

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة الدكتور الطاهر مولاي سيدة

Université Saida Dr Tahar Moulay –

Faculté de Sciences et Technologie



MEMOIRE

Mémoire de fin d'études présenté pour l'obtention du Diplôme de MASTER

En : Électrotechnique

Spécialité : Électrotechnique Industrielle

Par : GACEM Ahmed et NEDJADI Oussama

Sujet

Simulation et mise en œuvre d'une commande en boucle ouverte pour un BLDC par Dspic30f4011

Soutenue publiquement en 07/06/2025 devant le jury composé de :

BENMAHDJOUR Mohamed amine	MCA	Univ. Saida	Président
BOUANANE Mokhtar	MCB	Univ. Saida	Rapporteur
BENYAHIA Khaled	MCB	Univ. Saida	Examineur

Année universitaire 2025/2026

Dédicace

Je dédie humblement ce travail à mes chers parents, qui ont été mes piliers, mon inspiration et ma motivation tout au long de ce parcours. À mon père, pour son soutien inébranlable, et à ma mère, pour sa lumière, son amour inconditionnel et sa patience infinie. Que Dieu les protège et les bénisse.

À Dr.BOUANANE Mokhtar, mon encadrant, dont les conseils avisés, les orientations précieuses et le soutien constant ont été d'une aide inestimable dans l'élaboration de ce mémoire.

À mes sœurs, qui ont été mes complices, mes confidents et mes meilleurs supporters. Votre présence a été un réconfort constant.

À ma famille élargie, à mes tantes, oncles, cousins et cousines, dont le soutien et les encouragements ont été une source de force et de courage.

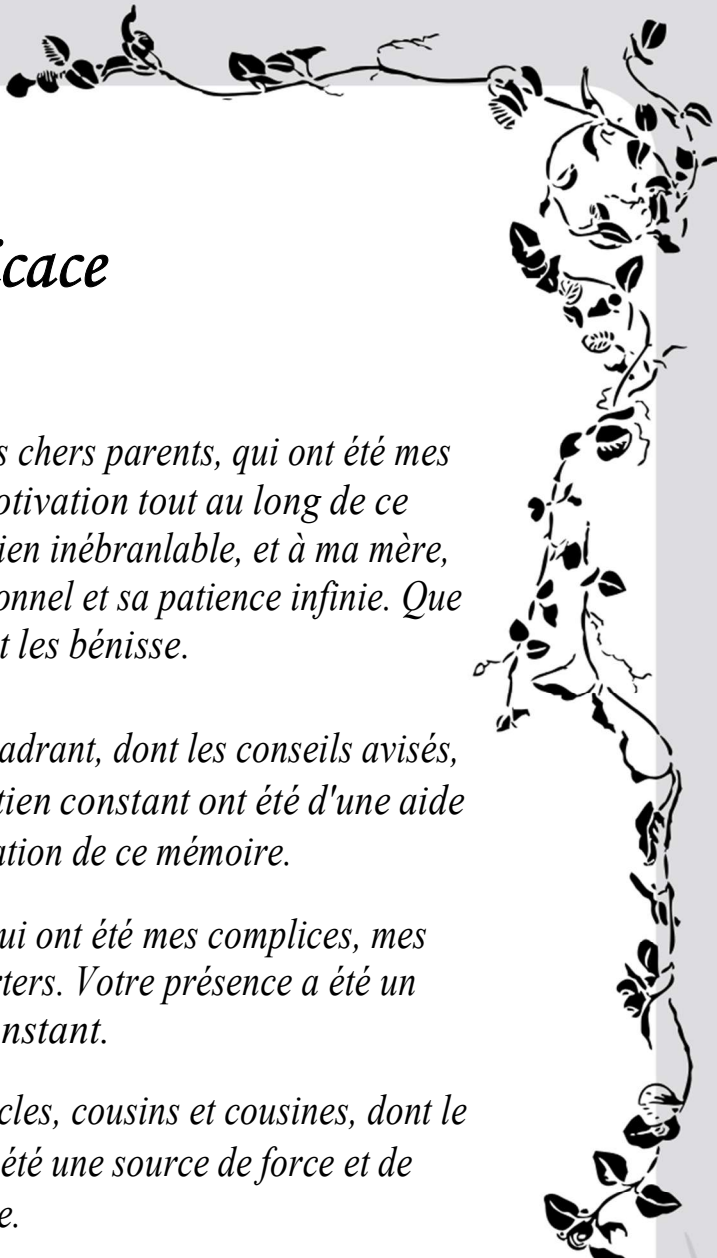
À mes amis, qui ont partagé mes joies, mes peines et mes succès. Votre amitié est un trésor que je chérirai toujours.

À mon Binôme, NEDJADI Oussama, avec qui j'ai partagé ce voyage académique. Merci pour notre collaboration fructueuse et notre soutien mutuel.

À toute la section, pour l'esprit d'entraide et de solidarité qui nous a unis.

Enfin, je dédie ce travail à toutes les personnes qui m'ont aimé et soutenu, qui ont cru en moi et m'ont encouragé. Votre confiance en moi a été ma plus grande motivation et je vous en suis infiniment reconnaissant."

GACEM Ahmed



Dédicace

Je dédie humblement ce travail à mes chers parents, qui ont été mes piliers, mon inspiration et ma motivation tout au long de ce parcours. À mon père, pour son soutien inébranlable, et à ma mère, pour sa lumière, son amour inconditionnel et sa patience infinie. Que Dieu les protège et les bénisse.

À Dr.BOUANANE Mokhtar, mon encadrant, dont les conseils avisés, les orientations précieuses et le soutien constant ont été d'une aide inestimable dans l'élaboration de ce mémoire.

À mes frères, Mohamed et Walid, qui ont été mes complices, mes confidents et mes meilleurs supporters. Votre présence a été un réconfort constant.

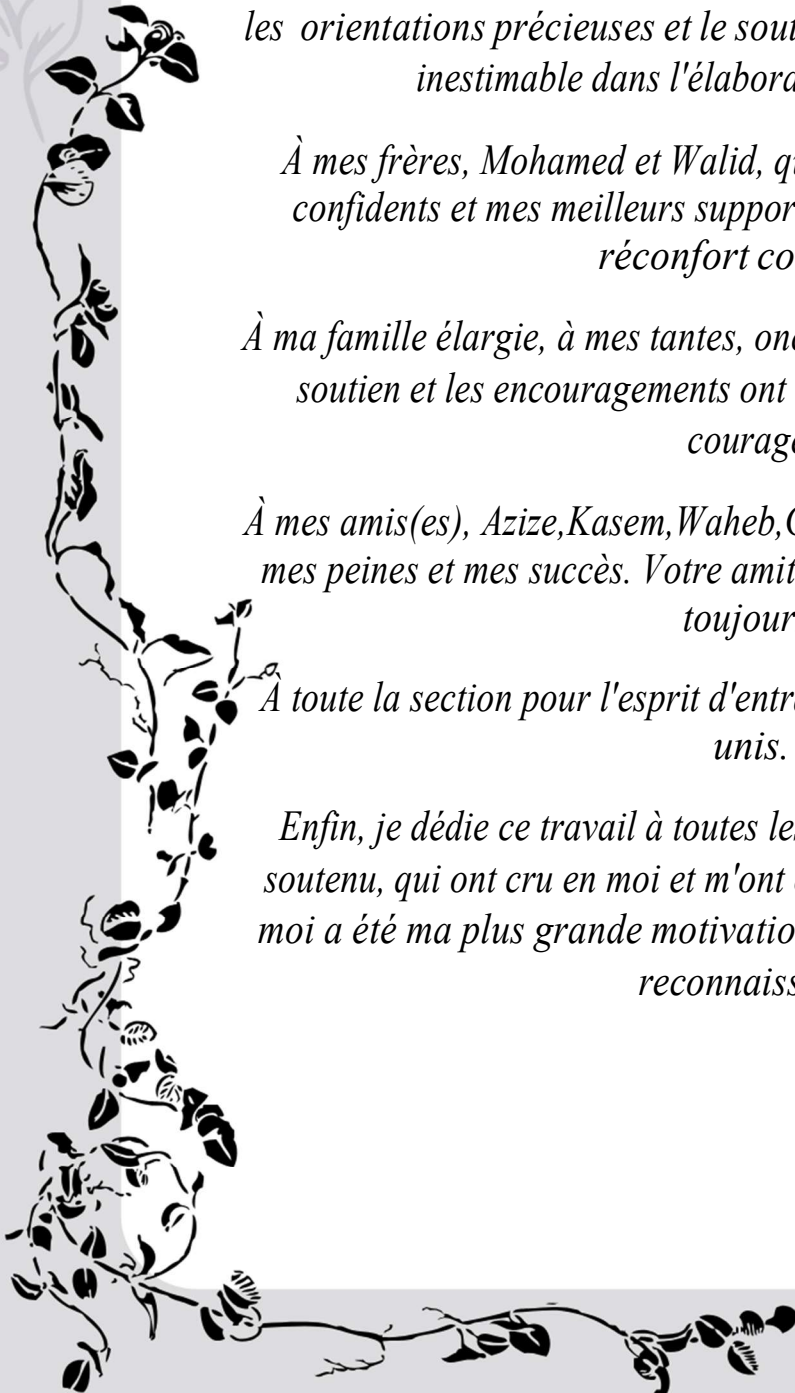
À ma famille élargie, à mes tantes, oncles, cousins et cousines, dont le soutien et les encouragements ont été une source de force et de courage.

À mes amis(es), Azize, Kasem, Waheb, Ghani, qui ont partagé mes joies, mes peines et mes succès. Votre amitié est un trésor que je chérirai toujours.

À toute la section pour l'esprit d'entraide et de solidarité qui nous a unis.

Enfin, je dédie ce travail à toutes les personnes qui m'ont aimé et soutenu, qui ont cru en moi et m'ont encouragé. Votre confiance en moi a été ma plus grande motivation et je vous en suis infiniment reconnaissant."

Nedjadi Oussama



CHAPITRE -1-

**GENERALITES SUR LES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS
PERMANENTS A FEM TRAPEZOÏDAL BLDC**

1.1 Introduction.....	1
1.2 Historique des moteur BLDC	1
1.3 Construction d'un moteur brushless	1
1.3.1 Le rotor.....	2
1.3.2 Le stator.....	3
1.4 Principe de fonctionnement d'un moteur brushless BLDC	4
1.5 Les différent type des moteur brushless.....	5
1.5.1 Le moteur brushless a rotor interne « inrunner »	5
1.5.2 Le moteur brushless a rotor externe « outrunner ».....	6
1.6 Démarrage d'un moteur BLDC.	7
1.7 Les différent capteur de position	7
1.7.1 Le capteur a effet hall.....	7
1.7.2 Principe de fonctionnement de l'effet hall	7
1.7.3 Encodeur en quadrature.....	8
1.7.4 Principe de fonctionnement des encodeurs en quadrature.....	8
1.8 Avantages et inconvénients.....	9
1.8.1 Les avantages	9
1.8.2 Les inconvénients	9
1.9 Applications des moteur brushless	9
1.9.1 Le moteur brushless dans L'automobile.....	10
1.9.2 Les moteurs brushless dans les appareils électroménagers	11
1.9.3 Les moteurs brushless dans l'aérospatial.....	12
1.9.4 Les moteurs brushless dans la bureautique	12
1.10 Conclusion	13

CHAPITRE -2-

MODELISATION DE L'ENSEMBLE BLDC-CONVERTISSEUR

2.1 Introduction	14
2.2 Modèle mathématique du Moteur BLDC	14
2.2.1 Equations Electriques.....	14
2.2.2 La Force Électromotrice.....	17
2.2.3 L'Équation Mécanique du Moteur.....	18
2.2.3.1 La vitesse du moteur	18
2.2.3.2 Le Couple Électromagnétique du moteur	19
2.3 Modèle Simulink du moteur BLDC:	19
2.4 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	20
2.5 La commande trapézoïdale d'un moteur BLDC.....	22
2.5.1 Principe de la commande	23
2.5.2 Séquences de commutation du circuit de commande	24
2.6 Modélisation de la commande trapézoïdale d'un moteur BLDC.....	28
2.6.1 Signaux des trois capteurs à effet Hall " <i>a</i> ", " <i>b</i> " et " <i>c</i> "	28
2.6.2 Tensions de référence en fonction des signaux de Hall	29
2.6.3 Commande des interrupteurs en fonction des tensions de référence	30
2.7 Simulation du démarrage à vide avec une application de charge.....	31
2.7.1 Discussion	34
2.8 Conclusion	35

CHAPITRE -3-

VALIDATION EXPERIMENTALE

3.1 Introduction.....	36
3.2 Le dsPIC	36
3.2.1 DsPIC 30F4011	37
3.2.2 Architecture.....	38
3.2.3 Carte de mémoire de l'espace programme	38
3.2.4 Carte mémoire de l'espace de données.....	40
3.3 Registre de travail	42

3.4 Instruction DSPIC.....	42
3.5 Le processeur DSP.....	42
3.6 Les interruptions	43
3.7 Les périphériques	45
3.7.1 Les ports d'entrée / sortie.....	45
3.7.2 Les timers.....	46
3.7.3 Le convertisseur analogique/numérique (ADC)	47
3.7.4 Le module MLI	49
3.7.4.1 Les registres de module MLI	51
3.8 Réalisation de la carte de commande.....	53
3.8.1 Broches de microcontrôleur	53
3.8.2 Circuits oscillateurs.....	54
3.8.3 Régulateurs de tension	55
3.8.3.1 Circuit d'alimentation	55
3.8.4 Module de conducteur IC standard RS232	57
3.8.5 MPLAB® ICD2 interface	57
3.8.6 Interface de capteur à effet Hall	58
3.8.7 Module de puissance intelligent (IPM) IRAMY20UP60B	58
3.8.8 Circuit défaut onduleur	60
3.9 Résultat expérimental du test de l'onduleur	60
3.10 Résultat expérimental	62
3.10.1 Résultat expérimental en boucle ouverte	63
3.10.1.1 Interprétation.....	67
3.11 Conclusion	68
Conclusion Générale et perspectives	69
Bibliographie	70

NOMENCLATURE

Les notations sont dans la mesure du possible, des notations standards. Elles sont définies au fur et à mesure de leur utilisation dans la présente thèse et sont conservées tout au long de celle-ci. Il nous a cependant paru utile de les rassembler ici.

Abréviations

Désignations

Notations :

θ	La position électrique du roto
θ_r	La position mécanique du rotor
$\overrightarrow{\varphi_M}$	Le vecteur du flux magnétique créé par l'aimant permanent
φ_0	L'amplitude du flux magnétique créé par l'aimant permanent
R	Résistance statorique par phase
L	Inductance statorique par phase
v_a, v_b, v_c	Tensions des phases
i_a, i_b, i_c	Courants des phases
e_a	La force électromotrice de la phase a
e_b	La force électromotrice de la phase b
e_c	La force électromotrice de la phase c
k_e	Le coefficient de la force électromotrice
ω	Vitesse électrique
ω_r	Vitesse mécanique
ω_{ref}	Vitesse de référence
$f_a(\theta), f_b(\theta), f_c(\theta)$	Des fonctions qui dépendent uniquement de la position du rotor
Ω	La vitesse angulaire du moteur
C_r	Le couple résistant
C_{em}	Le couple électromagnétique développé
J	Le moment d'inertie des parties tournantes de la machine

f	<i>Le coefficient de frottement</i>
P	<i>Le nombre de paires des pôles</i>
M	<i>Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor</i>
λ	<i>Gain positif</i>
$e(x)$	<i>Écart de la variable à régulé</i>
$S(x)$	<i>La surface de commutation</i>
S_{ω}	<i>Surface de glissement</i>
g	<i>Glissement</i>
U	<i>Commande du système</i>
v^*_{dc}	<i>Tension de référence</i>

Acronymes:

<i>MCC</i>	<i>Machine à courant continu.</i>
<i>BLDC</i>	<i>Brushless Direct Current</i>
<i>BLDCHM</i>	<i>Brushless Direct Current hub motor</i>
<i>PMSM</i>	<i>Permanent magnet synchronous motor</i>
<i>DC</i>	<i>Courant continue</i>
<i>AC</i>	<i>Courant alternative</i>
<i>FEM</i>	<i>Force Électromotrice</i>
<i>HV</i>	<i>Hall sensor voltage</i>
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processing</i>
<i>DsPIC</i>	<i>Microcontrôleur de traitement du signal</i>
<i>IGBT</i>	<i>Insulated gate bipolar transistor</i>
<i>MLI</i>	<i>Modulation de largeur d'impulsion</i>
<i>PWM</i>	<i>pulse width modulation</i>
<i>ADC</i>	<i>Le convertisseur analogique/numérique</i>
<i>ASI</i>	<i>Alimentations sans interruption</i>
<i>PTMR</i>	<i>Compteur incrémental ou décremental de la base du temps MLI</i>
<i>PTPER</i>	<i>Registre de la période de la MLI</i>
<i>DTCON</i>	<i>Registre de gestion des temps morts</i>
<i>IPM</i>	<i>Intelligente power module</i>

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1: Vue en coupe simplifiée et schéma de circuit d'un BLDCHM.....	2
Figure 1.2: Coupe transversale d'un BLDCHM	3
Figure 1.3: Construction de stator du moteur BLDC outrunner.....	3
Figure 1.4: FCEM trapézoïdale.....	4
Figure 1.5: FCEM sinusoïdale.....	4
Figure 1.6: Ensemble moteur-onduleur (commutateur).....	5
Figure 1.7: « inrunner » BLDC Moteur a rotor interne.....	6
Figure 1.8: « outrunner » BLDC Moteur a rotor externe.....	6
Figure 1.9: Architecture interne du capteur a effet hall.....	8
Figure 1.10: Disque d'encodeur optique.....	9
Figure 1.11: Moteur brushless dans une machine à laver	11
Figure 1.12: Moteur brushless dans un lecteur CD.....	13
Figure 2.1: Représentation d'un moteur brushless bipolaire.....	15
Figure 2.2: Formes typiques des courants et des FEMs	18
Figure 2.3: Modèle Simulink du moteur BLDC.....	20
Figure 2.4: Schéma de l'onduleur de tension	21
Figure 2.5: Formes d'ondes des courants et FEMs d'un moteur BLDC.....	23
Figure 2.6: Schéma bloc de la commande trapézoïdale d'un moteur BLDC	24
Figure 2.7: Les séquences de commutation du circuit de commande d'un moteur BLDC triphasé	27
Figure 2.8: Tensions aux bornes du BLDC en fonction des signaux Hall "a", "b" et "c".....	27
Figure 2.9: Model Simulink des signaux des capteurs à effet de hall	29
Figure 2.10: Model Simulink des tensions de référence.....	30
Figure 2.11: Model Simulink des interrupteurs en fonction des tensions de référence.....	31
Figure 2.12: Résultat de l'essai à vide avec une application de charge	34
Figure 3.1: Bloc diagramme DSPIC30F4011	37
Figure 3.2: Structure Harvard modifiée.....	38
Figure 3.3: Carte de mémoire d'espace de programme pour le dspic30f4011.....	39
Figure 3.4: Carte de mémoire de l'espace de données pour le dspic30f4011	41
Figure 3.5: espace de données pour exemple d'instructions MCU et DSP (classe MAC).....	41
Figure 3.6: Processeur DSP	43
Figure 3.7: Table des vecteurs d'interruption.....	44
Figure 3.8: Structure d'un port partagé.....	46
Figure 3.9: Bloc diagramme de timer1 type(A).....	47
Figure 3.10: Bloc diagramme de module ADC.....	48
Figure 3.11: Bloc diagramme de module MLI.....	50
Figure 3.12: MLI symétrique et asymétrique	51
Figure 3.13: Génération des temps morts.....	52
Figure 3.14: Schéma bloc du prototype réalisé.....	53
Figure 3.15: Le contrôleur dsPIC30F4011 dans un boîtier PDIP 40 broche.....	54
Figure 3.16: Circuit résonateur céramique.....	55
Figure 3.17: Schéma du circuit d'alimentation	56
Figure 3.18: Contrôleur dsPIC30F4011 avec oscillateur, circuits d'alimentation et de mise à la terre	56

Figure 3.19: Le module schématique RS232 construit autour du pilote MAX232N	57
Figure 3.20: L'interface ICD2.....	57
Figure 3.21: Interface de capteur à effet Hall.....	58
Figure 3.22: Broches de connexion IRAMY20UP60B	58
Figure 3.23: Schéma interne de l'IRAMY20UP60B.....	59
Figure 3.24: Circuit défaut onduleur	60
Figure 3.25: Temps mort de 2 μ s	61
Figure 3.26: PWM H PWM L	61
Figure 3.27: Tension de ligne de l'onduleur triphasé (sans filtre).....	61
Figure 3.28: Tension de sortie de l'onduleur triphasé IPM (avec un filtre LC)	62
Figure 3.33: L'image de vitesse de rotation à vide	63
Figure 3.34: Temps de repense de démarrage (zoom)	63
Figure 3.35: L'image de courant Ia à vide.....	64
Figure 3.36: L'image de courant de phase Ia (zoom)	64
Figure 3.37: L'image des tensions des trois phases.....	64
Figure 3.38: Les tensions des trois phases (zoom).....	64
Figure 3.39: PWM haut et bas du premier bras de l'onduleur.....	65
Figure 3.40: PWM haut et bas du premier bras de l'onduleur (zoom).....	65
Figure 3.41: Signaux de capteur à effet Hall	65
Figure 3.42: Signaux de capteur à effet Hall (zoom)	65
Figure 3.43: L'image de vitesse lorsque la charge est appliquée	65
Figure 3.44: Réponse en vitesse lorsque la charge est appliquée (zoom).....	65
Figure 3.45: Courant de phase Ia lorsque la charge est appliquée	66
Figure 3.46: L'image de courant de phase Ia lorsque la charge est appliquée (zoom)	66
Figure 3.47: L'image des tensions des trois phases Vabc	66
Figure 3.48: Les tensions des trois phases lorsque la charge est appliquée (zoom).....	66
Figure 3.49: PWM haut et bas du premier bras de l'onduleur.....	66
Figure 3.50: PWM haut et bas du premier bras de l'onduleur lorsque la charge est appliquée (zoom)	66
Figure 3.51: Signaux de capteur à effet Hall	67
Figure 3.52: Signaux de capteur à effet Hall lorsque la charge est appliquée (zoom)	67

LISTE DES TABLEAUX

<i>Tableau 1.1:</i>	<i>Comparaison entre les moteurs utilisés dans les véhicules électriques.....</i>	<i>10</i>
<i>Tableau 2.1:</i>	<i>Valeur des signaux de sorties des capteurs à effet de Hall.....</i>	<i>28</i>
<i>Tableau 3.1:</i>	<i>les valeurs qui corréleront la mesure réelle et la mesure de l'oscilloscope.....</i>	<i>62</i>

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Au cours des dernières années, les systèmes d'entraînement électrique ont connu un essor considérable grâce aux avancées en électronique de puissance et en systèmes embarqués. Dans ce contexte, les moteurs à courant continu sans balais (BLDC) occupent une place importante en raison de leurs performances, de leur fiabilité et de leur simplicité d'entretien.

La commande de ces moteurs constitue un élément essentiel pour assurer leur bon fonctionnement. Parmi les différentes approches, la commande en boucle ouverte se distingue par sa simplicité de mise en œuvre et son coût réduit, ce qui la rend adaptée à certaines applications pratiques.

La commande en boucle ouverte constitue une approche fondamentale et pédagogique pour appréhender le comportement du moteur BLDC. Bien qu'elle ne dispose pas des mécanismes de correction propres aux systèmes bouclés, elle permet de valider le fonctionnement de la séquence de commutation, de caractériser les performances du moteur et de poser les bases d'une future commande en boucle fermée.

Par ailleurs, l'utilisation de microcontrôleurs performants, tels que le **dsPIC30F4011**, permet de réaliser efficacement les fonctions de commande grâce à leurs capacités de traitement et de génération de signaux.

Dans le cadre des travaux de recherches traitées au laboratoire d'électronique de puissance sur la commande d'un moteur BLDC.

La recherche dans ce domaine est menée en deux étapes :

La première étape est théorique et porte sur la modélisation mathématique du moteur BLDC, l'étude de ses principes de fonctionnement et la simulation du système sous environnement **MATLAB/Simulink**, permettant ainsi de valider les stratégies de commande avant toute implémentation matérielle.

La seconde étape est pratique et concerne la programmation du **dsPIC30F4011**, la génération des signaux **PWM** et la mise en œuvre expérimentale de la commande, en vue de confronter les résultats simulés aux mesures réelles.

Le travail de ce mémoire s'inscrit dans cette deuxième étape. J'avais comme tâche la réalisation d'un prototype de petite puissance de motorisation fonctionnelle maîtrisant les étapes hardware / software et les outils d'un tel travail.

La contribution principale de ce travail porte sur :

- Élaboration d'un programme de simulation du système exploitant les paramètres réels de la motorisation.
- Maîtriser de la méthode de contrôle commande du moteur BLDC.
- Le design et la réalisation d'un onduleur pour la commande d'un moteur brushless.
- Choix du microcontrôleur et réalisation de la carte de commande : schématisation et PCB.
- L'écriture du code source en langage C de contrôle.
- Tests du prototype final.

Cette thèse est organisée en quatre chapitres. Leur contenu est présenté comme suit :

Le premier chapitre est consacré à une brève description d'un moteur synchrone à aimant permanent à FEM trapézoïdal BLDC (Brushless Direct Current). D'abord, nous allons présenter un bref historique sur les BLDC et découvrir leurs différents types avec une présentation de principe de fonctionnement et les différents types des capteurs de position, ainsi que leurs domaines d'application et certains de leurs avantages et inconvénients.

L'objectif du deuxième chapitre après de réaliser l'étude des lois de commande, c'est la modélisation de l'ensemble convertisseur BLDC piloté par un capteur de position, est de réaliser théoriquement par simulation la commande trapézoïdale et visualiser les résultats obtenus de vitesse, couple, courant et la force électromotrice FEM. Ce modèle sera développé sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

Le troisième chapitre s'intéresse à la description du prototype réalisé pour l'implantation des algorithmes de commandes étudiées au chapitre 3. Le bloc essentiel de cette réalisation est le microcontrôleur de traitement du signal (DSPIC), pour cela nous commençons par la description des différents éléments de ce circuit, ainsi que le circuit onduleur ses interfaces. Nous développons le programme de contrôle en langage C pour le microcontrôleur. À la fin les résultats expérimentaux sont présentés et discutés.

Chapitre 1 :
Généralités sur les machines
synchrones à aimants
permanents
à fem trapézoïdal BLDC

1.1 Introduction

Depuis le 18^e siècle, les machines électriques jouent un rôle essentiel dans le développement industriel et technologique. Aujourd'hui, elles sont omniprésentes dans la production d'énergie, les transports, la robotique et les équipements domestiques. Longtemps, la machine à courant continu (MCC) a été largement utilisée grâce à sa simplicité de commande et à son couple proportionnel au courant. Cependant, son système balais-collecteur impose des contraintes d'entretien, limite la vitesse et empêche son utilisation en milieux explosifs.

Avec les progrès des matériaux magnétiques et de l'électronique de puissance, les machines synchrones à aimants permanents se sont fortement développées. Performantes et fiables, elles sont désormais utilisées dans des domaines variés comme la robotique, l'aérospatial, les énergies renouvelables et les véhicules électriques.

Ce chapitre présente le moteur synchrone à aimants permanents de type BLDC, son historique, son principe de fonctionnement, ses capteurs de position, ainsi que ses principaux avantages et domaines d'application.

1.2 Historique des moteurs BLDC

L'évolution des moteurs électriques débute avec la découverte de l'induction électromagnétique par Faraday en 1831, suivie de l'apparition des premiers moteurs à courant continu dans les années 1840. En 1915, l'invention du redresseur à vapeur de mercure par Langmuir a permis le développement des convertisseurs électroniques.

Dans les années 1930, les premiers moteurs sans balais (BLDC) ont été proposés pour remédier aux limites des moteurs à balais, mais leur utilisation est restée limitée en raison de leur faible fiabilité. Une avancée majeure est réalisée en 1955 avec l'introduction de la commutation électronique par thyristors, considérée comme le premier prototype du moteur BLDC [CHA-12].

En 1962, l'intégration des capteurs à effet Hall permet d'améliorer leur fonctionnement et de lancer leur production. Dans les années 1970, les progrès des capteurs magnétiques renforcent leurs performances.

En 1978, la commercialisation des moteurs BLDC par Indramat marque leur entrée dans le domaine industriel. Par la suite, leur développement s'est poursuivi avec l'apparition des formes d'ondes trapézoïdales et sinusoïdales.

Enfin, grâce aux avancées en microélectronique, électronique de puissance et matériaux magnétiques dans les années 1990, les moteurs BLDC ont connu une large diffusion et sont aujourd'hui utilisés dans de nombreuses applications industrielles [ALI-05].

1.3 Construction d'un moteur brushless

Un moteur brushless est similaire à un moteur à courant continu, il comporte les mêmes éléments sauf le collecteur, avec une déference de l'emplacement des bobines et des aimants permanents sont parce qu'ils sont inversés. Le rotor est composé d'un ou plusieurs aimants permanents, et le stator de plusieurs bobinages. Dans ce travail en va discuter et utiliser un moteur brushless hub (BLDCHM).

Une représentation simplifiée en coupe transversale du BLDCHM est présentée à la figure 1.1 et est utilisée pour approfondir l'examen de la construction et du fonctionnement du moteur [BRO-02].

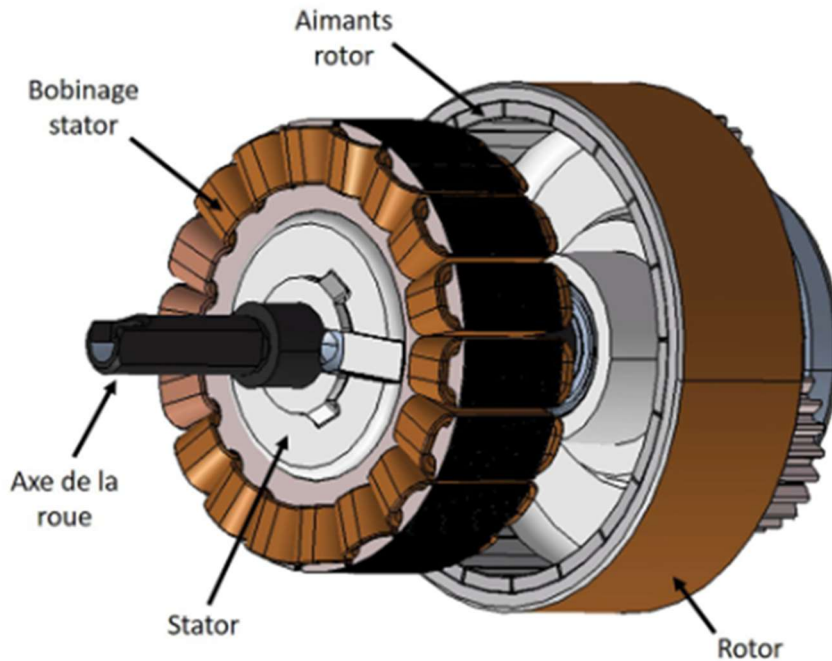


Figure 1.1: Vue en coupe simplifiée et schéma de circuit d'un BLDCHM

1.3.1 Le rotor

Le rotor d'un moteur brushless comporte un nombre pair de pôles magnétiques permanents. Traditionnellement, des aimants en ferrite sont utilisés, mais les alliages de terres rares permettent de produire un flux magnétique plus élevé, offrant ainsi une puissance équivalente avec une taille plus réduite du moteur [PIL-89] [RAI].

