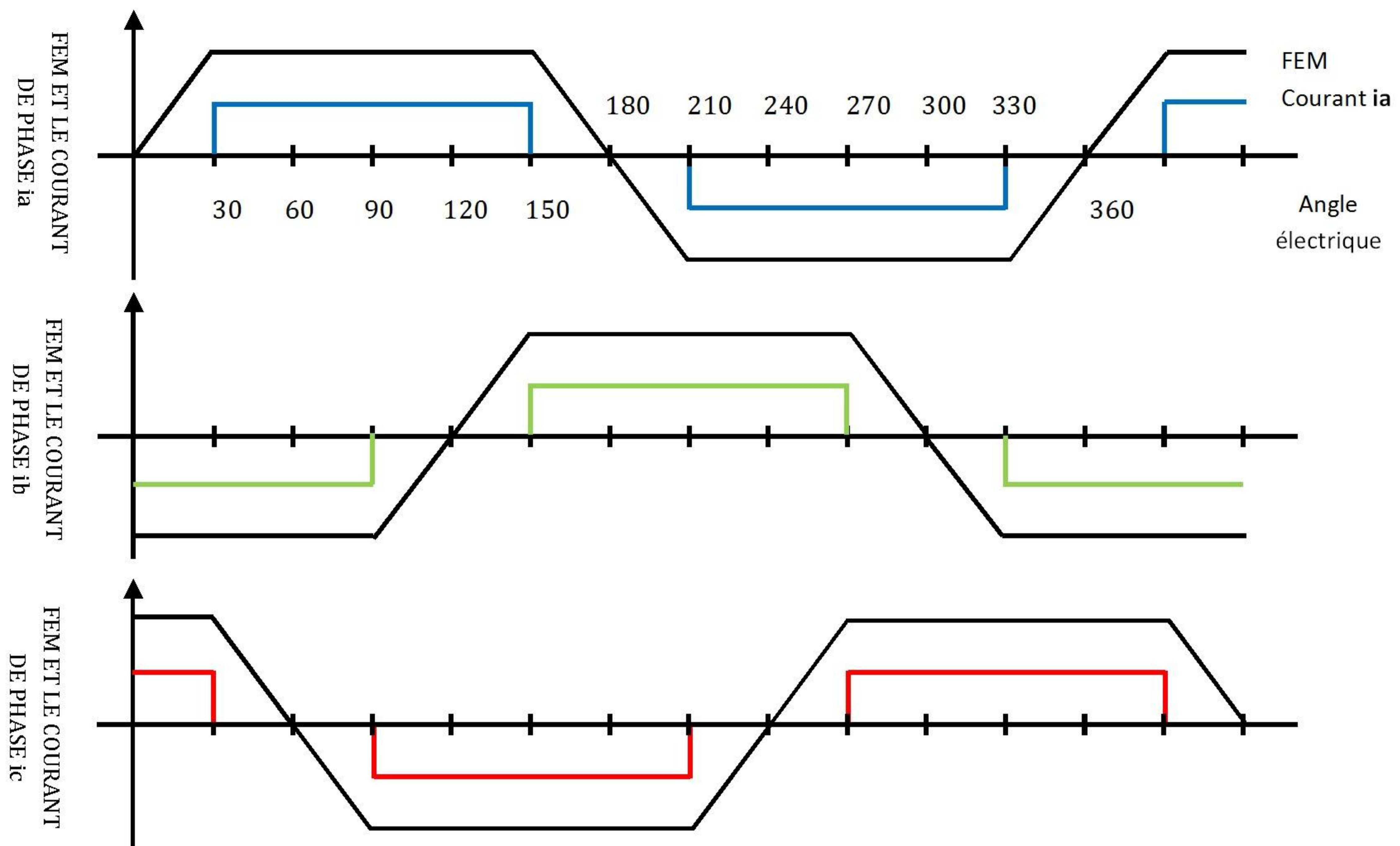


Fig 1.3 : FEMs et les courants de phases du moteur BLDC.



Fig 1.4 : Couple du moteur et les intervalles de conduction [AZO 02] [YEA 01].

1.5.2 Cas Réel

Dans ce cas, l'effet des inductances du moteur n'est pas négligé. Aussi le courant dans les enroulements n'est plus rectangulaire. Pour notre travail, nous nous sommes basés sur ce cas qui est détaillé dans ce chapitre [AZO 02].

1.6 Technologies du Moteur BLDC :

1.6.1 Le stator :

Le stator porte les enroulements qui peuvent prendre plusieurs formes :

- bobines concentrées autour de pôles saillants. (figure1.5 a).
- enroulements repartis dans des encoches. (figure1.5 b).
- enroulements repartis le long de l'entrefer sans encoches. (figure1.5 c).

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

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

Dans le troisième cas, on élimine toute variation de couple due aux modifications de réluctance. Cependant, la construction est moins solide et le comportement thermique est moins bon. Cette solution est néanmoins intéressante pour les petits moteurs [PIE 00].

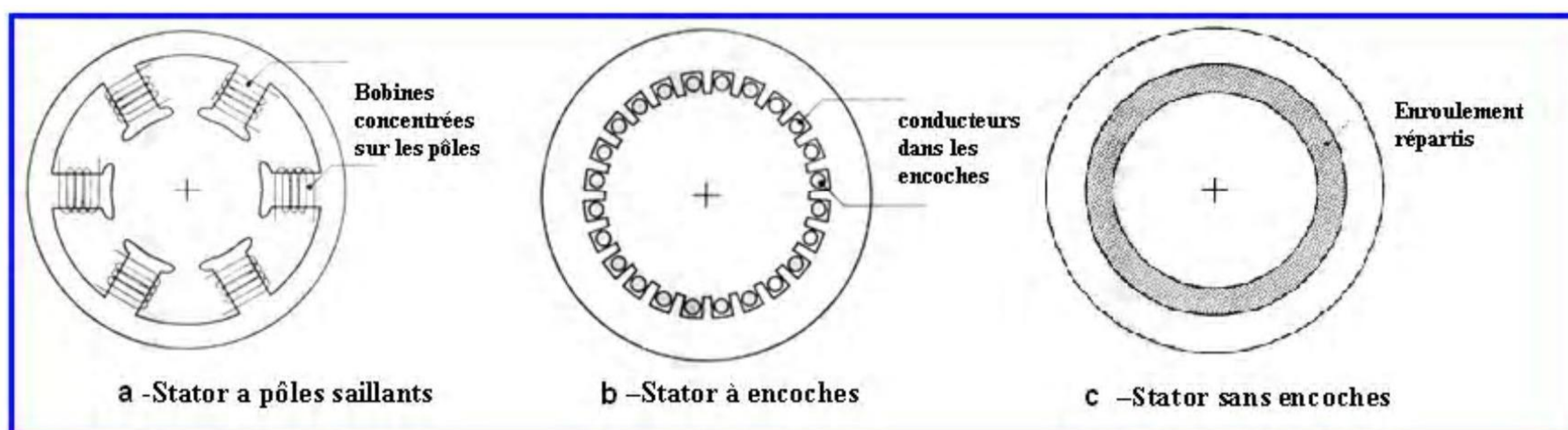


Fig 1.5 Différents types des stators

1.6.2 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 1.6 a).
- aimants en anneau fabriqué dans un matériau isotrope (figure 1.6 b).
- aimants munis de pièces polaires (figure 1.6 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 [PIE 00].

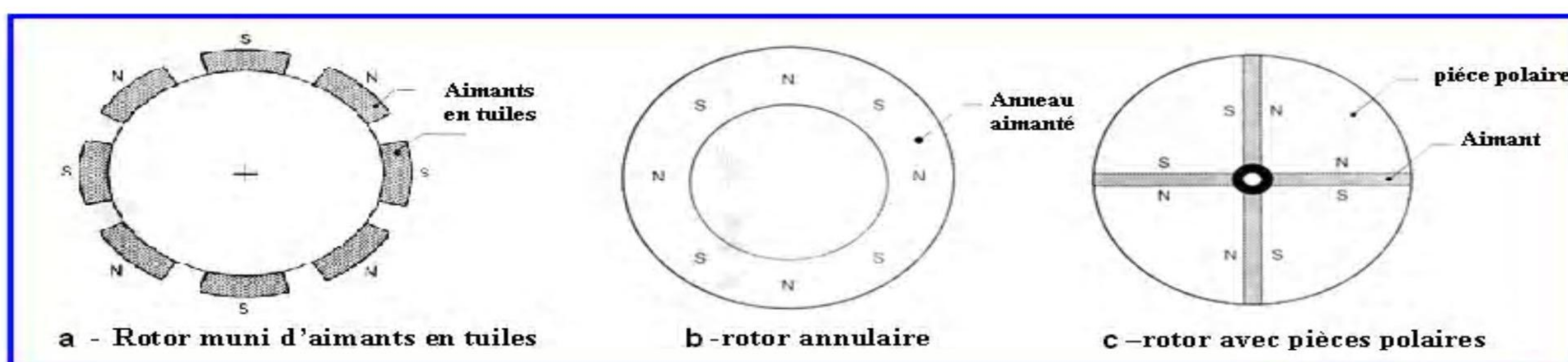


Fig 1.6 Différents types des rotors

1.6.3 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 [FRE].

1.6.3.1 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 1.7 montre un exemple de moteur à rotor intérieur [FRE].

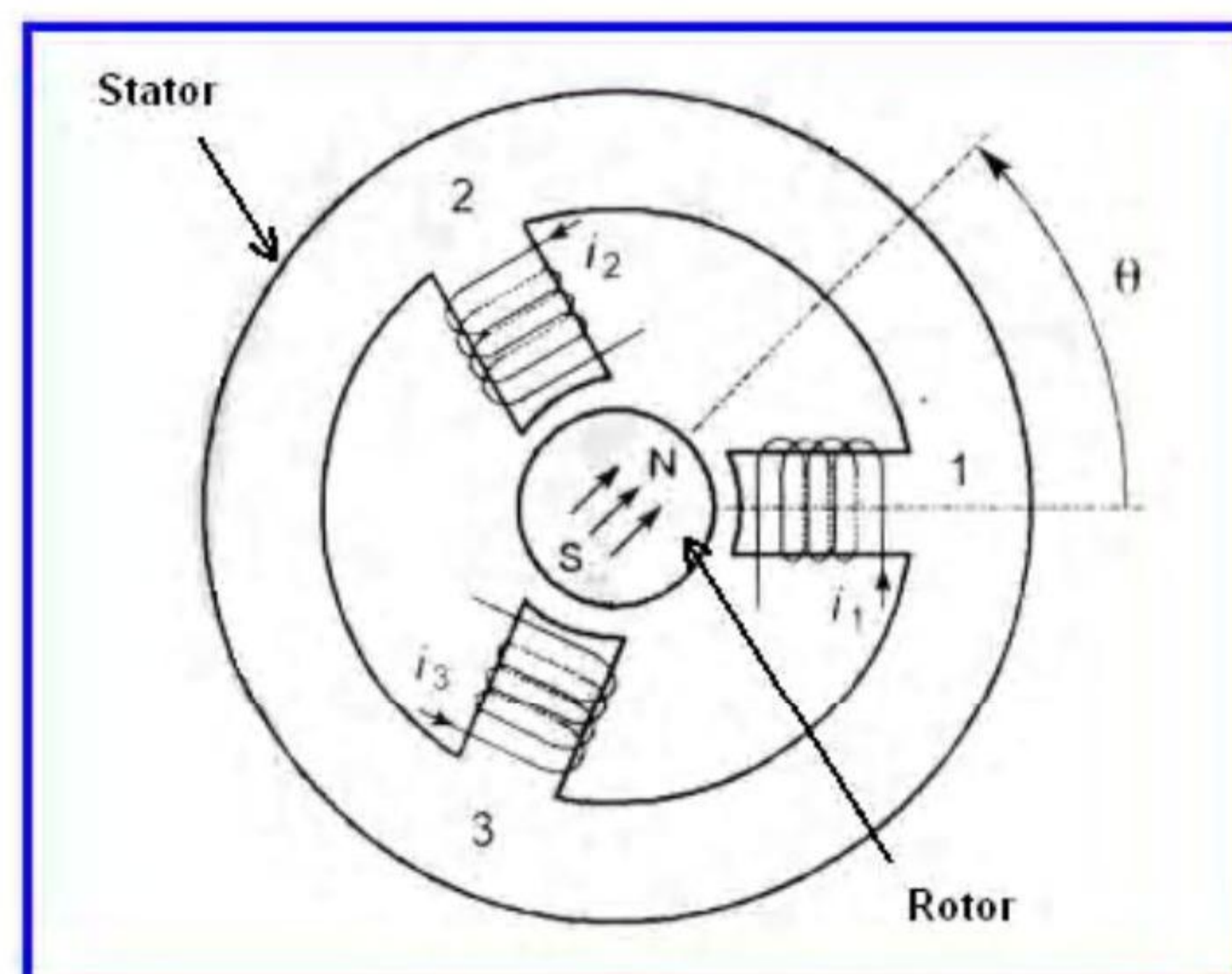


Fig 1.7.a Moteur à rotor interne

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 [FRE].

1.6.3.2 Moteur à Rotor Extérieur :

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

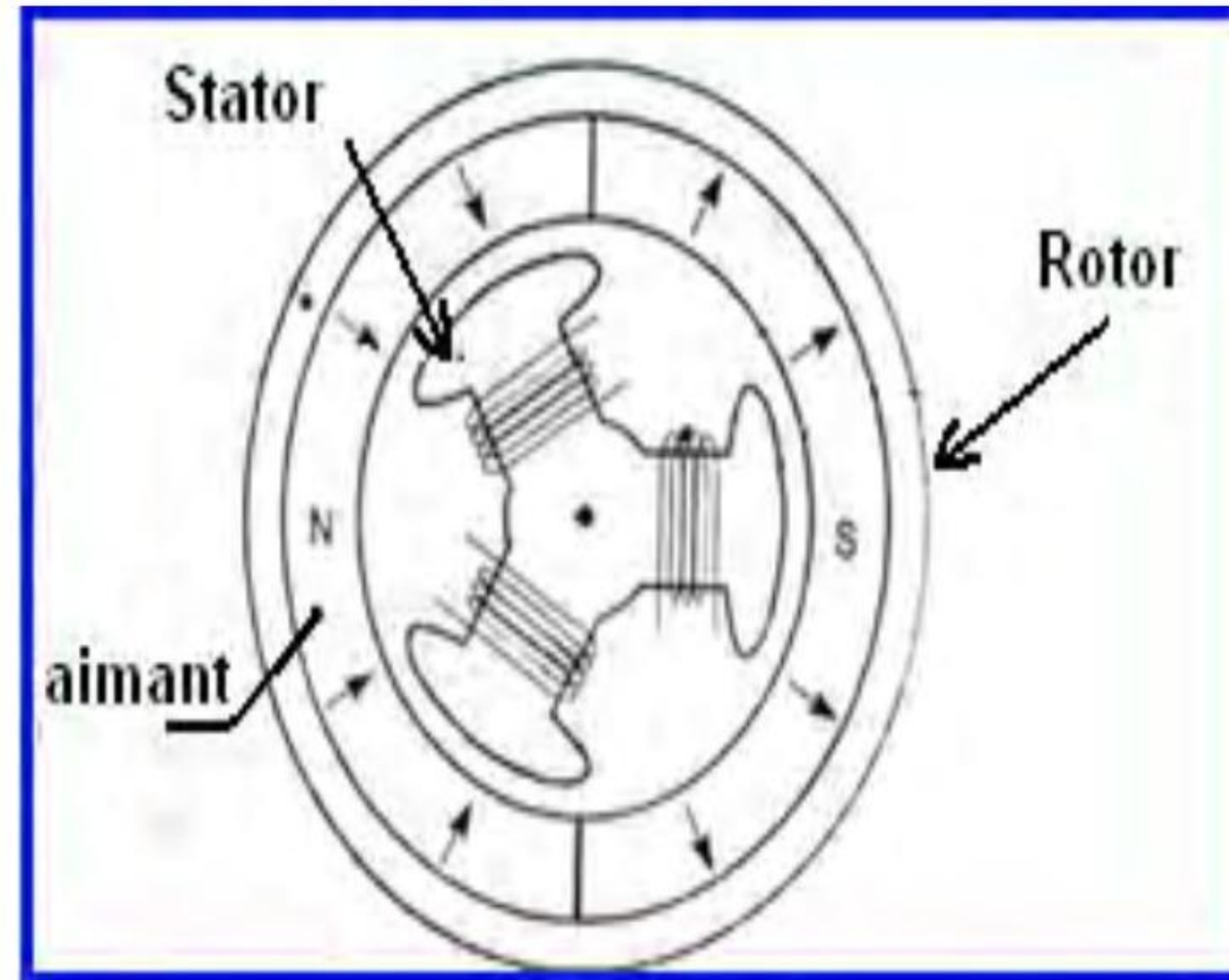


Fig 1.7 b Moteur à rotor externe

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 [FRE].

1.6.3.3 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 1.5 c représente le schéma d'un moteur à entrefer axial.

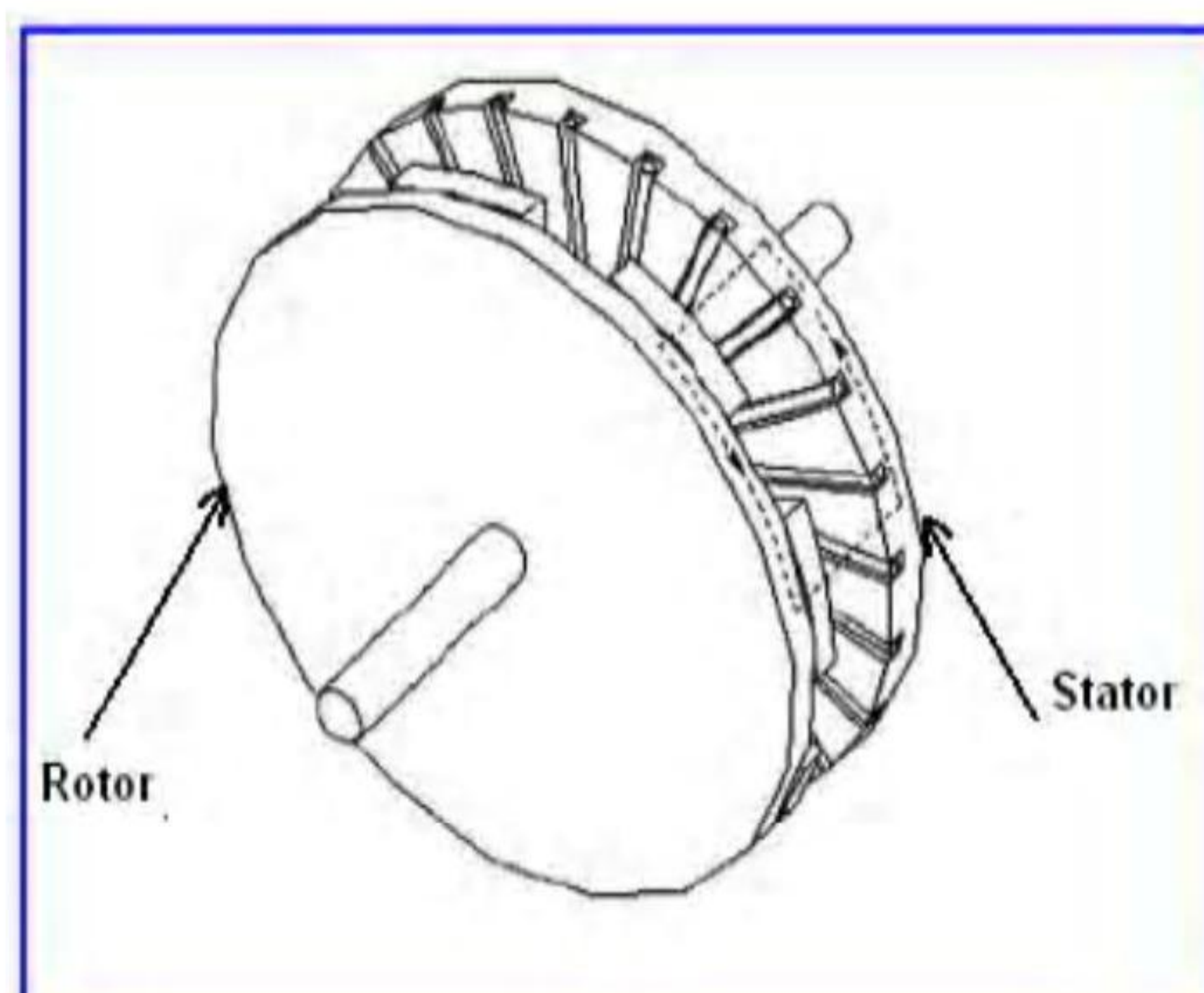


Fig 1.7 c Moteur à entrefer axial

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 réactant à faible vitesse [FRE].

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. [PIE 00].

1.7 Les Équations Électrique et Mécanique du Moteur BLDC

1.7.1 Les Équations Électrique

La particularité du moteur BLDC provient de la forme trapézoïdale de la force électromotrice (Fig. 1.3), ce qui signifie que l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor est non sinusoïdale. Par conséquent de la figure 1.8 représentant le modèle d'un moteur BLDC on a :

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

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

Où :

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

$\overrightarrow{\varphi_M}$ est le vecteur du flux magnétique créé par l'aimant permanent ;

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

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

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

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

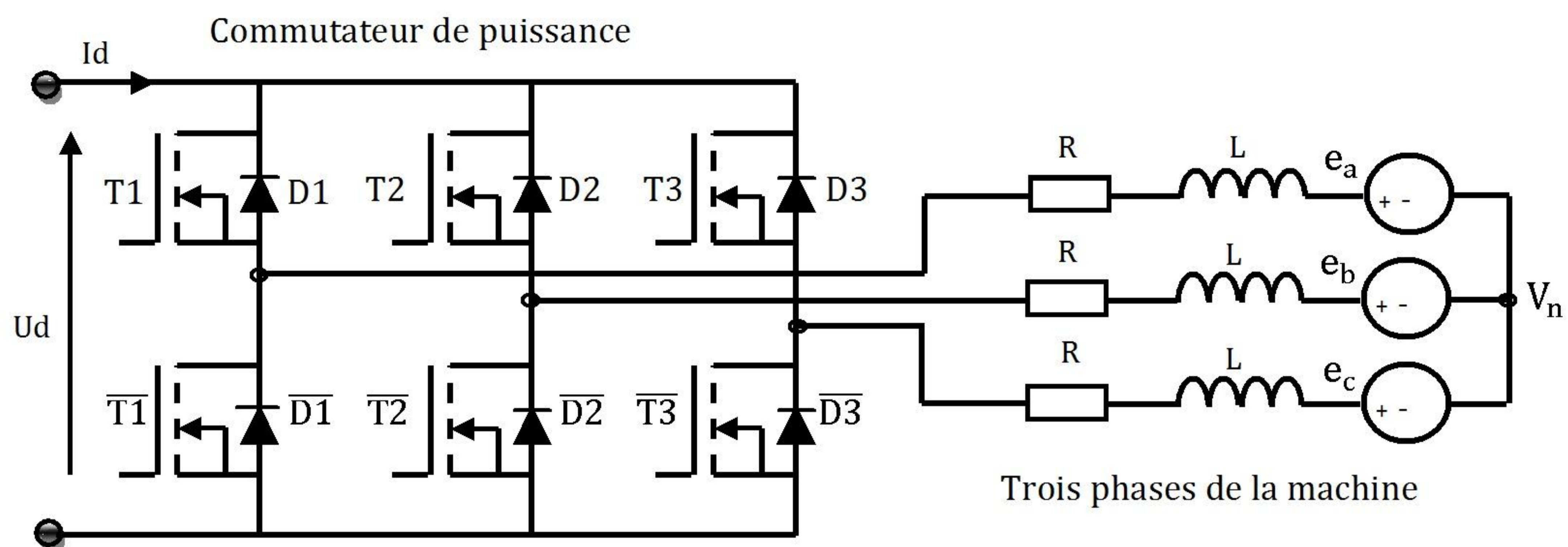


Fig 1.8 : Structure d'un moteur BLDC.

Alors :

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

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

$$\vec{E} = \frac{d\overline{\varphi_M}}{dt} \quad (1.8)$$

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

Pour un enroulement triphasé symétrique et un système équilibré (fig. 1.9), le vecteur des tensions aux bornes des trois phases est donnée par :

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

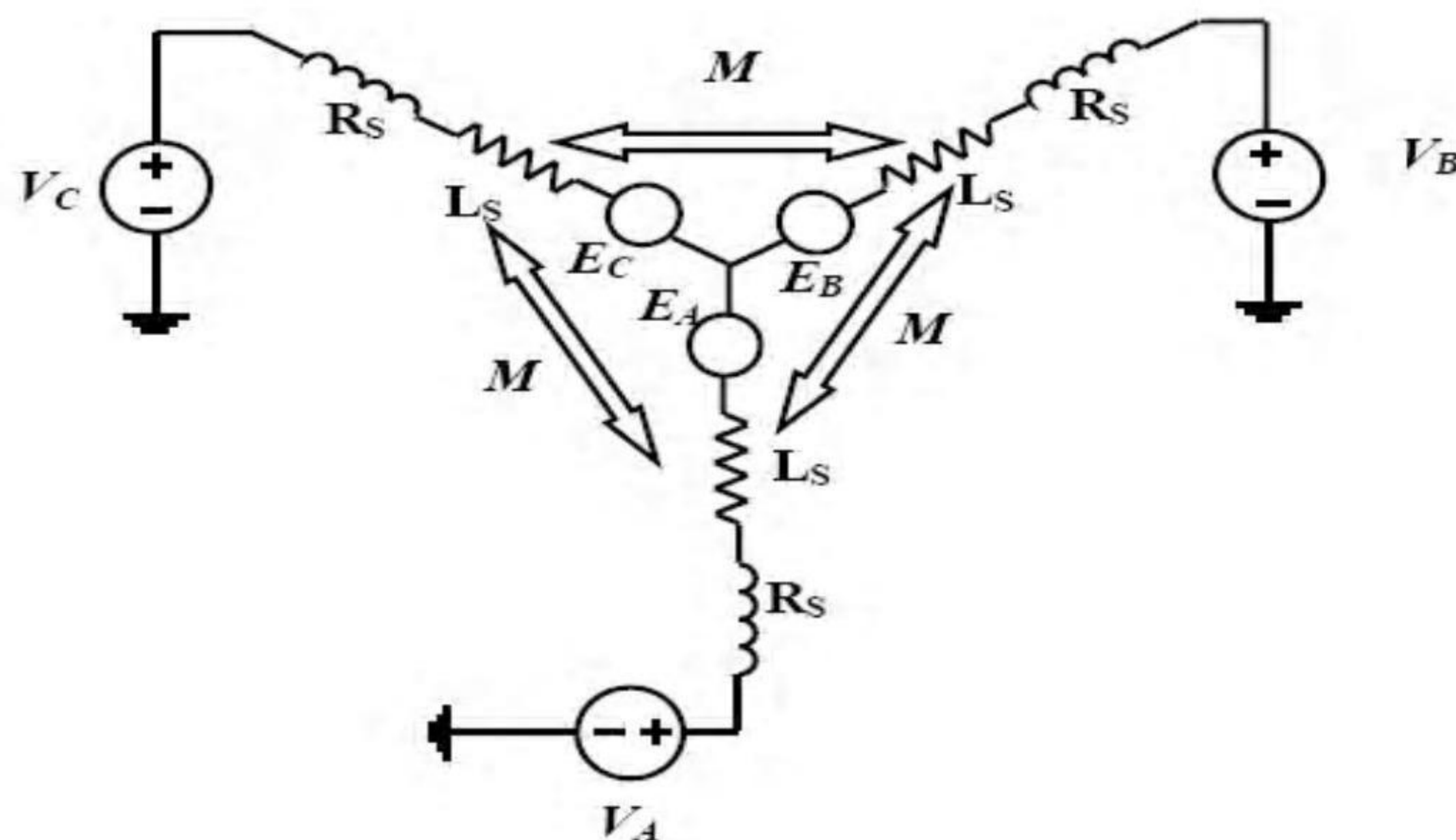


Fig 1.9 : Modèle électrique simplifié du moteur BLDC.

