

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D' INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

**Mémoire de Fin d'Etude
de MASTER ACADEMIQUE**
Domaine: Sciences et technologies
Filière : Génie électrique
Spécialité: Machines électriques

Présenté par
Salem SI HALI

Mémoire dirigé par M^r Boussad BOUKAIS

Thème

**Commande d'un moteur BLDC sans
capteur de position**

Mémoire soutenu publiquement le 12 juillet 2017 devant le jury composé de :

M Tahar OTMANE-CHERIF

MCA, UMMTO, President

M Boussad BOUKAIS

MCB, UMMTO, Encadreur

M Koussaila MESBAH

MAB, UMMTO, Examineur

M Ali BECHOUCHE

MCA, UMMTO, Examineur

Remerciements.

. Je tiens tout d'abord à remercier DIEU le Tout Puissant et Miséricordieux, qui m'a Donné la force et la patience d'accomplir ce modeste travail.

Je remercie tout particulièrement mon promoteur Mr BOUKIAS Boussad, qui a proposé et dirigé ce travail, pour ses précieux conseils, orientations, patience qui ont constitué un apport considérable sans lesquels ce travail n'aurait pas pu être mené au bon port. Qu'il trouve dans ce travail un hommage vivant à ses hautes qualités humaines.

Mes vifs remerciements s'adressent aussi à Mr MESBAH.K et Mr RAHOUI.A pour leurs aides et encouragements.

Je remercie également les membres du jury qui ont fait l'honneur de bien vouloir examiner ce travail

Mes vifs remerciements vont également du fond du cœur à tous mes enseignants durant notre formation universitaire, à tous mes amis

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I : Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents	
I.1 Introduction	3
I.2 Historique sur les machines BLDC.....	3
I.3. Avantages et inconvénients.....	4
I.3.1 Avantages.....	4
I.3.2 Inconvénients.....	5
I.4 Les aimants permanents et leurs caractéristiques.....	5
I.4.1 Les différents types d'aimants permanents.....	5
I.4.2 Les caractéristiques d'un des aimants permanents.....	6
I.5 Les différentes structures des machines synchrones à aimants permanents.....	7
I.5.1 Machines synchrones à aimants permanents à flux radial.....	7
I.5.2 Machines synchrones à aimants permanents à flux axial.....	9
I.6 Les différents modes d'alimentation des machines à aimants permanents.....	9
I.7 Applications des machines synchrones à aimants permanents.....	10
I.7.1 Les moteurs BLDC dans les appareils électroménagers.....	10
I.7.2 Les moteurs BLDC dans la bureautique.....	12
I.7.3 Les moteurs BLDC dans l'aérospatial.....	12
I.7.4 Les moteurs BLDC dans l'Automobile	13
I.8 Conclusion.....	13
Chapitre II : Modélisation et simulation de l'ensemble moteur BLDC-Convertisseur-Capteur de position	
II.1 Introduction.....	15
II.2 Modélisation de l'ensemble BLDC-convertisseur	15
II.2.1 Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents (BLDC).....	15
II.2.1.1 Hypothèses simplificatrices.....	16
II.2.1.2 Représentation de la f.c.e.m.....	16
II.2.1.3 Mise en équations de la BLDC.....	16
II.2.2 Modèle de l'onduleur.....	20

II.2.3	Modèle du capteur de position.....	21
II.2.4	Logique de commande de l'onduleur.....	22
II.3	Représentation du modèle de l'ensemble moteur BLDC-convertisseur	23
II.4	Simulation de l'ensemble moteur BLDC-convertisseur avec capteur de position...	24
II.4.1	Simulation du moteur avec les paramètres donnés par la référence [13].....	24
II.4.2	Interprétation des résultats obtenus.....	27
II.4.3	Simulation du moteur avec les paramètres du moteur présent au laboratoire....	27
II.4.4	Interprétation des résultats obtenus.....	30
II.5	Conclusion.....	30
 Chapitre III : Le moteur BLDC sans capteur de position		
III.1	Introduction.....	31
III.2	Méthode basée sur l'estimation des f.c.e.m simples	31
III.2.1	Principe de la méthode.....	31
III.2.2	Logique de détermination des signaux de commande.....	33
III.2.3	Estimation des f.c.e.m simples à partir des tensions simples	34
III.2.4	Simulation de l'ensemble moteur BLDC-convertisseur.....	35
III.2.5	Résultats obtenus après simulation.....	35
III.2.6	Interprétation des résultats.....	38
III.3	La méthode basée sur les f.c.e.m composées.....	38
III.3.1	Principe de la méthode.....	38
III.3.2	Logique de détermination des signaux de commande	38
III.3.3	Simulation de l'ensemble moteur BLDC-convertisseur	39
III.3.4	Résultats obtenus après simulation	40
III.3.5	Interprétation des résultats.....	42
III.4	Conclusion.....	43
Conclusion générale.....		44
Références bibliographique.....		46

Introduction générale

Introduction

En faisant un saut de quelques années en arrière, la machine à courant continu (MCC) était la plus utilisée pour les applications à entraînement électrique variable. Ceci est relatif au fait qu'elle a un fonctionnement et une commande simples.

Cependant, le majeur inconvénient de la MCC est son système balais-collecteur qui limite sa puissance et sa vitesse maximale causant des difficultés de maintenance ainsi que des défauts de fonctionnement. C'est pour éviter ces inconvénients qu'on a eu recours à l'utilisation des moteurs à courant alternatif tels que les moteurs asynchrones et les moteurs synchrones à aimants permanents.

L'utilisation de ces moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) a donné de nouvelles perspectives pour l'évolution des systèmes électriques, ce qui a poussé les chercheurs à approfondir leurs travaux et aboutissant au développement de nouveaux matériaux, citons à titre d'exemple les aimants permanents à base de terre rare. La mise au point de ces derniers a fait que les machines synchrones à aimants permanents présentent des avantages remarquables par rapport aux autres types de machines. Parmi ceux-ci, on peut citer une faible inertie et surtout un couple massique et volumique beaucoup plus élevé. Actuellement, ces machines sont les plus favorables pour répondre aux exigences de la grande majorité des applications telles que les machines à outils, la robotique, la bureautique, l'aérospatial, les véhicules électriques et d'une manière générale dans les systèmes à entraînement directe (Direct Drive) [1].

De plus, les MSAP ont des structures spéciales, elles n'ont aucun enroulement au niveau du rotor, donc elles présentent moins de pertes de cuivre, ce qui résulte par un rendement plus élevé [2]. L'allure de leur force contre électromotrice (f.c.e.m) induite montre qu'on peut les classer en deux familles : celle des PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motors), qui sont alimentés par des courants sinusoïdaux et présentent des f.c.e.m sinusoïdales, et celle des BLDC Motors (Brushless Direct Current Motors), qui sont alimentés par des courants en créneaux et présentent des f.c.e.m trapézoïdales. Ceci dit, dans la plupart des applications, ces machines sont associées à des convertisseurs d'électronique de puissance pour qu'elles puissent répondre aux exigences de la charge. Dans ce cas, on parle de l'association machine-convertisseur.

Traditionnellement, ces convertisseurs ont besoin de l'information sur la position du rotor de la machine pour qu'ils puissent agir au bon moment et à la bonne

séquence de commutation. Afin d'assurer le bon fonctionnement de cette association, l'utilisation d'un capteur de position est nécessaire. Néanmoins, ce capteur présente des inconvénients. Ces derniers ont engendré beaucoup de travaux de recherche basés sur l'estimation de la position du rotor [3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11], ce qui a rendu possible le fonctionnement des moteurs BLDC sans capteur de position.

L'objectif de ce travail est de réaliser la commande en boucle ouverte d'un moteur BLDC à f.c.e.m trapézoïdale, associé à un onduleur de tension sans capteur de position, en utilisant les méthodes d'estimation de la position. Afin de réaliser cette commande, l'élaboration d'un modèle de l'ensemble BLDC-convertisseur avec capteur de position fut nécessaire afin de prédire les performances du système.

Pour atteindre l'objectif de notre travail, nous l'avons subdivisé en trois chapitres.

Le premier chapitre est consacré à un bref historique et à des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents.

Le deuxième chapitre est consacré à la modalisation du moteur synchrone à aimants permanents à f.c.e.m trapézoïdale. Le modèle développé a été implémenté sous Matlab-Simulink et SimPowerSystems. Celui-ci a été testé sur deux machines de différentes puissances.

Le troisième chapitre est consacré à la réalisation de la commande en boucle ouverte d'un moteur BLDC sans capteur de position en utilisant les méthodes basées sur les f.c.e.m pour l'estimation de la position du rotor de ce dernier.

Nous portons enfin, dans la conclusion générale notre appréciation sur le travail réalisé.

***Chapitre I : Généralités sur les machines
synchrones à aimants permanents***

1. Introduction

Grâce au développement des matériaux magnétiques et à l'avancée remarquable dans le domaine de l'électronique de puissance qui a été réalisée durant ces dernières années, les machines synchrones à aimants permanents ont pu occuper une place importante dans le domaine industriel.

En effet, l'essor que ces machines ont connu est dû essentiellement à leurs hautes performances, à leur grande puissance massique, à leur considérable couple volumique mais aussi à leurs faibles pertes, à leur grande fiabilité ainsi qu'à leur faible coût.

Avec toutes les qualités que présentent ces machines, leur application est devenue possible dans plusieurs domaines tels que la robotique, l'aérospatial, les énergies renouvelables ainsi que les véhicules électriques ou hybrides.

Ce premier chapitre est consacré à la présentation des différents types d'aimants permanents et leurs caractéristiques, aux différentes structures des machines synchrones à aimants permanents et leurs modes d'alimentation ainsi qu'à leurs domaines d'application, tout en citant certains de leurs avantages et inconvénients.

Dans ce premier chapitre, nous allons d'abord présenter un bref historique sur les machines BLDC. Puis, nous citerons les différents types d'aimants permanents et leurs caractéristiques, les différentes structures des machines synchrones à aimants permanents et leurs modes d'alimentation ainsi que leurs domaines d'application et certains de leurs avantages et inconvénients.

2. Historique des moteur BLDC

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

La théorie de la machine moderne a été établie lorsque Faraday a découvert le phénomène de l'induction électromagnétique en 1831. Suite à cela, le premier moteur à courant continu a vu le jour dans les années 1840. Près d'un siècle plus tard, en 1915, un Américain du nom de Langmuir, a inventé le redresseur en mercure pour commander la grille de l'électrode et a conçu le convertisseur **DC/AC**. Contraignant les inconvénients des moteurs traditionnels, dans les années 1930, certains chercheurs ont commencé à développer des moteurs brushless (sans balais) dans lesquels la

commutation électronique a été mise en œuvre. À cause de leur non fiabilité et de leurs faibles performances à cette époque, les moteurs BLDC n'étaient utilisés qu'au niveau des laboratoires de recherche. En 1955, Harrison et Rye ont fait la première demande de brevet pour un circuit de commutation à thyristors afin de remplacer l'équipement de commutation mécanique. Cela s'est avéré à être exactement le premier prototype du moteur BLDC [11]. Suite aux nombreuses expériences, le moteur à courant continu sans balais à commutation électronique a été développé à l'aide des éléments de Hall en 1962, ce qui a abouti au lancement de sa production, quelques temps plus tard. Dans les années 70, une diode à détection magnétique, dont la sensibilité était presque mille fois supérieure à ces derniers, a été utilisée avec succès pour la commande du moteur BLDC. Ces moteurs ont connu une utilisation plus vaste au fur et à mesure que l'industrie électrique et électronique se développait.

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

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

3. Avantages et inconvénients

Si les machines synchrones à aimants permanents ont pu s'imposer dans plusieurs domaines et devenir aussi intéressantes que performantes, c'est grâce aux innombrables avantages qu'elles présentent. Cependant, comme toutes les autres machines, elles ont aussi des inconvénients.

3.1. Les avantages

- Puissances massives et volumiques importantes ;
- Faciles à commander ;
- Robustes, fiables, longue vie, moins de maintenance, moins de bruits, longueur réduite et moins lourdes ;
- Aucun courant d'excitation, pas de pertes de fer, donc un meilleur rendement et facteur de puissance ;
- Une bonne dissipation de chaleur, donc un meilleur refroidissement ;
- Une capacité de fonctionner à très haute vitesse.

3.2. Les inconvénients

- Engendre un couple pulsatoire éminent, ce qui nécessite un matériel sophistiqué et complexe de contrôle ;
- Coûteuses, à cause de la présence des aimants permanents et de divers composants (contrôleur, variateur et capteurs) ;
- Problèmes de démagnétisation et de défluxage.

4. Les aimants permanents et leurs caractéristiques

Les aimants permanents sont des matériaux connus pour leurs propriétés magnétiques. Ces derniers peuvent être classés selon la largeur de leur cycle d'hystérésis. Ces matériaux se subdivisent en deux grandes familles. En premier lieu, les matériaux magnétiques durs (à large cycle), communément appelés « aimants permanents ». Ils possèdent une aimantation pratiquement constante qui ne dépend d'aucune excitation externe. En deuxième lieu, on compte les matériaux magnétiques doux (les bobines). Ils ne présentent une aimantation qu'en les exposant à une excitation externe.

4.1. Les différents types d'aimants permanents

Il existe plusieurs types d'aimants permanents et chacun est défini par ses propres propriétés. Dans le cas des machines tournantes, trois types de ces matériaux peuvent être utilisés :

- ❖ **Les alnicos** : l'appellation « alnico » est une abréviation qui provient des éléments dont ces aimants permanents sont composés à savoir l'Aluminium, le Nickel et le Cobalt. Ils possèdent une induction rémanente très élevée et ils peuvent maintenir leurs caractéristiques magnétiques sous l'effet de grandes températures (entre 250°C et 450°C). Cependant, à cause de leur très faible champ coercitif, ils présentent un produit d'énergie médiocre. C'est ce qui fait qu'ils ne sont presque plus utilisés que dans les appareils de mesures et les systèmes de détection à travers des champs magnétiques.
- ❖ **Les ferrites** : Ce sont des aimants permanents composés d'oxyde de Fer, de Baryum et de Strontium. Ils sont pratiquement ferromagnétiques et électriquement non-conducteurs. Ils sont également caractérisés par un champ coercitif élevé et une faible induction rémanente. Donc, ceux-ci sont modestes du point de vue performance. Néanmoins, ces matériaux sont très utilisés en raison de leur bonne densité d'énergie et leur raisonnable coût. Nous les retrouvons surtout dans les machines à faible puissance.
- ❖ **Les terres rares** : actuellement c'est les aimants permanents les plus performants, caractérisés par une induction rémanente et un champ coercitif très élevés. Ils possèdent un produit d'énergie plus important que celui des

ferrites et des alnicos. Leur seul inconvénient est le fait qu'ils coûtent chers. Nous distinguons deux types de ces matériaux. Les Samarium-cobalt (Sm-Co) : ils sont connus pour leur capacité à fonctionner sous une température élevée (jusqu'à 350°C) mais ils sont très coûteux à cause de la présence de Cobalt dans leur composition. Pour ce qui est des Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B), ces derniers reviennent moins chers et présentent de meilleures performances que les Sm-Co. Cependant, ils sont désavantagés par leur mauvaise tenue en température (jusqu'à 160°C).

La figure ci-dessous donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants permanents que nous venons de citer

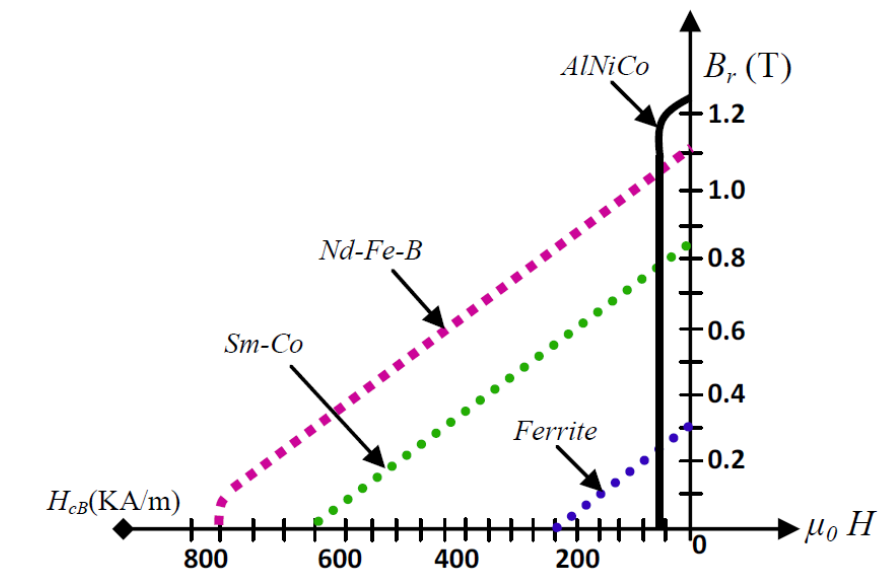


Figure I.1 : Les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [12].

4.2. Les caractéristiques des aimants permanents

Les aimants permanents sont caractérisés par la largeur de leur cycle d'hystérésis et particulièrement par leur courbe de désaimantation, qui se situe dans le deuxième quadrant du plan B-H tel que le montre la figure (I.2).

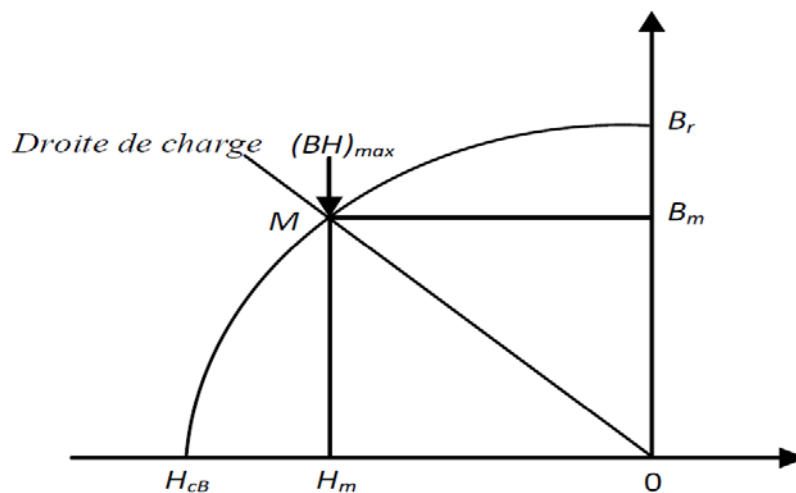


Figure I.2 : Point de fonctionnement d'un aimant permanent [12].

Le choix des aimants permanents est très important, car ils interviennent pour beaucoup dans le couple d'une machine. Ce choix dépend essentiellement des paramètres suivants :

- ❖ L'induction rémanente (ou résiduelle) \mathbf{B}_r , qui indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale au passage de flux utile pour le maintien du flux d'entrefer.
- ❖ Le champ coercitif \mathbf{H}_{CB} , qui représente le champ magnétisant capable d'annuler l'induction rémanente. Plus sa valeur est élevée, plus l'aimant est stable.
- ❖ Le champ coercitif \mathbf{H}_{CJ} , qui représente le champ qui annule l'aimantation intrinsèque de l'aimant. La démagnétisation est totale et irréversible.
- ❖ Le produit d'énergie $(\mathbf{B}\cdot\mathbf{H})_{\max}$, qui représente la valeur énergétique de l'aimant par unité de volume.
- ❖ Le point de Curie, qui représente la température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques.