Parmi ces matériaux figurent le néodyme (Nd), le samarium-cobalt (SmCo) et l'alliage NdFeB. Toutefois, la dépendance à ces terres rares, principalement fournies par la Chine, entraîne des coûts élevés et des incertitudes d'approvisionnement. Cela a suscité des inquiétudes, notamment dans l'industrie automobile [BRO-02].

Ainsi, le développement de technologies alternatives visant à réduire, voire éliminer l'utilisation d'aimants permanents en terres rares, devient un enjeu important pour les futures applications, en particulier dans les systèmes de traction électrique [PIL-89] [ALM-08].

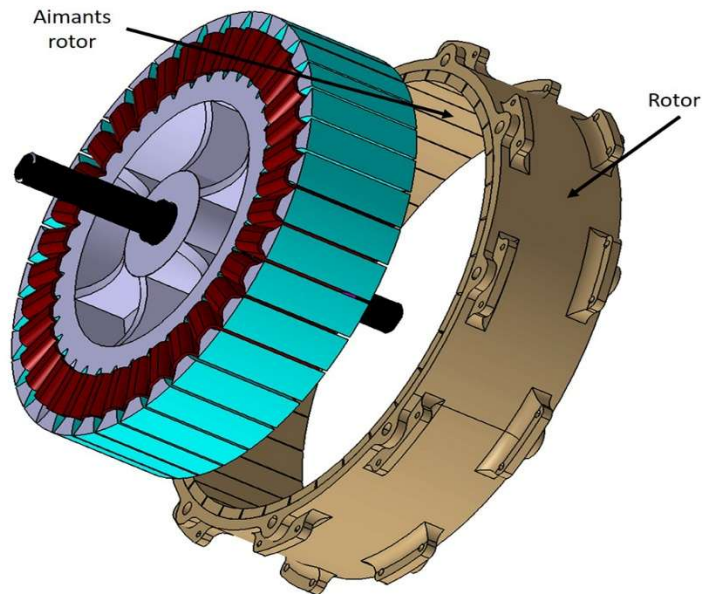


Figure 1.2: Coupe transversale d'un BLDCM

1.3.2 Le stator

La partie électromagnétique stationnaire du moteur et appeler le stator. Il est formé de tôles d'acier empilées. Ces tôles d'acier sont empilées le long du centre de rotation du moteur, à l'extérieur (si le rotor à aimants permanents est utilisé comme entraînement d'arbre) ou à l'intérieur (si le rotor à aimants permanents est utilisé comme moteur à moyeu, comme indiqué dans la figure 1.3).

Une série de bobines formées sont ensuite enroulées dans les fentes de stratification. Lorsque les bobines sont mises sous tension, la partie en acier laminé à l'intérieur de chaque bobine dirige le trajet du flux, jouant le rôle d'électroaimant. Les phases du moteur BLDC sont connectées en étoile et sont formées à partir des nombreuses bobines câblées dans un arrangement spécifique pour former un nombre pair de paires de pôles [MUL-02] [ALM-08].

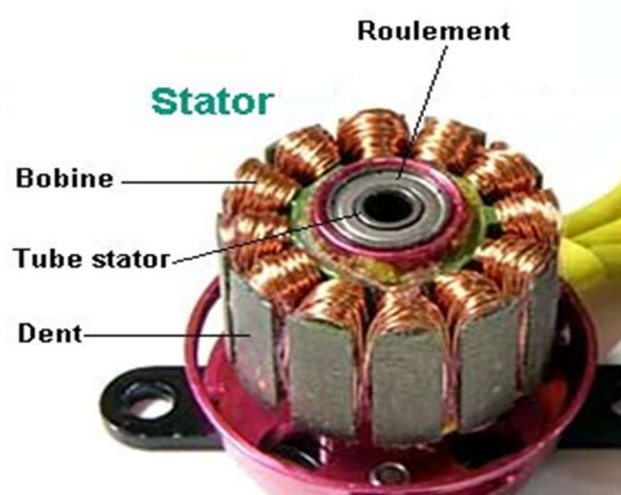


Figure 1.3: construction de stator du moteur BLDC outrunner

Suivant la forme de bobinage des phases, il existe deux types de moteurs. Le premier est un moteur à FEM trapézoïdal (également appelé moteur à courant continu sans balai ou BLDC) et le second est un moteur à FEM sinusoïdal [MUL-02]. Ces noms sont dérivés de leurs formes d'onde respective de force contre-électromotrice (FEM), les figures 1.4 et 1.5 expliquer respectivement ce phénomène.

Le moteur à FEM sinusoïdal présente l'avantage d'un couple plus lisse, du fait que le changement de courant dans le moteur est continu. Mais, pour y parvenir, une interconnexion et une configuration plus complexes entre les bobines de phase sont nécessaires et pour le contrôle orienté champ ou vectoriel, un codeur d'arbre coûteux, ce qui entraîne un coût plus élevé. Ce type de moteur est également appelé moteur synchrone à aimant permanent (PMSM) [MUL-02].

Les enroulements de stator du moteur BLDC à fond trapézoïdal ont une interconnexion plus simple, ce qui nécessite un résolveur beaucoup moins cher pour la commande trapézoïdale. Le contrôle trapézoïdal de ce moteur est au centre de cette thèse. La limitation du moteur BLDC réside dans les applications de contrôle d'imposition[ALM-08] [BRO-02].

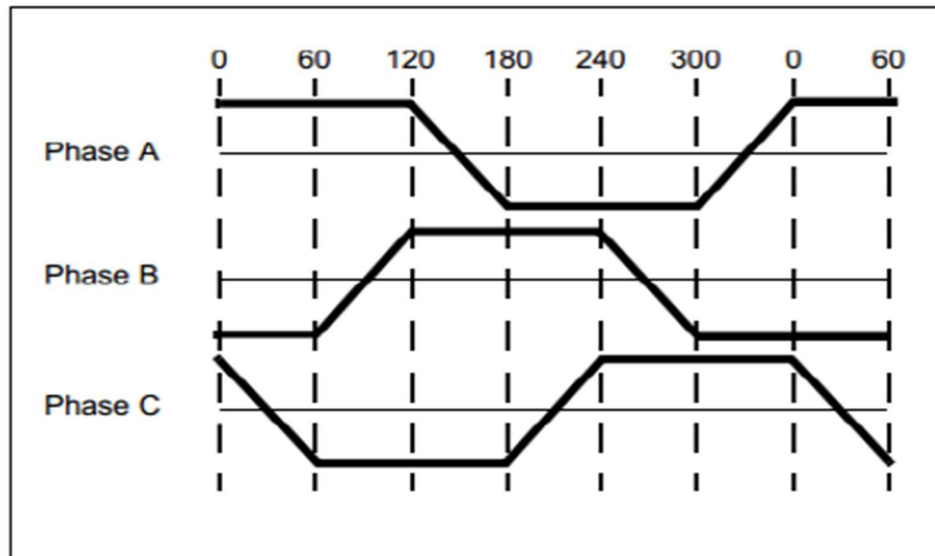


Figure1.4: *FCEM trapézoïdale*

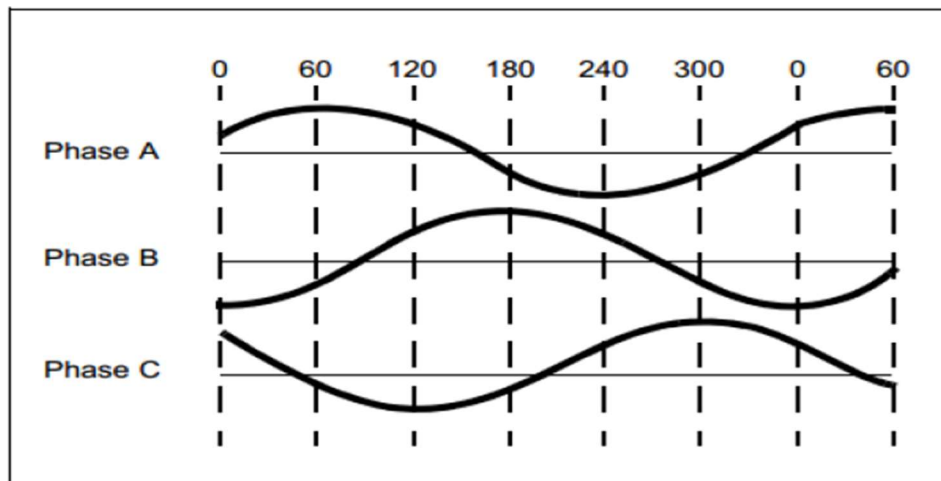


Figure1.5: *FCEM sinusoïdale*

1.4 Principe de fonctionnement d'un moteur brushless BLDC

Le moteur brushless (BLDC) fonctionne selon le même principe qu'un moteur à courant continu classique, à la différence que les balais et le collecteur sont remplacés par une commutation électronique. Un contrôleur assure la conversion du courant continu en un courant triphasé à fréquence variable,

alimentant successivement les enroulements via un onduleur. Ce système génère un champ magnétique tournant à l'origine de la rotation du moteur [SRI-13] [MAG-02].

Dans ce type de machine, les bobinages sont fixes au stator, tandis que le rotor est constitué d'aimants permanents. Les enroulements peuvent être connectés en étoile ou en triangle, avec généralement trois fils de sortie. Les moteurs BLDC sont souvent à rotor interne et peuvent atteindre des vitesses élevées, allant jusqu'à 90 000 tr/min [VAR-03] [SRI-13].

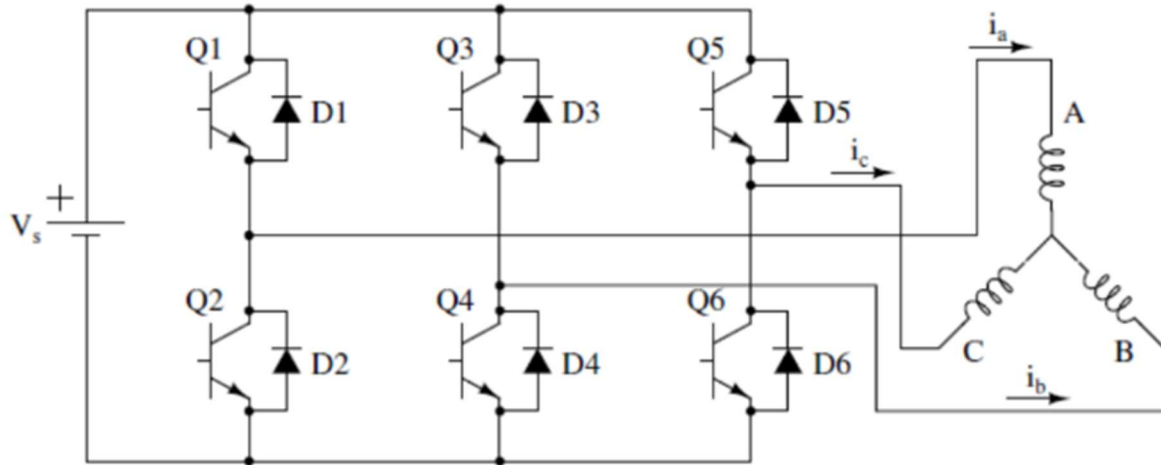


Figure 1.6: Ensemble moteur-onduleur (commutateur)

1.5 Les différents types des moteurs brushless

Il existe plusieurs types des moteurs brushless avec des caractéristiques importants pour l'utilisateur sache que le couple, la vitesse et l'inertie. Dans ces différents types des moteurs les plus utilisés sont :

1.5.1 Le moteur brushless à rotor interne « inrunner »

Dans un moteur brushless à rotor interne, appelé « inrunner », le rotor est placé à l'intérieur du stator. Cette configuration est couramment utilisée dans les moteurs sans balais et se caractérise par des vitesses de rotation très élevées, pouvant atteindre environ 11 000 tr/min, ce qui est souvent excessif pour certaines applications telles que les hélices d'avion [GEN-06] [ABK-14].

Cependant, ce type de moteur présente généralement un couple relativement faible. Pour cette raison, il est fréquemment associé à une boîte de vitesses afin de réduire la vitesse de rotation et d'augmenter le couple, notamment dans les applications de modélisme ou de propulsion.

La figure 1.7 présente un modèle d'un BLDC à rotor interne « inrunner » :



Figure 1.7: « inrunner » BLDC moteur a rotor interne

1.5.2 Le moteur brushless a rotor externe « outrunner »

Lorsque le rotor d'un moteur brushless est situé à l'extérieur du stator, on parle de moteur à rotor externe, ou « outrunner ». Cette configuration, courante dans les moteurs sans balais, se caractérise par un nombre de pôles plus élevé.

Les moteurs « outrunner » présentent généralement une vitesse de rotation plus faible que les moteurs à rotor interne, mais ils offrent un couple plus important. Cette caractéristique les rend particulièrement adaptés aux applications nécessitant un entraînement direct, comme les hélices d'avions électriques, car elle permet d'éviter l'utilisation d'une boîte de vitesses, réduisant ainsi le poids, la complexité, les pertes et le bruit.

Grâce à leurs performances, leur compacité et leur bon rendement, ces moteurs se sont largement répandus dans diverses applications, notamment dans les systèmes de transport électrique personnels tels que les vélos et les trottinettes électriques [GEN-06] [MOU-02] [ABK-14].

La figure 1.8 présente un modèle d'un BLDC a rotor externe « outrunner »:



Figure 1.8: BLDC Moteur a rotor externe « outrunner »

1.6 Démarrage d'un moteur BLDC.

Le même problème se pose pour le démarrage du moteur BLDC, 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.

1.7 Les différents capteurs de position

Il existe plusieurs types de capteur dans le domaine de la vie. Dans le domaine de commande du moteur électrique on utilise généralement du capteur de position. Ces capteurs permettent de calculer la vitesse estimée et la position exacte des aimants permanents en cas des moteurs portant des aimants permanents dans leur rotor. Le rotor est constitué d'un ou de plusieurs aimants permanents et pourvu d'origine d'un capteur de position rotorique (capteur à effet Hall, résolveur, codeur incrémental par exemple) [MAG-02].

1.7.1 Le capteur à effet hall

Si l'on introduit un élément conducteur de courant dans un champ électromagnétique, il apparaît alors une force électromotrice proportionnelle au champ magnétique appliqué et au courant qui traverse le conducteur [HAN-07]. Ça, c'est la première remarque du physicien américain Edwin Herbert Hall en 1879, un capteur à effet Hall donne donc un signal lorsqu'il détecte un champ magnétique. La tension de Hall est alors amplifiée dans le capteur [JOI-13].

1.7.2 Principe de fonctionnement de l'effet hall

La tension de sortie, appelée tension Hall, (V_H) de l'élément Hall de base est directement proportionnelle à l'intensité du champ magnétique traversant le matériau semi conducteur. Cette tension de sortie peut être assez faible, quelques microvolts seulement, même soumis à de forts champs magnétiques [DAV-13] [JOI-13] [HAN-07]. La plupart des dispositifs à effet Hall disponibles dans le commerce sont fabriqués avec des amplificateurs CC, des circuits de commutation logiques et des régulateurs de tension intégrés afin d'améliorer la sensibilité, l'hystérésis et la sortie des capteurs. La figure 1.9 illustre ce diagramme. Cela permet également au capteur à effet Hall de fonctionner sur une plus large gamme de sources d'alimentation et de conditions de champs magnétiques.

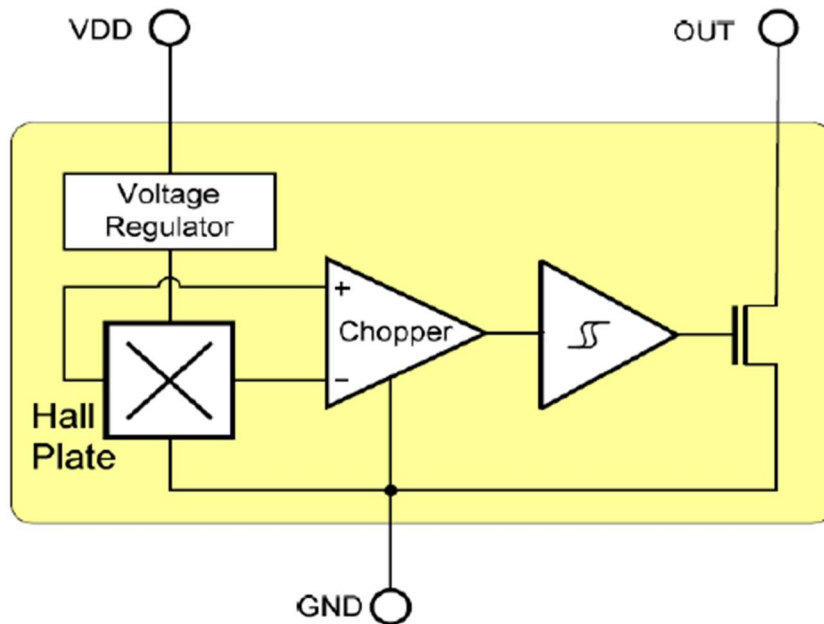


Figure 1.9: architecture interne du capteur à effet hall

1.7.3 Encodeur en quadrature

Les encodeurs en quadratures sont des capteurs qui vous permettent de mesurer la direction et la vitesse d'un arbre en rotation (ou un mouvement linéaire) et de garder une trace de votre déplacement. Ils fournissent un nombre spécifique d'impulsions équidistantes partout ou par pouce ou millimètre de mouvement linéaire.

1.7.4 Principe de fonctionnement des encodeurs en quadrature

Le codeur en quadrature contient un disque de code à l'intérieur ce disque se compose de deux passages généralement désignés par les canaux A et B. Ces passages ou canaux sont codés à un déphasage de 90 degrés électriques, comme indiqué dans la figure 1.10. Il s'agit de l'élément clé de la conception qui fournira la quadrature [DAV-13]. Le nombre d'impulsions et la phase relative des signaux A et B permirent de suivre la position et le sens de rotation. Certains codeurs en quadrature incluent également un troisième canal de sorti, appelé signal de zéro ou l'index ou de référence, qui fournit une seule impulsion par cycle. Cette impulsion unique est utilisée pour la détermination précise de la position de référence.

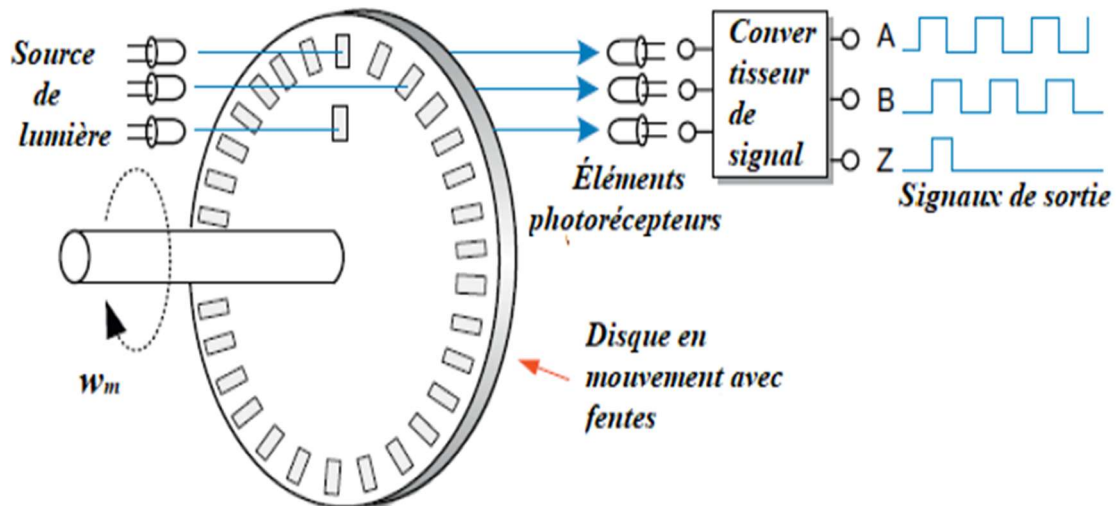


Figure 1.10: *Disque d'encodeur optique*

1.8 Avantages et inconvénients

Les moteurs à courant continu sans balais (BLDC) sont des moteurs qui ont gagné le plus d'adeptes ces dernières années. Les moteurs BLDC ont comme caractéristique principale qu'ils n'utilisent pas de balais dans la commutation pour le transfert d'énergie ; dans le cas présent la commutation s'effectue électroniquement. Cette propriété élimine le grand problème propre aux moteurs électriques conventionnels avec balais, lesquels produisent un frottement, diminuent le rendement, produisent un échauffement, sont bruyants et requièrent une substitution périodique, donc un plus grand entretien.

1.8.1 Les avantages

- Plus de fiabilité et de durabilité
- Moins de maintenance
- Efficacité énergétique supérieure
- Fonctionnement plus silencieux
- Meilleure performance : les moteurs brushless ont une réponse plus rapide et plus précise aux commandes électriques en raison de leur conception électronique avancée.

1.8.2 Les inconvénients

- Coût initial plus élevé
- Contrôle plus complexe
- Sensibilité aux surtensions
- Réglage plus soigné

1.9 Applications des moteurs brushless

Ces dernières années, le moteur sans balais BLDC a réalisé une expansion brillante dans les industries de l'automobile, l'aérospatiale et de l'équipement électroménagers. Il présente les avantages d'une haute efficacité, longue durée de vie, faible bruit, et de bonnes caractéristiques vitesse-couple. Certaines situations d'application représentatives sont décrites ci-dessous.

1.9.1 Le moteur brushless dans l'automobile

L'automobile, en tant que véhicule pratique et efficace, est très proche de notre quotidien. Dans les pays développés, il a un taux de vulgarisation automobile élevé. Il y a généralement des dizaines, voire des centaines de moteurs à l'intérieur d'une automobile.

Alors que l'automobile évolue vers des moteurs à aimants permanents à haut rendement, y compris les moteurs BLDC, économes en énergie et respectueux de l'environnement, elle est promise à un remarquable avenir.

Le tableau 1.2 présente certains indices de performance fréquemment utilisés pour les moteurs qui servent à faire fonctionner les véhicules électriques. Il ressort du tableau 1.1 que le moteur à courant continu sans balais (brushless), qui est inclus dans les moteurs à aimants permanents, présente une bonne supériorité technique [ALI-05] [CHA-12].

Moteur Indice de performance	Moteur à courant continu	Moteur asynchrone	Moteur synchrone à aimant permanent	Moteur à réluctance variable
Densité de puissance	Faible	Intermédiaire	Haut	Très élevé
Efficacité maximal %	< 90	90–95	95–97	< 90
Efficacité de la charge %	80–87	90–92	85–97	78–86
Contrôlabilité	Simple	Complexe	Dur	Complexe
Fiabilité	Normal	Bon	Excellent	Bon
Dissipation de la chaleur	Mauvaise	Mauvaise	Bonne	Bonne
Taille et poids	Grand, lourd	Normal, Normal	Petit, léger	Petit, léger
Performances à grande vitesse	Mauvais	Excellent	Bonne	Excellent
Construction	Légèrement	Mieux	Légèrement	Excellent
Coût du moteur (\$/kW)	10	8–10	10–15	6–10
Coût du contrôleur	Faible	Haut	Haut	Normal
Propriété combinée	Légèrement pire	Normal	Excellent	Mieux

Tableau 1.1: Comparaison entre les moteurs utilisés dans les véhicules électriques

Outre le noyau dur de l'entraînement automobile, les moteurs peuvent être utilisés pour l'entraînement des climatiseurs, des balais d'essuie-glace, des portes électriques et des sièges électriques. La climatisation automobile est l'un des accessoires les plus importants sur une voiture, et ses performances vont directement modifier le confort des passagers. De plus, cela influencera indirectement leur impression et leur évaluation de l'ensemble de l'automobile. L'entraînement du moteur utilisé dans les climatiseurs automobiles fonctionne souvent avec une charge constante, elle a donc des exigences moins élevées en ce qui concerne la réponse dynamique du système. Un moteur et son système de commande ont une relation directe avec les performances des climatiseurs automobiles [CHA-12].

À l'instar des techniques des climatiseurs domestiques, le compresseur des climatiseurs entraîné par un moteur BLDC évolue vers des directions plus efficaces sur le plan énergétique et plus confortable.

Sachant que les techniques de l'électronique de puissance, du contrôle de l'automatisation et de l'informatique se développent, les techniques de régulation de la vitesse des moteurs BLDC arrivent progressivement à maturité, avec une qualité supérieure et un prix inférieur. Par conséquent, les moteurs BLDC auront un plus large champ d'application, et seront un courant dominant dans les techniques de régulation de la vitesse [XIA-99] [XIA-01].

1.9.2 Les moteurs brushless dans les appareils électroménagers

L'utilisation des moteurs dans les appareils électroménagers progresse chaque année, principalement pour réduire le bruit, améliorer la fiabilité et réaliser des économies d'énergie. Dans ce cadre, les moteurs brushless (BLDC) sont de plus en plus employés pour l'entraînement de ces équipements.

Dans les climatiseurs et réfrigérateurs, les compresseurs reposent souvent sur des moteurs à induction, généralement caractérisés par un faible rendement et un facteur de puissance limité. L'emploi de la conversion de fréquence et surtout des moteurs BLDC permet d'obtenir un meilleur rendement, une vitesse moins contrainte par la fréquence d'alimentation, une puissance plus élevée et un facteur de puissance supérieur, ce qui améliore les performances du compresseur et répond aux exigences environnementales.

Étant donné que les moteurs sont scellés et soumis à des températures extrêmes, les capteurs de position augmentent la place occupée et peuvent réduire la fiabilité. Ainsi, une commande sans capteur est privilégiée. Les signaux de commutation sont obtenus par la méthode de back EMF à l'aide d'un DSP et d'un module IR2316, permettant une commande efficace avec un rendement d'environ 86%. De plus, le système peut être simplifié grâce à l'utilisation d'un moteur à courant continu linéaire sans balais, en supprimant le mécanisme de transmission par roue excentrique, ce qui facilite l'intégration et réduit les pertes mécaniques.

Enfin, les moteurs brushless sont également largement utilisés dans les machines à laver, notamment sous forme de rotor externe, grâce à leur faible coût et leur production en grande série, et ils remplacent progressivement d'autres types de moteurs dans plusieurs appareils domestiques [HAR-55].



Figure 1.11: *moteur brushless dans une machine à laver*

1.9.3 Les moteurs brushless dans l'aérospatial

Dans le domaine de l'aérospatial, les systèmes pneumatiques et hydrauliques sont progressivement remplacés par des actionneurs à moteur. Les contraintes de ce secteur imposent des moteurs de construction simple, compacts et capables de fonctionner efficacement sous charge variable. Les moteurs BLDC avec commande sans capteur de position répondent bien à ces exigences et offrent une régulation à grande vitesse ainsi qu'une bonne réponse dynamique.

Dans certaines applications, comme les pompes centrifuges et les caméras, ces moteurs peuvent atteindre des vitesses de plusieurs dizaines de milliers de tr/min, ce qui nécessite de prendre en compte à la fois les performances mécaniques et électriques [CHA-12].

De plus, les conditions d'alimentation dans l'aérospatial diffèrent de celles des réseaux universels en termes de tension et de fréquence. Il faut donc adapter les circuits de redressement et de commande en conversion de fréquence. Pour limiter les bruits et les pertes liées aux commutations, une technologie de commutation soft peut être intégrée afin d'améliorer les performances globales du système. Enfin, pour garantir la fiabilité, des techniques spécifiques telles que le piégeage et la redondance peuvent être utilisées afin d'éviter les dysfonctionnements susceptibles d'affecter les logiciels et le fonctionnement global [XIA-99] [XIA-01].

1.9.4 Les moteurs brushless dans la bureautique

La plupart des moteurs utilisés dans la bureautique et les équipements périphériques d'ordinateurs sont des moteurs brushless. L'adoption du servomoteur moteur brushless 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[CHA-12].

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 brushless 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[XIA-01].

Les brushless 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.

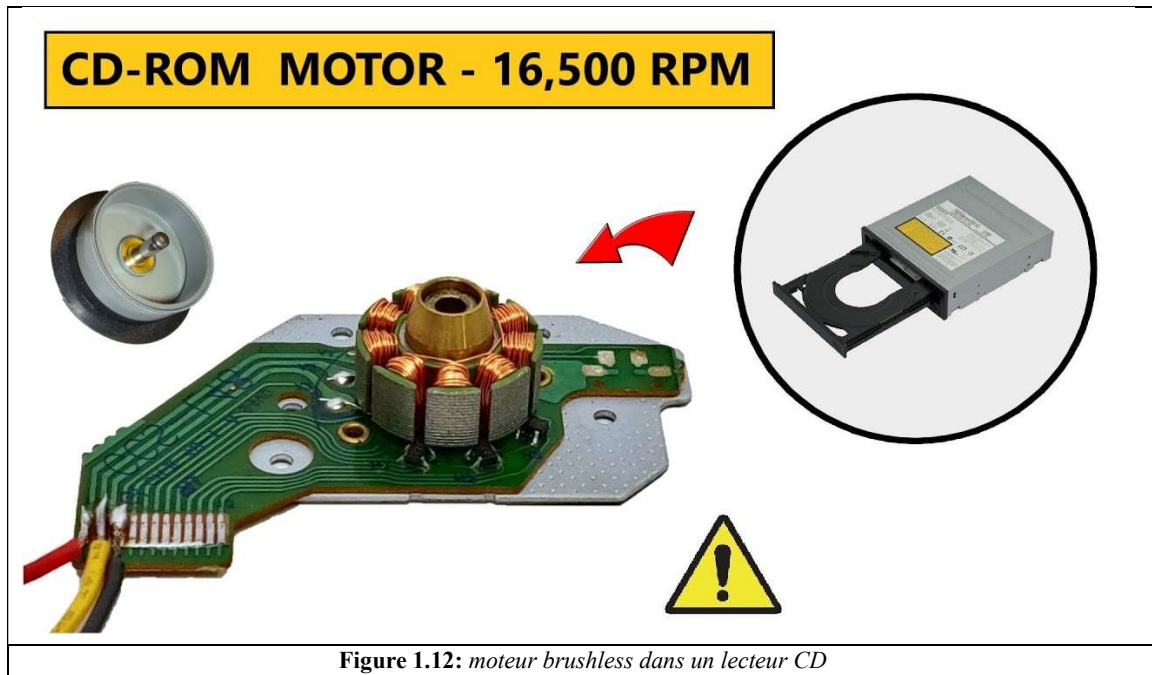


Figure 1.12: moteur brushless dans un lecteur CD

1.10 Conclusion

Ce premier chapitre a permis de poser les bases théoriques de notre étude en présentant les moteurs BLDC, leurs structures, leur fonctionnement, leurs domaines d'application ainsi que leurs avantages et inconvénients.