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

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

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

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

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

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

Et les inductances mutuelles sont également identiques :

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

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

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

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

Alors :

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

Par conséquent, la tension prend la forme suivante :

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

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

$e_b = f_b(\theta)k_e \omega_r$ la force électromotrice de la phase b (1.18)

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

Avec :

k_e est le coefficient de la force électromotrice, $f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$ et $f_c(\theta)$ sont des fonctions dépendant uniquement de la position du rotor [KHO 03] [FAI 96] [RAI 05] [HAM 92].

1.7.2 La Force Électromotrice

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

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

Les fonctions des forces électromotrices FEMs sont supposées de formes trapézoïdales et le courant de phase commence à 30° (angle électrique). Les formes typiques des FEMs induites et des courants dans les trois phases sont illustrées dans la figure 1.10 [FOU] :

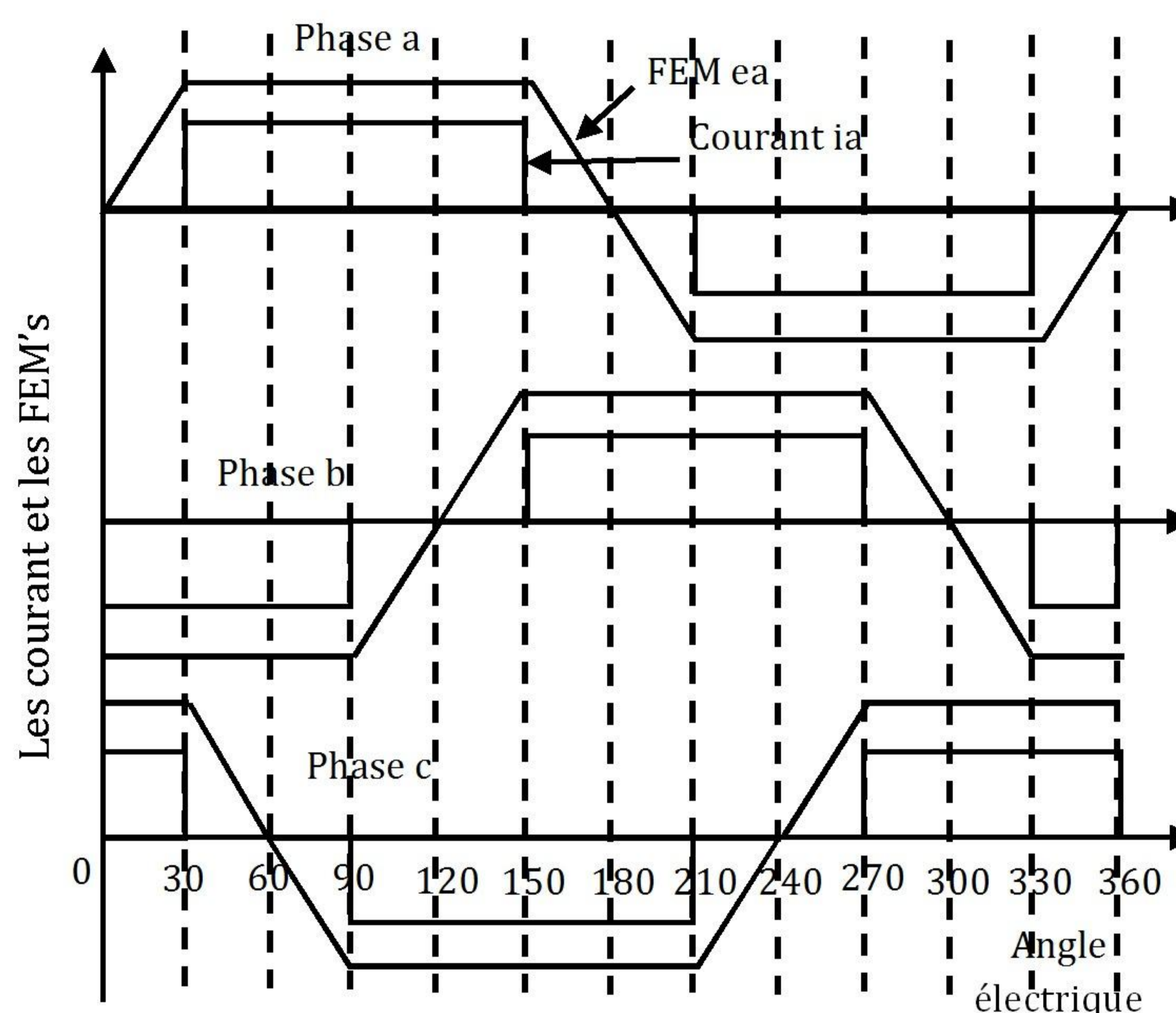


Fig 1.10 : Formes typiques des courants et des FEMs [SOL 07] [HAN 07] [GEN 06].

1.7.3 L'Équation Mécanique du Mouvement

1.7.3.1 Vitesse du Moteur

Le modèle mécanique du moteur BLDC (fig. 1.11) est donné par l'équation (1.20) :

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

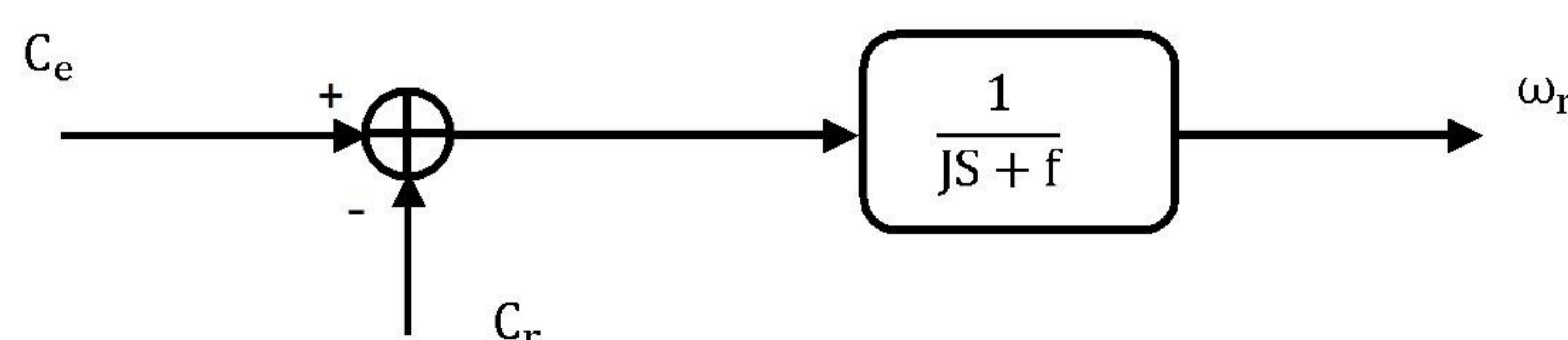


Fig 1.11 : Modèle linéaire mécanique.

Ou :

ω_r est la vitesse angulaire en rad/s ;

C_e est le couple électromagnétique développé en $N.m$;

C_r est le couple de charge en $N.m$;

f est le coefficient de frottement en $N.(m/rad).s^{-1}$ [TEL 07] [GIE 02].

1.7.3.2 Couple Électromagnétique

Le couple produit dans le moteur BLDC est dû à l'alignement des aimants. L'alignement des aimants se fait à la position où la force électromotrice est nulle [TEL 07]. Pour obtenir un couple dans le moteur BLDC il est nécessaire de fournir un courant dans les phases au moment où la force électromotrice est présente sa partie plate. Le couple électromagnétique développé par le moteur BLDC est donné par :

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

1.8 L'alimentation Electronique du BLDC :

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

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

Les trois premières fonctions permettent d'effectuer les commutations assurées par le système balais-collecteur dans un moteur à courant continu classique tandis que la dernière est analogue à celle qui est utilisée pour la commande de ces mêmes moteurs [PIE 00].

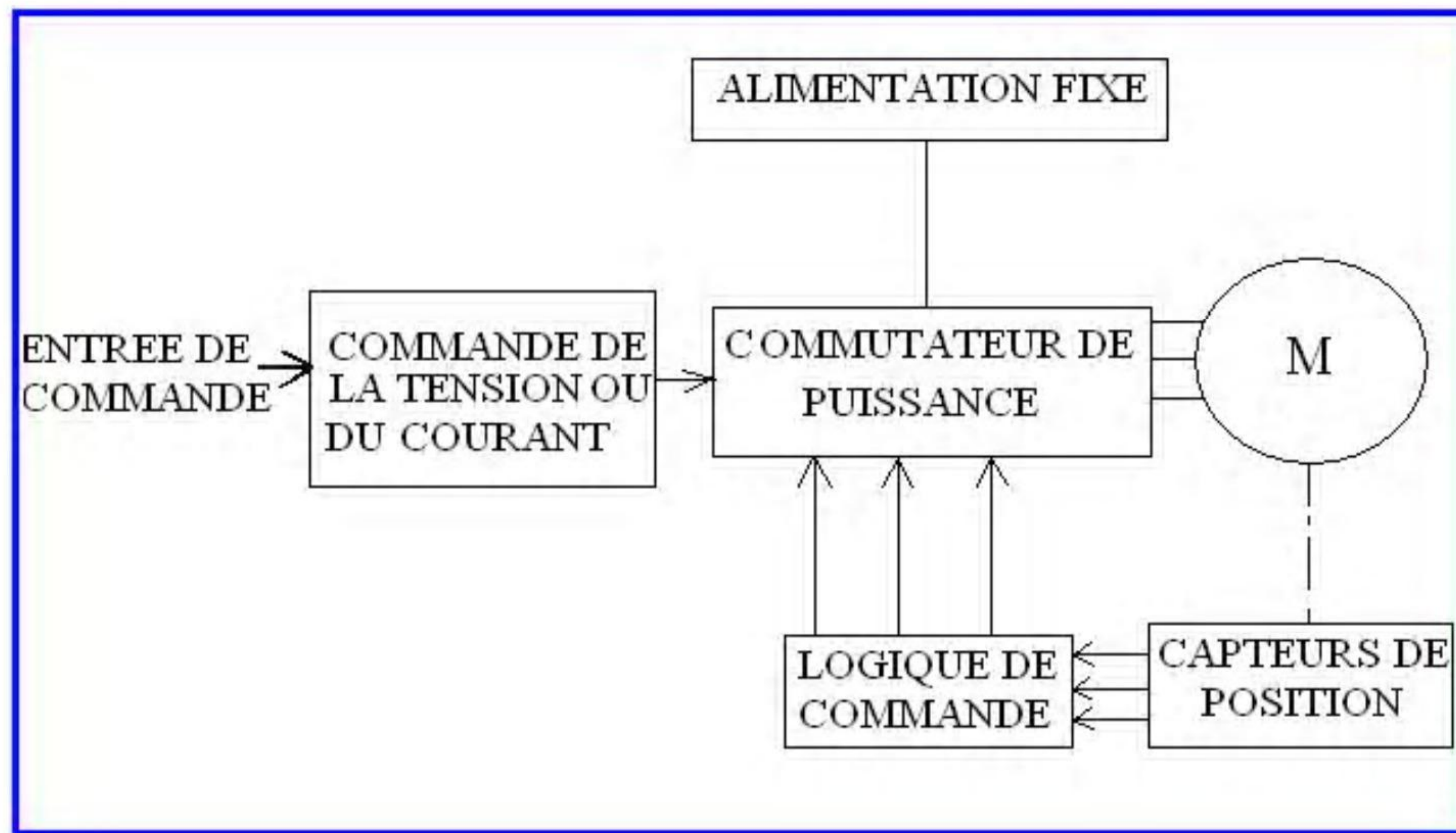


Fig 1.12 : Structure générale de l'alimentation d'un moteur BLDC

1.8.1 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 [PIE 00].

1.8.1.1 Alimentation Unidirectionnelle :

Dans ce cas, on a besoin d'un transistor et d'une diode par phase figure (1.13). Lorsqu'un transistor est saturé, la tension d'alimentation est appliquée aux bornes de la phase. Quand on bloque le transistor, la force électromotrice induite dans l'inductance du circuit impose la mise en conduction de la diode de roue libre qui court-circuite alors l'enroulement [PIE 00].

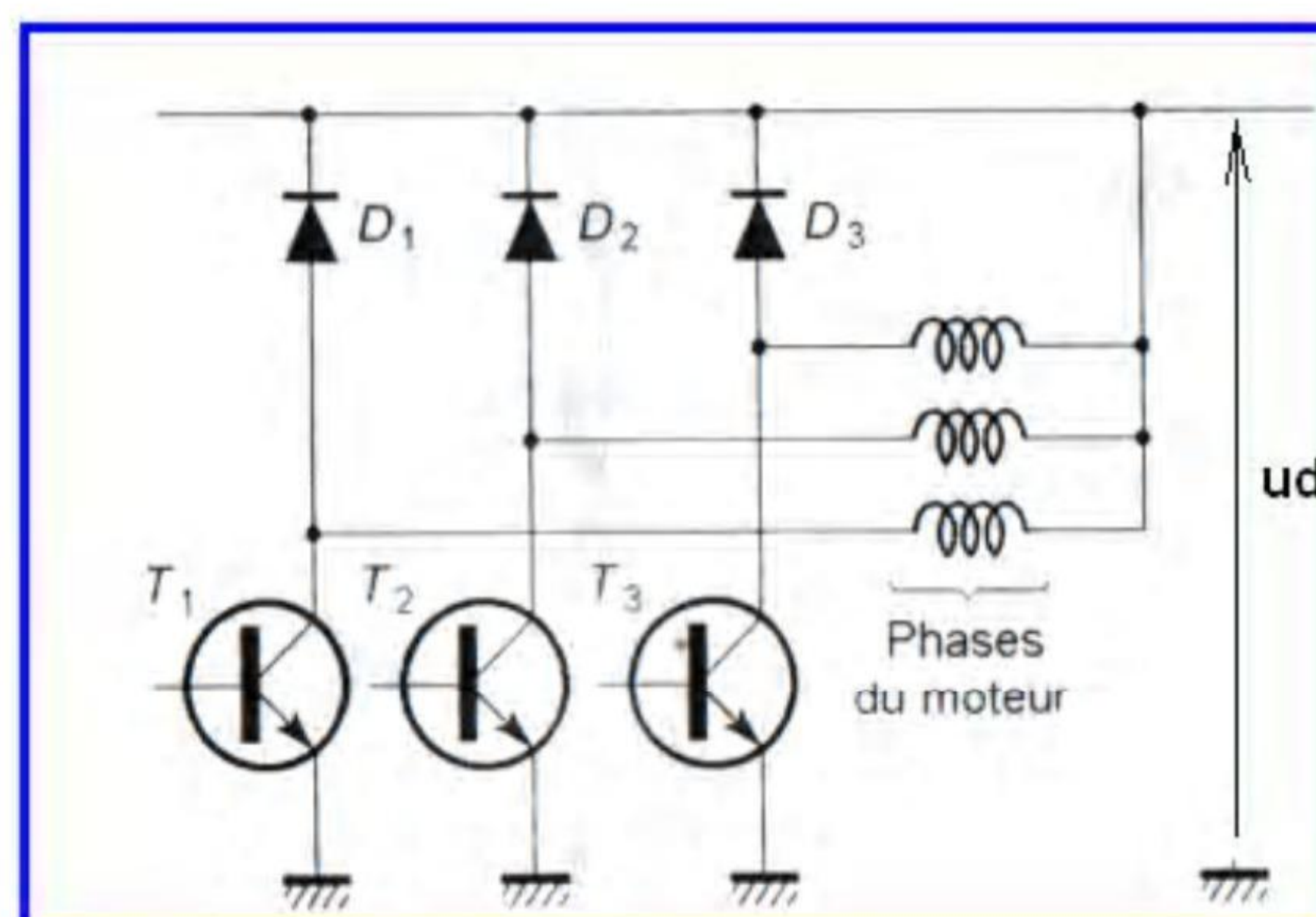


Fig 1.13 Alimentation unidirectionnelle.

1.8.1.2 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 (1.14) [PIE 00].

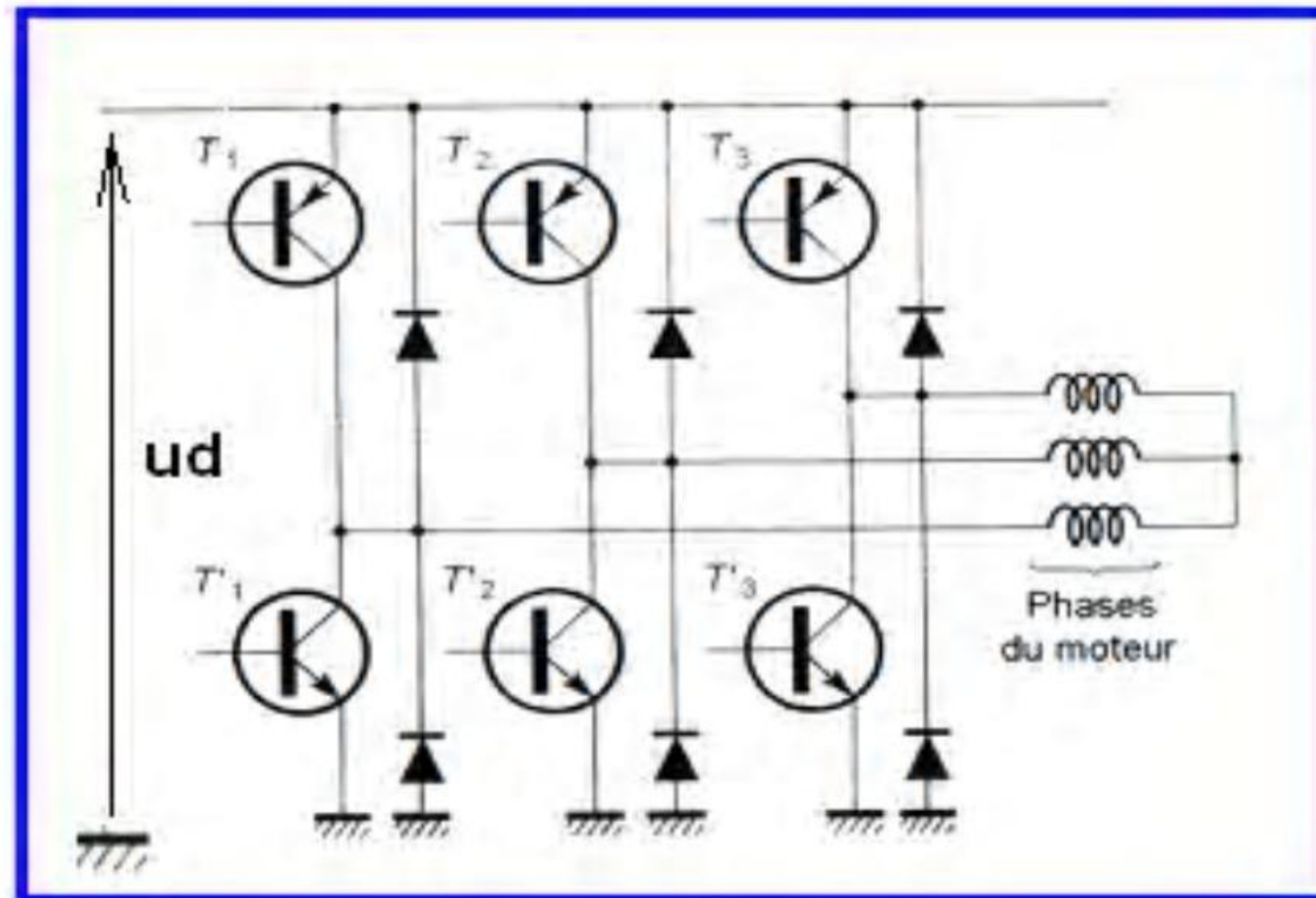


Fig 1.14 : Alimentation bidirectionnelle d'un moteur en étoile.

1.8.2 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 (1.15).

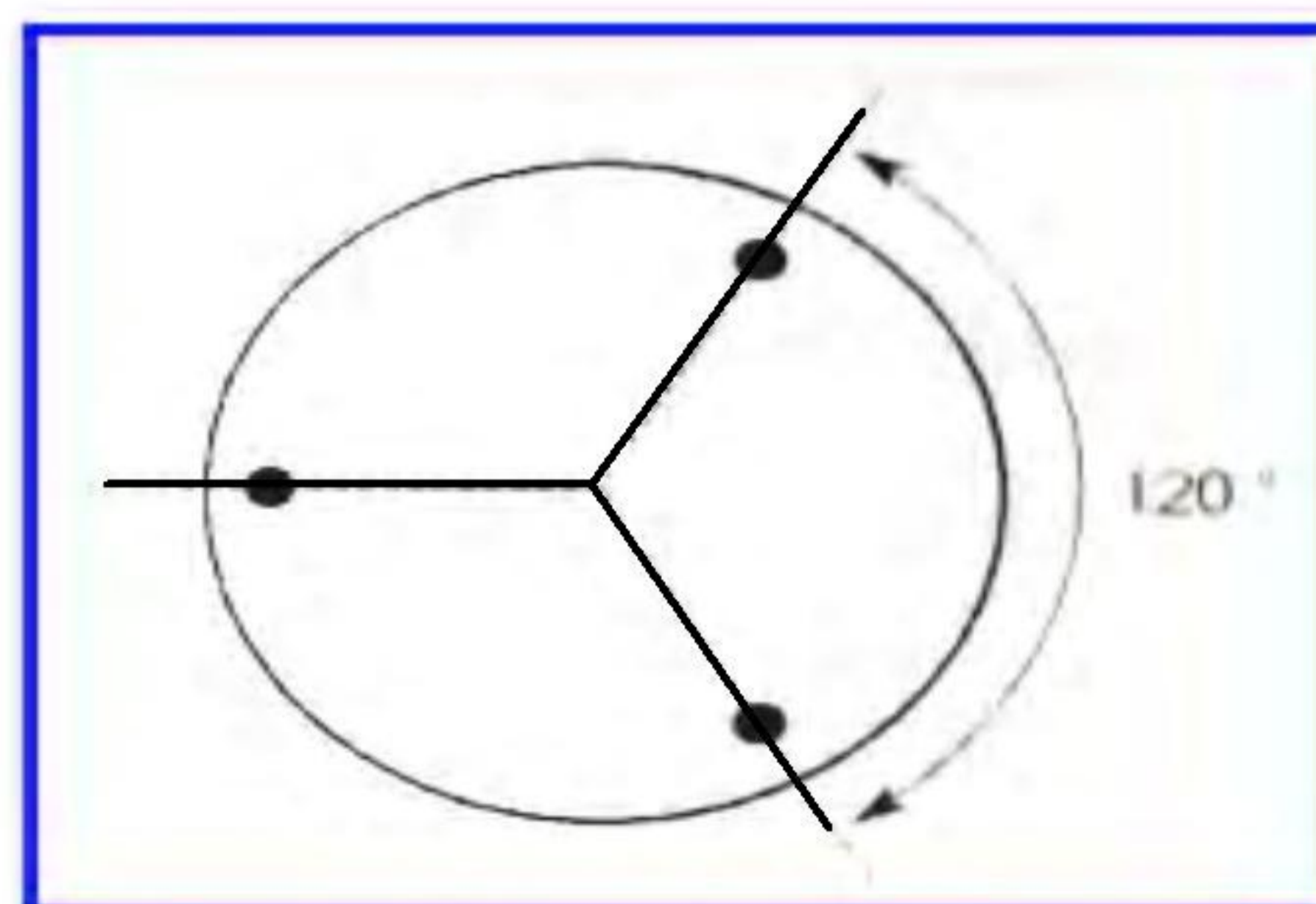


Fig 1.15 : Position des capteurs pour un moteur à trois phases.

Après mise en forme par un comparateur adapté, on obtient trois signaux logiques h_1, h_2 et h_3 figure (1.16). 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) [PIE 00].

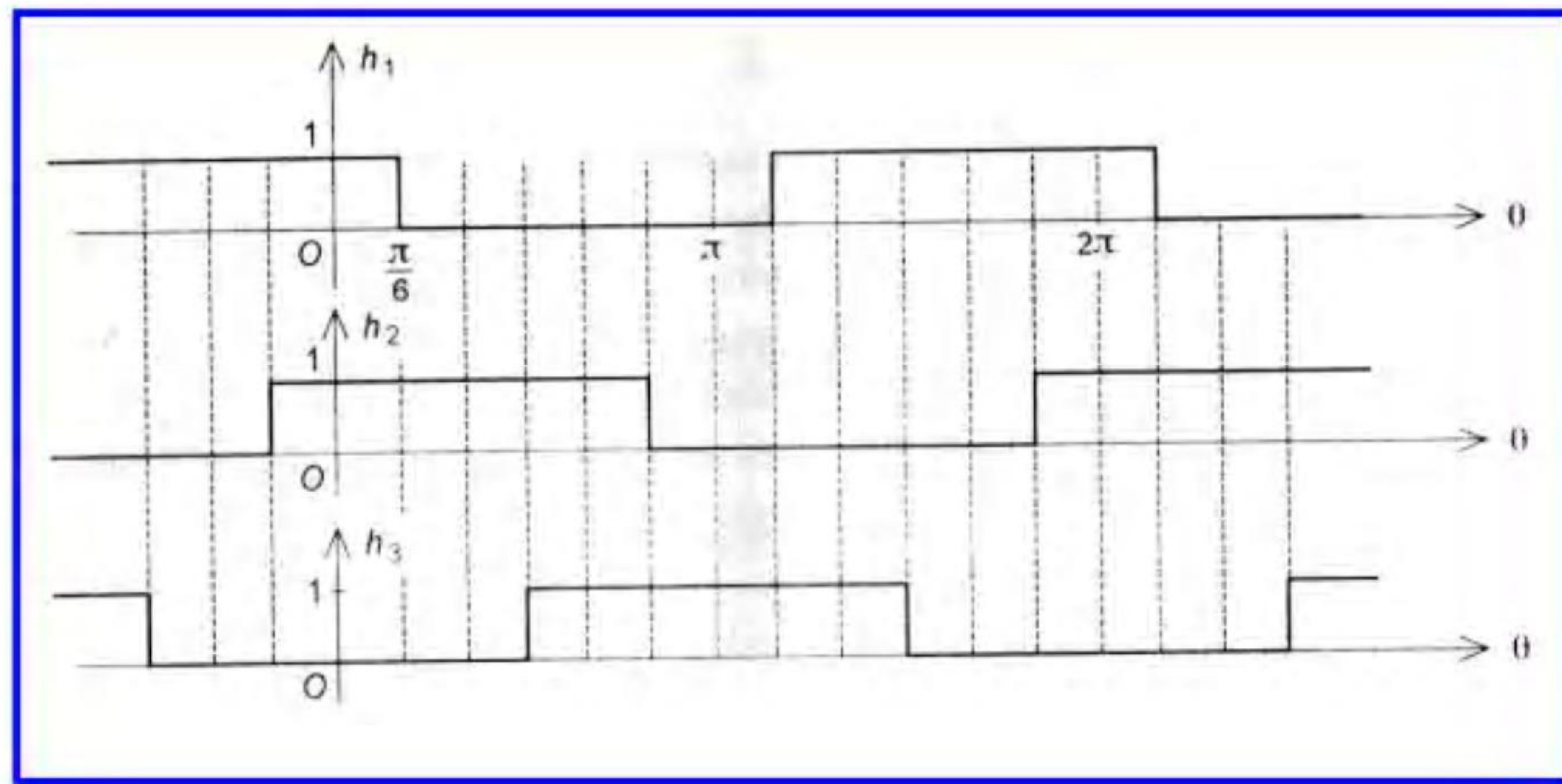


Fig 1.16 : Signaux logiques issus des capteurs pour une machine triphasée.