En plus de toutes ces propriétés, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques ainsi que le prix, pour pouvoir précéder au choix de l'aimant.

5. Les différentes structures des machines synchrones à aimants permanent

La classification des différentes structures des machines synchrones à aimants permanents se fait suivant le placement des aimants permanents au niveau du rotor, ou bien dépendamment du type de configuration, soit à flux radial ou à flux axial.

5.1. Machines synchrones à aimants permanents à flux radial

Il existe quatre structures des machines synchrones à aimants permanents à flux radial et vont comme suit :

a. Structure à aimants en surface

Dans le cas de cette structure, les aimants sont disposés sur la périphérie du rotor. Afin d'assurer une bonne tenue mécanique et une bonne fixation de ces derniers il est préférable de les insérer sous une frette amagnétique, souvent faite en fibre de verre. C'est une structure qui est très utilisée par rapport à sa simplicité du point de vue construction et son faible coût du point de vue économique, L'entrefer magnétique équivalent aperçu par le stator est important et constant, car la perméabilité magnétique des aimants est proche de celle de l'air. Cependant, l'inconvénient de cette structure est le fait que les aimants sont exposés au champ démagnétisant et soumis à des forces centrifuges qui peuvent les détacher de leur

emplacement. Pour aller à l'encontre de cela, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est parfois utilisé.

b. Structure à aimants insérés

Le rotor contient des dents rotoriques de manière à ce que les aimants soient insérés entre elles. Par conséquent, les problèmes de tenue mécanique et de fixation ne se posent plus. De cette structure découle une saillance qui engendre un couple réactif en plus du couple d'interaction dû aux aimants permanents.

c. Structure à aimants enterrés

Dans ce cas, les aimants sont intégrés à l'intérieur du rotor, donc ils sont très bien protégés contre les forces centrifuges, le détachement et le risque de démagnétisation, ce qui permet d'utiliser les machines à aimants permanents conçues à partir de cette structure dans des applications fonctionnant à très grande vitesse pour d'importantes puissances.

d. Structure à aimants à concentration de flux

Pour cette structure, qui est également appelée à saillance inverse, les aimants sont enterrés profondément dans le rotor. Elle jouit des mêmes performances que celles de la structure à aimants enterrés. Son avantage revient au fait qu'elle offre la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor permettant d'atteindre d'importantes valeurs d'induction magnétique dans l'entrefer.

Les différentes structures de la machine à flux radial que nous avons cités sont représentées par la figure (I.3) suivante :

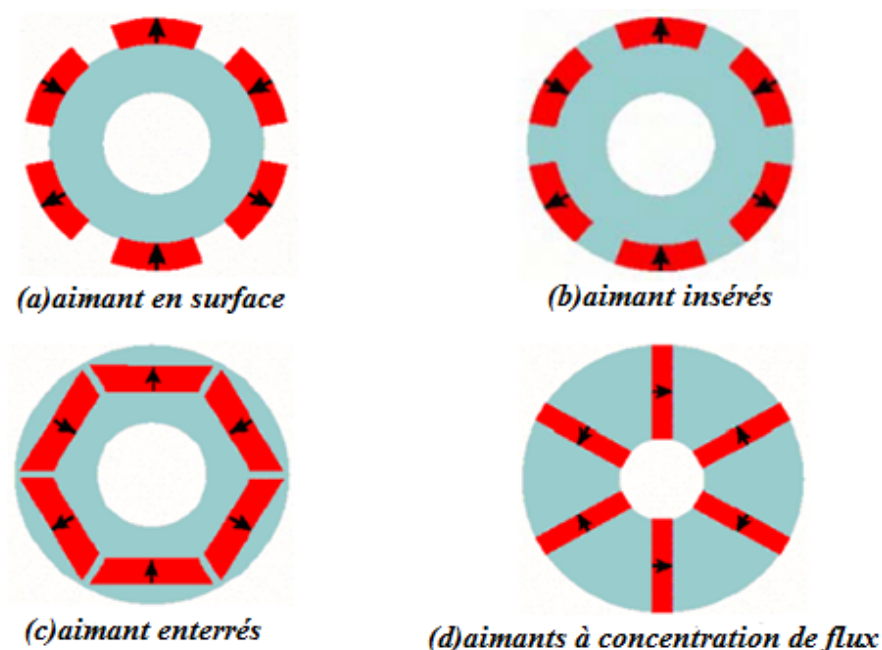


Figure I.3 : les différentes structures de la machine à flux radial [12].

5.2. Machines synchrones à aimants permanents à flux axial

La manière dont ces machines sont conçues est complètement différente des autres qu'on a vu précédemment. Elles contiennent un ou plusieurs stators bobinés et un ou plusieurs rotors à aimants permanents sous une forme de disque. Leur assemblage est complexe à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales, là est leur inconvénient. Par contre, leur surface utile de génération de couple est plus importante, ce qui résulte par une meilleure puissance volumique

En les comparant aux machines à structure à flux radial du côté géométrique, les machines à flux radial ont une longueur axiale réduite et un diamètre plus grand. Elles existent sous plusieurs configurations dont les principales sont les structures simples, à double rotor, à double stator et à multi rotor et multi stator, présentées respectivement dans la figure(I.4) suivante :

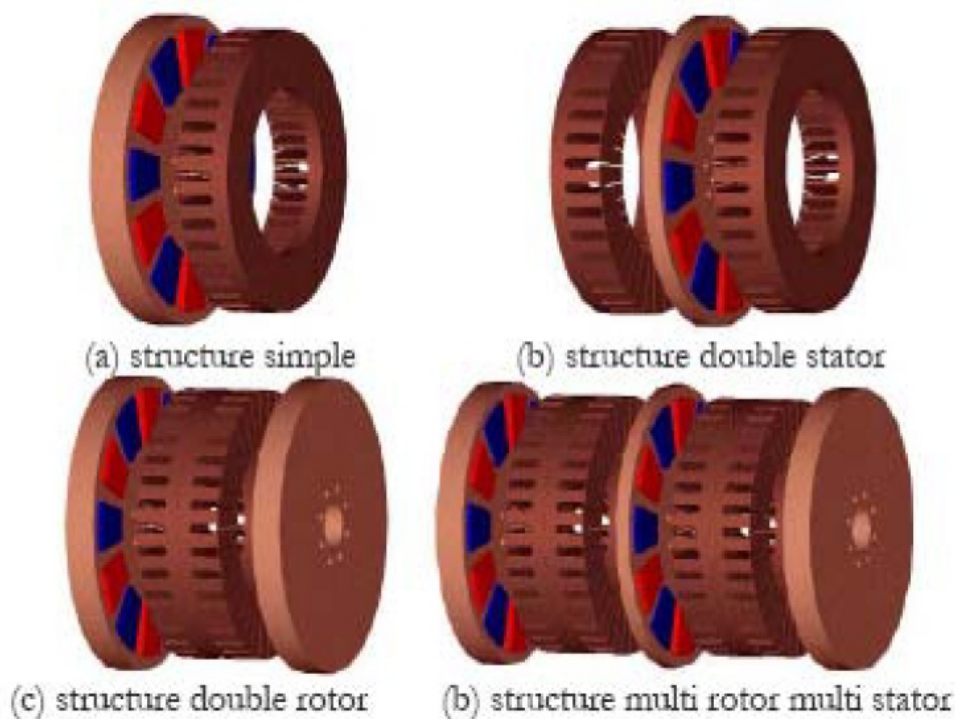


Figure I.4 : Les différentes structures de la machine à flux axial [12].

6. Les différents modes d'alimentation des machines synchrones à aimants permanents

La classification des machines synchrones à aimants permanents peut se faire de plusieurs manières. L'une d'entre elles est la forme d'onde de la force électromotrice, qui est à l'image du mode d'alimentation de ces dernières.

En effet on distingue deux modes d'alimentations différents :

- Celui des machines à f.c.e.m sinusoïdale, dites PMSM (Permanent Magnet Synchronous Machines).

- Celui des machines à f.c.e.m trapézoïdale, dites BLDC (Brushless Direct Current).

❖ Les PMSM

Ce type de machines est alimenté par des courants sinusoïdaux et comporte une f.c.e.m également de forme sinusoïdale dans leur entrefer. Elles ont un fonctionnement similaire à celui des machines synchrones classiques mais à la place du rotor bobiné, on retrouve un rotor à aimants permanents équipé d'un capteur de position qui doit avoir une grande résolution. Il est donc préférable d'utiliser un résolveur ou un codeur incrémental. Ce mode d'alimentation permet de réduire l'ondulation du couple causée par la commutation ce qui nous donne la capacité de contrôler le couple de la machine ainsi que de l'utiliser dans une large gamme de puissance avec un rendement élevé.

❖ Les BLDC

Dans ces machines l'alimentation, des phases statoriques se font par des courants en créneaux en fonction de la position du rotor, qui est d'ailleurs requise à partir d'un capteur de position qui peut être de faible résolution. Un capteur à effet Hall ou un codeur optique peut être utilisé, dans ce cas nous obtenons une f.c.e.m trapézoïdale dans leur entrefer.

Les BLDC ont un fonctionnement proche de celui des machines à courant continu sauf que le rotor est à aimants permanents et que la commutation dans les conducteurs statoriques se fait électroniquement. Pour cela, on utilise un convertisseur qui peut être un commutateur de courant adapté pour les grandes puissances ou un onduleur de tension contrôlé en courant, plus approprié pour les moyennes et faibles puissances. Ce type de machines est valorisé grâce à leur simple commande qui se fait avec une seule boucle de courant. Elles reviennent donc moins chères. En revanche, leur majeur inconvénient est le fait qu'un simple retard dans la commutation cause un grand couple pulsatoire. Afin de remédier à cela, on procède à l'alimentation avec des créneaux de courant de 120° , c'est-à-dire alimenté à tout instant deux phases du stator de la machine.

7. Applications des machines synchrones à aimants permanents

Les machines synchrones à aimants permanents sont utilisées dans plusieurs domaines d'application. Nous avons pris le soin de citer certains d'entre eux qui sont :

7.1. Les moteurs BLDC dans les appareils électroménagers

Le taux d'utilisation des moteurs dans les appareils ménagers augmente de 30% à chaque année et ce, partout dans le monde. Le développement de ces appareils

électriques modernes a pour objectif la minimisation de bruit, l'augmentation de la fiabilité, l'économisassions d'énergie et l'amélioration des conditions de vie. Pour leur performance et leur capacité de réaliser tous ces objectifs, les moteurs BLDC sont de plus en plus choisis pour l'entraînement de ces appareils.

Certains de ces appareils tels que les climatiseurs et les réfrigérateurs, dont la production s'est classée au sommet ces dernières années au niveau mondial, ont des compresseurs qui sont équipés de moteurs à induction. Habituellement, ces moteurs ont un faible rendement et un faible facteur de puissance et ces inconvénients peuvent être surmontés en utilisant la technologie de conversion de fréquence. Comparé aux moteurs à induction, les moteurs BLDC ont un rendement plus élevé, leur vitesse n'est pas limitée par la fréquence d'alimentation, donc on peut obtenir une vitesse nominale plus importante, ce qui permet d'augmenter leur puissance et de diminuer leur taille. Leur facteur de puissance aussi est plus élevé, ce qui réduit la puissance requise par l'onduleur. Par conséquent, si les moteurs BLDC sont utilisés à la place des moteurs à induction, les propriétés du compresseur seront améliorées d'une manière significative et il va répondre aux exigences de l'économisassions d'énergie et à celle de la protection de l'environnement dans la société moderne.

Étant donné que les moteurs sont scellés, que ce soit dans des conditions de température basse ou élevée, les capteurs de position des moteurs BLDC occupent non seulement de la place mais aussi ils influencent la fiabilité des compresseurs. Par conséquent, la commande sans capteur de position est préférable pour ces moteurs. Afin de réduire le coût et améliorer la stabilité du système de commande, les signaux de commutation de courant sont acquis en utilisant la méthode de back EMF avec un DSP et un module IR2316. Il réalise la commande du moteur BLDC sans capteur de position pour les systèmes de compresseur toute en assurant un rendement de 86 pour cent [11]. De plus, la commande sans capteur de position est réalisée avec un moteur à courant continu linéaire sans collecteur-balais [11] et le mécanisme de transmission de la roue excentrique est retiré dans ce système, ce qui facilite la conception et l'installation du compresseur et permet de réduire la taille et les pertes de transmission du moteur.

Les moteurs BLDC sont également utilisés dans les lecteurs VCD, DVD et CD. Dans ce type d'application, ces moteurs sont conçus sous forme de disque. Ils sont peu coûteux et fabriqués à grande échelle selon les différentes exigences en matière de couple.

Les moteurs BLDC remplacent progressivement tous les autres types de moteurs utilisés dans les appareils ménagers tels que les aspirateurs, les agitateurs, les sèche-cheveux, les caméras, les ventilateurs électriques et autres.

7.2. Les moteurs BLDC dans la bureautique

La plupart des moteurs utilisés dans la bureautique et les équipements périphériques d'ordinateurs sont des moteurs BLDC. L'adoption du servomoteur BLDC à haute performance améliore la qualité et la valeur de ces produits. Par exemple, le moteur BLDC utilisé sur l'arbre principal des disques durs peut tourner à une grande vitesse avec le disque magnétique. Ces moteurs peuvent être également utilisés dans les disques optiques et les lecteurs de disquettes. Dans ce genre d'application, ils permettent de minimiser les bruits, de travailler à haute température et de supporter un certain niveau de choc et de vibration, améliorant ainsi la stabilité du système. Ils répondent aussi aux exigences des ventilateurs de refroidissement des ordinateurs en utilisant la structure à rotor externe afin d'obtenir une construction compacte, une longue durée de vie et moins de bruits.

Les imprimantes laser pilotées par les moteurs BLDC sont aussi une technologie prometteuse et ont une forte compétitivité sur le marché. Leur vitesse peut être contrôlée avec une précision allant de quelques milliers de tr / min à des dizaines de milliers de tr / min [11]. Les BLDC sont aussi favorables et performants dans les duplicateurs, les télécopieurs, les enregistreurs, les lecteurs de disque vidéo LD, les déchiqueteurs de papier et d'autres équipements de la bureautique.

7.3. Les moteurs BLDC dans l'aérospatial

Dans le domaine de l'aérospatial, les dispositifs de transmission pneumatiques et hydrauliques sont de plus en plus remplacés par des équipements à moteur. En raison de la sensibilité de la particularité de ce domaine, les moteurs utilisés doivent être d'une simple construction et d'une taille petite. Les moteurs BLDC utilisant la méthode de commande sans capteurs de position répondent parfaitement à ces exigences ce qui leur permet d'être les plus choisis dans ce type d'application. Dans ce genre de condition, ces moteurs travaillent souvent avec une charge variable, ce qui demande une bonne régulation à grande vitesse et une réponse dynamique satisfaisante.

Certains des moteurs BLDC utilisés dans l'aérospatial, tels que ceux qui se trouvent dans les pompes centrifuges et les caméras, pourraient atteindre une vitesse de plusieurs dizaines de milliers de tr/min ou plus, ce qui nécessite la prise en considération des exigences et des solutions des performances mécaniques et électriques.

D'autant plus, il existe d'importantes différences au niveau des tensions et des fréquences entre l'alimentation universelle et celle dans l'aérospatial. Par conséquent, des exigences particulières pour les circuits de redressement et les circuits de commande de conversion de fréquence doivent être prises en compte dans les systèmes de commande des moteurs BLDC, où une technologie de commutation soft peut être introduite pour minimiser les bruits et les pertes par commutations afin

d'améliorer les propriétés du système. D'une autre part, pour répondre aux besoins de fiabilité, certains moyens spéciaux, tels que les techniques de piégeage et les techniques de redondance sont adoptés pour empêcher tous éventuels problèmes qui pourraient atteindre les logiciels.

7.4. Les moteurs BLDC dans l'Automobile

De nos jours, l'automobile en tant que véhicule est un bien indispensable et très demandé. De plus, l'industrie présentant une grande compétitivité, cela incite les chercheurs à travailler sur son développement et à le rendre plus confortable.

À l'intérieur de chaque automobile, on retrouve une dizaine ou même une centaine de moteurs. Il est préférable de concevoir ces derniers de manière à ce qu'ils soient économiques en matière d'énergie et respectueux de l'environnement. Afin de satisfaire ces conditions relatives à leur capacité et leur performance, le choix se porte sur les moteurs à aimants permanents et en particulier les moteurs BLDC qui possèdent une supériorité technique par rapport aux autres [11].

En plus de l'entraînement automobile, les moteurs sont utilisés dans un véhicule pour l'entraînement des climatiseurs, des balais d'essuie-glaces, des airbags, des portes électriques, des sièges électriques, des vitres électriques, etc. Si on prend l'exemple du climatiseur, qui est un accessoire important pour le confort des usagés, son amélioration peut influencer le développement et l'évolution de l'ensemble de l'automobile d'une manière indirecte. Comme il est semblable au climatiseur domestique, il est plus adéquat d'utiliser un moteur BLDC, qui est confortable et économique en énergie, pour l'entraînement de son compresseur. Mais encore, au fur et à mesure que le domaine de l'électronique de puissance et les techniques de commande et de détection se développent, les techniques de régulation de vitesse du moteur BLDC progressent avec une meilleure qualité et à un prix raisonnable. Par conséquent, les moteurs BLDC obtiendront une plus grande portée d'application et ils seront dominants en ce qui concerne les techniques de régulation de vitesse.

Il est nécessaire de noter que non seulement l'utilisation et l'installation des capteurs de position augmente le coût des moteurs et affecte la fiabilité et la durée de vie du système de commande mais aussi ils occupent un volume important ce qui est un inconvénient majeur dans le domaine de l'automobile. Par conséquent, la stratégie de commande sans capteurs permettra un développement important des systèmes d'entraînement à moteur BLDC pour automobiles.

8. Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons pris le soin de présenter les machines synchrones à aimants permanents du mieux possible, en commençant par la description des aimants permanents utilisés dans leur conception.

Ensuite, nous avons défini les différentes manières selon lesquelles ces machines peuvent être classifiées, qui se fait principalement suivant la direction du flux (radial ou axial) ou encore dépendamment du mode d'alimentation (sinusoïdale ou en créneaux).

Enfin, nous avons cité quelques domaines d'application de ces dernières tout en énumérant leurs avantages et inconvénients.

La machines synchrone à aimants permanents à f.c.e.m trapézoïdale alimentée pas des coutants en créneaux (BLDC) fera l'objet de notre étude. Sa modalisation sera l'intérêt du prochain chapitre.

***Chapitre II : Modélisation et simulation de
l'ensemble moteur BLDC-Convertisseur-
Capteur de position***

1. Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

La première étape pour élaborer une structure de commande est la modélisation du système étudié. Il est donc très important de disposer d'un modèle mathématique qui représente fidèlement les caractéristiques de ce dernier. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse des structures de commande [1].

Dans ce chapitre, nous modélisons et simulons l'ensemble convertisseur-BLDC piloté par un capteur de position en posant quelques simplifications. Ce modèle sera développé sous l'environnement Matlab-Simulink-SimPowerSystems.

2. Modélisation de l'ensemble BLDC-convertisseur

Le système à modéliser comporte un moteur synchrone à aimants permanents à f.c.e.m trapézoïdale alimenté par un onduleur de tension, piloté par un capteur de position. La figure (II.1) ci-dessous représente le schéma synoptique de l'ensemble.