Ces acquis serviront de point de départ pour la suite de notre travail, qui s'articulera autour de la modélisation du moteur au deuxième chapitre, et enfin d'une validation expérimentale sur microcontrôleur dsPIC au dernier chapitre.

Chapitre 2:
Modélisation de l'ensemble
BLDC-convertisseur
en vue de la commande
trapézoïdal

2.1 Introduction

La bonne connaissance du modèle dynamique est parmi les tâches difficiles et importantes pour une bonne étude du comportement d'un moteur électrique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [BEL-13].

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 [VAR-03] [SRI-13].

L'objectif de ce chapitre après de réaliser l'étude des lois de commande et la modélisation de l'ensemble convertisseur et BLDC piloté par un capteur de position, est de réaliser théoriquement par simulation la commande trapézoïdale et visualiser les résultats obtenus de vitesse, couple, courant et la force électromotrice FEM. Ce modèle sera développé sous l'environnement MATLAB-SIMULINK.

2.2 Modèle mathématique du Moteur BLDC

2.2.1 Équations électriques :

Les Équations électriques qui modélisent le fonctionnement du moteur BLDC sont données par les équations suivantes :

$$\vec{v} = [R] \vec{I} + \frac{d\vec{\varphi}}{dt} \quad 2.1$$

$$\vec{\varphi} = [L] \vec{I} + \vec{\varphi}_M \quad 2.2$$

Notez que les vecteurs $\vec{V}$, $\vec{I}$, $\vec{\varphi}$ représentent la tension, le courant et le flux magnétique pour chaque phase respectivement.

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

$[R]$ et $[L]$ Sont les matrices résistances et inductances de la machine données par les matrices

$$[R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad 2.3$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad 2.4$$

Les variables d'états sous forme matricielle sont données ci-dessous :

$$\vec{v} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \vec{I} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}, \vec{\varphi} = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \text{ avec } \vec{\varphi}_M = \begin{bmatrix} \varphi_{Ma} \\ \varphi_{Mb} \\ \varphi_{Mc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_0 \cos \theta \\ \varphi_0 \cos (\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \varphi_0 \cos (\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad 2.5$$

Où φ_0 présente l'amplitude du flux magnétique créé par l'aimant permanent, l'angle électrique est exprimé par θ .

Donc:

$$\vec{v} = [R]\vec{I} + \frac{d}{dt}([L]\vec{I} + \vec{\varphi}_M) \quad 2.6$$

$$\vec{v} = [R]\vec{I} + \frac{d}{dt}([L]\vec{I} + \frac{d\vec{\varphi}_M}{dt}) \quad 2.7$$

$$\vec{v} = [R]\vec{I} + \frac{d}{dt}([L]\vec{I} + E_p) \quad 2.8$$

Sachant que $E_p = \frac{d\vec{\varphi}_M}{dt}$ représente la force électromotrice.

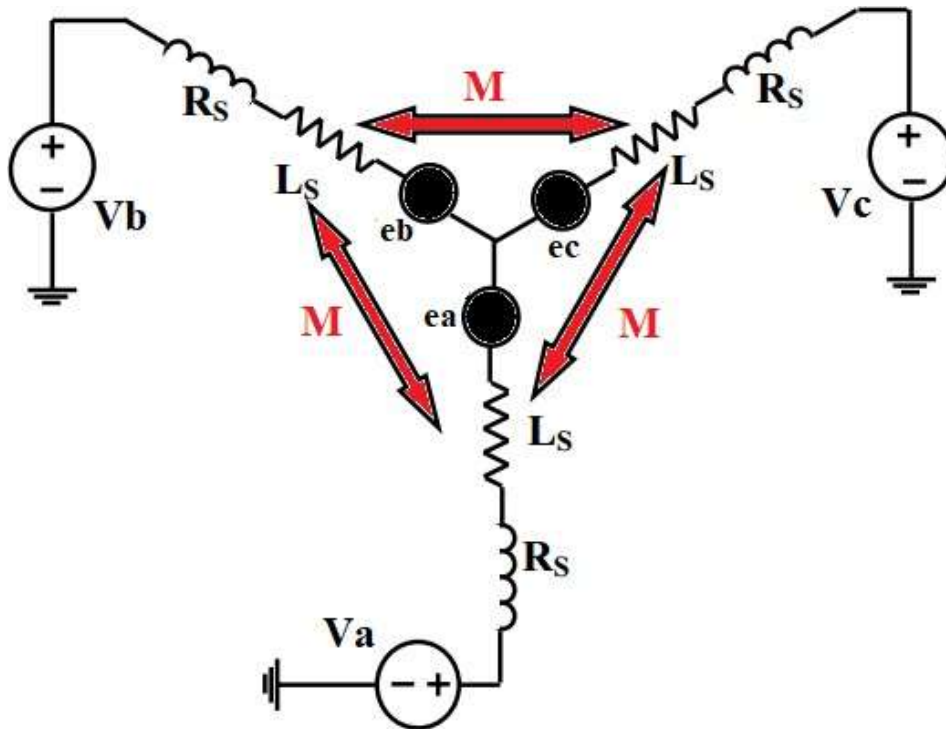


Figure 2.1: Représentation d'un moteur brushless bipolaire

Pour un enroulement triphasé symétrique et un système équilibré (figure. 2.1), le vecteur des tensions aux bornes des trois phases de moteur est donné par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad 2.9$$

La position électrique θ du rotor se déduit directement de la position mécanique du rotor θ_r

mesurée par le capteur par:

$$\theta = P\theta_r \quad 2.10$$

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

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = P \frac{d\theta_r}{dt} = P\omega_r \quad 2.11$$

Pour les aimants permanents, les inductances et les mutuelles sont constantes, lorsque les enroulements sont symétriques, les inductances propres sont identiques.

On peut écrire donc :

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \quad 2.12$$

Et les inductances mutuelles sont également identiques, données par:

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \quad 2.13$$

À en juger par les équations précédentes, nous pouvons réécrire les équations sous la forme matricielle de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad 2.14$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Li_a + M(i_b + i_c) \\ Li_b + M(i_a + i_c) \\ Li_c + M(i_a + i_b) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad 2.15$$

Sachant que la somme des trois courants de phase est nulle, car les enroulements du stator sont couplés en étoile.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad 2.16$$

L'équation (2.16) appliquée à (2.15) donne :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (L-M)i_a \\ (L-M)i_b \\ (L-M)i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad 2.17$$

Il peut également être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad 2.18$$

Où

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

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

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

Avec: k_e est le coefficient de la force électromotrice.

$f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$ et $f_c(\theta)$ Sont des fonctions qui dépendent uniquement de la position du rotor.

2.2.2 La Force électromotrice

La force électromotrice induite est déterminée par la position angulaire de l'aimant, c'est à dire du rotor avec des capteurs de hall ou des encodeurs, il est très important de voir que la valeur crête de la FEM est directement proportionnelle à la vitesse angulaire instantanée du rotor [HAN-07] [GEN-06].

$$E_p = k_e \omega_e \quad 2.19$$

La figure (2.2) montrer les formes typiques des FEMs induits et les courants dans les trois phases.

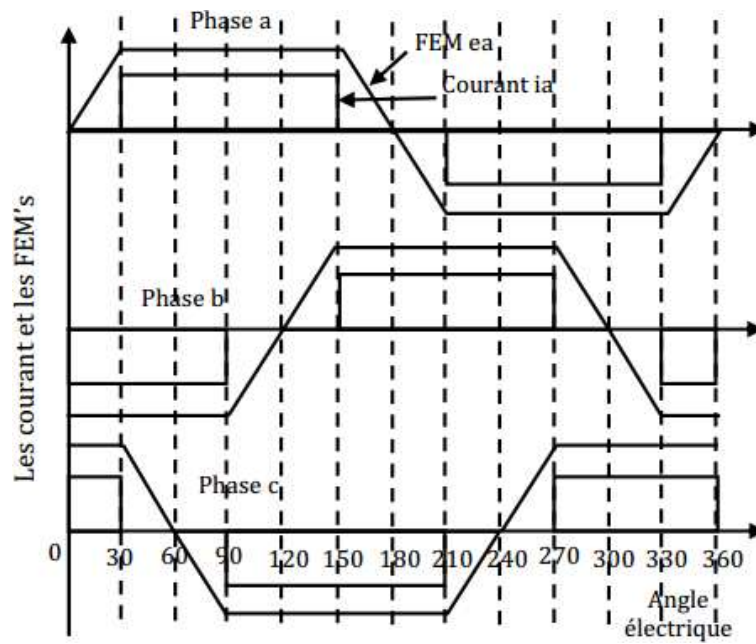


Figure 2.2: Formes typiques des courants et des FEMs

2.2.3 L'Équation mécanique du moteur

2.2.3.1 La vitesse du moteur

L'expression de la vitesse du moteur BLDC est donnée par l'équation suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - f\omega_r - C_r \quad 2.20$$

Sachant que :

- ω_r : représente la vitesse angulaire du moteur en rad/s
- C_r : représente le couple résistant en N/m
- C_{em} : représente le couple électromagnétique développé en N/m
- J : représente le moment d'inertie des parties tournantes de la machine en $N.m.s^2/rad$
- f : est le coefficient de frottement en $N.m.s/rad$

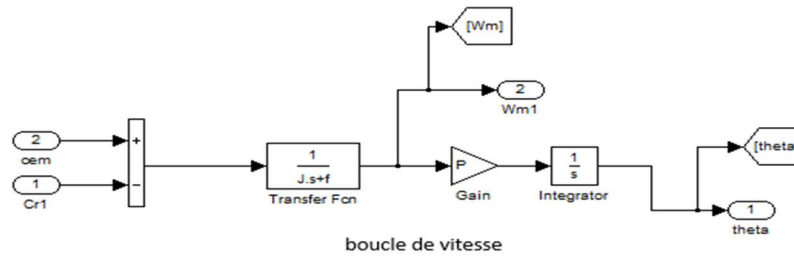
2.2.3.2 Le Couple électromagnétique du moteur

L'alignement des aimants contribue à la production du couple dans le moteur BLDC. Ce qui est fait quand la position de la force électromotrice FEM est inexistante (nulle). Donc pour avoir ce couple il faut fournir un courant dans les trois phases du moteur au moment où la force électromotrice est présente sa partie plate. Le couple électromagnétique développé par le BLDC est donné par [HAN-07] [RAM-11] [SEN-14] :

$$C_{em} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \quad 2.21$$

2.3 Modèle Simulink du moteur BLDC:

Les équations 2.18 à 2.21 représentés le modèle mathématique du moteur et la figure 2.3 présentée la traduction de ces équations en schéma bloc sur l'environnement Simulink



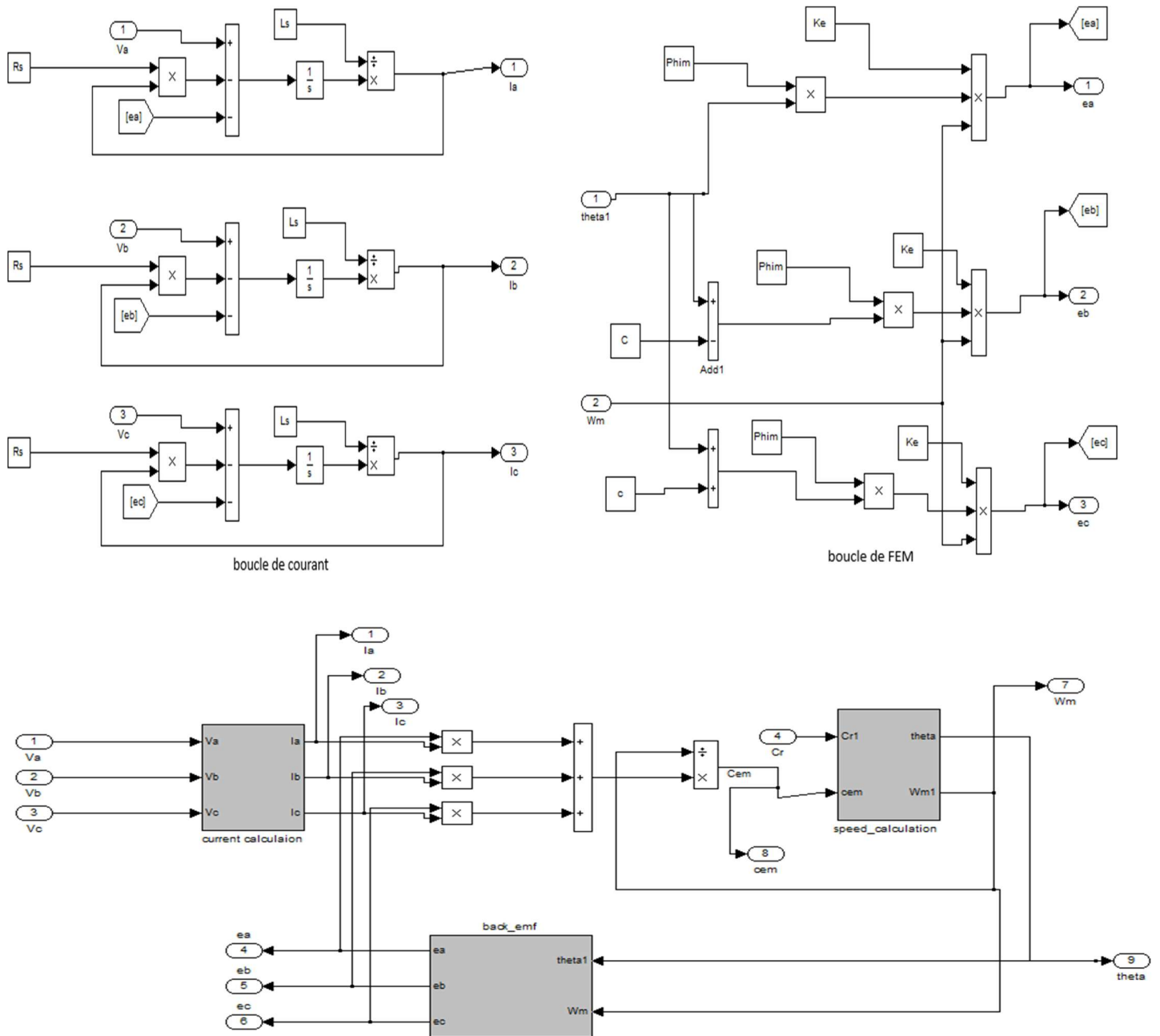


Figure 2.3: Modèle Simulink du moteur BLDC

2.4 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux

Afin de présenter la chaîne de traction électrique, nous avons besoin des modèles des éléments constitutifs de la chaîne de traction électrique. Dans cette partie, nous avons présenté le modèle du moteur BLDC. Le convertisseur de puissance il sera modélisé par une matrice de connexion entre la source d'énergie et le moteur de traction.

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur. Dans cette étude on considère le cas idéal d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension qui est modélisé par des interrupteurs parfaits

à commutation instantanée. Le schéma de cet onduleur est donné dans la Figure 2.4 [MOU-02] [TER-11].

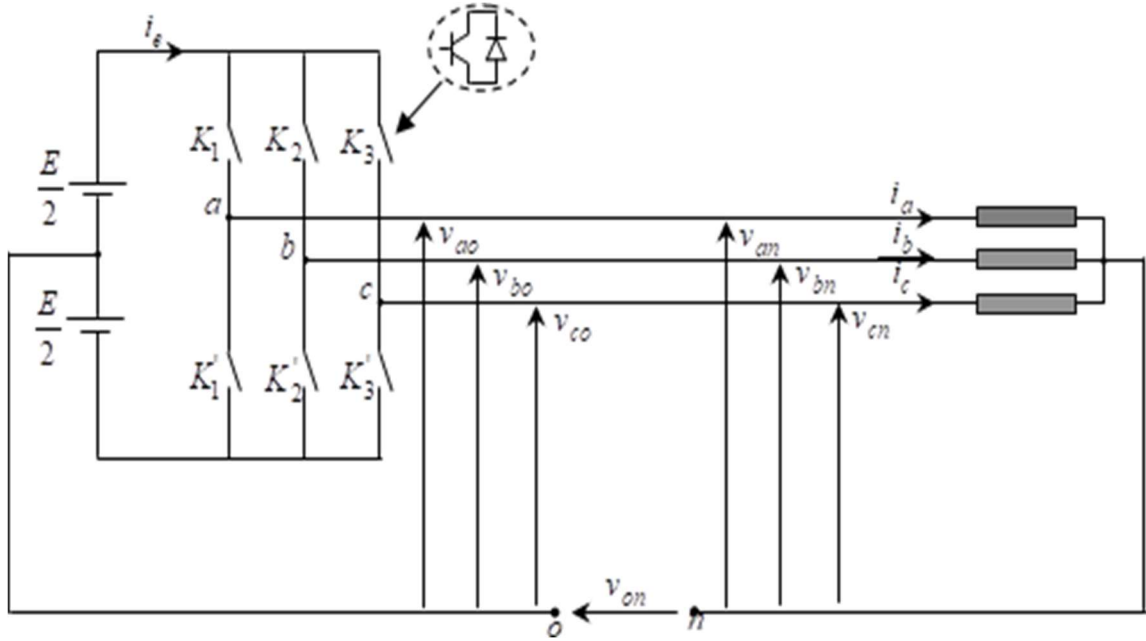


Figure 2.4: Schéma de l'onduleur de tension

Sachant que dans un régime équilibré $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \end{cases} \quad 2.22$$

En faisant la somme des équations du système (2.22), on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0 \quad 2.23$$

D'où :

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on} \quad 2.24$$

Donc :

$$v_{on} = -\frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad 2.25$$

En substituant l'équation (2.25) dans le système (2.22), il arrive alors :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad 2.26$$

Les deux interrupteurs de chaque branche de l'onduleur sont commandés de manière complémentaire, en appliquant une modulation de largeur d'impulsion.

À partir du schéma de l'onduleur, les tensions fournies par les demi-ponts sont:

$$v_i - v_o = \begin{cases} +\frac{E}{2} \text{ si } K_i: \text{fermé} \\ -\frac{E}{2} \text{ si } K_i': \text{fermé} \end{cases} \text{ avec : } i = a, b, c \quad 2.27$$

Les tensions aux bornes de la machine sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad 2.28$$

Avec s_i est l'état de l'interrupteur K , supposé parfait, tel que pour le $i^{\text{ème}}$ bras de l'onduleur ($i=a, b, c$)

- $S_i=1$ si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert.
- $S_i=0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé.

2.5 La commande trapézoïdale d'un moteur BLDC

Le moteur sans balais ou BLDC est un moteur synchrone disposant d'un rotor à aimants permanents, et un stator bobiné avec une f.é.m. trapézoïdale. Le rotor crée un flux rotorique, et des pôles électromagnétiques sont générés par les enroulements alimentés du stator. Le rotor tend à s'aligner avec la phase sous tension du stator. En utilisant une séquence adaptée pour l'alimentation des phases statoriques, un champ magnétique tournant est créé et maintenu. Le déphasage entre le rotor et le champ tournant doit être contrôlé pour produire un couple, et cette synchronisation nécessite la connaissance de la position du rotor [TER-11][JOI-13].

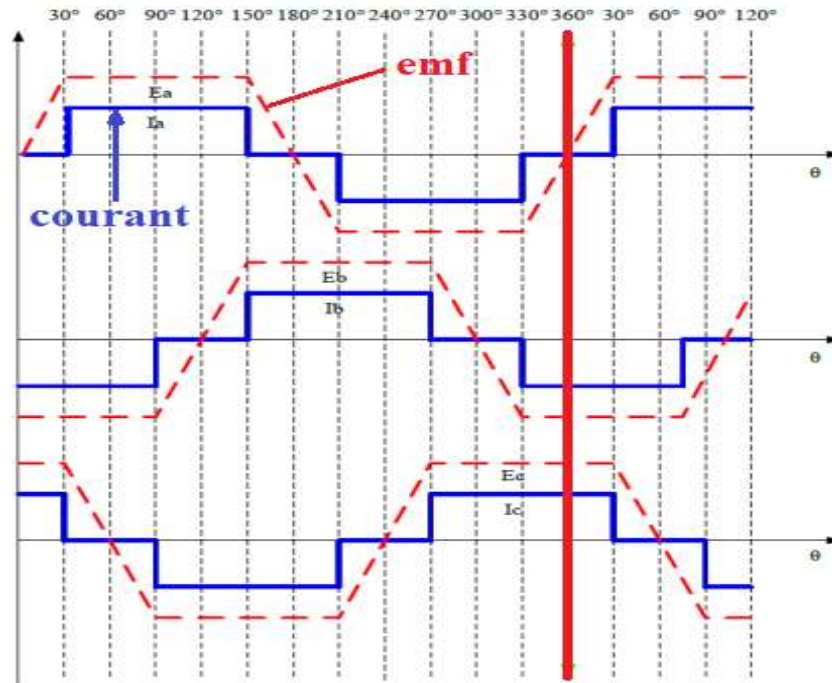


Figure 2.5: Formes d'ondes des courants et FEMs d'un moteur BLDC

2.5.1 Principe de la commande

Pour avoir la vitesse désirer dans les moteurs synchrones triphasés il faut ajuster la fréquence, au contraire dans les moteurs brushless ou (sans balais) BLDC c'est la vitesse qui va ajuster la fréquence par des indications au commutateur électronique.

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 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. On conclure alors que la f.é.m. est directement proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur [PAD-03] [FAI-94].

Alors les formules sur lesquels se base la commande en couple et en vitesse des moteurs BLDC sont les équations du couple et de la f.é.m. qui est similaire à celles du moteur à courant continu et la production du couple est quasiment directement proportionnelle au courant circulant dans les phases alimentées (le même courant qui circule dans les deux phases sous tensions). Enfin, on aboutit au montage de la figure 2.6 pour la commande trapézoïdale des moteurs BLDC[BAR-87] [TER-11].

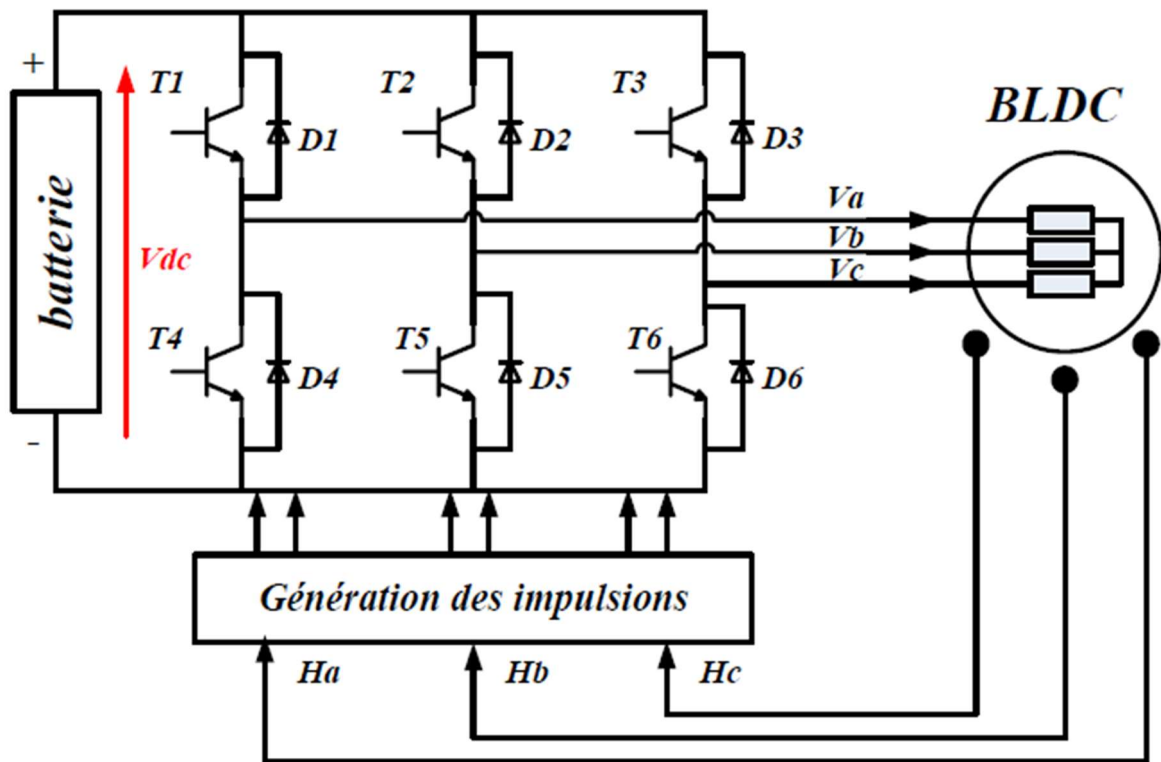


Figure 2.6: schéma bloc de la commande trapézoïdale d'un moteur BLDC

Si on alimentant deux phases de l'onduleur à chaque commutation. En parlent alors de commande trapézoïdale des moteurs BLDC .Dans ce boucle de contrôle, la production du couple suit le fait que le courant circule dans deux phases seulement, et il ne faut pas avoir de couple dans la région de passage par zéro de la f.é.m. La figure 2.6 décrit les formes d'ondes (f.é.m. en pointillé, courants en traits pleins) pour le moteur BLDC en alimentant deux phases à la fois [PAD-03] [MUH-08].

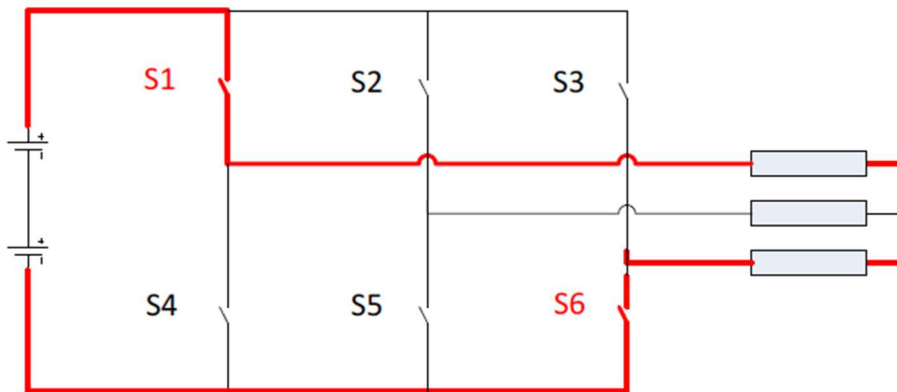
2.5.2 Séquences de commutation du circuit de commande

Les séquences de commutation du circuit de commande d'un moteur BLDC triphasé et basé sur trois capteurs à effet Hall « a », « b » et « c » qui sont montées sur le stator à 120° du cycle électrique pour détecter la position exacte de l'aimant du rotor, tandis que les trois enroulements de phase sont en forme d'étoile. Pour chaque rotation de 60° du cycle électrique, l'un des capteurs à effet Hall change d'état; il faut alors six étapes pour terminer tout un cycle électrique. Pour chaque étape, il y a une première borne du moteur dont la tension est haute, une deuxième borne dont la tension est basse, et la troisième borne avec une tension flottante. Il est à noter que le cycle d'un signal peut ne pas correspondre à une révolution mécanique complète. Le

nombre de cycles de signaux pour effectuer une rotation mécanique est déterminé par le nombre de paires de pôles du rotor. Chaque paire de pôles du rotor nécessite un cycle de signal dans une rotation mécanique. Ainsi, le nombre de cycles de signaux est égal aux nombres de paires de pôles du rotor. La figure 2.7 montre les séquences de commutation du circuit de commande d'un moteur BLDC triphasé [SUD-90] [MAY-00] [IQB].



séquence 1
Valeur du capteur hall = 101



séquence 2
Valeur du capteur hall = 100



séquence 3
Valeur du capteur hall = 110



séquence 4
Valeur du capteur hall = 010



séquence 5
Valeur du capteur hall = 011



séquence 6
Valeur du capteur hall = 001

Figure 2.7: les séquences de commutation du circuit de commande d'un moteur BLDC triphasé

Les tensions aux bornes du BLDC en fonction des signaux de sorties des trois capteurs à effet Hall "a", "b" et "c" sont présentés dans la figure 2.8. Les enroulements de phase "Va, Vb et Vc sont soit sous tension soit flottant en fonction des signaux du capteur à effet de Hall qui présentent un déphasage de 120°

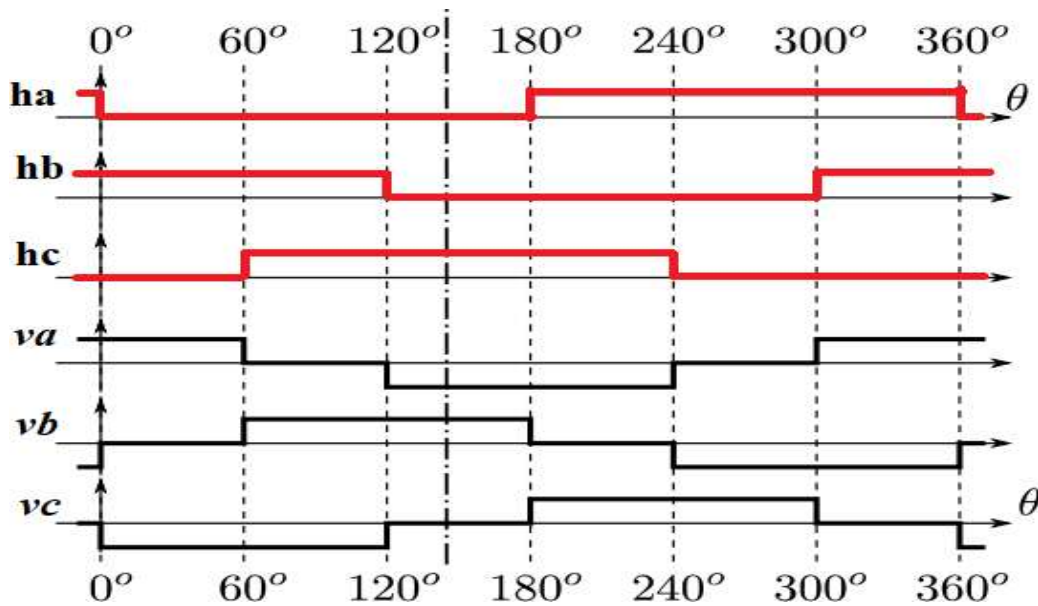


Figure 2.8: Tensions aux bornes du BLDC en fonction des signaux Hall "a", "b" et "c"

2.6 Modélisation de la commande trapézoïdale d'un moteur BLDC

Afin de modéliser le moteur BLDC, on doit déterminer alors les modèles mathématiques nécessaires pour l'application de la commande trapézoïdale

2.6.1 Signaux des trois capteurs à effet Hall "*a*", "*b*" et "*c*"

Si on symbolise par *ha*, *hb* et *hc* les signaux de sorties des capteurs à effet de Hall, la valeur de ces signaux est donnée par le tableau suivant

Le tableau suivant montre la valeur des signaux des capteurs à effet de hall en fonction de la position électrique, notez que ces signaux sont symbolisés comme suit *ha hb* et *hc*.

