

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF MSILA

FACULTE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

N°



DOMAINE : Science et Technologies

FILIERE : Electronique

OPTION : Electronique du Système Embarqué

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique
Par : MIMOUNE Souaad et DILMI Thamir

Intitule

Implémentation de la commande vectorielle (à flux orienté) sans capteur d'un moteur sans balais (BLDC) sur le processeur TMS320F2802F

Soutenu devant le jury composé de :

	Université de M'sila	Président
BENAHCENE Madani	Université de M'sila	Encadreur
	Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2019 /2020

Résumé

Les moteurs sans balais à courant continu (BLDC) constituent une technologie de choix pour de nombreux systèmes haut de gamme ou milieu de gamme, car ils offrent un entraînement à vitesse constante ou variable (variateurs de vitesse), associé à une fiabilité à toute épreuve et à une commande aisée. Cependant, utiliser ne serait-ce que quelques capteurs à effet Hall gonflent souvent les coûts système au point que les moteurs sans balais se voient écartés des applications économiques. D'autres tentatives d'introduction de la commande sans capteur dans des applications grand public ont également dû être écartées précédemment car elles exigeaient des contrôleurs onéreux pour faire tourner les algorithmes utilisés en remplacement des capteurs. Aujourd'hui, cependant, grâce aux faibles coûts de production en série des contrôleurs de signal de Microchip, des contrôleurs de signal numérique tel que le processeur (TMS320F2802F) sont à même de contourner ces obstacles et rendent viable le choix de la commande de moteurs sans balais et sans capteur pour les applications économiques.

Les simulations des méthodes de commande classiques effectuées montrent leurs limitations par rapport à la commande vectorielle.

Mots clés : BLDC, processeur TMS320F2802F, programme PSIM.

Abstract

Brushless Direct Current (BLDC) motors are a technology of choice for many high-end or mid-range systems because they offer constant or variable speed drive (variable speed drives), coupled with rock-solid reliability and easy to control. However, using even a few Hall effect sensors often inflates system costs to the point that brushless motors are pushed out of economic applications. Other attempts to introduce sensorless control into consumer applications also had to be ruled out previously because they required expensive controllers to run the algorithms used to replace the sensors. Today, however, thanks to the low serial production costs of Microchip's signal controllers, digital signal controllers such as the Processor (TMS320F2802F) are able to circumvent these obstacles and make the choice of control switch viable. Brushless and sensorless motors for economical applications.

The simulations of classical control methods carried out show their limitations compared to vector control.

Keywords: BLDC motor, TMS320F2802F processor, PSIM program..

ملخص

محركات التيار المباشر بدون فرش (BLDC) هي تقنية مفضلة للعديد من الأنظمة المتطورة أو متوسطة المدى لأنها توفر محرك سرعة ثابتاً أو متغيراً (محركات سرعة متغيرة) جنباً إلى جنب مع موثوقية صلبة ويسهل التحكم فيها. ومع ذلك ، فإن استخدام عدد قليل من مستشعرات تأثير هول غالباً ما يؤدي إلى تضخيم تكاليف النظام لدرجة أن المحركات عديمة الفرشاة يتم إخراجها من التطبيقات الاقتصادية.

كما كان لا بد من استبعاد المحاولات الأخرى لإدخال التحكم غير المستشعر في تطبيقات المستهلك لأنها تتطلب وحدات تحكم باهظة الثمن لتشغيل الخوارزميات المستخدمة لاستبدال أجهزة الاستشعار.

اليوم ، وبفضل انخفاض تكاليف الإنتاج التسلسلي لوحدة التحكم في إشارة Microchip، فإن وحدات التحكم في الإشارات الرقمية مثل المعالج (TMS320F2802F) قادرة على تجاوز هذه العقبات وجعل اختيار مفتاح التحكم قابلاً للتطبيق.

محركات بدون فرش وبدون أجهزة استشعار للتطبيقات الاقتصادية.

محركات التيار المباشر بدون فرش

الكلمات المفتاحية: محرك التيار المستمر بدون فرش كربونية (BLDC)، برنامج PSIM، المعالج TMS320F2802F.

Remerciement

Avant tout, nous remercions Allah Le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience, et la santé durant toutes ces années et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Nous adressons nos vifs remerciements à notre encadreur, DR BENAHCENE Madani pour son encadrement, ses directives et sa disponibilité.

Nos remerciements vont aussi au chef département électronique DR BAKHTI Elhadi qui malgré son temps difficile nous a aidé à travers ses remarques pertinentes.

