

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'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : MACHINES ELECTRIQUES

Présenté par
Fatma Zohra HACID

Thème

Commande en vitesse d'une B.D.C.M

Mémoire soutenu publiquement le 28 Septembre 2016 devant le jury composé de :

M Hamid SEDDIKI
MCA, UMMTO, Président

M Boussad BOUKAIS
MCB, UMMTO, Rapporteur

M Tahar OTMANE CHERIF
MCA, UMMTO, Examineur

M Ali BECHOUCHE
MCA, UMMTO, Examineur

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier vivement mon promoteur M. BOUKAIS pour m'avoir confié ce sujet et m'avoir soutenu tout au long de mon travail ainsi que son assistance et ses précieux conseils.

Je tiens à remercier également tous les enseignants de département E.T.H qui ont contribué à ma formation. Ainsi tous les membres de jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger mon travail.

Que tous ce qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail soient remercié.

DIDICACES

A la mémoire de ma mère et à la mémoire de mon frère,

A mon père,

A mes trois frères et mes deux sœurs,

A mon cher neveu Mouhamed,

A toute ma famille, oncles et cousins,

A tous mes amis,

*A tous les enseignants qui ont contribués durant tous mon parcours de mes
études jusqu'au ce jours,*

...Je dédie ce modeste travail.

Fatma Zohra

SOMMAIRE

Introduction Générale	1
Chapitre I : Généralités sur la machine synchrone	
Introduction	3
I.1-Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents	3
I.1.1-Description Générale des Machines Synchrones à Aimants Permanents.....	3
I.1.2-Structure sans Pièces Polaires.....	4
I.1.3- Structures avec Pièces Polaires.....	5
I.1.4- Principe de L'autopilotage des Machines Synchrones.....	5
I.2-Alimentation des moteurs synchrones à aimants permanents.....	6
I.3- Fonctionnement du moteur brushless simple.....	7
I.4-Moteur brushless en régime établi.....	8
I.5-Démarrage d'un moteur brushless.....	8
I.6- Moteurs brushless à Capteurs à effet hall.....	9
I.7-Les différents types de moteurs brushless.....	10
I. 7.1. Moteur à rotor intérieur.....	10
I. 7.2. Moteur à rotor extérieur.....	10
I.7.3.Moteurs brushless disques (à entrefer axial).....	11
I.8-Régulation de vitesse d'un moteur brushless.....	11
I.9-Intérêts des moteurs sans balais (brushless).....	12
I.9.a.Avantage des moteurs sans balais (brushless).....	12
I.9.b.Inconvénient des moteurs sans balais (brushless).....	12
Conclusion	12

Chapitre II : Modélisation du système d'étude et résultats de simulation

Introduction.....	13
II.1. Modélisation du système machine-convertisseur.....	13
II.1.1. Modélisation du moteur synchrone à aimant permanent(BDCM)	13
II.1.2 Modèle du capteur de position.....	21
II.1.3. Modèle de l'onduleur	22
II.2. La logique de commande de l'onduleur.....	23
II.3.Intégration du modèle de l'ensemble BDCM-Convertisseur piloté par un capteur de position.....	24
II.4. Simulation du système BDCM- Convertisseur.....	25
II.4.1 Essai de simulation sous conditions nominales	26
II.4.2 Réalisation d'un profil de vitesse d'un lave-linge	27
Conclusion.....	30

Chapitre III : Commande de la machine synchrone

Introduction.....	31
III.1-Interrupteur de puissance.....	31
III.2-Décodage des signaux à effet Hall.....	32
III.3-Régulateur de courant.....	33
III.3.1-Simulation du système avec régulateur de courant.....	34
III.4.Régulateurdevitesse.....	37
III.4.1-Calcul de gains du régulateur de vitesse.....	37
III.4.1.a-Linéarisation du modèle.....	37
III.4.1.b-Calcul des gains.....	39
III.4.2.1Simulation du système avec régulateur de vitesse.....	42
Conclusion.....	46

Conclusion générale	47
----------------------------------	-----------

Introduction générale

Introduction générale

Jusqu'à un passé récent, la machine à courant continu (M.C.C) a été majoritairement utilisée dans les entraînements à vitesse variable. Ceci tient au fait que son fonctionnement est relativement simple, mais surtout à cause de ses performances statiques et dynamiques exceptionnelles.

Cependant, la fragilité du système balais-collecteur a toujours été l'inconvénient de la M.C.C, ce qui limite sa puissance et sa vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour ces inconvénients qu'on a eu recours à l'utilisation des moteurs à courants alternatifs tels que les moteurs asynchrones et les moteurs synchrones à aimants permanents.

L'apparition des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) dans le monde des actionneurs électriques a joué un rôle crucial dans l'évolution des systèmes électriques en leur ouvrant de nouvelles opportunités grâce à leurs fonctionnements dans une ambiance déflagrante. En plus, des recherches approfondies ont permis de mettre au point des matériaux nouveaux, comme par exemple des aimants à base de terre rare. Ces derniers permettent d'obtenir des machines à aimants qui présentent, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre autres, une inertie faible et un couple massique élevé. Elles sont actuellement les mieux classées pour répondre aux exigences des applications, telles que les machines-outils, la robotique, la technologie de l'espace (actionneurs d'aviation, de satellites...) et d'une manière générale dans les systèmes à entraînement direct (Direct Drive).

D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur synchrone nécessite l'utilisation de courants alternatifs à fréquence variable. Cependant, avec le progrès de l'électronique de puissance lié à l'apparition de composants interrupteurs rapides ainsi que le développement des techniques de commande et des calculateurs numériques, il est possible, à présent, de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée.

L'objectif de ce travail est d'étudier les performances de la machine synchrone à aimants permanents à f.c.e.m trapézoïdale, et la commandée en vitesse. Cette dernière est alimentée par un onduleur de tension et pilotée par un codeur de position.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à des généralités sur la machine synchrone en générale et la machine synchrone à aimants permanents à f.c.e.m trapézoïdale en particulier.

Introduction générale

Le deuxième chapitre concerne la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents à f.c.e.m trapézoïdale. Le modèle développé a été implémenté sur Matlab Simulink et SimPowerSystems.

Le troisième chapitre est consacré à la commande de la machine en courant, en vitesse en utilisant un régulateur de vitesse de type (PI) et la simulation des systèmes sur Matlab Simulink et SimPowerSystems.

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

Chapitre I

Généralités sur la machine synchrone

Introduction

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement des machines à aimants permanents et plus précisément celle à FEM trapézoïdale appelé Brushless (BDCM). Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines-outils). Cependant, le collecteur mécanique reste leur principal défaut que l'on tolère mal dans certaines applications. C'est pour cette raison que l'industrie s'est orientée vers l'utilisation des machines à courant alternatif afin de profiter de leurs avantages tels que, la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement. Parmi les machines à courant alternatif utilisés dans les entraînements, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) qui présente un certain nombre d'avantages, à savoir les pertes au rotor nulle, une grande capacité de surcharge et surtout à cause de son couple massique élevé comparé aux machines asynchrone et synchrone à rotor bobiné.

Cet avantage lui donne la supériorité aux autres types de machines. Elle est souvent appelée machine à courant continu sans balais car lorsqu'elle est autopilotée, ses caractéristiques coïncident avec celles d'un moteur à courant continu à excitation shunt. Par ailleurs, les travaux effectués sur celle-ci ont montré la similitude de ses caractéristiques avec celles du moteur à courant continu et que les lois de commande s'appliquent facilement sur cette machine. Cependant, l'autopilotage nécessite l'utilisation d'un onduleur et un capteur de position.

I.1 Généralités sur la Machine à Aimants Permanents

I.1.1 Description Générale des Machines Synchrones à Aimants Permanents

La machine synchrone à aimants permanents se compose d'un stator triphasé et un rotor monté avec des aimants permanents qui fournissent le flux de champ. Cette machine n'a pas besoin que son rotor soit excité. L'absence du bobinage d'excitation réduit le coût et élimine les pertes de puissance liées à cet enroulement. Le moteur synchrone à aimant permanent est réduit d'espace occupé par rapport au cas d'un bobinage d'excitation pour une taille donnée. Il est aussi caractérisé par un faible moment d'inertie, une puissance massive élevée et un fonctionnement souple en vitesse variable et une commande simplifiée. Le rotor d'un moteur synchrone à aimant permanent a une conception spéciale pour donner les caractéristiques exigées. Il existe deux structures de la MSAP selon la disposition des aimants avec les matériaux magnétiques : l'une avec pièce polaires et l'autre sans pièces polaires. Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configurations sont envisageables.

Ces différentes possibilités dépendent du sens de l'aimantation, des formes géométriques des aimants et de leur disposition au niveau du rotor. La différence entre les deux structures réside dans le fait que les inductances synchrones ont des valeurs sensiblement moins élevées et les ondulations du couple sont moins importantes pour des machines sans pièces polaires que celle avec pièces polaires.

I.1.2-Structure sans Pièces Polaires

Les aimants, en forme de tuile ou en barreaux élémentaires juxtaposés, sont directement fixés sur la surface du rotor grâce à des frettes (Fig. I-1). Le sens d'aimantation peut être radial (Figure I-1.a), tangentiel (Figure I-1.b) ou mixte (Figure I-1.c), les structures à pôles lisses sont caractérisées par un entrefer magnétique assez large accentué par l'épaisseur des aimants et par celle de la frette de maintien. De ce fait, l'inductance statorique est plus faible que celle d'une machine classique à rotor bobiné à pôles lisses. Il est alors difficile d'obtenir un couple massique important.

Ainsi, la réaction d'induit est plus réduite, ce qui favorise une commande plus simple. De plus, pour une amélioration des performances des machines à aimants, l'utilisation des terres rares est plus recommandée pour cette structure.

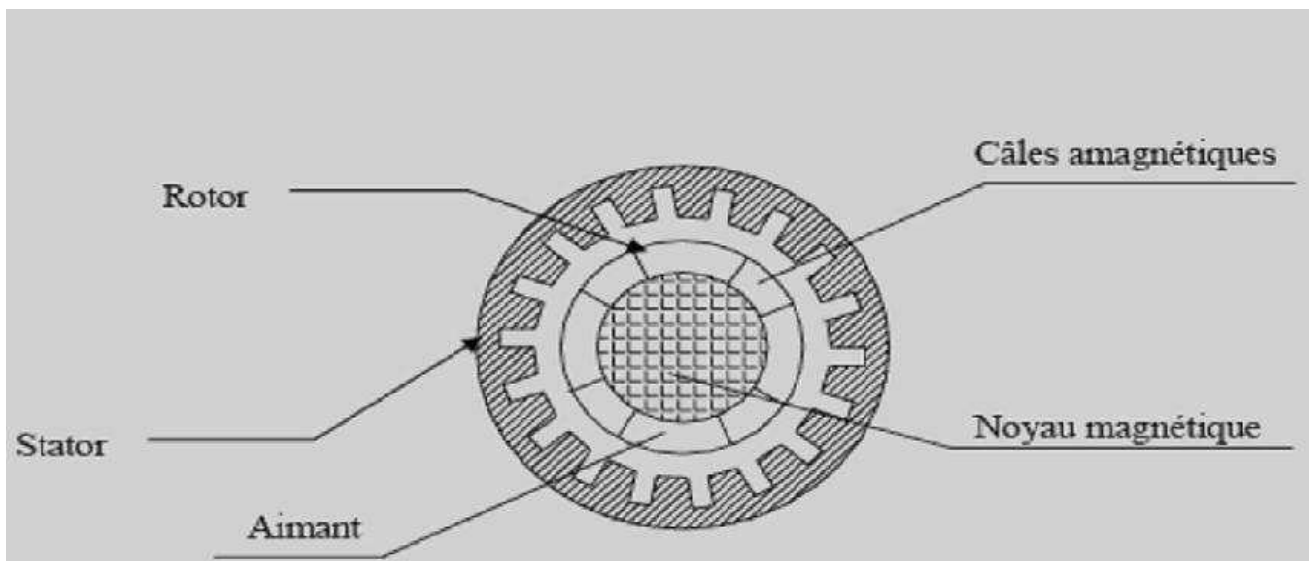


Figure. I. 1 : Structures d'une Machine à Aimants Permanents sans Pièces Polaires

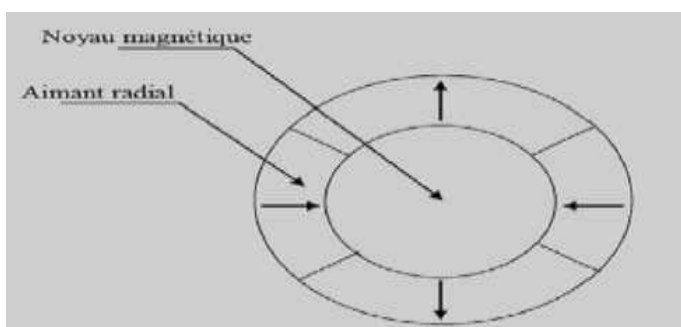
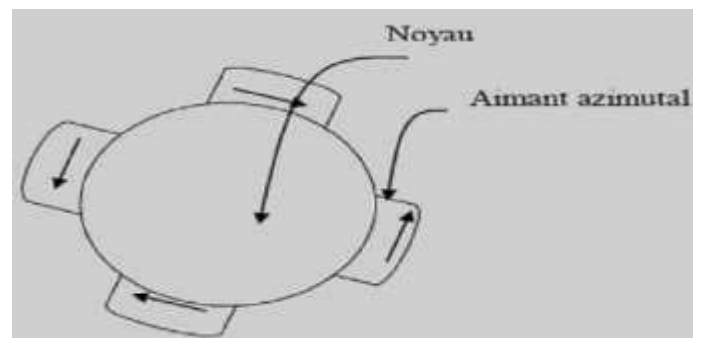


Figure I-1.a : Aimantation radiale



FigureI-1.b : Aimantation tangentielle

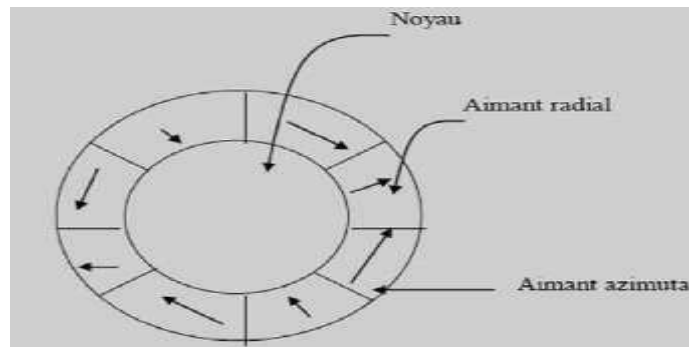


Figure I-1.c : Aimantation mixte

I.1.3- Structures avec Pièces Polaires

Comme dans les machines synchrones classiques à pôles saillants, la saillance a pour effet de produire une anisotropie au niveau du rotor dont la conséquence est de produire un couple réductance. Les pièces polaires permettant également de fixer les aimants sans avoir à utiliser des frettes et de réduire de façon significative l'épaisseur équivalente de l'entrefer ainsi que le volume des aimants par rapport aux structures sans pièces polaires. Les aimants ferrites et à terres rares peuvent être utilisés.

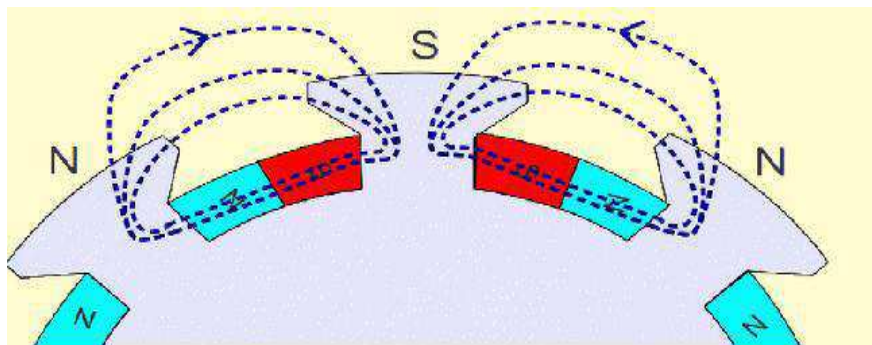


Figure I.2 : Structures avec Pièces Polaires

I.1.4- Principe de L'autopilotage des Machines Synchrones

L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les FEM de celle-ci et les courants statoriques. Avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine.

Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor. Cela permet d'imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine.

Avec l'utilisation de ce principe, plusieurs variantes existent, dans lesquelles le type de la machine et du convertisseur est pris en compte.