Position électrique θ_e	<i>ha</i>	<i>hb</i>	<i>hc</i>
$0 < \theta_e < \pi / 3$	1	0	0
$\pi / 3 < \theta_e < 2\pi / 3$	1	1	0
$2\pi / 3 < \theta_e < \pi$	0	1	0
$\pi < \theta_e < 4\pi / 3$	0	1	1
$4\pi / 3 < \theta_e < 5\pi / 3$	0	0	1
$5\pi / 3 < \theta_e < 2\pi$	1	0	1

Tableau 2.1: Valeur des signaux de sorties des capteurs à effet de Hall

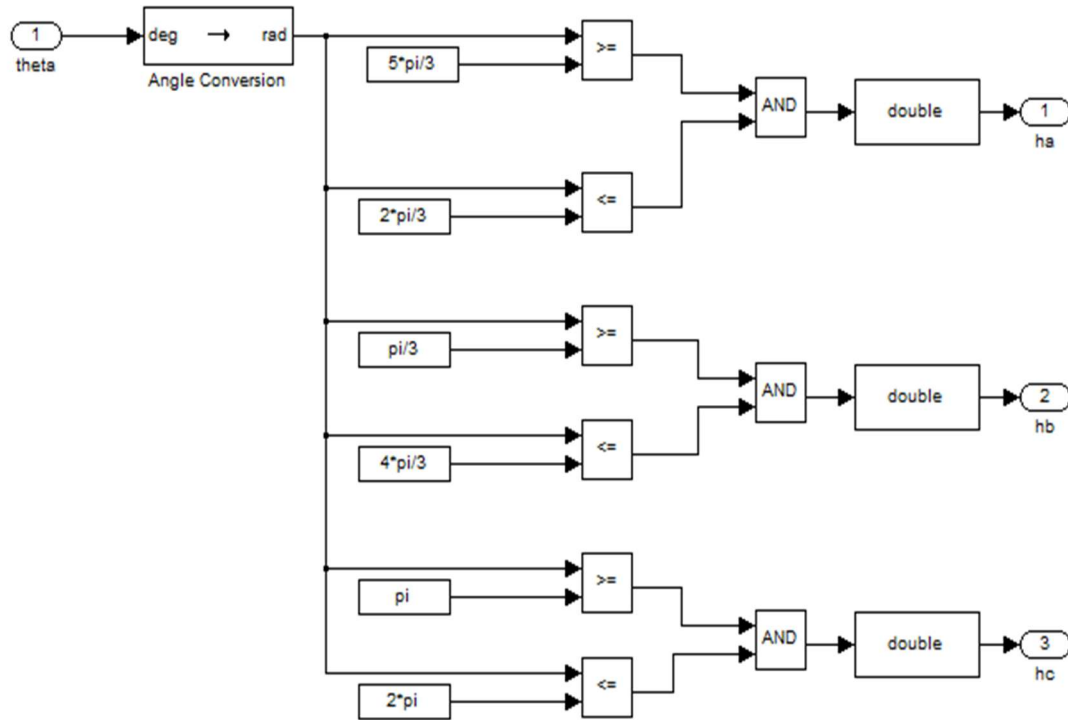


Figure 2.9: modèle Simulink des signaux des capteurs à effet de hall

2.6.2 Tensions de référence en fonction des signaux de Hall

Si on considère que la tension de référence qui est rectangulaire prend les valeurs 1, 0 et -1, alors on peut les exprimer à partir des signaux de Hall par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_a^* = ha \cdot \overline{hb} - \overline{ha} \cdot hb \\ V_b^* = hb \cdot \overline{hc} - \overline{hb} \cdot hc \\ V_c^* = hc \cdot \overline{ha} - \overline{hc} \cdot ha \end{cases} \quad 2.29$$

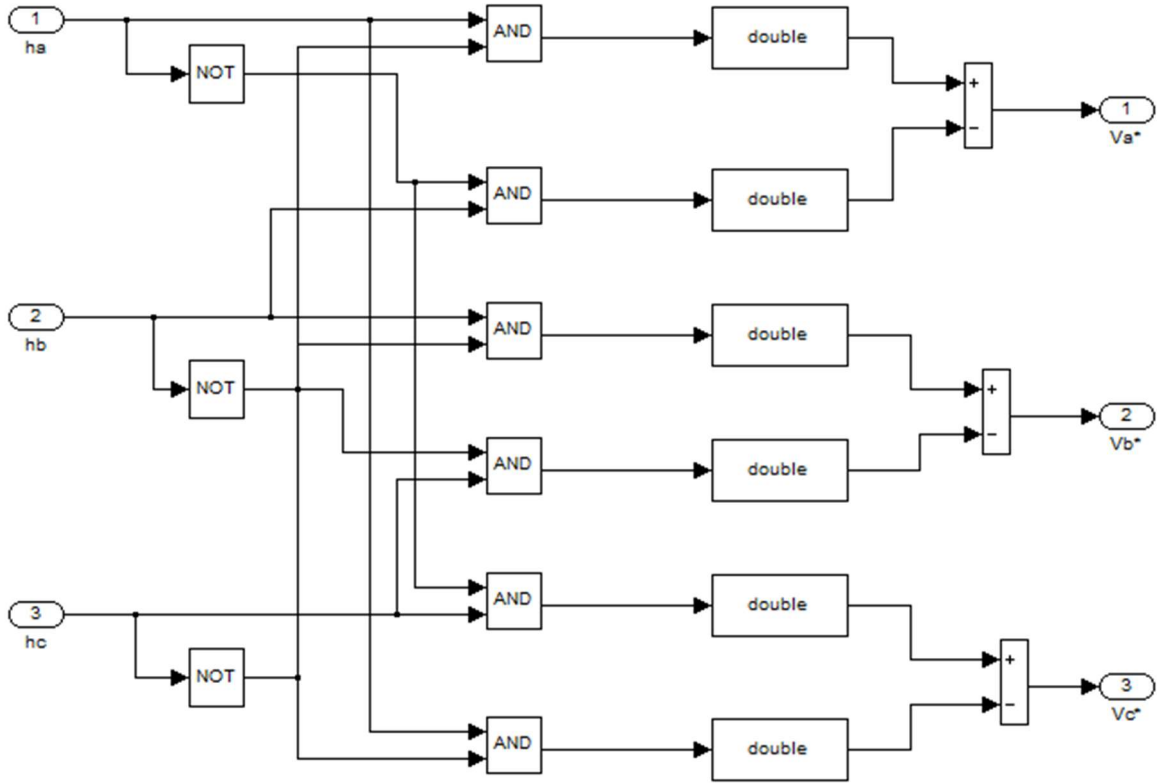


Figure 2.10: modèle Simulink des tensions de référence

2.6.3 Commande des interrupteurs en fonction des tensions de référence

Pour générer les tensions rectangulaires de la figure 2.8 en utilisant l'onduleur de tension, les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent satisfaire les conditions suivantes :

$$s_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } V_a^* > 0 \\ 0 & \text{si } V_a^* \leq 0 \end{cases} \quad 2.30$$

$$s_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } V_b^* > 0 \\ 0 & \text{si } V_b^* \leq 0 \end{cases} \quad 2.31$$

$$s_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } V_c^* > 0 \\ 0 & \text{si } V_c^* \leq 0 \end{cases} \quad 2.32$$

$$s_4 = \begin{cases} 1 & \text{si } V_a^* \leq 0 \\ 0 & \text{si } V_a^* > 0 \end{cases} \quad 2.33$$

$$s_5 = \begin{cases} 1 & \text{si } V_b^* < 0 \\ 0 & \text{si } V_b^* \geq 0 \end{cases} \quad 2.34$$

$$s_6 = \begin{cases} 1 & \text{si } V_c^* < 0 \\ 0 & \text{si } V_c^* \geq 0 \end{cases}$$

2.35

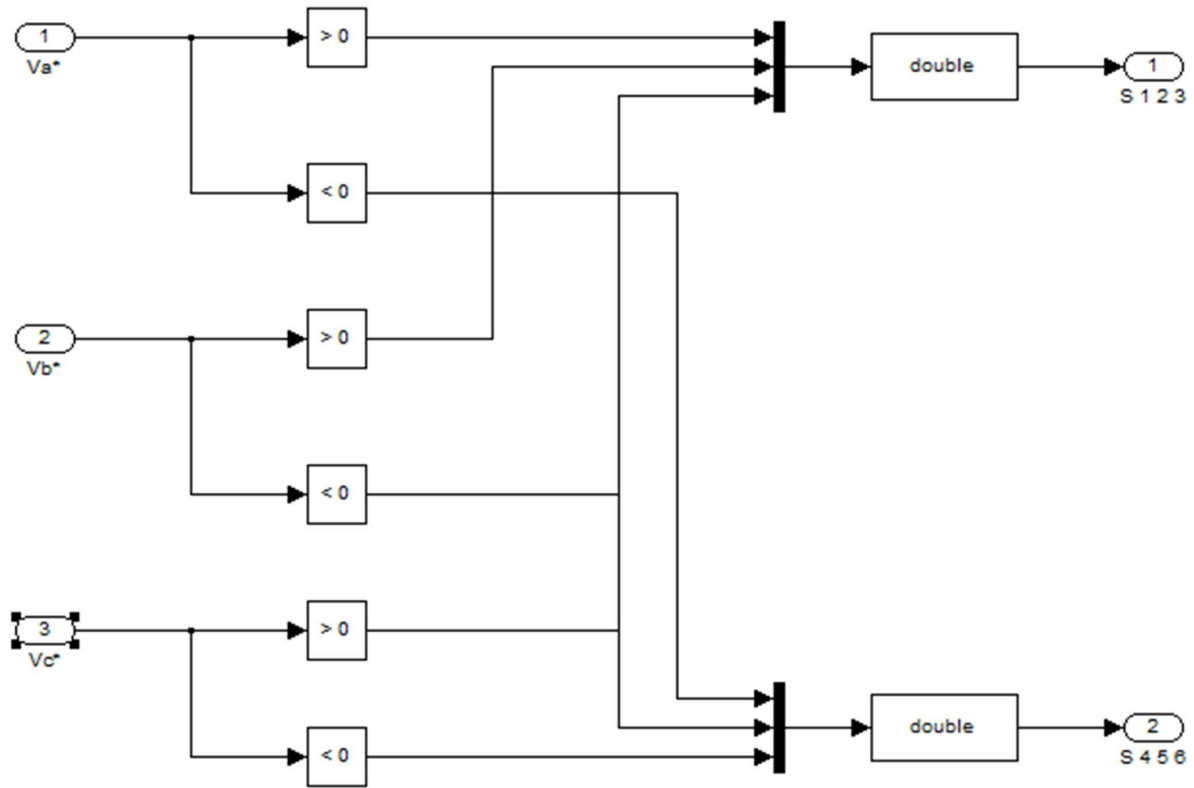
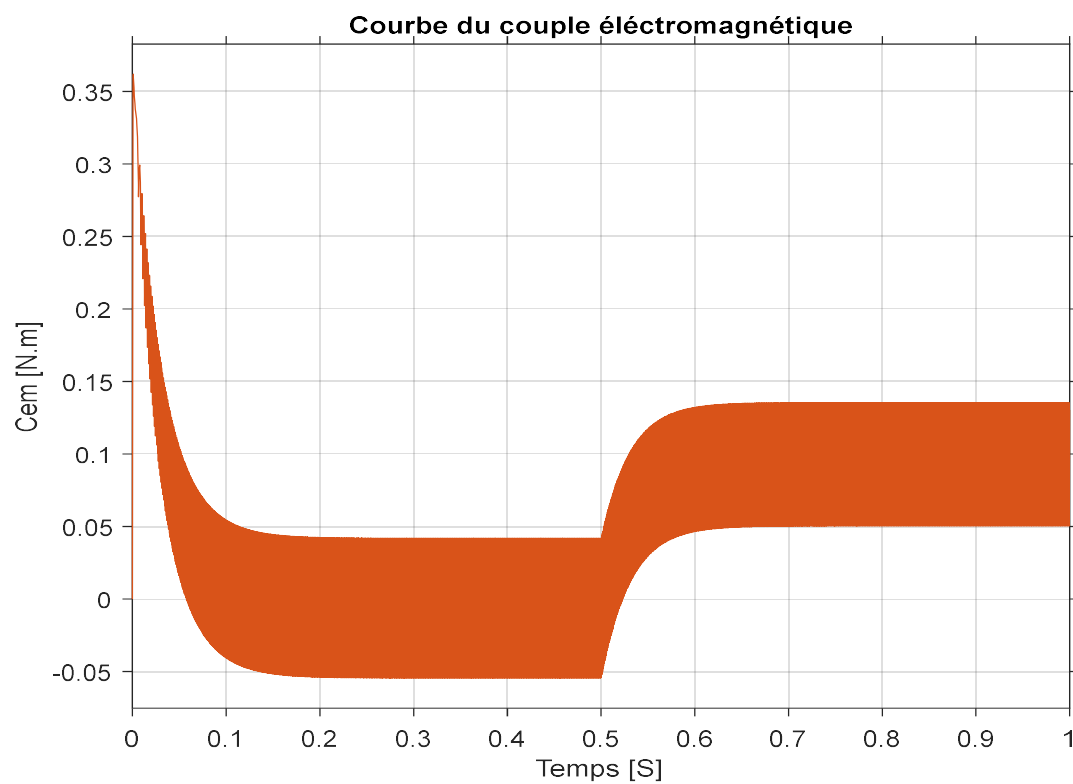
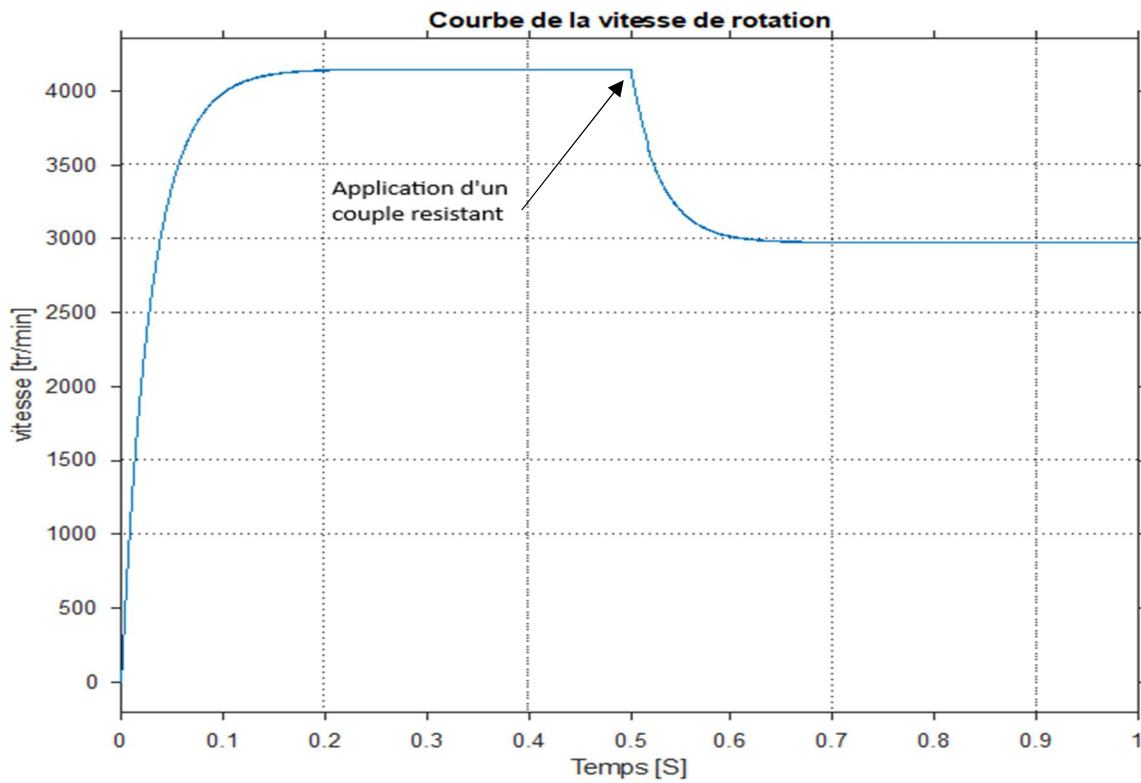


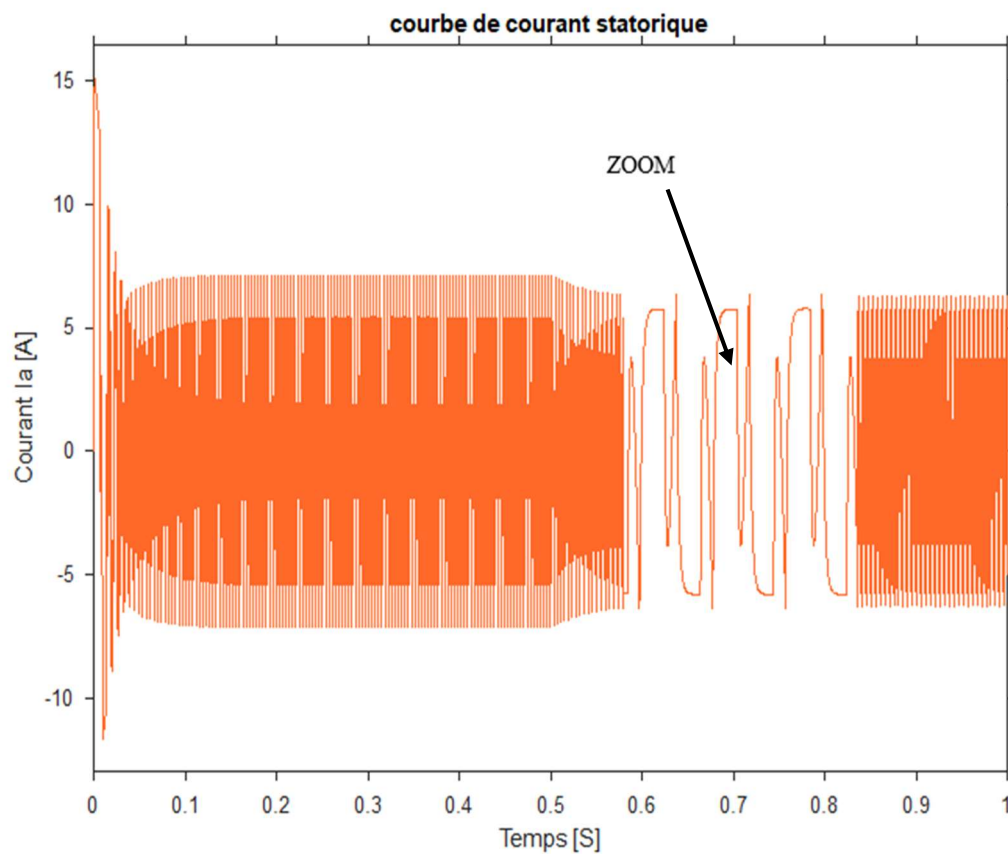
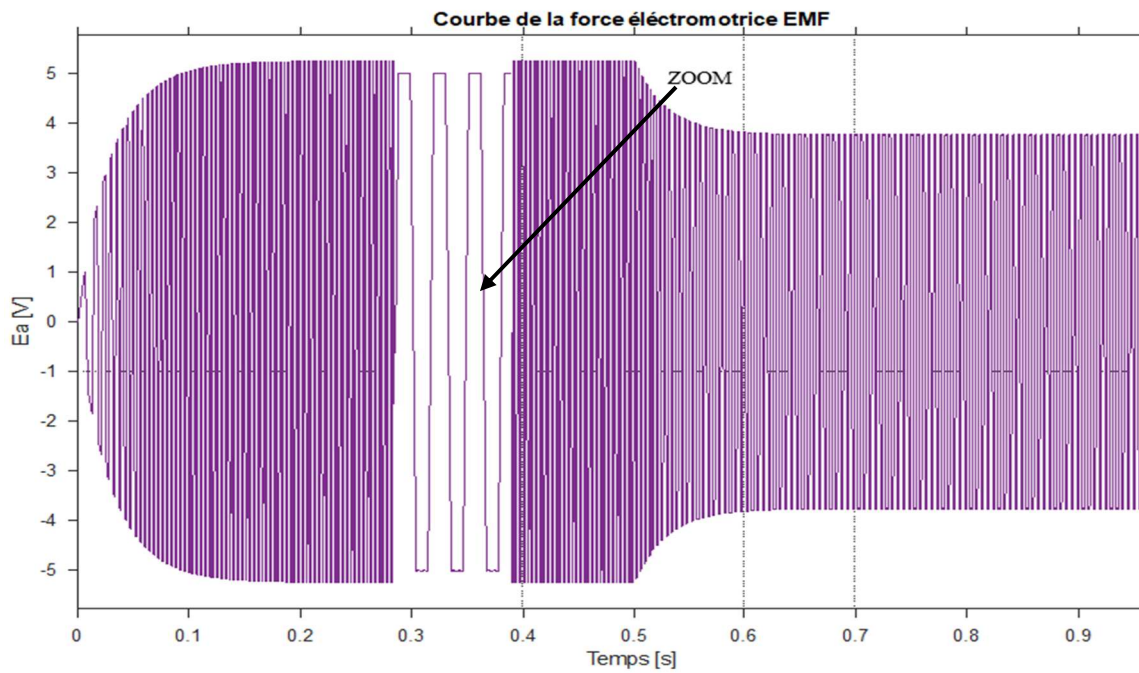
Figure 2.11: modèle Simulink des interrupteurs en fonction des tensions de référence

2.7 Simulation du démarrage à vide avec une application de charge

La modélisation mathématique effectuée dans ce travail nous a permis de développer le modèle de l'onduleur et de BLDC donné par la figure 2.6.

La simulation de ce modèle ton permis d'obtenir la figure 2.12 qui montre les courbes de la vitesse, du fem, du courant et du couple électromagnétique ainsi que la tension de phase aux bornes de l'onduleur lors du démarrage à vide puis lors de l'application de charge du moteur.





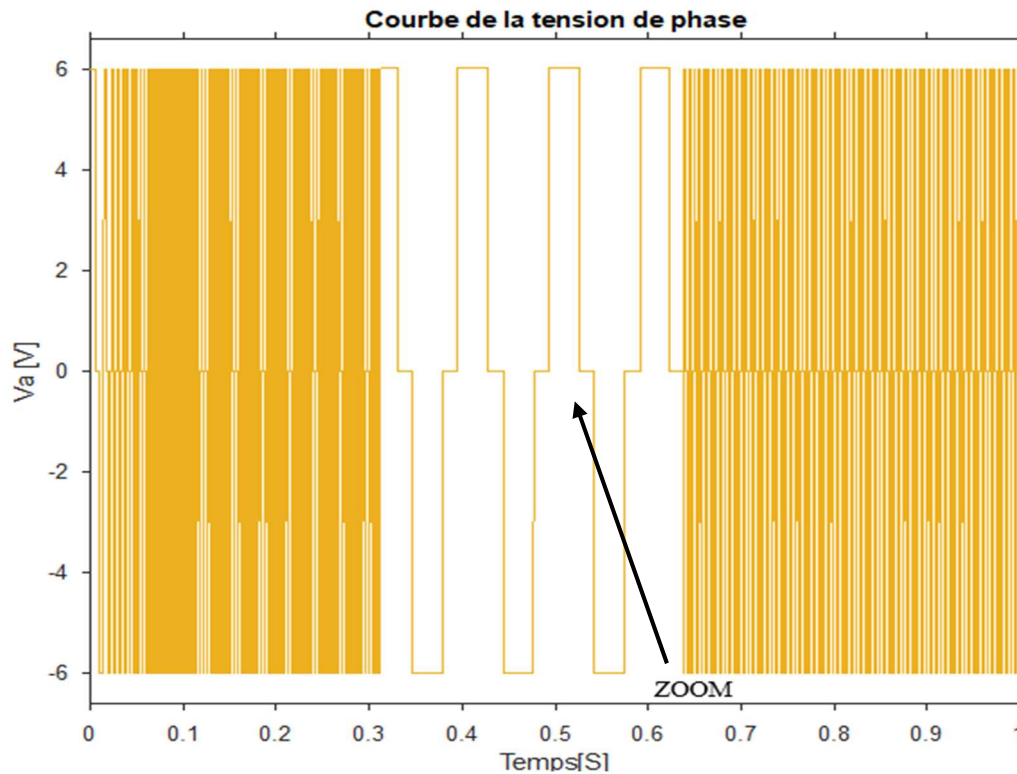


Figure 2.12: résultat de l'essai à vide avec une application de charge

2.7.1 Discussion

À travers ces résultats, nous notons que :

La vitesse du moteur atteint la valeur de 4150 *tr/min* sans dépassement et avec un temps de démarrage de 0.2 s , a $t = 0.5s$ la vitesse est amoindrir a une valeur de 2975 *tr/min* à cause de la charge résistive égale à 0.1 N.m qui présente une valeur de 75% du couple nominale.

Le courant atteint une valeur maximale $I_{max} = 6 A$ avant de rejoindre à une valeur de 0.7 A puis que le démarrage est à vide. À $t = 0.5s$ le courant augmente a une valeur de 3,8 A, à cause de l'application de charge.

Le couple électromagnétique C_{em} abouti une valeur maximale $C_{em max} = 0.36 N.m$ avant d'obtenu sa valeur de référence algale a 0.1 N.m a $t = 0.5s$, avec des ondulations de largeur 0.05 N.m en régime permanent.

La force électromotrice est de forme trapézoïdale dont l'amplitude augmente graduellement de 0V au démarrage à la valeur de 6 V avant de réduire a une valeur égale à 3.8 v a $t = 0.5s$

2.8 Conclusion

Ce chapitre détaille la modélisation et la simulation du moteur BLDC via Simulink. La première partie traite de la mise en équations de la structure de commande trapézoïdale, incluant les capteurs à effet Hall et la génération des signaux de commande. L'onduleur de tension est intégré au modèle sous la forme de six interrupteurs IGBT parfaits. Cette approche numérique nous a permis d'évaluer les performances du système en boucle ouverte. L'étude se conclut par une exposition des résultats de simulation sous différentes conditions d'exploitation (à vide et en charge).

Chapitre 3:

Validation expérimentale

3.1 Introduction

Les techniques de commande avancées des moteurs alternatifs triphasés nécessitent une puissance de traitement élevée de la part du circuit contrôleur. L'évaluation des modèles du moteur, les observateurs et les transformations vectorielles ne peut être effectuée aux moyens des microcontrôleurs 8bits ou 16bits standard [Asp-14]. Pour répondre à ces exigences, on trouve le processeur de traitement numérique du signal (DSP), en particulier celui dédié à la commande des moteurs. Un vaste portefeuille de périphériques intégrés qui a été spécialement conçu pour les différents types de commandes de moteurs en application industrielle et domestique. Ils se caractérisent nettement par l'incorporation d'un ou plusieurs modules PWM, un élément essentiel pour commander efficacement différents types des moteurs électriques [Bel-13]. Les fonctions de commande de moteur enrichies du module PWM sont obtenues au moyen d'une haute résolution et de fréquences PWM très élevées.

Durant ce chapitre, on s'intéresse à la description du prototype réalisé pour l'implémentation des algorithmes de commandes étudiées au chapitre 3. Le bloc essentiel de cette réalisation est le microcontrôleur de traitement du signal (DSPIC), pour cela nous commençons à la description des différents éléments de ce circuit, ensuite nous exposons les circuits ineffaçables à la carte DSPIC ainsi que le circuit onduleur et leur interface, et en finissant avec la programmation de microcontrôleur et les résultats expérimentales.

3.2 Le dsPIC

Les microcontrôleurs dsPIC, qui combinent les fonctionnalités de contrôle des microcontrôleurs avec le fonctionnement informatique et efficace des DSP dans un système embarqué ont été commercialisés par la société Microchip en 2005. En raison des avantages tels qu'une exécution d'interruption améliorée et flexible, une grande bibliothèque de fonctions pour les périphériques numériques et analogiques, différentes fréquences d'horloge, une protection de code arbitraire, une simulation en temps réel à pleine vitesse et une capacité de débogage complète, les dsPIC ont commencé à être préférés dans de nombreuses applications ces dernières années [Mic-05].

3.2.1 DsPIC 30F4011

Le dsPIC30F4011 est un microcontrôleur 16 bits à 40 pins spécialement conçu pour les applications de contrôle de moteur intégrées et pour les applications de conversion de l'énergie. La figure 3.1 représente le bloc-diagramme de dspic30F4011.