1.8.2.1 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. [ABA 01]

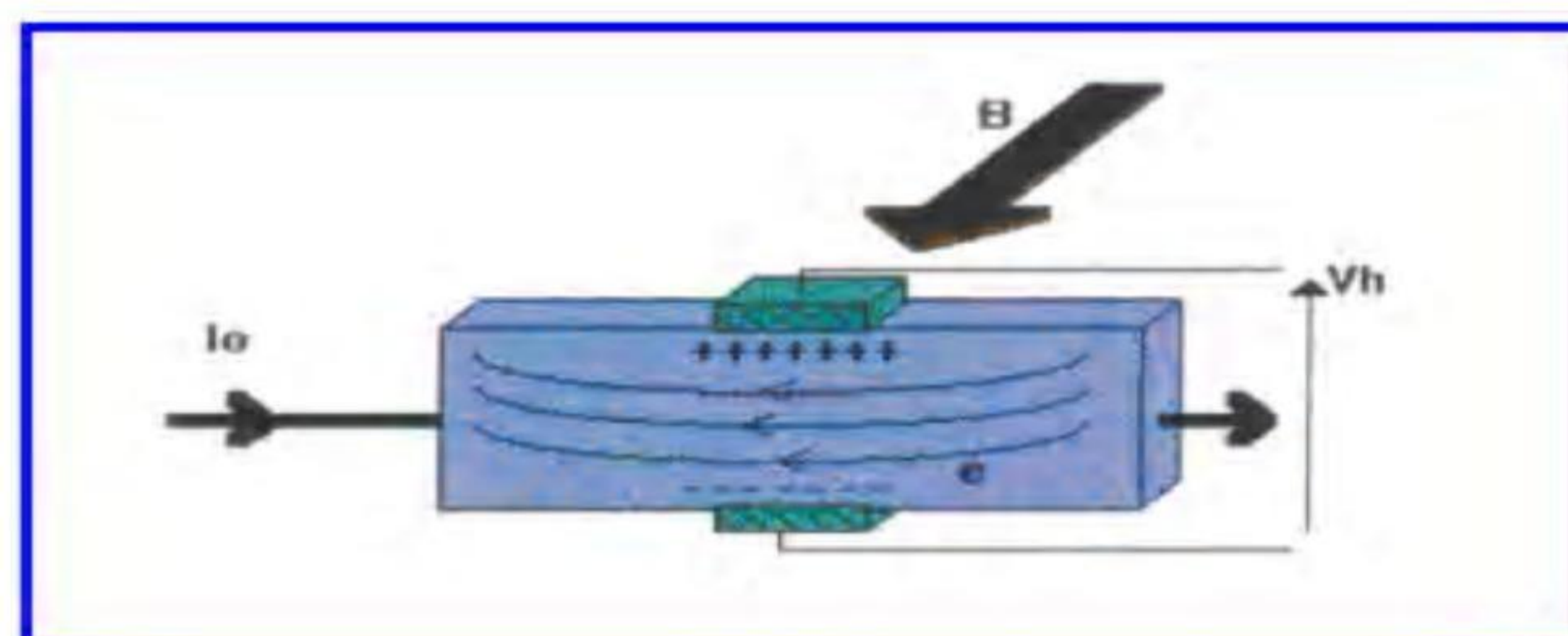


Fig 1.17 : Capteur à effet hall

1.8.3 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 (1.18). On constate qu'il faut assurer les équations logiques suivantes :

$C1 = h1 \bar{h2}$		$C'1 = \bar{h1} h2$
$C2 = h2 \bar{h3}$	et	$C'2 = \bar{h2} h3$
$C3 = h3 \bar{h1}$		$C'3 = \bar{h3} h1$

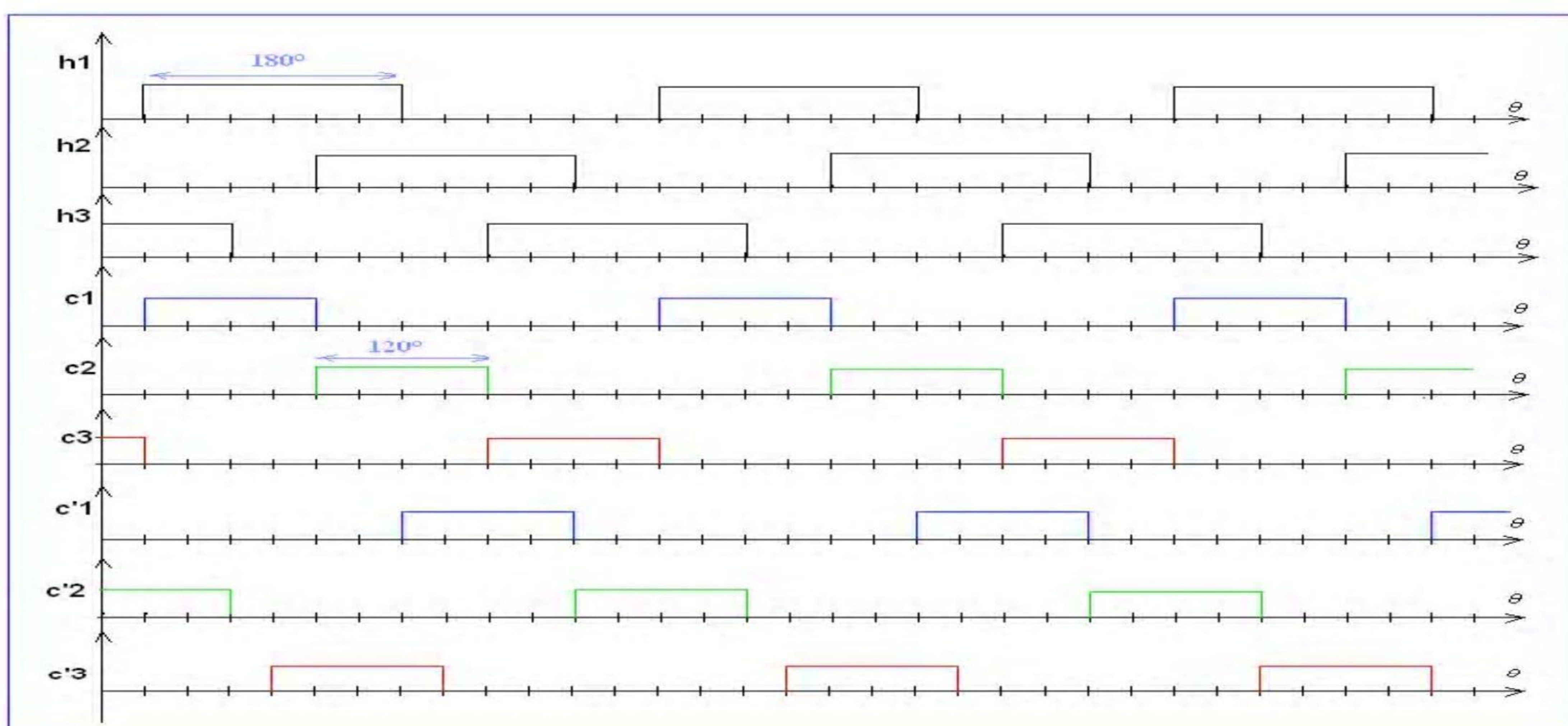


Fig 1.18 : Signaux de commande pour une alimentation bidirectionnelle triphasée.

Cette logique de commande peut être facilement réalisée avec des circuits élémentaires figure (1.19), elle est en général intégrée dans des circuits spécialisés pour moteurs à courant continu sans balais.

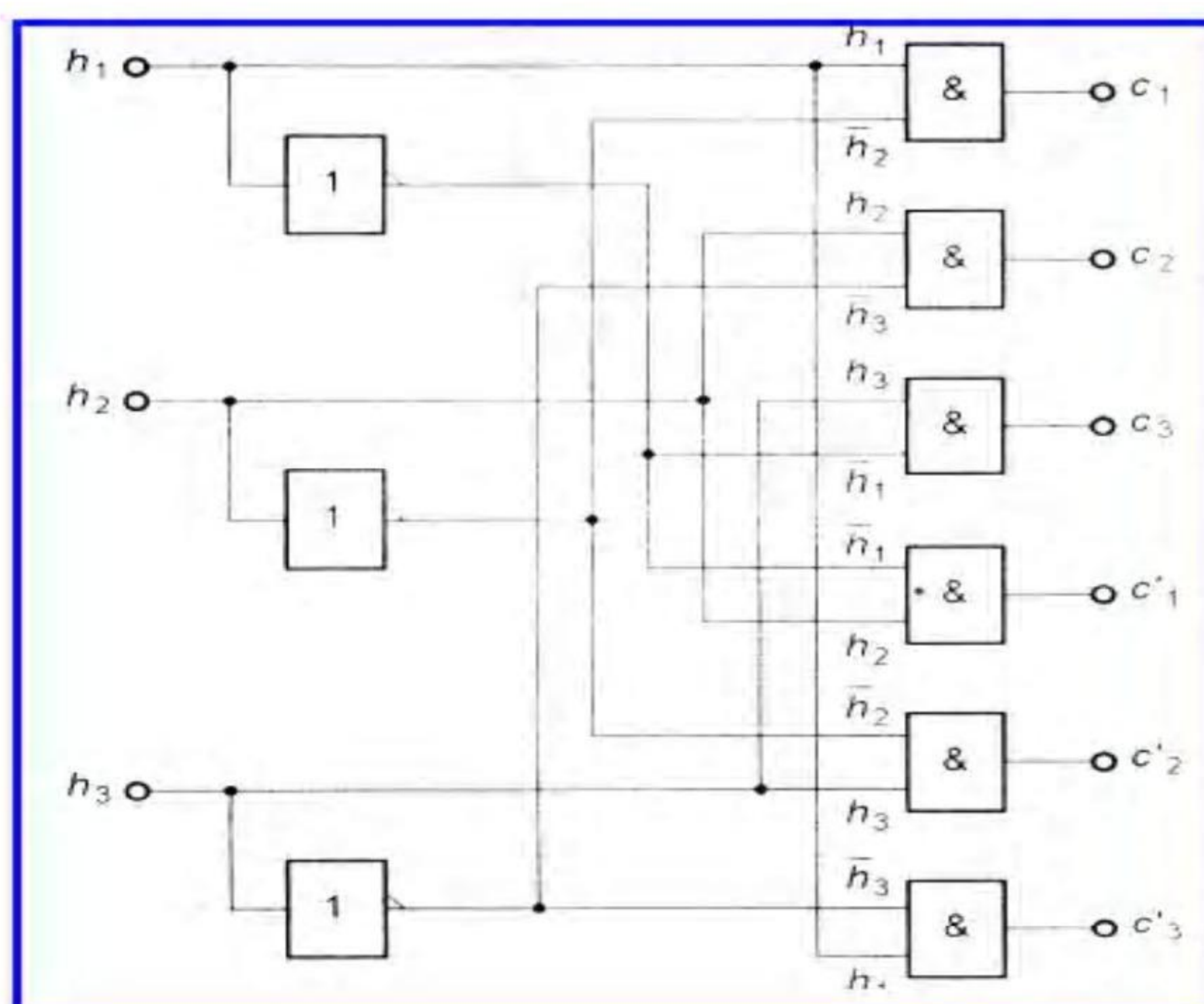


Fig 1.19 : Génération des impulsions pour une alimentation bidirectionnelle triphasée.

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

1.8.4 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 [PIE 00].

1.8.4.1 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 [PIE 00].

1.8.4.2 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 [PIE 00].

1.9 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 Moteur BLDC****2.1 Introduction**

L'objectif principal de ce chapitre est de développer un modèle continu du moteur BLDC. L'analyse dans le chapitre précédent a montré que le fonctionnement du moteur BLDC est caractérisé par deux modes distincts dans la mesure où les durées transitoires de fermeture et d'ouverture des composants sont supposées négligeables. Donc, notre but est de calculer le modèle pour les deux modes (lorsque deux phases sont alimentées ou lorsque trois phases sont alimentées) [TEL 07]. Enfin, on donne les résultats de la simulation du courant continu en boucle ouverte pour le régime statique et de démarrage du moteur.

2.2 Modèle Continu du Moteur BLDC Lorsque Deux Phases Sont Alimentées (Mode DC1)

Dans ce mode DC1, on a seulement deux phases alimentées comme indiqué la figure 2.1 [BOU 07]. De ce fait, le mode DC1 correspond à la mise en série de deux phases aux bornes de la tension continue u_d aussi, elles sont parcourues par le courant continu i_d . Ce mode représente alors les intervalles IT_j . Pour établir la dynamique du courant i_d nous considérons l'intervalle IT_1 dans le sens direct. Dans ce cas, la tension appliquée aux bornes des phases alimentées (a et b) et le courant i_d qui les traverse sont liés par :

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

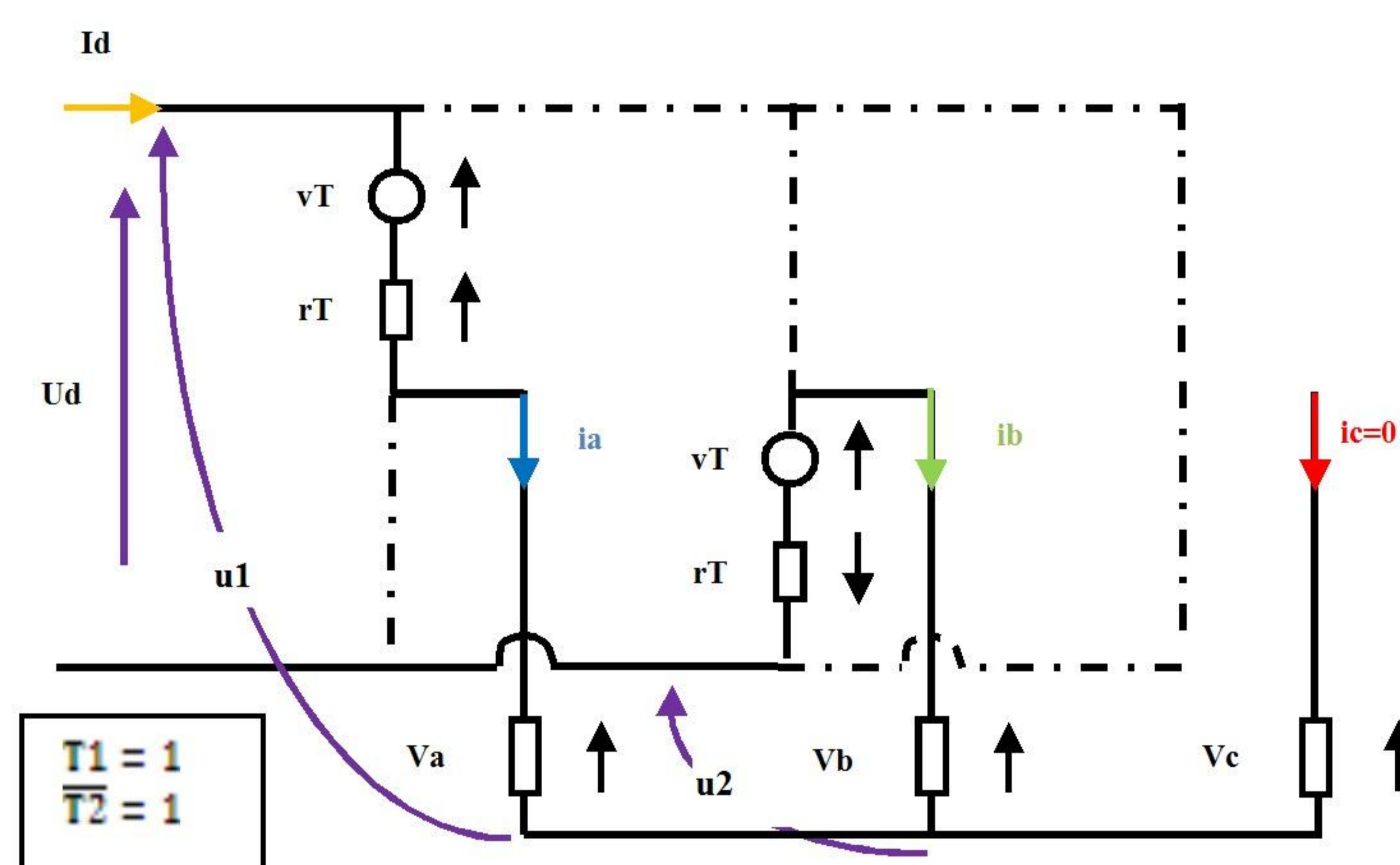


Fig 2.1 : Structure d'un commutateur-moteur BLDC lorsque deux phases sont alimentées.

Où u_1 est la tension du point neutre à la borne positive du bus continu et u_2 est la tension du point neutre à la borne négative du bus continu comme représenté dans la figure 2.1. On suppose que les résistances dynamiques des composants de l'onduleur sont identiques :

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

r_T est la résistance dynamique du transistor.

r_D est la résistance dynamique de la diode.

Alors :

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

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

En remplaçant v_a et v_b par les expressions suivantes :

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

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

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

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

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

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

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

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

Alors

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

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

Dans ce mode DC1 le courant i_d circule dans les deux phases alors $i_a = i_d$ et $i_b = -i_d$, donc les équations 2.9 et 2.10 deviennent :

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

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

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

Par conséquent u_d est donnée par:

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

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

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

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

Pour simplifier l'expression 2.13 on pose :

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

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

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

Alors le modèle devient :

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

Avec:

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

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

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

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

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

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

2.2.1 Fonction de Transfert en Boucle Ouverte

Le commutateur reçoit en son entrée la tension continue u_d , cela signifie que cette tension est aux bornes des deux enroulements en série, c'est exactement le modèle du moteur DC classique indiqué par la figure 2.2 :

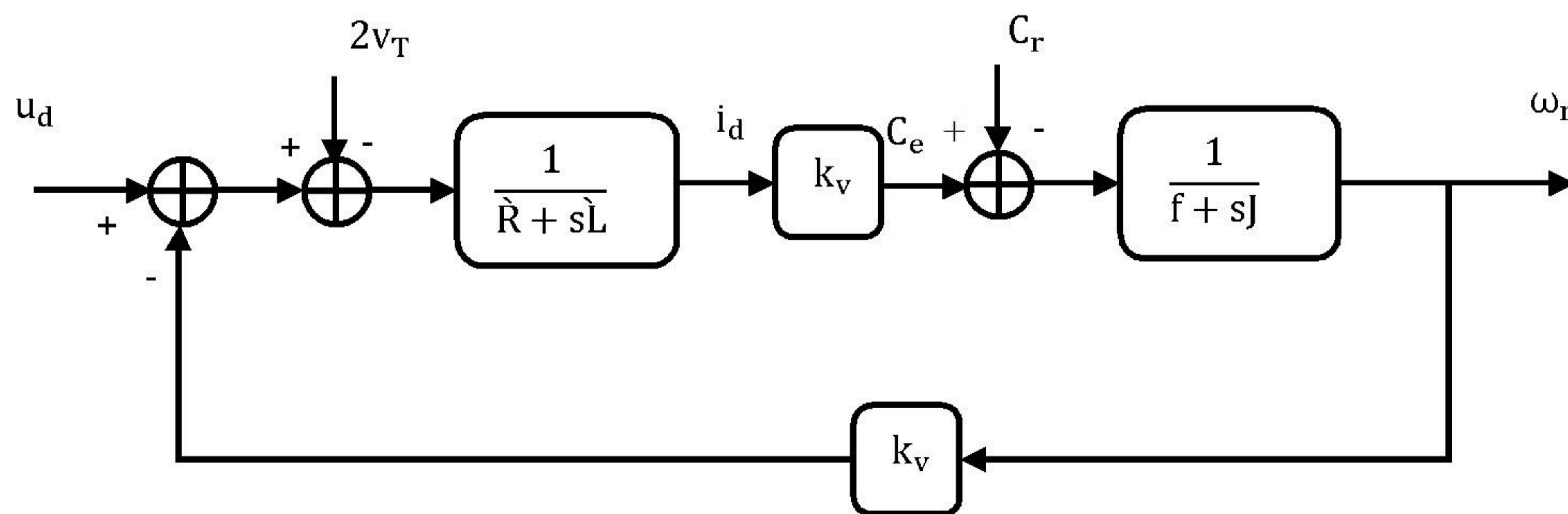


Fig 2.2 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC.

2.2.2 Constantes de Temps Mécaniques et Electriques

Partant du schéma fonctionnel de la figure 2.2, précédente, la fonction de transfert entre la tension d'alimentation et la vitesse de rotation est la suivante [TEL 07] [ETI 05] :

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

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

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

Ou encore :

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

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

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

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

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

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

La fonction de transfert prend la forme :

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

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

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

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

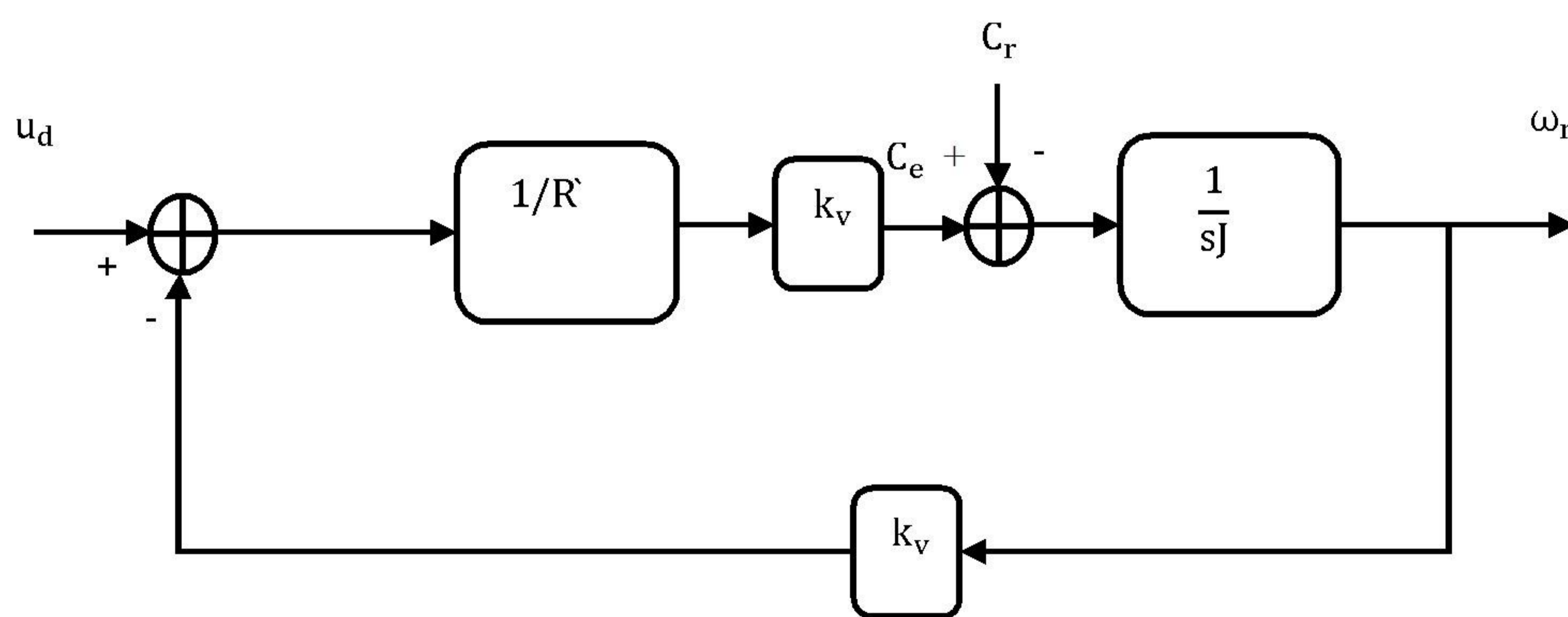


Fig 2.3 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC, lorsque l'inductance \dot{L} est faible, ou que la constante de temps électrique T_e est beaucoup plus petite que la constante de temps mécanique T_m ($T_e \ll T_m$), [ETI 05].

2.3 Modèle Continu du Moteur BLDC Lorsque Trois Phases Sont Alimentées (Mode DC2)

Dans ce mode de fonctionnement, une phase est mise en série avec les deux autres phases en parallèle comme indiqué à la figure 2.4. Le mode DC2 correspond aux sous intervalles ID_j . Nous considérons le sous intervalle ID_1 dans le sens direct de rotation.