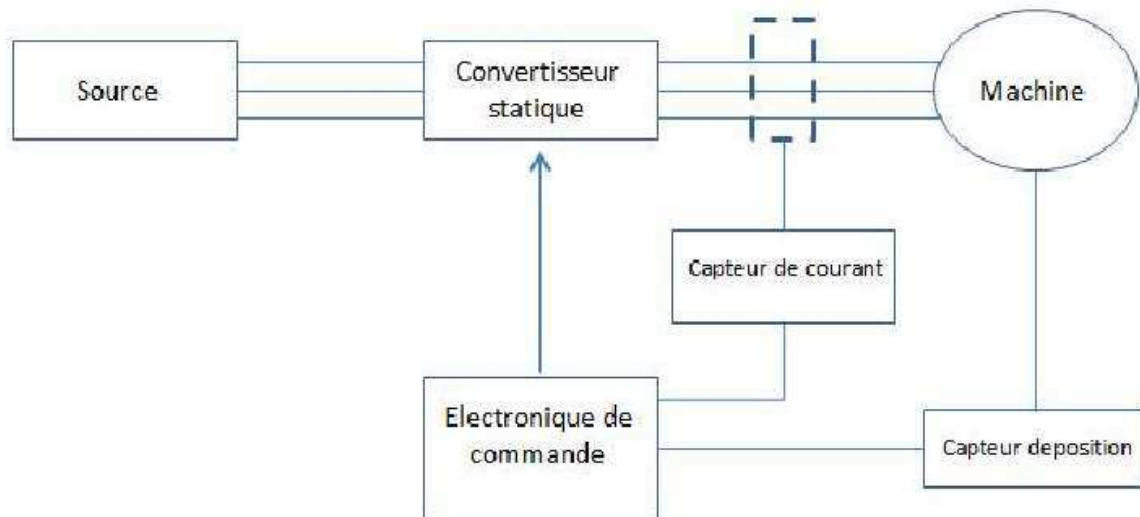


Figure I.3: Schéma de Principe D'autopilotage d'une Machine Synchrone.

I.2-Alimentation des moteurs synchrones à aimants permanents

La plupart des moteurs à aimants permanents fabriqués sont conçus pour s'insérer dans une chaîne de commande, composée d'un élément de pilotage, d'un convertisseur statique, du moteur et de la charge. La machine est alimentée par un onduleur de courant ou de tension. Les signaux de commande de l'onduleur sont générés à partir de la position du rotor. Selon la commande utilisée, l'onduleur peut générer différentes formes d'onde du courant. En effet, les moteurs synchrones à aimants permanents peuvent être classés, selon le mode d'alimentation, en deux grandes catégories:

- Les moteurs à f.c.e.m sinusoïdale, dites PMSM (Permanent Magnet Synchronous Machines).

- Les moteurs à f.c.e.m trapézoïdale, dites BDCM (Brushless Direct Current Motors).

➤ Les moteurs PMSM

Les PMSM sont alimentés par des courants sinusoïdaux (figure I.8), ce qui réduit l'ondulation du couple causée par la commutation. Ils ont un fonctionnement plus proche de celui de la machine synchrone classique. Dans ce cas, on cherche à avoir une f.c.e.m sinusoïdale. Les PMSM sont utilisés pour les applications à grandes performances qui demandent une grande qualité de couple.

➤ Les moteurs BDCM

Dans un moteur BDCM, les phases sont alimentées par des courants en créneaux en fonction de la position du rotor. Ce régime de fonctionnement est très proche de celui de la machine à courant continu sauf que la commutation dans les conducteurs du stator est assurée par l'électronique. Ce type de machine est très utilisé à cause de la simplicité de sa commande, et son faible coût. Cependant, un simple retard de commutation peut causer un grand couple pulsatoire; cela est l'inconvénient majeur de ce type de machine.

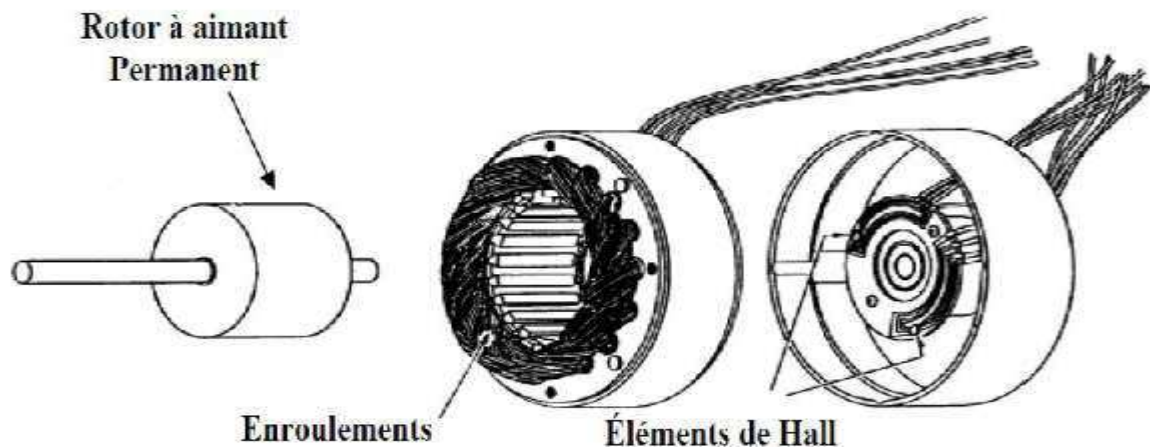


Figure I.4 : Vue démontée d'un moteur brushless

I.3- Fonctionnement du moteur brushless simple

L'autopilotage de la machine est réalisé par un capteur de position à six secteurs asservissant les instants de commutation des interrupteurs. Cela permet de maintenir plus au moins constant le décalage angulaire entre le fondamental de la FEM et les courants statoriques.

Dans ce cas, si la FEM par phase est de forme trapézoïdale de plateau égale à E que les courants statoriques sont en créneau de 120° de plateau égale à I . La BDCM est alimenté avec une commande 120° , chaque transistor conduit pendant un tiers de période, la séquence de commutation correspond à une succession de six combinaisons, le passage d'une combinaison à une autre s'effectue tous les 60° électrique en fonction de la position du rotor, lors de la commutation, il s'agit éteindre l'une des deux branches actives et d'enclencher un transistor d'une autre branche.

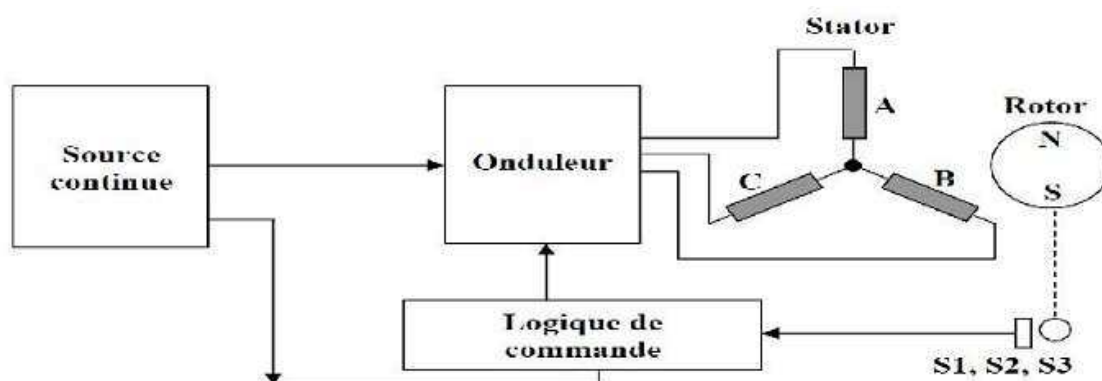


Figure I.5: Moteur brushless triphasé

En effet, le moteur brushless est caractérisé par l'alimentation de deux phases de la machine chaque 60° électrique. Son principe est d'alimenter les deux phases produisant un couple maximal. Pour optimiser ce phénomène, la FEM de forme trapézoïdale est combiné au courant carré produit un couple en théorie constant mais en pratique, le courant ne peut pas s'établir instantanément à cause de l'effet des inductances, par conséquent, des ondulations du couple apparaissent chaque 60° lors de la commutation.

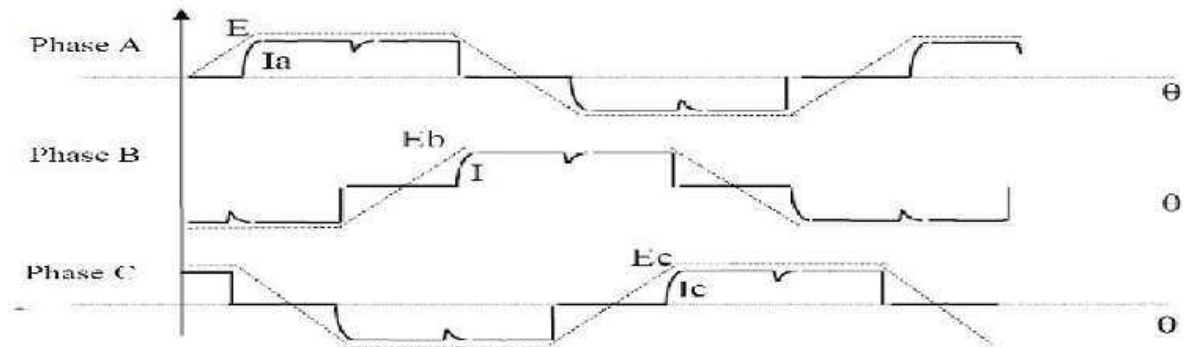


Figure I.6 : Forme des courants et FEM de la BDCM

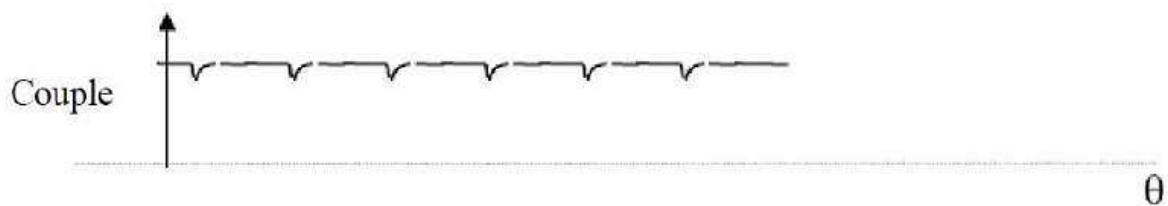


Figure I.7 : Forme du couple

I.4-Moteur brushless en régime établi

Le moteur brushless est un moteur synchrone, c'est-à-dire qu'il tourne à la même vitesse que le système de tensions qui l'alimente. Tant que le couple moteur est supérieur à la charge à entraîner, la rotation du rotor est synchronisée avec le champ magnétique. Si le couple résistant devient supérieur au couple moteur, et que la tension d'alimentation n'est pas ajustée en conséquence, il y a un risque de décrochage, c'est-à-dire que le rotor risque de ne plus suivre le champ magnétique. A partir de ce moment-là, le rotor va se mettre à osciller, sans pouvoir se resynchroniser avec le champ magnétique, ce qui peut provoquer sa destruction. Pour éviter cela, un système d'asservissement doit être en mesure de réagir si le couple résistant augmente, et ajuster la tension d'alimentation en conséquence.

I.5-Démarrage d'un moteur brushless

Le même problème se pose pour le démarrage du moteur brushless, car le rotor ne peut pas atteindre instantanément la vitesse de rotation du champ. Le système de contrôle électronique doit donc assurer un démarrage progressif, l'objectif étant toujours de

reproduire la fonction du collecteur. La fréquence des tensions d'alimentations sera donc très basse au départ, puis augmentée progressivement en tenant compte de la réaction du moteur.

I.6- Moteurs brushless à Capteurs 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 $V_h = K_h \cdot B \cdot I_0$.

K_h : constante de Hall, qui dépend du matériau utilisé Les causes de l'effet Hall, Les électrons sont déviés par le champ magnétique, créant une différence de potentiel appelée tension de Hall.

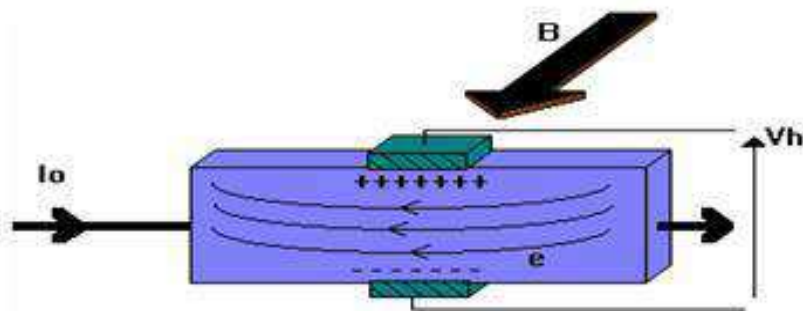


Figure. I.8 Capteur à l'effet hall

Dans ce type de moteur brushless, ces capteurs à effet hall (trois en général) sont utilisés pour connaître à tout moment la position du rotor, et adapter en conséquence l'alimentation des bobines et le champ magnétique. Le capteur va détecter le passage d'un pôle magnétique, et à partir cette information le circuit de commande électronique assurera la commutation des bobines. L'utilisation de capteurs à effet hall dans les moteurs brushless permet une excellente régulation, cependant l'ajout de ces composants, et le fait qu'il faut les placer très près du rotor, entraîne un surcoût et un risque de panne supplémentaire. Cette solution est la plus employée dans les moteurs brushless utilisée en industrie.

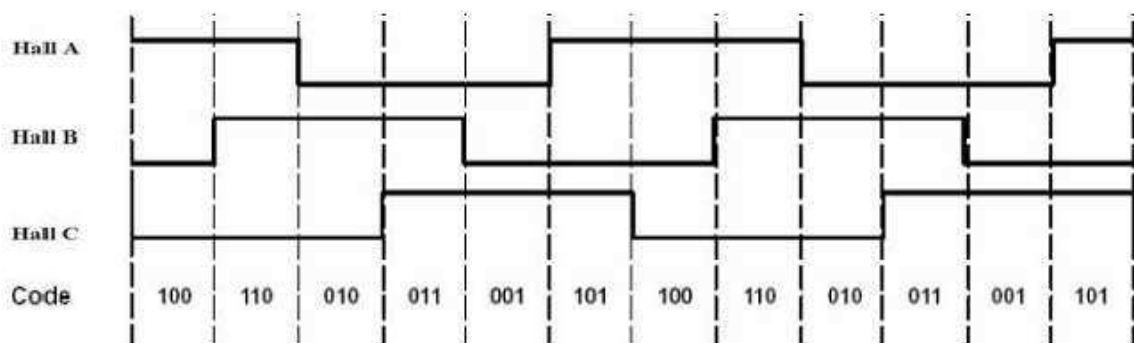


Figure I.9 : Signaux effet hall

I.7-Les différents types de moteurs brushless

Selon les applications, il existe une grande variété de moteurs brushless avec des caractéristiques de couples, vitesses, inertie différentes en fonction de leurs constitutions.

I. 7.1. 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. La Figure I.10 montre la structure interne du moteur à rotor intérieur.

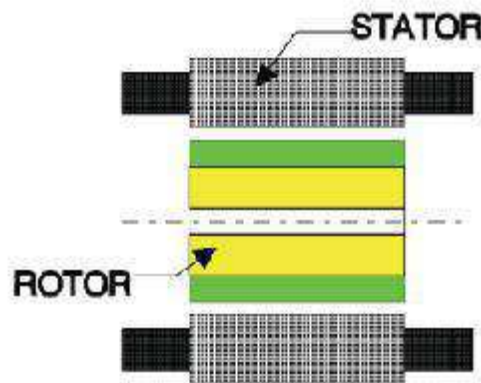


Figure I.10 : Moteur à rotor intérieur

I. 7.2. Moteur à rotor extérieur

La figure I.11 présente la section d'un moteur à rotor extérieur. 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, té Souplesse en vitesse car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge. Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilations pour son faible coût et sa facilité de fabrication.

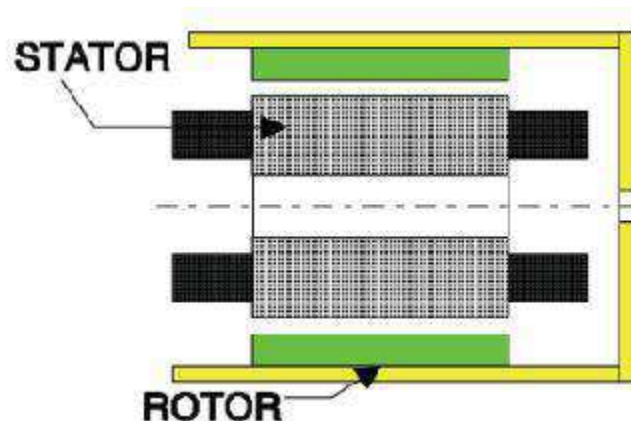


Figure I.11 : Moteur à rotor extérieur

I.7.3. Moteurs brushless disques (à entrefer axial)

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, 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 I.12 représente une coupe d'un moteur à entrefer axial. Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (Inférieure à 1000 tr/min). Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réactif à faible vitesse. Ils sont généralement utilisés pour une commande directe sans besoin de boîte d'engrenage tel que le moteur de lave-linge par exemple à entraînement direct.