Nos respectueux remerciements, vont aux messieurs les membres du Jury, qui nous ont fait l'honneur de bien vouloir participer à ce Jury.

Je tiens à remercier les enseignants, les responsables et tout le personnel du département d'électronique de l'université de M'sila pour les facilités qu'ils m'ont accordés pour terminer ce travail.

Enfin, mes remerciements à toutes les personnes qui m'ont aidé, de près ou de loin durant ma formation.

Dédicace

Nous dédions ce modeste travail

À ceux qui nous ont donné la vie, nos chers parents qui se sont sacrifiés jour et nuit pour notre bonheur et notre réussite, et ont fait de sorte que rien ne nous manque. Que dieu les garde et les protège.

Nos frères et sœurs, camarades, et amis, à qui nous souhaitons plein de bonheur et de réussite dans leurs vies.

A tous ceux qui nous sont chers.

A tous les collègues de promotion 2019.

A tous le personnel de l'unité de production d'électricité de M'sila

A tous ceux que nous connaissons de près ou de loin.

A tous ceux que nous aimons.

SOMMAIRE

Résumé	I
Liste des acronymes	IX
Liste des symboles	XI
Liste des figures	XII
Liste des tableaux	XV
Introduction générale	1

CHAPITRE I NOTIONS DE BASE SUR LE MOTEUR BLDC

I. 1. Introduction	4
I.2 Historique des moteur BLDC	4
I.3. Constitution du moteur BLDC	6
I.4. Principe de fonctionnement	7
I.4.1. Caractéristiques du BLDC	9
I.4.2. Le système de détection de la position du rotor	10
I.4.2.1. Capteur d'élément de Hall	10
I.4.2.2. Détection de la position sans capteurs de position	12
I.5. Technologies du moteur BLDC	13
I.5.1. Le stator	13
I.5.2. Le rotor	14
I.6. Différents types du BLDC :	15
I.6.1. Moteurs brushless outrunner	15
I.6.2. Moteurs brusheless inrunner.	15
I.6.3. Moteurs brushless disques	16
I.7. Architecture et représentation du Moteur BLDC.	16
I.8. Démarrage d'un moteur BLDC.	17
I.9. Effet des matériaux sur les propriétés électriques des MCE ou DC Brushless	17
I.10. Bilan de puissance	19
I.11. Rendement	19

I.12. Avantages et inconvénients	20
I.13. Conclusion	21

CHAPITRE II ETAT DE L'ART SUR LA COMMANDE DE LA BLDC SANS BALAIS

II.1. Introduction :	22
II. 2. Modélisation du moteur à courant continu sans balais	22
II. 2. 1. Modèle mathématique du moteur à courant continu sans balais	22
II. 2. 1. 1. Equations électriques	23
II. 2. 1. 2. Equation mécanique	23
II.3. Commande de moteurs BLDC sans capteurs	23
II.3.1. Commande de moteurs BLDC sans capteurs via la force contre-électromotrice	26
II.3.2. Méthodes de détection de la force contre-électromotrice	28
II.3.3. Systèmes de commande de moteur BLDC sans capteur	30
II. 4. Différentes techniques de commande d'un moteur BLDC	32
II. 4. 1. Commande trapézoïdale	33
II. 4. 1. 1. Principe de base	33
II. 4. 2. Contrôle direct du couple	34
II. 4. 3. Commande sinusoïdale	35
II. 4. 3. 1. Commande scalaire	35
II. 4. 3. 2. Commande vectorielle	35
II. 5. Comparaison entre les techniques de commande de la BLDC	36
II.6. Méthodes d'estimation de la position et la vitesse	37
II.6.1 .Technique Sensorless pour la commande trapézoïdale	37
II.6.1.1. Calcul des points de passage par zéro des f.é.m.	38
II.6.1.2. Calcul des instants de commutation	39
II.6.2. Techniques Sensorless pour la commande sinusoïdale	39
II.6.2.1. Méthodes classiques d'estimation de la position	40
II.6.2.2. Les observateurs non linéaires	41
II.6.2.3. Observateur par mode de glissement	42
II.6.2.4. Observateur de type Kalman étendu	42
II.6.2.5. Observateur non linéaire basé sur le flux	43

II.6.3. Estimation de la vitesse	43
II.6.3.1. Dérivation numérique	44
II.6.3.2. Montage à base PLL	44
II.6.3.3. Filtre de Kalman	45
II.6.3.4. Estimation par la f.é.m.	45
II. 7. Conclusion	45

CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE

III. 1. Introduction	47
III.2. Généralité sur la commande vectorielle	47
III.2.1. Origine de la commande vectorielle :	47
III.2.2. Modélisation dans le repère diphasé dq	48
III.2.2.1. Transformation triphasée/diphasée	48
III.2.2.2. La transformée de Park	49
III.2.3. Principe de la commande vectorielle :	53
III.2.4. Objectif et principe de la commande vectorielle à flux orienté :	54
III.2.5. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	56
III.2.5.1. Avantages de la commande vectorielle	56
III.2.5.2. Inconvénients de la commande vectorielle	56
III.3. La commande vectorielle (à flux orienté) sans capteur d'un moteur sans balais (BLDC) avec la solution InstaSPIN-FOC de Texas Instruments	57
III.3.1. Présentation et utilisation d'InstaSPIN-FOC	57
III.3.2. Variateurs moteur BLDC et microcontrôleurs	59
III.3.2.1. Le C2000™ Piccolo LaunchPad	59
III.3.2.2. Le microcontrôleur TMS320F28027F	60
III.3.2.3. Le BOOSTXL-DRV8305EVM	62
III.3.3. Identifier les paramètres du moteur BLDC et faire tourner le moteur	64
III.3.4. Identification des paramètres du moteur avec PSIM	64
III.3.5. Simulation et génération de code de InstaSPIN à l'aide du DRV8305- EVM31	65
III.3.6. Les avantages InstaSPIN-FOC : •	67
III.3.7. Caractéristiques et avantages du LaunchPad InstaSPIN-FOC™ C2000 :	68

III.3.8. FAST offre des performances FOC sans capteur	69
III.3.8.1. L'estimateur FAST remplace le capteur mécanique	69
III.3.8.2. Précision de l'angle du rotor critique pour les performances	72
III.3.8.3. Les courants de phase sont essentiels à la précision de l'estimateur	73
III.3.9. Caractéristiques de l'estimateur FAST	73
III. 4. Conclusion	75

CHAPITRE IV SIMULATION DE LA COMMANDE DU MOTEUR A COURANT CONTINU SANS BALAIS (BRUSHLESS)

IV. 1. Introduction.	76
VI.2. Commande du moteur continu brushless en boucle ouverte	77
VI.3. Commande du moteur continu brushless en boucle fermée avec retour de la vitesse (avec 6 impulsions)	80
VI.4. Commande du moteur continu brushless en boucle fermée avec retour de la vitesse (Commande PWM)	82
VI.5. Conclusion	85
Conclusion générale	86
Annexe	87
Bibliographie	105

LISTE DES ACRONYMES

C.C : Courant continu

BLDC : Brushless direct current

AC : Courant alternatif (Alternatif current)

DC : Courant continu ou CC (DC pour direct current)

DC/AC : Conversion continu-alternative

TR : Transistor

P : Phase

W : Enroulement

PT : Phototransistor

B : Champ magnétique d'induction

E.H : l'effet Hall

FEMs : force contre-électromotrice (Back EMF).

ATEX: Atmosphère explosive

MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (transistor à effet de champ à semi-conducteur à oxyde métallique)

IGBT : *Insulated Gate Bipolar Transistor* (Transistor bipolaire à grille isolée)

CAN : bus de données

PWM : Pulse Width Modulation (Modulation de largeur d'impulsion)

FOC : Commande par orientation de flux (Field Oriented Control)

PID : Proportionnel, Intégrale, Dérivé

PI : Proportionnel, Intégrale

DTC : Contrôle direct du couple (Direct Torque Control)

PMSM : Machine synchrone à aimant permanent (Permanant Magnet Synchronous Machine)

timer : est un compteur qui calcule le nombre de cycles d'échantillonnage passés dans la tour précédente du rotor.

LSS : Laboratoire Signaux et Systèmes

PLL: Phase Locked Loop

DSP : Digital Signal Processor

MCC : Machine à Courant Continu.

IRFOC: Indirect Rotor Field Oriented Control.

DRFOC: Direct Rotor Field Oriented Control.

ISFOC: Indirect Stator Field Oriented Control

ADC : Un convertisseur analogique-numérique

Moteurs IPM : Les moteurs électriques à aimant permanent utilisent généralement des terres rares telles que le samarium et le néodyme.