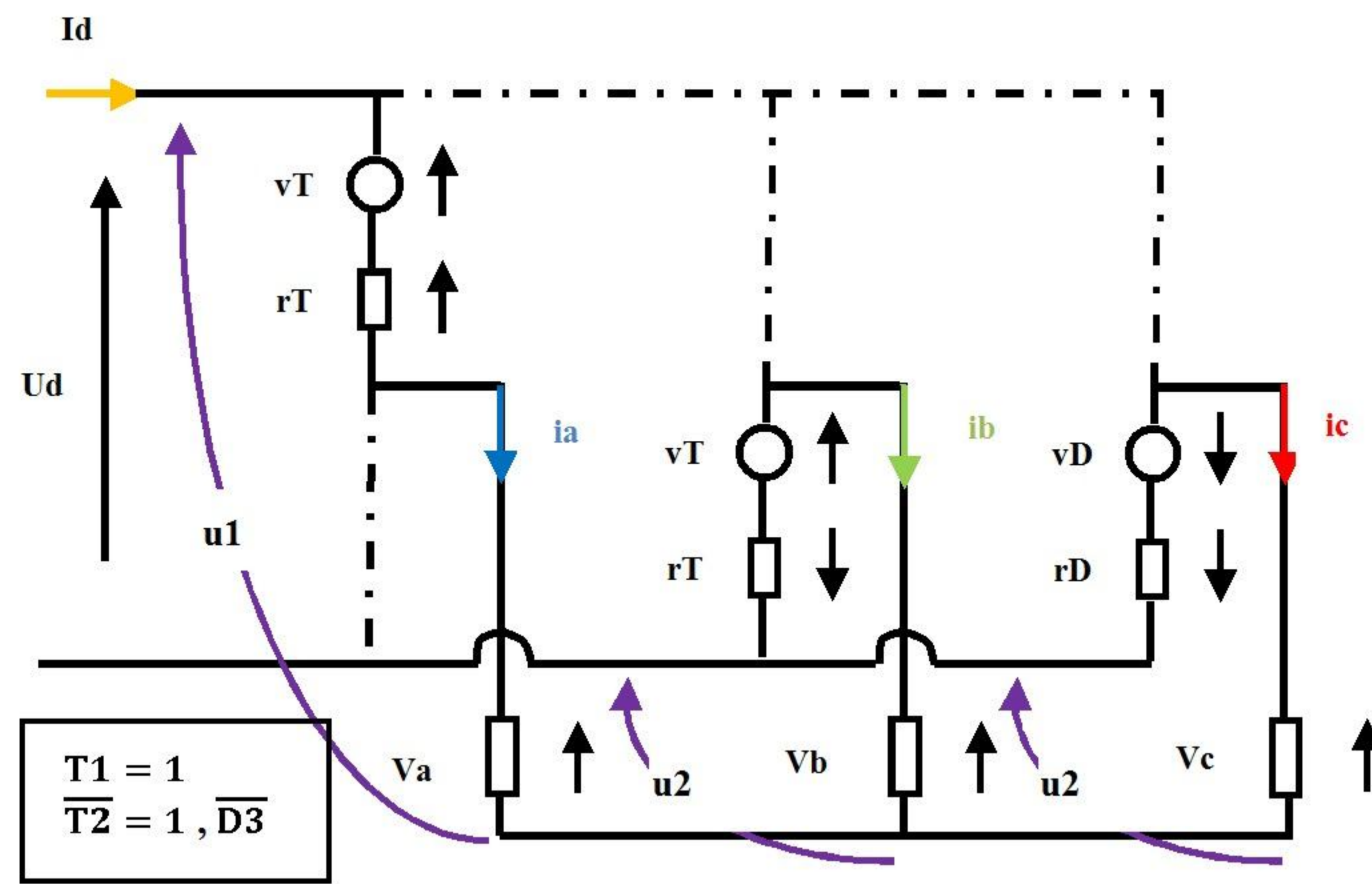


Fig 2.4 : Structure d'un commutateur-moteur BLDC lorsque deux phases sont alimentées

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Par conséquent la tension u_d vérifie la relation :

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

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

De plus durant cet intervalle, on a sensiblement :

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

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

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

2.3.1 Le Schéma Fonctionnel du Moteur BLDC Pour le Mode DC2

A partir l'équation 2.42 on a :

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

Pour simplifier l'équation 2.43 on pose :

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

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

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

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

Alors :

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

Avec :

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

En posant aussi:

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

Donc :

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

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

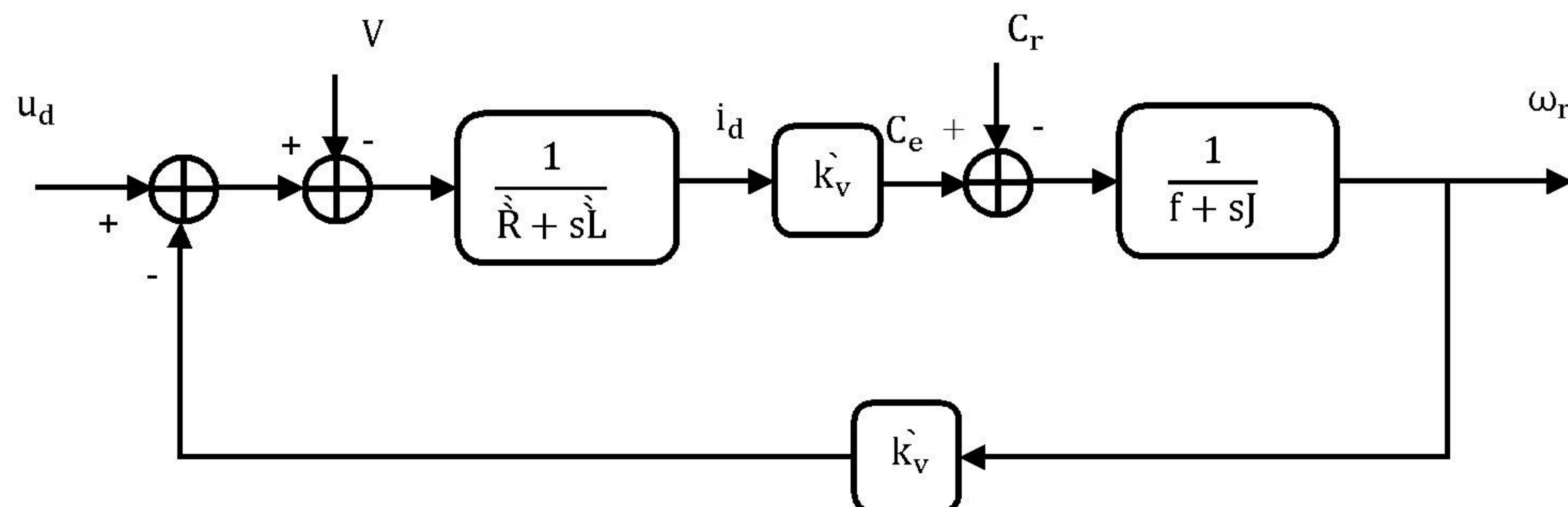


Fig 2.5 : Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC dans le mode DC2.

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

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

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

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

2.4 Résultats de Simulation

2.4.1 Simulation en Boucle Ouverte

On prend les mêmes paramètres que nous avons utilisés dans le chapitre précédent, le commutateur sélectionne la connexion des phases selon la séquence directe et inverse de la figure 1.55. Le programme de simulation permet de reproduire le courant continu i_d soit pour le régime statique ou pour le régime de démarrage du moteur comme indiqué par les figures 2.6 et 2.7 :

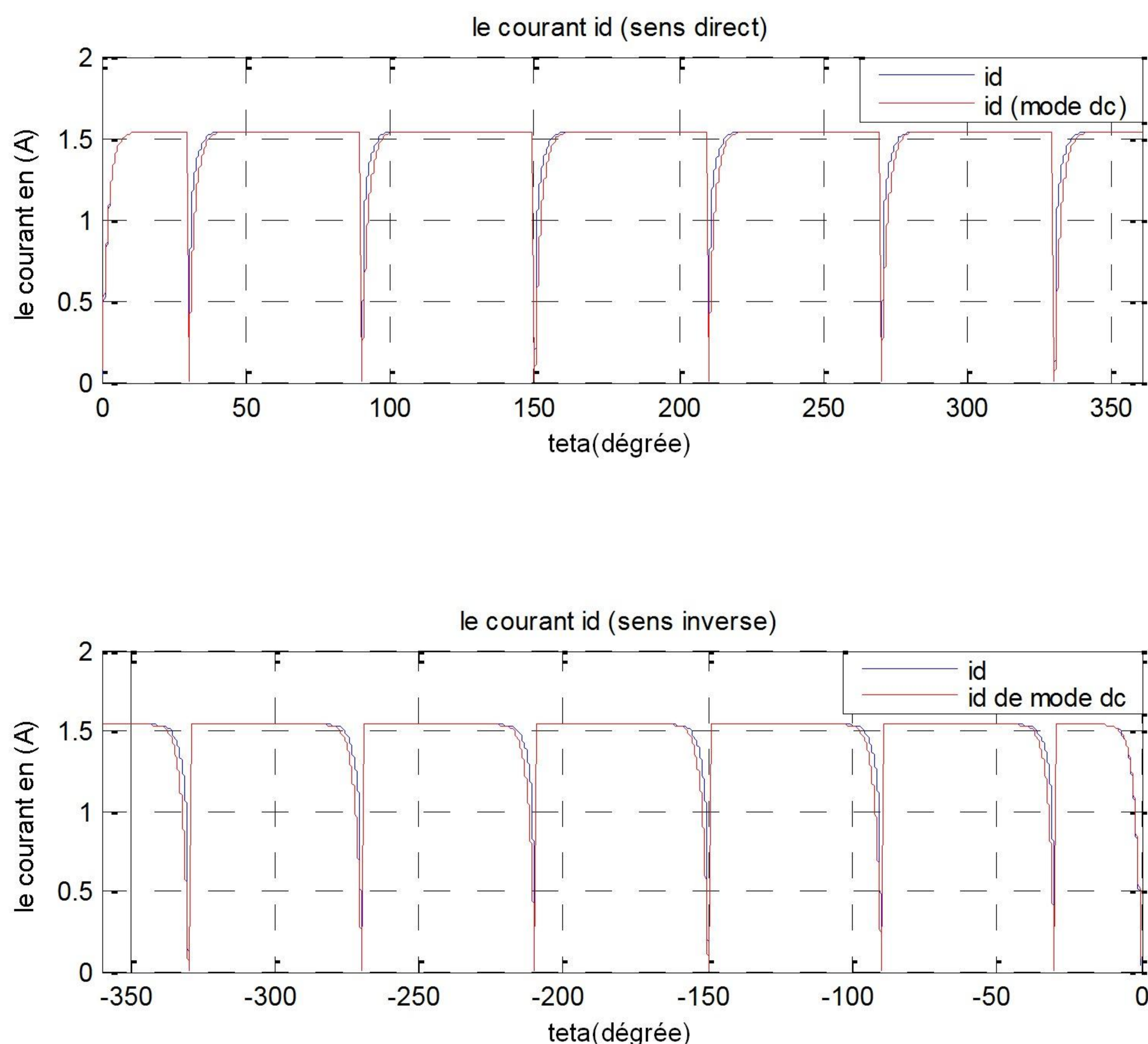


Fig 2.6 : Courant i_d (i_d en rouge pour le model DC) en régime statique pour le sens direct et inverse.

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

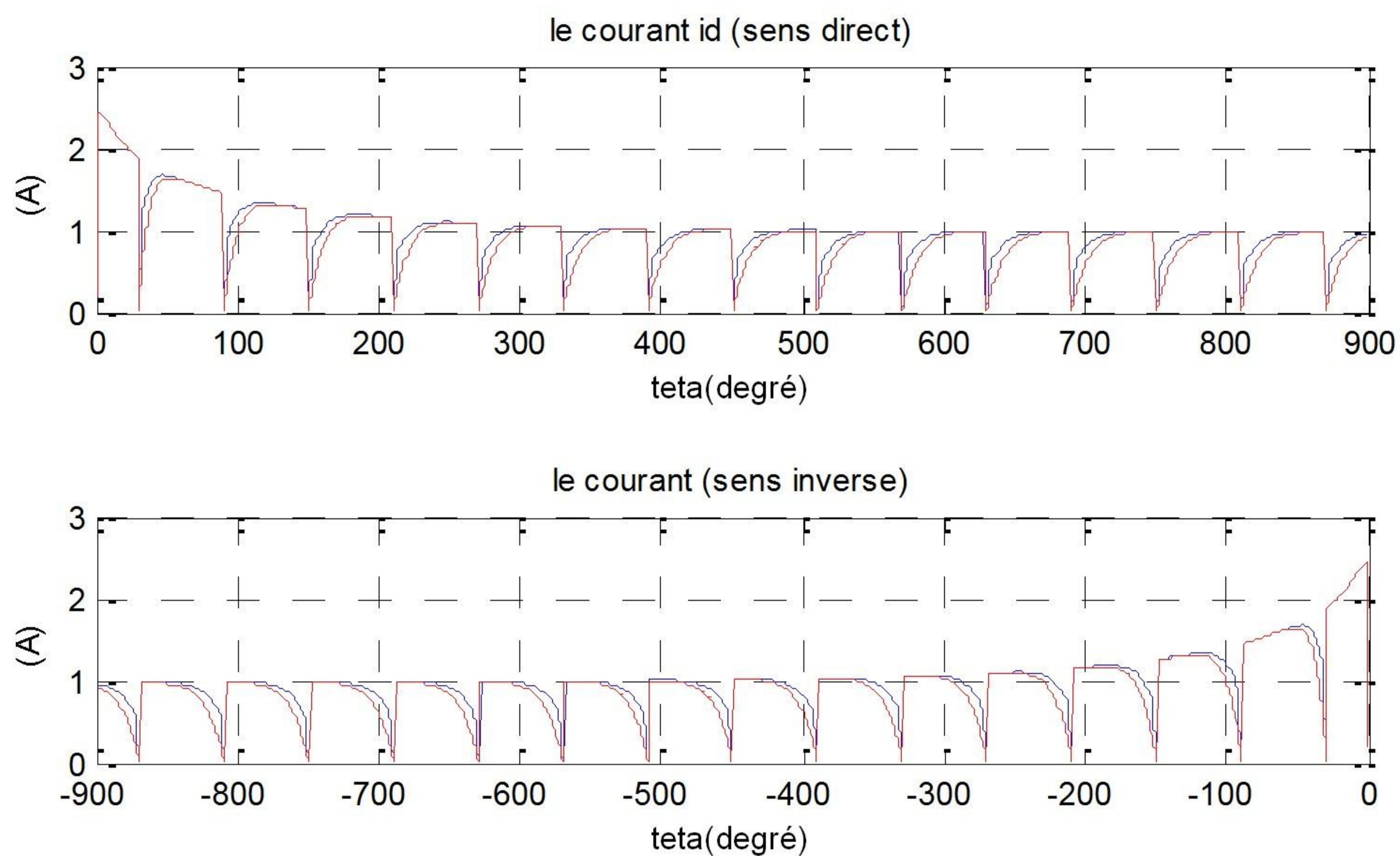


Fig 2.7 : Courant i_d (i_d en rouge de model DC) en régime de démarrage dans le sens direct et inverse.

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

2.5 Conclusion

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

CHAPITRE 3**Commande Par Mode de Glissement du Moteur BLDC****3.1 Introduction**

Le réglage par les modes de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. L'étude de modes de glissement a commencé en l'URSS et la Yougoslavie dans les années 60. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles [KIM 96] [CHO 01] [BUH 86]. Dans ce chapitre, nous présentons les éléments fondamentaux du formalisme de la commande à structure variable. Tout d'abord, nous expliquons brièvement le principe de cette commande, et le choix de la surface de glissement. Enfin, nous présenterons les différentes structures de contrôle par les modes glissants. Et finalement nous terminons par une application sur la machine BLDC.

3.2 Théorie de la Commande par Mode de Glissement

La théorie des systèmes à structure variable et les modes glissants associés (en anglais sliding mode) est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation appelée surface de glissement. La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement (fig. 3.1). En résumé, une commande par régime glissant est divisée en deux parties :

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

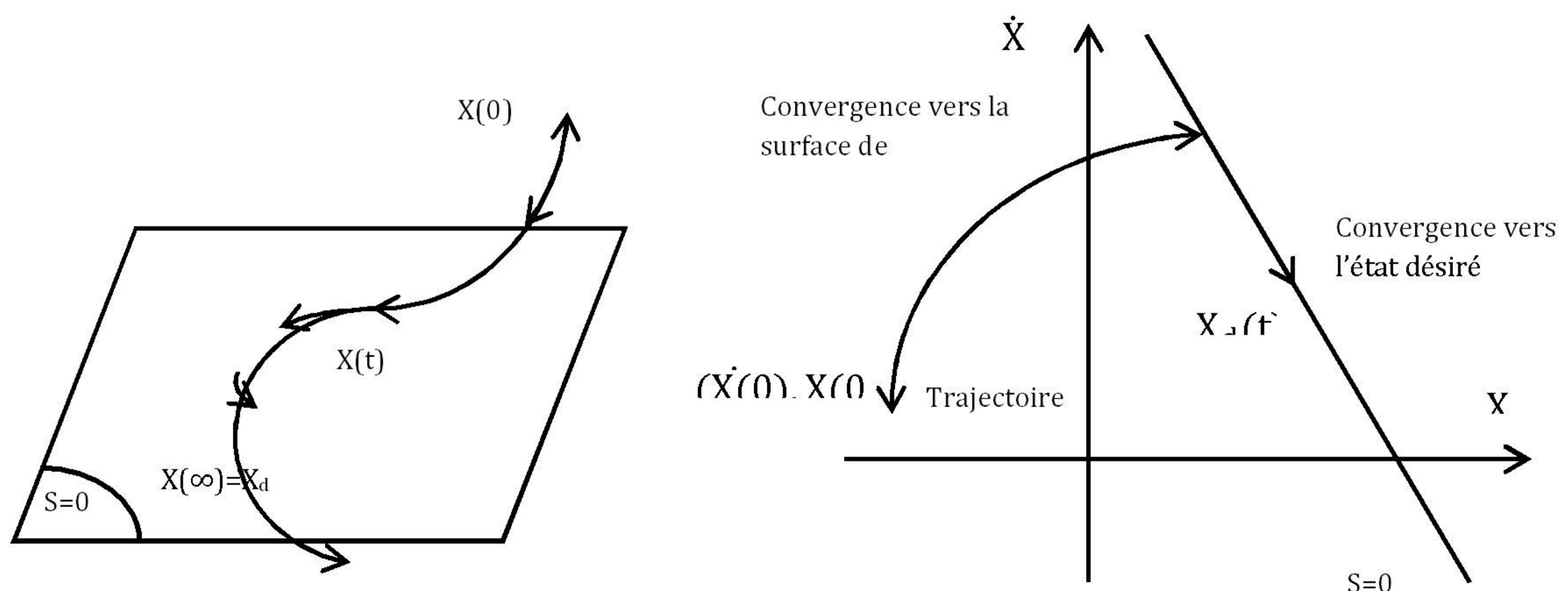


Fig 3.1 : Convergence du système glissant.

3.2.1 Choix des Surfaces de Glissement

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

Espace d'état :

$$S(x) = \sum_{i=1}^r c_i x_i \quad (3.1)$$

Avec : $c_r = 1$

Dans l'espace de phase :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} \tilde{x} \quad (3.2)$$

$$\text{Avec : } \tilde{x} = x_d - x = [\tilde{x} \quad \dot{\tilde{x}} \quad \dots \quad \tilde{x}^{(r-1)}]^T \quad (3.3)$$

Où :

x le variable à réguler.

\tilde{x} l'erreur de réglage.

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

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

On aura donc :

Pour $r = 1$

$$S(x) = \tilde{x} \quad (3.4)$$

Pour $r = 2$

$$S(x) = \lambda \tilde{x} + \dot{\tilde{x}} \quad (3.5)$$

3.2.2 Condition de Glissement

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

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) + g(x, t). U \quad (3.6)$$

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

$$g(x) \neq 0 \quad \forall x \in X, f(x) = [f_1, f_2, \dots, f_n]^T, g(x) = [g_1, g_2, \dots, g_n]^T \quad (3.7)$$

La condition de glissement peut être formulée en déterminant une fonction scalaire de Lyapunov $V(x) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ qui soit positive $V(x) > 0$ pour tout x de \mathbb{R} . La fonction de Lyapunov est choisie de

façon à décroître dans le temps. L'idée est de trouver une commande qui assure cette décroissance en rendant négative la dérivée de la fonction de Lyapunov.

Soit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.8)$$

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

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

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.9)$$

Cette condition assure que la surface S est attractive pour la trajectoire de phase : sous certaines conditions, le point représentatif de l'évolution du système dans l'espace de phase peut être maintenu sur la surface $S(x) = 0$ qui est choisie a priori. L'état du système bouclé est alors plongé dans l'état d'un système "réduit" de dimension inférieure et libre appelé *système équivalent*, dont les coefficients de son équation caractéristique sont identiques à ceux de cette surface [BUH 86] [KJA 04].

3.2.3 Calcul de la Commande

Les deux composants de la commande sont :

$$U = U_{eq} + U_s \quad (3.10)$$

U_{eq} la commande équivalente ou nominale est déterminée par le modèle du système, on peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs U_{max} et U_{min} (Fig. 3.2).

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

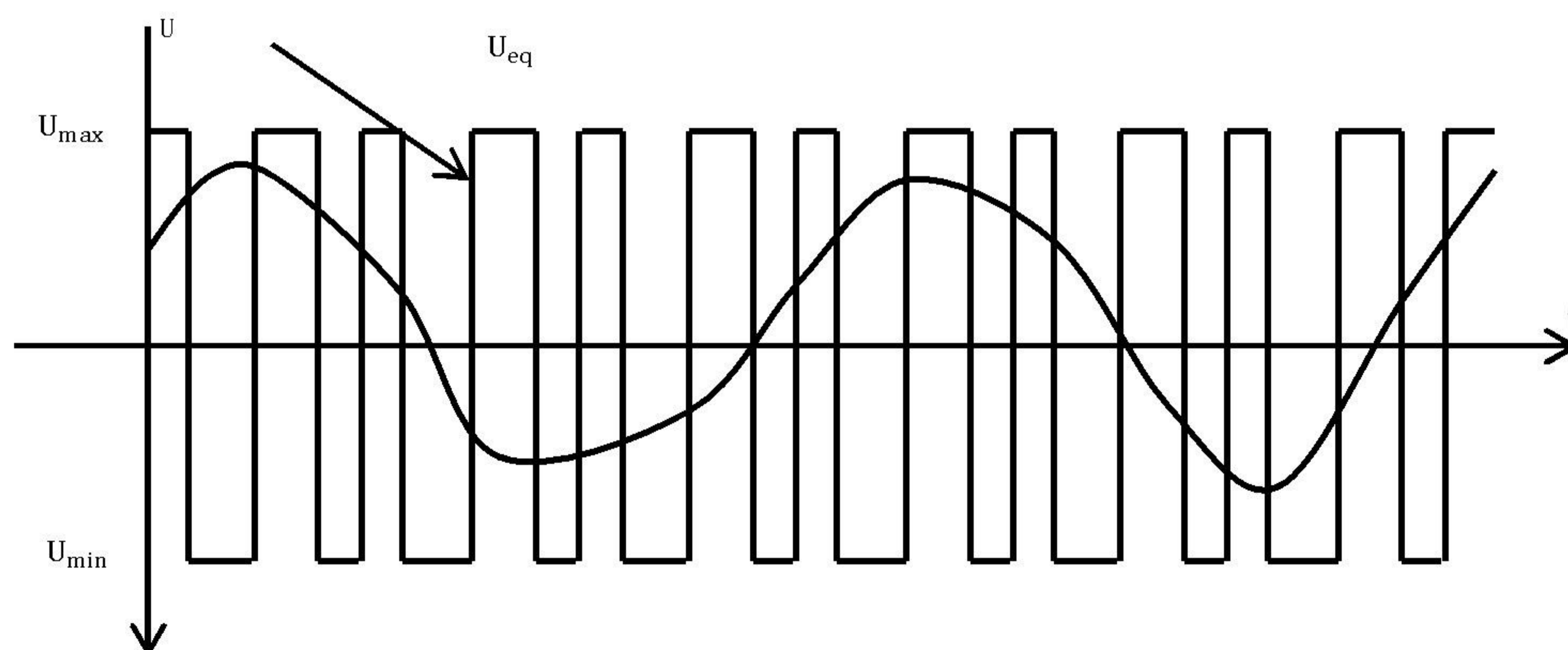


Fig 3.2 : Valeur continue U_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre U_{max} et U_{min} .

3.2.4 Expression Analytique de la Commande

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

$$U_s = 0 \quad (3.11)$$

$$S(x) = 0 \quad (3.12)$$

Donc :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T (f(x, t) + g(x, t). U) = 0 \quad (3.13)$$

Avec $U = U_{eq}$

Ainsi, la commande équivalente est donnée par :

$$U_{eq} = - \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x, t) \right)^{-1} \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T f(x, t) \right) \quad (3.14)$$

Avec la condition de transversalité :

$$\det \left(\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x, t) \right) \neq 0 \quad (3.15)$$

Mais, le régime idéal n'est pratiquement jamais réalisable. On doit ainsi faire usage du deuxième terme de la commande pour ramener l'état du système vers la surface à chaque fois qu'il s'en écarte. Ainsi, il convient de prendre U_s sous la forme d'un relais dépendant du signe de S (fig. 3.3)

$$U_s \equiv \dot{S}(x) = -K \text{sign}(S(x)) \quad (3.16)$$

Où

$K = \text{diag}(k_1, \dots, k_m)$ qui est la forme d'un relais (fig. 3.3)

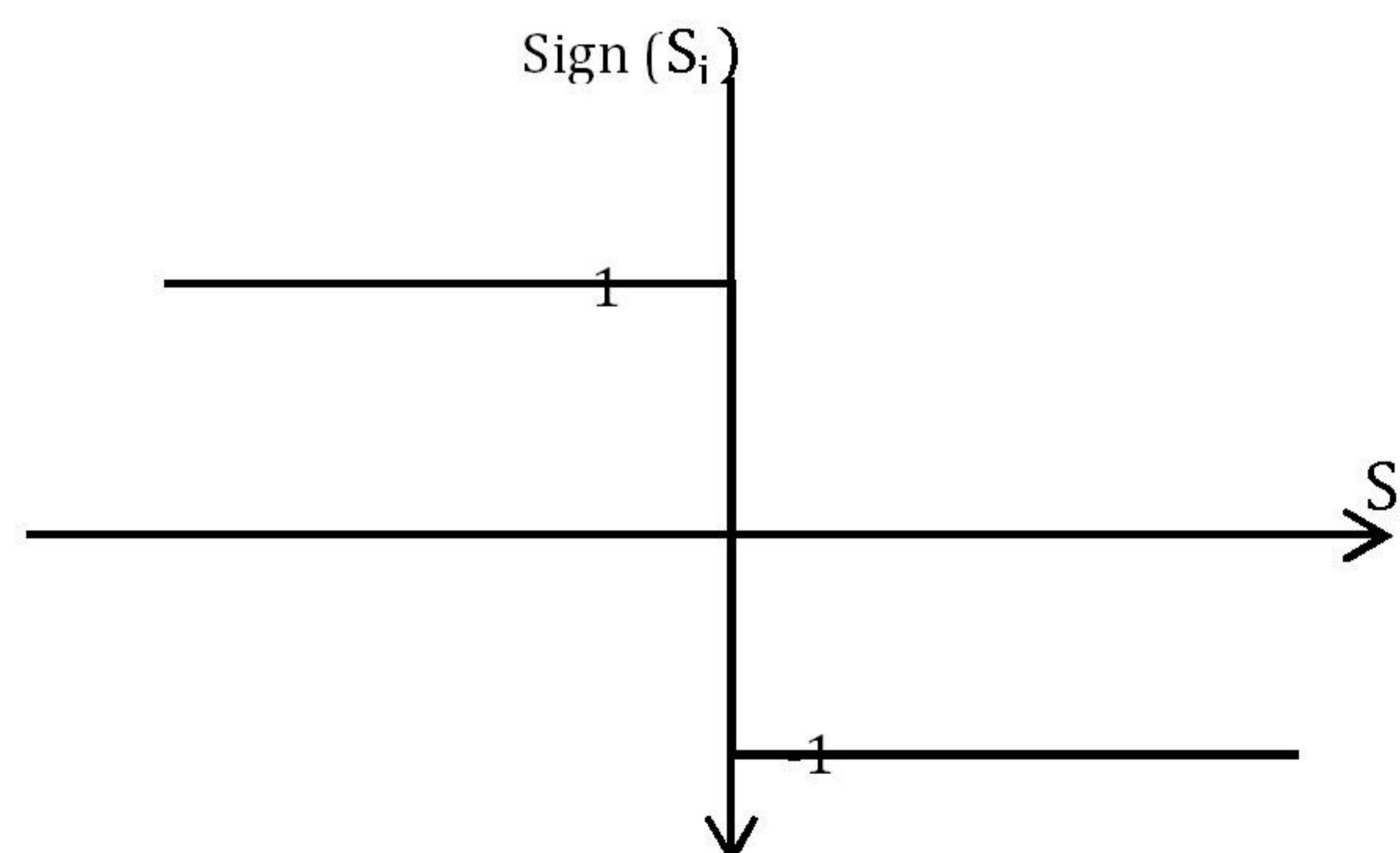


Fig 3.3 : Représentation de la fonction sign [SLO 07].