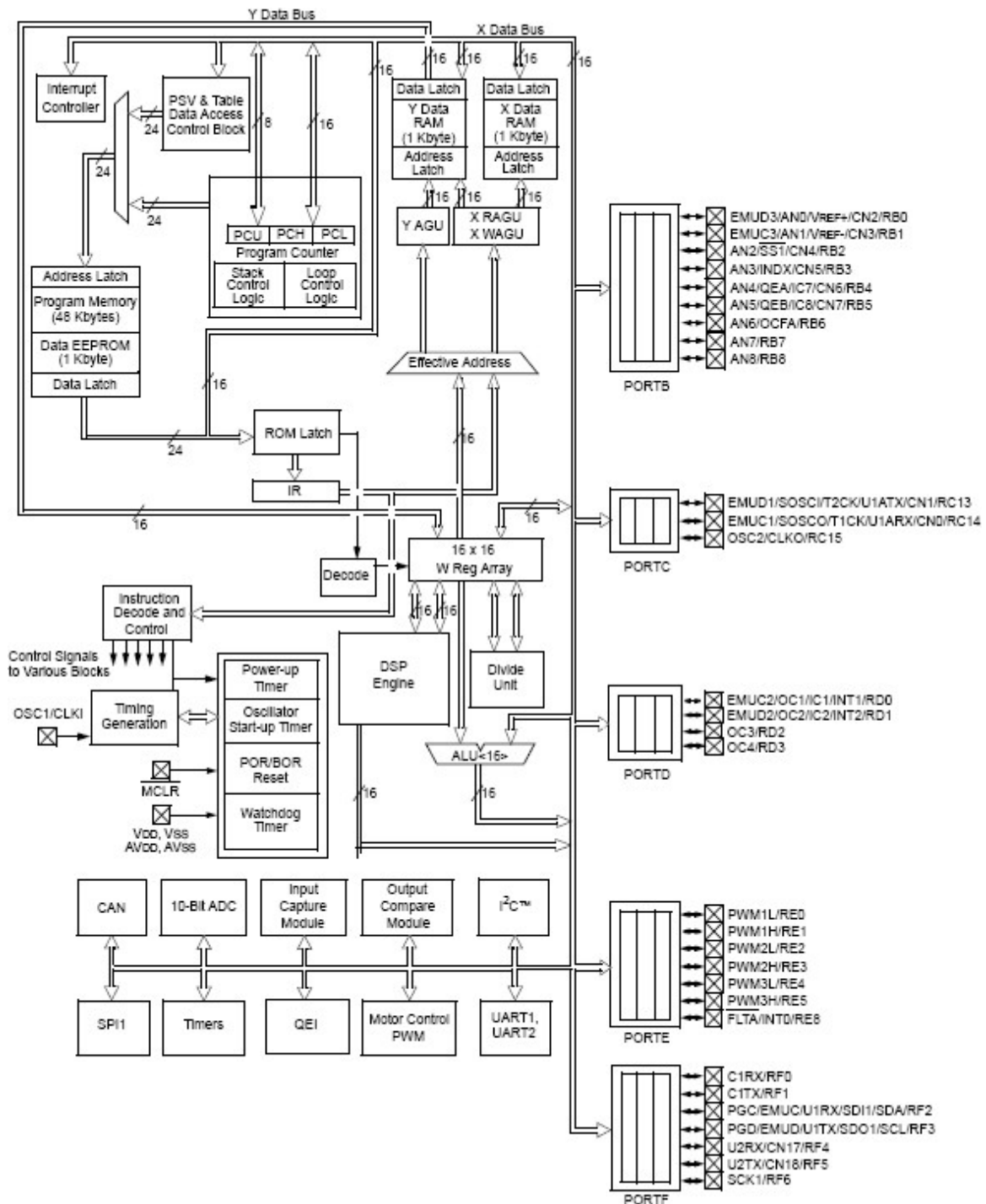


Figure 3.1: Bloc diagramme DSPIC30F4011

3.2.2 Architecture

Le DSPIC emploie une architecture HARVARD modifiée, avec séparation entre le bus des données et de programme, tel qu'il est représenté sur la figure 3.2.

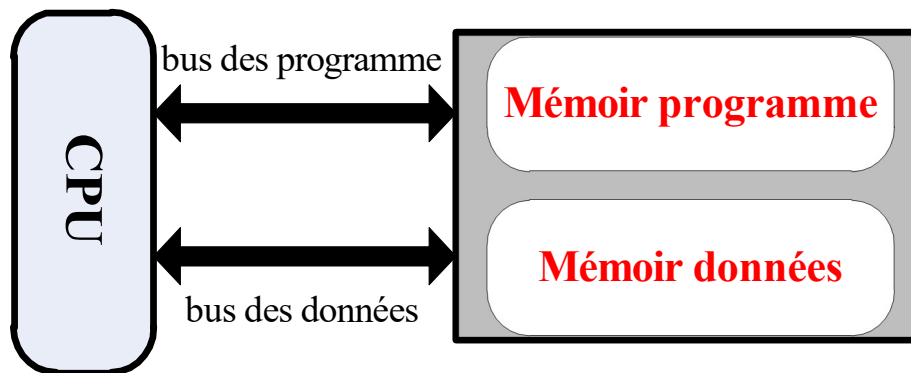


Figure 3.2: Structure Harvard modifiée

Cette architecture permet d'utiliser une taille de bus de données (16bits) cette conception améliore l'efficacité d'exécution, et aussi la rapidité du processeur, parce que le dsPIC exécute une instruction par la mémoire des données, et en même temps cherche la prochaine instruction dans la mémoire programme [Mic-05].

3.2.3 Carte de mémoire de l'espace programme

L'espace d'adressage du programme est de 4M mots d'instructions. Il est adressable par le PC 23 bits, l'instruction de table adresse effective (AE), ou espace de données, lorsque l'espace de programme est mappé en espace de données, comme défini par la figure 4.3.

Notez que l'adresse de l'espace programme est incrémentée de deux entre les mots de programme successifs, afin d'assurer la compatibilité avec l'adressage de l'espace de données.

L'accès à l'espace programme utilisateur est limité à la plage d'adresses inférieure à 4M de mots d'instructions (0x000000 à 0x7FFFFE), pour tous les accès autres que TBLRD/ TBLWT, qui utilisent TBLPAG <7> pour déterminer l'accès à l'espace utilisateur ou de configuration. Dans la figure 4.3, les instructions de lecture / écriture, c'est le bit 23 qui permet d'accéder à l'ID de périphérique, l'ID d'utilisateur et les bits de configuration. Sinon, le bit 23 est toujours clair.

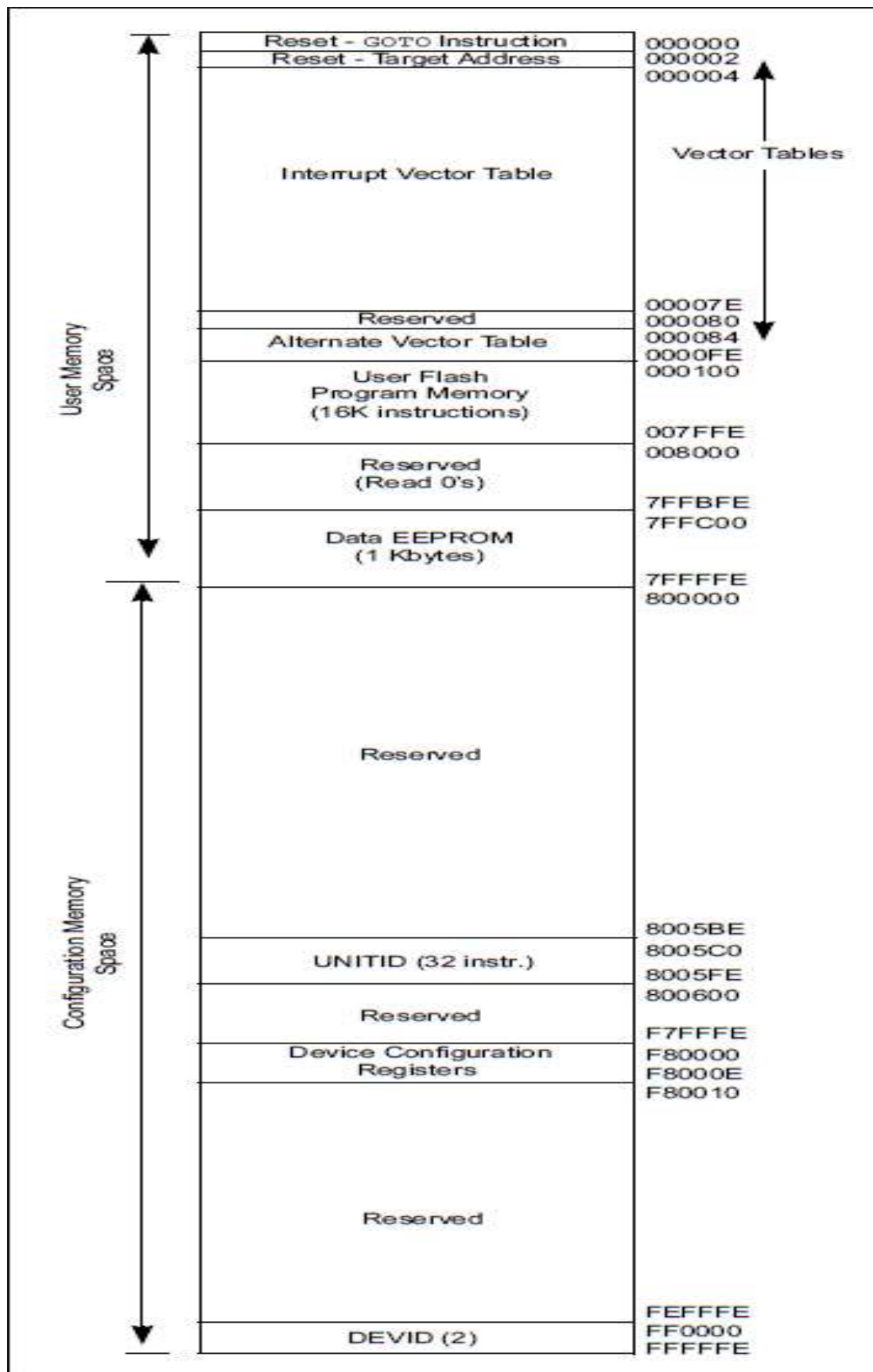


Figure 3.3: Carte de mémoire d'espace de programme pour le dspic30f4011

3.2.4 Carte mémoire de l'espace de données

La mémoire de l'espace de données est divisée en deux blocs, l'espace de données X et Y. Un élément clé de cette architecture est que l'espace Y est un sous-ensemble de l'espace X et est entièrement contenu dans l'espace X. afin de fournir un espace d'adressage linéaire apparent, les espaces X et Y ont des adresses continues.

Lors de l'exécution d'une instruction autre que celle de la classe d'instructions MAC, le bloc X se compose de l'espace d'adressage des données de 64 Ko (y compris toutes les adresses Y). Lors de l'exécution de l'une des classes d'instructions MAC, le bloc X se compose de l'espace d'adressage des données de 64 Ko, à l'exclusion du bloc d'adresse Y (pour les lectures des données uniquement). En d'autres termes, toutes les autres instructions considèrent la mémoire de données entière comme un seul espace d'adressage composite.

Les instructions de classe MAC extraient l'espace d'adressage Y de l'espace de données et l'adressent à l'aide d'EA provenant de W10 et W11. L'espace de données X restant est traité à l'aide de W8 et W9. Les deux espaces d'adressage sont accessibles simultanément uniquement avec les instructions de classe MAC [Mic-05].

Une carte de mémoire de l'espace de données est illustrée à la figure 3.4. La figure 3.5 présente un résumé graphique de la façon dont les espaces de données X et Y sont accessibles pour les instructions MCU et DSP.

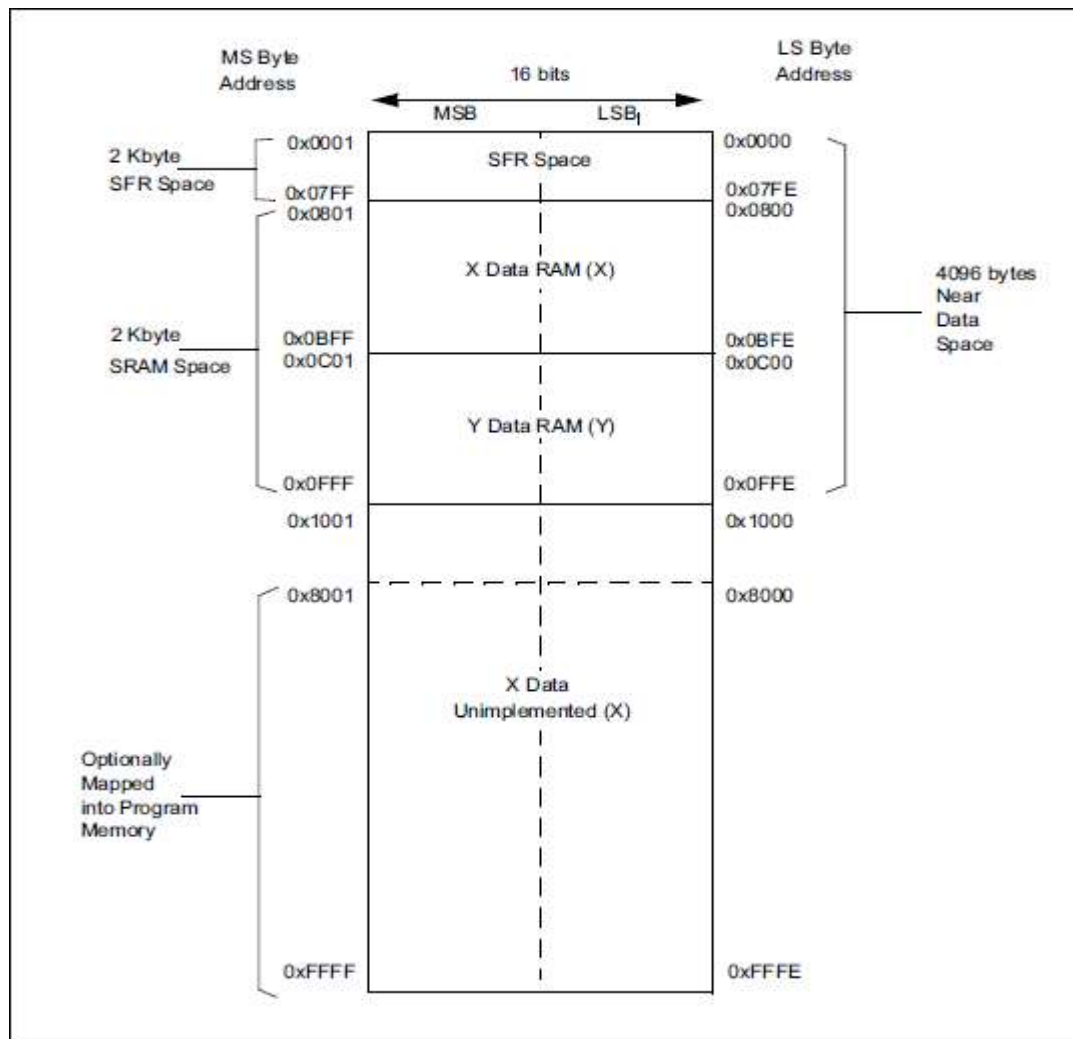


Figure 3.4: Carte de mémoire de l'espace de données pour le dspic30f4011

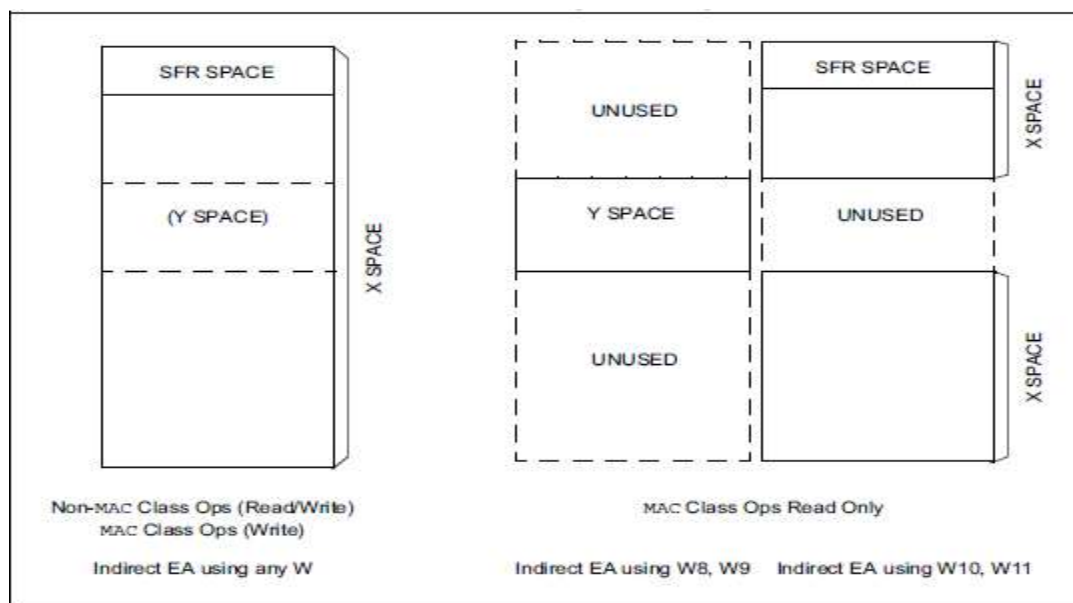


Figure 3.5: espace de données pour exemple d'instructions MCU et DSP (classe MAC)

3.3 Registre de travail

Le DSPIC contient 16 registres de travail de 16bits ; le dernier registre de travail W15 et utilisé comme un pointer de pille, les autres registres peuvent être utilisées soit comme un registre des données, pointer d'adresse (adressage indirect), ou registre à décalage d'adresse. La pile est utilisée pour sauvegarder le contenu de PC en cas d'interruption, ou appelle(CALL), à l'aide des instructions PUSH et POP.

3.4 Instruction DSPIC

Le jeu d'instruction de DSPIC est divisé en deux classes MCU et DSP, ce jeu d'instruction inclut plusieurs modes d'adressage (immédiat, direct, indirect, etc.), et ils sont conçus pour avoir la meilleure optimisation possible de compilateur C. La plupart des instructions sont exécutées dans un seul cycle, à l'exception des instructions d'appel et de branchement (BRA, CALL, etc.).

Pour la majorité des instructions, le DSPIC est capable de lire la mémoire des données, lire un registre de travail, la lecture de la mémoire des données, et la lecture d'instruction de la mémoire programme ; toutes ces opérations dans un seul cycle. Comme résultat une instruction de trois opérateurs peut être supportée [Mic-05] [Wae-09].

Exemple : l'opération $A+B=C$ est exécuté dans un cycle.

3.5 Le processeur DSP

Le DSP inclut

- Un multiplieur à point fixe de 17bits x 17bits.
- Une unité arithmétique et logique de 40bits.
- Deux accumulateurs de 40bits.
- Un décaleur 40bits, qu'il peut décaler plus de 15bits à gauche ou à droite dans un cycle.

Les instructions DSP sont conçues pour plus d'optimisation en temps de calcul. L'instruction MAC ($A=(B \times C)+D$) en anglais (Multiple and Accumulat), et autres

instructions associées peuvent lire deux opérandes en même temps de la mémoire des données, en cas de la multiplication de deux registres de travail, puisque la mémoire des données est divisée en deux blocs X et Y pour les instructions DSP. La figure 3.6 présente le Processeur DSP

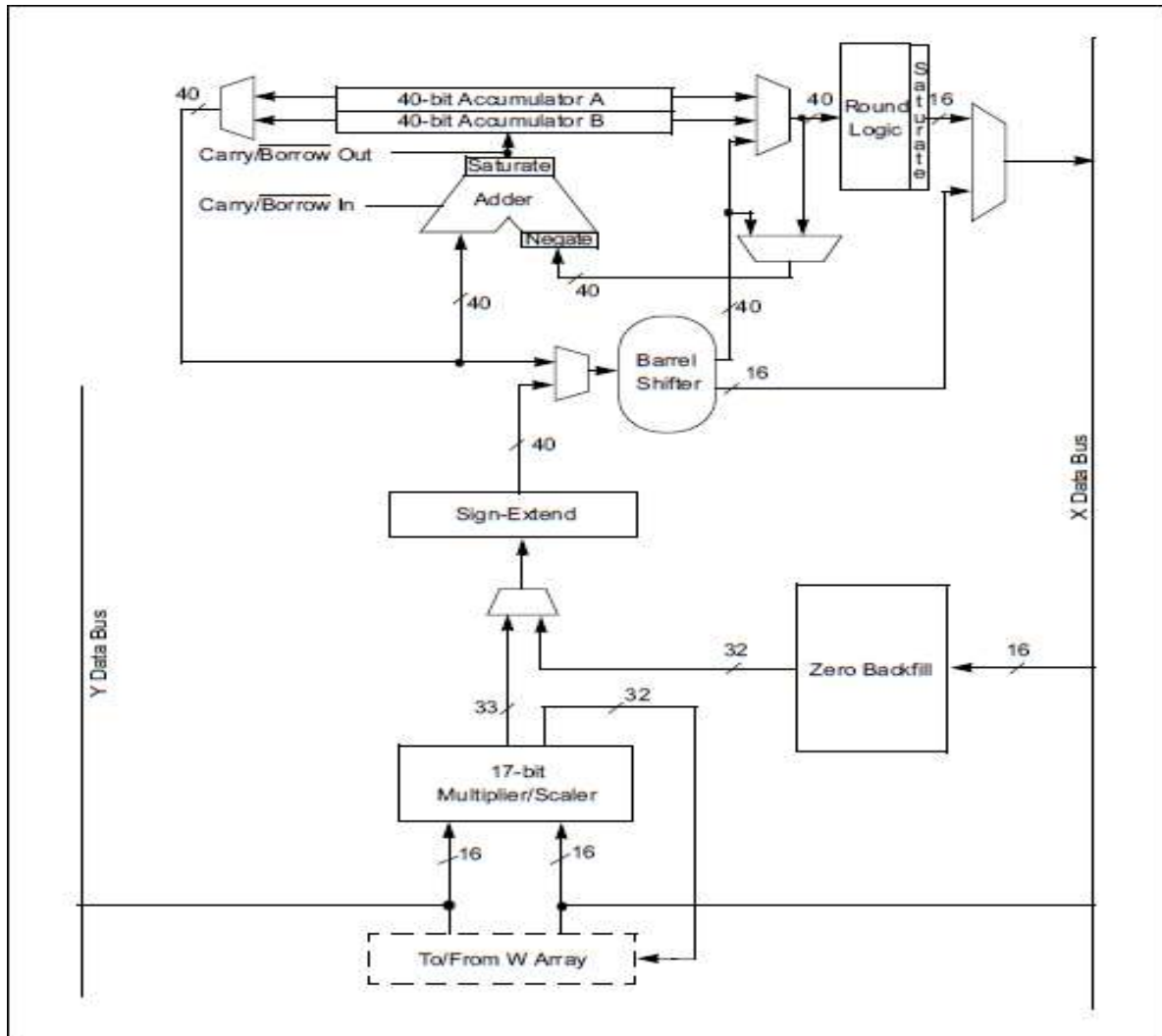


Figure 3.6: Processeur DSP

3.6 Les interruptions

Chaque source d'interruption de DSPIC30F a son propre vecteur, et peut avoir dynamiquement une priorité parmi les sept niveaux de priorités. L'entrée et l'exécution de ces interruptions sont fixées par le hardware, cela garantit un timing déterminé pour les applications en temps réel.

La Table des Vecteurs d'Interruption (TVI), est logée dans la mémoire programme directement après l'instruction RESET (adresse 0x000000), figure 3.7. La TVI contient 62

vecteurs composés de huit interruptions hard non masquables (toujours active), et 54 sources d'interruptions. Chaque vecteur d'interruption est un registre de 24bits comtien l'adresse de début de sous-programme associé à cette interruption.

La Table des vecteurs d'interruption alternative (TVIA), est logée directement après la TVI, dans la mémoire programme. Si le bit ALTIVT égal à 1, toutes les interruptions software et hardware, utilises la TVIA à la place de la TVI.

La TVIA est organisée de la même manière que la TVI, son rôle est de fournie la possibilité de commutée entre une application réelle et un teste (émulation).

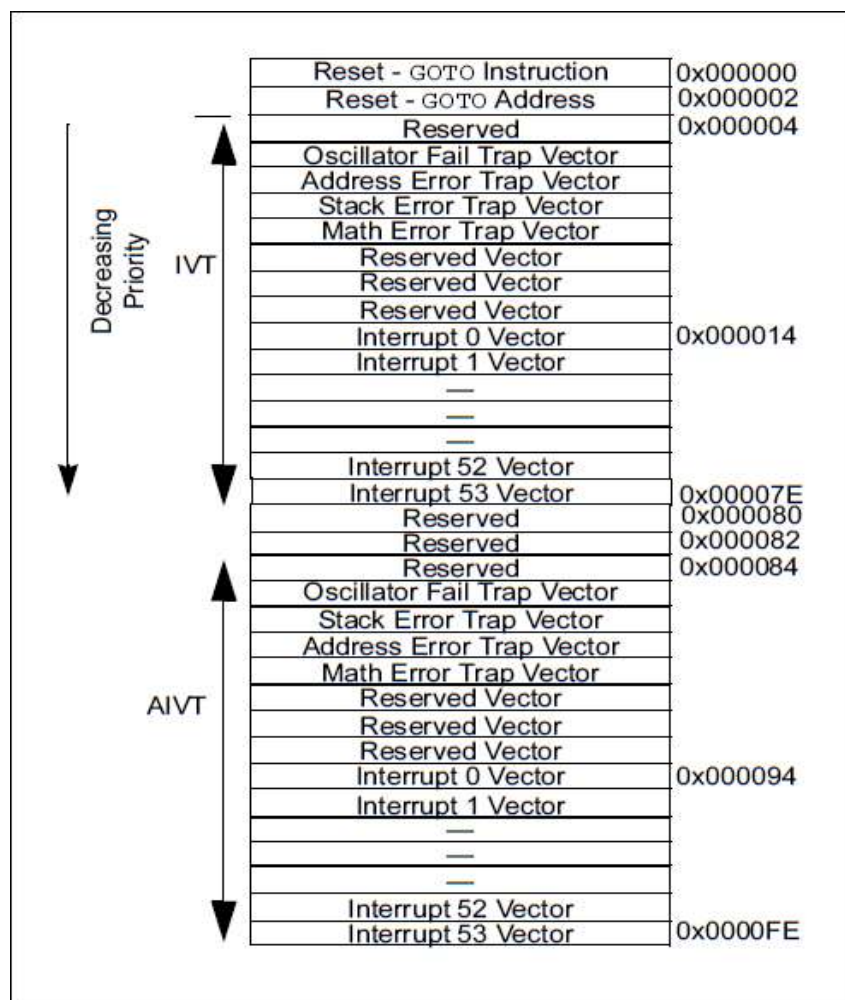


Figure 3.7: Table des vecteurs d'interruption

3.7 Les périphériques

Les DsPIC sont équipés avec plusieurs périphériques spécialisés selon leurs applications. Dans notre travail (contrôle de la machine brushless), nous intéressent aux périphériques conçus spécialement pour ce genre d'applications.

3.7.1 Les ports d'entrée / sortie

Tous les pins de DSPIC à l'exception des broches d'alimentation (V_{dd} , V_{ss}), MCLR (reset), et OSC1 (entrée quartz), sont partagés entre les périphériques et le port d'entrée /sortie. Quand une broche est configurée comme entrée ou sortie périphérique, le port associé à ce pin est désactivé.

Les ports de DSPIC sont contrôlés par trois registres:

A) Le registre de direction **TRIS**: détermine si la broche est une entrée ($TRISx=1$), ou sortie ($TRISx=0$).

B) Le registre **PORT** : les données entrante ou sortante à travers les broches sont consultées par l'intermédiaire du registre PORT. La lecture de ce dernier, lit la valeur de la donnée dans la broche, tandis que l'écriture dans le registre, écrit la valeur dans le verrouilleur(en anglais LATCH) du port des données.

C) Le registre verrouilleur **LAT** : la lecture du registre LAT, retourne la donnée du port verrouillé. Et l'écriture dans le registre LAT a le même effet que l'écriture dans le registre PORT.

En résumé on peut dire que le registre LAT, sauvegarde la valeur écrite dans le registre PORT, jusqu'à la prochaine modification de ce dernier.

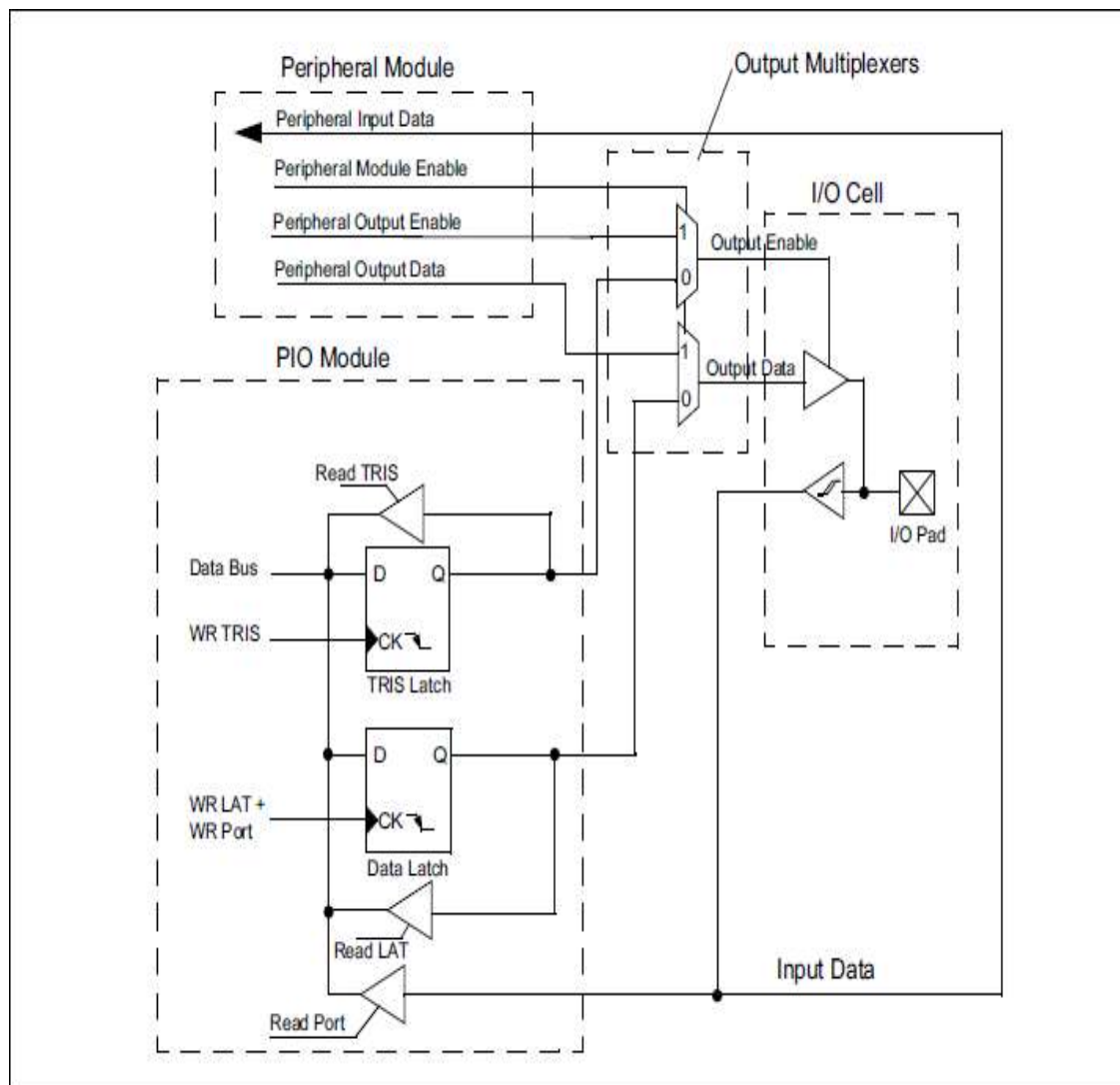


Figure 3.8: Structure d'un port partagé

3.7.2 Les timers

Les timers ou compteurs matériels permettent d'avoir des tâches qui s'exécutent de manière synchrone, toutes les périodes. Dans le cadre de la commande de machines et de la régulation, il est très important d'avoir une exécution de certaines fonctions à une période d'échantillonnage précise. Cela se fait généralement dans une routine de service de l'interruption (ISR). Pour configurer un timer, on doit connaître la période à laquelle on doit le programmer et la fréquence interne du dsPIC FCY qui dépend de la configuration matérielle (Quartz externe, FRC,...) et logicielle (PLL, Prescaler). On calcule ensuite la valeur à mettre dans le registre PR1. Si la période est trop grande par rapport aux 16 bits de PR1, on peut soit mettre en cascade 2 timers, soit programmer un compteur logiciel dans l'ISR_T1Interrupt qui sera incrémentée à chaque fois que le timer matériel aura compté PR1. On lance le timer avec le bit 15 de T1CON [Rak-05].