ACIM : Analyse en Composantes Indépendantes modifiée

FAST: Flux, Angle, Speed, Torque

LISTE DES SYMBOLES

V_h : une force électromotrice

I_c : un courant électrique

R_h : coefficient de Hall.

P_a : puissance absorbée.

P_u : puissance utile.

P_{em} : puissance électromagnétique.

P_{JS} : pertes par effet joule dans l'inducteur.

P_{JR} : pertes par effet joule dans l'induit.

PC : pertes collectives (pertes fer + pertes mécanique : dites pertes constantes).

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

$\vec{\varphi}$: est le vecteur du flux magnétique.

[R] et **[L]** sont les matrices résistances et inductances

e_a, **e_b**, **e_c** : Forces électromotrices de la phase a, b et c respectivement.

Θ : L'angle électrique.

ω_m : est la vitesse mécanique du rotor en $[\frac{\text{rad}}{\text{s}}]$.

K_e : le coefficient de la force électromotrice,

T_e : est le couple électromagnétique développé en [N·m].

T_L : est le couple de charge en [N·m].

F : est le coefficient de frottement de viscosité en [N·m·S].

J : Est le moment d'inertie en [kg·m²].

ω : vitesse électrique angulaire du rotor.

P : est le nombre de paires de pôles.

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DE BLDC

Figure I.1	Les Composant d'un moteur BLDC	07
Figure I.2	Principe de fonctionnement d'un moteur BLDC triphasé	08
Figure I.3	Rotation du moteur à courant continu sans balais	08
Figure I.4	Courbe des forces électromotrices et des courants dans une machine triphasée.	09
Figure I.5	L'effet de hall	11
Figure I.6	Quelque type des éléments de hall	11
Figure I.7	Détection de la position par la mesure des FEMs	12
Figure I.8	Différents types des stators	13
Figure I.9	Stator du moteur à courant continu sans balais	14
Figure I.10	Différents types des rotors	14
Figure I.11	Moteurs brushless outrunner	15
Figure I.12	Moteurs brusheless inrunner	16
Figure I.13	Moteurs brushless disques	16
Figure I.14	Bobinages de différents moteurs	17
Figure I.15	Relation entre les pertes fer et rendement à 400 Hz	18
Figure I.16	Relation entre les rendements et les puissances de sorties à 50Hz	18
Figure I.17	Bilan de la puissance	19

CHAPITRE II : ETAT DE L'ART SUR LA COMMANDE DE LA BLDC SANS BALAIS

Figure II.1	Moteur BLDC utilisant des capteurs à effet Hall	24
Figure II.2	Commande du moteur BLDC sans capteur à l'aide de la force électromotrice arrière.	24
Figure II.3	Sortie du capteur à effet Hall comparée à la force contre-électromotrice pour un moteur BLDC triphasé	25

Figure II.4	Circuit de commande pour moteur BLDC triphasé sans capteur (informations fournies par Microchip)	26
Figure II.5	La première des six étapes d'un cycle électrique pour un moteur BLDC.	27
Figure II.6	Circuit de comparateur simple pour la mesure de la force contre-électromotrice	29
Figure II.7	Le circuit de comparateur simple peut être amélioré par la mise en œuvre d'un point neutre virtuel	29
Figure II.8	Le signal est échantillonné par un convertisseur analogique-numérique, puis comparé à une valeur numérique correspondant au point zéro	29
Figure II.9	Schéma fonctionnel du microcontrôleur de commande de moteur Z16FMC de Zilog	31
Figure II.10	Le kit d'évaluation des moteurs BLDC triphasés de TI est basé sur le variateur moteur PWM DRV8312	32
Figure II.11	Méthodes de contrôle des moteurs CC sans balais	33
Figure II.12	Schéma de principe de la commande trapézoïdale	33
Figure II.13	Formes d'ondes des courants et des f.e.m	34
Figure II.14	Les formes d'ondes des courants et des f.é.m	38
Figure II.15	Observateur par mode de glissement	42
Figure II.16	Algorithme de Kalman Etendu	43
Figure II.17	Estimation de la vitesse par un montage à base PLL	44

CHAPITRE III : CAMMANDE VECTORIELLE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE

Figure III.1	Diagramme schématique du MSAP	49
Figure III.2	Interprétation physique de la transformation de Park	50
Figure III.3	Schéma détaillé de la commande à flux orienté sans capteur	55
Figure III.4	Block Diagram of InstaSPIN-FOC	59
Figure III.5	C2000™ Piccolo LaunchPad	60
Figure III.6	TMS320F28027F Functional Block Diagram	61
Figure III.7	Le BOOSTXL-DRV8305EVM- Carte d'évaluation, DRV8305N BoosterPack Driver moteur triphasé, 15A, Tension d'entrée 4.4V à 45V	63
Figure III.8	BOOSTXL-DRV8305EVM With LAUNCHXL-F28027F	63