3.2.5 Elimination du Phénomène du Chattering

L'un des principaux inconvénients du réglage par mode de glissement est le phénomène du chattering, car il peut endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système. Dans le but de réduire ces oscillations plusieurs solutions ont été apportées, comme par exemple remplacer la fonction sign par une fonction de saturation caractérisée par un ou deux seuils (atténuation des amplitudes des ondulations) (fig. 3.4) :

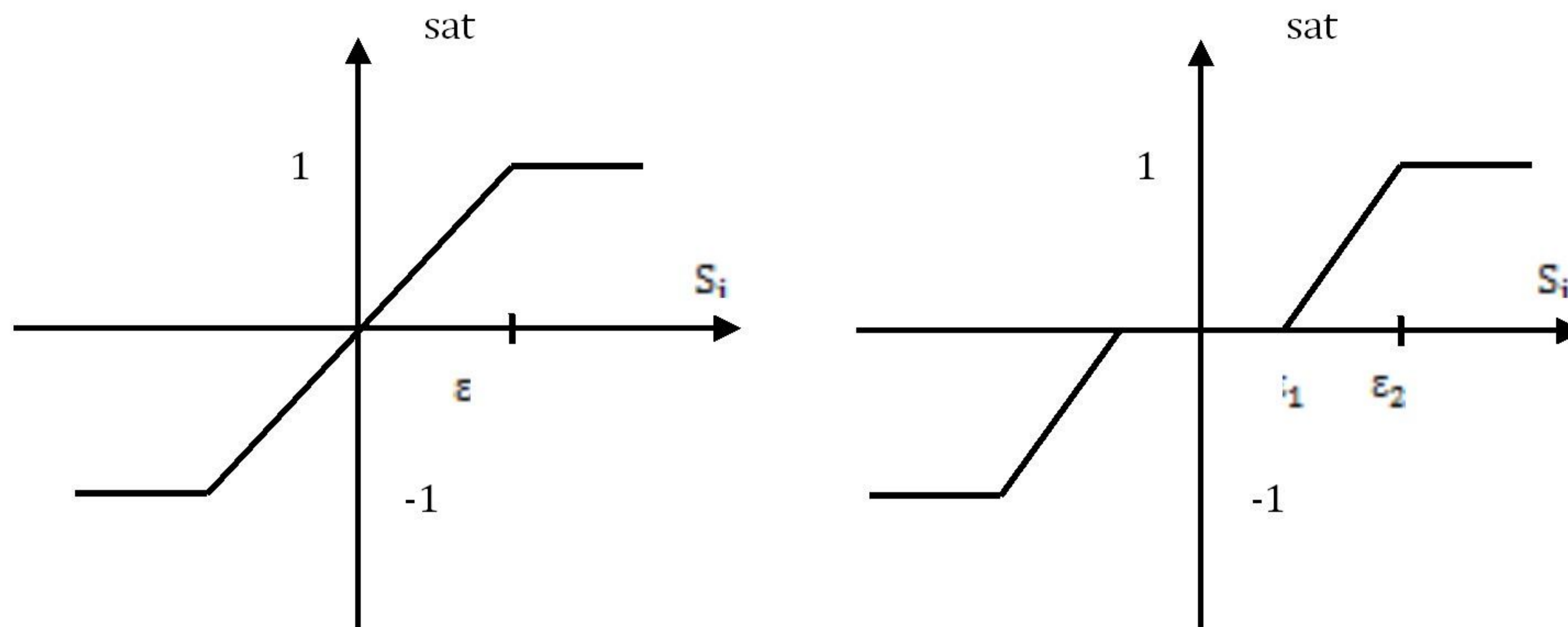


Fig 3.4 : Fonction SAT avec un seuil et deux seuils (zone morte).

Ces deux fonctions sont respectivement définies par :

$$sat(S) = \begin{cases} -1, & si \quad S < -\varepsilon \\ \frac{S}{\varepsilon}, & si \quad |S| < \varepsilon \\ 1, & si \quad S > \varepsilon \end{cases} \quad (3.17)$$

$$sat(S) = \begin{cases} 0, & si \quad |S| < \varepsilon_1 \\ \frac{S - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}, & si \quad \varepsilon_1 < |S| < \varepsilon_2 \\ sign(S), & si \quad |S| > \varepsilon_2 \end{cases} \quad (3.18)$$

On peut aussi donner la fonction de *smooth* (fig. 3.5) :

$$smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (3.19)$$

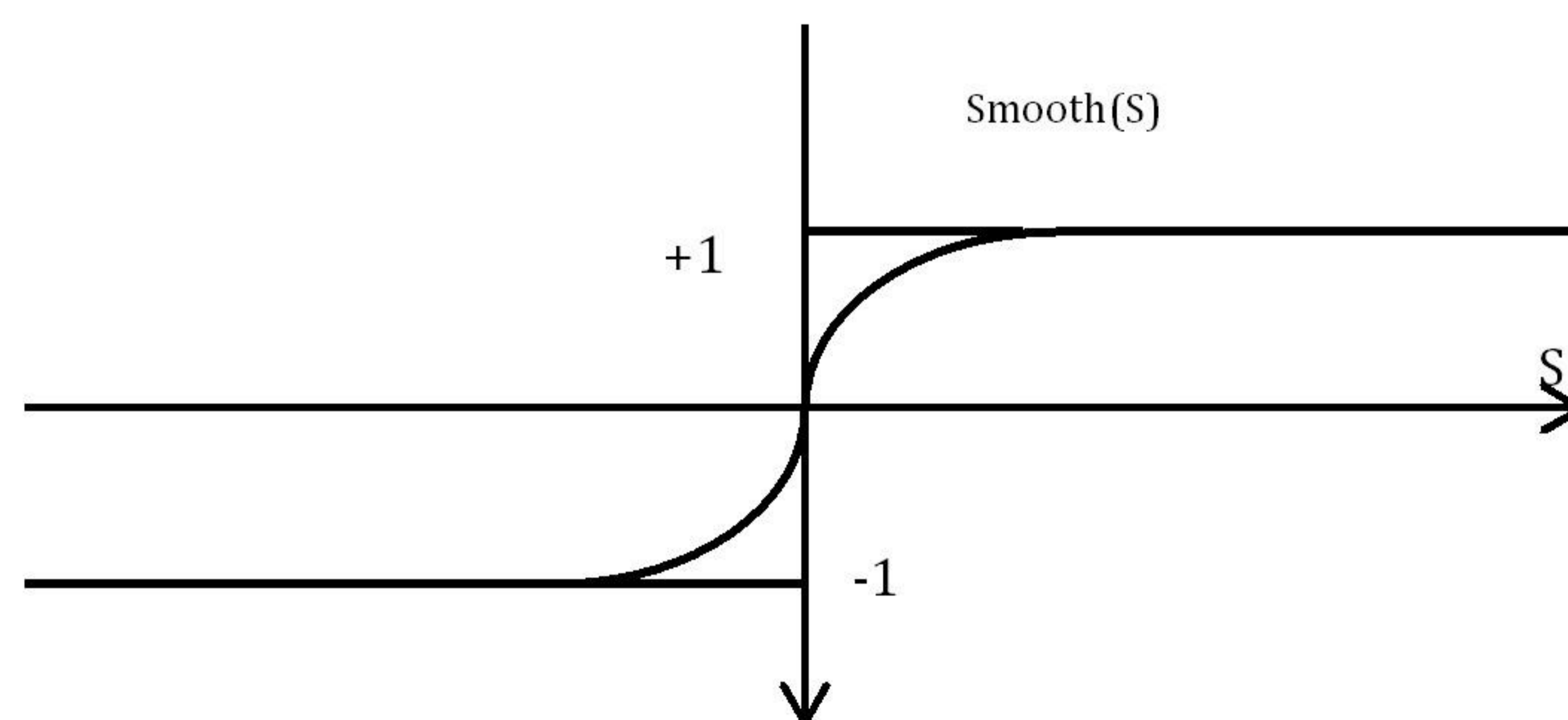


Fig 3.5 : Fonction «smooth» [GAR 05].

3.2.6 Différentes Structures du Contrôle par Mode de Glissement

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

3.2.6.1 Structure Par Commutation au Niveau de l'Organe de Commande

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure 3.6 :

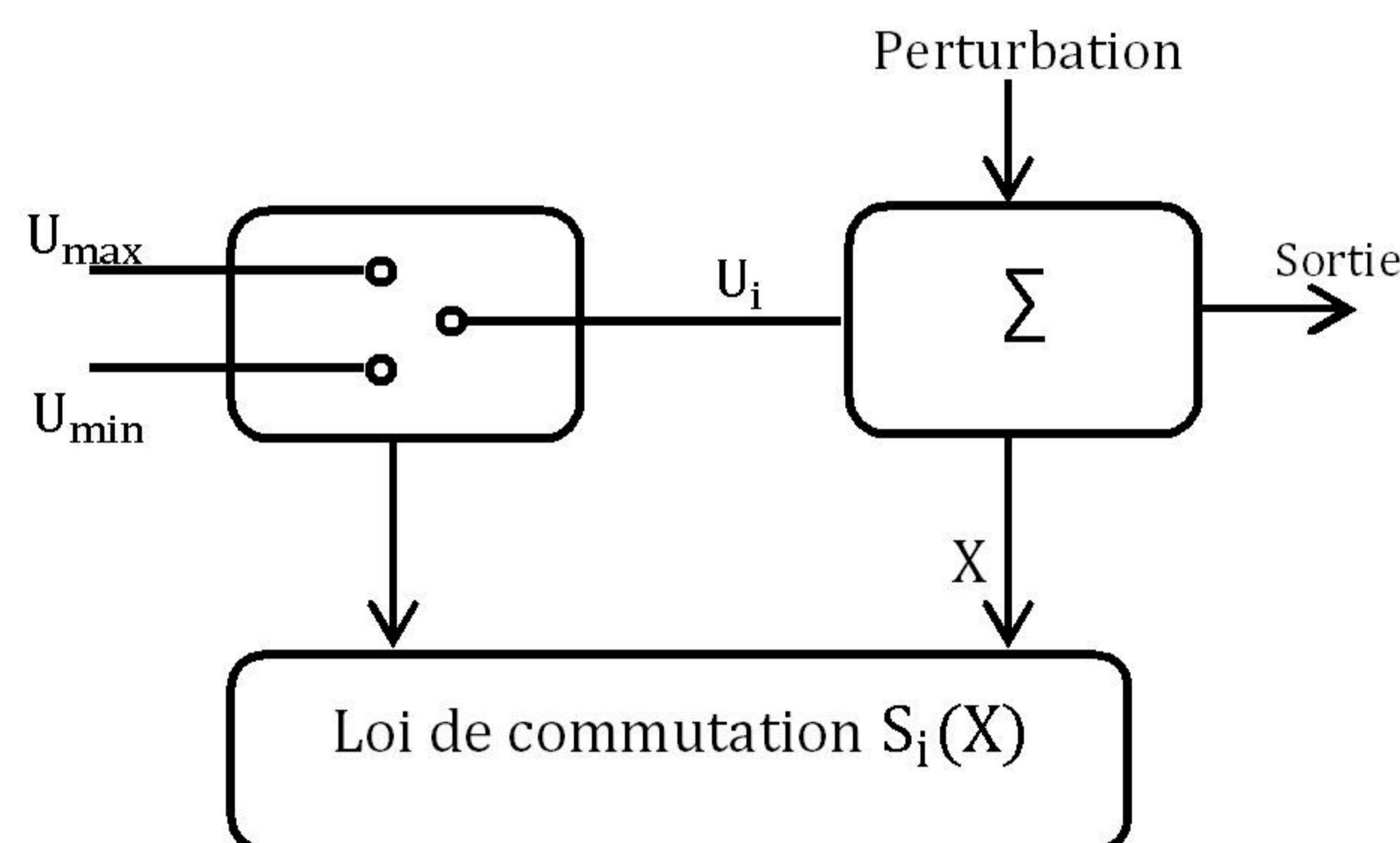


Fig 3.6 : Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

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

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

Cette structure (fig. 3.7) est utilisée surtout dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents. Le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. Le non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système.

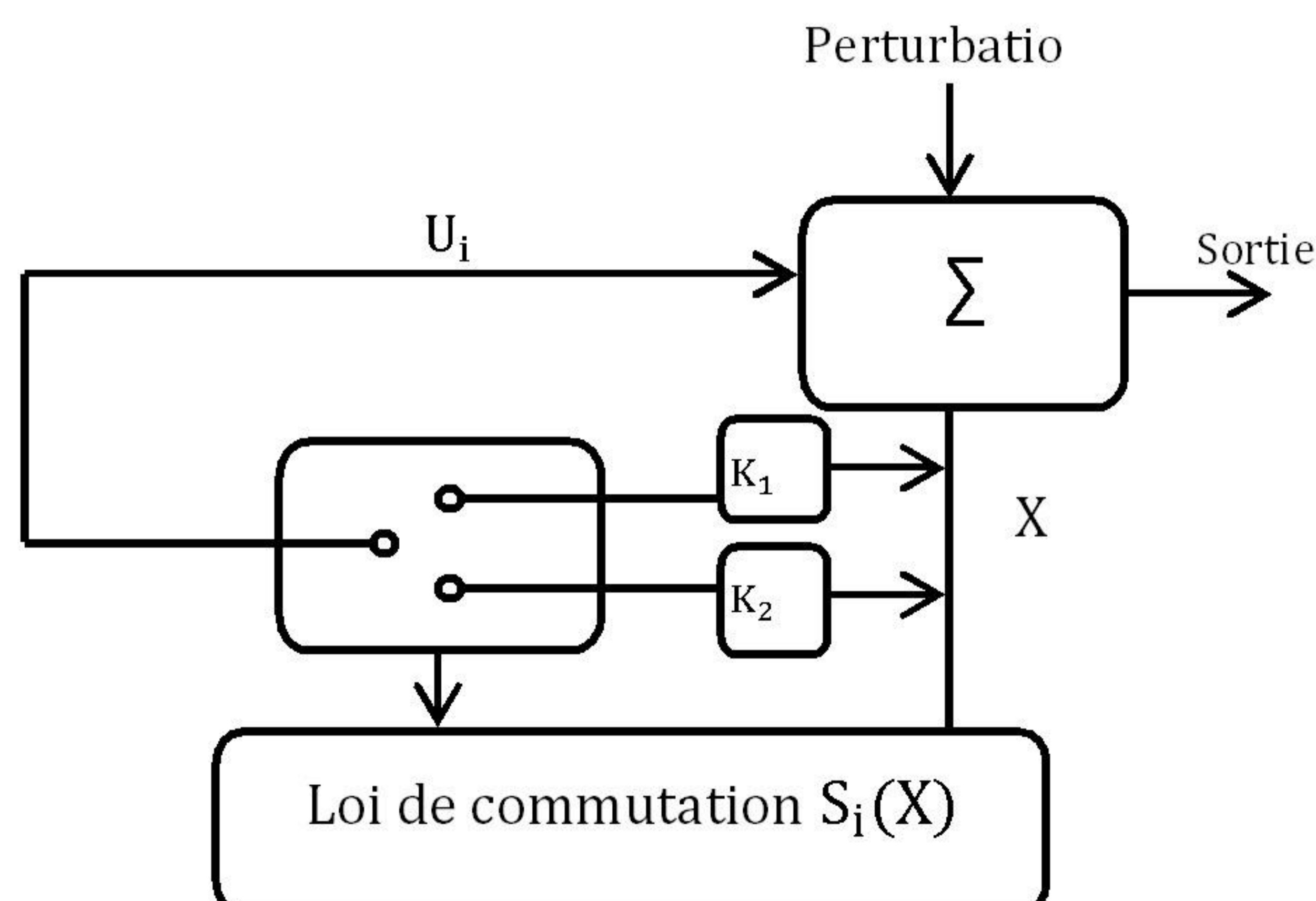


Fig 3.7 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

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

Une telle structure dont le principe est montrée sur la figure 3.8, présente un réel avantage. Elle permet de pré-positionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais la commande est plus dépendante des variations paramétriques du fait de la présence du terme de la commande équivalente.

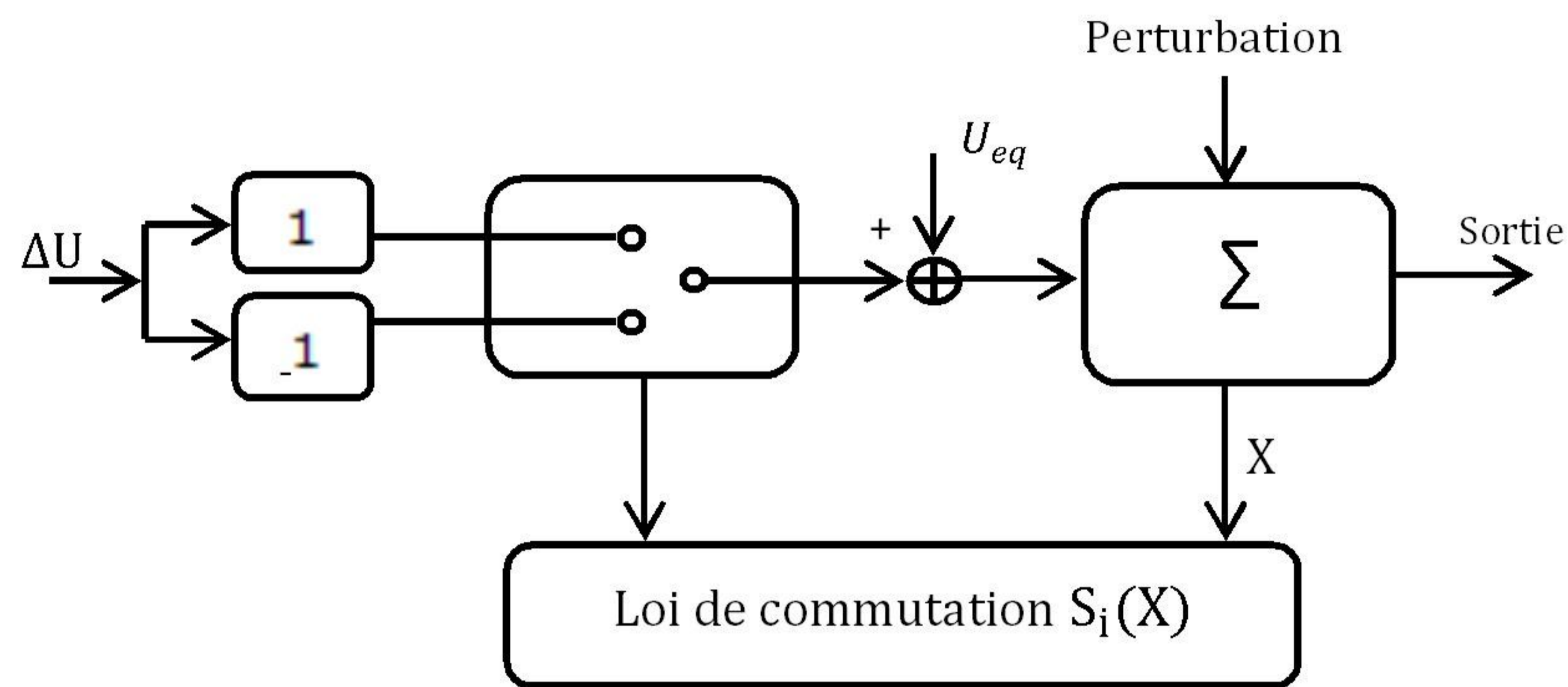


Fig 3.8 : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente [BUH 86].

Pour notre travail nous avons choisi cette dernière la structure.

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

Ces dernières années, beaucoup d'effort de recherches a été consacré aux applications des techniques de commande par les modes glissants aux équipements électroniques et aux commandes électriques [SON 07] [LIM 91] [UTK 99]. L'intérêt pour cette approche de commande est du à sa robustesse aussi, elle est apte à éliminer les effets des variations paramétriques même en régime dynamiques avec un minimum de complexité de la loi de commande [YAN 02].

En utilisant la même structure de commande en cascade aussi, le schéma de principe pour la commande du moteur BLDC est donné à la figure 3.9 :

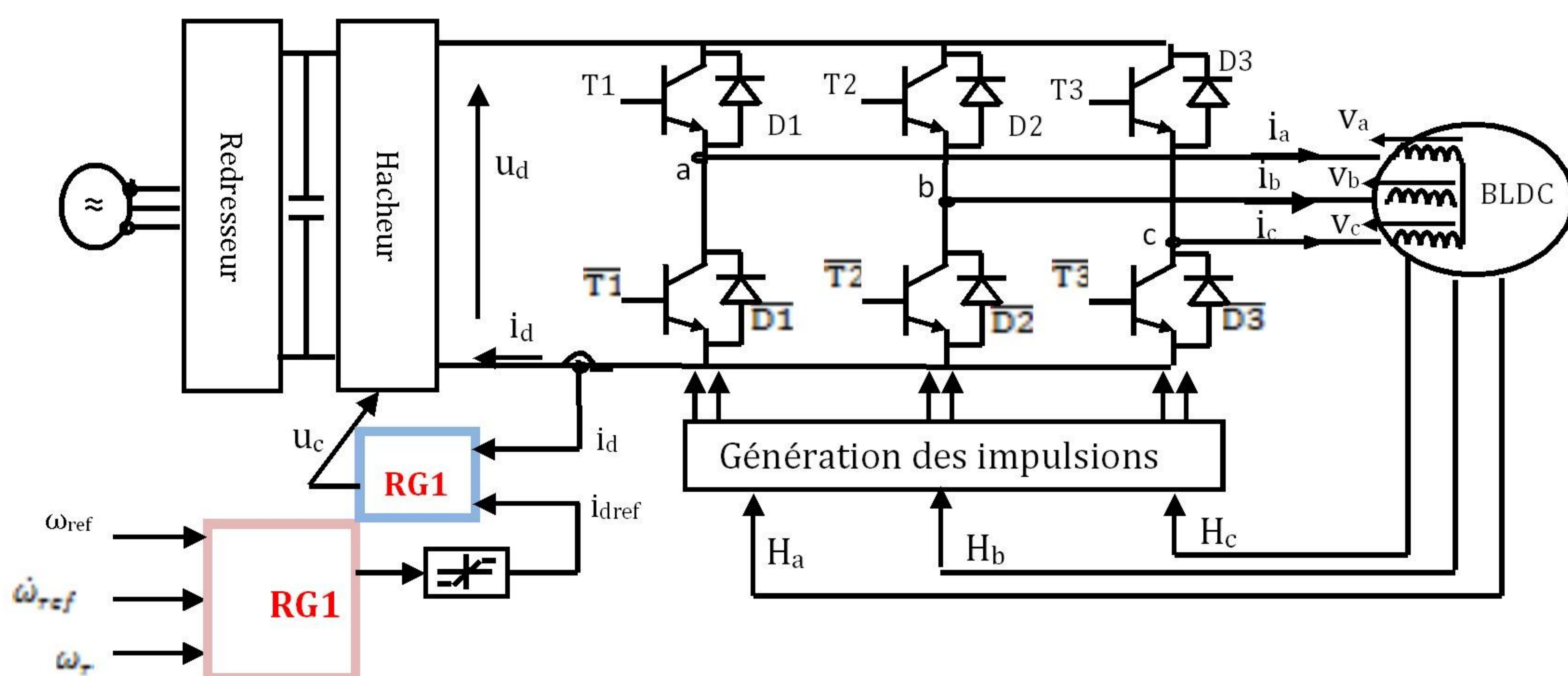


Fig 3.9 : Schéma de principe pour la commande du BLDC.

3.3.1 Réglage de la Vitesse

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

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = 2k_e i_d - k_f \omega_r - C_r \quad (3.20)$$

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

$$S_\omega = \omega_r - \omega_{ref} \quad (3.21)$$

Où ω_{ref} représente la vitesse désirée.

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

$$\dot{S}_\omega = (2k_e/J)i_d - (k_f/J)\omega_r - (C_r/J) - \dot{\omega}_{ref} \quad (3.22)$$

Soit la fonction de Lyapunov V_ω défini par :

$$V_\omega = 0.5(S_\omega)^2 \quad (3.23)$$

Donc la dynamique \dot{V}_ω est :

$$\dot{V}_\omega = S_\omega \dot{S}_\omega = S_\omega [(2k_e/J)i_d - (k_f/J)\omega_r - (C_r/J) - \dot{\omega}_{ref}] \quad (3.24)$$

Nous imposons au courant i_d la valeur I_c donnée par :

$$I_c = \frac{J}{2k_e} \left(\frac{k_f}{J} \omega_r + \dot{\omega}_{ref} - k_{\omega 1} S_\omega - k_{\omega 2} \text{sign}(S_\omega) \right) \quad (3.25)$$

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

$$\begin{aligned} \dot{V}_\omega &= S_\omega [-k_{\omega 1} S_\omega - k_{\omega 2} \text{sign}(S_\omega) - (C_r/J)] \\ &\leq -k_{\omega 1} S_\omega^2 - k_{\omega 2} |S_\omega| + |S_\omega| (C_{max}/J) \end{aligned} \quad (3.26)$$

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

$$|C_r| \leq C_{max} \quad (3.27)$$

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

$$k_{\omega 2} \leq (C_{max}/J) \quad (3.28)$$

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

3.3.2 Réglage du Courant

Etant donné que la structure de commande est en cascade (fig. 3.9) aussi la sortie I_c du régulateur de vitesse correspondant à la relation (3.25) qui après limitation à la valeur $\pm 2(A)$ forme le signal I_L . La référence I_{ref} du courant i_d dépend du sens de rotation du moteur :

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

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

$$S_d = L_c i_d - L_c i_{ref} \quad (3.29)$$

En exploitant la dynamique du courant l'équation 2.14 du au mode DC1. la dynamique \dot{S}_d de S_d est exprimée par :

$$\dot{S}_d = -R_T i_d - E - v_T + (u_d/2) - L_c (dI_{ref}/dt) \quad (3.30)$$

Soit V_d la fonction de Lyapunov définie par :

$$V_d = (S_d^2/2) \quad (3.31)$$

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

$$\dot{V}_d = S_d \dot{S}_d = S_d ((u_d/2) - R_T i_d - E - v_T - L_c (dI_{ref}/dt)) \quad (3.32)$$

On impose à la commande u_d la loi suivante :

$$u_c = 2(R_T i_d + E - k_{d1} S_d - k_{d2} \text{sign}(S_d)) \quad (3.33)$$

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

$$\begin{aligned} \dot{V}_d &= S_d (-v_T - L_c (dI_{ref}/dt) - k_{d1} S_d - k_{d2} \text{sign}(S_d)) \\ &\leq |S_d| (v_T + L_c dI_m) - k_{d1} S_d^2 - k_{d2} |S_d| \end{aligned} \quad (3.34)$$

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

$$|dI_{ref}| \leq dI_m \quad (3.35)$$

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

$$k_{d2} \geq B_1 \text{ Avec } B_1 = (v_T + L_c dI_m) \quad (3.36) \text{ et } (3.37)$$

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

3.3.3 Validation de la Commande pour le Mode DC2

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

$$\dot{S}_d = -R_T i_d - 2E/3 + v_T - (v_D/3) + (2u_d/3) - L_c(di_{ref}/dt) \quad (3.38)$$

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

$$\dot{S}_d = (1/3)(-R_T i_d - 2E + 3v_T - v_D - 3L_c(di_{ref}/dt) - 4k_{d1}S_d - 4k_{d2}sign(S_d)) \quad (3.39)$$

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

$$k_{d2} \geq B_2 \quad (3.40)$$

Avec :

$$B_2 = (1/4)(R_T I_{max} + 2E_{max} + 3v_T + v_D + 3L_c di_m) \quad (3.41)$$

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

$$k_{d2} \geq B \text{ Et } B = \max(B_1, B_2) \quad (3.42)$$

3.4 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse

Les résultats de la simulation sont obtenus dans les mêmes conditions que celles présentées dans le chapitre précédent. Aussi, les signaux de commande des transistors et les durées de conduction des diodes pour les deux sens de rotation sont présentés à la figure 3.10 :

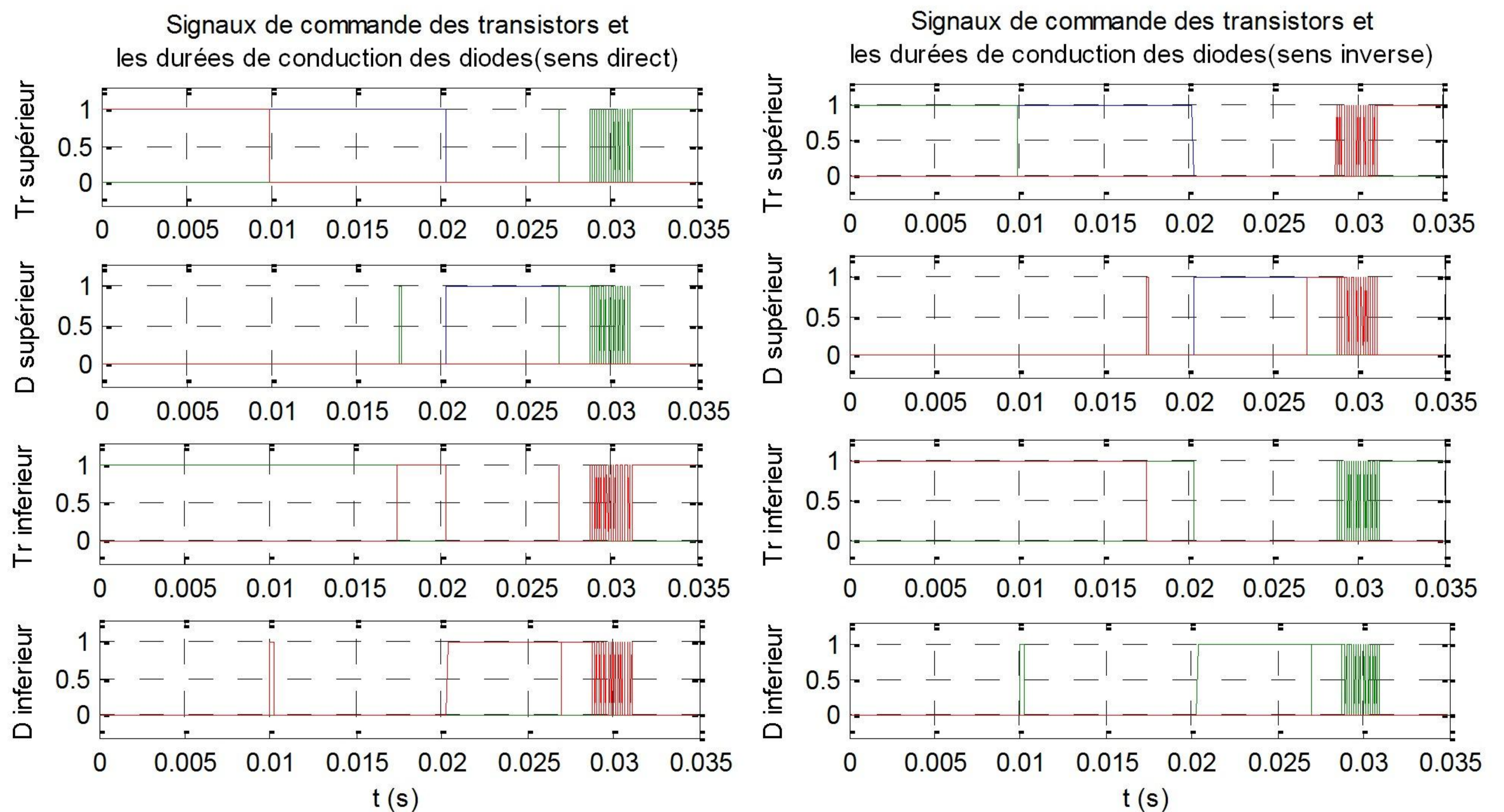


Fig 3.10 : *Forme des Signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes dans le sens direct et inverse.*

Les résultats de simulation du moteur BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation direct et inverse sont présentés sur les figures 3.11, 3.12, 3.13, 3.14 et 3.15 concernant respectivement les trois courants de phases, la vitesse du moteur, le courant i_d , le couple C_e et le courant de phase i_a avec FEM e_a .