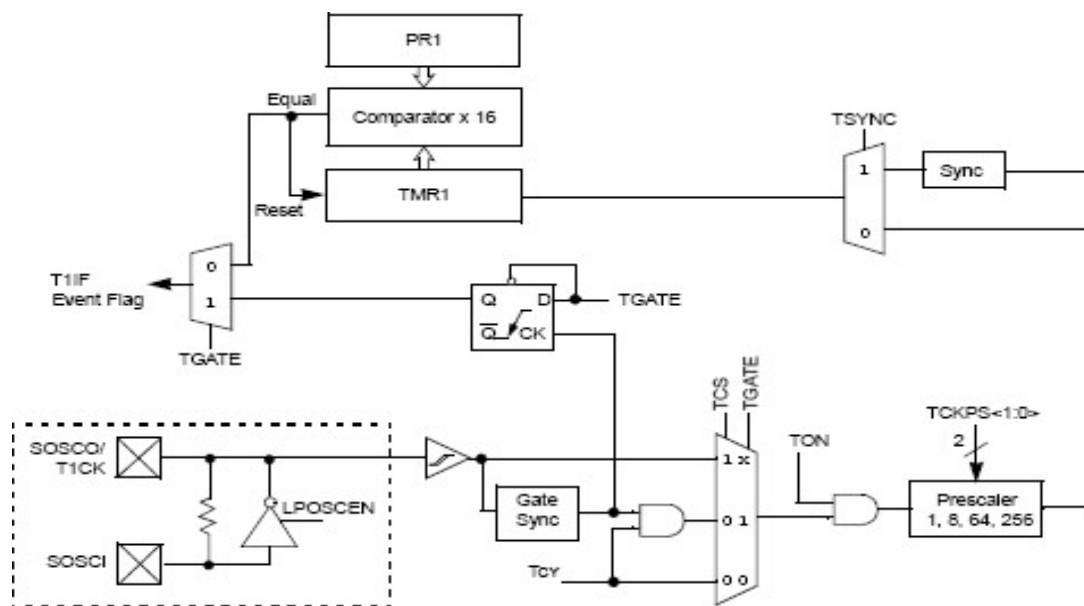


Figure 3.9: Bloc diagramme de `timer1` type(A)

3.7.3 Le convertisseur analogique/numérique (ADC)

Le module de conversion analogique/numérique joue un rôle important dans la programmation des applications de la commande des machines électriques (acquisition des courants, des tensions, des grandeurs de commande, etc....).

Le DSPIC30F4011 dispose de 16 entrées analogiques avec un niveau de tension maximale 5V, la grandeur analogique est convertie à une grandeur numérique de 10 bits. Ces entrées analogiques sont multiplexées dans 4 amplificateurs échantillonneurs bloqueurs. La sortie de l'échantillonneur bloquer est l'entrée de convertisseur analogique/numérique [Hem- 06]. La tension analogique de référence, est sélectionnée en programmation (software), soit la tension d'alimentation (V_{dd} , V_{ss}), ou la tension des proches (V_{ref+} / V_{ref-}). les registres nécessaires à la programmation sont :

- ✓ Les registres de contrôle (ADCON 1, 2,3) : contrôle les opérations de module ADC.
- ✓ Le registre ADCHS: sélectionne la chaîne à convertir ($CH_0 \dots CH_3$)
- ✓ Le registre ADPCFG : configure le port comme entrée analogique ou entrée/sortie numérique.
- ✓ Le registre ADCSSL : sélectionne l'entrée analogique ($AN_0 \dots AN_{15}$) à bloquer par l'échantillonneur bloquer.

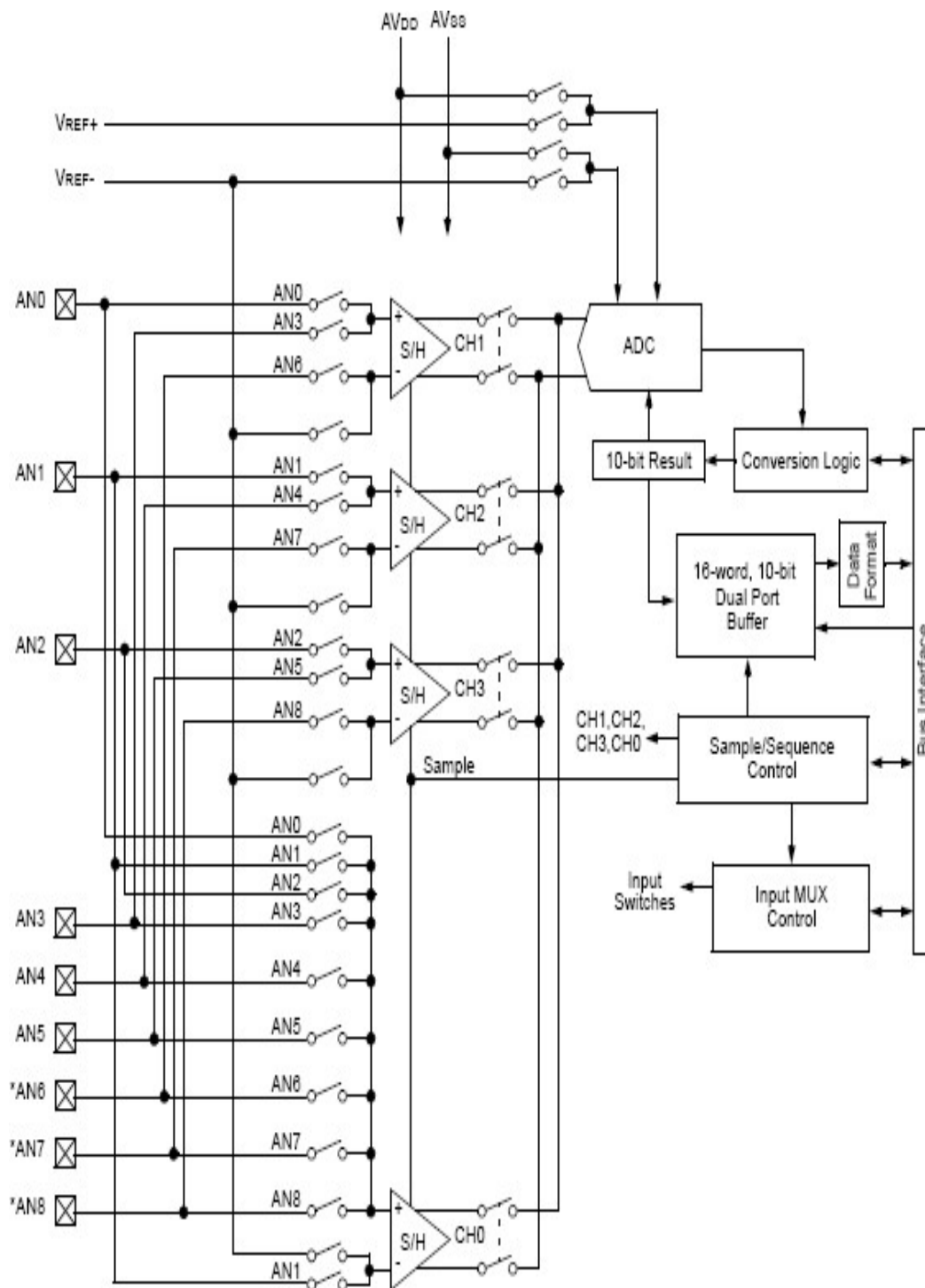


Figure 3.10: Bloc diagramme de module ADC

3.7.4 Le module MLI

Ce module simplifié l'opération de génération des signaux MLI, surtout pour les applications de la conversion d'énergie et commande des machines électrique, citant :

- Commande des machines synchrone et asynchrone.
- Commande des machines à réluctance variable (MRV).
- Commande des machines à courant continu.
- Les alimentations sans interruption (ASI) Le module MLI dispose des diapositives suivantes :
 - Six sorties MLI qu'ils peuvent fonctionnées en trois paires complémentaires (pour le contrôle des onduleurs triphasés), avec trois générateurs de rapport cyclique.
 - Résolution 16bits.
 - La possibilité de contrôler les autres périphériques via le module MLI.
 - Génération des signaux MLI indépendants (Ex : contrôle de la MRV).
 - Gestion des temps morts.
 - Gestion des interruptions.
 - La possibilité de générer la MLI symétrique ou asymétrique.
 - Un module générateur de la MLI vectorielle.
 - Une broche de défaut (FLTA) pour conduire chaque sortie MLI à un état défini en cas d'anomalie dans le circuit puissance.

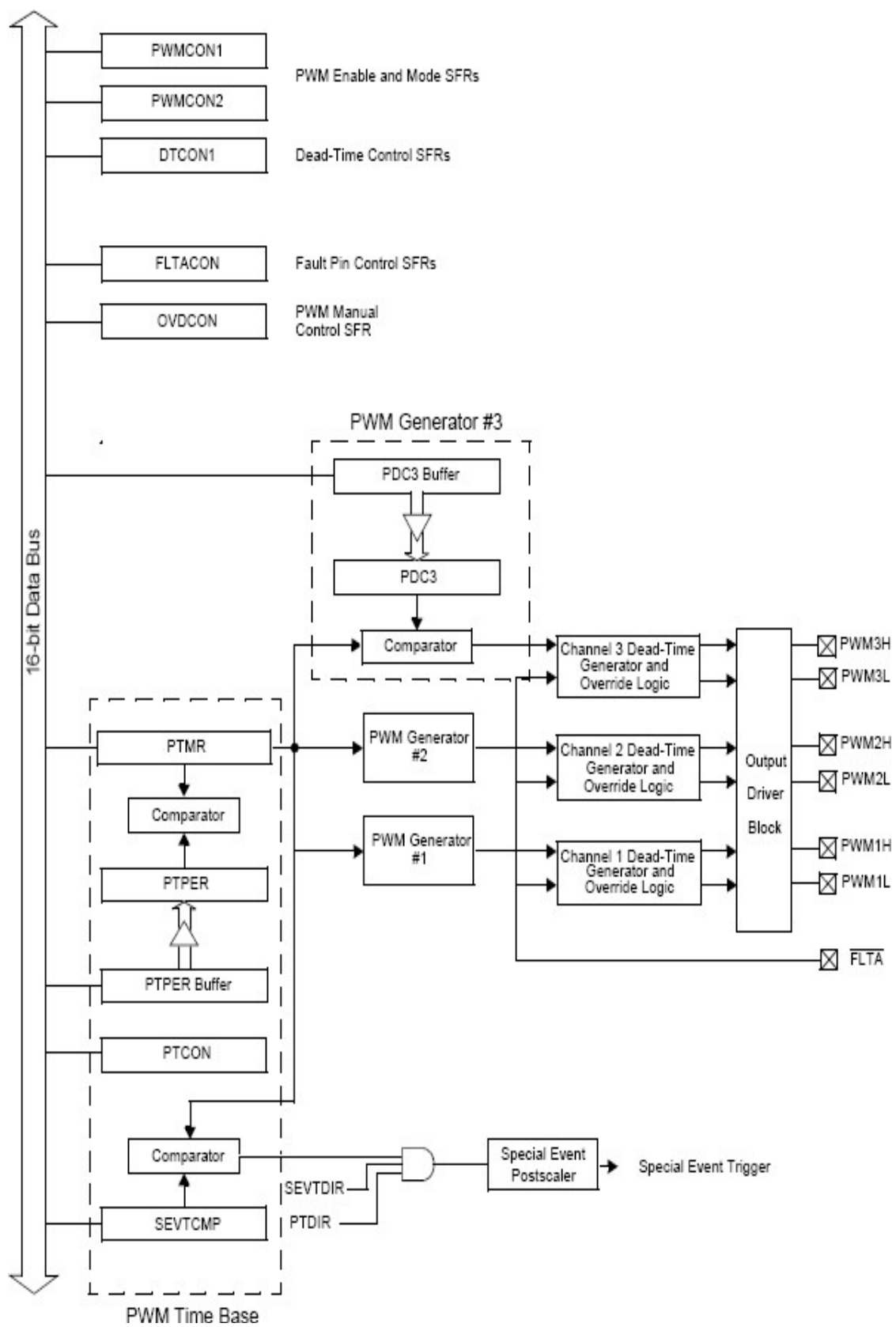


Figure 3.11: Bloc diagramme de module MLI

3.7.4.1 Les registres de module MLI

Les registres suivants contrôlent les actions de la MLI

- 1) **PTMR** : Compteur incrémental ou décremental de la base du temps MLI.
- 2) **PTPER** : Registre de la période de la MLI.
- 3) **DTCON** : Registre de gestion des temps morts.
- 4) **PWMCON1, 2** : ou (MLICON) décrivent les registres de contrôle principaux de la MLI.
- 5) **SEVTCMP** : Control les événements de comparaison entre la valeur comptée par PTMR et le rapport cyclique PDC.
- 6) **PTCON** : Control la base du temps MLI (choix de diviseur de fréquence, choix de l'horloge, et la configuration de mode de fonctionnement de timer PTMR (MLI symétrique ou asymétrique)).
- 7) **FLTACON** : définit le comportement de module MLI en cas d'un front descendant dans la broche FLTA.
- 8) **PDC1, 2, 3** : contiennent les temps de conduction des trois interrupteurs haut d'un onduleur triphasé par exemple.

La figure 3.12 a et b illustre le principe de fonctionnement de registre compteur PTMR contrôlé par PTCON, pour générer des signaux MLI symétriques(a) ou asymétriques(b).

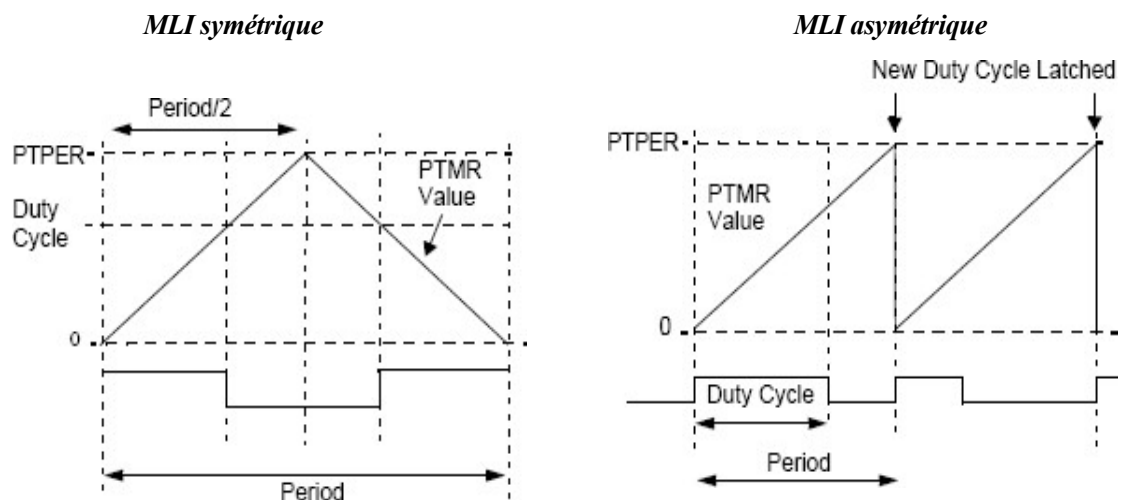


Figure 3.12: MLI symétrique et asymétrique

Pour la MLI symétrique, le registre PTMR compte de zéro jusqu'à la valeur enregistrée dans PTPER, après il décrémente jusqu'à zéro. L'intersection entre la valeur de rapport cyclique PDC et PTMR, provoque un changement d'état de signal de sortie MLI (le changement d'état est contrôlé par SEVTCMP).

En cas de la MLI asymétrique, le compteur PTMR est initialisé à zéro, si la valeur de ce dernier égale à la valeur de PTPER.

Pour éviter la fermeture instantanée de deux interrupteurs de même bras d'un onduleur, le module MLI est équipé avec un générateur des temps morts, le registre concerné dans ce cas est DTCON. La Figure 3.13 illustre le principe de fonctionnement de la génération des temps morts [Rak-05] [Mic-05].

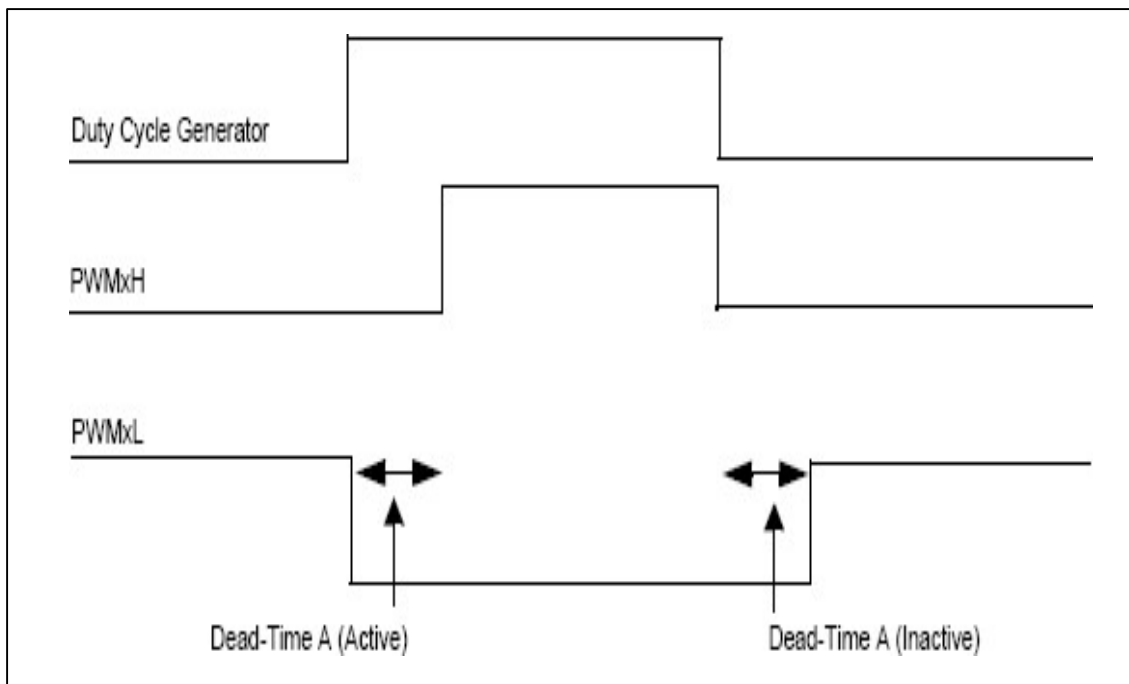


Figure 3.13: Génération des temps morts.

En cas de fonctionnement en MLI complémentaire (deux sorties MLI complémentaires), la première sortie change l'état instantanément à l'intersection entre PTMR et PDC, la deuxième sortie est retardée avec un temps sauvegardé dans le registre DTCON [Hem-06].

3.8 Réalisation de la carte de commande

Le prototype réalisé pour développer la commande de vitesse du BLDC, comprend plusieurs circuits. La figure 3.14 présente le schéma bloc général du prototype réalisé.

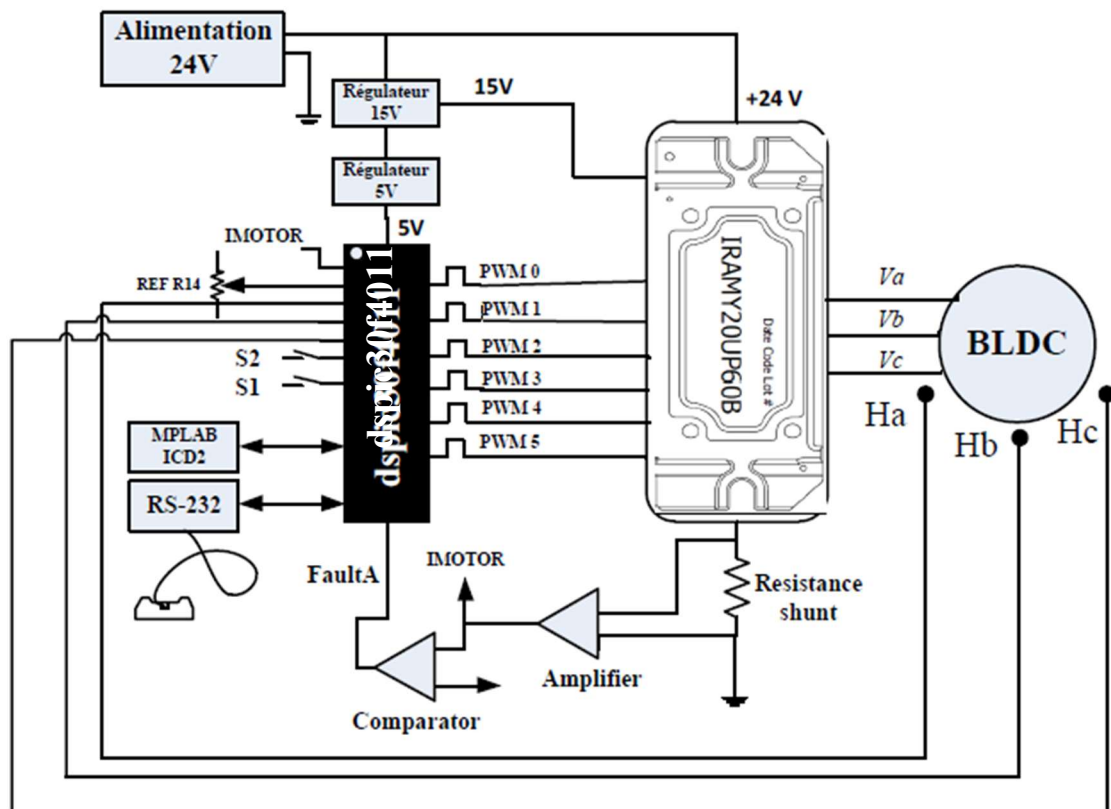


Figure 3.14: Schéma bloc du prototype réalisé

3.8.1 Broches de microcontrôleur

Il est clair que notre microcontrôleur possède de nombreuses fonctions intégrées attrayantes, et la première chose à faire est d'identifier à quelle broche elles sont affectées. Ensuite, nous concevrons les circuits matériels connectés à des broches particulières, et cette conception sera mise en œuvre pour toujours sur la carte PCB! C'est la raison pour laquelle, bien que la conception matérielle soit une tâche facile et relativement relaxante, elle est également très exigeante, car il n'y a aucune marge d'erreur [Row-12] [Cha-12].

Dans le firmware et les logiciels, les choses peuvent être modifiées / corrigées en un rien de temps, à tout moment, mais un circuit matériel est là pour rester. Si nous jugeons mal au moment de la conception du matériel, cela nous coûtera de l'argent et beaucoup de temps pour corriger les erreurs [Wae-09].

DSPIC30F4011			
18	MCLR	AVDD	17
19	RB0AREF+	AVSS	16
20	RB1AREF-	RE0	15
21	RB2	RE1	14
22	RB3	RE2	11
23	RB4IC7	RE3	10
24	RB5IC8	RE4	9
25	RB6	RE5	8
26	RB7	VDD2	40
27	RB8	VSS2	39
7	VDD0	RF0	5
6	VSS0	RF1	4
30	OSC1	RF4RX2	3
31	OSC2	RF5TX2	2
32	RC13TX1	PGCSDA	1
35	RC14RX1	PGDSCL	44
36	INT0RE8	RF6SCK1	43
37	OC2RD1	OC1RD0	42
38	RD3	RD2	41
29	VSS1	VDD1	28

Figure 3.15: Le contrôleur dsPIC30F4011 dans un boîtier PDIP 40 broche

3.8.2 Circuits oscillateurs

Les premières choses que nous faisons lors du démarrage d'un nouveau schéma sont: premièrement, nous insérons le composant microcontrôleur; deuxièmement, nous câblons le circuit oscillateur. De nombreux concepteurs considèrent le circuit oscillateur comme étant le premier, le plus important. En réalité, tous les circuits sont également importants.

Il existe au moins cinq options que nous pourrions utiliser comme générateur d'impulsions d'horloge pour le dsPIC30F4011, et les mêmes options sont valables pour des nombreux autres contrôleurs Microchip. L'option la plus courante consiste à utiliser un oscillateur à cristal taillé et deux condensateurs de charge. La figure 3.16 présentée le circuit schématique du cristal taillé [Ali-05].

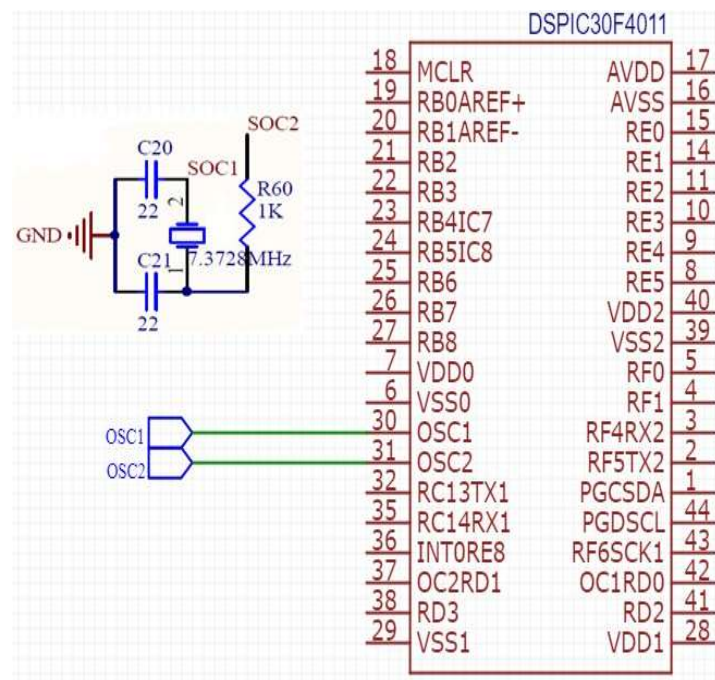


Figure 3.16: Circuit résonateur céramique

3.8.3 Régulateurs de tension

Le scénario de fourniture d'énergie le plus courante consiste à arriver à notre carte de commande avec une tension non régulée de 12 V à 36 V DC à partir d'une source DC externe, puis à réguler la tension jusqu'à 5 V et 15 V. Nous ferons exactement la même chose.

3.8.3.1 Circuit d'alimentation

Si vous regardez de plus près le schéma du microcontrôleur de la figure 3.15 ou de la figure 3.18, vous remarquerez que de nombreuses broches sont connectées aux VDD, VSS, AVDD et AVSS: c'est parce que les concepteurs de microcontrôleurs avaient l'intention d'isoler autant de bruits circuits à l'intérieur que possible. Nous n'utiliserons qu'une seule alimentation pour tous les circuits, et nous connecterons simplement AVDD et AVSS aux VDD et VSS.

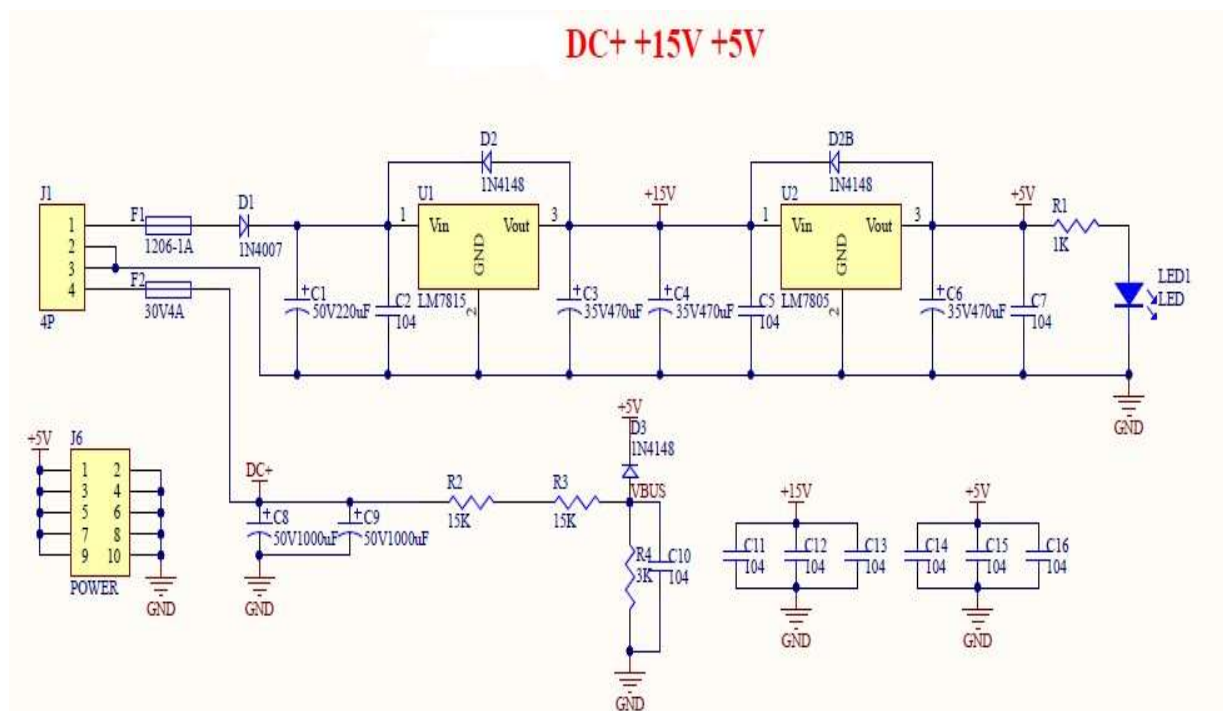


Figure 3.17: Schéma du circuit d'alimentation

Maintenant que nous avons un circuit d'alimentation, nous devons câbler le contrôleur à l'alimentation et à la terre. Les connexions à dsPIC30F4011 sont présentées sur la figure 3.18

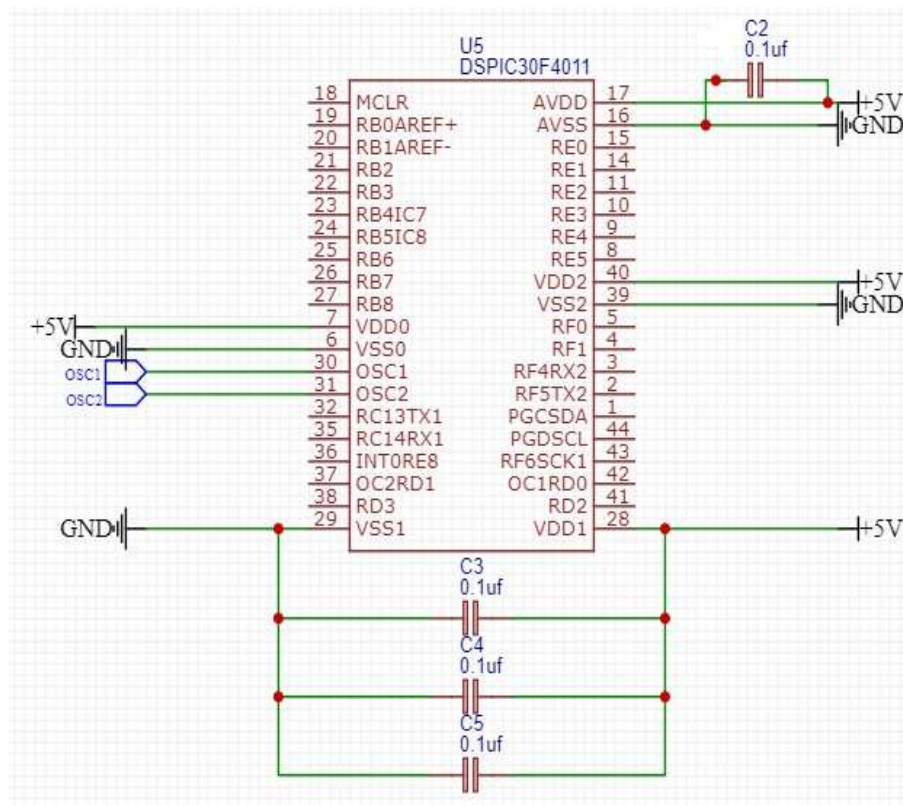


Figure 3.18: Contrôleur dsPIC30F4011 avec oscillateur, circuits d'alimentation et de mise à la terre

3.8.4 Module de conducteur IC standard RS232

Le pilote MAX3232 est le type standard de l'industrie fonctionnant à +5 V, et il est conçu pour un maximum de 120 Kbps; cependant, de nombreux concepteurs imposent cette spécification du fabricant, et on m'a dit que le pilote fonctionne parfaitement bien au double de ce taux.