Figure III.9	Le bloc FAST	65
Figure III.10	Simulation and Code Generation of TI InstaSPIN Using DRV8305 EVM	67
Figure III.11	Hardware Interface for InstaSPIN-FOC Solution	71

CHAPITRE IV SIMULATION DE LA COMMANDE DU MOTEUR A COURANT CONTINU SANS BALAIS (BRUSHLESS)

Figure IV.1	Commande en boucle ouverte du moteur BLDC	79
Figure IV.2	Courbes courants de phase Ia, Ib, Ic ; vitesse nm ; couple électromagnétique Tem	79
Figure IV.3	Commande en boucle fermée du moteur BLDC avec retour de vitesse (6 impulsions)	81
Figure IV.4	Courbes courants de phase Ia, Ib, Ic ; vitesse nm ; couple électromagnétique Tem	81
Figure IV.5	Commande en boucle fermée du moteur BLDC avec retour de vitesse (commande PWM)	82
Figure IV.6	Courbes courants de phase Ia, Ib, Ic	83
Figure IV.7	Courbe du courant d'alimentation de l'onduleur Idc	83
Figure IV.8	Courbe des vitesses de référence n _{ref} et vitesse du moteur nm.	84
Figure IV.9	Courbe du Couple électromagnétique Tem.	84
Figure IV.10	Signaux de commande PWM V _{gtb} ; du détecteur à effet Hall V _{gs} ; et de commande de l'IGBT V _{gs1} .	84

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I « NOTION DE BASE SUR LE MOTEUR BLDC »

Réant

CHAPITRE II : ETAT DE L'ART SUR LA COMMANDE DE LA BLDC SANS BALAIS

Tableau 11.1 Comparaison entre la commande trapézoïdale et la commande vectorielle ... **37**

CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE

Réant

CHAPITRE IV SIMULATION DE LA COMMANDE DU MOTEUR A COURANT CONTINU SANS BALAIS (BRUSHLESS)

Réant

INTRODUCTION

GENERALE

Introduction générale

Bien que la plus ancienne des machines électriques industrielles, la machine à courant continu reste très utilisée et particulièrement comme actionneur. Ceci tient au fait que son fonctionnement est d'une grande simplicité, de même que sa modélisation, mais surtout ses performances statiques et dynamiques sont exceptionnelles [1]. En effet le couple est le produit vectoriel de deux grandeurs naturellement orthogonales (flux inducteurs et courant d'induit) quasiment indépendantes et indépendantes de la vitesse et de la position du rotor. Cependant, la fragilité du *système balais-collecteur* a toujours été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement [1]. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs BLDC afin d'écartier cet inconvénient.

Le moteur BLDC (Brushless Direct Current), qui appartient à la catégorie des moteurs synchrones à aimant permanent, est devenu de plus en plus un outil largement utilisé dans le secteur industriel par ce que leur architecture est adapté à toute les applications critiques de sécurité en particulier :

- les disques durs et lecteur DVD/CD, véhicules électriques, véhicules hybrides, vélos électriques, les robots industriels, machines-outils à commande numérique, machine à laver, les ventilateurs assurant le refroidissement des micro-ordinateurs et les applications médicale [1].

Le contrôle du moteur BLDC possède plusieurs techniques telles que la commande trapézoïdale, la commande sinusoïdale, le contrôle direct du couple, la commande prédictive et la commande vectorielle.

Les techniques de commandes scalaires basées sur le contrôle du module du vecteur flux électromagnétique dans la machine ont été largement exploitées en industrie où pendant longtemps les applications étaient limitées au contrôle du couple à flux constant [19].

Les progrès au niveau de l'analyse numérique des signaux et au niveau des microprocesseurs ont vite permis de concevoir des microcontrôleurs qui, étant des systèmes très performants et souples à programmer, ont remplacé

les automates programmables conçus avec la logique séquentielle. Ces poussées technologiques ont ouvert des portes au niveau des industries à des applications plus rigoureuses et précises, où le fait de maintenir le module du flux constant n'était plus satisfaisant. Il a fallu alors contrôler, en plus du module du flux, la phase du flux d'où la notion de commande vectorielle [19].