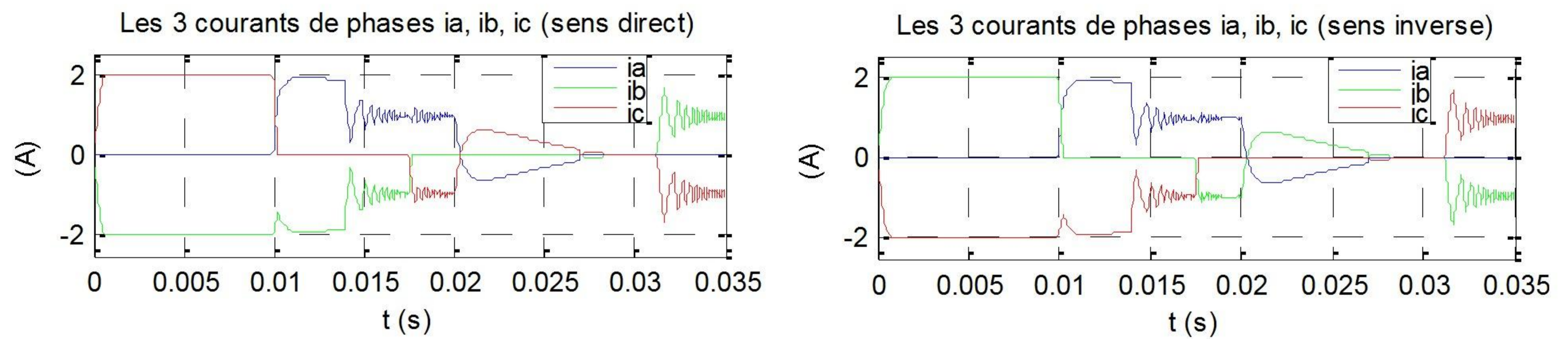


Fig 3.11 : *Forme des courants de phases dans le sens direct et inverse.*

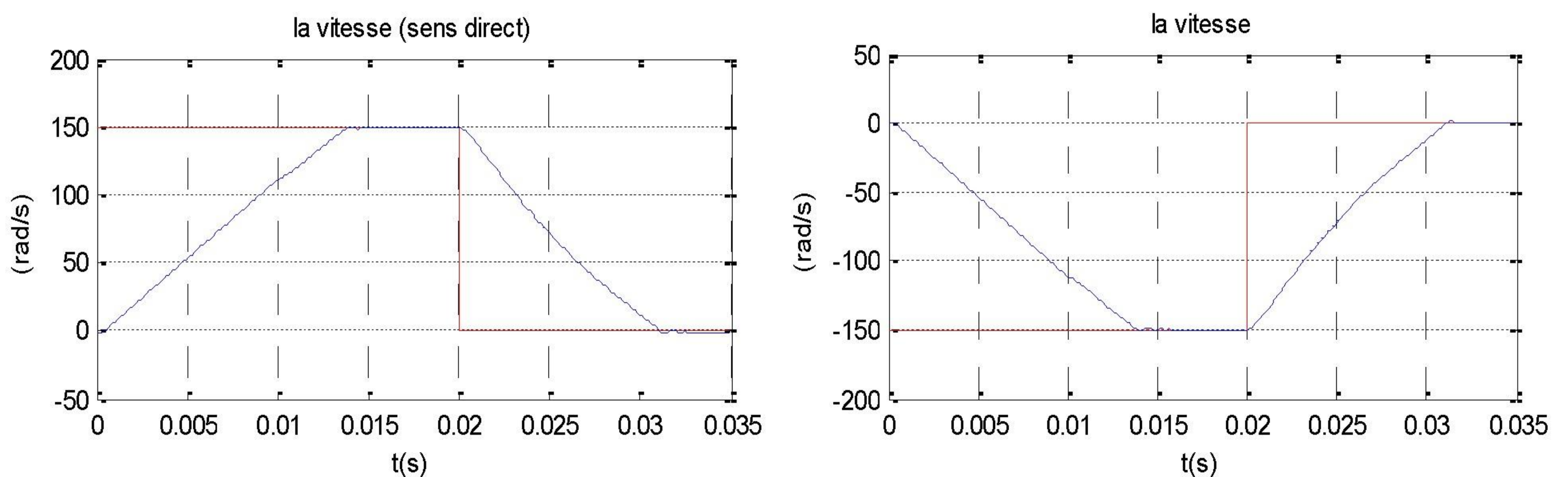


Fig 3.12 : *Forme de la vitesse dans le sens direct et inverse.*

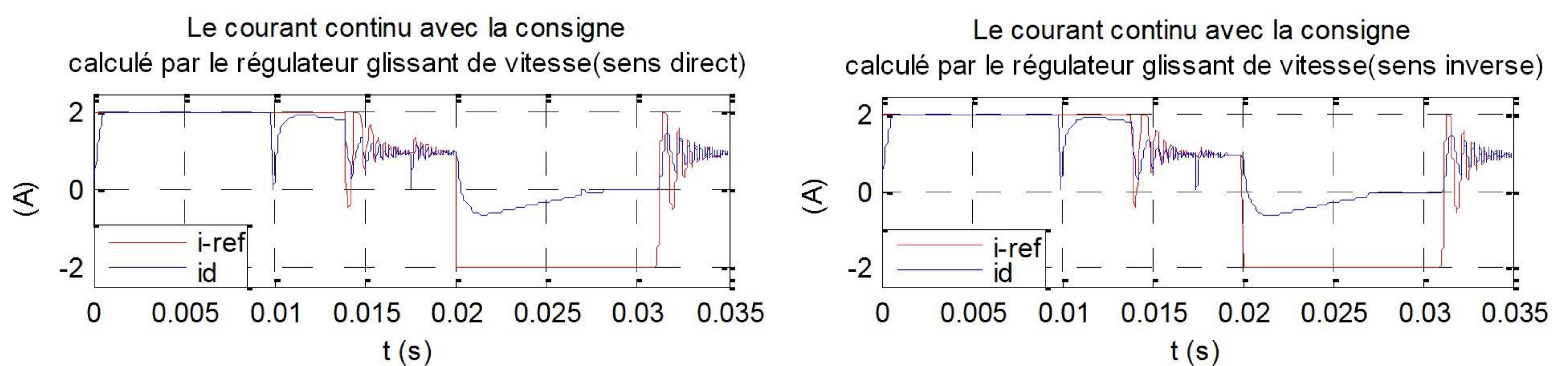


Fig 3.13 : *Forme du courant i_d dans le sens direct et inverse.*

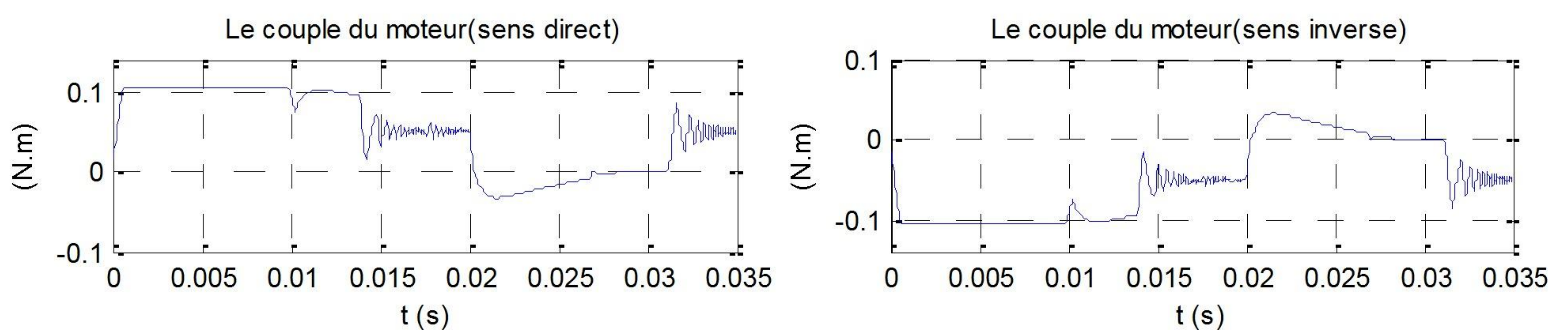


Fig 3.14 : *Couple du moteur C_e dans le sens direct et inverse.*

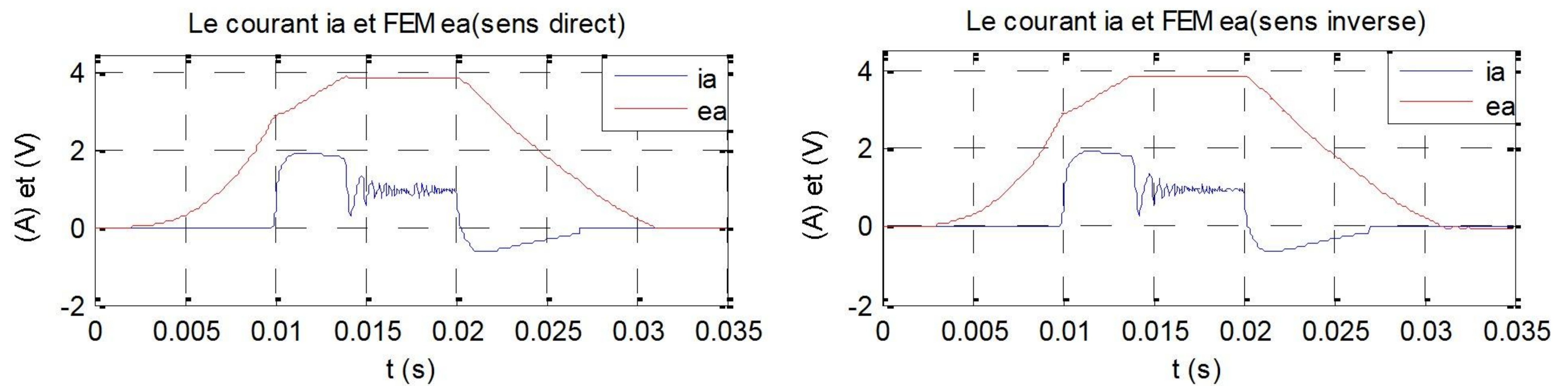


Fig 3.15 : *Forme de courant i_a et FEM e_a de la phase a dans le sens direct et inverse.*

➤ **Commentaires sur les Résultats**

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

3.5 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse

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

Test 1 : Couple Résistant $C_r = 0.05 N.m$, augmentation de 20% des résistances des phases, diminution de 30% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure 3.16 :

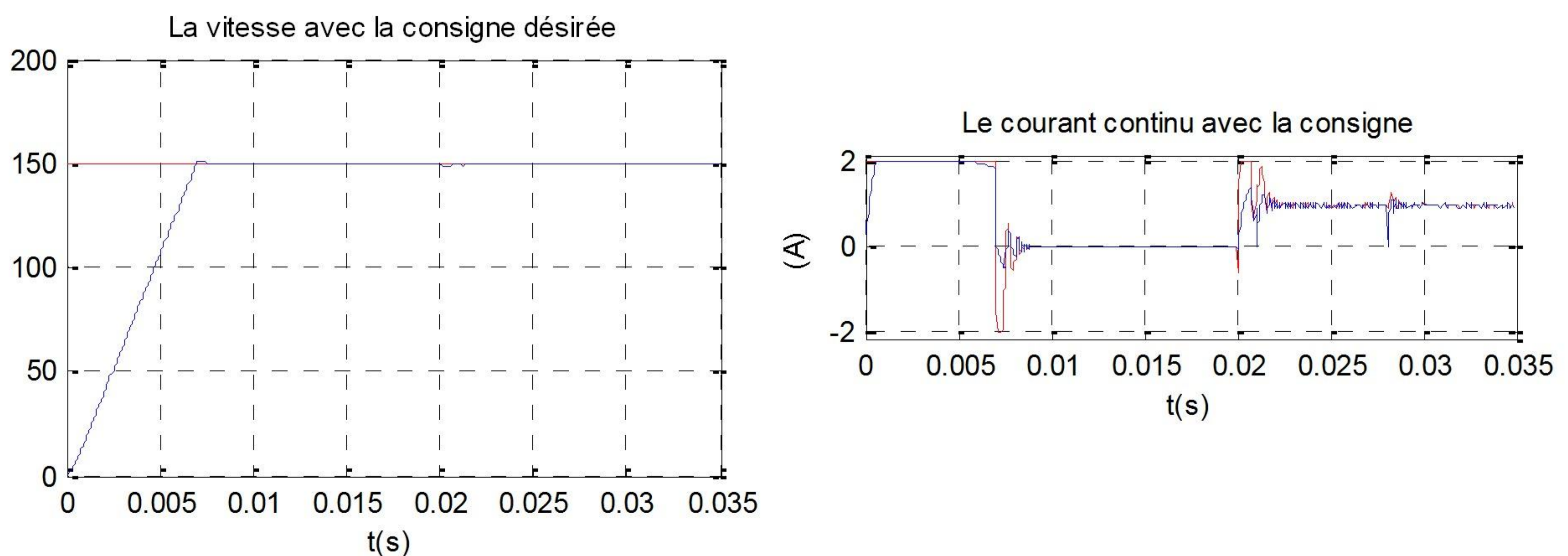


Fig 3.16 : *Formes de la vitesse et de courant.*

Test 2 : Couple Résistant $C_r = 0.055 \text{ N.m}$, augmentation de 40% des résistances des phases et diminution de 35% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure 3.17 :

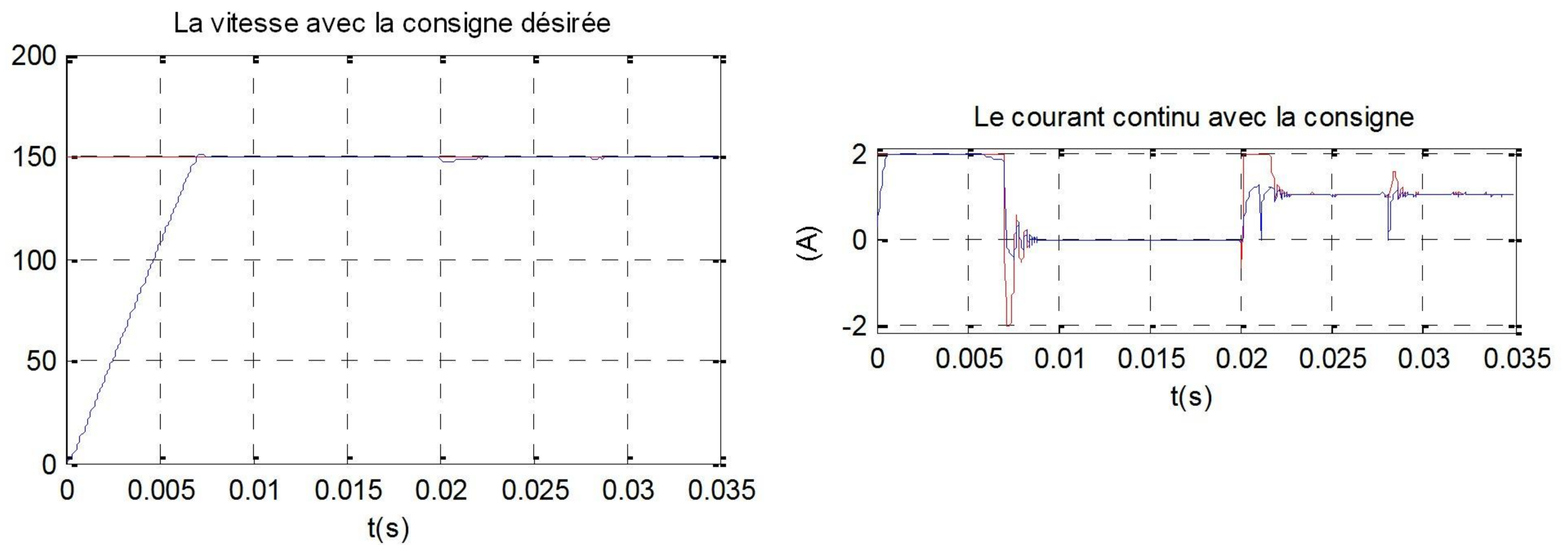


Fig 3.17 : Formes de la vitesse et de courant.

Test 3 : Couple Résistant $C_r = 0.06 \text{ N.m}$, augmentation de 60% des résistances des phases et diminution de 40% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure 3.18 :

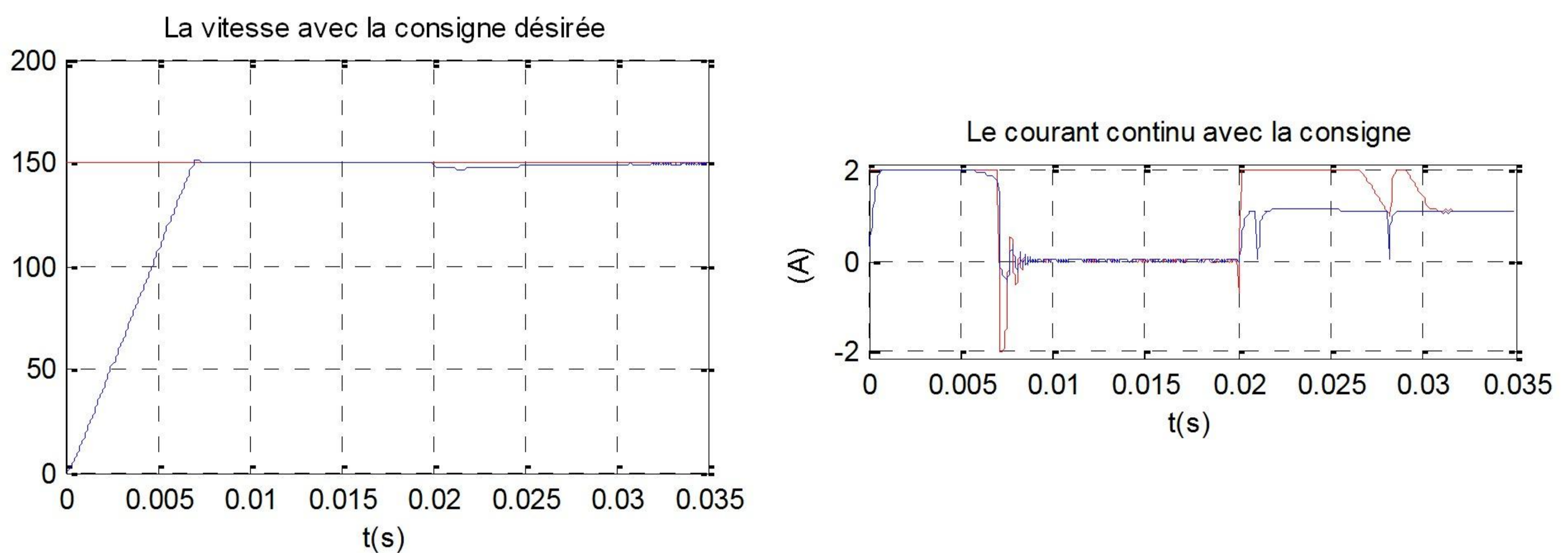


Fig 3.18 : Formes de la vitesse et de courant.

➤ Commentaires sur les Résultats

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

3.6 Conclusion

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

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

CHAPITRE 4

Commande Par Mode Glissant d'Ordre Supérieur

4.1 Introduction

L'inconvénient majeur de la commande à structure variable réside dans les oscillations appelées "chattering". Les algorithmes de commande à régime glissant d'ordre supérieur ont été développés pour éliminer ce phénomène de réticence "chattering", Et en même temps sauvegarder les propriétés principales du mode glissant d'ordre un (convergence en temps fini, robustesse) [FLO 00][PEB 99]. ces algorithmes considèrent l'entre U du système comme nouvelle variable d'état, tandis qu'ils utilisent sa dérivée \dot{U} comme commande actuelle [LVN 93].

Dans ce cas \dot{U} doit dominer dans l'équation de \ddot{S} . Cependant, en générale, l'expression de \ddot{S} contient des termes en U . ainsi, \dot{U} doit dominer U lui-même, ce qui semble problématique. heureusement, au voisinage du mode glissant d'ordre deux, U est près de la commande équivalente U_{eq} [UTK 99]. La commande équivalente U_{eq} est défini de l'équation $\dot{S} = 0$ et elle est indépendant de U . ainsi, l'approche est toujours valide dans un voisinage de la variété $S = \dot{S} = 0$ ayant pour condition initiales $(0, x_0)$ est une trajectoire à mode glissant idéal d'ordre deux par rapport à la surface $S=0$, si il existé $t_1 > 0$ telque $\forall t \geq t_1$, les égalités suivantes sont vérifiées.

$$S(t, x(t)) = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x(t)) = 0 \quad (4.1)$$

4.2 Commande par Modes Glissants d'Ordre Deux

Considérons un système dynamique décrit par

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad S = S(t, x) \in \mathcal{R}, u = U(t, x) \in \mathcal{R} \quad (4.2)$$

Où $x \in \mathcal{R}^n$ f est une fonction, t est le temps, u est la commande, S est la contrainte, le degré relatif du système est deux c'est-à-dire

$$\frac{\partial}{\partial u} \ddot{S} \neq 0$$

Avec ces hypothèses, en dérivant S deux fois par rapport au temps

$$\dot{S} = \frac{\partial}{\partial t} S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} S(t, x) f(t, x, u) \quad (4.3)$$

$$\ddot{S} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \dot{u}(t) \quad (4.4)$$

L'objectif est la synthèse d'une commande u telle que la contrainte ($S = 0$) soit vérifiée et de maintenir $S = \dot{S} = 0$. Des preuves d'existence de solution, ont été établies sous les conditions suivantes :

- ❖ La commande u est une fonction bornée $|u| \leq U_{max}$ pour tout t
- ❖ Supposons qu'il existe u_1 dans (0.1) telle que pour toute fonction continue $u(t)$ avec $|u(t)| \leq u_1$ quel que soit t , alors on a $S(t).u(t) > 0$ pour un ensemble fini de t .