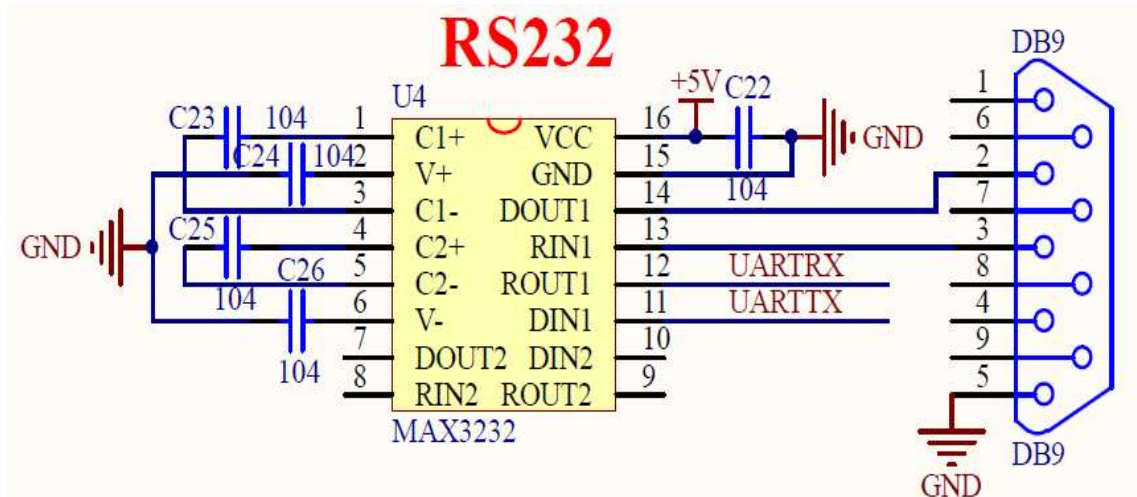


Figure 3.19: Le module schématique RS232 construit autour du pilote MAX232N

3.8.5 MPLAB® ICD2 interface

MPLAB ICD2 fonctionne en deux modes: comme débogueur ou comme programmeur. En mode débogueur, ICD2 surveille les variables à l'intérieur de dsPIC30F4011, et il peut «démarrer», «arrêter», «redémarrer» et «réinitialiser» le microcontrôleur. Plus important encore, lorsqu'il est arrêté en mode débogueur, ICD2 affiche les valeurs dans les variables utilisateur et les valeurs existantes dans les registres système: ces informations sont obligatoires en cas de bogues de programmation difficiles et difficiles à trouver.

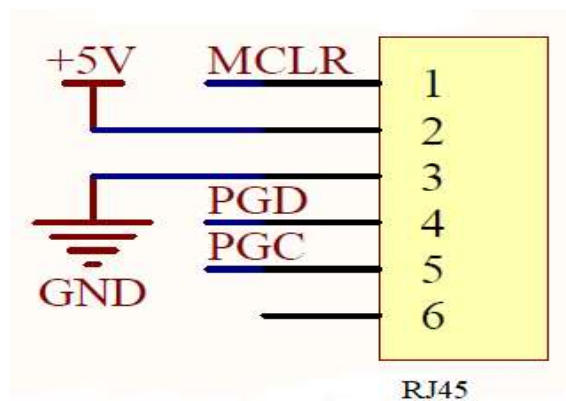


Figure 3.20: L'interface ICD2

3.8.6 Interface de capteur à effet Hall

Les capteurs à effet Hall sur le moteur sont des sorties à collecteur ouvert. Des résistances (pull-up) sont fournies sur la carte pour chaque capteur. Les signaux des capteurs à effet Hall, HA, HB et HC, sont connectés aux broches de capture d'entrée, RB3, RB4 et RB5, respectivement

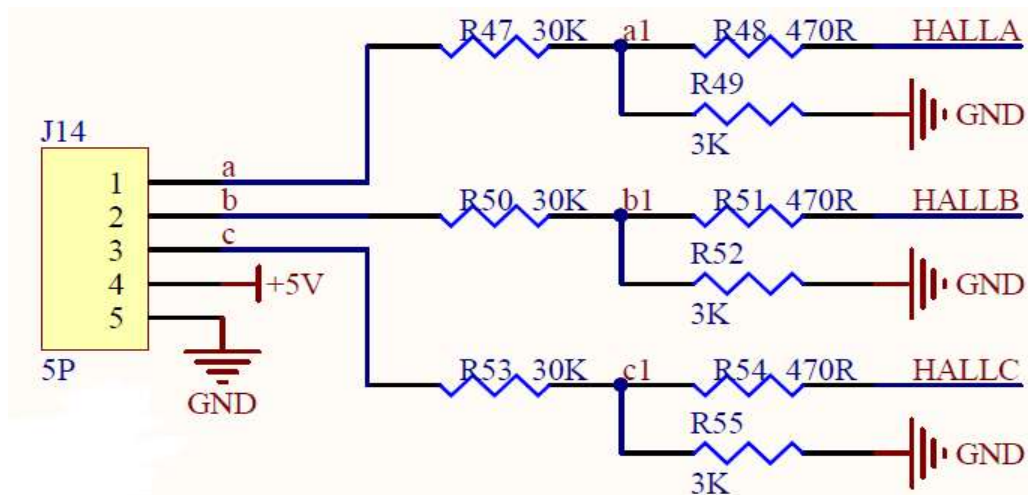


Figure 3.21: Interface de capteur à effet Hall

3.8.7 Module de puissance intelligent (IPM) IRAMY20UP60B

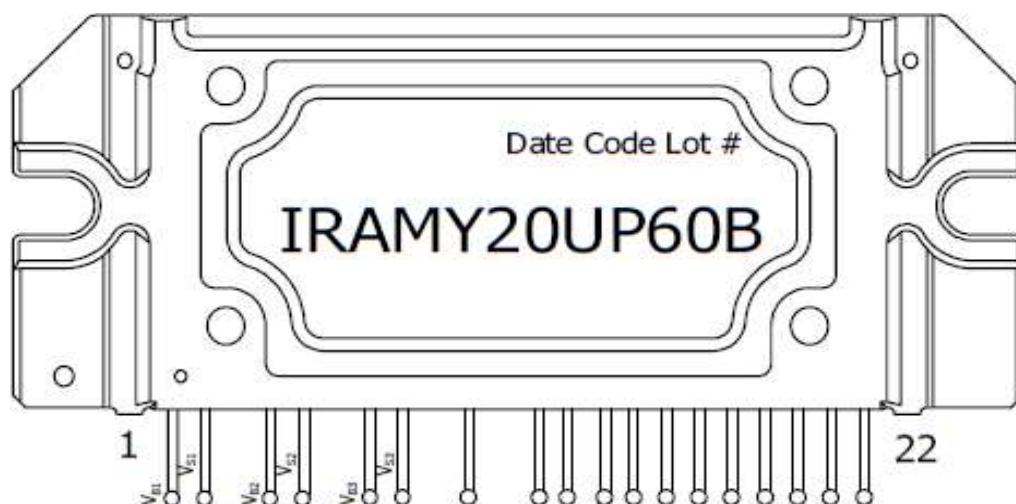


Figure 3.22: Broches de connexion IRAMY20UP60B

L'IRAMY20UP60B d'International rectifier est un circuit intégré hybride de puissance intégré de 20 A, 600 V avec résistance de shunt interne pour les applications d'entraînement de moteurs d'appareils tels que les systèmes de climatisation et les pilotes de compresseur ainsi que pour les applications industrielles légères. La technologie IR offre un pilote de

moteur AC extrêmement compact et haute performance dans un seul boîtier isolé pour simplifier la conception. La partie puissance est constituée de six interrupteurs de puissance IGBT à faible VCE à la fermeture. Le contrôle est assuré par un driver intelligent qui protège l'onduleur contre l'échauffement excessif, et contre les courts circuits, ainsi qu'un verrouillage en sous-tension, ce qui assure un degré élevé de protection pour un fonctionnement sans faute. Sa structure moulée en ligne minimise l'encombrement sur le circuit imprimé et simplifie l'isolation du montage du dissipateur. La figure 3.22 montre l'architecture interne de l'IRAMY20UP60B.

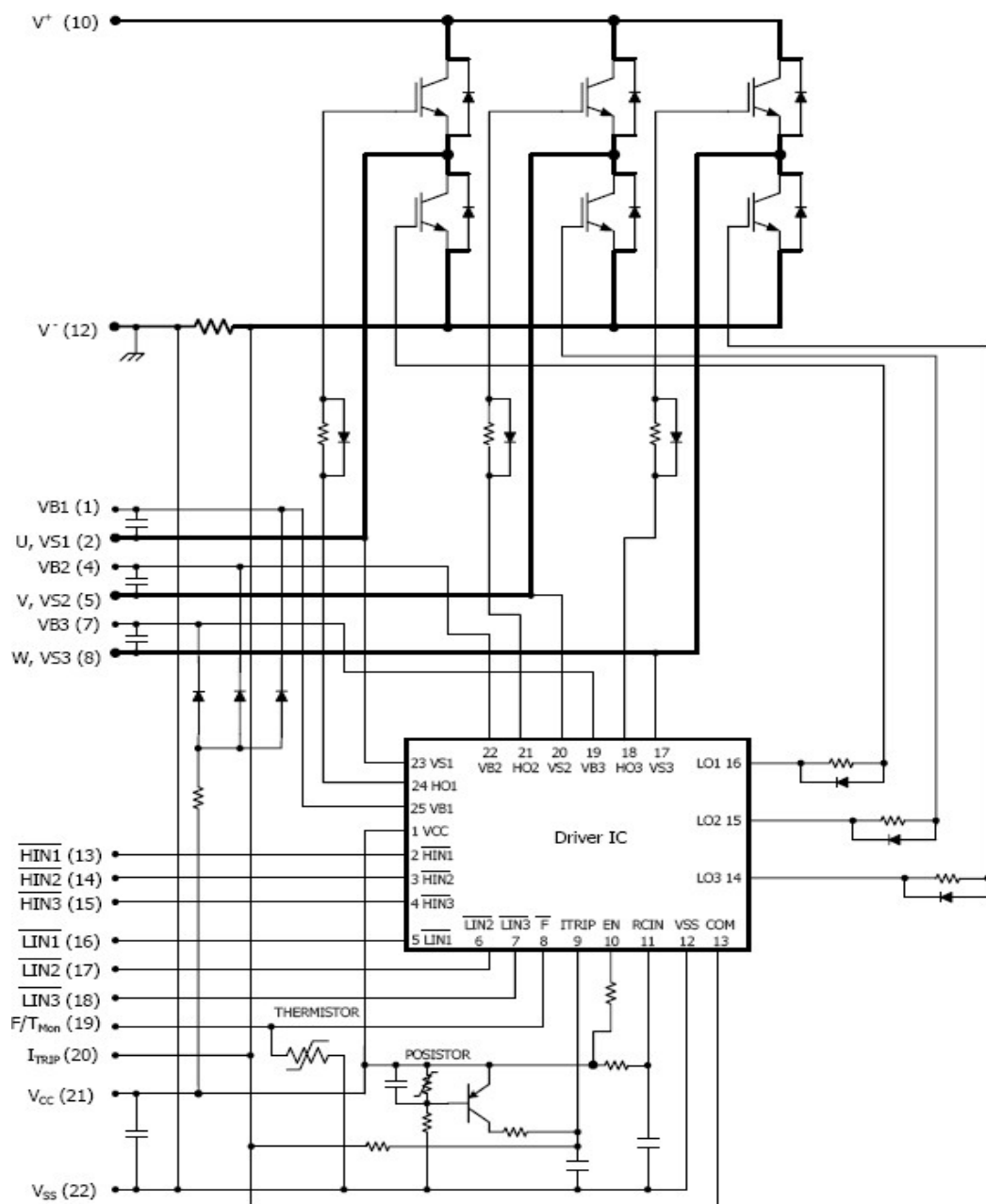


Figure 3.23: Schéma interne de l'IRAMY20UP60B

3.8.8 Circuit défaut onduleur

Le rôle de ce circuit est de générer un front descendant à l'entrée FAULT de DSPIC en cas d'un défaut sur l'onduleur. Dans ce là, le DSPIC exécute une interruption qui bloc les six sorties MLI à un état définies par l'utilisateur. Et même si le défaut disparaître la remise en fonctionnement normal du système se fait que après une reset hardware. C'est une méthode très utile pour mieux protéger l'onduleur et le moteur [Ema-07].

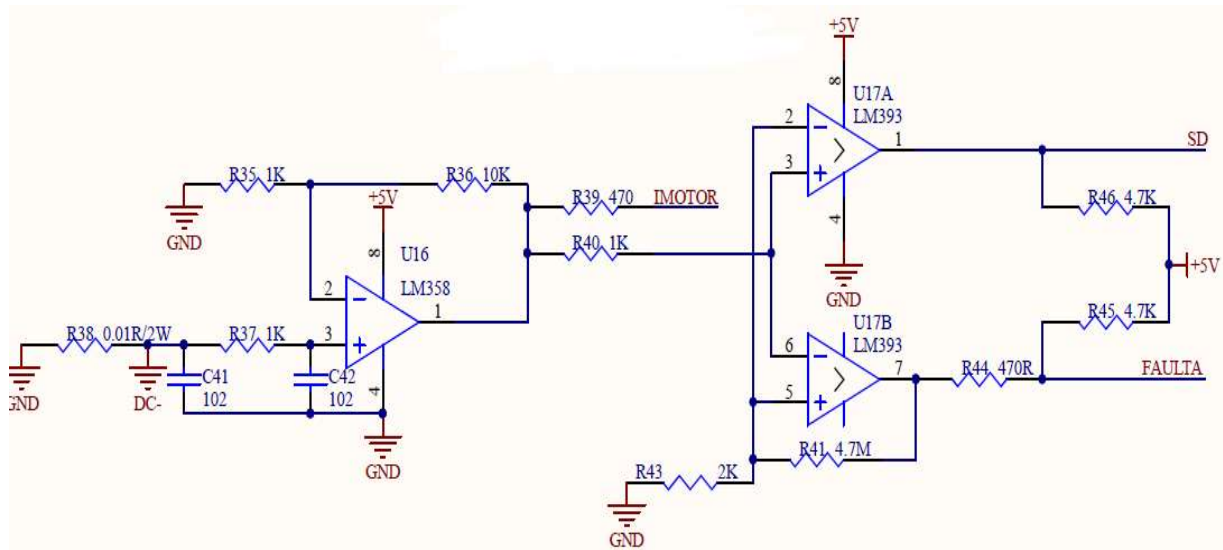


Figure 3.24: Circuit défaut onduleur

3.9 Résultat expérimental du test de l'onduleur

Dans ce test, un onduleur triphasé IRAMY20UP60B et un contrôleur de signal numérique dsPIC30F4011 sont utilisés pour montrer que notre onduleur IPM proposée obtiennent des performances élevées [Bou-19] [Zho-02] [Kum-10].

Temps mort de $2\mu s$ et la PWM H PWM L est présenté dans les figures 3.25 et 3.26 respectivement. Les résultats montrent aussi les formes d'onde de sortie de tension sans et avec filtrage dans les figures 3.27 et 3.28.

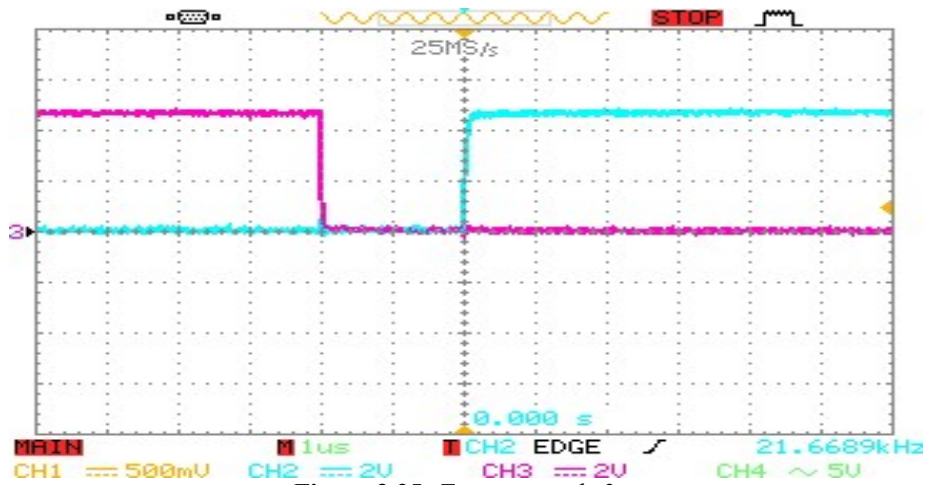
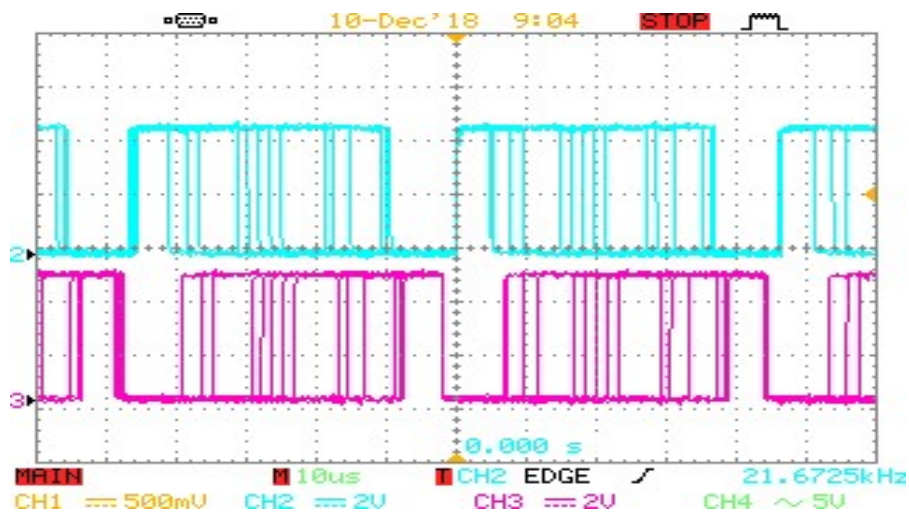
Figure 3.25: Temps mort de $2\mu\text{s}$ 

Figure 3.26: PWM H PWM L

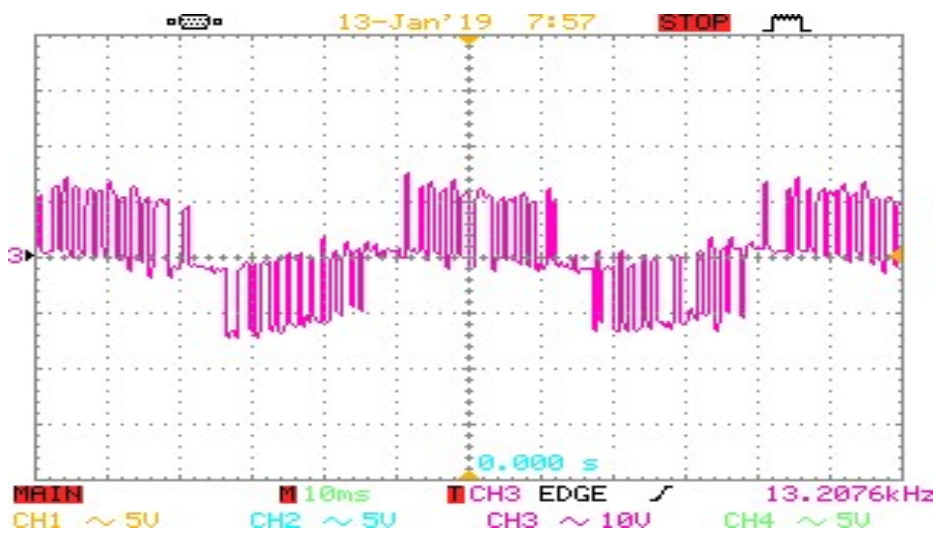


Figure 3.27 : tension de ligne de l'onduleur triphasé (sans filtre)

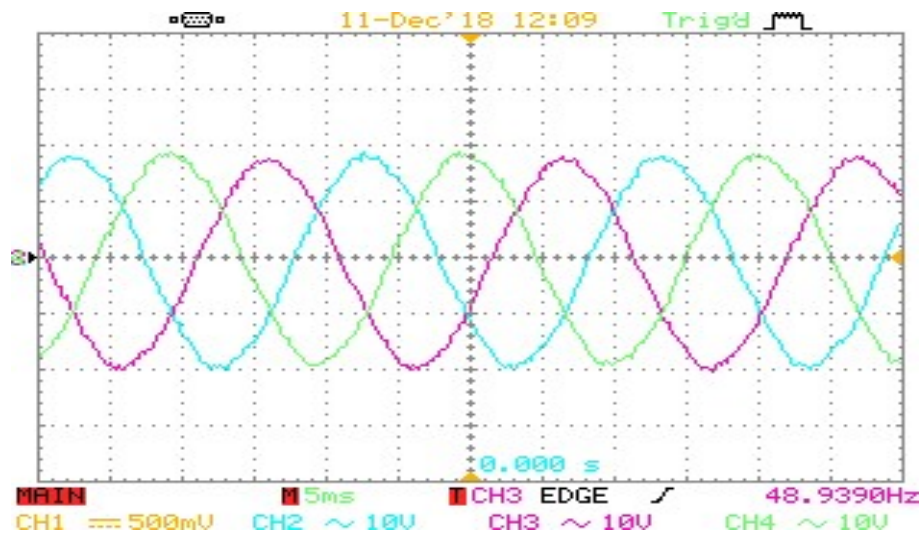


Figure 3.28: Tension de sortie de l'onduleur triphasé IPM (avec un filtre RC)

3.10 Résultat expérimental

L'ensemble des étapes de conception exposées dans la première partie de ce chapitre a conduit à l'élaboration du prototype complet illustré à la figure 3.14. Dans ce qui suit, nous procédons à la validation expérimentale du système en boucle ouverte appliqué au moteur à courant continu sans balais (BLDC).

Le tableau ci-dessous montre les valeurs qui corrélient la mesure réelle et la mesure de l'oscilloscope. Ces valeurs ont été trouvées en effectuant des expériences et des mesures avec des appareils électroniques.

Tableau 3.1: les valeurs qui corrélient la mesure réelle et la mesure de l'oscilloscope

<i>grandeur mesurée</i>	<i>Valeur de tension sur l'oscilloscope</i>	<i>La valeur réelle</i>
<i>La vitesse de rotation</i>	2 V	750 tr/min
<i>le courant des phases</i>	200 mV	1A
<i>La tension des phases</i>	2V	15V

3.10.1 Résultat expérimental en boucle ouverte

Dans ce cas nous avons une source de tension continue qui fournit une tension constante à l'onduleur triphasé, qui convertit le courant continu en courants triphasés pour alimenter différentes paires de bobines. Lorsque la tension appliquée est constante, le moteur tourne à une vitesse constante en raison de la relation proportionnelle entre la tension et la vitesse. Sans le contrôler, on dit alors que le moteur est en boucle ouverte.

Les tests effectués en boucle ouverte ont permis d'obtenir les résultats présentés ci-dessous qui montrent les courbes de la vitesse, le courant, les signaux du capteur effet hall et de la PWM ainsi que la tension des phases aux bornes de l'onduleur lors du démarrage à vide puis lors de l'application de charge.

Les figures 3.33 à 3.42 présentent les résultats des grandeurs vitesse, courant, tension ainsi que les signaux de PWM et la position indiquée par le capteur à effet hall dans le cas de démarrage sans charge (à vide).