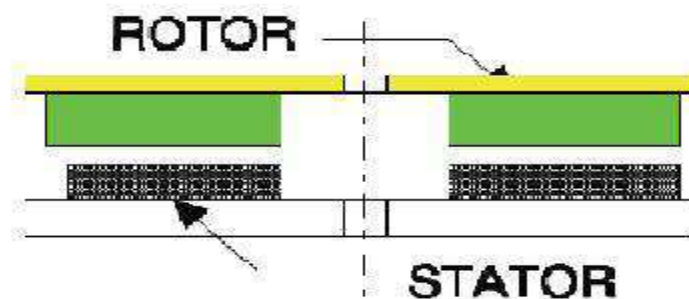


Figure I.12: Moteur à entrefer axial

I.8. Régulation de vitesse d'un moteur brushless

Globalement, la vitesse maximale d'un moteur brushless est liée à sa tension d'alimentation, ou du rapport cyclique dans le cas d'une commande en PWM, par un coefficient appelé K_v . La valeur de ce coefficient dépend de la construction du moteur (nombre de bobines, de pôles, d'encoches, type de fil pour les bobines, ...). Contrairement à un autre moteur synchrone triphasé où on ajuste la fréquence pour obtenir la vitesse souhaitée, ici c'est la vitesse du moteur brushless qui va indiquer au contrôleur à quelle fréquence il doit assurer la commutation. Pour réguler la vitesse d'un moteur brushless il faut donc faire varier la tension d'alimentation de chaque bobinage, tout en maintenant une fréquence de commutation adaptée à la fréquence de rotation mesurée du moteur. En pratique, les contrôleurs de moteurs brushless les plus performants tel que l'FPGA peuvent intégrer les deux fonctions : commutation des bobines en fonction des données des capteurs à effet hall, et régulation de la vitesse en PWM sur l'alimentation de chaque bobine.

I.9-Intérêts des moteurs sans balais (brushless)

I.9.a.Avantage des moteurs sans balais (brushless)

- Rendement optimum
- Pas de chute de tension due au collecteur
- Grande durée de vie, fiabilité
- Souplesse en vitesse
- Taille et poids avantageux
- Pas de collecteur, balais etc
- Puissance dissipée importante
- Moins de perte – moins d'échauffement
- Pas d'étincelles à cause du collecteur
- Contrôle de la commutation électronique
- Moins de bruit acoustique
- Pas de vibrations des balais à haute vitesse
- Moins de débris et résidus

I.9.b.Inconvénient des moteurs sans balais (brushless)

- Nécessité un bon variateur
- Risque de mauvais démarrage ou de décrochages
- Cout élevé
- Plus petites séries, peu de séries économiques

Conclusion

Nous avons présenté, dans ce chapitre, des généralités concernant les machines synchrones à aimants permanents en ce qui concerne leurs structures et leurs fonctionnements. Nous avons prêté une attention particulière à la machine synchrone à aimants permanents à FEM trapézoïdale (BDCM) qu'on utilisera pour notre travail.

Chapitre II

*Modélisation du système d'étude et
résultats de simulation*

Introduction

La représentation de l'ensemble machine-convertisseur par un modèle mathématique est une étape très importante dans l'étude et l'analyse du système. Ceci a pour but de prédire son comportement et ses performances en vue de sa mise en œuvre expérimentale. En effet, afin d'élaborer une structure de commande, il est très important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus. 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. Dans ce chapitre, nous modélisons et simulons l'ensemble machine synchrone à aimants permanents alimenté par un onduleur de tension. Ce modèle a été développé sous l'environnement Matlab-Simulink-SimPowerSystems.

II.1. Modélisation du système machine-convertisseur

Le système à modéliser est constitué d'un moteur synchrone à aimants permanents à f.c.e.m trapézoïdale alimenté à fréquence variable par un onduleur de tension, piloté par un codeur de position, la figure ci-dessous montre le schéma synoptique de l'ensemble.

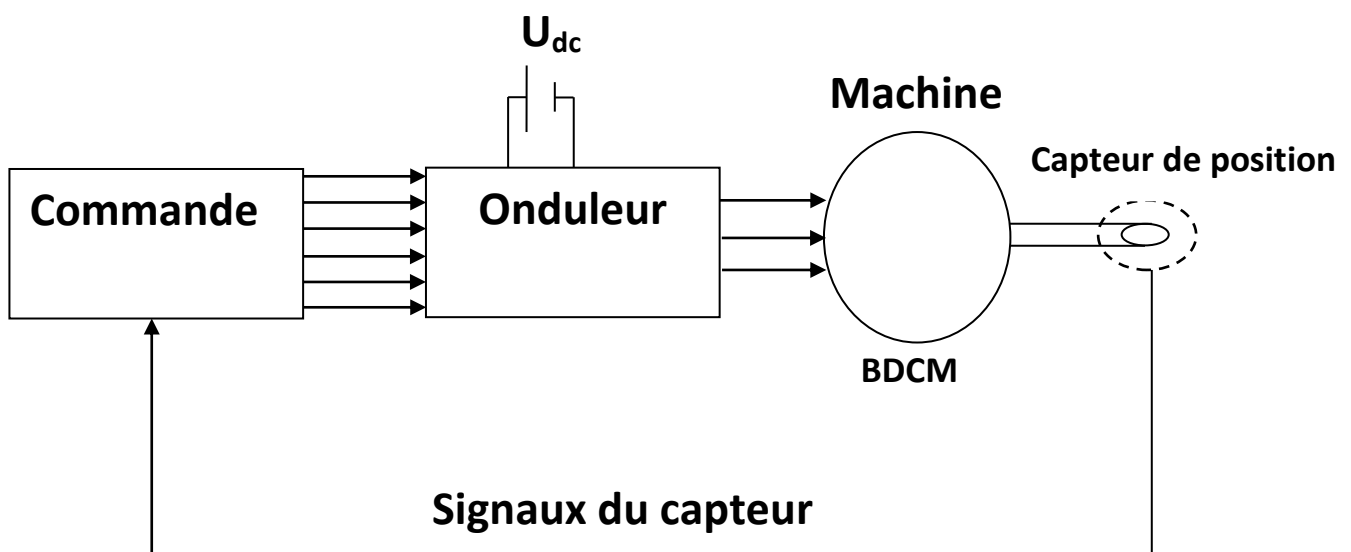


Figure II.1: Schéma synoptique de l'ensemble machine-convertisseur.

II.1.1. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents(BDCM)

a. hypothèses simplificatrices

La modélisation du moteur synchrone à aimants permanents est subordonnée par les 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 considérées constantes.
- Les enroulements de stator sont considérés symétriques et connectés en étoile avec neutre en l'air.

b. Elaboration du modèle de la machine (BDCM)

b.1. Modèle électrique de la machine

Les équations générales du moteur à aimants permanents sont obtenues en appliquant la loi d'Ohm à chaque enroulement statorique:

$$\begin{cases} V_{an} = R_a \cdot i_a + \frac{d\phi_{ta}}{dt} \\ V_{bn} = R_b \cdot i_b + \frac{d\phi_{tb}}{dt} \\ V_{cn} = R_c \cdot i_c + \frac{d\phi_{tc}}{dt} \end{cases} \dots\dots\dots [\text{II.1}]$$

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

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

Les flux totaux des trois phases peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} \phi_{ta} = \phi_{aa} + \phi_{ab} + \phi_{ac} + \phi_{ra} \\ \phi_{tb} = \phi_{ba} + \phi_{bb} + \phi_{bc} + \phi_{rb} \\ \phi_{tc} = \phi_{ca} + \phi_{cb} + \phi_{cc} + \phi_{rc} \end{cases} \dots\dots\dots [\text{II.2}]$$

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

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

En introduisant les inductances propres et mutuelles, les flux totaux peuvent s'écrire :

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

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, c.

D'après les hypothèses simplificatrices les phases sont symétriques et les inductances sont indépendantes de la position du rotor, donc on peut écrire :

$$R_a = R_b = R_c = R$$

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

Les enroulements des phases de la machine sont connectés en étoile avec neutre en l'air, la composante homopolaire du courant est nulle, il est possible de faire la simplification suivante :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \Rightarrow i_b + i_c = -i_a \dots \dots \dots [\text{II.4}]$$

$$\phi_{ta} = L \cdot i_a + M \cdot (i_b + i_c) + \phi_{ra} \dots \dots \dots [\text{II.5}]$$

$$\phi_{ta} = (L - M) \cdot i_a + \phi_{ra} \dots \dots \dots [\text{II.6}]$$

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

Les flux totaux induits dans les phases a, b et c peuvent alors s'écrire :

$$\begin{cases} \phi_{ta} = L_m \cdot i_a + \phi_{ra} \\ \phi_{tb} = L_m \cdot i_b + \phi_{rb} \dots \dots \dots [\text{II.7}] \\ \phi_{tc} = L_m \cdot i_c + \phi_{rc} \end{cases}$$

On remplace [II.7] dans [II.1] et on obtient les équations électriques suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = R.i_a + L_m \frac{di_a}{dt} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ V_{bn} = R.i_b + L_m \frac{di_b}{dt} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \dots\dots\dots [II.8] \\ V_{cn} = R.i_c + L_m \frac{di_c}{dt} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases}$$

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

$$\begin{cases} e_a = \frac{d\Phi_{ra}}{dt} = \frac{d\phi_{ra}}{d\theta_e} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\phi_{ra}}{d\theta_e} \cdot \omega_r = e_{ra} \cdot \omega_r \\ e_b = \frac{d\Phi_{rb}}{dt} = \frac{d\phi_{rb}}{d\theta_e} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\phi_{rb}}{d\theta_e} \cdot \omega_r = e_{rb} \cdot \omega_r \dots\dots\dots [II.9] \\ e_c = \frac{d\Phi_{rc}}{dt} = \frac{d\phi_{rc}}{d\theta_e} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\phi_{rc}}{d\theta_e} \cdot \omega_r = e_{rc} \cdot \omega_r \end{cases}$$

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

e_{ra}, e_{rb}, e_{rc} : Elles représentent les f.c.e.m par unité de vitesse des phases a, b et c

θ_e : Angle de rotation électrique

ω_r : Vitesse de rotation électrique

Le modèle électrique de la machine prend alors la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{an} = R.i_a + L_m \frac{di_a}{dt} + e_a \\ V_{bn} = R.i_b + L_m \frac{di_b}{dt} + e_b \dots\dots\dots [II.10] \\ V_{cn} = R.i_c + L_m \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases}$$

Le système des équations électriques peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} \dots\dots\dots [\text{II.11}]$$

Le système d'équations [II.11] représente le modèle électrique de la BDCM, son schéma électrique équivalent est :

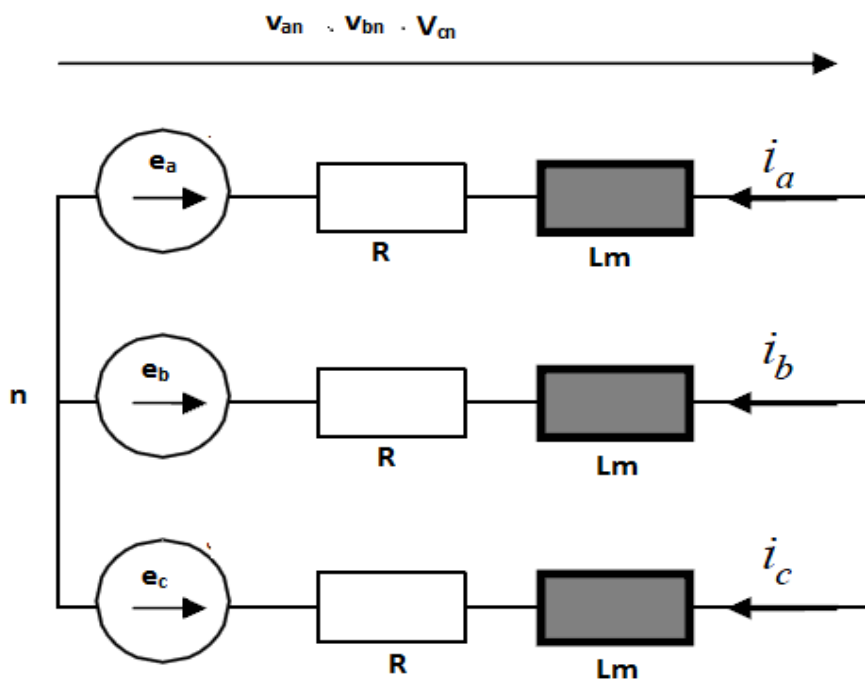


Figure II.2: Schéma électrique équivalent de la BDCM connectée en étoile

A partir de système d'équation [II.10] les tensions composées sont obtenue par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ab} = R.i_a - R.i_b + L_m \frac{di_a}{dt} - L_m \frac{di_b}{dt} + e_a - e_b \\ V_{bc} = R.i_b - R.i_c + L_m \frac{di_b}{dt} - L_m \frac{di_c}{dt} + e_b - e_c \end{cases} \dots\dots\dots [\text{II.12}]$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \Rightarrow i_c = -(i_a + i_b) \dots\dots\dots [\text{II.13}]$$

Remplaçant [II.13] dans [II.12] on obtient :

$$\begin{cases} V_{ab} = R.i_a - R.i_b + L_m \frac{di_a}{dt} - L_m \frac{di_b}{dt} + e_a - e_b \dots \dots \dots [\text{II.14}] \\ V_{bc} = R.i_b - R.i_c + L_m \frac{di_b}{dt} - L_m \frac{di_c}{dt} + e_b - e_c \dots \dots \dots [\text{II.15}] \end{cases}$$

[II.14]×2+ [II.15] et après simplification, on obtient :

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3L_m} (2V_{ab} + V_{bc} - 3R.i_a - 2e_a + e_b + e_c) \dots \dots \dots [\text{II.16}]$$

[II.15]×2- [II.14] et après simplification, on obtient :

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3L_m} (-V_{ab} + V_{bc} - 3R.i_b + e_a - 2e_b + e_c) \dots \dots \dots [\text{II.17}]$$

Le système d'équations devient :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3L_m} (2V_{ab} + V_{bc} - 3R.i_a - 2e_a + e_b + e_c) \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3L_m} (-V_{ab} + V_{bc} - 3R.i_b + e_a - 2e_b + e_c) \dots \dots \dots [\text{II.18}] \\ \frac{di_c}{dt} = -\left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_a}{dt}\right) \end{cases}$$

On remplace les f.c.e.m par les f.c.e.m par unité de vitesse et on obtient :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3L_m} (2V_{ab} + V_{bc} - 3R.i_a + \Omega.p.K(-2e_{ra} + e_{rb} + e_{rc})) \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3L_m} (-V_{ab} + V_{bc} - 3R.i_b + \Omega.p.K(e_{ra} - 2e_{rb} + e_{rc})) \dots \dots \dots [\text{II.19}] \\ \frac{di_c}{dt} = -\left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_a}{dt}\right) \end{cases}$$

e_{ra}, e_{rb}, e_{rc} : Elles représentent les f.c.e.m en valeur unitaire par unité de vitesse des phases a, b et c

V_{ab}, V_{bc} : Tensions composées entre phases

Ω : Vitesse de rotation mécanique

p : Nombre de paires de pôles

b.2. Représentation de la f.c.e.m

Notre modèle se base sur une forme d'onde trapézoïdale idéale de f.c.e.m. Afin de normaliser son amplitude, celle-ci sera représentée en valeur unitaire comme illustrée par la figure suivante :

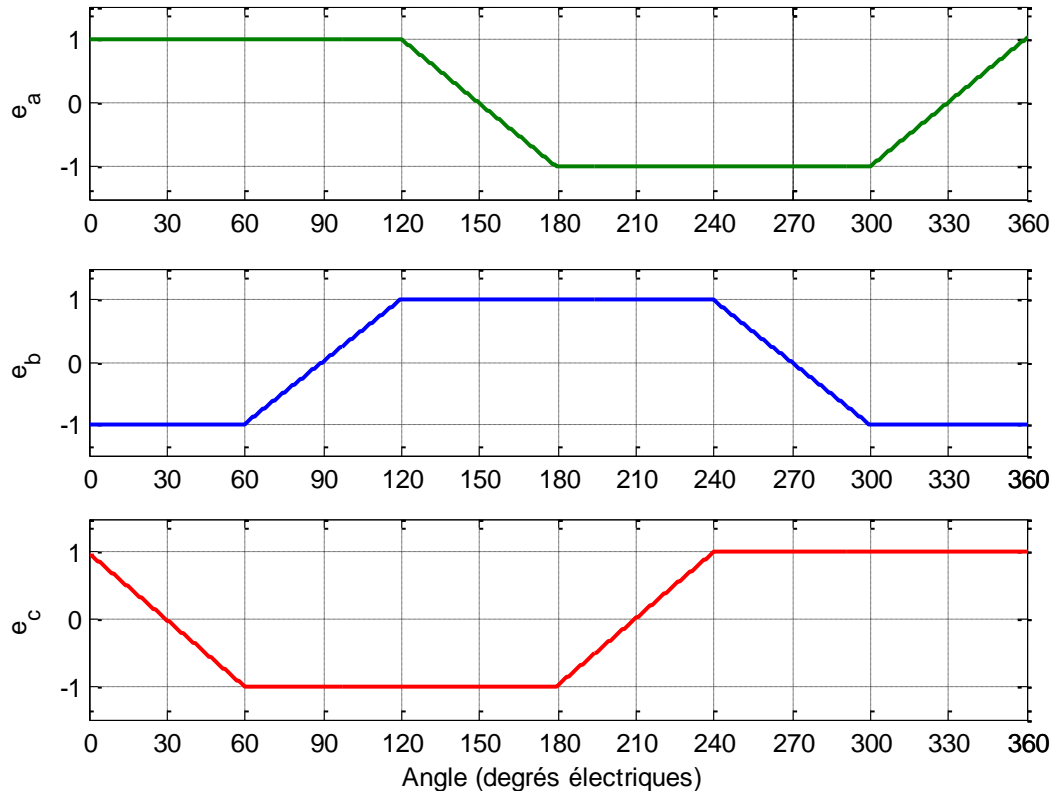


Figure II.3: formes d'onde des f.c.e.m des trois phases en valeur unitaire

Son amplitude devrait être multipliée par la vitesse de rotation pour retrouver la f.c.e.m pour une vitesse donnée. Les f.c.e.m des trois phases sont décalées de 120° électriques.

b.3. Modèle mécanique de la machine

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

$$C_m - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \dots \dots \dots [II.20]$$

Fonctionnement en moteur \Rightarrow le couple électromagnétique est un couple moteur, le couple résistant est donnée par la charge entraînée.