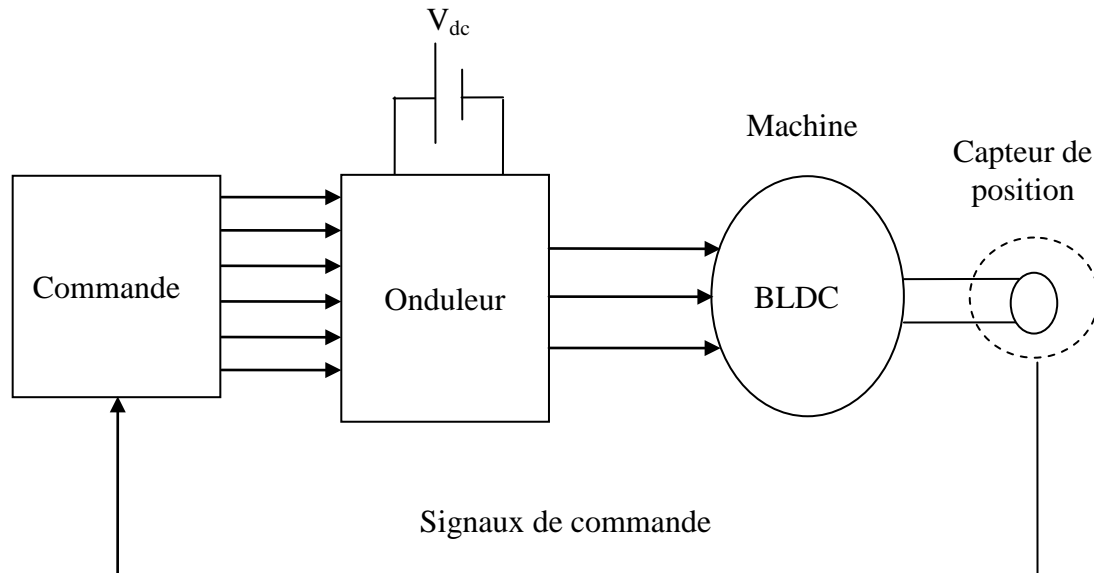


Figure II.1: Schéma synoptique de l'ensemble machine-convertisseur.

2.1. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents (BLDC)

La modélisation d'un moteur BLDC se fait en procédant à sa mise en équation. Pour la simplifier, on fait recourt à certaines hypothèses simplificatrices.

2.1.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation du moteur synchrone à aimants permanents obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est constant :
 - On néglige l'effet d'encoches donc pas de couple de détente.
 - Le rotor est lisse, les inductances propres et mutuelles sont constantes.
- Les phases du rotor sont supposées symétriques.
- L'enroulement du rotor est couplé en étoile.

2.1.2. Représentation de la f.c.e.m

Les f.c.e.m_s des trois phases sont données en valeur unitaire sous une forme trapézoïdale idéale décalées de 120° électriques, comme le montre la figure (II.2) ci-dessous :

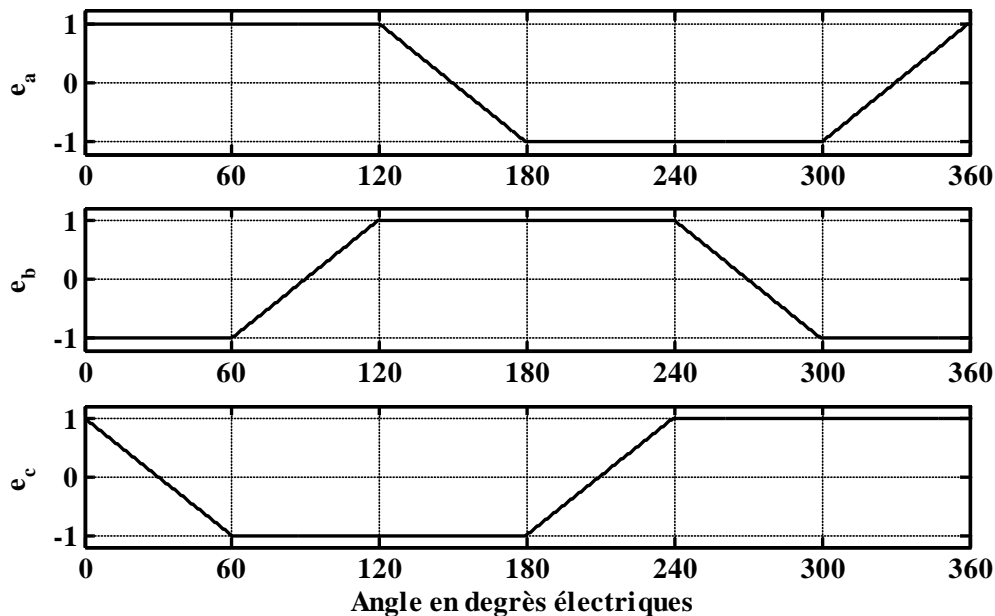


Figure II.2: formes d'ondes des f.c.e.m des trois phases en valeur unitaire.

L'amplitude de celles-ci devrait être multipliée par la constante du moteur afin de retrouver les f.c.e.m normalisées par unité de vitesse.

2.1.3 Mise en équations de la BLDC

La mise en équations d'un moteur BLDC se fait en représentant ses deux modèles électrique et mécanique [1].

a. Modèle électrique du moteur

Les tensions instantanées des enroulements statoriques du moteur sont régies par la loi d'Ohm comme suit :

$$\begin{cases} V_{an} = R_a \cdot i_a + \frac{d\varphi_{ta}}{dt} \\ V_{bn} = R_b \cdot i_b + \frac{d\varphi_{tb}}{dt} \\ V_{cn} = R_c \cdot i_c + \frac{d\varphi_{tc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : Sont respectivement les tensions simples des phases a, b et c.

i_a, i_b, i_c : Sont respectivement les courants dans les phases a, b et c.

R_a, R_b, R_c : Sont respectivement les résistances des phases a, b et c.

$\varphi_{ta}, \varphi_{tb}, \varphi_{tc}$: Sont respectivement les flux totaux induits dans les phases a, b et c.

Les flux totaux des trois phases s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{ta} = \varphi_{aa} + \varphi_{ab} + \varphi_{ac} + \varphi_{ra} \\ \varphi_{tb} = \varphi_{ba} + \varphi_{bb} + \varphi_{bc} + \varphi_{rb} \\ \varphi_{tc} = \varphi_{ca} + \varphi_{cb} + \varphi_{cc} + \varphi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$\varphi_{aa}, \varphi_{ab}, \varphi_{ac}, \varphi_{ba}, \varphi_{bb}, \varphi_{bc}, \varphi_{ca}, \varphi_{cb}, \varphi_{cc}$: Sont respectivement les flux auto-induits par les courants dans les phases statoriques a, b et c (flux propres et mutuels).

$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Sont respectivement les flux mutuels entre le rotor et les phases a, b et c (flux envoyé par l'aimant dans le stator).

En introduisant les inductances propres et mutuelles, les flux totaux s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{ta} = L_{aa} \cdot i_a + M_{ab} \cdot i_b + M_{ac} \cdot i_c + \varphi_{ra} \\ \varphi_{tb} = M_{ba} \cdot i_a + L_{bb} \cdot i_b + M_{bc} \cdot i_c + \varphi_{rb} \\ \varphi_{tc} = M_{ca} \cdot i_a + M_{cb} \cdot i_b + L_{cc} \cdot i_c + \varphi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} : Sont respectivement les inductances propres des phases a, b et c.

$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}, M_{cb}$: Sont respectivement les inductances mutuelles entre les phases a, b et c.

En prenant compte des hypothèses simplificatrices, les phases sont symétriques et les inductances propres et mutuelles sont constantes, on peut écrire :

$$R_a = R_b = R_c = R = \text{constante}$$

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L = \text{constante}$$

$$M_{ab} = M_{ac} = M_{ba} = M_{bc} = M_{ca} = M_{cb} = M = \text{constante}$$

Sachant que les enroulements des phases statoriques du moteur sont connectés en étoile avec un neutre en l'air et que la composante homopolaire du courant est nulle, on peut écrire :

$$i_a = i_b = i_c = 0 \Rightarrow i_a + i_b = -i_c \quad (\text{II.4})$$

$$\varphi_{ta} = (L - M) \cdot i_a + \varphi_{ra} \quad (\text{II.5})$$

$L_m = (L - M)$: Est l'inductance cyclique (inductance équivalente d'une phase).

Les flux totaux peuvent alors s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{ta} = L_m \cdot i_a + \varphi_{ra} \\ \varphi_{tb} = L_m \cdot i_b + \varphi_{rb} \\ \varphi_{tc} = L_m \cdot i_c + \varphi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

En remplaçant (II.7) dans (II.1), on obtient les équations électriques suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = R \cdot i_a + L_m \frac{di_a}{dt} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{bn} = R \cdot i_b + L_m \frac{di_b}{dt} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{cn} = R \cdot i_c + L_m \frac{di_c}{dt} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Le troisième terme de chaque équation du système (II.8) représente les f.c.e.m dont les expressions sont les suivantes :

$$\begin{cases} e_a = \frac{d\varphi_{ra}}{dt} = \frac{d\varphi_{ra}}{d\theta_e} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\varphi_{ra}}{d\theta_e} \cdot \omega_r = e_{ra} \cdot \omega_r \\ e_b = \frac{d\varphi_{rb}}{dt} = \frac{d\varphi_{rb}}{d\theta_e} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\varphi_{rb}}{d\theta_e} \cdot \omega_r = e_{rb} \cdot \omega_r \\ e_c = \frac{d\varphi_{rc}}{dt} = \frac{d\varphi_{rc}}{d\theta_e} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\varphi_{rc}}{d\theta_e} \cdot \omega_r = e_{rc} \cdot \omega_r \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

e_a, e_b, e_c : Sont respectivement les forces contre électromotrices des phases a, b et c.

e_{ra}, e_{rb}, e_{rc} : Sont respectivement les forces contre électromotrices normalisées par unité de vitesse des phases a, b et c.

θ_e : Est l'angle de rotation électrique.

ω_r : Est la vitesse de rotation électrique.

Le modèle électrique du moteur peut donc s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} V_{an} = R.i_a + L_m \frac{di_a}{dt} + e_{ra} \cdot \omega_r \\ V_{bn} = R.i_b + L_m \frac{di_b}{dt} + e_{rb} \cdot \omega_r \\ V_{cn} = R.i_c + L_m \frac{di_c}{dt} + e_{rc} \cdot \omega_r \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Ce modèle peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_{ra} \cdot \omega_r \\ e_{rb} \cdot \omega_r \\ e_{rc} \cdot \omega_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

b. Modèle mécanique du moteur

La dynamique du rotor est définie par l'équation suivante :

$$C_m - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \quad (\text{II.11})$$

En fonctionnement moteur, le couple électromagnétique est un couple moteur, le couple résistant est imposé par la charge entraînée d'où :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \quad (\text{II.12})$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \Omega) \quad (\text{II.13})$$

J : Représente l'inertie du rotor (Kg.m²).

f : Représente le coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rd).

Ω : Représente la vitesse de rotation mécanique (rd/s).

C_r : Représente le couple de charge mécanique (le couple de résistant) (N.m).

C_{em} : Représente le couple électromagnétique développé par le moteur (N.m).

L'expression du couple électromagnétique peut être établie à partir de la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \quad (\text{II.14})$$

Tel que :

$$P_{em} = e_a.i_a + e_b.i_b + e_c.i_c \quad (\text{II.15})$$

P_{em} : Représente la puissance électromagnétique.

On obtient alors :

$$C_{em} = \frac{e_a.i_a + e_b.i_b + e_c.i_c}{\Omega} \quad (\text{II.16})$$

En remplaçant les f.c.e.m par les f.c.e.m par unité de vitesse on aura :

$$C_{em} = p.(e_{ra}.i_a + e_{rb}.i_b + e_{rc}.i_c) \quad (\text{II.17})$$

p : Représente le nombre de paires de pôles

Le modèle de simulation sous Matlab-Simulink est représenté par la figure (II.3) suivante :

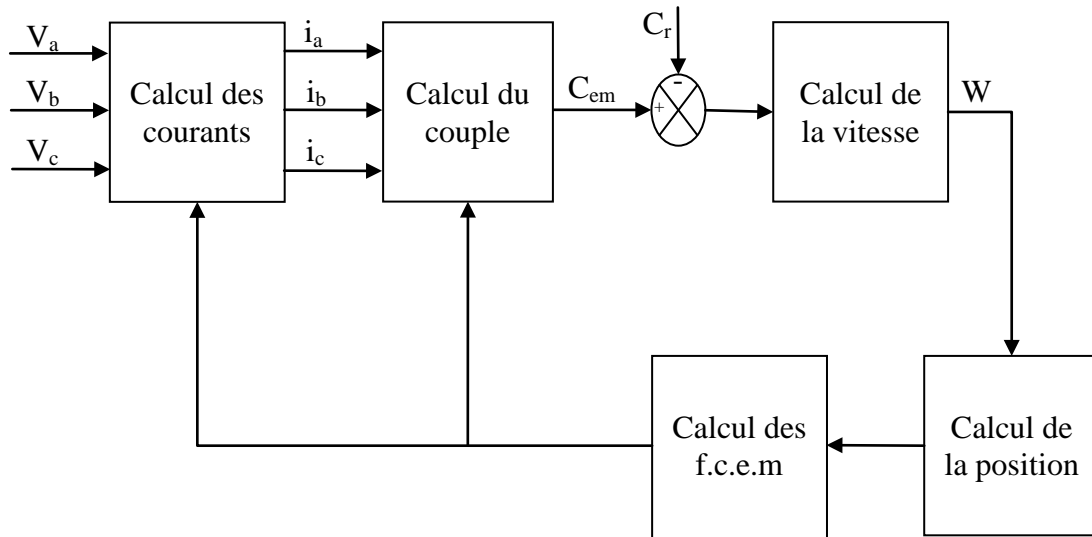


Figure II.3 : Organigramme du modèle de simulation de la machine.

2.2. Modèle de l'onduleur

Un onduleur est un dispositif électronique appelé convertisseur statique qui a pour rôle la conversion continu-alternatif. Il permet d'obtenir un signal contrôlé en fréquence et en amplitude en agissant de manière périodique sur les connexions entre l'entrée et la sortie.

Il est composé d'un ensemble d'interrupteurs représentant les transistors et les diodes qui sont soit à l'état conducteur (on) ou à l'état bloqué (off). Il est constitué de trois bras. Chaque bras comporte deux transistors montés en anti parallèle avec deux diodes de récupération afin d'assurer la continuité des courants.

Dans notre cas, nous avons choisi d'utiliser le modèle de l'onduleur triphasé que Matlab-SimPowerSystems nous propose dans sa librairie. Son schéma synoptique est représenté par la figure (II.4) ci-dessous :

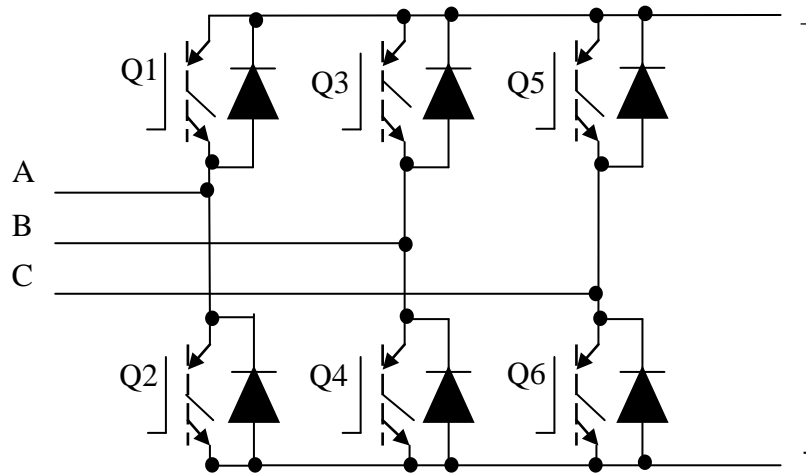


Figure II.4: Schéma de l'onduleur IGBT-Diode Sur SimPowerSystems.

Le symbole qui représente l'onduleur IGBT-diode sur SimPowerSystems est donné dans la figure (II.5) suivante :

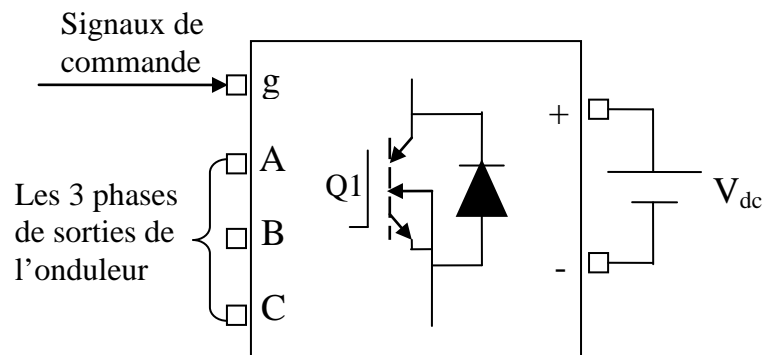


Figure II.5: Symbole de l'onduleur IGBT-Diode disponible sur Matlab- SimPowerSystems.

Tel que :

$$g = [Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6]$$

2.3. Modèle du capteur de position

La présence d'un capteur de position est nécessaire pour autopiloté un moteur BLDC. Son rôle consiste à déterminer la position du rotor par rapport au stator. Dans ce travail, nous avons choisi d'utiliser un codeur qui détecte la position du rotor à chaque 60° électrique et qui délivre à la sortie trois signaux logiques codés en code Gray comme le montre la figure (II.6) suivante :

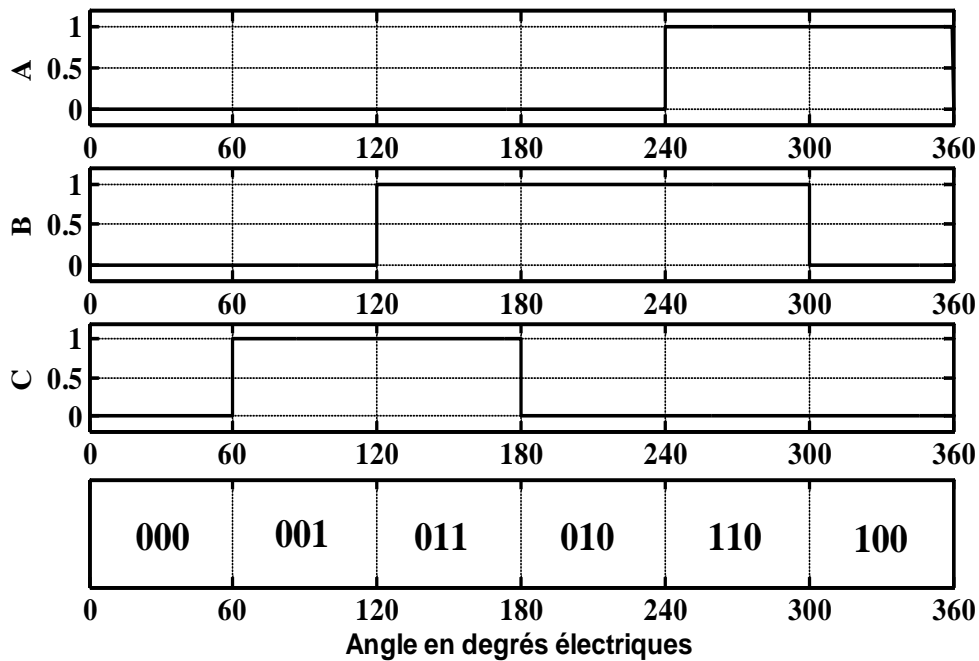


Figure II.6: Signaux logiques à la sortie du codeur de position.