Les figures 3.43 à 3.52 présentent les mêmes résultats dans le cas de démarrage à vide suivi par une application de charge égale à 1.3 kg.cm (0.12 N.m)

➤ Résultats expérimentaux de l'essai sans charge

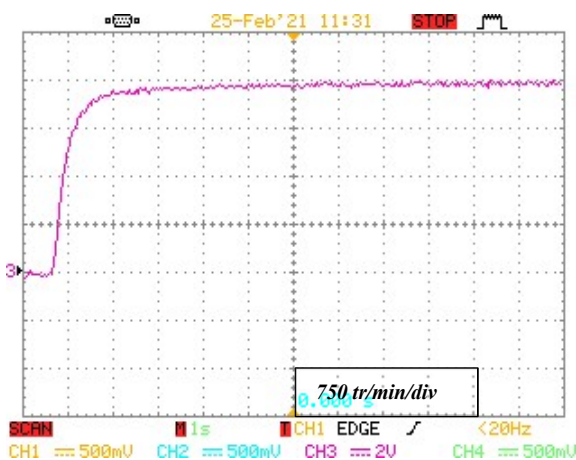


Figure 3.33: L'image de vitesse de rotation à vide

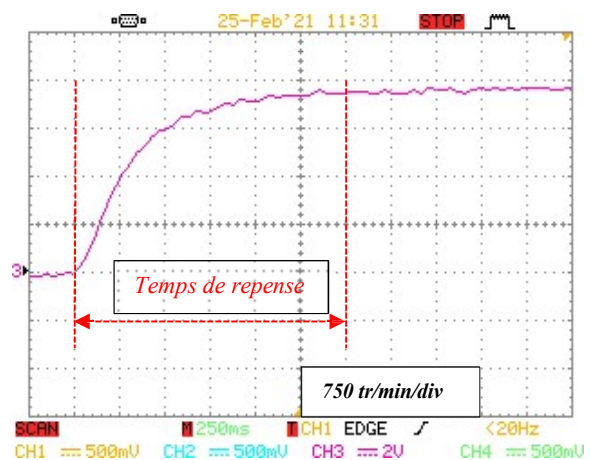


Figure 3.34: Temps de repense de démarrage (zoom)

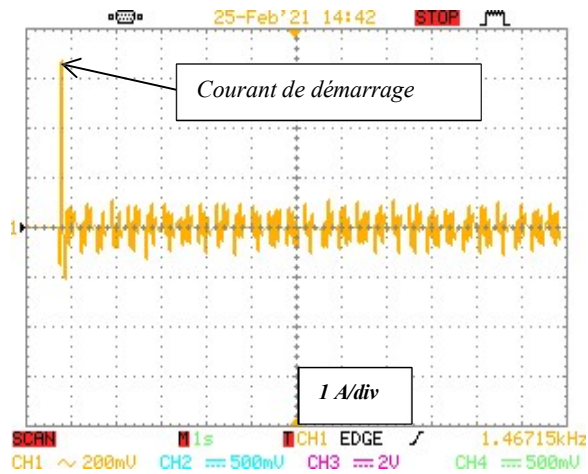


Figure 3.35: L'image de courant Ia à vide

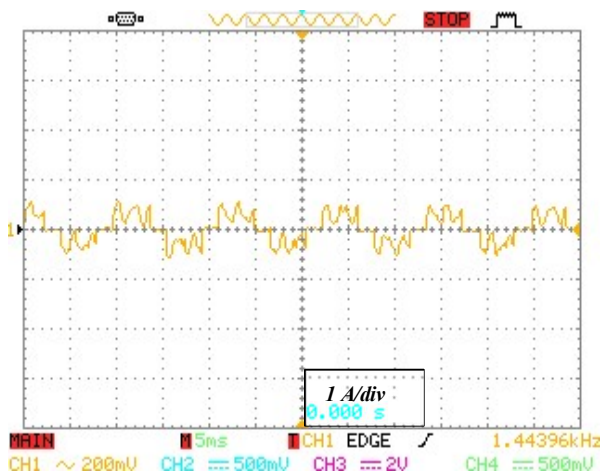


Figure 3.36: L'image de courant de phase Ia (zoom)

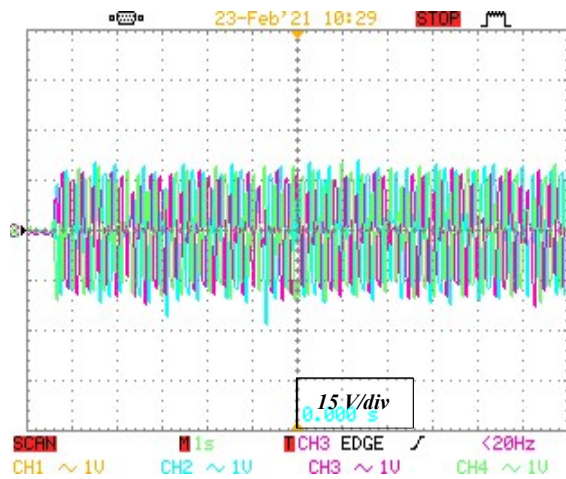


Figure 3.37: L'image des tensions des trois phases (zoom)

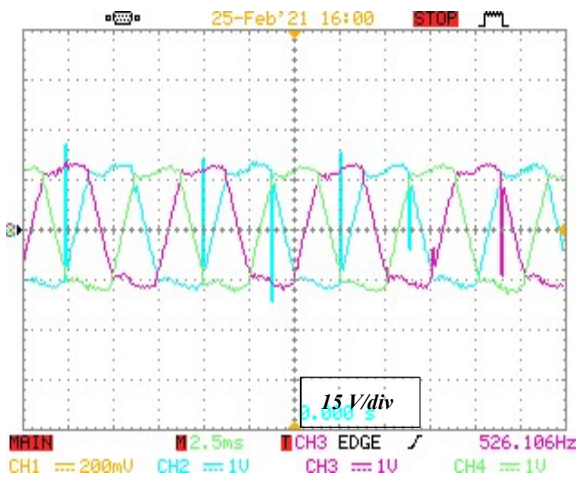


Figure 3.38: Les tensions des trois phases (zoom)

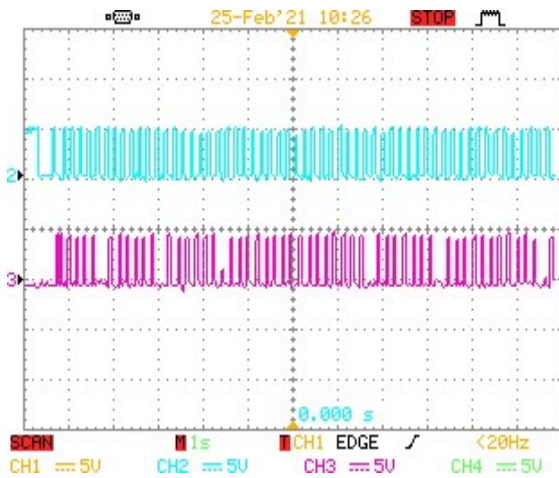


Figure 3.39: PWM haut et bas du premier bras de l'onduleur

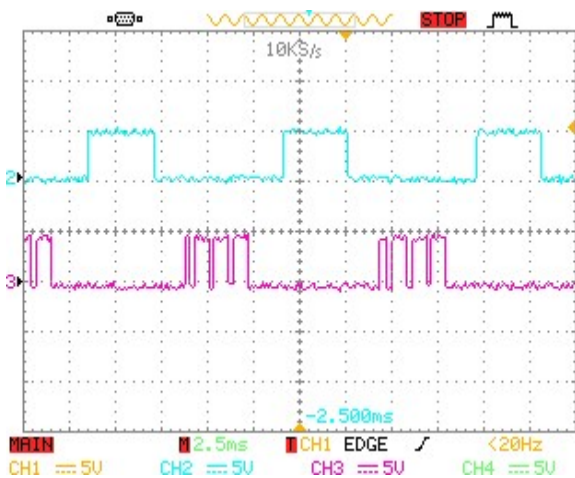


Figure 3.40: PWM haut et bas du premier bras de l'onduleur (zoom)

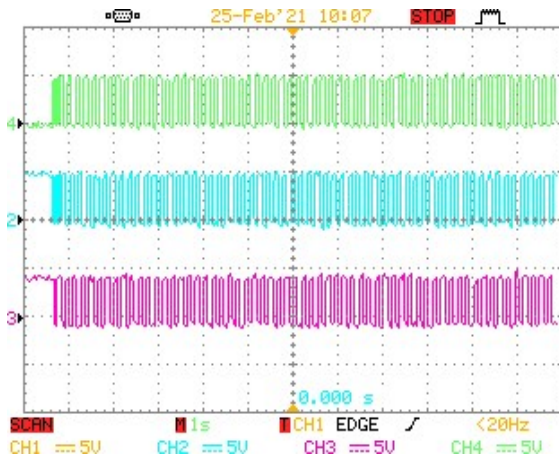


Figure 3.41: Signaux de capteur à effet Hall

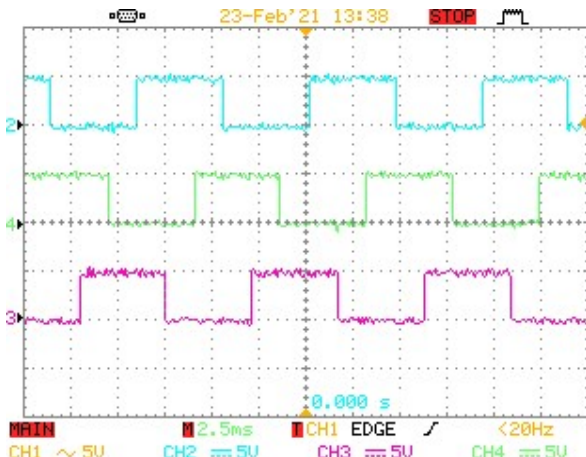


Figure 3.42: Signaux de capteur à effet Hall (zoom)

➤ Résultats expérimentaux de l'essai en charge

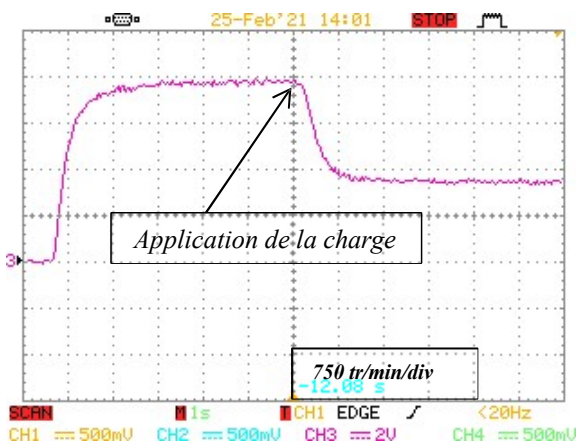


Figure 3.43: L'image de vitesse lorsque la charge est appliquée

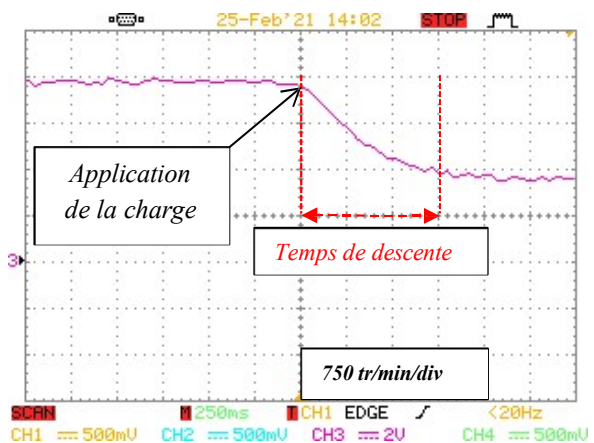


Figure 3.44: Réponse de la vitesse lorsque la charge est appliquée (zoom)

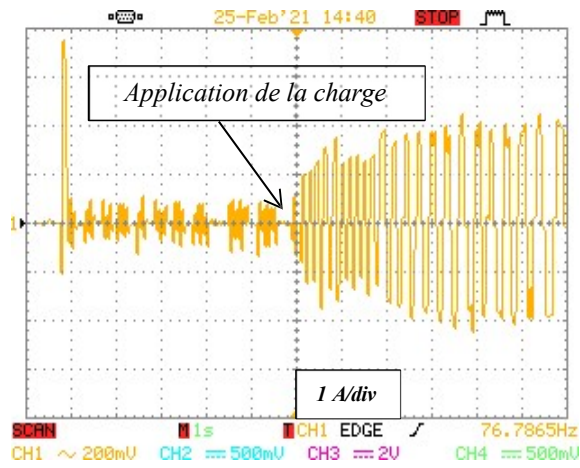


Figure 3.45: Courant de phase Ia lorsque la charge est appliquée

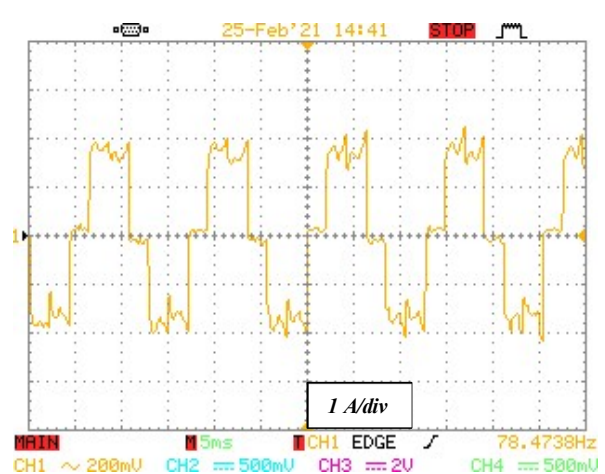


Figure 3.46: L'image de courant de phase Ia lorsque la charge est appliquée (zoom)

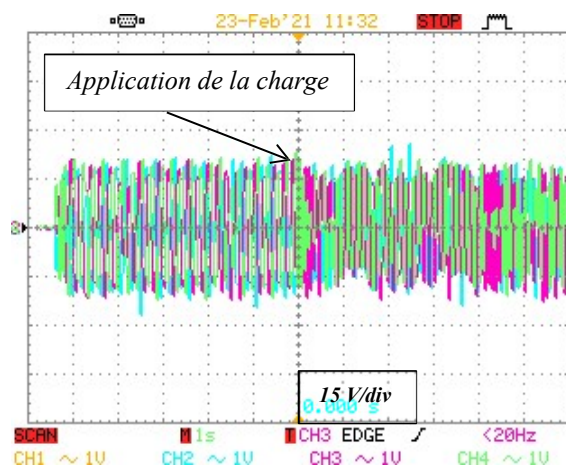


Figure 3.47: L'image des tensions des trois phases Vabc

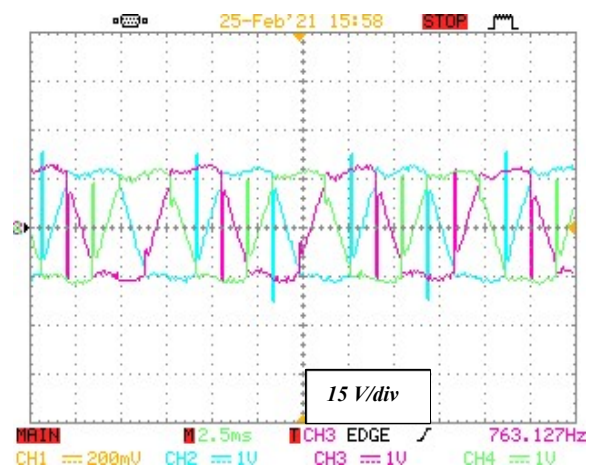


Figure 3.48: Les tensions des trois phases lorsque la charge est appliquée (zoom)

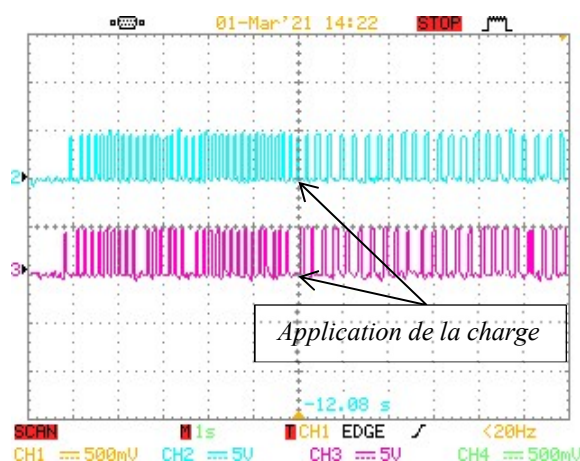


Figure 3.49: PWM haut et bas du premier bras de l'onduleur lorsque la charge est appliquée

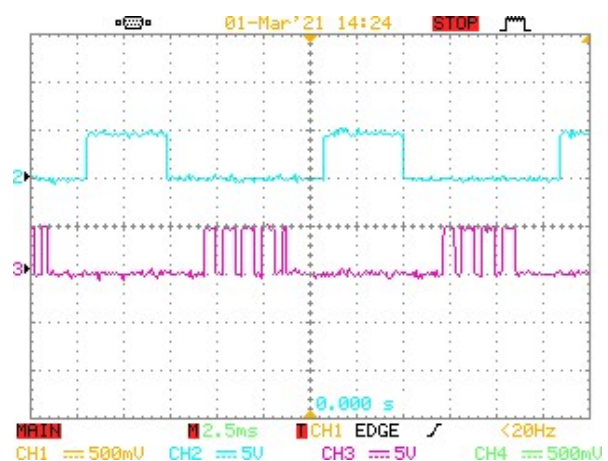


Figure 3.50: PWM haut et bas du premier bras de l'onduleur lorsque la charge est appliquée (zoom)

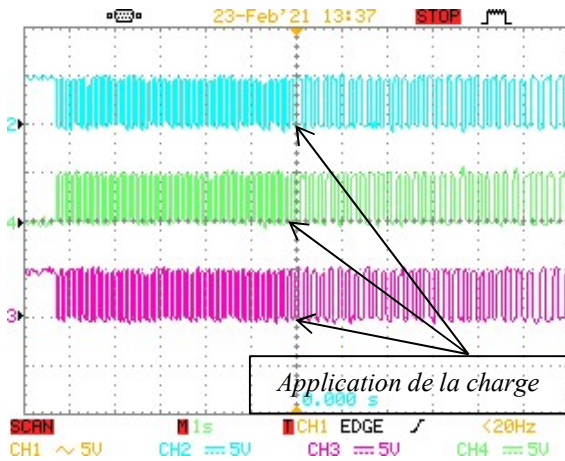


Figure 3.51: Signaux de capteur à effet Hall lorsque la charge est appliquée

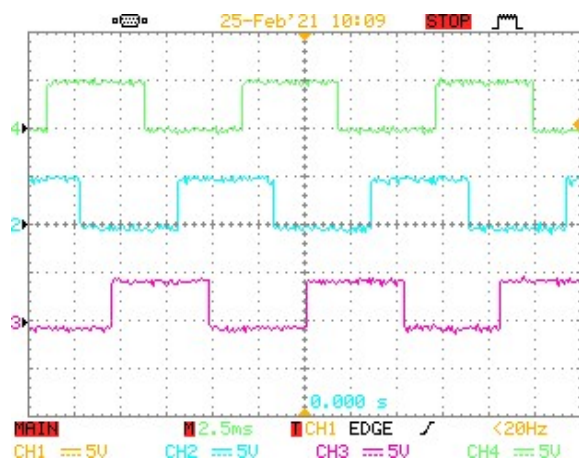


Figure 3.52: Signaux de capteur à effet Hall lorsque la charge est appliquée (zoom)

3.10.1.1 Interprétation

Les figures 3.33 et 3.34 présente l'image de la vitesse du moteur qui atteint la valeur de 3000 *tr/min* sans dépassement et avec un temps de repense de 1.5 s dans la première étape, dans la deuxième étape les mêmes caractéristiques de démarrage sont conservées jusqu'à l'application de la charge résistive. Les figures 3.43 et 3.44 montrent la chute de vitesse à une valeur égale à 1300 *tr/min* en raison de l'application de la charge. Dans les figures 4.35 et 4.36 en remarque que le courant de phase Ia expose un pique de démarrage égal à 3.5 A avant de tenir une valeur de 0.5A puis que le démarrage est à vide, les figure 3.45 et 3.46 présente la forme de même courant de phase Ia après l'application de la charge, en remarque bien l'augmentation de l'amplitude de courant jusqu'à une valeur de 2A. Les tensions des phases Vabc présentées dans les figures 3.37 et 3.38 atteignent une valeur de 18V qui égale à 75% de la tension d'alimentation, on remarque une diminution de la fréquence lorsqu'on applique une charge résistive, les formes de tensions sont bien illustrées sur la figure 3.48. Les figures 3.39 et 3.40 présentes les signaux de la PWM haute et basse du premier bras avec un temps mor de 1.5ms pour que l'onduleur n'entre pas en court-circuit, mais lors le chargement du moteur, nous notons que le temps de conduction de la PWM et diminuer ce changement est bien évident dans la figure 3.50. La position du rotor et aussi visualiser par les signaux de capteur a effet hall et présenter dans la figure 3.41 et 3.42, mais l'effet de la charge est clair sur celui-ci, car il faut plus de temps pour surveiller la position de rotor.

3.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté en détail le système développé pour la mise en œuvre de la commande d'un moteur brushless de type BLDC. L'utilisation du microcontrôleur DSPIC a permis de bénéficier d'une grande flexibilité dans l'implémentation des différents algorithmes de commande. Par ailleurs, l'intégration d'un onduleur triphasé intelligent de type IRAMY20UP60B a permis de valider les performances élevées du module de puissance proposé.

Les résultats expérimentaux obtenus à travers les différents essais réalisés confirment le bon fonctionnement du prototype développé. Les tests effectués en boucle ouverte ont donné des résultats satisfaisants, attestant de la fiabilité du système.

Concernant les autres stratégies de commande étudiées précédemment, leur mise en œuvre pratique est envisagée dans des travaux futurs. Cette limitation est principalement due à l'indisponibilité de certains composants électroniques au niveau du laboratoire ainsi que sur le marché algérien.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce travail avait pour but de concevoir et réaliser la simulation et la mise en œuvre d'une commande en boucle ouverte d'un moteur BLDC commandé par un dsPIC30F4011. Après avoir parcouru toutes les étapes de ce projet, nous pouvons dire que les résultats obtenus sont satisfaisants et que les objectifs fixés au départ ont été atteints.

Dans la première partie, nous avons étudié le moteur BLDC, son principe de fonctionnement, ses avantages et ses différents types de capteurs de position. Cette étude nous a permis de bien comprendre la machine avant de passer à l'étape suivante.

Ensuite, nous avons modélisé le moteur et l'onduleur sur le logiciel MATLAB/Simulink. Les résultats de simulation ont montré que la commande trapézoïdale fonctionne correctement en boucle ouverte, ce qui nous a donné confiance pour passer à la réalisation réelle.

La dernière étape était la plus importante : la réalisation du prototype. Nous avons conçu la carte de commande, programmé le dsPIC avec le logiciel MPLAB, et testé tous les modules du système. Les essais ont prouvé que le prototype fonctionne bien et que les résultats expérimentaux correspondent bien à ceux de la simulation.

Ce projet nous a permis de mettre en pratique toutes les connaissances apprises durant notre formation, aussi bien en électronique de puissance qu'en programmation et en automatique. Il nous a également appris à travailler de façon organisée, à résoudre des problèmes concrets et à passer d'une idée sur papier à un système réel qui fonctionne.

Comme perspectives futures, il serait intéressant d'ajouter une boucle de régulation de vitesse, d'améliorer la commande et d'appliquer ce système à un vrai véhicule électrique.

BIBLIOGRAPHIE

- [Rai] D. Rai, « *Brushless DC Motor Simulink Simulator* », Department Of Electronics and Communication Engineering, National Institute Of Technology Karnataka, India.
- [Pil-89] P. Pillay And R. Krishnan, « *Modeling, Simulation And Analysis Of High Performance, Vector Controlled, Permanent Magnet Synchronous Machine* », IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 25, No. 2, Pp. 265-272, Mar./Apr. 1989.
- [Bro-02] W. Brown, Microchip Technologies Inc. « *Brushless DC Motor Control Made Easy* », Application Note AN857, DS00857A, Jan. 2002.
- [Alm-08] A. De Almeida, F. Ferreira, J. Fony and P. Fonseca, « *Eup Lot11-Motors* » University Of Coimbra, Portugal, Feb. 2008.
- [Mul-02] E. Muljadi And J. Green, « *Cogging Torque Reduction In A Permanent Magnet Wind Turbine Generator* » Presented At The 21st American Society Of Mechanical Engineers Wind Energy Symposium Reno, Nevada, January 2002.
- [Mag-02] « *Magtech Brushless Motor Source Book* ». Axsys Technologies, Inc. Motion Control Products San Diego. April, 2002.
- [Abk-14] A. Tashakori Abkenar « *BLDC Motor Drive Controller for Electric Vehicles* » thèse de Doctorat, Faculty Of Science, Engineering And Technology Swinburne University Of Technology, 2014.
- [Dav-13] Dr. David Lin « *Optical Encoder Integration For BLDC-Motor Feedback* » Electronic Engineering Times Europe November 2013
- [Var-03] A. Varsani: « *Low Cost Brushless Dc Motor Controller* ». Bachelor Of Engineering. University Of Queensland. November, 2003.
- [Sri-13] R. K. Srivastava Et All: « *Pm Enhanced Sensing Of Internal Emf Variation – A Tool To Study Pmblcd/Ac Motors*», International Journal On Smart Sensing And Intelligent Systems, Vol. 6, No. 4, September 2013.
- [Han-07] H. B. Hansen Et All: « *A Hybrid Model Of A Brushless Dc Motor* », 16th Ieee International Conference On Control Applications Part Of Ieee Multi-Conference On Systems And Control. Singapore. October. 2007.
- [Joi-13] K. Jois ET All: « *Implementation of BLDC Motor Drive for Automotive Water Pump*». International Journal of Research in Engineering & Advanced Technology, Volume 1, Issue 1, March, 2013.
- [Ram-11] S. Rama Reddy ET All: « *Modeling and Simulation of Closed Loop Controlled VSI Fed PMSBLDC Motor* », International Journal of Advanced Engineering Technology IJAET/Vol.II/ Issue IV/October-December, 2011/134-140

- [Fai-94] J. Faiz Et All: « *Simulation And Analysis Of Brushless DC Motor Drives Using Hysteresis, Ramp Comparison And Predictive Current Control Techniques* », *Simulation Practice And Theory* 3 (1996) 347-363. Science Direct. December, 1994.
- [Gen-06] C. Gencer, ET All: « *Modeling And Simulation Of BLDCM Using MATLAB/SIMULINK* », *IEEE Journal Of Applied Sciences* 6 (3): 688-691, 2006.
- [Sud-90] S.D. Sudhoff, P.C. Krause: « *Average-Value Model Of The Brushless DC Motor 120° Inverter System* », *IEEE Transactions On Energy Conversion*, VOL, 5, No. 3. September, 1990.
- [Mou-02] A. Moussi, A. Torki: « *An Improved Efficiency Permanent Magnet Brushless DC Motor PV Pumping System* », *LARHYSS Journal*, N°.01, Mai 2002.
- [Ter-11] A. Terki: « *Control Flou- Génétique Hybride D'un Moteur BLDC Dans Un Système De Pompage Photovoltaïque* », Thèse De Doctorat, Université De Beskra. 2011.
- [Bar-87] Ph. BARRET « *Régimes Transitoires Des Machines Tournantes Electriques* » Editions Eyrolles 1987 – Les Cours De L'école Supélec.
- [Sen-14] C Senthil Kumar, N Senthil Kumar, KS Krishna Veni « *Design And Evaluation Of PI Controller For Four Switch BLDC Motor Drive* » *Applied Mechanics And Materials*, Vol. 573, Pp. 136-142, 2014.
- [May-00] P. MAYE « *Moteurs Electriques Pour La Robotique* », Dunod, Paris, 2000.
- [Iqb-06] A. IQBAL, A. LAMINE, I. ASHRAF, MOHIBULLAH « *Matlab/Simulink Model of Space Vector PWM for Three Phase Voltage Source Inverter* », 2006.
- [Pad-03] Padmaraja Yedamale, « *Hands-On Workshop: Motor Control Part 4 - Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals* » Microchip AN885, 2003.
- [Muh-08] Muhammad Mubeen, « *Brushless DC Motor Primer* » *Motion Tech Trends*, July, 2008.
- [Ali-05] Ali Emadi, « *Energy Efficient Electric Motors* », CRC Press, Taylor and Francis Group, 3ème édition, 2005.
- [Cha-12] Chang-Liang Xia, « *Permanent Magnet Brushless Dc Motor Drives and Controls* », First Edition, Science Press, John Wiley and Sons, Singapore 2012.
- [Xia-99] Xia, C. L., Xue, X. D. « *Design of the Brushless DC Motor for the Air-Conditioner in the Automobile* », *Micromotors Servo Technique*, 3, 7–8 (In Chinese). 1999.

- [Xia-01] Xia, C. L., Shi, T. N. « *Simulation of Non-Bridge Brushless DC Motor for the Air-Conditioner in the Automobile* », Micromotors Servo Technique, 3, 7–9 (In Chinese). 2001.
- [Har-55] Harrison, D. B., Rye, N. Y., « *Commutatorless direct current motor* », United states patent office, 2, 719, 944. 1955.
- [Bel-13] S.Belhadji, 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.
- [Asp-14] M. S. Aspalli, Farhat Mubeen. M Munshi, « *Digital Signal Controller Based Four Switch Three Phase Inverter Fed BLDC Motor Control* », International Journal for Scientific Research & Development (IJSRD) Vol. 2, Issue 07, 2014 | ISSN (online): 2321-0613.
- [Yed-09] P.Yedamale, « *Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals* », Chandler; AZ: Microchip Technology; Inc.; last access; March 15; 2009.
- [Hem-06] T.Hemanand ve T. Rajesh, « *Speed Control of Brushless DC Motor Drive Employing Hard Chopping PWM Technique Using DSP* », International Conference on Power Electronics, p 393-396, 2006.
- [Row-12] A. Rowe, G. S. Gupta ve S. Demidenko, « *Instrumentation and Control of a High Power BLDC Motor for Small Vehicle Applications* », Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), IEEE International, p 559-564, 2012.
- [Edw-06] R. Edward, « *Hall Effect Sensors Theory and Application* », Newnes, Elsevier, 2006.
- [Jan-12] I. Janpana; R. Chaisricharoen and P. Boonyanant, « *Control of the Brushless DC Motor in Combine Mode* », Elsevier- Procedia Engineering; vol. 32 (2012); pp. 279 -285.
- [Ali-05] Ali. Emadi, « *Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives* », Boca Raton; FL: CRC Press; 2005.
- [Chi-08] Ching-Tsai Pan and Emily Fang, « *A Phase Locked Loop assisted Internal Model Adjustable Speed Controller for BLDC Motors* », IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol.55; no.9; September 2008.
- [Rak-05] Rakesh Parekh, « *VF Control of 3-Phase Induction Motor using Space Vector Modulation* », Application note- Microchip; AN955; 2005.
- [Ema-07] Fernando Rodriguez and Ali Emadi, « *A Novel Digital Control Technique for Brushless DC Motor Drives* », IEEE Transactions on Industrial Electronics; vol.54; no.5; October 2007.
- [Yog-16] Yogesh Biradar; Surendra Singh Patel; manish Maharana; Krishan Kumar; BA Botre; SA Akbar, « *Simulation and Implementation of PID and Fuzzy Logic Controller for Speed Control of BLDC motor in Underwater Robotics Applications* », Journal of Instrument Society of India; Vol. 46 No. I; March 2016.

- [Wae-09] Wael Salah; Dahaman Ishak and Khaleel J. Hammadi, « *Development of PM Brushless DC Motor Drive System for Underwater Applications* », Proceedings of 2009 IEEE Student Conference on Research and Development (SCOReD 2009); 16-18 Nov. 2009; UPM Serdang; Malaysia.
- [Cha-12] Chang Liang Xia, « *Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls* », John Wiley; 2012.
- [Mic-05] Microchip Technology Inc, « dsPIC30F4011/4012 Data sheet », High Performance Digital Signal Cotroller, pp.1-232, 2005
- [Zho-02] K. L. Zhou and D. W. Wang, « *Relationship Between Space – Vector Modulation And Three - Phase Carrier - Based PWM A Comprehensive Analysis* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.49, No.1,pp.186-196, February 2002.
- [Kum-10] K. V. Kumar, P. A. Michael, J. P. John and S.S. Kumar, « *Simulation and Comparison of SPWM and SVPWM Control for Three Phase Inverter* », ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, Vol.5, no.7, pp.61-74, July 2010.
- [Bou-10] M. Bouanane, M. Bourahla, A. E. M. Guerouad, « *Design and Implementation of Three-phase IPM Inverter based on SVPWM for AC Motor Applications using dsPIC30f4011* », PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, R. 95 NR 7/2019.

Résumé :

Ce travail a été réalisé au Laboratoire d'Électronique de Puissance département d'électrotechnique de la Faculté de Technologie de l'Université Dr Tahar Moulay de Saïda. L'objectif principal est de concevoir et réaliser un système de commande pour un moteur électrique de type brushless DC (BLDC). Pour atteindre cet objectif, nous avons choisi le microcontrôleur dsPIC30F4011 pour assurer la commande, et un onduleur intelligent IPM (IRAMY20UP60B) pour alimenter le moteur BLDC. Avant de passer à la réalisation, nous avons d'abord simulé le système sur le logiciel MATLAB/Simulink pour vérifier son bon fonctionnement. Ensuite, nous avons programmé le dsPIC en utilisant le logiciel MPLAB IPE. Le but final de ce projet est de maîtriser toutes les étapes de réalisation d'un système de commande de moteur électrique, aussi bien la partie matérielle que la partie logicielle. Un prototype a été fabriqué et testé pour confirmer que les résultats obtenus en simulation sont corrects et fiables. Ce travail représente une base solide pour le développement futur de systèmes de motorisation pour véhicules électriques au sein du laboratoire.

Mots clés : *onduleur intelligent, IPM (IRAMY20UP60B), dsPIC30f4011, moteur à courant continu sans balais, BLDC, Commande trapézoïdale..*

Abstract:

This work was carried out at the Power Electronics Laboratory of the Electrical Engineering Department, Faculty of Technology, University of Dr. Tahar Moulay of Saïda. The main objective is to design and implement a control system for a Brushless DC (BLDC) electric motor. To achieve this goal, the dsPIC30F4011 microcontroller was selected to handle the control function, while an Intelligent Power Module (IPM) inverter (IRAMY20UP60B) was used to drive the BLDC motor. Prior to the hardware implementation, the system was first simulated using MATLAB/Simulink software in order to verify its correct operation. The dsPIC was then programmed using the MPLAB IPE software environment. The ultimate aim of this project is to gain full mastery over all the steps involved in designing and building an electric motor control system, covering both the hardware and software aspects. A functional prototype was built and tested to experimentally confirm that the simulation results are accurate and reliable. This work provides a solid foundation for the future development of electric vehicle drive systems within the laboratory.

Keywords: *intelligent inverter, IPM (IRAMY20UP60B), dsPIC30f4011, brushless, BLDC, Keystone control.*