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \dots \dots \dots [II.21]$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega) \dots \dots \dots [II.22]$$

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

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

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

Ω : Vitesse de rotation mécanique (rd/s)

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

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

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \dots \dots \dots [II.23]$$

$$P_{em} = e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c \dots \dots \dots [II.24]$$

$$C_{em} = \frac{e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c}{\Omega} \dots \dots \dots [II.25]$$

On remplace les f.c.e.m par les f.c.e.m par unité de vitesse et on obtient la relation de couple suivante :

$$C_{em} = p.K.(e_{ra} \cdot i_a + e_{rb} \cdot i_b + e_{rc} \cdot i_c) \dots \dots \dots [II.26]$$

Utilisant les équations [II.19], [II.22] et [II.26] nous construisons le modèle de simulation, ce dernier est représenté par l'organigramme ci-dessous :

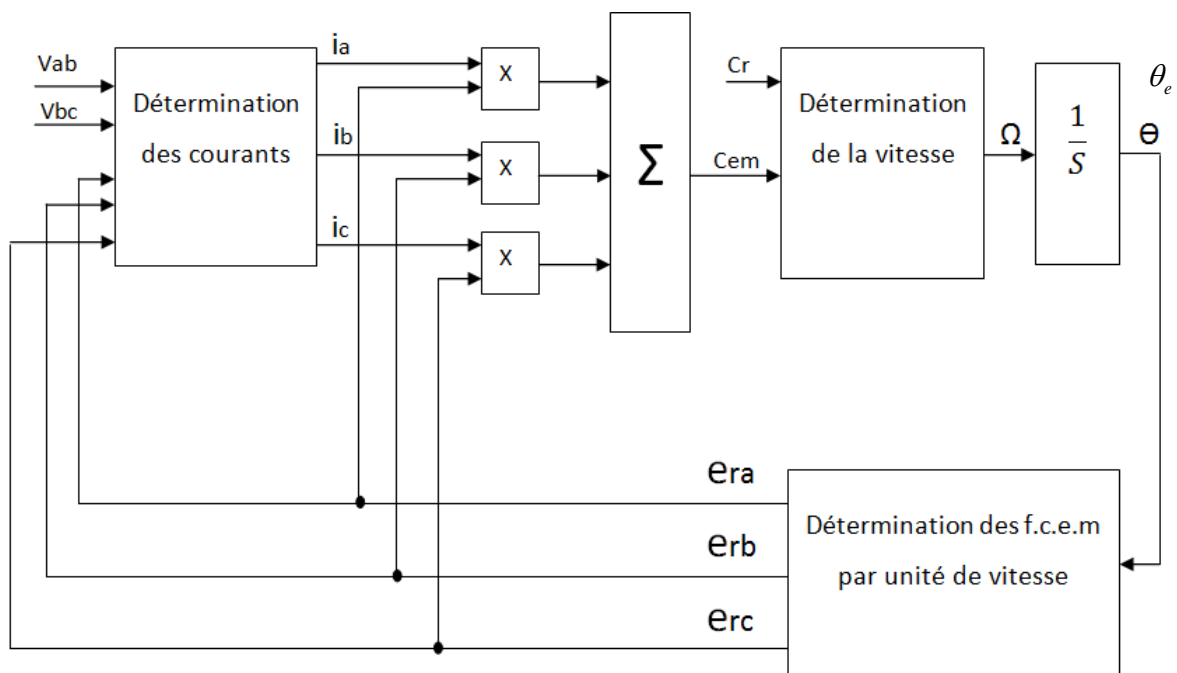


Figure II.4: Organigramme du modèle de simulation de la machine

Les entrées du modèle sont les deux tensions composées (V_{ab} , V_{bc}) et le couple de charge C_r .

Les sorties sont les courants des trois phases (i_a , i_b et i_c), le couple électromagnétique C_{em} , et la vitesse de rotation Ω .

II.1.2 Modèle du capteur de position

L'autopilotage de la BDCM nécessite un capteur qui détermine la position du rotor par rapport au stator. Dans notre cas, nous avons utilisé un codeur permettant de détecter la position du rotor à chaque 60° électriques. Le capteur délivre trois signaux logiques codé en code Gray comme illustrée par la figure ci-dessous.

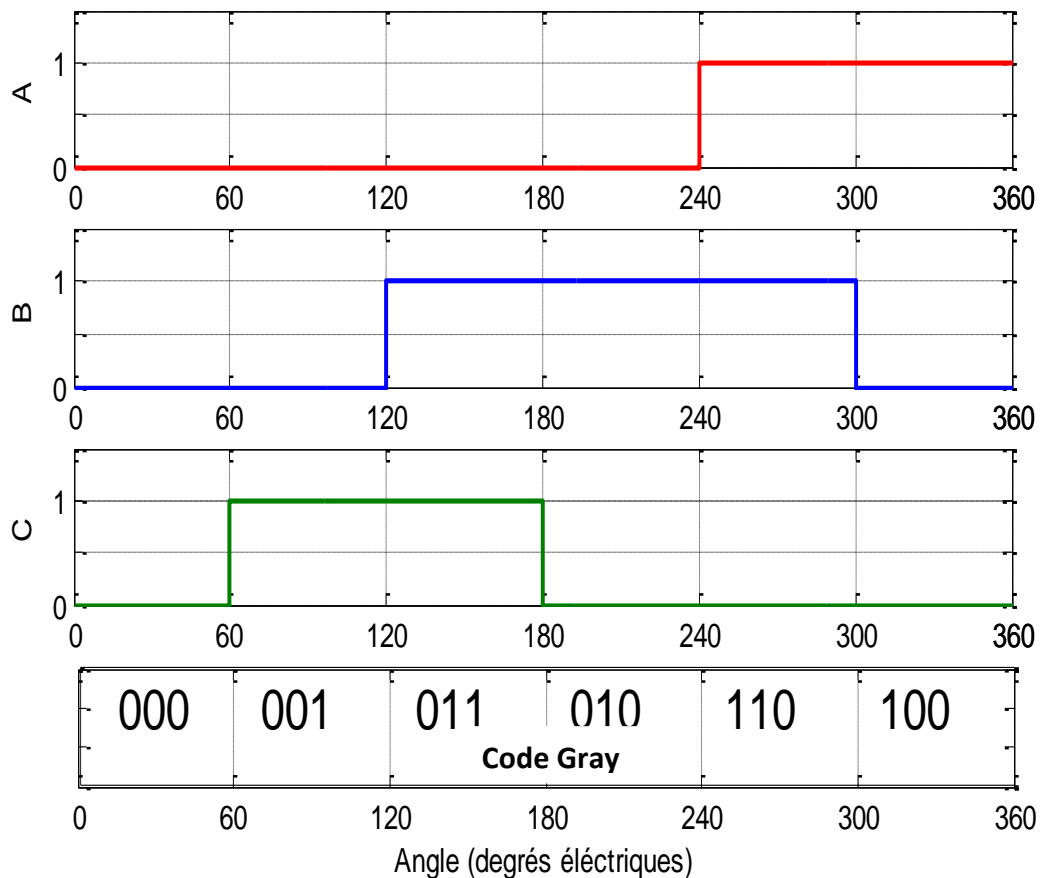


Figure II.5: Signaux logiques à la sortie du codeur de position

En exploitant l'angle de rotation électrique, nous avons construit le modèle du capteur sur Matlab-Simulink, ce dernier est représenté par l'organigramme suivant:

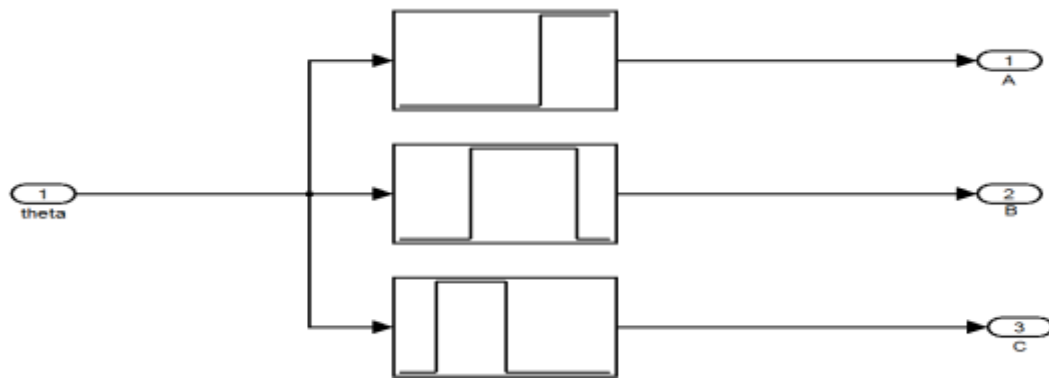


Figure II.6: Organigramme du Modèle du capteur

L'entrée du modèle est l'angle de rotation électrique θ . Les sorties sont les trois signaux logiques A, B et C.

II.1.3. Modèle de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, il permet de modifier de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir un signal contrôlé en fréquence et en amplitude.

Ce dernier est un ensemble d'interrupteurs, représentant les transistors et les diodes, qui sont soit à l'état conducteur (on) soit à l'état bloqué (off). Il est constitué de trois bras, de deux transistors IGBT pour chacun. Chaque transistor est monté en anti parallèle avec une diode de récupération, pour assurer la continuité des courants.

Dans ce travail, nous utilisons directement le modèle de l'onduleur triphasé disponible dans la librairie de Matlab-SimPowerSystems, la figure II.7 montre son schéma synoptique. Cependant, le modèle a été paramétré en fonction des transistors et des diodes utilisés dans le dispositif expérimental en se basant sur les fiches techniques de ces composants.

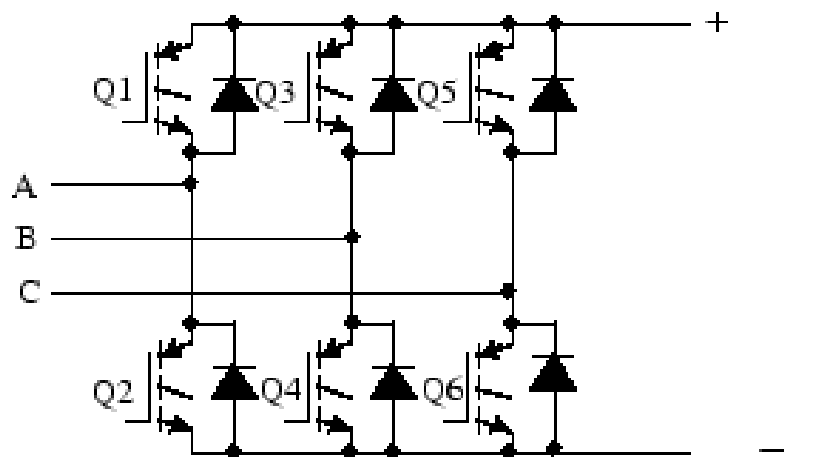


Figure II.7: Schéma de l'onduleur IGBT-Diode Sur SimPowerSystems

Le symbole utilisé pour représenter l'onduleur IGBT-Diode sur SimPowerSystems est donné par la figure ci-dessous.

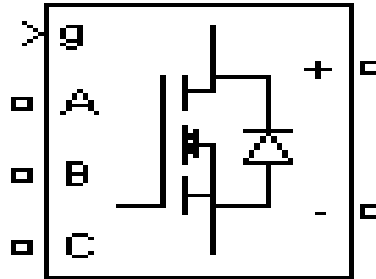


Figure II.8: Symbole de l'onduleur IGBT-Diode disponible sur Matlab- SimPowerSystems

Les entrées du modèle sont la tension du bus continu V_{dc} et les signaux de commande des grilles des transistors "g" ($g_1...g_6$). Les sorties sont les tensions simples v_a , v_b et v_c .

II.2. La logique de commande de l'onduleur

Afin d'imposer la logique de commande 120° électriques, nous utilisons l'information logique (signaux A, B et C) en sortie du capteur de position pour générer les signaux qui permettent l'ouverture et la fermeture des transistors de l'onduleur. La commande se fait de telle sorte qu'à chaque position élémentaire du rotor de la BDCM ($\theta = 60^\circ$ électriques) des ordres doivent être donnés pour le blocage d'un transistor et le déblocage d'un autre. Ceci se fait en synchronisant les courants (champ statorique) et les f.c.e.m (champ rotorique) et en maintenant entre eux un angle de déphasage nul (angle de calage nul).

En outre, afin d'assurer l'inversion du sens de rotation du moteur, nous définissons les tables de vérités dans les deux sens.

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)

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

Tableau II.2: Signaux du capteur et états des interrupteurs (rotation dans le sens antihoraire)

Les tableaux précédents indiquent lesquels des interrupteurs de l'onduleur à activer, en fonction des signaux du codeur de position, afin d'assurer les commutations adéquates des phases du moteur. De plus, ils précisent l'ordre de succession des commutations permettant le fonctionnement dans les deux sens de rotation.

En utilisant la simplification de Karnaugh, nous déduisons les fonctions logiques des six transistors, tel que dans le sens horaire :

$$Q1 = \bar{A}.\bar{B}$$

$$Q2 = B.\bar{C}$$

$$Q3 = \bar{A}.B$$

$$Q4 = \bar{B}.\bar{C}$$

$$Q5 = A.\bar{C}$$

$$Q6 = \bar{A}.C$$

Le modèle représentant la logique de commande de l'onduleur implémenté sur Matlab-Simulink est le suivant :

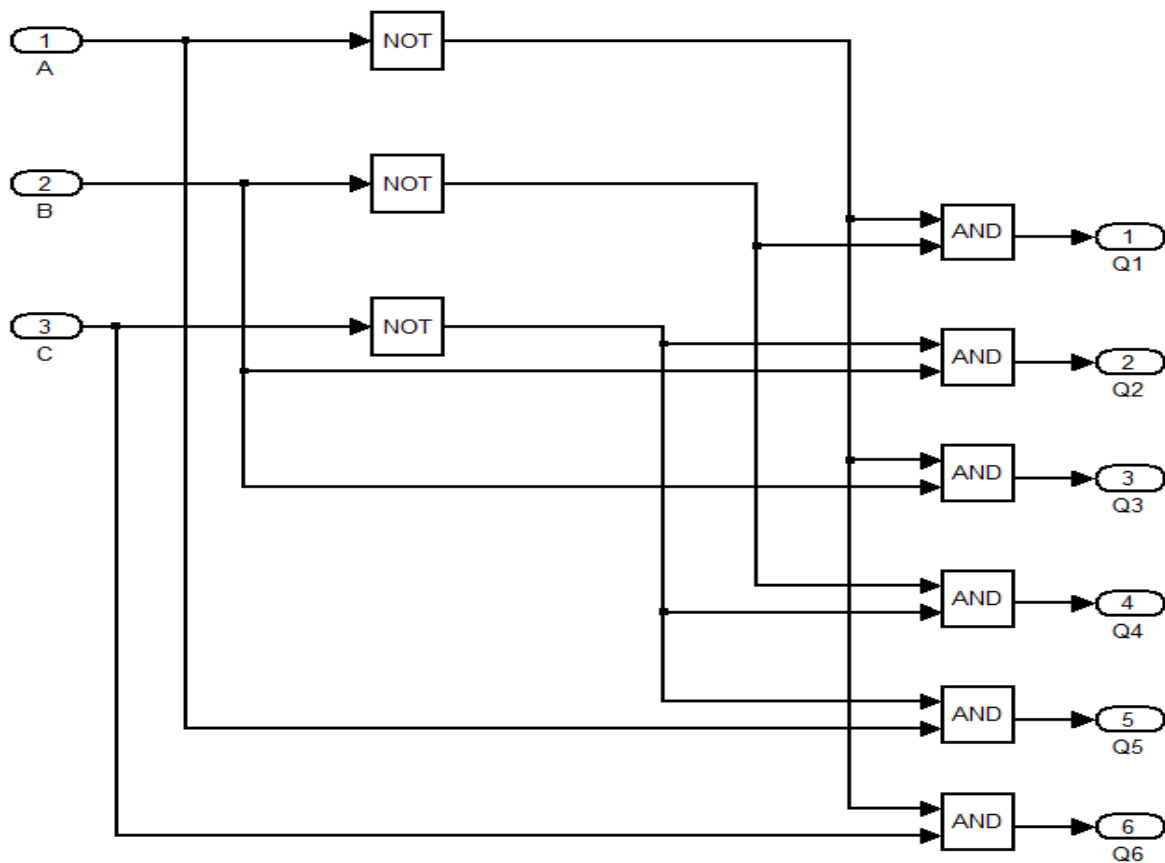


Figure II.9: Organigramme de la logique de commande 120° de l'onduleur

II.3. Intégration du modèle de l'ensemble BDCM-Convertisseur piloté par un capteur de position

Les différents modèles (machine, onduleur et capteur de position) développés aux sections précédentes sont intégrés afin de constituer le modèle de simulation de l'ensemble BDCM-Convertisseur, piloté par un capteur de position.