Le modèle du capteur a été modélisé en utilisant des tables de commutation en fonction de l'angle de rotation électrique. Il est représenté par la figure (II.7) ci-dessous :

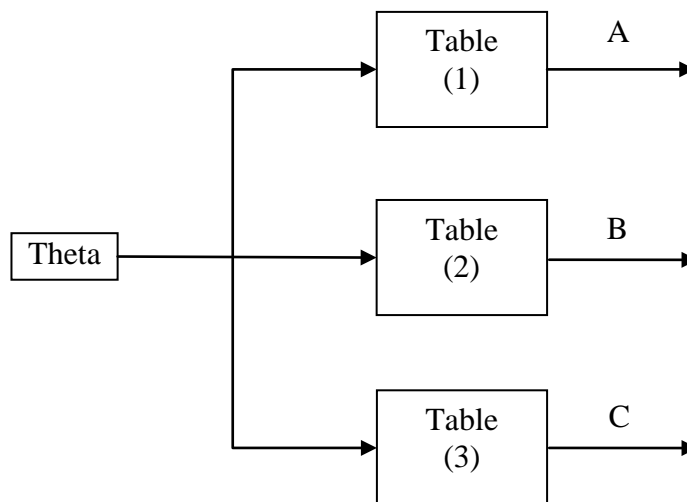


Figure II.7: Organigramme du Modèle du capteur.

2.4. Logique de commande de l'onduleur

En exploitant les signaux générés à la sortie du capteur de position, qui permettent l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur, on impose une logique de commande de 120° électrique. Pour que cette commande soit correcte, les courants (champ statorique) doivent être synchronisés avec les f.c.e.m (champ rotorique) et l'angle de déphasage entre eux doit être nul (angle de calage nul).

Les signaux du capteur sont donnés dans la table de vérité suivante :

Angles	A	B	C	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6
0°-60°	0	0	0	1	0	0	1	0	0
60°-120°	0	0	1	1	0	0	0	0	1
120°-180°	0	1	1	0	0	1	0	0	1
180°-240°	0	1	0	0	1	1	0	0	0
240°-300°	1	1	0	0	1	0	0	1	0
300°-360°	1	0	0	0	0	0	1	1	0

Tableau II.1: Signaux du capteur et états des interrupteurs (rotation dans le sens horaire).

Le tableau précédent montre lesquels des interrupteurs de l'onduleur qu'il faut actionner en fonction des signaux du capteur, afin d'assurer les commutations adéquates des phases du moteur, ainsi que l'ordre de succession des commutations.

En utilisant la simplification de Karnaugh, on aboutit aux fonctions logiques des six transistors suivants :

$$\begin{aligned}
 Q1 &= \overline{A} \cdot \overline{B} & Q2 &= B \cdot \overline{C} \\
 Q3 &= \overline{A} \cdot B & Q4 &= \overline{B} \cdot \overline{C} \\
 Q5 &= A \cdot \overline{C} & Q6 &= \overline{A} \cdot C
 \end{aligned}$$

La réalisation de la logique de commande a été faite sous Matlab-Simulink comme le montre la figure (II.8) suivante :

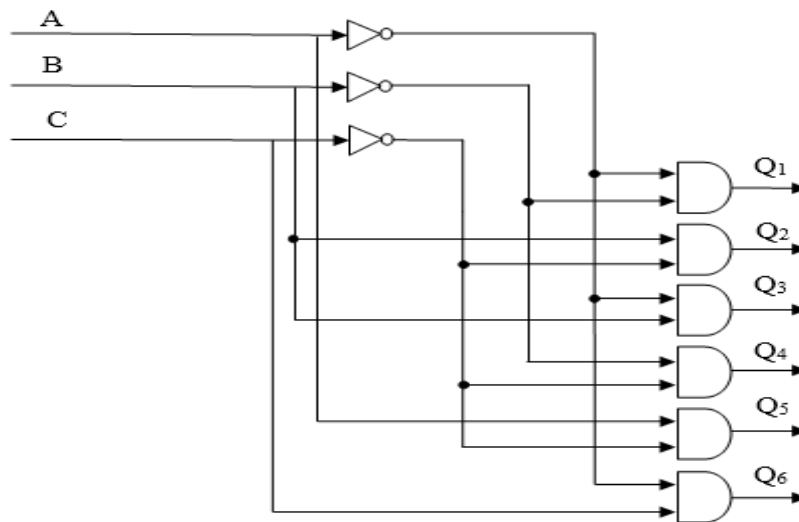


Figure II.8: Organigramme de la logique de commande 120° de l'onduleur.

3. Représentation du modèle de l'ensemble moteur BLDC-convertisseur

Afin d'établir un modèle de simulation de l'ensemble BLDC-convertisseur piloté par un capteur de position, on assemble les différents modèles réalisés précédemment (machine, onduleur et capteur de position) comme l'illustre la figure (II.9) suivante :

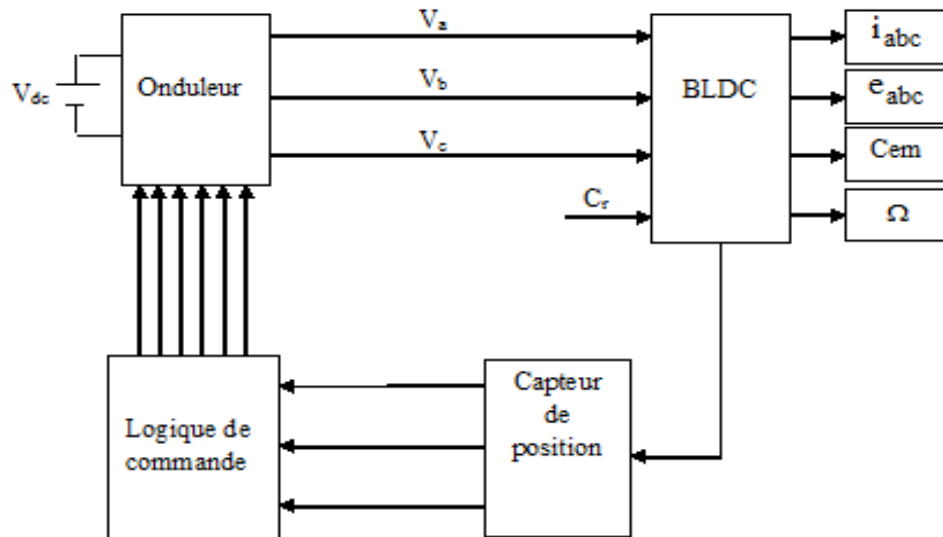


Figure II.9: Organigramme du modèle de l'ensemble BDCM-Convertisseur-Capteur de position.

4. Simulation de l'ensemble moteur BLDC-convertisseur avec capteur de position

La simulation de cet ensemble se fera sous Matlab-Simulink et SimPowerSystems et ce dans le but de déterminer les différentes caractéristiques du moteur à savoir : le couple électromagnétique, la vitesse de rotation, les courants et les tensions.

Deux essais seront réalisés. Le premier avec les paramètres du moteur de la référence [13] et le deuxième avec les paramètres du moteur présent au laboratoire. Les paramètres des deux moteurs sont donnés en annexe (1).

4.1. Simulation du moteur avec les paramètres donnés par la référence [13]

La simulation a été effectuée sous les conditions suivantes :

- Le couple de charge de 1.5 (N.m) est appliqué en échelon à $t=1s$
- La tension d'alimentation de l'onduleur est de 190 (V).
- La constante des f.c.e.m est de 0.164 (V.s/rd).

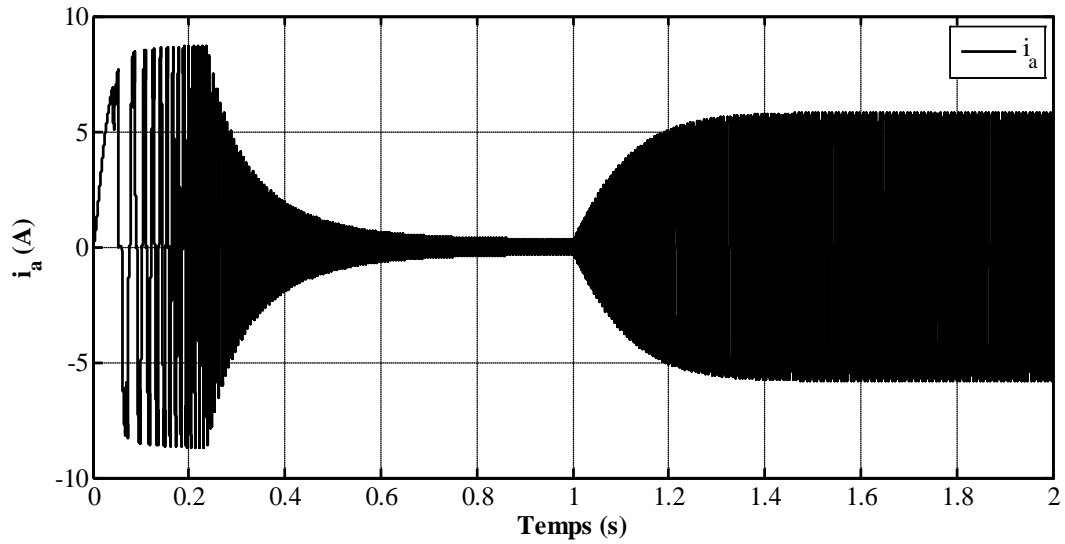


Figure II.10 : Allure du courant de la phase (a).

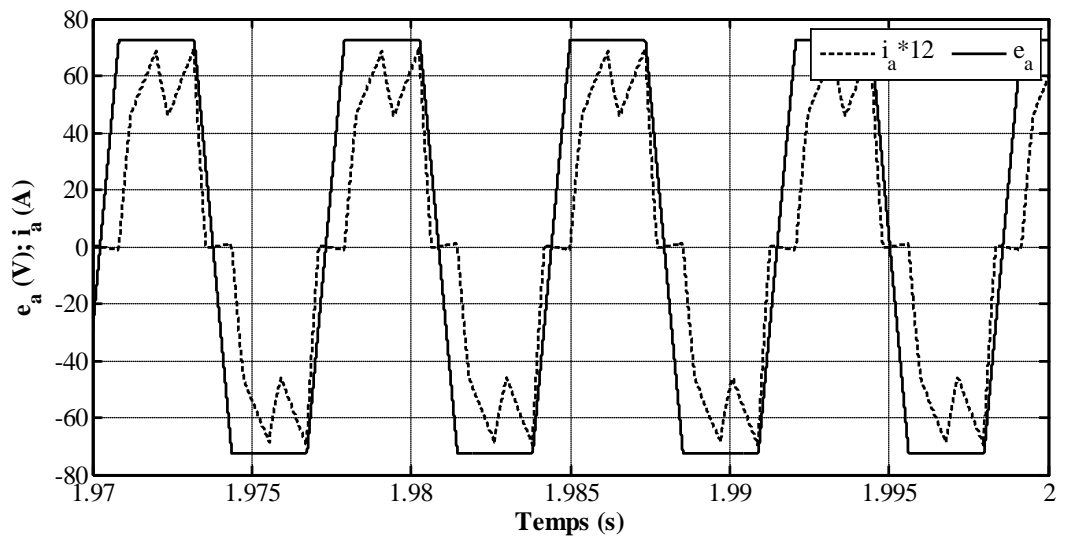


Figure II.11 : Zoom des allures de la f.c.e.m et du courant de la phase (a) en régime permanent.

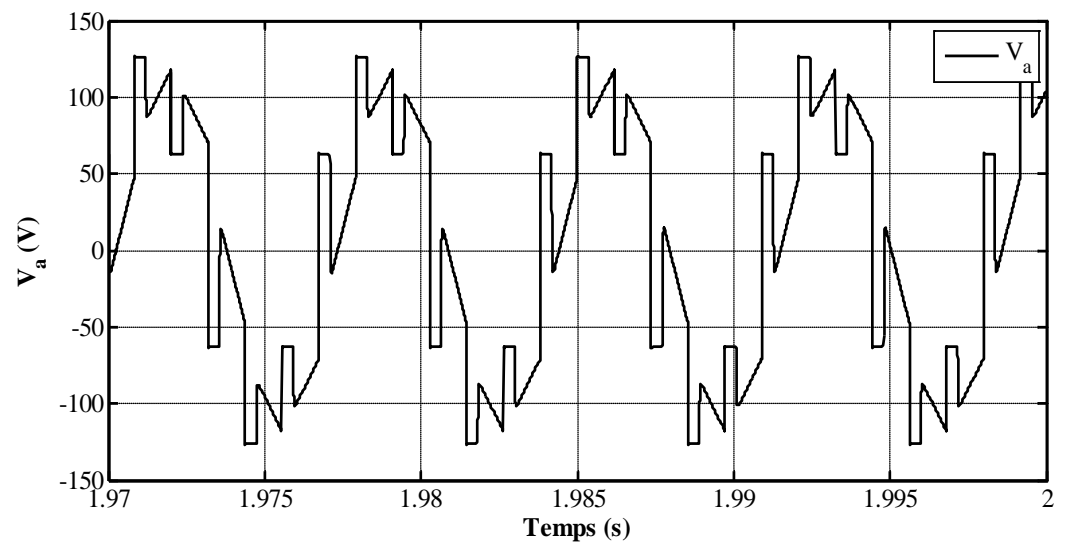


Figure II.12 : Zoom de l'allure de la tension de la phase (a) en régime permanent.

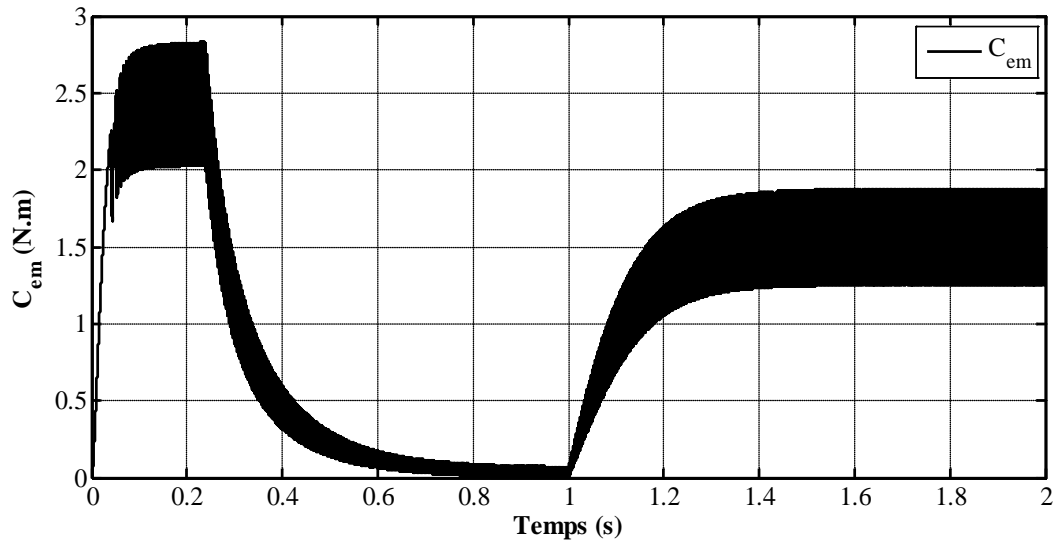


Figure II.13 : Allure du couple électromagnétique.

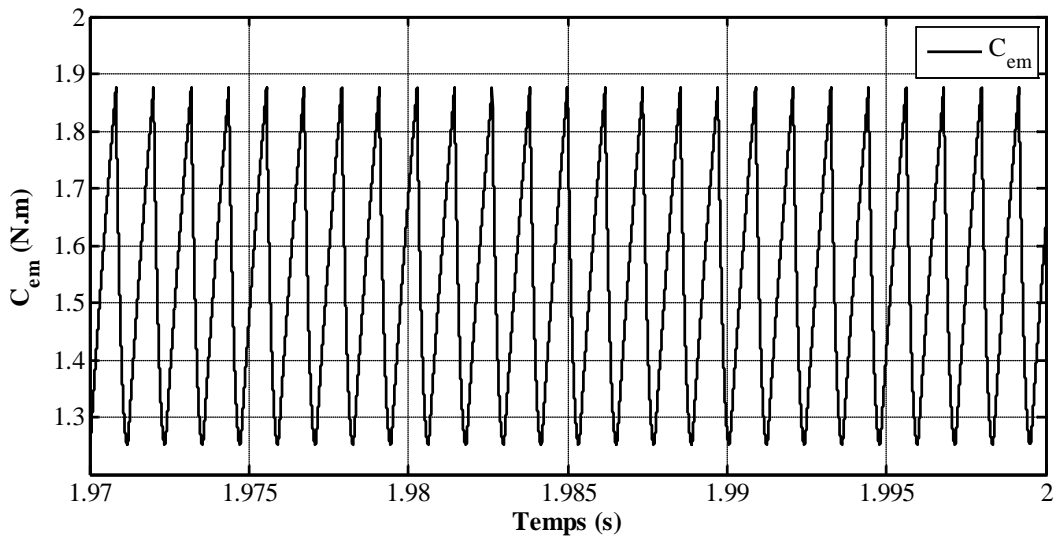


Figure II.14 : Zoom de l'allure du couple électromagnétique en régime permanent.

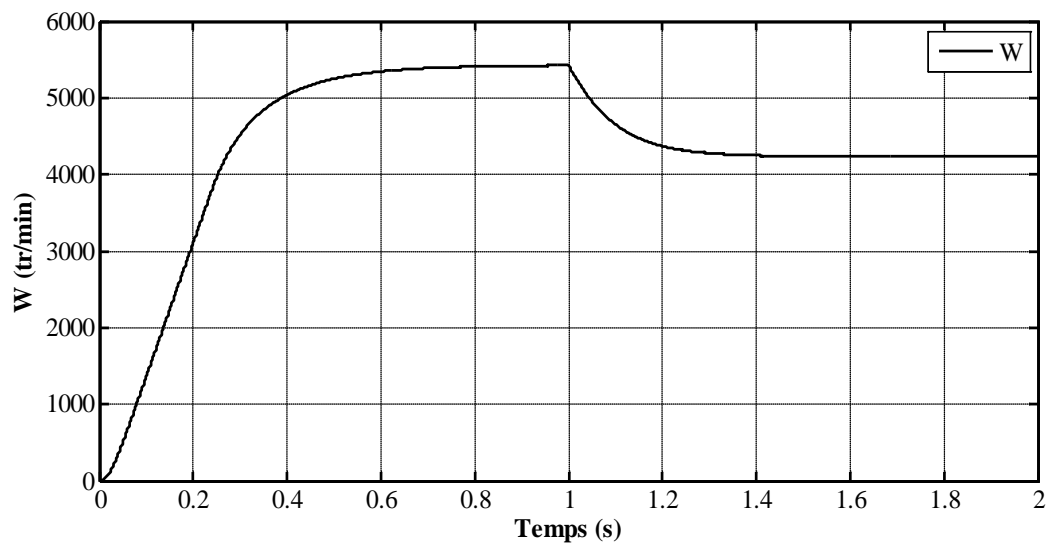


Figure II.15 : Allure de la vitesse de rotation du moteur.