Il existe des constantes positives S_0, K_m, K_M, u_0 avec $u_0 < U_m$ telles que :

$$\text{Si } |S(t, x)| \leq S_0 \text{ alors } 0 < K_m \leq \frac{\partial}{\partial u} \dot{S}(t, x, u) \leq K_M \quad \forall u \quad (4.5)$$

L'ensemble $\{t, x, u : |S(t, x)| < S_0\}$ est appelé région linéaire

Il existe des constantes positives \emptyset dans la région linéaire telle que :

$$\left| \frac{\partial}{\partial t} \dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{S}(t, x, u) f(t, x, u) \right| < \emptyset \quad (4.6)$$

Il existe alors une loi de commande $u = \varphi(S, \dot{S})$ qui permet de rejoindre, en temps fini, la surface $S = \{x: S = \dot{S} = 0\}$ représentée par l'origine (0,0) dans le plan de phase (S, \dot{S})

4.3 Algorithme Super-Twisting de Commande de Vitesse

Régulateur de la vitesse avec réglage interne du courant intermédiaire

Nous trouvons dans la littérature quelques exemples d'algorithme, assurant un glissement du second ordre : citons l'algorithme super-twisting :

$$I(t) = I_1(t) + I_2(t)$$

$$I_1 = \begin{cases} -I & \text{si } |I| > I_M \\ -\alpha \cdot \text{sign}(S) & \text{si } |I| \leq I_M \end{cases} \quad (4.7)$$

$$I_2 = \begin{cases} -\lambda |S_0|^\rho \text{sign}(S) & \text{si } |S| > S_0 \\ -\lambda |S|^\rho \text{sign}(S) & \text{si } |S| \leq S_0 \end{cases}$$

Avec α, λ, ρ vérifiant les inégalités suivantes :

$$\alpha > \frac{\emptyset}{K_m} \quad \text{et} \quad 0 < \rho \leq 0.5$$

$$\lambda \geq \frac{4\emptyset}{K_m^2} \cdot \frac{K_M(\alpha + \emptyset)}{K_M(\alpha - \emptyset)} \quad (4.8)$$

4.4 Application à la Commande en Vitesse de la Machine à Courant Continu

Dans ce chapitre nous avons développé une commande par mode glissant d'ordre deux super twisting pour le BLDCM. L'objectif consiste à suivre des trajectoires de référence en vitesse. Cette commande n'exige que la mesure de la vitesse de rotation de la machine, en effet, un différentiateur exact robuste, basé sur les modes glissants d'ordre deux, figure 4.1

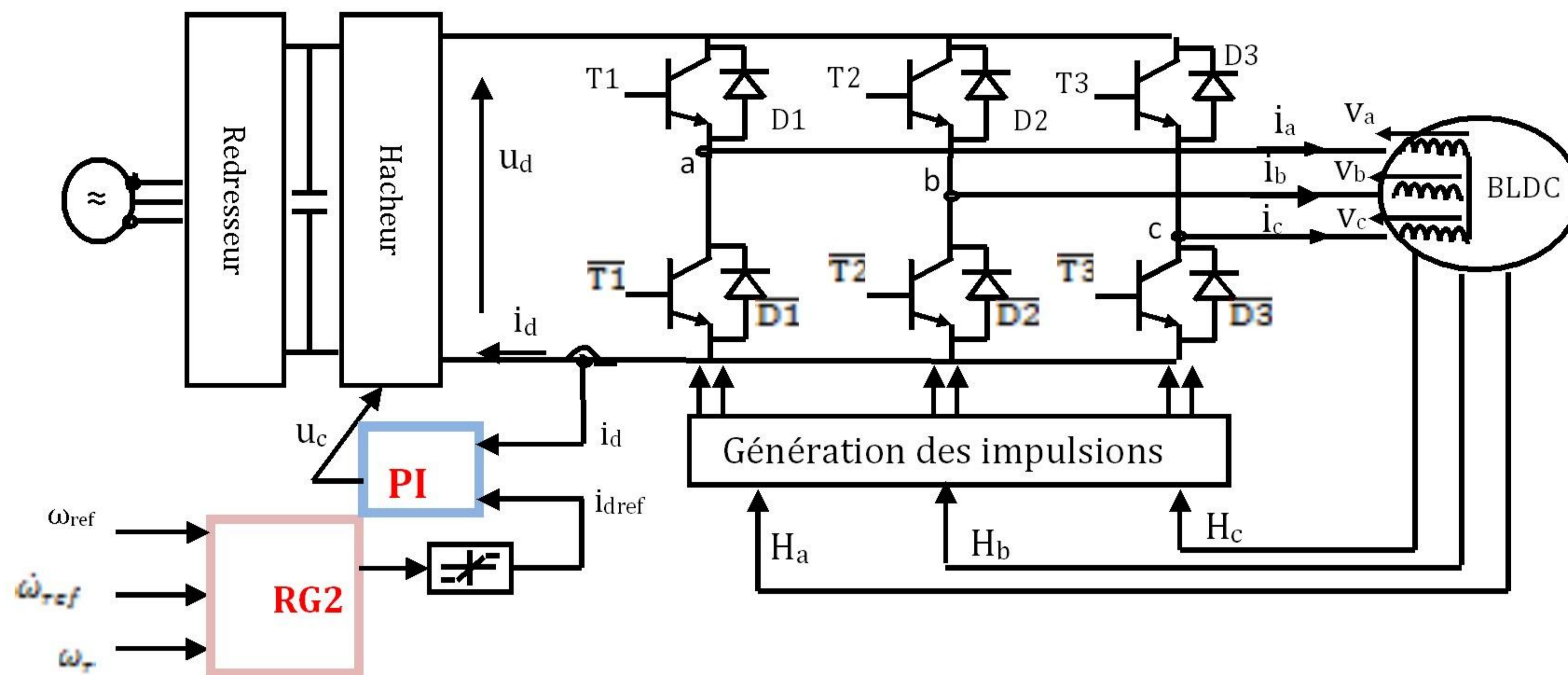


Fig 4.1 schéma fonctionnel du système de commande

4.5 Résultats de la Simulation pour la Commande de Vitesse

Les résultats de la simulation sont obtenus dans les mêmes conditions que celles présentées dans le chapitre précédent. Aussi, les signaux de commande des transistors et les durées de conduction des diodes pour les deux sens de rotation sont présentés à la figure 4.2

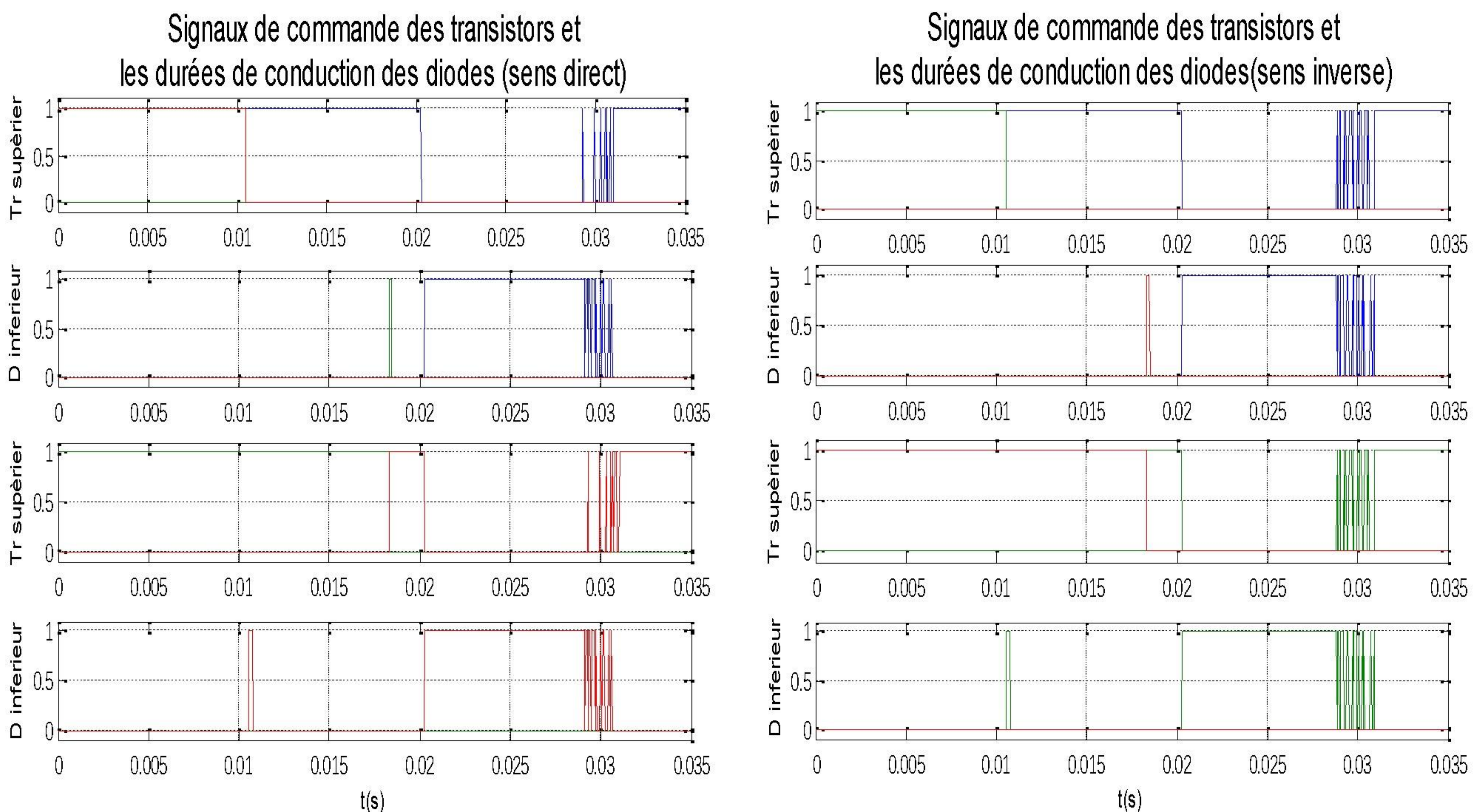


Fig 4.2 : Forme des Signaux de commande des transistors et durée de conduction des diodes dans le sens direct et inverse.

Les résultats de simulation du moteur BLDC pour le fonctionnement dans le sens de rotation direct et inverse sont présentés sur les figures 4.3, 4.4, 4.5, 4.6 et 4.7 concernant respectivement les trois courants de phases, la vitesse du moteur, le courant i_d , le couple C_e et le courant de phase i_a avec FEM e_a .

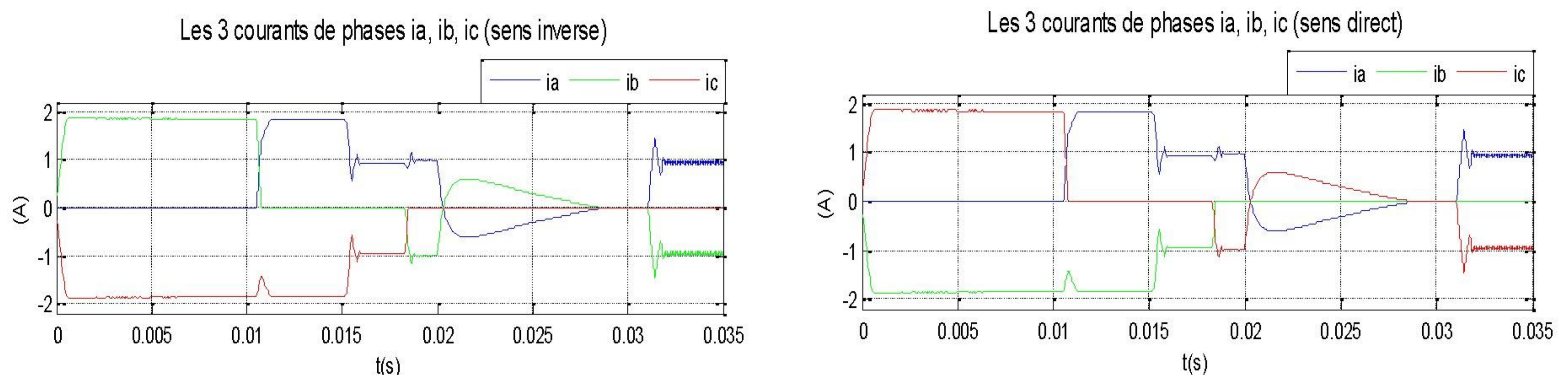


Fig 4.3 : *Forme des courants de phases dans le sens direct et inverse.*

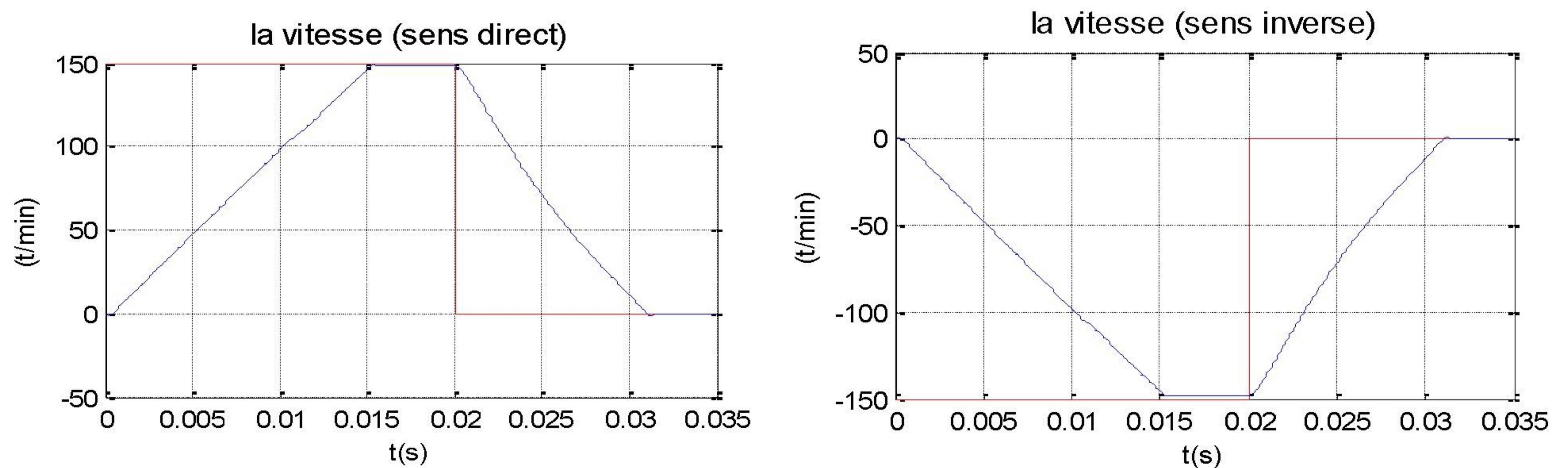


Fig 4.4 : *Forme de la vitesse dans le sens direct et inverse.*

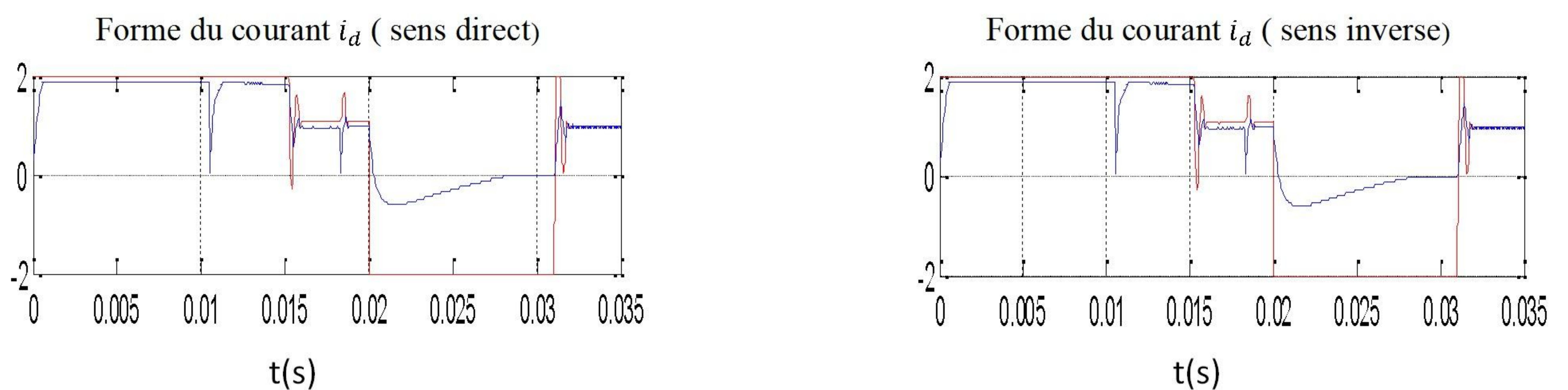


Fig 4.5 : *Forme du courant i_d dans le sens direct et inverse.*

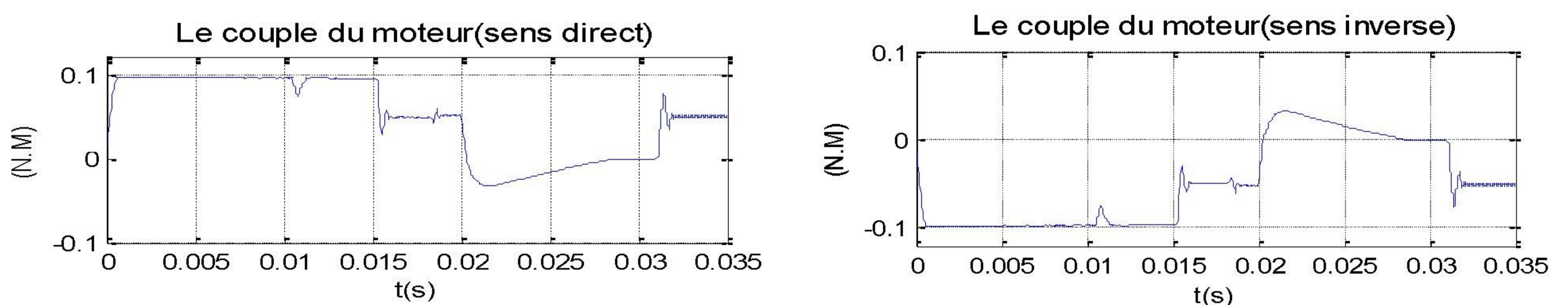


Fig 4.6 : *Couple du moteur C_e dans le sens direct et inverse.*

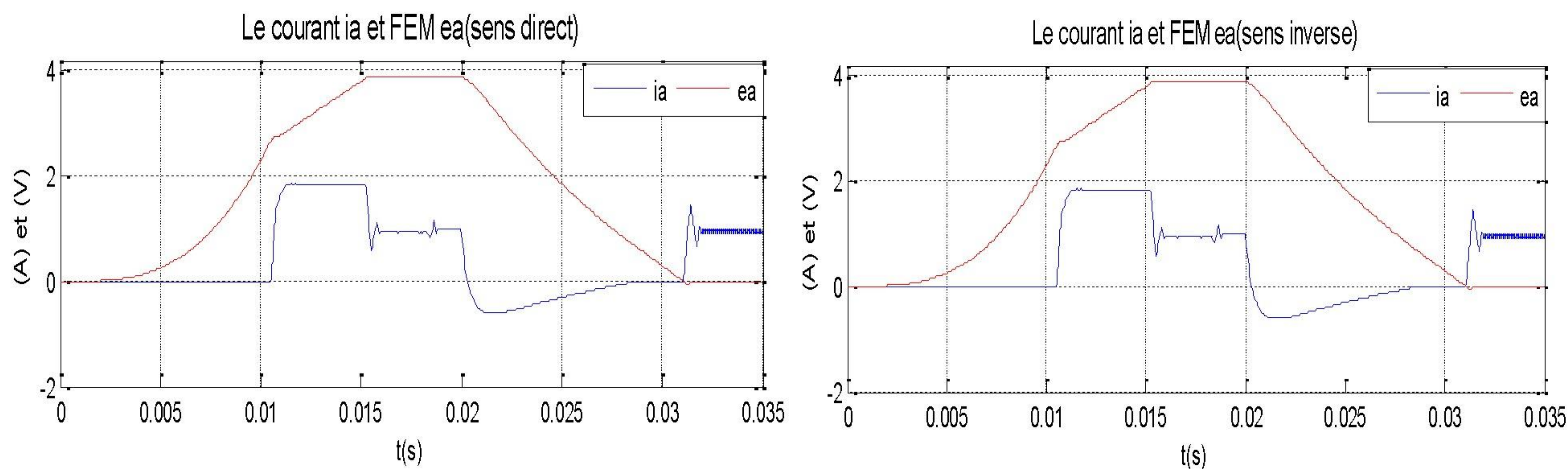


Fig 4.7 : Forme de courant i_a et FEM e_a de la phase a dans le sens direct et inverse.

4.6 Test de la Robustesse du Régulateur de la Vitesse

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

Test 1 : Couple Résistant $C_r = 0.05 N.m$, augmentation de 20% des résistances des phases, diminution de 30% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure 4.8

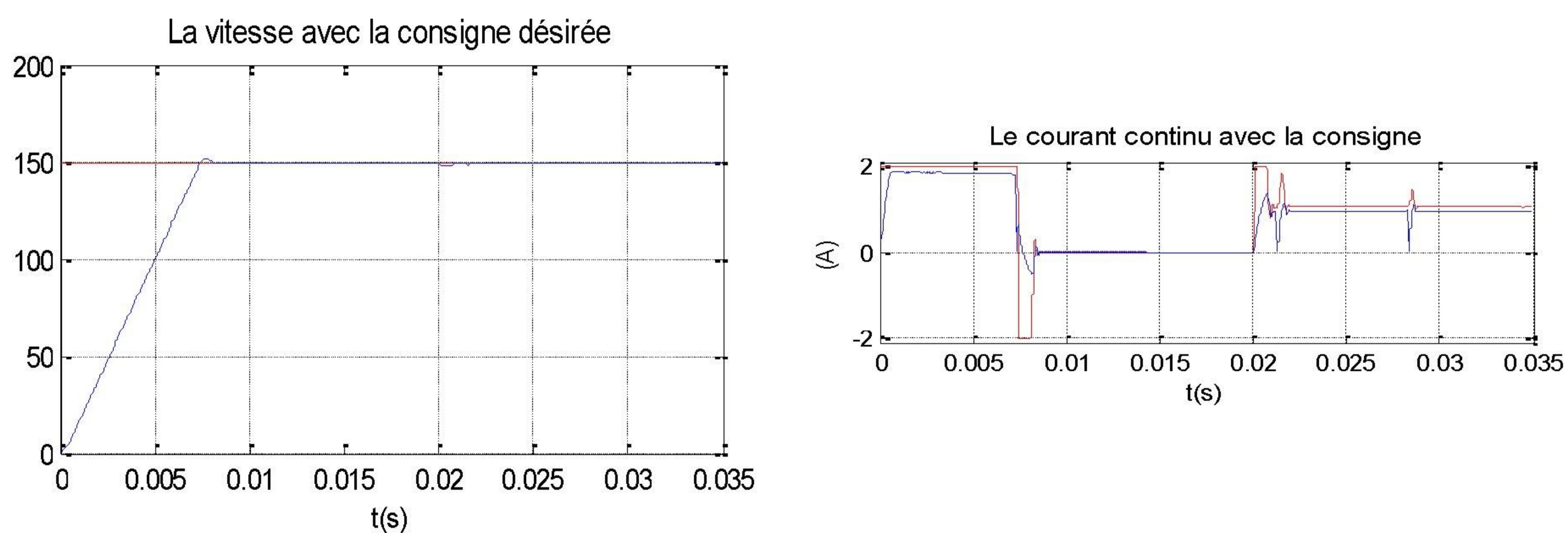


Fig 4.8 : Formes de la vitesse et de courant.

Test 2 : Couple Résistant $C_r = 0.055 N.m$, augmentation de 40% des résistances des phases et diminution de 35% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure 4.9

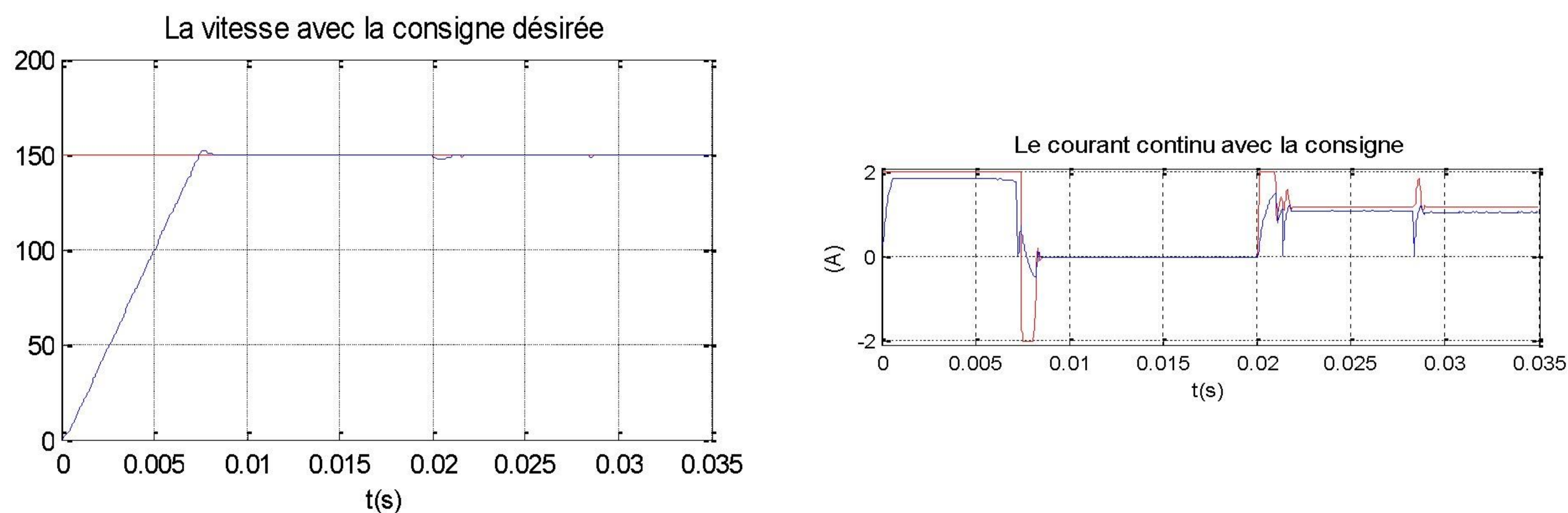


Fig 4.9 : Formes de la vitesse et de courant.

Test 3 : Couple Résistant $C_r = 0.06 \text{ N.m}$, augmentation de 55% des résistances des phases et diminution de 40% de l'inductance cyclique. La vitesse et le courant continu obtenus sont représentés à la figure 4.10 :

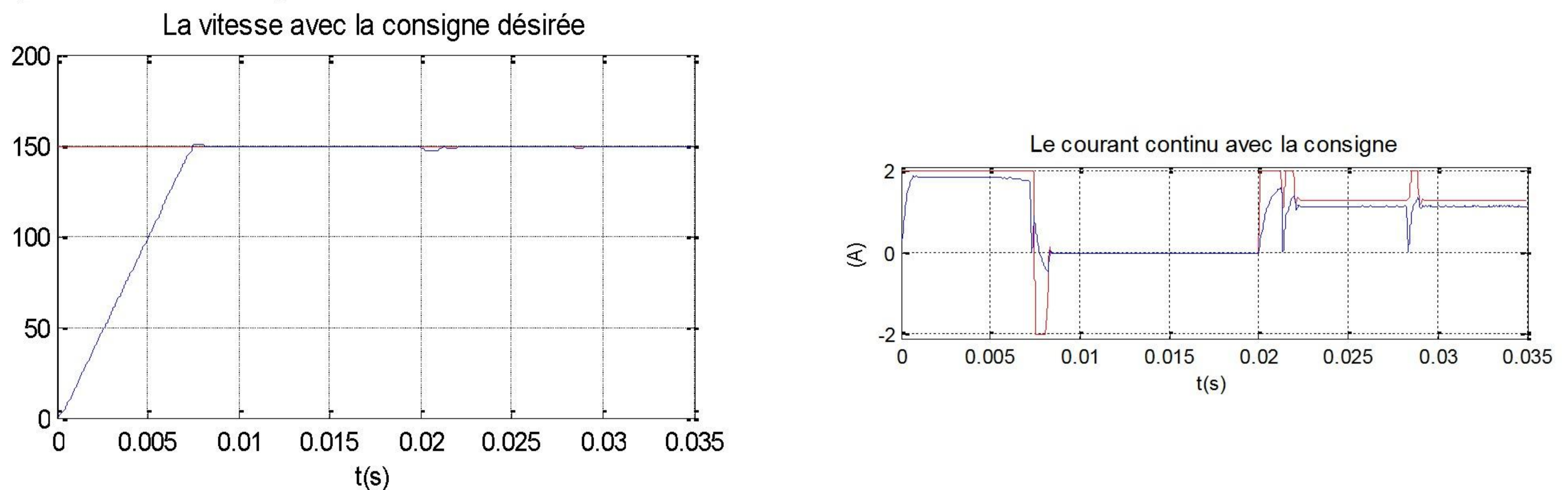


Fig 4.10: Formes de la vitesse et de courant.