Le modèle de simulation de l'ensemble est implémenté sous l'environnement Matlab-Simulink et SimPowerSystems selon l'organigramme suivant :

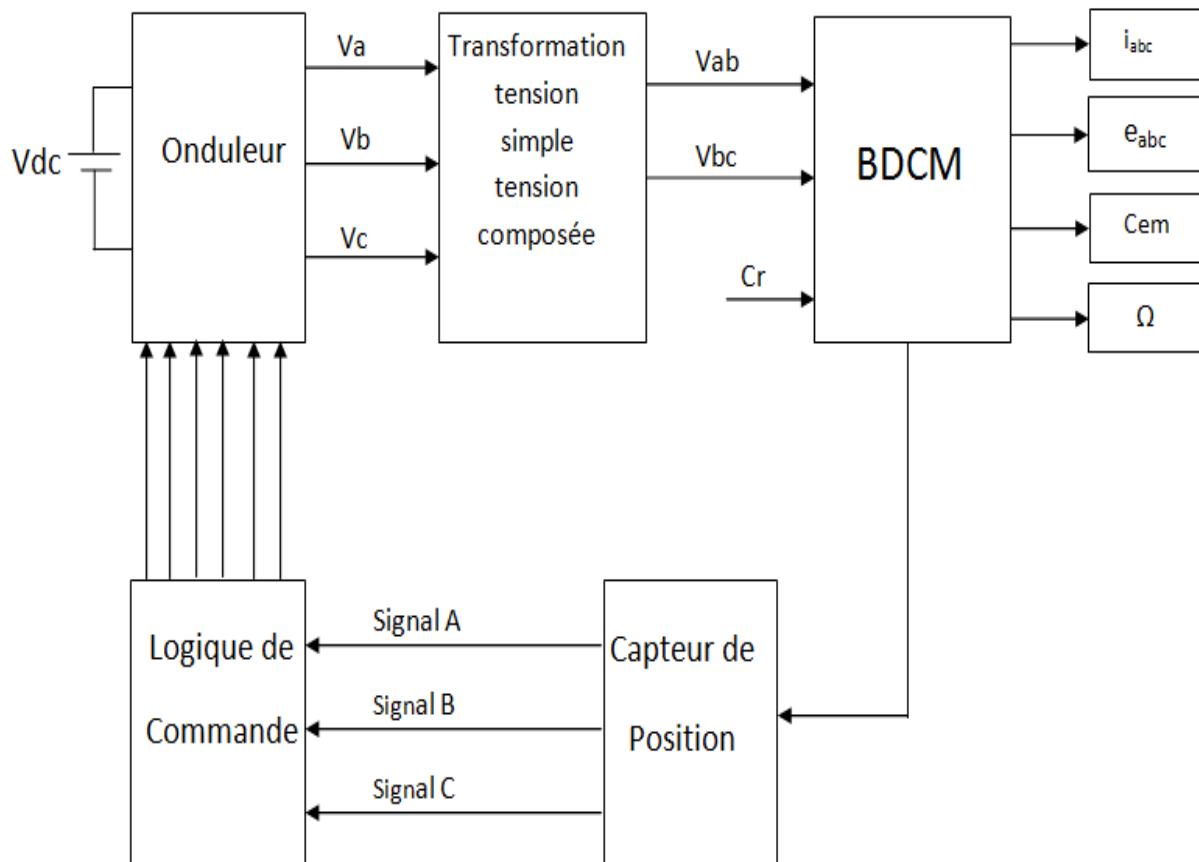


Figure II.10: Organigramme du modèle de l'ensemble BDCM-Convertisseur

Les entrées du modèle sont la tension continue V_{dc} à l'entrée de l'onduleur et le couple de charge C_r appliqué sur l'arbre du moteur.

Les sorties sont le couple C_{em} , la vitesse de rotation Ω du moteur, les courants i_{abc} et les tensions induites par phase e_{abc} de la machine.

II.4. Simulation du système BDCM- Convertisseur

Le modèle associant la machine et le convertisseur élaboré aux sections précédentes est implémenté sous l'environnement Matlab-Simulink et SimPowerSystems afin de déterminer les caractéristiques et les performances du système BDCM-Convertisseur.

La machine de notre étude est à f.c.e.m trapézoïdales, de puissance 7kW qui est disponible au sein de notre laboratoire.

II.4.1 Essai de simulation sous conditions nominales

Un essai en démarrage direct sous conditions nominales a été effectué, Les figures II.11 à II.15, II.16 à II.20 et II.21 à II.25 donnent les résultats suivants.

➤ **Résultats de simulation de la machine de notre étude (présente au laboratoire)**

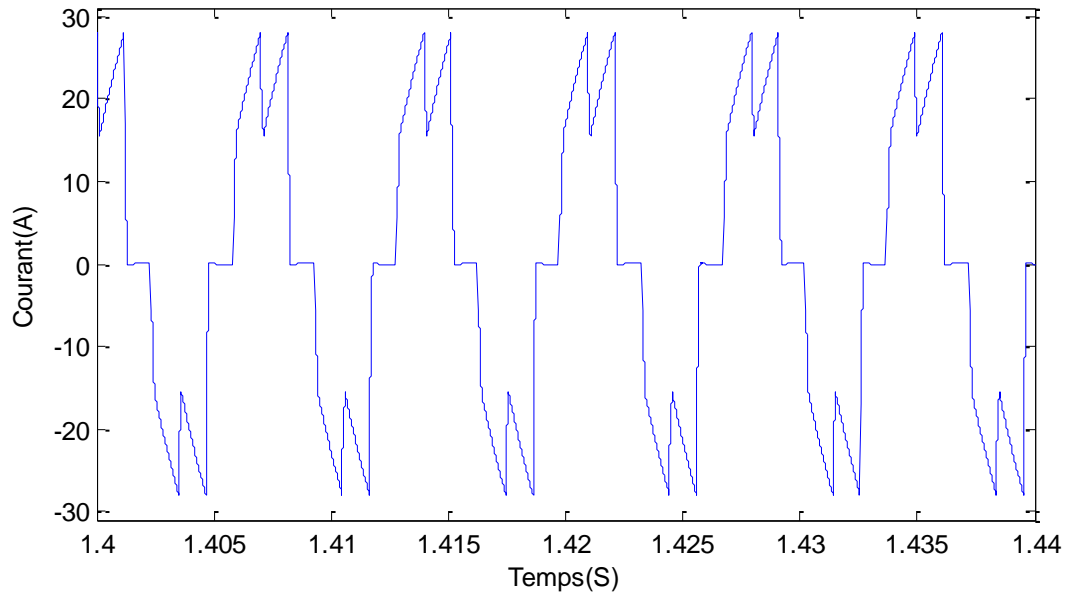


Figure II.11: Zoom de l'allure du courant d'une phase en régime permanent

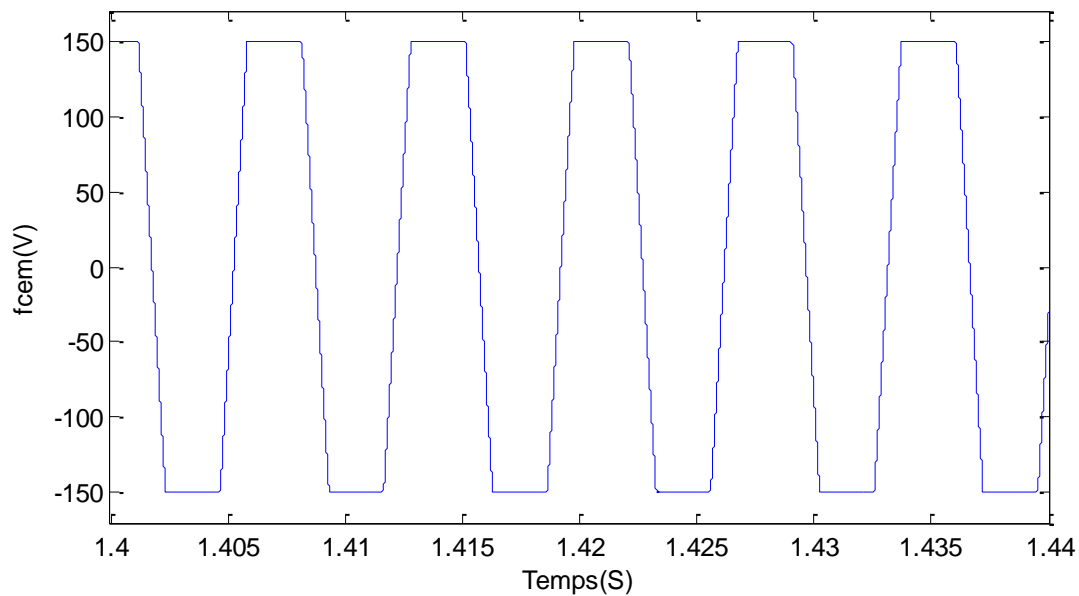


Figure II.12: Zoom de l'allure de la f.c.e.m d'une phase en régime permanent

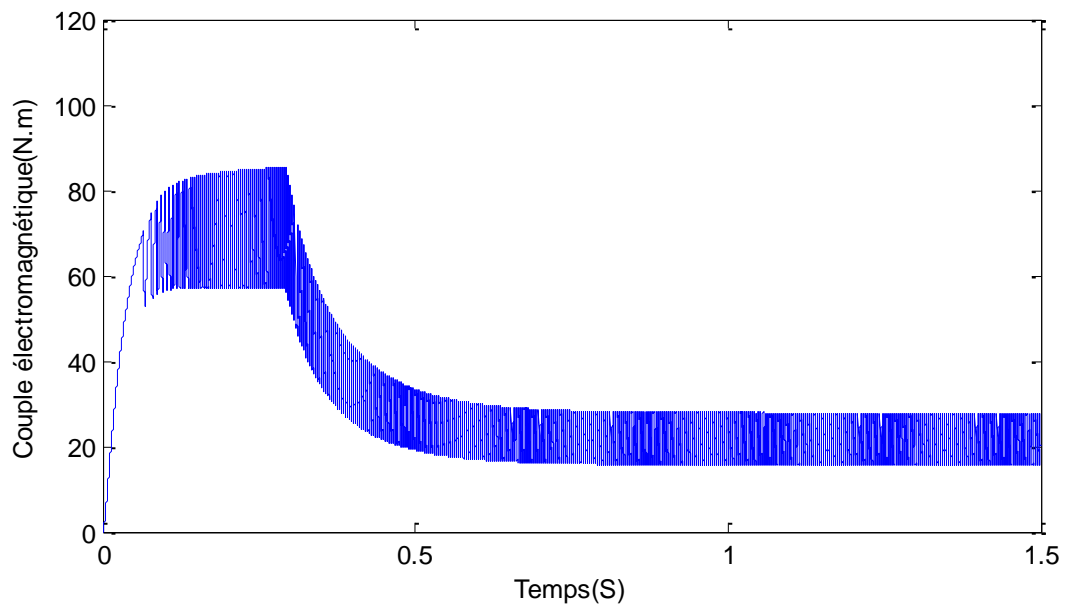


Figure II.13: Variation du couple électromagnétique

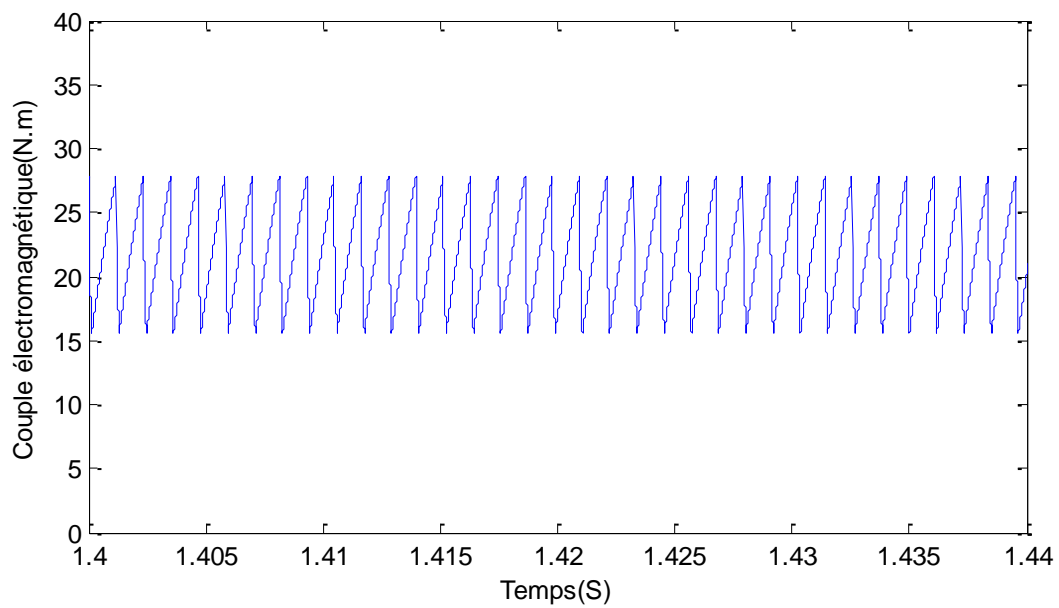


Figure II.14: Zoom sur le couple électromagnétique en régime permanent

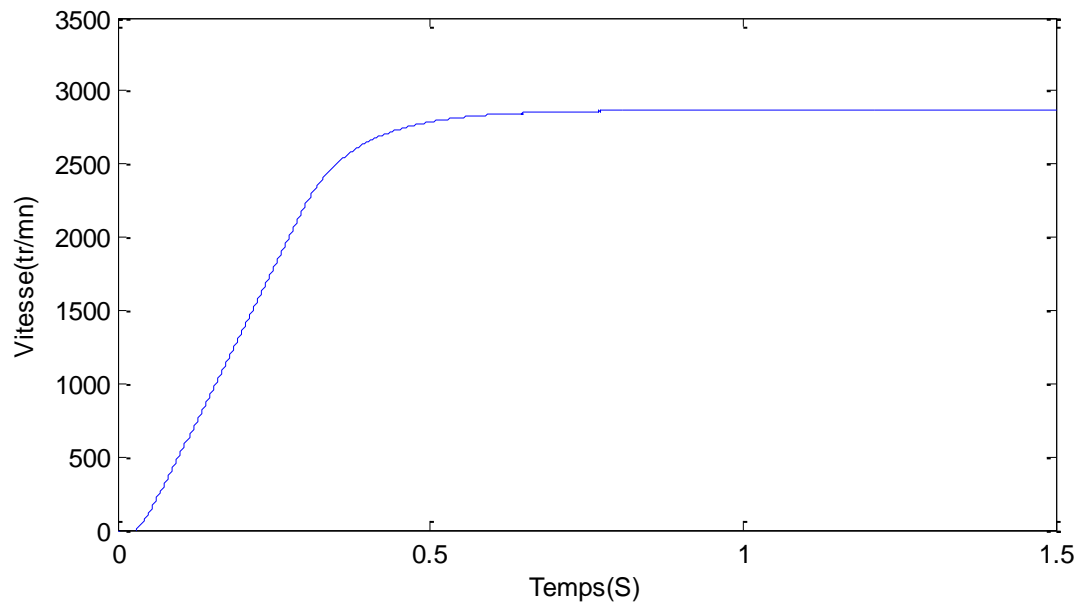


Figure II.15: Allure de la vitesse de rotation

➤ Interprétation des résultats de simulation

La figure (II.11) représente la courbe du courant d'une phase en régime permanent, sa forme présente des durées de conduction de 120° électriques alternées par des interruptions de 60° électrique. Son allure est différente de celle en créneaux théorique. En effet, il présente des creux qui sont dues à l'effet retardataire des inductances de la machine lors de la commutation d'une phase à une autre, sa valeur maximale est de 28 A.

La figure (II.12) représente la f.c.e.m d'une phase de la machine en régime permanent. La forme de la f.c.e.m est purement trapézoïdale avec un plateau d'amplitude 150V.

La figure (II.13) représente le couple électromagnétique développé par la machine. Sa forme n'est pas lisse, elle présente des ondulations importantes qui sont dues en grande partie à la déformation de la forme des courants durant la période de commutation. En régime permanent sa valeur moyenne égale est à la somme des couples de charge et de frottement imposés (22 N.m).

L'allure de la vitesse de rotation de la machine est donnée par la figure (II.15) et montre que le régime permanent s'établit à une vitesse de 2900 tr/min au bout de 0.5s.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé un modèle de simulation de l'ensemble BDCM-Onduleur piloté par un codeur de position à 3 pistes. Celui-ci est implémenté sous l'environnement Matlab-Simulink et SimPowerSystems.

Des essais de simulation sous conditions nominales ont été menés sur la BDCM de puissance 7Kw. Les résultats des essais montrent que le modèle de simulation établi représente d'une manière satisfaisante la réalité de la machine et celle de son convertisseur. Mais pour améliorer les résultats nous allons opter dans le chapitre suivant un système de régulation de vitesse qui est l'objectif de notre travail.