4.2. Interprétation des résultats obtenus

La figure (II.10) représente la courbe du courant de la phase (a). Au démarrage à vide, sa forme présente des pics dus à l'inertie du moteur. Puis, il se rapproche d'une valeur nulle jusqu'à l'instant $t=1s$ où on applique un couple de charge de 1.5 N.m. À cet instant, il commence à augmenter jusqu'à atteindre son régime permanent autour d'une valeur maximale et minimale de 4.8 A.

La figure (II.11) représente l'allure de la force contre électromotrice (f.c.e.m) de la phase (a) du moteur en régime permanent, qui est d'une forme trapézoïdale, superposé avec celle du courant de la même phase. Sur cette figure, on voit que le courant présente des durées de conduction de 120° électriques alternées par des interruptions de 60° électriques et qu'il est tout le temps synchronisé avec la f.c.e.m.

La figure (II.12) représente la tension de la phase (a) en régime permanent. Elle a une forme proche de celle de la f.c.e.m, et présente des pics engendrés par les commutations des transistors.

La figure (II.13) représente l'allure du couple électromagnétique développé par le moteur. Au démarrage à vide, ce dernier génère un pic qui atteint une valeur au tour de 2.5 N.m afin qu'il puisse vaincre l'inertie du rotor et les frottements imposés, puis à l'instant $t=1s$ en lui appliquant un couple de charge de 1.5 N.m, il augmente jusqu'à ce qu'il se stabilise au tour d'une valeur moyenne de 1.6 N.m. Au régime permanent comme le montre la figure (II.14), le couple électromagnétique présente des ondulations qui sont en grande partie dues à la déformation du courant pendant les instants de commutation.

La figure (II.15) représente l'allure de la vitesse de rotation du moteur. Au démarrage à vide, elle augmente jusqu'à atteindre le régime permanent à une valeur de 5422 tr/min. Au moment où on lui applique le couple de charge, cette vitesse diminue jusqu'à ce qu'elle se stabilise à une valeur de 4236 tr/min.

4.3. Simulation du moteur avec les paramètres du moteur présent au laboratoire

La simulation s'est fait sous les conditions suivantes :

- Le couple de charge de 21.68 (N.m) est appliqué en échelon à $t=1s$
- La tension d'alimentation de l'onduleur est de 350 (V).
- La constante des f.c.e.m est de 0.5 (V.s/rd).

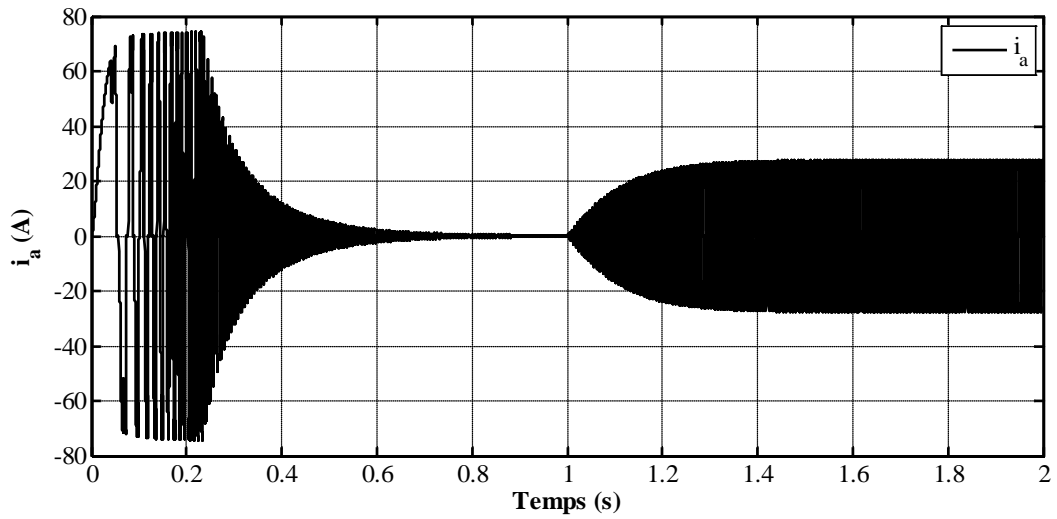


Figure II.16 : Allure du courant de la phase (a).

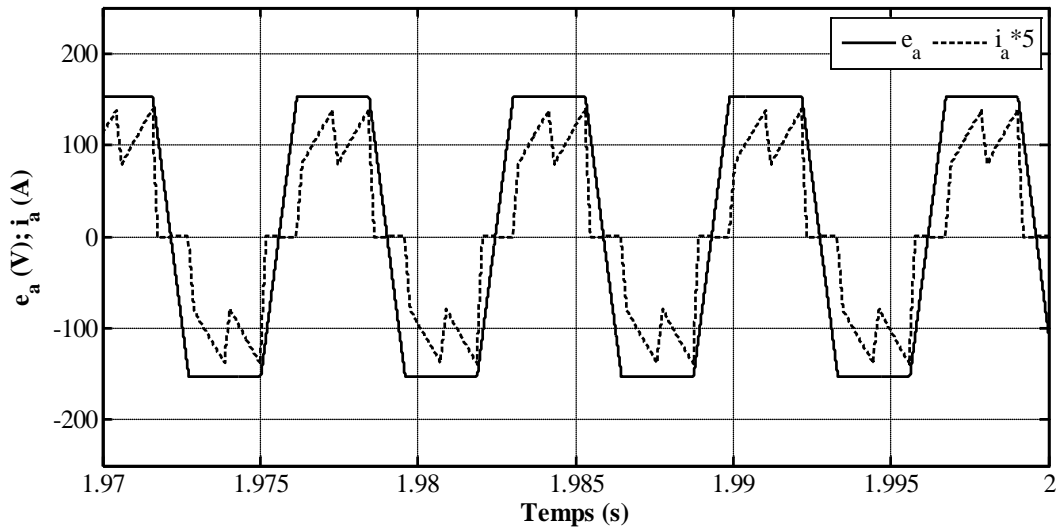


Figure II.17 : Zoom des allures de la f.c.e.m et du courant de la phase (a) en régime permanent.

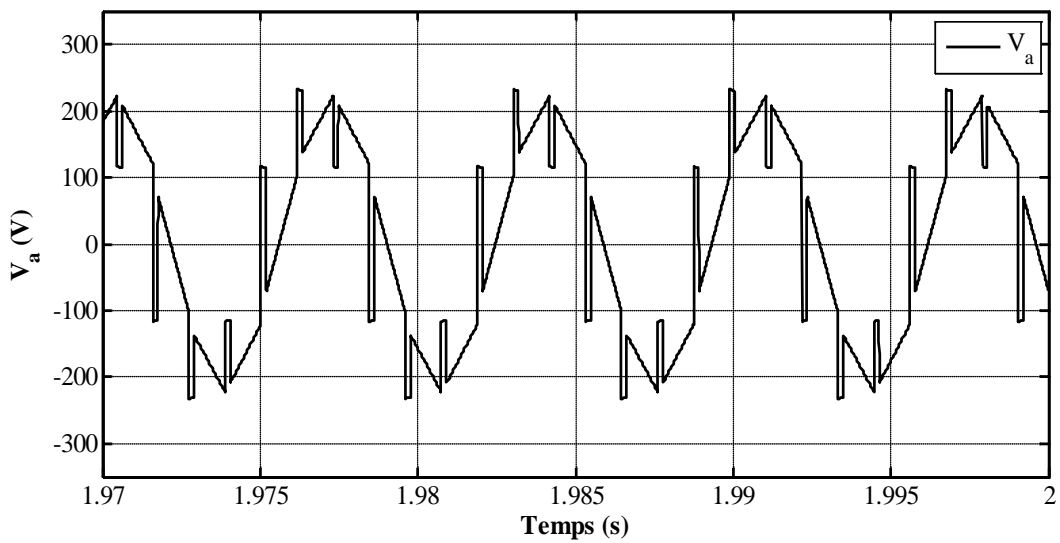


Figure II.18 : Allure de la tension de la phase (a) en régime permanent.

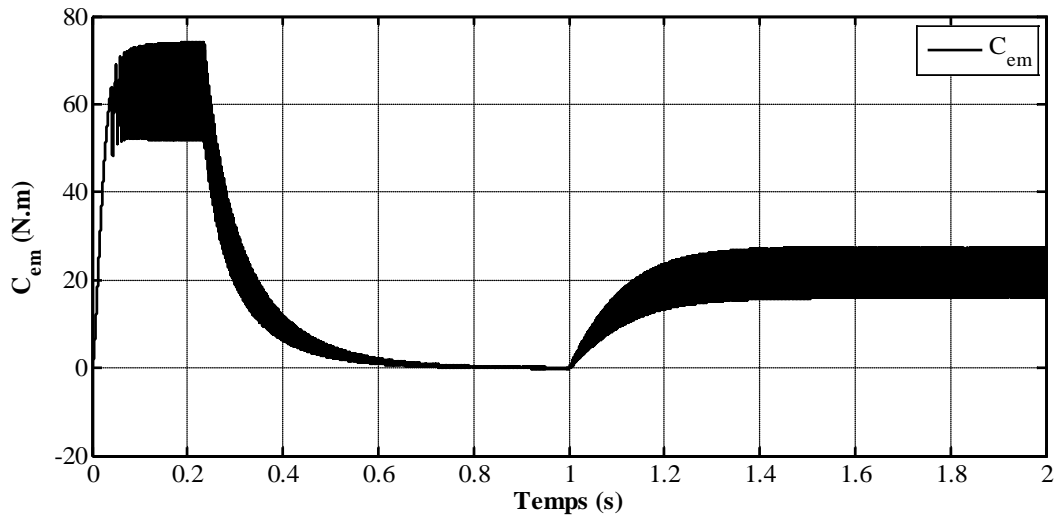


Figure II.19 : Allure du couple électromagnétique.

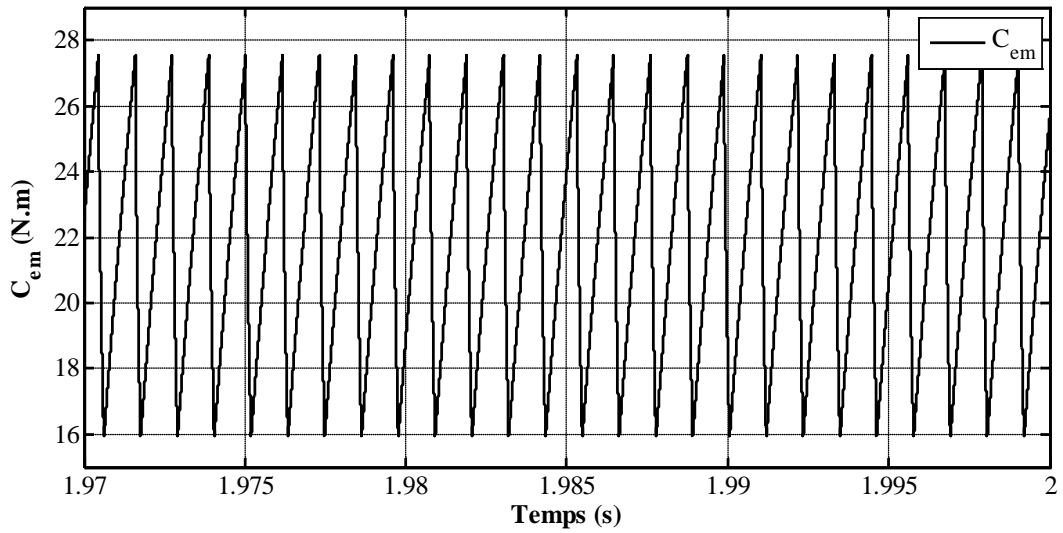


Figure II.20 : Zoom de l'allure du couple électromagnétique en régime permanent.

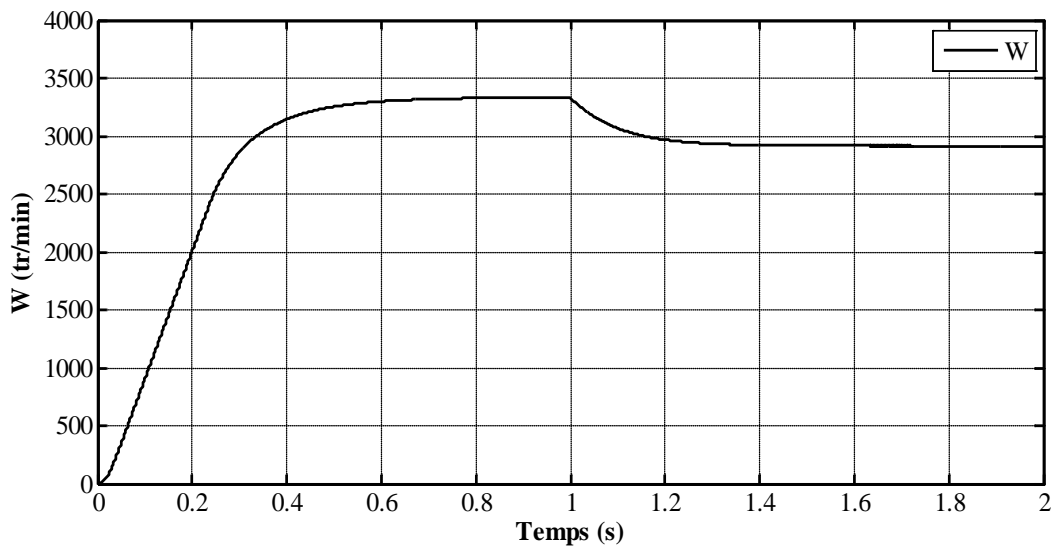


Figure II.15 : Allure de la vitesse de rotation du moteur.

4.4. Interprétation des résultats obtenus

Les résultats obtenus lors de la simulation avec les paramètres du moteur présent dans le laboratoire sont similaires à ceux obtenus en simulant avec les paramètres de la référence [13]. De ce fait, nous pouvons confirmer que le modèle que nous avons réalisé décrit d'une manière assez précise le fonctionnement de l'ensemble moteur BLDC-convertisseur de notre étude.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par modéliser l'ensemble moteur BLDC-convertisseur piloté par un capteur de position à effet Hall. Cette étape nous a permis de réaliser notre modèle de simulation sous l'environnement Matlab-Simulink et SimPowerSystems. L'utilisation du modèle topologique de l'onduleur nous a permis de nous approcher de la réalité du système.

Deux essais de simulation, sous conditions nominales, ont été effectués sur deux moteurs BLDC de puissances différentes. Les résultats obtenus des deux essais montrent que le modèle de simulation élaboré représente d'une façon satisfaisante la réalité du moteur et celle de son convertisseur.

En utilisant ce modèle, nous allons procéder à la réalisation du modèle de notre étude qui est l'autopilotage de l'ensemble moteur BLDC-convertisseur sans capteur de position, qui fera l'objet du troisième chapitre.

***Chapitre III : Moteur BLDC sans capteur
de position***

1. Introduction

De nos jours, les moteurs BLDC sont utilisés sans capteur de position, car cela améliore leurs performances, augmente leur fiabilité et diminue leur coût.

L'information sur la position du rotor est nécessaire pour piloter un moteur BLDC. Si nous voulons réaliser l'autopilotage de ces derniers, c'est à dire élaborer une configuration sans capteur de position, nous devons trouver un moyen, autre que le capteur de position, qui permet l'estimation de cette information. Pour cela, plusieurs méthodes ont été développées [3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11].

Certaines de ces méthodes ne nous permettent pas d'obtenir directement les instants de commutation de l'onduleur associé au moteur BLDC. Par exemple, la méthode basée sur les f.c.e.m simples directe nécessite la programmation d'un retard de 30° électriques. Cependant, il existe d'autres méthodes qui nous permettent d'acquérir directement ces instants de commutation, tels que la méthode basée sur l'intégration des f.c.e.m, la méthode basée sur les f.c.e.m composées, la méthode basée sur la troisième harmonique, etc.

Dans ce chapitre nous allons réaliser l'autopilotage d'un moteur BLDC sans capteur de position, en utilisant deux des méthodes qui permettent l'obtention directe des instants de commutation de l'onduleur. La première est la méthode basée sur les f.c.e.m composées et la deuxième est la méthode basée sur l'intégration des f.c.e.m.

2. Méthode basée sur l'estimation des f.c.e.m simples

Afin de commander un moteur BLDC sans capteur de position, l'estimation de la position du rotor est nécessaire, cette dernière peut être obtenue à partir de l'intégrale des f.c.e.m.

2.1. Principe de la méthode

En utilisant la méthode des f.c.e.m simples pour la commande d'un moteur BLDC, les instants de commutation sont acquis en retardant les points de passages par zéro de ces dernières d'un angle électrique de 30° . Cela est illustré dans la figure(III.1).

Sachant que cet angle est directement lié à la vitesse du moteur, dans un cas de vitesse variable, la précision de ces instants de commutation n'est pas évidente.

Afin d'éviter cet inconvénient, on utilise un déphasage de 90° électrique, qu'on obtient en intégrant les f.c.e.m simples [3]. Cela nous donne des signaux décalés de 90° électrique par rapport à ces dernières, tel que l'illustre la figure (III.2).

Après détection des points de passage par zéro de ces signaux, tel que le montre la figure (III.3), on constate que les instants de commutation peuvent être déterminés directement à partir de ces derniers.

La détermination des six signaux de commande de l'onduleur se fait en utilisant une logique.

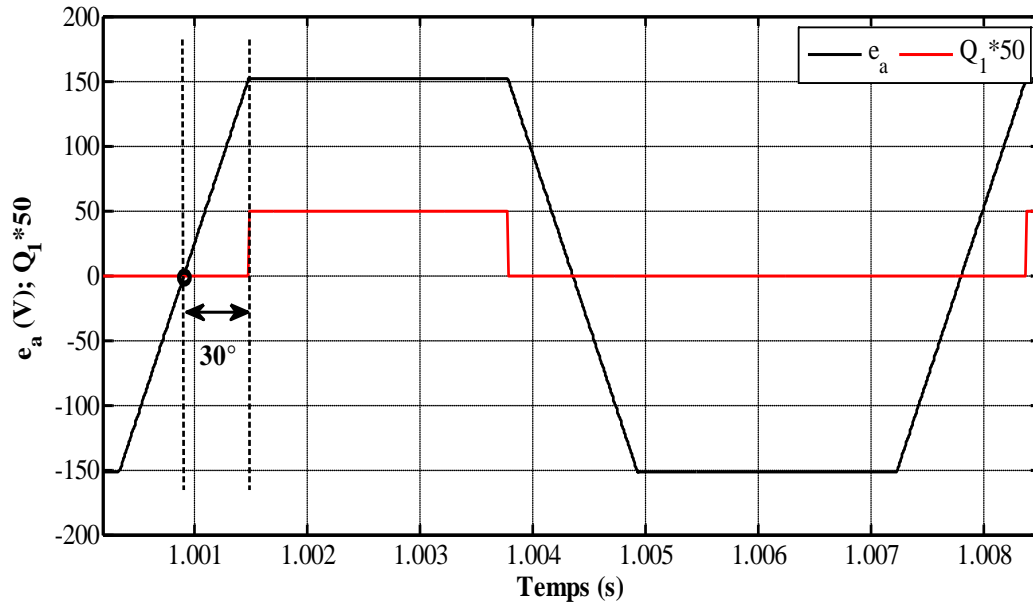


Figure III.1 : Le décalage de 30° électriques entre la f.c.e.m e_a et l'instant de commutation Q_1 .