➤ Commentaires sur les Résultats

- Pour les deux premiers tests la vitesse reste pratiquement insensible aux perturbations.
- Et pour le test 3, il apparaît une faible erreur statique à partir de l'instant $t=0.02s$ qui est pratiquement éliminée à partir de l'instant $t=0.022s$.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un bref rappel sur la commande par les modes glissants d'ordre deux. Nous avons appliqué la commande par mode de glissement d'ordre deux à la moteur BLDC dans le but de régler la vitesse de ce moteur. Nous avons basé notre étude sur la structure de régulation en cascade. Les résultats de simulation montrent que la commande par les modes de glissement d'ordre deux permet de éliminer le phénomène de "chattering".

CHAPITRE 5**Etude Comparative****5.1 Introduction**

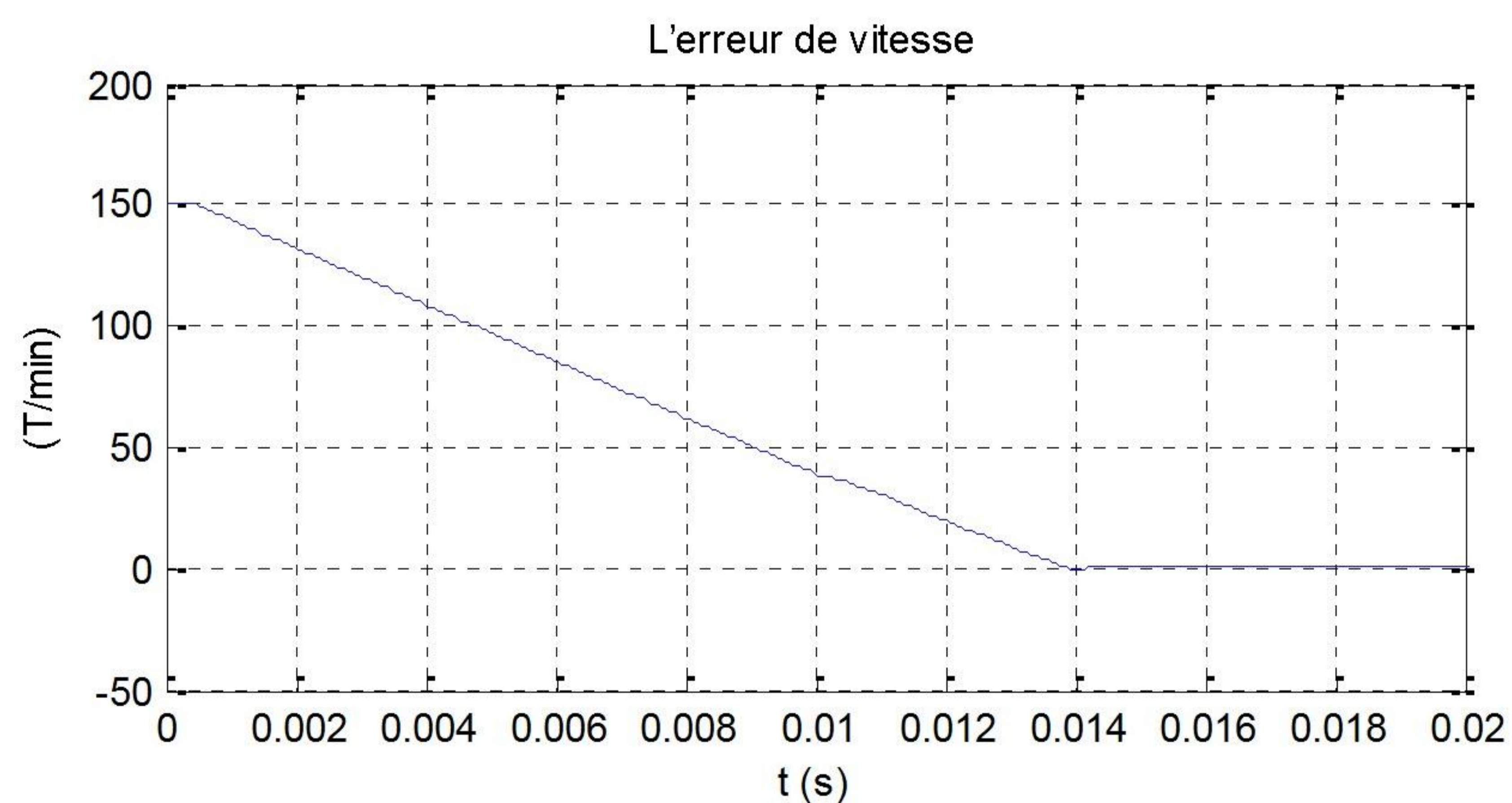
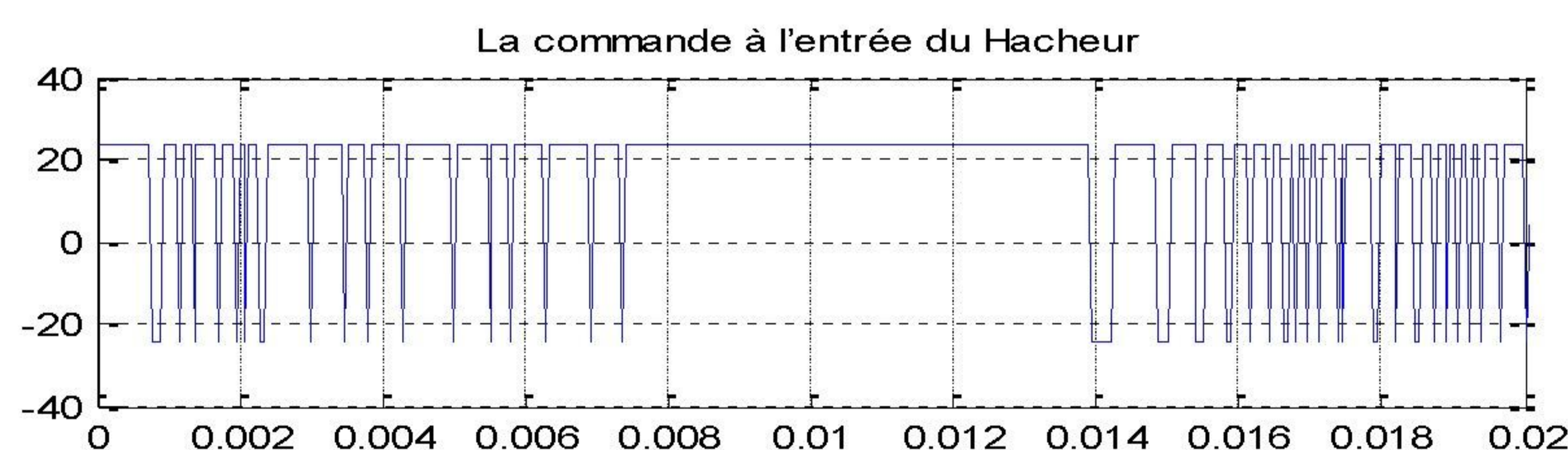
Pour examiner les différentes lois de commande, développées pour le moteur (BLDC), nous avons opté pour une étude comparative entre ces différentes commandes. Pour cela, nous présentons les courbes d'erreurs de vitesse et la commande à l'entrée de l'hacheur.

5.2 Etude Comparative

Pour bien examiner ces commandes, les résultats ont été pris dans les mêmes conditions, à titre d'exemple : période d'échantillonnage, temps de simulation, conditions initiales, ...etc. Nous prenons le temps de simulation $T_s=0.02$ s, et la consigne de vitesse égale **150 tr/min**.

5.2.1 Commande par Mode de Glissement d'Ordre Un (Simple)

La forme de l'erreur statique de vitesse et la commande à l'entrée de l'hacheur sont données par les figures 5.1 et 5.2 :

**Fig 5.1** : L'erreur de vitesse.**Fig 5.2** : La commande à l'entrée du Hacheur.

5.2.2 Commande par Mode de Glissement d'Ordre Deux

La forme de la commande à l'entrée de le Hacheur et l'erreur statique de vitesse sont données par les figures 5.3 et 5.4 :

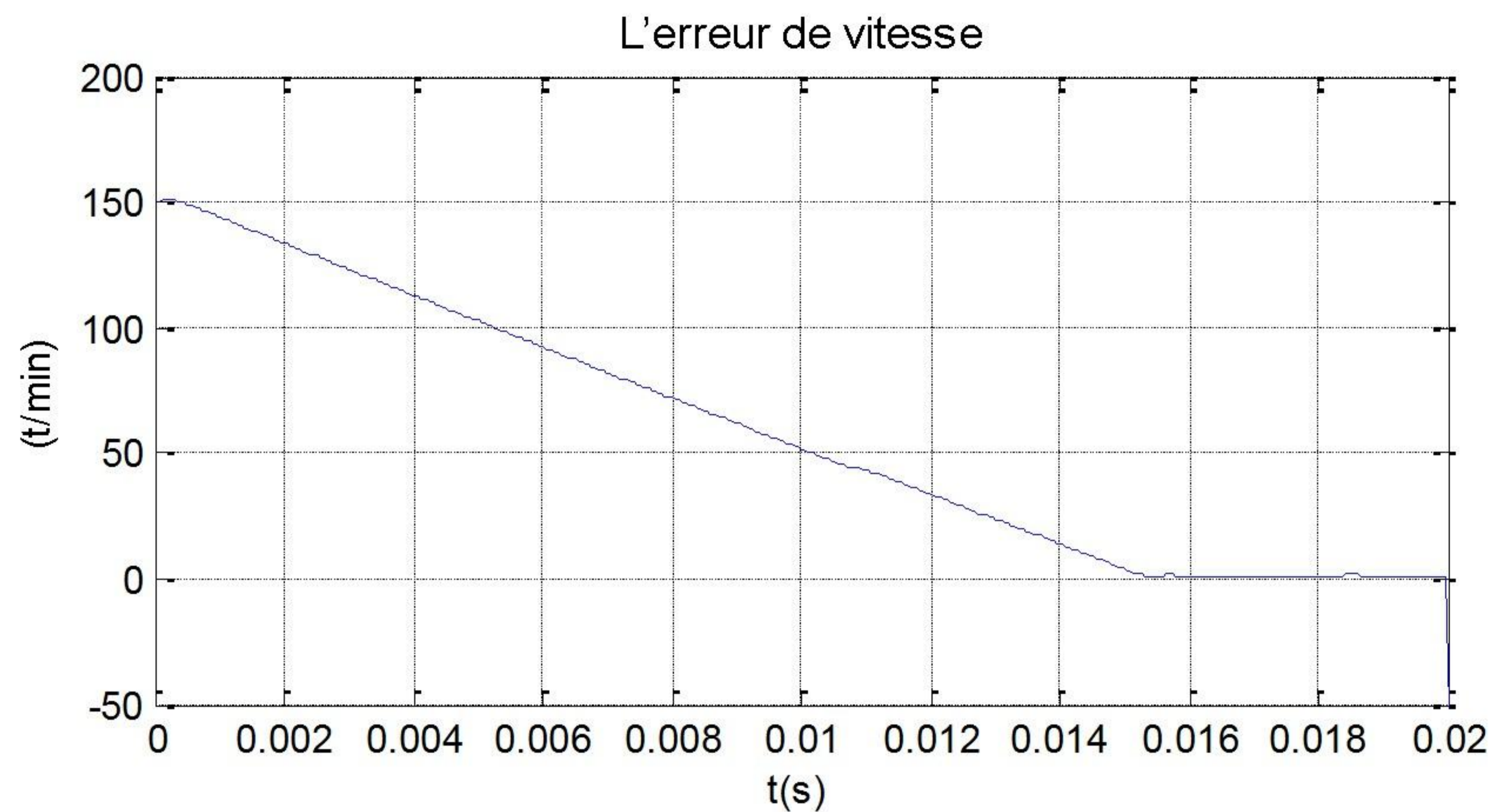


Fig 5.3 : L'erreur de vitesse.

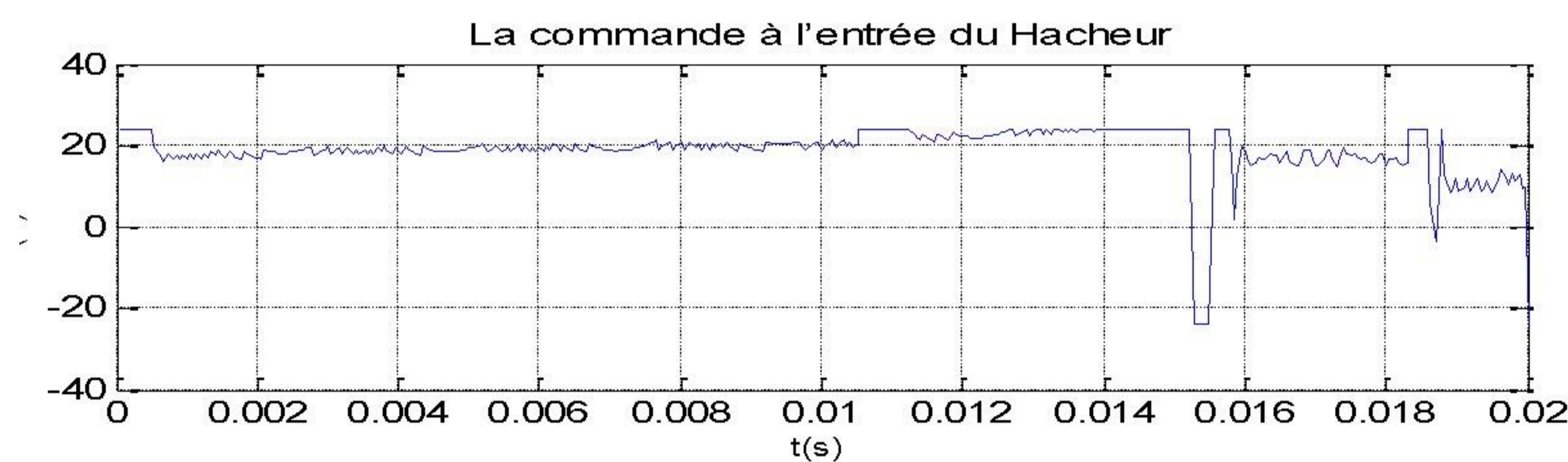


Fig 5.4 : La commande à l'entrée du Hacheur.

A partir de l'analyse précédente, la commande par mode de glissement d'ordre deux diminué L'erreur statique de vitesse et le phénomène de "chattering" de La commande à l'entrée du Hacheur par rapport à la commande par mode glissent d'ordre un.

5.4 Conclusion

Les résultats de l'étude comparative entre les différentes commandes développés pour le moteur BLDC, la commande par modes de glissement d'ordre deux diminué le phénomène de "chattering" et en même temps sauvegarder les priorités principales du mode glissent d'ordre simple.

Conclusion Générale

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire, concerne la commande par mode glissant d'ordre simple et la commande par mode glissant d'ordre supérieur de courant et de vitesse du moteur à courant continu sans balais (BLDCM).

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

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

Par la suite nous avons établi un modèle dynamique pour le courant continu à l'entrée du commutateur. Ce modèle permet de faciliter les procédures de synthèse des régulateurs PI de courant et la commande par mode glissant (d'ordre simple et d'ordre deux) de vitesse. Les essais par simulation ont permis de vérifier que ce modèle est suffisamment précis que ce soit en régime statique ou en régime dynamique. Puis nous avons testé ces régulateurs pour le mode DC2, la simulation de ce test donne des résultats satisfaisants. Puis on adopte la structure en cascade en intégrant la boucle de courant à l'intérieur de la boucle de vitesse à cause de la rapidité du courant par rapport à la vitesse. Le réglage du courant continu à l'entrée du commutateur est obtenu par modulation de la tension a l'entrée du commutateur en utilisant un hacheur de courant à deux quadrants, à partir cette structure en développe les Algorithmes des deux modes glissants (simple et supérieur) en MATLAB ,Les résultats de simulation montrent que la commande par mode glissant d'ordre supérieur a été donner bonne résultat par rapport à la commande par mode glissant d'ordre simple, ce qui rend ce moteur un bon fonctionnement et assurer que la commande par mode glissant d'ordre supérieur a été éliminer le phénomène de " chattering " ,et en même temps sauvegarder les propriétés principales du mode glissant d'ordre simple, (convergence en temps fini. robustesse).

Bibliographie

- [ABA 01] P. ABATI, « Les Capteurs à Effet Hall », Cours, 2001, Site www.stielec.ac-aixmarseille.fr
- [AME 05] 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.
- [AZO 02] Boubaker Azoui, « concept and realisation of three-phase Brushless DC motor (BLDCM) for solar application ». Thèse doctorale, université de Batna, Mai 2002.
- [BOU 07] Moussa Bouhrik, « Impact des Nouveaux Matériaux ((NdFeB et SmCo)) sur les Moteurs (BLDCM) Destinés aux Véhicules Electriques ». Thèse magister université de Batna, Mars 2007.
- [BUH 86] H. Bühler : « Réglage par Mode de Glissement » Presses Polytechniques Romandes, EPFL, Ecublens, CH-1015 Lausanne, Suisse, 1986.
- [CHO 01] H. S. Choi, Y. H. Park, Y. Cho and M. Lee : « Global Sliding-Mode Control Improved Design for a Brushless DC Motor » . IEEE Control Systems Magazine. June, 2001.
- [EKL 86] S. V. Emel'yanov, S. V. Korovin, and L. V. Levantovsky. Drift algorithm in control of uncertain processes. Problèmes on control and information théorie, 15(6) :425-438, 1986.
- [ETI 05] Michel Etique, « Entraînements réglés-MET2 Prof ». Octobre 2005,
- [FAI 96] J. Faiz, M. R. Azizan, M. Aboulghasemian-Azami : « Simulation and Analysis of Brushless DC Motor Drives Using Hysteresis, Ramp Comparison and Predictive Current Control Techniques ». Simulation Practice and Théorie 3 (1996) 347- 363. Science Direct. Décembre, 1994.
- [FLO 00] T. Floquet : «Contribution à la commande par modes glissants d'ordre supérieur ». Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2000.
- [FOU] L. Fourdan : « Moteurs Brushless (BLDC) ». Site Web: www.wapics.free.fr
- [FRE] Frédéric Gillon, « Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur à commutation électronique ». Thèse doctoral université de Lille.
- [GAR 05] A. P. Garcia, J. L. D. Rodríguez : « Fuzzy Logic Controller Design Applied to Servo-Drive Systems ». Proceedings of the 9th WSEAS International Conference on Systems, Athens, Greece, 2005.
- [GEN 06] C. Gençer, M. Gedikpinar : « Modeling and Simulation of BLDCM Using MATLAB/SIMULINK ». IEEE Journal of Applied Sciences 6 (3) : 688-691, 2006.
- [GIE 02] J. F. Gieras, M. Wing : « Permanent Magnet Motor Technology, Design and Applications ». Marcel. Dekker. Inc. New York. 2002.
- [GRO] Grouzet, constructeur des moteurs BLDC : « Notions de base », data sheet.
- [HAN07] H. B. Hansen, C. S. Kallesoe and J. D. Bendtsen : « A Hybrid Model of a Brushless DC Motor ». 16th IEEE International Conference on Control Applications Part of IEEE Multi- conference on Systems and Control. Singapore. Octobre. 2007.
- [HEM 92] N. Hemati, M. C. Leu : «A Complete Model Characterization of Brushless dc Motors». IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 1, January/February, 1992.

- [KEN 85] T. Kenjo, S. Nagamori : « Permanent-Magnet and Brushless DC Motors ». Ecole Normale Supérieure. Oxford. 1985.
- [KHO 03] R. V. Khopkar : « DC-DC Converter Current Source fed Naturally Commutated Brushless DC Motor Drive ». Master of Science in Electrical Engineering. Texas A&M University. August, 2003.
- [KIL 01] C. T. Kilian : « Modern Control Technology : Components and Systems 2nd Edition ». West Pub, Delmar, India. June 2001.
- [KIM 96] H. S. Kim, J. H. Park, Y. K. Choi : « Variable Structure Control of Brushless DC Motor using Evolution Strategy with Varying Search Space ». IEEE Transactions On Industry Applications. 1996.
- [KJA 04] M. A. Kjaer : « Sliding Mode Control ». Department of Automatic Control Lund Institute of Technology Sweden. February, 2004.
- [LEV 85] L. V. Levantovsky. Second order sliding algorithms: Their realization. Dynamics of heterogeneous systems, Institute for system studies, Moscow, pages32 {43, 1985.
- [LIM 91] K. W. Lim, T. S. Low, M. F. Rahman, and L. B. Wee : « A Discrete Time Variable Structure Controller for a Brushless dc Motor Drive ». IEEE Transactions on Industrial Electronics. VOL. 38. NO. 2. APRIL 1991.
- [LVN 04] A. Levant,. Transient adjustment of high-order sliding modes. In: Proceedings of the International workshop on variable structure systems, Spain, 2004
- [LVN 01] A. Levant. Universal siso sliding-mode controller with finite-time convergence. IEEE Transactions on Automatic control, 46(9) :1447-1451, 2001.
- [LVN 99] A. Levant. Controlling output variable via higher order sliding modes. European Control Conference, 1999.
- [LVN 93] A. Levant, “Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control”, International Journal of Control, Vol. 58, No. 6, pp. 1247-1263, 1993.
- [LVN 98] A. Levant, “Arbitrary-order sliding modes with finite time convergence”, Proceedings of the 6th IEEE Mediterranean Conference on Control and Systems, Alghero, Italy, 1998.
- [PEB 99] W. Perruquetti and J. P. Barbot. Sliding Modes control in Engineering. Marcel Dekker, Inc., 1999.
- [PIE 00] Pierre Mayé, « Moteurs électriques pour la robotique ». Editions Dunod, Paris, 2000.
- [RAI 05] D. Rai : « Brushless DC Motor Simulink Simulator Usage Manual ». National Institute of Technology Karnataka (India). 2005.
- [SAL 04] T. Salgado-Jiménez and B. Jouvencel. Commande des véhicules autonomes sous-marins. Conférences des doctorants de l'EDI2S, Montpellier, FRANCE, 2004.
- [SAN 00] A. SANCHEZ “Approche non linéaire en contraction d’un muscle artificiel pneumatique de McKibben”, thèse de doctorat , INSA Toulouse, 2000.
- [SCH 07] B. Schneider, A. Beuret : « Électricité au Service des Machines ». Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du canton de Vaud. Septembre, 2007.
- [SLO 91] J. J. E Slotine, W. Li : « Applied Nonlinear Control ». Prentice Hall Englewood Cliffs, New Jersey, 1991.

- [SOL 07] B. Soltane, B. Hocine and A. Boubaker : « Analytical Model of Brushless dc Motors Coupled to Solar Pumping System ». Fourth IEEE International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices, Volume II : Conference on Power Electrical Systems. Hammamet, Tunisia. March, 2007.
- [SON 07] L. Song P. Huang : « Adaptive Discrete-Time Sliding Mode Control of Brushless DC Servomotors ». IEEE Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation, Chongqing, China. 2007.
- [TEL 07] M. Tellaa, M. Djemai : « Commande de la Vitesse et de la Position d'un Moteur à Courant Continu sans Balais pour les Applications en Robotique ». PFE en Automatique. Ecole national polytechnique (ENP), Alger (Algérie), Juin 2007.
- [UTK 99] V. Utkin, J. Guldner, J. SHI : « Sliding Mode Control in Electromechanical Systems ». Taylor & Francis. 1999.
- [YEA 01] W. H. Yeadon, A. W. Yeadon : « Handbook of Small Electric Motors ». McGraw-Hill. Two Penn Plaza, New York. 2001.
- [YAN 02] H. Song, Y. Yu, M. Yang, D. Xu : « A Hybrid Adaptive Fuzzy Variable Structure Speed Controller for Brushless DC Motor ». IEEE. 2002.

A.1 Les Paramètres du Moteur BLDC

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

A.3 Les Composants de Puissances en Régime de Conduction

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

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

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

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

B. Classifications des Designs des Moteurs Électriques

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

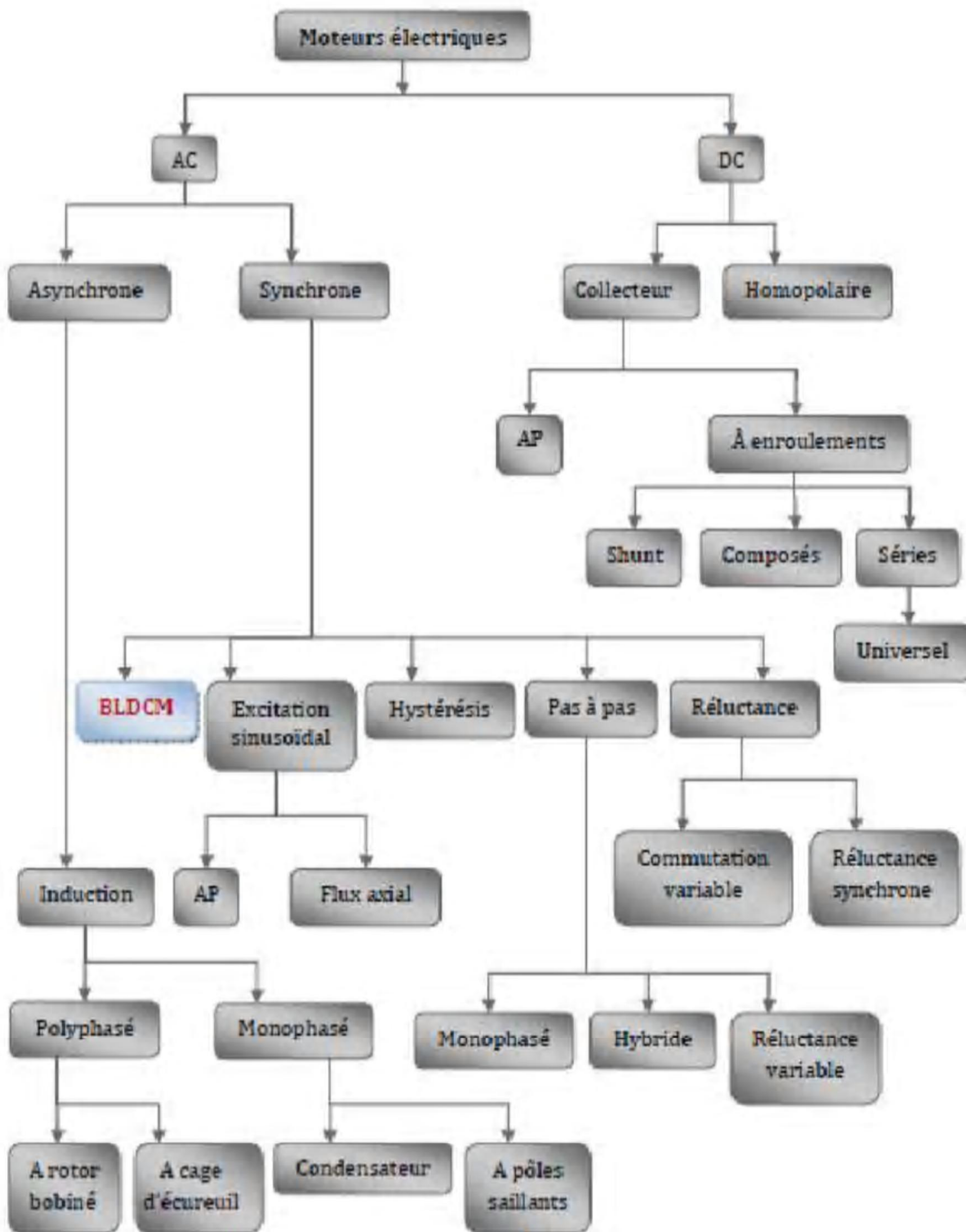


Fig B : Classification traditionnelle des designs des moteurs [BOU 07].