Chapitre III

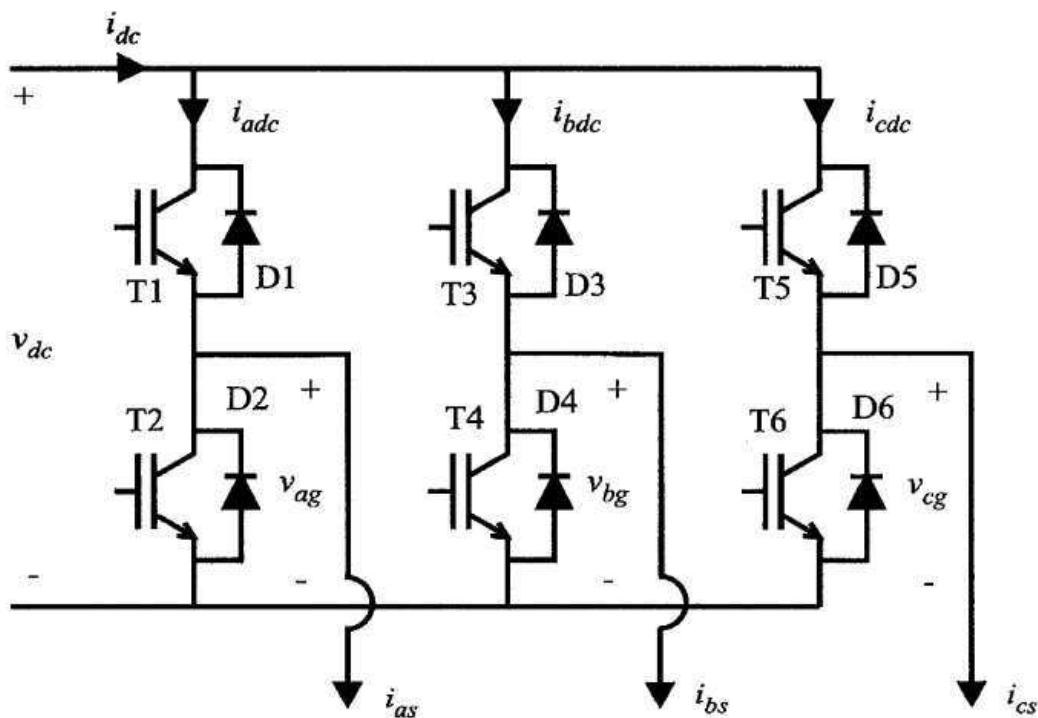
Commande de la machine synchrone

Introduction

La MSAT est particulièrement utilisée dans les applications à vitesse variable. La partie présidente a permis d'élaborer le modèle de la machine, et comme la vitesse de rotor dépend de la vitesse électrique du champ statorique donc de la fréquence du courant statorique, afin de générer ces courants, il est nécessaire d'utiliser le convertisseur de puissance, pour transformer la tension d'une source continue, en plusieurs impulsions de tension. Pour contrôler la commutation de ces tensions on utilise la commande en courant, et afin de synchroniser le convertisseur il est nécessaire de décoder les signaux provenant des capteurs à effet Hall, puis calculer les gains basant sur un modèle simplifié linéaire pour pouvoir contrôler la machine en vitesse.

III .1-Interrupteur de puissance

Les interrupteurs de puissance servent à contrôler la tension d'une source continue en une tension pulsée. Etant donné que la majorité des MSAT sur le marché sont des machines triphasées, le convertisseur utilisé sera constitué de trois bras de deux interrupteurs, comme le présente la figure suivante. La commande de ces interrupteurs se fait par la base de chacun des transistors de puissance. Lorsqu'il est activé, le courant circule vers le bas (du collecteur à l'émetteur). La diode antiparallèle sert à faire circuler le courant dans les deux sens. Dans ce chapitre, une modulation par hystérésis (MH) permettra de fournir un courant en créneaux pour chacune des phases. Le convertisseur agira alors comme une source de courant.



D'Figure III.1 : Convertisseur de puissance

III.2-Décodage des signaux à effet Hall

Cette partie traite d'un capteur de position très répandu dans l'industrie. En effet, l'utilisation des capteurs à effet Hall est peu onéreuse et permet d'obtenir l'information sur la position de la tension interne de la machine en fonction de la position rotorique. Les données provenant par ces capteurs ne peuvent être utilisées directement. En effet, il est nécessaire d'utiliser un décodeur pour obtenir un signal plus simple à traiter.

Etant donné que la MSAT requiert des courants en créneaux, l'utilisation des capteurs à effet Hall est prédominante puisqu'ils peuvent largement contribuer à produire ce type de courant à moindre couts. Sachant que les capteurs à effet Hall fournissent un signal logique en fonction du passage à zéro de la tension interne de ligne. Ces signaux doivent être décodés afin de pouvoir extraire l'information sur la tension interne de phase.

Le tableau suivant détaille la logique permettant de décoder ces signaux.

Ha	Hb	Hc	Ea	Eb	Ec
0	0	0
0	0	1		-	+
0	1	0	-	+	
0	1	1	-		+
1	0	0	+		-
1	0	1	+	-	
1	1	0		+	-
1	1	1

A partir de ce tableau, il est possible de tirer les conclusions suivantes :

- a. Ea est à maximum positif lorsque Ha=1 et Hb=0
- b. Ea est à maximum positif lorsque Ha=0 et Hb=1
- c. Eb est à maximum positif lorsque Hb=1 et Hc=0
- d. Eb est à maximum positif lorsque Hb=0 et Hc=1
- e. Ec est à maximum positif lorsque Hc=1 et Ha=0
- f. Ec est à maximum positif lorsque Hc=0 et Ha=1

Le codeur fournit donc un signal logique à trois niveaux (-1, 0 ou 1), respectivement l'état de la tension interne. Ce signal coïncide exactement avec le courant à injecter dans la phase correspondante, afin d'obtenir un couple constant.

III .3-Régulateur de courant

Le système de la figure suivante utilise le couple de référence provenant du régulateur de vitesse et utilise la relation entre le couple électromagnétique et le courant afin de calculer le courant crête de référence :

$$i = \frac{C_e}{2.P.K} \dots\dots\dots [III.1]$$

Ce courant est par la suite multiplié par un signal à trois niveaux [-1, 0, 1], provenant du décodeur traité à la partie précédente. Cela permet de synchroniser le courant de référence avec la position de la tension interne, dans le but de produire un couple constant.

Ce courant de référence est utilisé par le régulateur à hystérésis afin de contrôler le courant mesuré, selon une bande d’hystérésis donnée, en modulant les six impulsions de gâchettes.

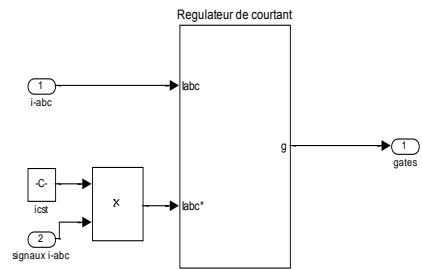


Figure III.1 : Commande du courant

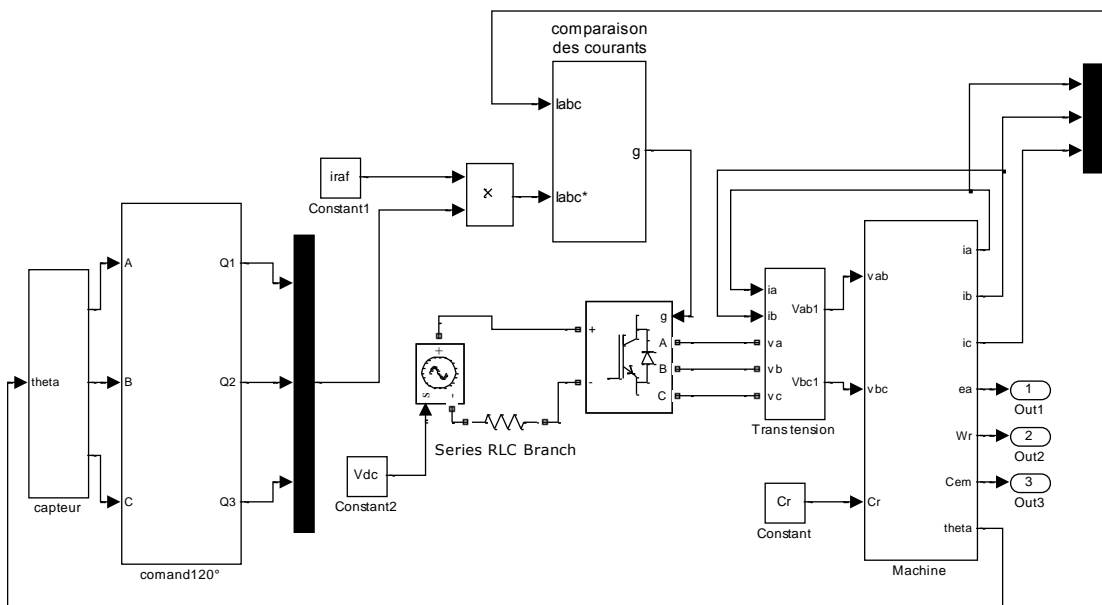


Figure III.2: Schéma bloc de la méthode MH en boucle ouverte

III.3.1-Simulation du système avec régulateur de courant

Après la simulation de système en boucle ouverte de la figure III.4, avec les paramètres de la machines indiqués sur l'annexe 1, on obtient les résultats suivants :