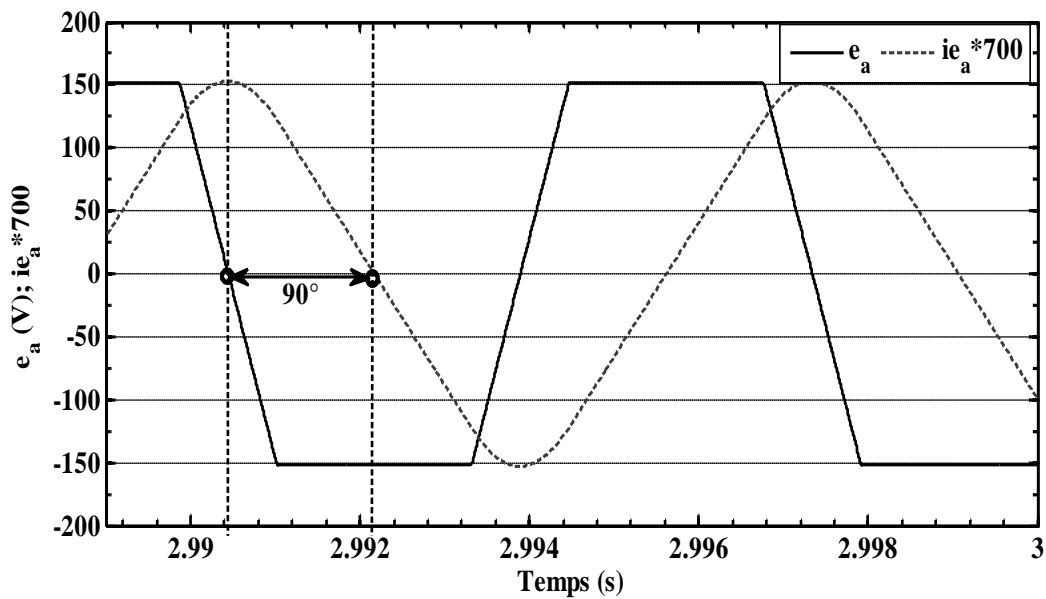


Figure III.2 : Le décalage de 90° électriques entre la f.c.e.m e_a et son intégrale.

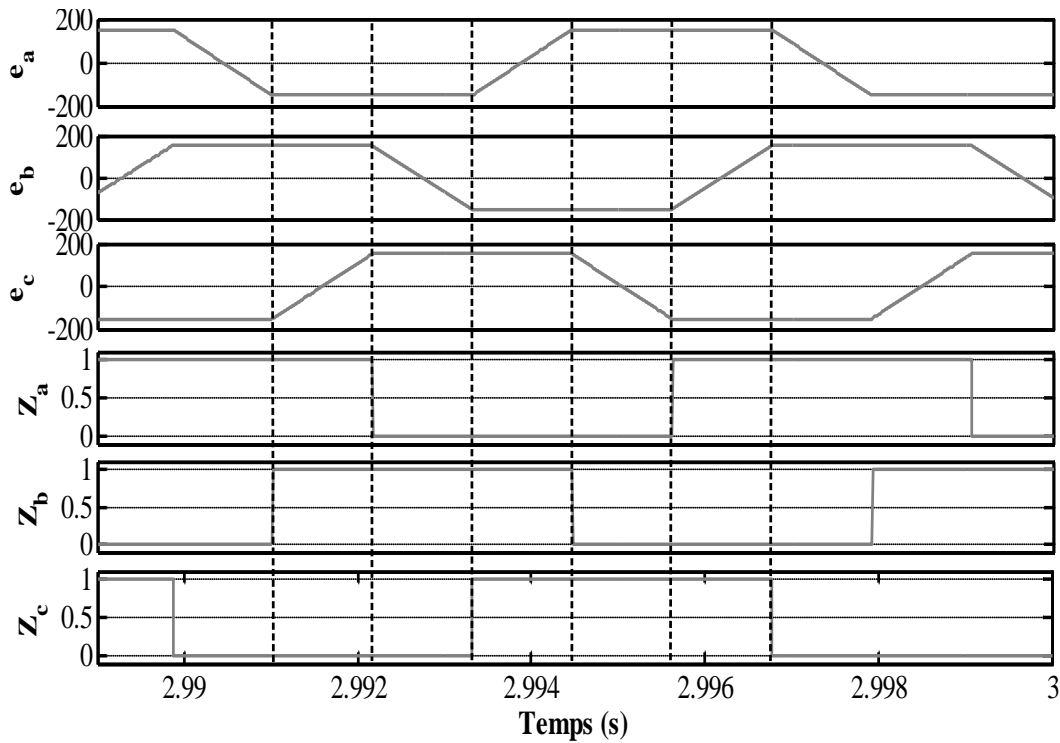


Figure III.3 : Détection des points de passages par zéro de l'intégrale des f.c.e.m.

2.2. Logique de détermination des signaux de commande

En exploitant les trois signaux obtenus par la détection de passage par zéro des intégrales des f.c.e.m simples, on peut développer une logique comme l'illustre la figure (III.4), respectant les fonctions données ci-dessous, qui nous permet de déterminer les six signaux de commande de l'onduleur.

$$\begin{aligned}
 Q1 &= Z_c \cdot \overline{Z_b} & Q2 &= Z_b \cdot \overline{Z_c} \\
 Q3 &= Z_a \cdot \overline{Z_c} & Q4 &= Z_c \cdot \overline{Z_a} \\
 Q5 &= Z_b \cdot \overline{Z_a} & Q6 &= Z_a \cdot \overline{Z_b}
 \end{aligned}
 \tag{0.1}$$

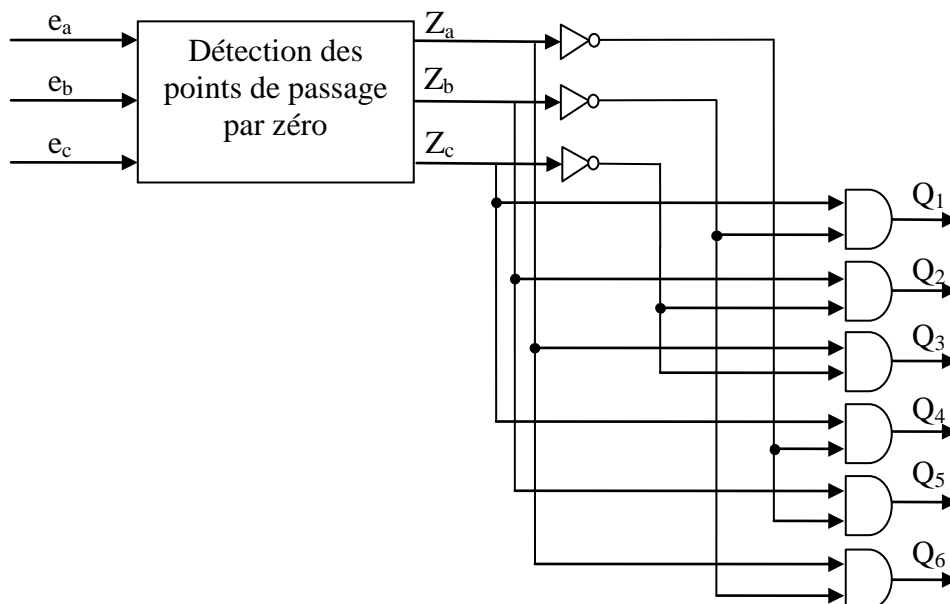


Figure III.4 : Logique de commande

2.3. Estimation des f.c.e.m simples à partir des tensions simples

Les f.c.e.m d'un moteur BLDC sont des grandeurs inaccessibles. Afin de pouvoir adopter la méthode basée sur ces dernières dans un cas pratique, nous devons donc estimer ces f.c.e.m à partir d'autres grandeurs accessibles. La grandeur directement mesurable la plus indiquée pour estimer la f.c.e.m simple est a priori la tension simple.

L'inconvénient que présente le signal de la tension simple est qu'en détectant ses points de passage par zéro, nous sommes confrontés à la présence de faux points de passage par zéro dont nous n'avons pas besoin. Ces faux points sont causés par la présence des durées de commutation des interrupteurs de l'onduleur, tel que le montre la figure (III.5) suivante :

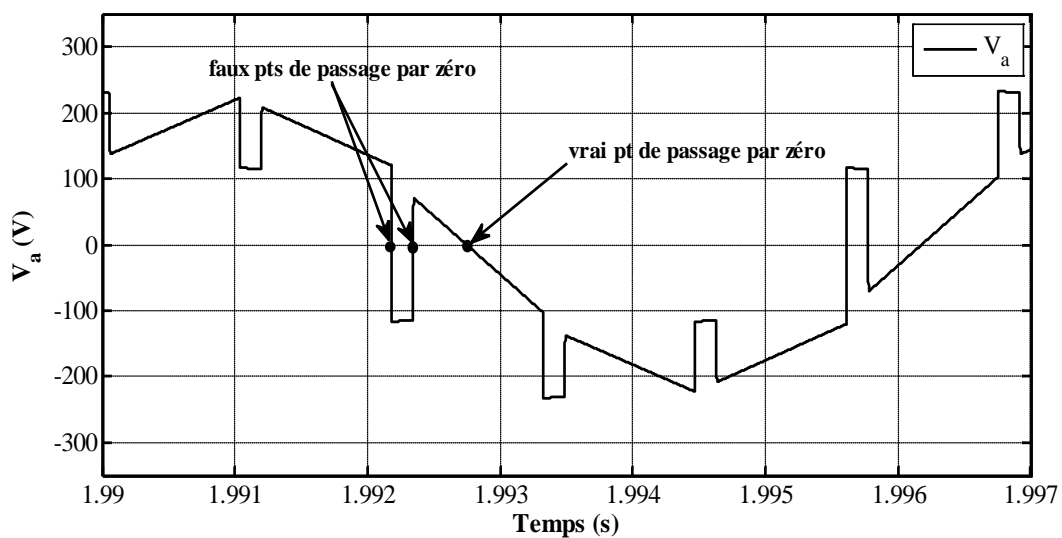


Figure III.5 : Signal de la tension simple avec la présence de vrai et faux points de passage par zéro.

Afin d'éliminer ces faux points de passage par zéro, nous utilisons un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est calculée en fonction du temps de commutation et nous obtenons le signal de la tension filtrée donnée par la figure (III.6).

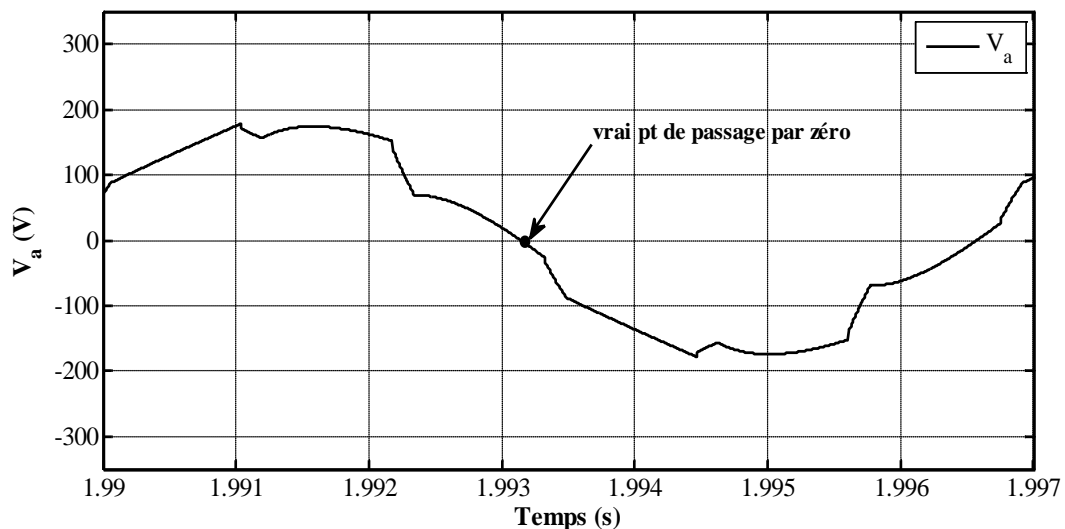


Figure III.6 : Signal de la tension simple filtrée.

2.4. Simulation de l'ensemble moteur BLDC-convertisseur

La simulation se fera sous l'environnement Matlab-Simulink et SimPowerSystems, cela dans le but de déterminer les caractéristiques et les performances du système BLDC-convertisseur sans capteur de position, en utilisant la méthode basée sur l'estimation des f.c.e.m simples. La simulation a été effectuée avec les paramètres du moteur de 7 kW (annexe (1)) présent au laboratoire, sous les conditions suivantes:

- Le couple de charge de 21.68 (N.m) est appliqué en échelon à $t=1s$
- La tension d'alimentation de l'onduleur est de 350 (V).
- La constante des f.c.e.m est de 0.5 (V.s/rd).

Le modèle de simulation utilisé est illustré par la figure (III.7).

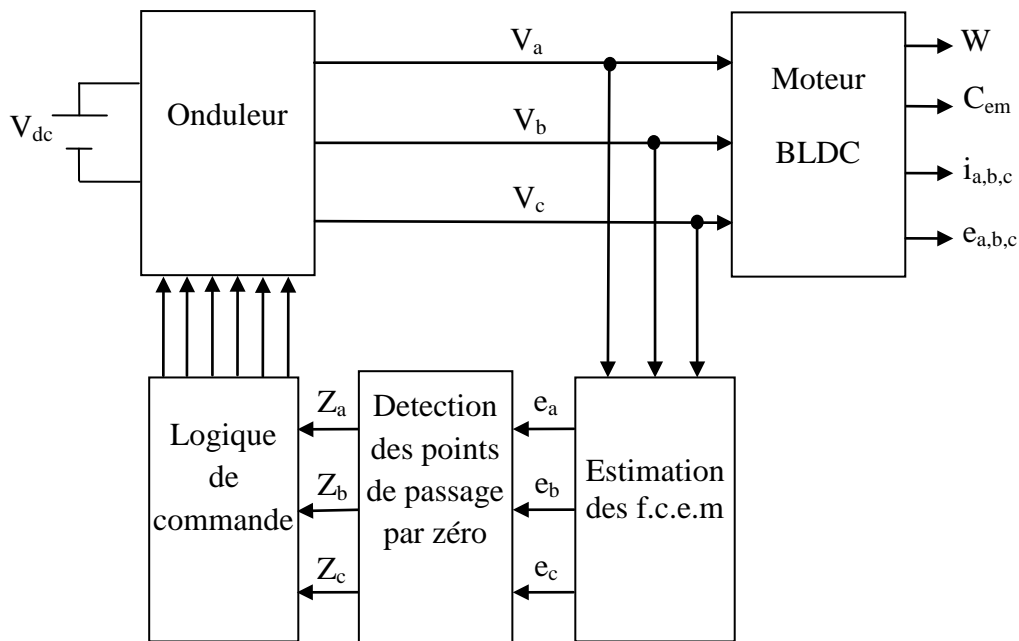


Figure III.7 : Modèle de simulation en utilisant les signaux des tensions simples

2.5. Résultats obtenus après simulation :

Notons que lors de la simulation, le démarrage du système se fait avec la présence du capteur de position et on bascule avec un Switch à l'instant $t=1.3s$ pour passer au modèle sans capteur (sensorless).

Après avoir simulé le modèle ci-dessus, nous avons obtenus les résultats donnés par les figures suivantes :

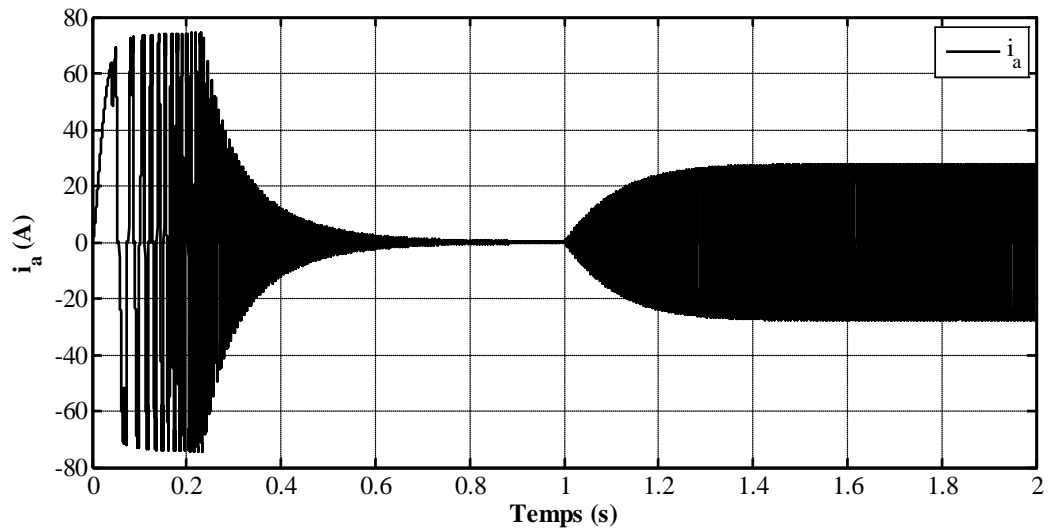


Figure III.8 : Allure du courant de la phase (a).

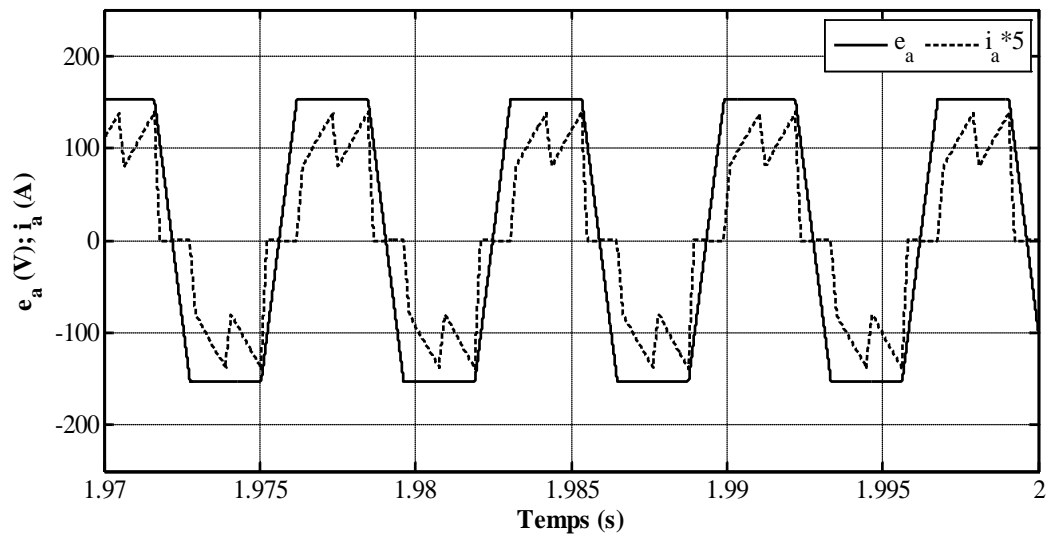


Figure III.9 : Zoom de l'allure de la f.c.e.m de la phase (a) celle du courant de la même phase en régime permanent.

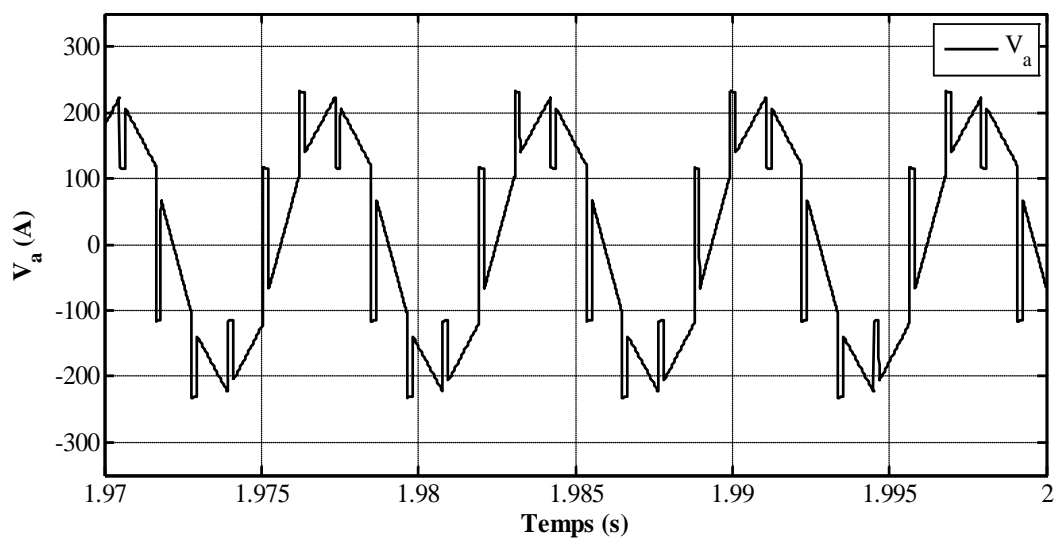


Figure III.10 : Zoom de l'allure de la tension de la phase (a) en régime permanent.

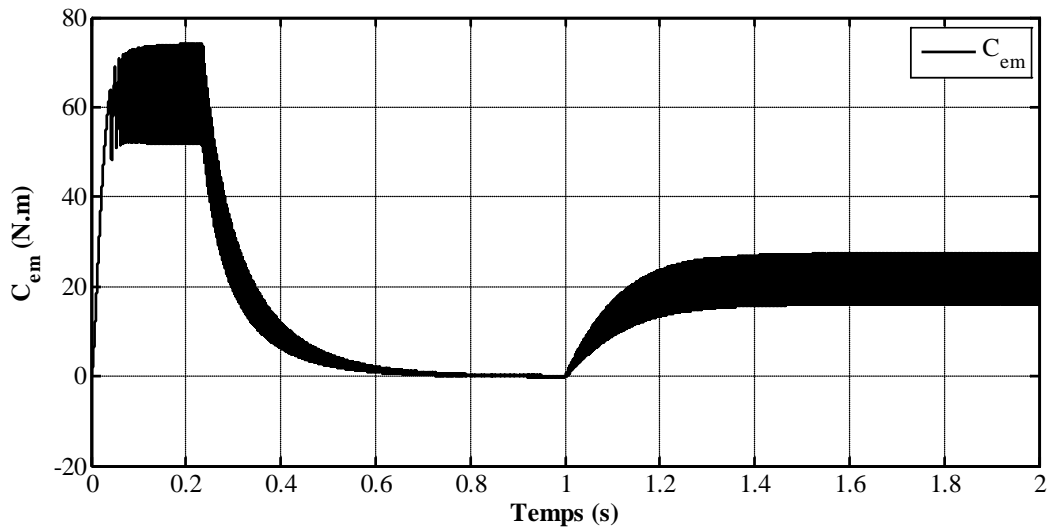


Figure III.11 : Allure du couple électromagnétique développé par le moteur.

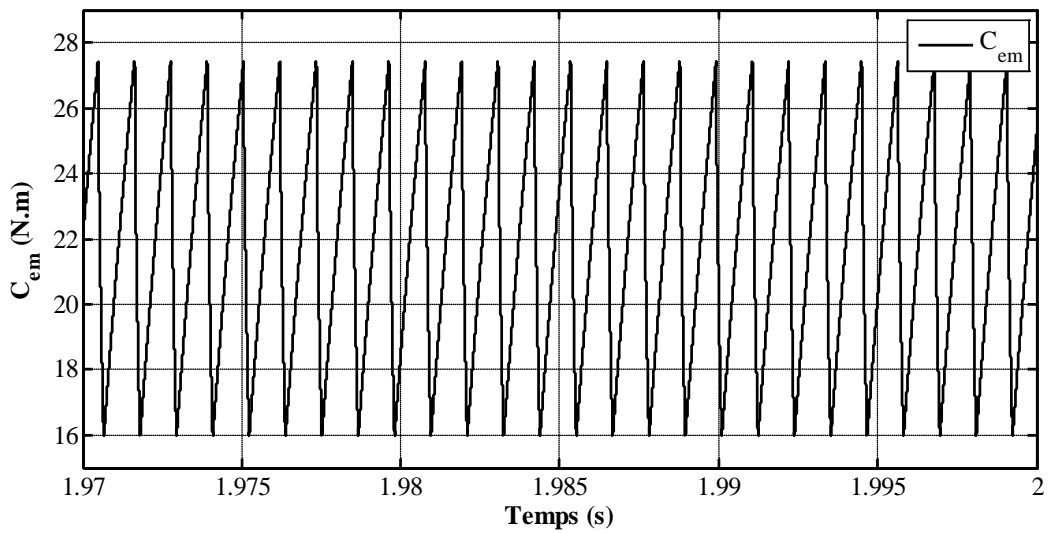


Figure III.12 : Zoom de l'allure du couple électromagnétique développé par le moteur en régime permanent.

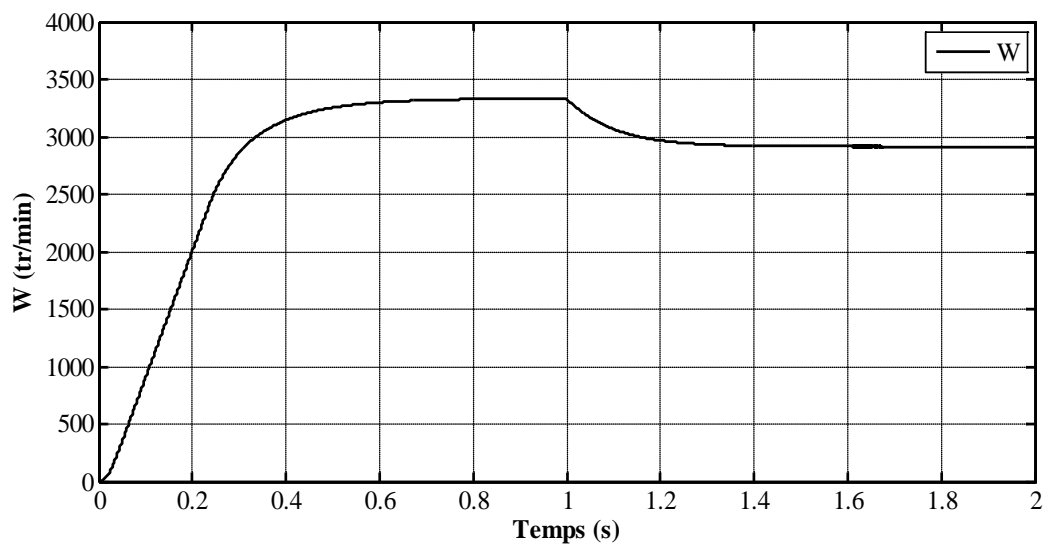


Figure III.13: Allure de la vitesse de rotation du moteur.

2.6. Interprétation des résultats

En analysant les résultats obtenus dans les figures (III.8, III.10, III.11, III.12, III.13), on constate qu'ils sont presque identiques à ceux obtenus dans le chapitre précédent pour les mêmes paramètres. D'une manière précise, après le Switch ($t=1.3s$) la figure (III.9) montre que le synchronisme entre le courant et la f.c.e.m d'une même phase reste bien vérifié. Cela confirme la fiabilité de la méthode utilisée pour l'estimation de la position du rotor.

3. La méthode basée sur les f.c.e.m composées

Les f.c.e.m composées d'un moteur BLDC sont des sources à partir desquelles on peut estimer la position du rotor et obtenir les signaux de commande.

3.1. Principe de la méthode basée sur les f.c.e.m composées

Contrairement à la méthode précédente, la méthode basée sur les f.c.e.m composées ne présente aucun déphasage entre leurs points de passage par zéro et les instants de commutation des transistors [11]. La figure (III.14) illustre la coïncidence entre l'instant de commutation de l'interrupteur Q_1 et le point de passage à zéro de la f.c.e.m composée e_{ca} .

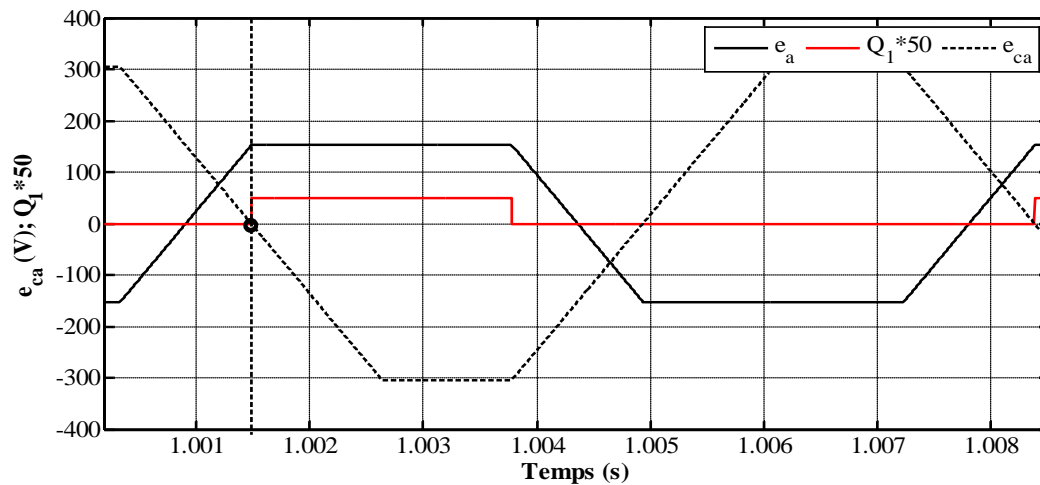


Figure III.14 : Coïncidence des points de passage par zéro de la f.c.e.m composée e_{ca} et des instants de commutation de Q_1 .

3.2. Logique de détermination des signaux de commande

Pour déterminer les signaux de commande des transistors, on utilise une simple logique comme le montre la figure (III.15).

Les six signaux de commande sont obtenus selon les fonctions logiques suivantes :

$$\begin{aligned}
 Q1 &= Z_a \cdot \overline{Z_c} & Q2 &= Z_c \cdot \overline{Z_a} \\
 Q3 &= Z_b \cdot \overline{Z_a} & Q4 &= Z_a \cdot \overline{Z_b} \\
 Q5 &= Z_c \cdot \overline{Z_b} & Q6 &= Z_b \cdot \overline{Z_c}
 \end{aligned} \tag{0.2}$$

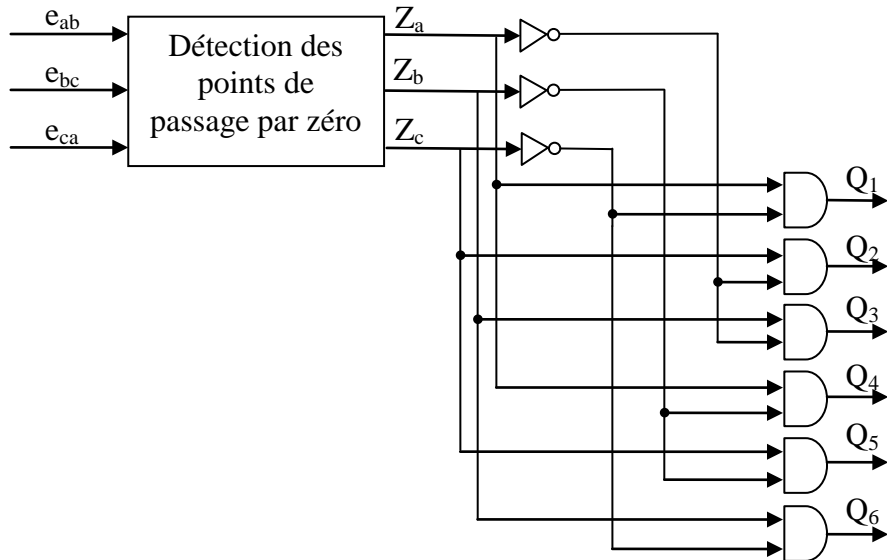


Figure III.15 : Logique de commande.

3.3. Simulation de l'ensemble moteur BLDC-convertisseur

La simulation du modèle utilisant la méthode basée sur les f.c.e.m composées pour l'estimation de la position du rotor est effectuée avec les mêmes paramètres et mêmes conditions de simulation que ceux utilisés avec la méthode précédente.

Le schéma synoptique du modèle de simulation élaboré avec cette méthode est celui de la figure (III.16).

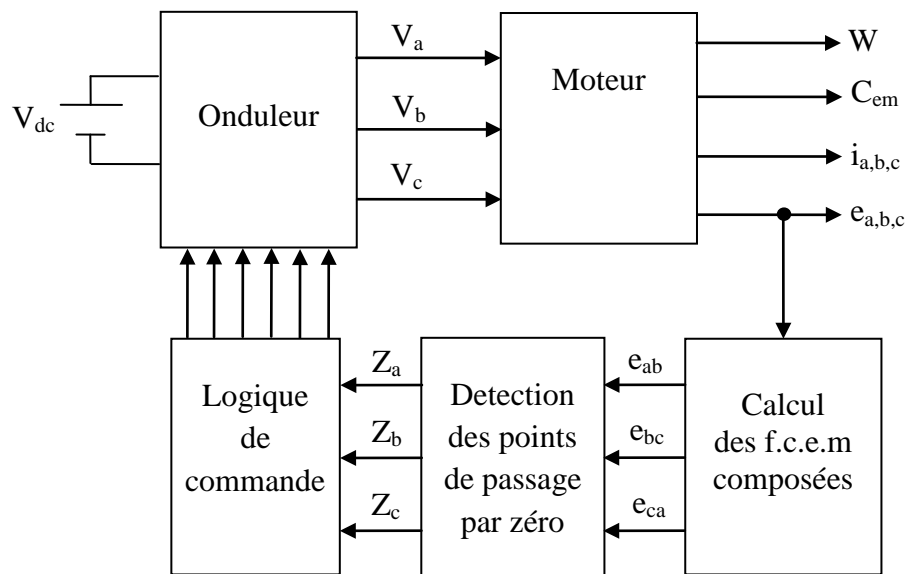


Figure III.16 : Modèle de simulation en utilisant la méthode basée sur les f.c.e.m composées.

3.4. Résultats obtenus après simulation

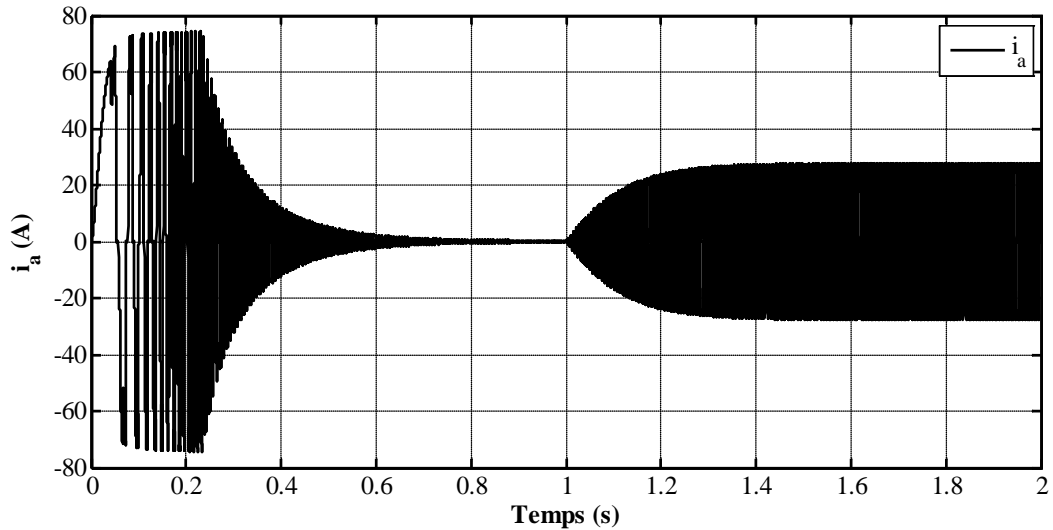


Figure III.17 : Zoom de l'allure du courant de la phase (a) en régime permanent.

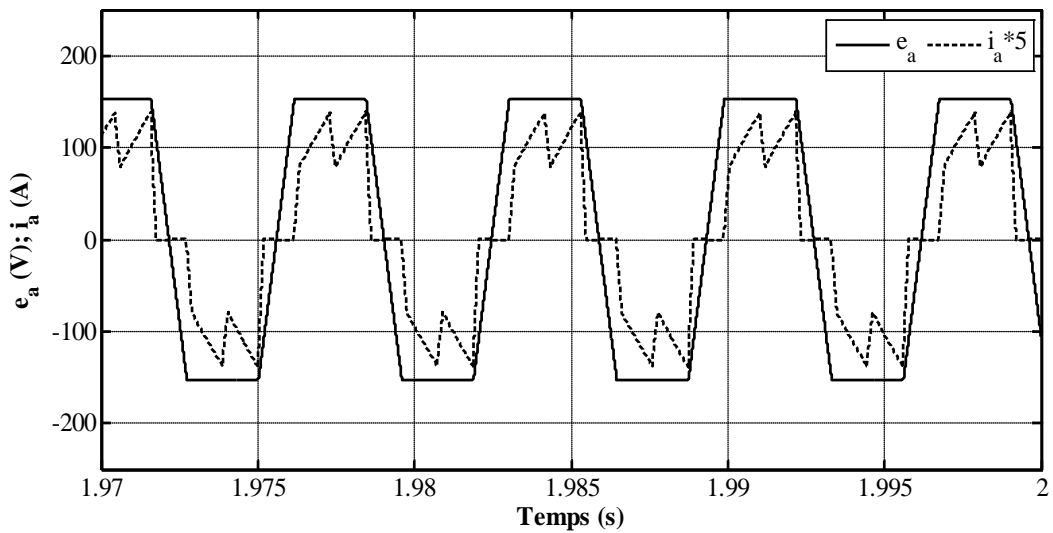


Figure III.18 : Zoom de l'allure de la f.c.e.m de la phase (a) en régime permanent.