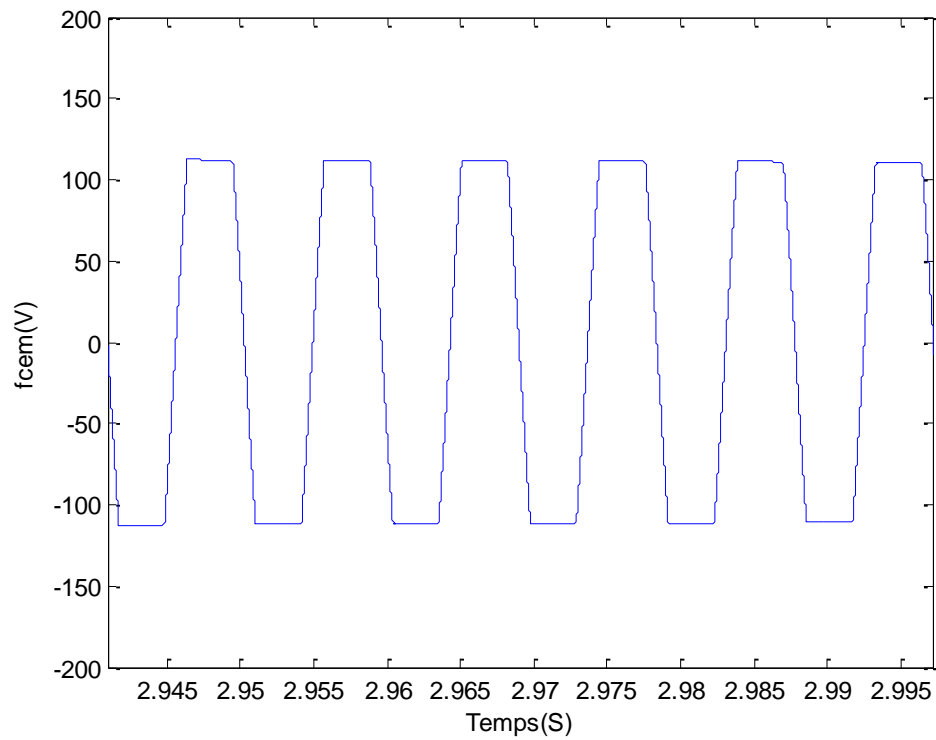


Figure III.3: Zoom de l'allure de la f.c.e.m d'une phase en régime permanent

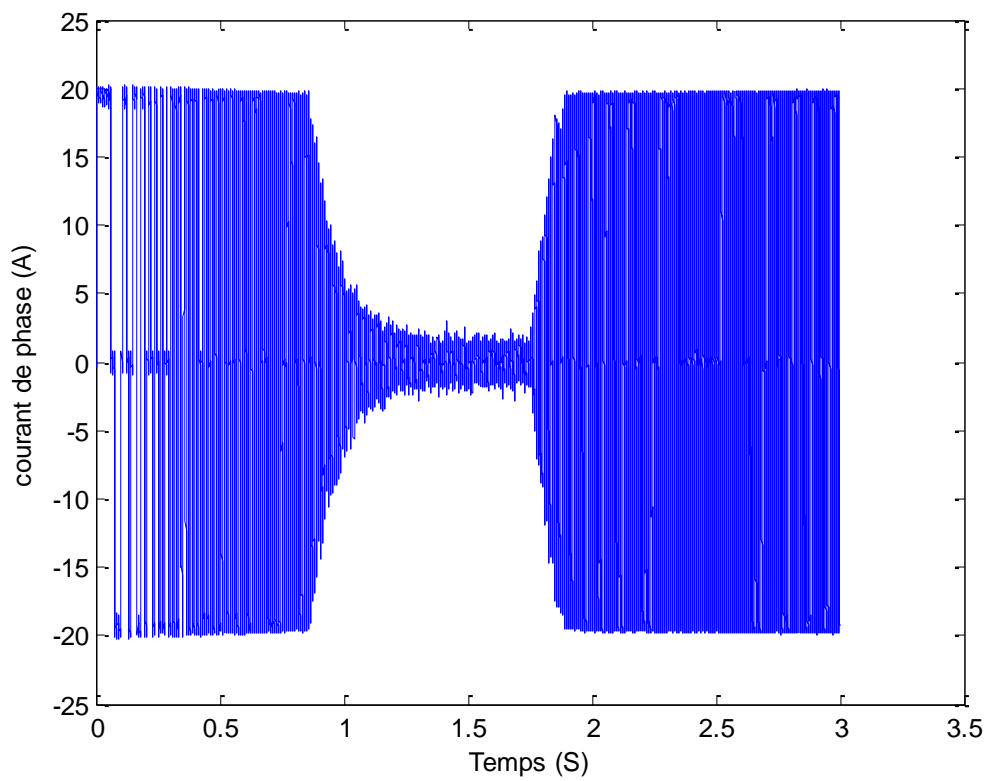


Figure III.4: l'allure du courant d'une phase

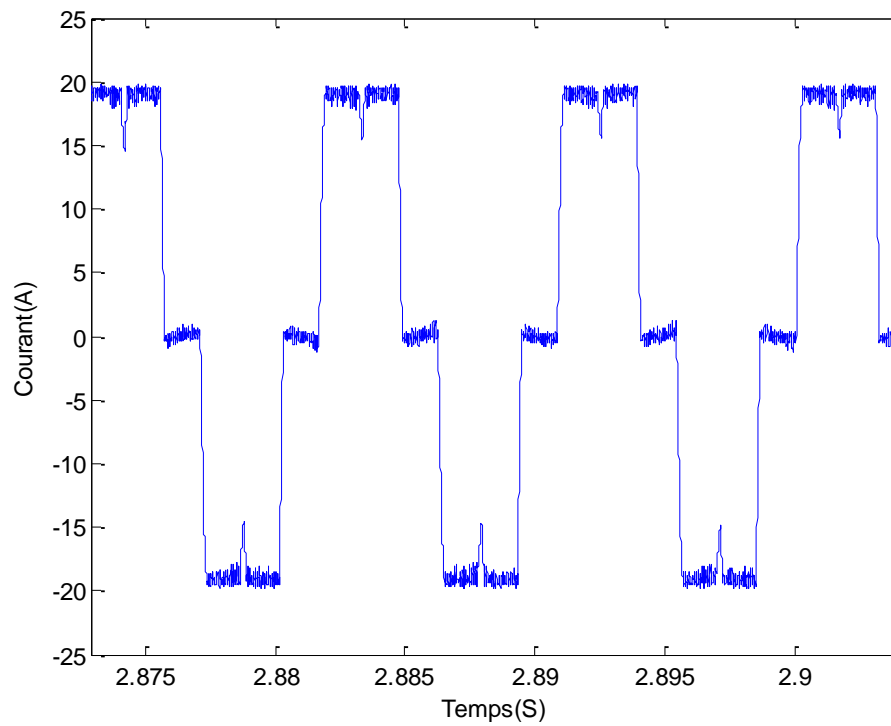


Figure III.5: Zoom de l'allure du courant d'une phase en régime permanent

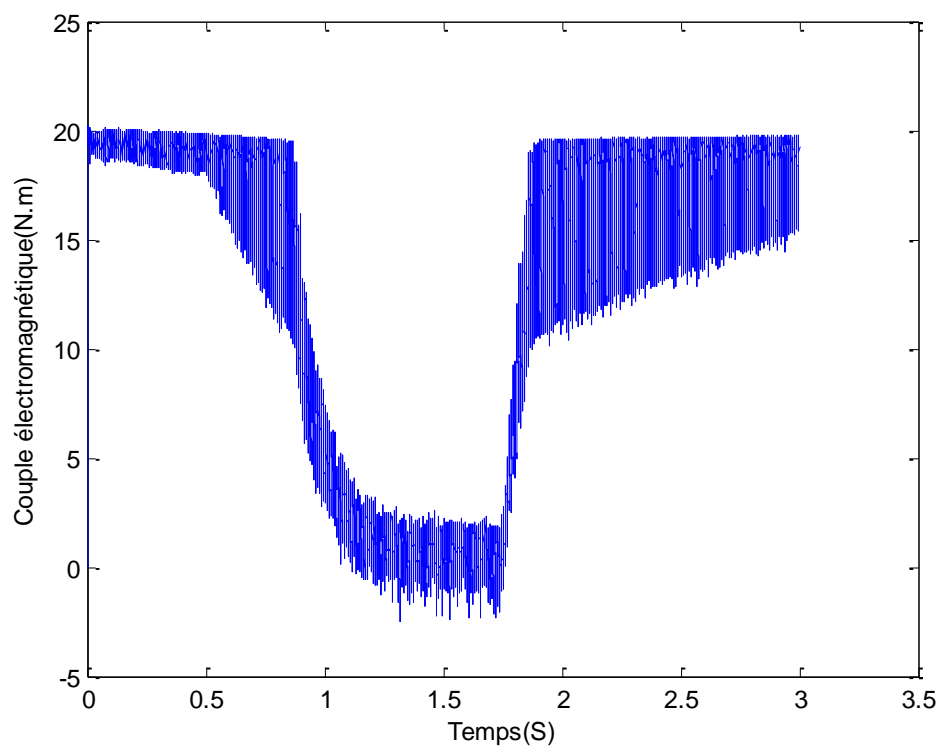


Figure III.6: Variation du couple électromagnétique

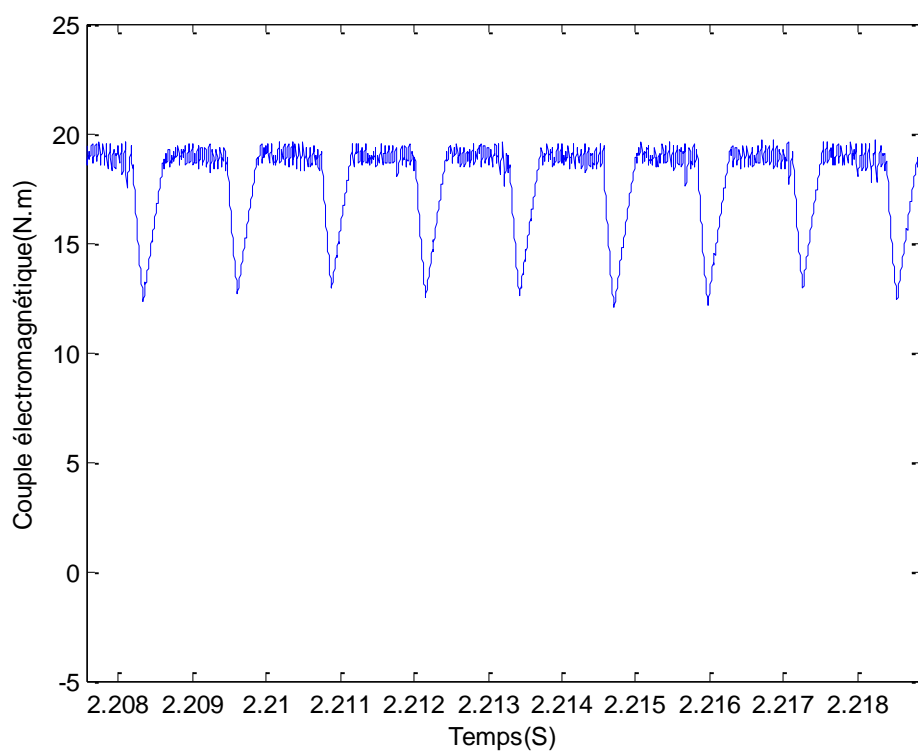


Figure III.7: Zoom sur le couple électromagnétique en régime permanent

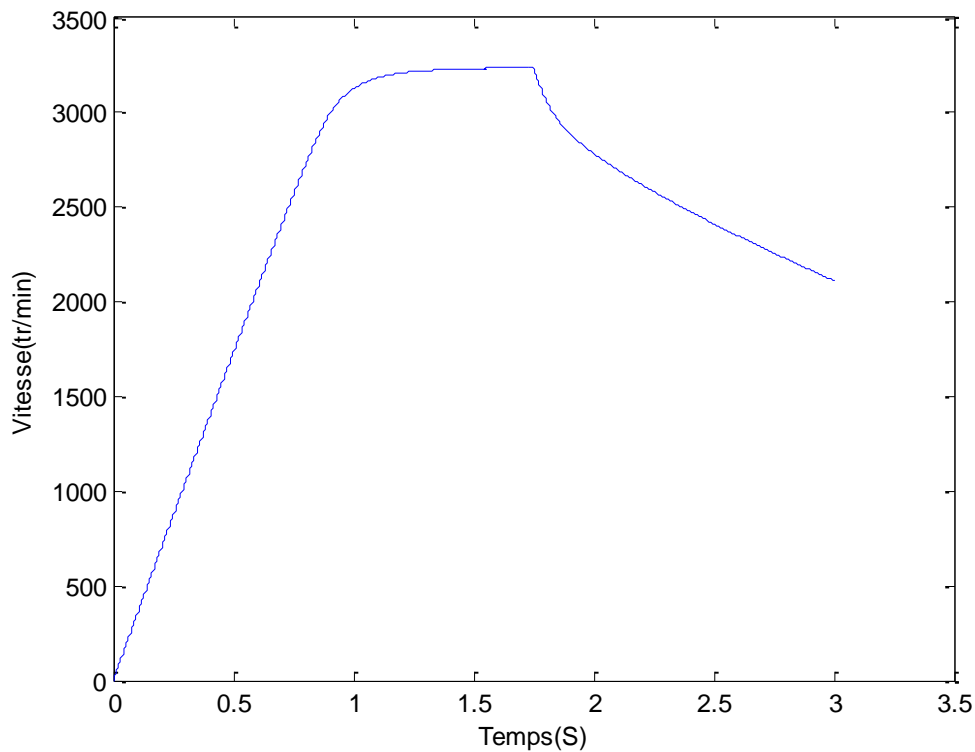


Figure III.8: Allure de la vitesse de rotation

➤ Interprétation des résultats de simulations

Les figures de III.3 à III.8 illustrent la synchronisation nécessitée afin de produire un couple constant, au démarrage (0 à 1s) le courant de phase c'est la valeur nominale, la vitesse de rotation est une droite (dû à la rampe appliqué su la tension).

A partir de cet instant la machine fonctionne à vide jusqu'à 1.75s.

A 1.75s on a appliqué un step de 21.68 N.m, de plus la tension est maximal pendant 120° électrique, la courbe III.5 montre que le courant de phase i_a et le courant de référence sont similaires, Cela a pour effet de produire un couple constant. Seulement la vitesse obtenue non satisfaisante et ce, dû à la vitesse constante imposée (non régulée). Ces formes d'ondes sont obtenues à une vitesse constante (3000tr/min), un couple de charge constant (21.68N.m) et le courant de référence constant (19.48 A). Ce que nous a conduit à réfléchir au régulateur de vitesse.

III.4-Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse utilisé est de type Proportionnel-Intégral (PI). La référence est limitée par une rampe afin d'éviter les entrées de type échelon. La mesure de la vitesse est filtrée à l'aide d'un filtre passe-bas d'ordre 1. L'intégrale est limitée afin d'éviter que le régulateur ne s'emballe lorsqu'il n'est plus capable de corriger l'erreur. Finalement, le couple de sortie est limité par les paramètres qui sont indiqués dans l'annexe 1.

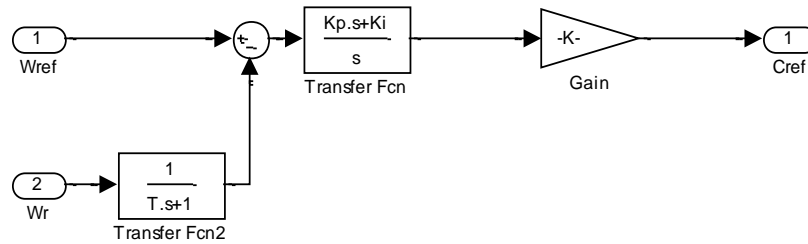


Figure III.9: Régulateur de vitesse (PI)

III.4.1-Calcul de gains du régulateur de vitesse

La sélection des gains du régulateur de vitesse peut être assez difficile pour l'utilisateur donc le calculateur de gains est basé sur la linéarisation de l'ensemble entraînement-machine.

III.4.1.a-Linéarisation du modèle

La relation entre le couple et le courant a expliqué que le couple électromagnétique produit est constant lorsqu'un courant constant est appliqué en phase avec la tension interne. Donc, lorsque la tension interne est d'au moins 120° électrique et que le courant appliqué est constant pendant 120° électrique, la machine réagit comme la MCC à aimants permanents. La figure suivante illustre le schéma bloc de la MCC alimenté en tension. Etant donné que la tension ligne-à-ligne est appliquée au modèle ($V(s)$), la relation $e = 2PKw$ est utilisée afin de calculer la tension interne ligne-à-ligne et les paramètres électriques du stator (R_s et L_s) sont doublés. Puisqu'une commande de courant est appliquée.

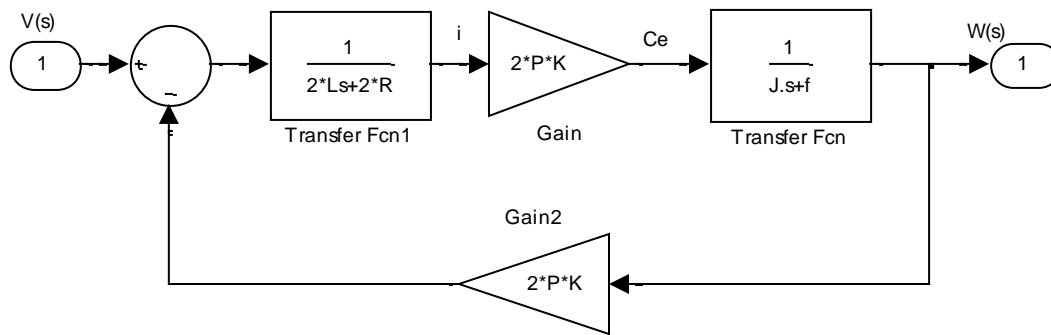


Figure III.10: Schéma bloc du modèle simplifié linéaire

Cette linéarisation est basée sur le fait qu'un courant rectangulaire est fourni au moteur. En pratique, dû à l'inductance, le couple n'est pas constant car le courant ne peut pas varier aussi rapidement. De plus le courant imposé ne peut jamais dépasser un certain seuil imposé par la tension d'alimentation. La figure suivante montre le schéma bloc, en boucle ouverte, de l'entraînement basé sur un régulateur de courant à hystérésis. Le courant désiré, dans ce cas d'un ampère crête, est multiplié au signal de sortie du décodeur. Ce courant est comparé au courant mesuré et envoyé au régulateur de courant par hystérésis. Celui-ci fournira les impulsions modulées au pont d'interrupteurs.

III.4.1.b-Calcul des gains

La fonction de transfert du modèle simplifié linéaire alimenté en tension est donnée par :

$$Gp(s) = \frac{W(s)}{V(s)} = \frac{2PK}{(2PK)^2 + 2(J_s s + f) \cdot (L_s s + R_s)} \dots \dots \dots [III. 2]$$

$$Gp(s) = \frac{2PK/(2 \cdot J \cdot L_s)}{s^2 + \left(\frac{f}{J} + \frac{R_s}{L_s}\right)s + \frac{2 \cdot f \cdot R + (2PK)^2}{2 \cdot J \cdot L_s}} \dots \dots \dots [III. 3]$$

Ce système est de la forme,

$$Gp(s) = \frac{K' \cdot \omega_n^2}{s^2 + 2\xi \cdot \omega_n s + \omega_n^2} \dots \dots \dots [III. 4]$$

Par contre le modèle linéaire alimenté en courant considère uniquement les parties électromagnétique et mécanique :

$$G_{pi}(s) = \frac{\omega(s)}{I(s)} = \frac{2PK}{(Js + f)} = \frac{(2PK)/f}{(J/f)s+1} \dots\dots\dots [III. 5]$$

Le système réagit donc comme un système d'ordre 1 :

$$G_{pi}(s) = \frac{K''/f}{\tau s + 1} \dots\dots\dots [III. 6]$$

L'entraînement basé sur un régulateur de courant à hystérésis a pour avantage de contrôler instantanément le courant du moteur. Il est donc possible d'utiliser soit un régulateur de couple ou un régulateur de vitesse. Le régulateur de couple effectue simplement la conversion entre le couple et le courant de référence, comme le montre la figure suivante.

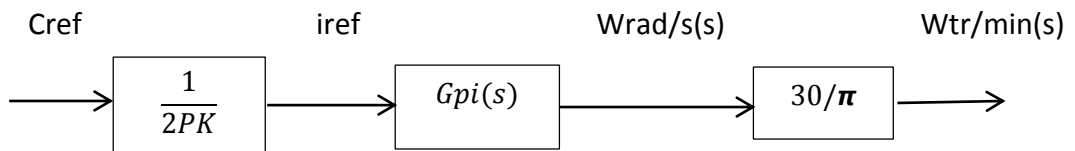


Figure III.11: Schéma bloc simplifié

Le régulateur de vitesse devra quant à lui s'assurer d'annuler l'erreur en régime permanent. Etant donné que le procédé est de type 0 (aucun pôle à « s » = 0), il est nécessaire d'employer un régulateur Proportionnel-Intégral, comme présenté à la figure qui suit :

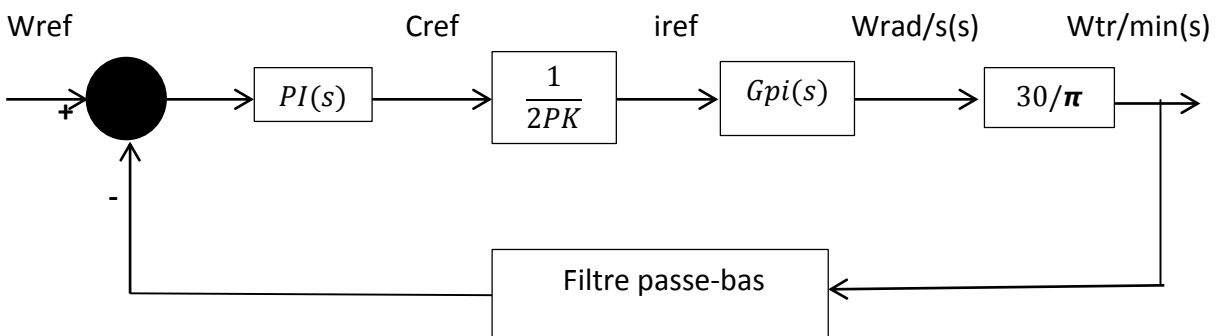


Figure III.12: régulateur de vitesse

La méthode d'imposition des pôles est utilisée afin de calculer les gains du régulateur. Premièrement, la fonction de transfert en boucle fermée est calculée sans tenir compte du filtre passe-bas, car il sera conçu sans affecter la dynamique en boucle fermée :

$$G(s) = \frac{\omega_r(s)}{\omega_{ref}(s)} = \frac{\frac{30(Kp \cdot s + Ki)}{J \cdot \pi}}{s^2 + \frac{(30 \cdot Kp + f \cdot \pi)}{J \cdot \pi} s + \frac{30 \cdot Ki}{J \cdot \pi}} \dots \dots \dots [III. 7]$$

Donc, l'équation caractéristique de ce système en boucle fermée est :

$$\Delta(s) = s^2 + \frac{(30 \cdot Kp + f \cdot \pi)}{J \cdot \pi} s + \frac{30 \cdot Ki}{J \cdot \pi} \dots \dots \dots [III. 8]$$

Puis, les deux pôles de cette équation sont placés selon le polynôme désiré suivant :

$$\Delta(s) = s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2 \dots \dots \dots [III. 9]$$

Les spécifications fixées sont :

- Un amortissement unitaire ($\xi=1$)
- La même fréquence naturelle que celle du modèle simplifié linéaire de l'équation précédente (alimenté en tension)

$$\omega_n = \sqrt{\frac{2 \cdot f \cdot R_s + (2PK)^2}{2 \cdot J \cdot L_s}} \dots \dots \dots [III. 10]$$

- Le temps de repense $T= 0.7$ s

Avec l'identification terme à terme ($\Delta = \Delta_d$) et l'application numérique on obtient:

$$Kp = \frac{\pi(2\xi\omega_n \cdot J - f)}{30} \Rightarrow Kp = 2.73 \dots \dots \dots [III. 11]$$

$$Ki = \frac{J \cdot \omega_n^2 \cdot \pi}{30} \Rightarrow Ki = 336.43 \dots \dots \dots [III. 12]$$