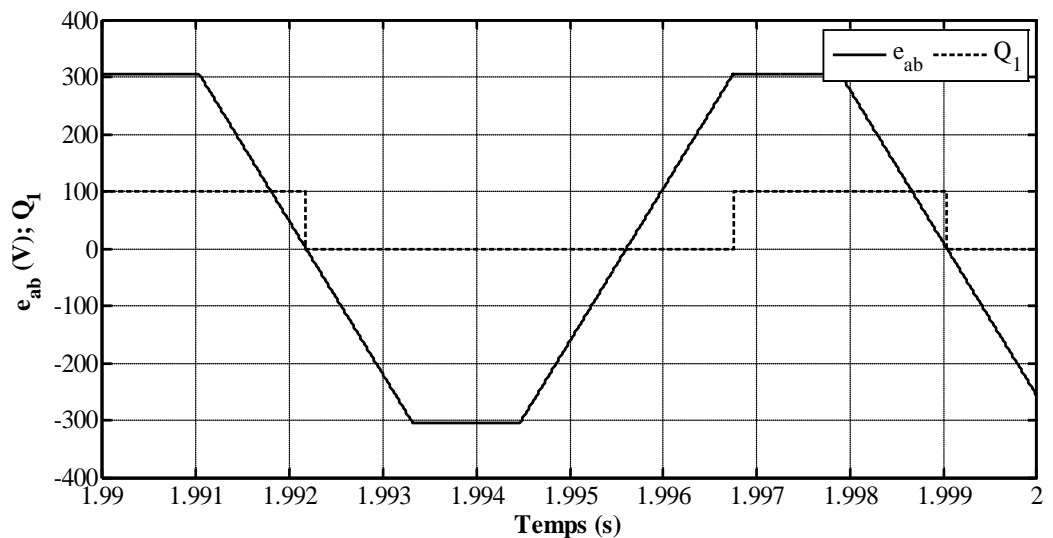


Figure III.19 : Zoom de l'allure de la f.c.e.m composée entre la phase (a) et la phase (b) en régime permanent et le signal de commande du transistor Q_1 .

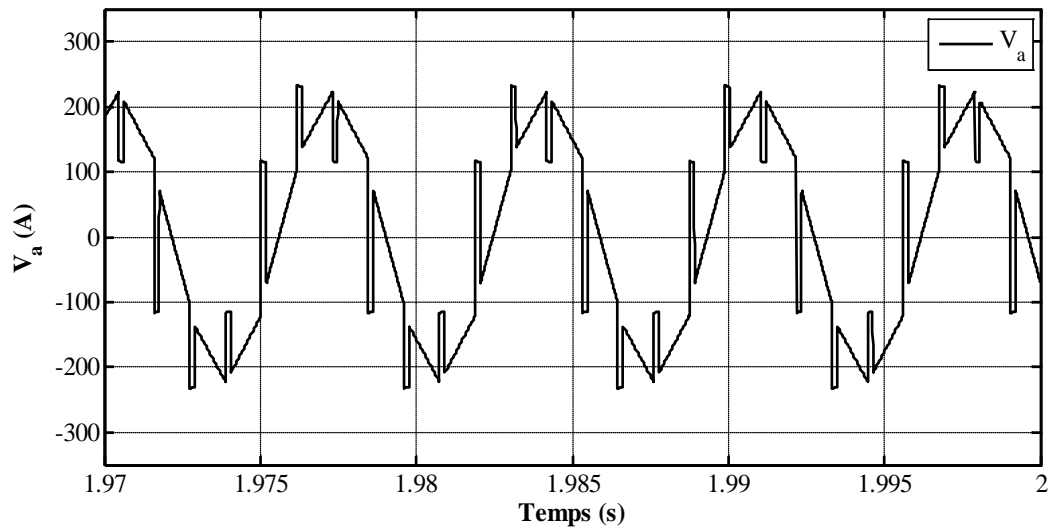


Figure III.20 : Zoom de l'allure de la tension de la phase (a) en régime permanent.

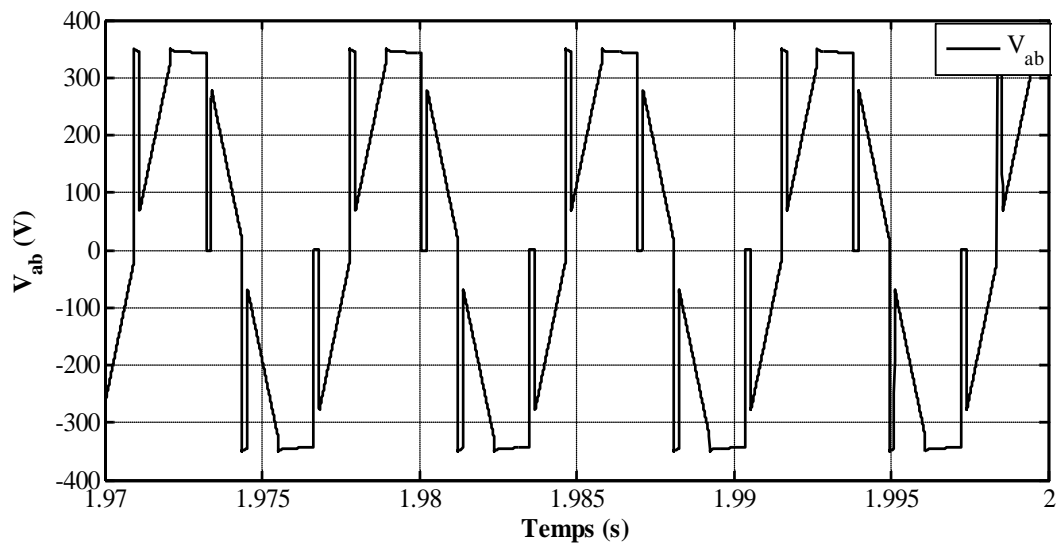


Figure III.21 : Zoom de l'allure de la tension composée entre la phase (a) et la phase (b) en régime permanent.

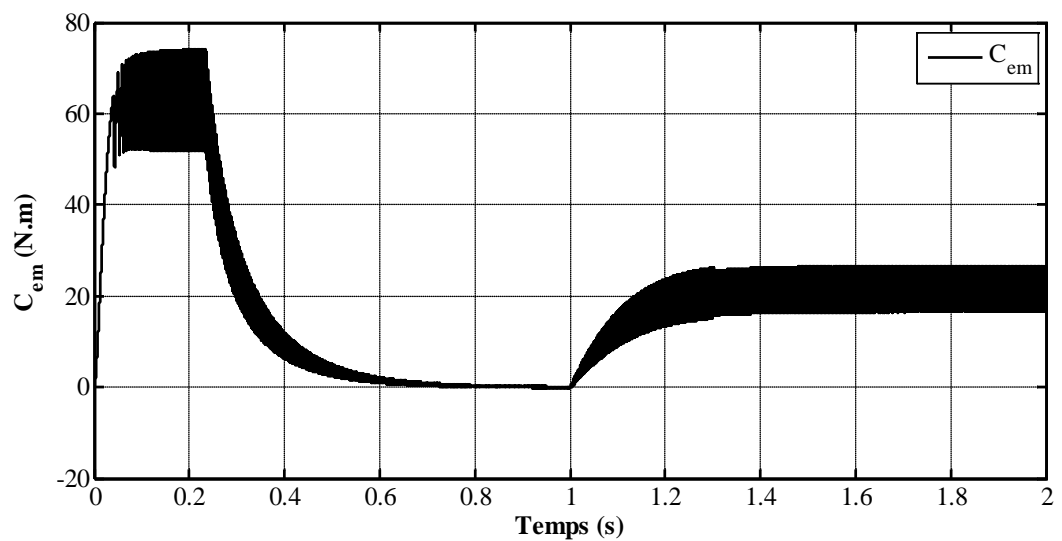


Figure III.22 : Allure du couple électromagnétique développé par le moteur.

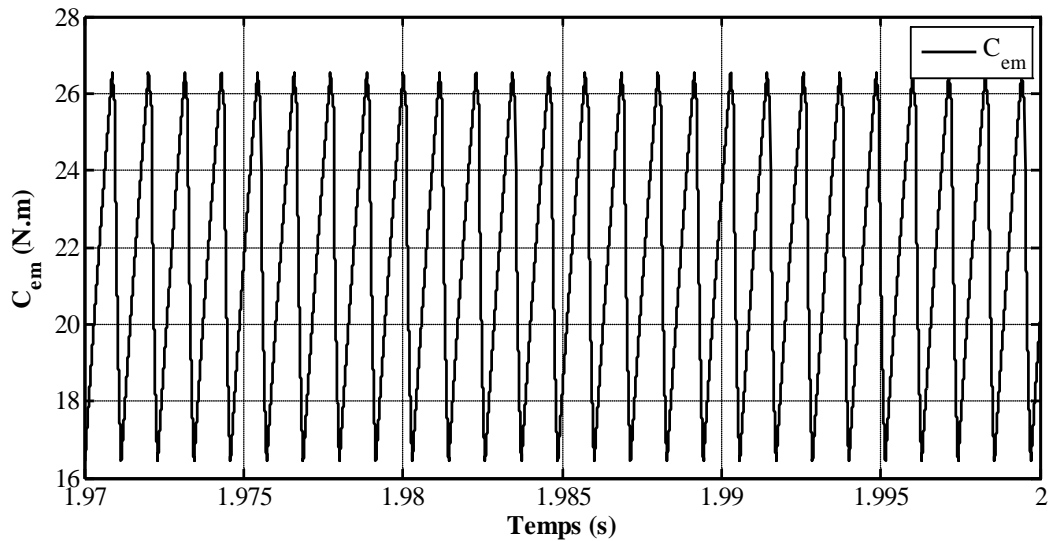


Figure III.23 : Zoom de l'allure du couple électromagnétique développé par le moteur en régime permanent.

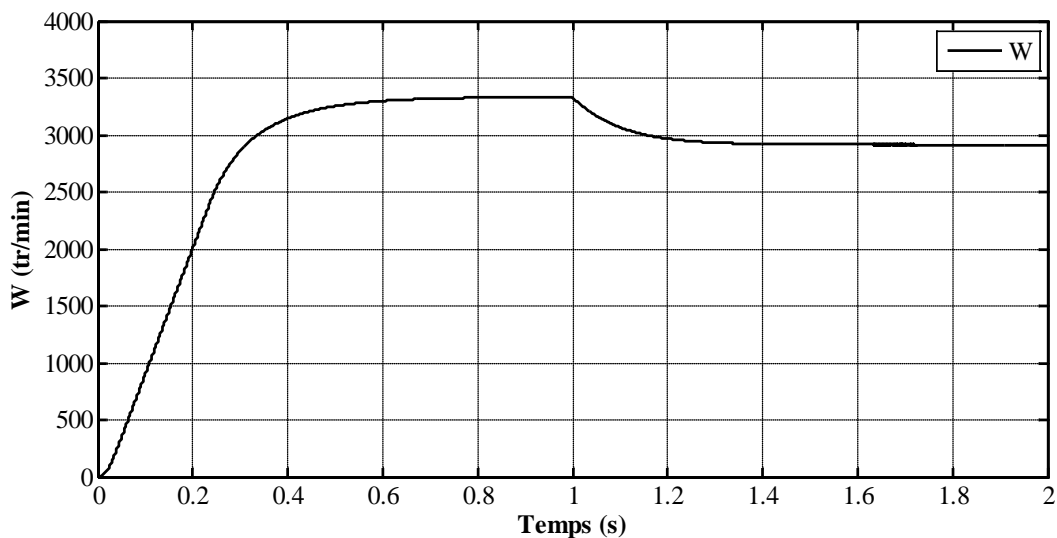


Figure III.24 : Allure de la vitesse de rotation du moteur.

3.5. Interprétations des résultats obtenus

Après analyse des résultats donnés par les figures (III.17, III.20, III.22, III.23, III.24), nous constatons qu'ils sont presque similaires avec ceux obtenus dans le chapitre précédent. Après avoir basculé ($t=1.3s$) au fonctionnement Sensorless, la figure (III.18) montre que le courant de la phase (a) est bien synchronisé avec la f.c.e.m de la même phase. Cela prouve la fiabilité de cette méthode pour l'estimation de la position du rotor.

La figure (III.19) représente la superposition de l'allure la f.c.e.m composée e_{ab} et du signal de commande du transistor Q_1 et on constate que les passages par zéro de la f.c.e.m coïncident bien avec les instants de commutation du transistor Q_1 .

La figure (III.21) montre l'allure de la tension composée V_{ab} en régime permanent. Celle-ci a une forme proche de celle de la f.c.e.m composée avec les

mêmes points de passage par zéro mais présente aussi de faux points de passages par zéro dus aux commutations des interrupteurs de l'onduleur.

De la même manière que dans la méthode précédente, les f.c.e.m composées peuvent être estimées par les tensions composées (grandeur mesurable) pour qu'on puisse envisager expérimentalement cette méthode.

4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons réalisés l'autopilotage d'un moteur BLDC sans capteur de position associé à un onduleur de tension en adoptant un modèle de simulation avec deux méthodes différentes à savoir la méthode basée sur les f.c.e.m composées et la méthode basée sur l'intégration des f.c.e.m.

En comparant les résultats de simulation des deux méthodes sans capteur de position avec ceux obtenus dans le chapitre précédent avec capteur de position, nous avons constatés que les résultats sont similaires et satisfaisants, cela confirme la fiabilité des méthodes que nous avons utilisées pour l'estimation de la position du rotor du moteur BLDC.

Conclusion générale

Conclusion

Les travaux réalisés dans ce mémoire portent sur la commande en boucle ouverte d'un moteur synchrone à aimants permanents à f.c.e.m trapézoïdale sans capteur de position associé à un onduleur de tension, en utilisant deux méthodes d'estimation de la position du rotor du moteur en question.

Nous avons abordé ce travail avec un aperçu historique sur les moteurs BLDC. Ensuite, nous sommes passés à la présentation des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents en évoquant leurs différentes structures (axiales ou radiales), leurs différents modes d'alimentation (sinusoïdale ou en créneaux), leurs domaines d'application ainsi que quelques-uns de leurs avantages et inconvénients, et ce, dans le but de se familiariser avec ces moteurs.

Dans la deuxième partie de ce travail, nous avons élaboré un modèle intégrant l'ensemble du système moteur BLDC-convertisseur piloté par un capteur de position. Ce modèle tient compte de la réalité du système, il comporte un convertisseur physique (topologique) qui tient compte des imperfections des interrupteurs, un modèle réel du codeur de position à trois pistes. Le couplage entre le modèle de la machine et le convertisseur physique a été nécessaire. Les résultats de simulation, comparés à ceux obtenus dans la référence [1], ont montrés que le modèle que nous avons élaboré représente d'une manière satisfaisante la réalité du moteur ainsi que celle de son convertisseur.

La dernière partie de ce travail est consacrée à l'élaboration d'un modèle de l'ensemble moteur BLDC-convertisseur sans capteur de position. Plusieurs méthodes ont été conçues pour le fonctionnement Sensorless du moteur BLDC, néanmoins dans notre travail nous nous sommes limités à l'utilisation de deux méthodes à savoir la méthode basée sur l'estimation des f.c.e.m simples et la méthode basée sur les f.c.e.m composés.

Afin d'adopter un cas réel utilisant des grandeurs mesurables, nous avons exploité les tensions simples du moteur pour estimer les f.c.e.m. Ceci a été réalisé à l'aide de la méthode basée sur l'estimation des f.c.e.m. Les résultats obtenus après simulation, comparés avec satisfaction à ceux obtenus en utilisant le capteur de position, ont montrés que cette méthode d'estimation de la position du rotor est fiable. Par contre, en utilisant la méthode basée sur les f.c.e.m composées, nous n'avons pu réaliser que la partie théorique, qui a donné des résultats satisfaisant par rapport à ceux obtenus en utilisant le capteur de position. Pour le passage à un cas réel à base de cette méthode, nous n'avons pas pu trouver le filtre adéquat pour éliminer les faux points de passage par zéro de la tension composée.

Cependant, au vu de notre travail, nous proposons le passage à des cas réels en utilisant plusieurs méthodes d'estimation de la position du rotor, ainsi que l'élaboration de la

procédure de démarrage du moteur BLDC et une réalisation expérimentale de la commande sans capteur de position d'un moteur BLDC serait souhaitable.

Références Bibliographiques

Bibliographie

- [1] S.Belhadi, R.Bandou, « Implémentation sur carte dSPACE « DS1102 » de la variation de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents : Application au cycle d'un lave-linge », Mémoire de Mastère, UMMTO, 2013.
- [2] B.Boukais « Contribution à la commande des systèmes couples, machines, convertisseur : Application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM) », Thèse de Doctorat, UMMTO, 2012.
- [3] Kenichi Iizuka, Hideo Uzuhashi, Minoru Kano, Tsunehiro Endo, Katsuo Mohri, « Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor », IEEE transaction on industry applications, Vol IA-21, No 4, MAY/JUNE 1985.
- [4] Jianwen Shao, « Direct Back EMF Detection Method for Sensorless Brushless DC (BLDC) », Blacksburg Virginia, USA 2003.
- [5] Savvas Tsotoulidis, Athanasios Safacas, « A Sensorless Commutation Technique of a Brushless DC Motor Drive System Using Two Terminal Voltage in Respect to a Virtual Neutral Potential », Conférence IEEE, année 2012.
- [6] P. Damodharan and Krishna Vasudevan, « Sensorless Brushless DC Motor Drive Based on the Zero-Crossing Detection of Back Electromotive Force (EMF) From the Line Voltage Difference », IEEE transactions on energy conversion, vol. 25, no. 3, september 2010.
- [7] R.M. Pindoriyal, A.K. Mishra², B.S. Rajpurohie and R. Kumar⁴, « Analysis of Position and Speed Control of Sensorless BLDC Motor using Zero Crossing Back-EMF Technique », 1st IEEE International Conference on Power Electronics. Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES-2016).
- [8] Paul P. Acarnley and John F. Watson, « Review of Position-Sensorless Operation of Brushless Permanent-Magnet Machines », IEEE transactions on industrial electronics, vol. 53, no. 2, april 2006.
- [9] Chetan K. Lad, R. Chudamani, « Sensorless Brushless DC Motor Drive based on Commutation instants derived from the Line Voltages and Line Voltage Differences », Conférence IEEE INDICON, India 2013.
- [10] Ali Emadi, « Energy-Efficient Electric Motors », CRC Press, Taylor and Francis Group, 3^{ème} édition, année 2005.
- [11] Chang-liang Xia, « Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls », First Edition, Science Press, John Wiley and Sons, Singapore 2012.

- [12] Ounnadi Mohammed, « Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'un machine à aimants permanents », Mémoire de Magistère, UMMTO, 2011.
- [13] A.Oubellil, B.Zadoud, « Modélisation physique d'un moteur synchrone à aimants permanents à f.e.m trapézoïdale », Mémoire de Mastère, UMMTO, 2009.

Annexe

PARAMETRES DES MACHINES ÉTUDIÉES

Pour la machine donnée par la référence [13]

Nombre de paires de pôles: $P=2$

Résistance par phase : $R=1.25\Omega$

Inductance cyclique : $L_m=0.0065H$

Coefficient des frottements visqueux: $f=7,64*10^{-6}$ N.m.s/rd.

Moment d'inertie propre de la machine: $J=128*10^{-6}$ Kg.m²

Pour la machine présente au laboratoire(CAE)

Nombre de paires de pôles: $P=3$

Résistance par phase : $R=0.125 \Omega$

Inductance cyclique : $L_m=0.0014 H$

Coefficient des frottements visqueux: $f=1*10^{-4}$ N.m.s/rd.

Moment d'inertie propre de la machine: $J=528*10^{-4}$ Kg.m²