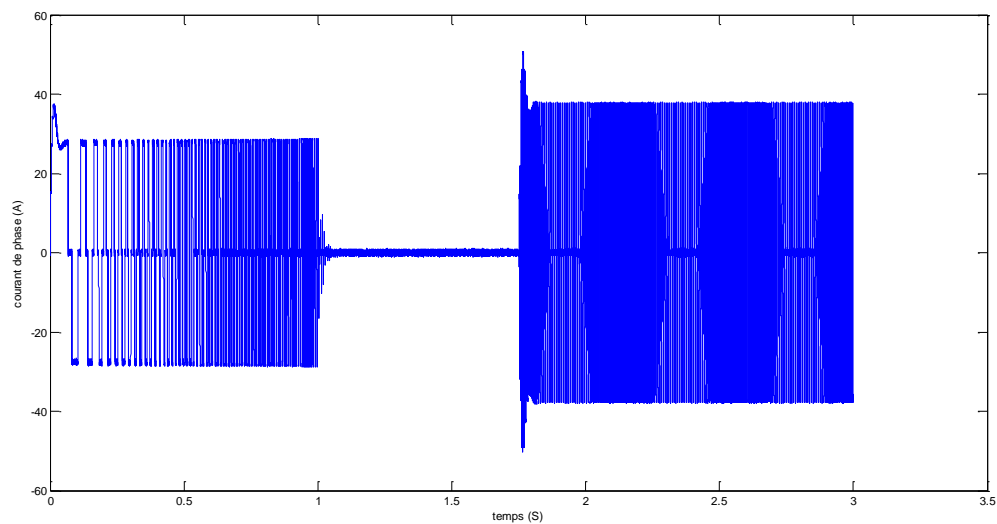


Figure III.15: L'allure du courant d'une phase en régime permanent

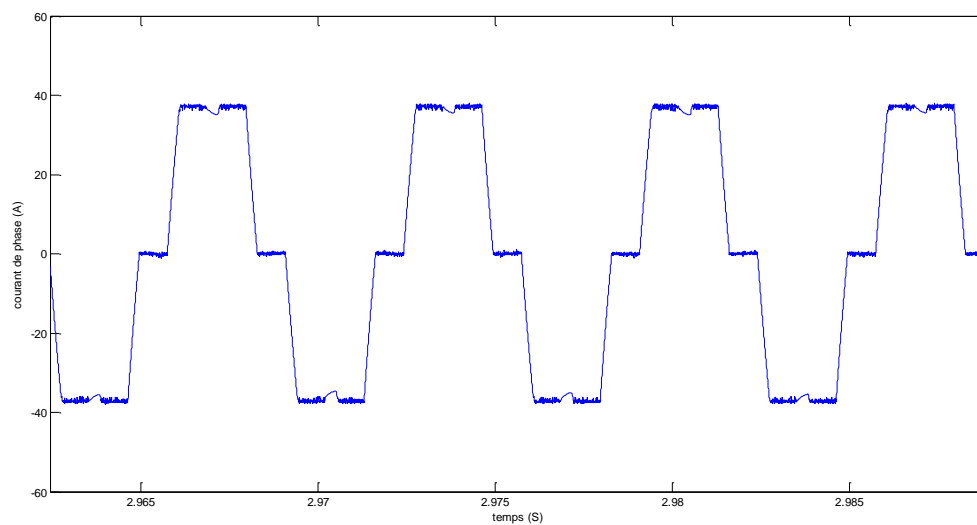


Figure III.16: Zoom de l'allure du courant d'une phase en régime permanent

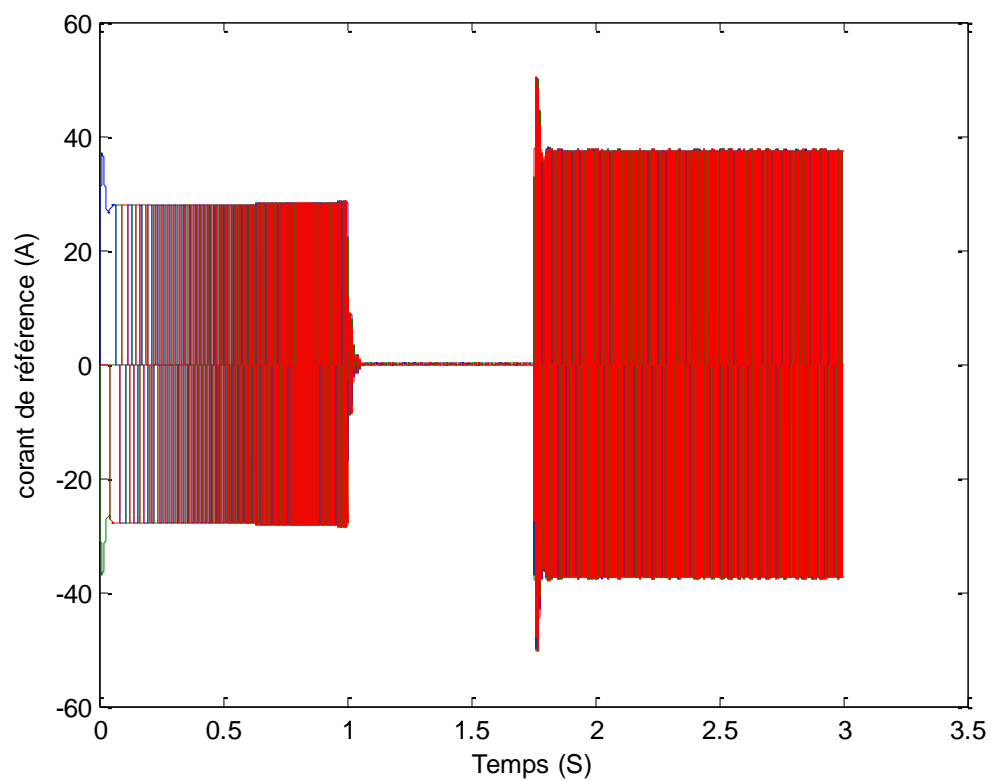


Figure III.17: L'allure du courant de référence

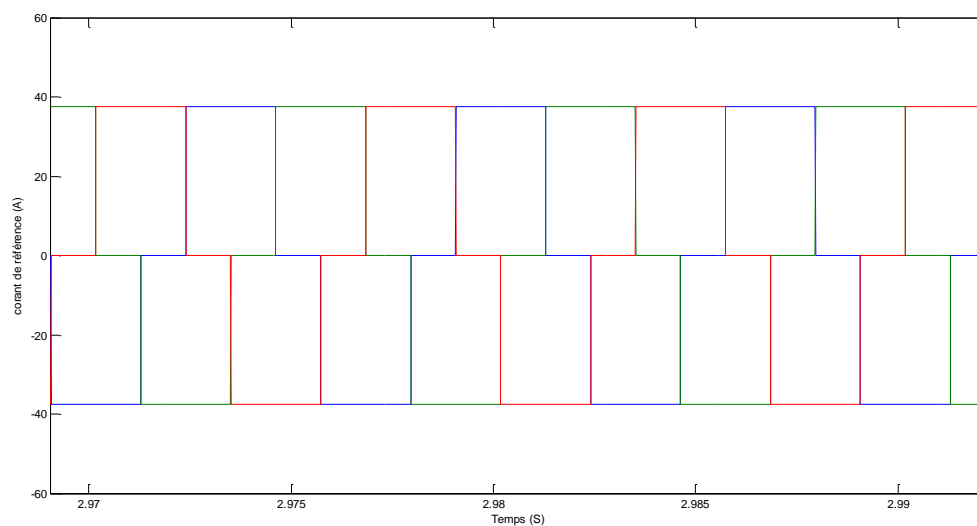


Figure III.18: Zoom de l'allure du courant de référence

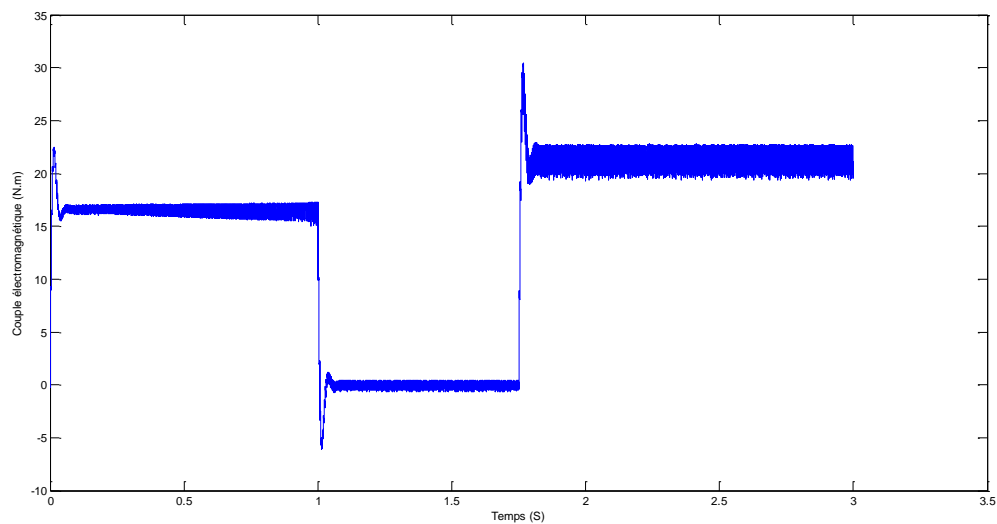


Figure III.19: Variation du couple électromagnétique

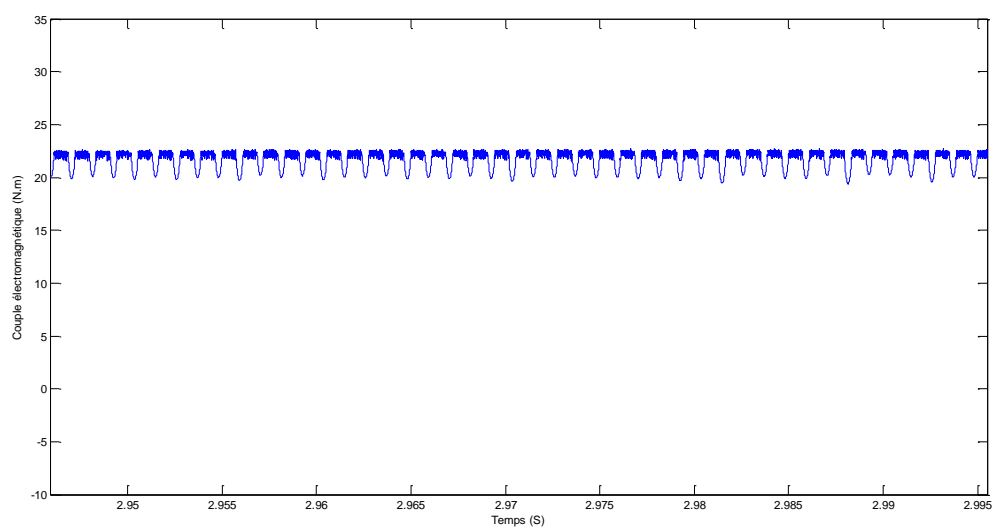


Figure III.20: Zoom sur le couple électromagnétique en régime permanent

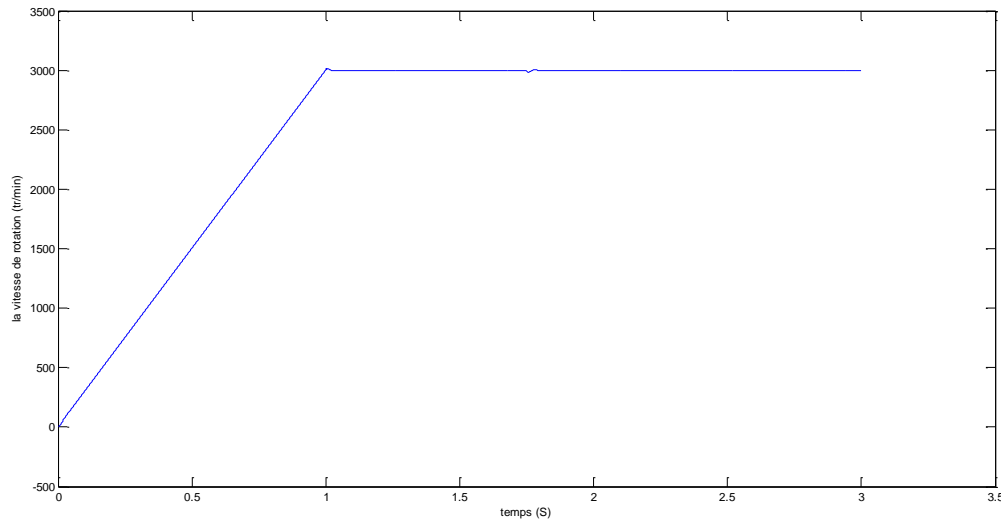


Figure III.21 Allure de la vitesse de rotation

➤ Interprétation des résultats de simulations :

Les figures d'III.14 à III.21. présentent les performances du régulateur de vitesse pour une vitesse (3000 tr/mn) et un couple de charge (21.68 N.m). Au démarrage, le couple de charge tend à faire tourner le rotor en sens inverse mais le régulateur de vitesse réagit rapidement afin d'augmenter le couple électromagnétique du moteur.

Lorsque la vitesse de référence est obtenue, le contrôleur maintient simplement la vitesse et le couple demandé. Les courbes III.15, III.16, III.17, III.18, III.19, III.20 montrent que le couple de référence (les courants de référence), produit par le régulateur de vitesse, est parfaitement suivi par le couple électromagnétique (les courants des phases) de la machine.

En effet, l'erreur entre les deux est nulle. Donc le régulateur de vitesse fonctionne correctement et la référence de couple (de courant) qu'il fournit est bien respectée par le régulateur de courant par hystérésis.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traité la commande de la machine. Premièrement, l'étude de régulateur du courant à hystérésis qui nous permet le contrôle direct du courant. Puis calculer les gains de régulateur de vitesse qui réagit rapidement pour maintenir la vitesse de référence. Finalement, la simulation des systèmes en boucle ouverte et en boucle fermée avec le logiciel Matlab-Simulink-SimPowerSystems.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire concernent l'étude de la variation de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents à f.c.e.m trapézoïdale alimenté par un onduleur de tension, piloté par un capteur de position mécanique. Ceci dans le but de réguler la vitesse de la machine.

Nous avons commencé par présenter des généralités sur la machine synchrone. Nous avons présenté ces différentes topologies et ces différents modes d'alimentations (courants sinusoïdaux ou en créneaux).

Un modèle de l'ensemble BDCM-convertisseur piloté par un capteur de position a été élaboré. Celui-ci a été implémenté sous l'environnement Matlab-Simulink et SimPowerSystems. Les résultats de simulation montrent que le modèle de simulation établi représente d'une manière satisfaisante la réalité de la machine et celle de son convertisseur.

Finalement, nous avons adopté une commande en vitesse avec contrôle des courants de phases, nous avons utilisé un régulateur de vitesse de type (PI) avec lequel nous avons obtenus après la simulation du système avec le logiciel Matlab-Simulink et SimPowerSystems des bons résultats. Une recherche plus profonde sera souhaitée à la venir en prenant compte la limitation de fréquence.

PARAMETRES DE LA MACHINE ÉTUDIÉE

La machine présentée au laboratoire(CAE)

Nombre de paires de pôles: $P=3$

Résistance par phase : $R=0.125 \Omega$

Inductance cyclique : $L_m=0.0014 \text{ H}$

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

Moment d'inertie propre de la machine: $J=528*10^{-4} \text{ Kg.m}^2$

Constante des f.c.e.m: $K=0.5(\text{V.s/rd})$

Couple de charge : $C_{r_n}=21.68 \text{ N.m}$

Tension continue: $V_{dc_n}=350 \text{ v}$

$P_n=7\text{Kw}$

Bibliographie

- [01] O.Tremblay <<Modélisation, Simulation et commande de la machine synchrone à aimants à force contre-électromotrice Trapézoïdale>>, Mémoire de Master, Université Montréal, Mai 2006.
- [02] S.Belhadi, R.Bandou <<Implémentation sur carte dSPACE <<DS 1102>> de la variation de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents Application au cycle d'un lave-linge>>, Mémoire de Master, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou 2013.
- [03] A.Oubellil, B.Zadoud <<Modalisation physique d'un moteur synchrone à aimants permanents à f.e.m trapézoïdale>>, Mémoire d'ingénieur, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou 2009
- [04] D.Mokrane, A.Ferhat <<Réalisation d'un onduleur triphasé à base de transistors IGBT>>, Mémoire d'ingénieur, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou 2009.
- [05] M.Lounes, A.Lyes <<Réalisation d'un capteur de position en vue d'autopiloté une machine synchrone à aimants permanents>>, Thèse master, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou 2012.
- [06] H.Abdellah <<Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques>>, Mémoire de magister, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou 2011.
- [07] B.Boukais << Contribution à la commande des systèmes couples machines convertisseurs: Application aux machine à aimants permanents (BDCM-PMSM)>> Thèse de Doctorat. Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou 2012.
- [08] A. Jaouad <<Contribution à la modélisation et à l'optimisation des machines synchrones à aimants permanents à flux axial. Application au cas de l'aérogénérateur>>, Thèse de Doctorat, université du Havre 2007.
- [09] L.Ramdane << Modalisation des machines asynchrones et synchrones à aimant avec prise en compte des harmoniques d'espace de temps: Application à la propulsion marine par POD>>, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine 2006.
- [10] O. Mohammed <<Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine à aimants permanents>>, Mémoire de magister, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou 2011.
- [11] E.Marwa mohamed moustafa<< Commande non linéaire sans capteur de la machine

synchrone à aimants permanents>>, Thèse de Doctorat, Institut de Recherche en Communications et Cybernétique de Nantes 2011.