La commande vectorielle à flux orienté a pour avantage principal de contrôler le flux et le couple de façon indépendante, ce qui veut dire que la variation du couple se fait à flux constant et vice-versa. Le découplage entre le flux et le couple est alors net [19].

Il est à noter que la commande vectorielle à flux orienté se classe parmi les commandes basées sur un modèle de référence. En d'autres termes, cette commande est réalisée en se basant sur le modèle inverse de la machine

Pourquoi un contrôle sans capteur ?

Dans les applications sensibles au prix, l'utilisation de moteurs sans capteur peut réduire le coût. Les capteurs Hall, codeurs, câbles et connecteurs deviennent inutiles. Les applications typiques dans ce domaine sont les ventilateurs, les pompes, les scanners, les broyeurs, les perceuses et autres applications à rotation rapide avec une performance de contrôle relativement modeste qui ne nécessitent pas un démarrage contrôlé. Pour les grandes quantités, une version personnalisée du contrôleur à base de champs électromagnétiques s'impose. [9].

Le moteur à courant continu sans balais (BLDC) est devenu, aujourd'hui, un outil indispensable dans diverses applications grâce à ses performances supérieures. C'est pourquoi nous avons décidé d'aborder dans notre travail une nouvelle technique de commande sur le moteur BLDC appelée « Simulation de la commande d'un moteur BLDC ».

Organisation du mémoire

Ce mémoire est scindé en quatre chapitres et une conclusion.

Le premier chapitre concernera la description et le fonctionnement du moteur BLDC, qui se base sur la construction du moteur à courant continu sans balais, son fonctionnement et ces différents types.

Le second chapitre sera consacré à un état de l'art sur la commande de la BLDC, qui correspond à la modélisation du moteur dans le repère triphasé, les différentes techniques de contrôle.

Le troisième chapitre présente des généralités sur la commande vectorielle et la technique basé sur InstaSPIN-FOC de Texas Instruments.

Le troisième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle direct par (à flux orienté) sur le processeur TMS320F2802F sans capteur d'un moteur sans balais (BLDC), nous présenterons également l'identification des paramètres du moteur BLDC et en analysant les courants et les tensions, calcule une estimation fiable et robuste du rotor flux, angle, vitesse et couple dans toutes les conditions d'utilisation.

Le quatrième chapitre sera consacré à la simulation de la commande en boucle ouverte et en boucle fermée du moteur BLDC.

Nous terminerons par une conclusion générale qui résume les points importants entamés dans ce mémoire.

CHAPITRE I

NOTIONS DE BASE SUR LE MOTEUR BLDC

I.1. Introduction :

Malgré son nom, le moteur à courant continu sans balais (en anglais "**Brushless Direct Courant BLDC**") n'est pas réellement un moteur à courant continu, mais (typiquement) une machine synchrone à aimant permanent ; le nom n'est réellement pas dû à la construction de la machine, mais du fait que ses caractéristiques de fonctionnement ressemblent à ceux d'un moteur à C.C shunt. Cette caractéristique peut être obtenue en fournissant au moteur une alimentation d'énergie dont la fréquence électrique est toujours identique à la fréquence mécanique de la rotation du rotor. [2]

Récemment, les moteurs à C.C ont été graduellement remplacés par des moteurs BLDC puisque les applications industrielles exigent des actionneurs plus puissants et de faible encombrement. Les principaux avantages de ce moteur sont la souplesse de leur commande, leur longue durée de vie due à l'absence de la commutation mécanique ainsi qu'il présente moins de bruit acoustique. Leur principal inconvénient est la nécessité d'avoir une électronique de contrôle. Mais cet inconvénient est dépassé grâce au progrès réalisé dans les domaines de l'électronique de puissance et l'arrivée de nouveaux calculateurs numériques très sophistiqués ce qui permet de réaliser des variateurs performants [2].

Dans ce chapitre, nous allons présenter un bref historique des moteurs BLDC on abordera leurs différentes structures, on traitera les circuits de base pour leur entraînement, leur principes de fonctionnement, et enfin on présentera les types de moteurs à courant continu sans balais.

I.2. Historique des moteur BLDC

Dans le monde d'aujourd'hui, l'électricité est l'une des énergies les plus utilisées, d'où l'intérêt qu'on montre à l'égard des moteurs électriques que nous retrouvons dans tous les domaines, que ce soit dans la production ou dans la vie quotidienne, pour s'adapter aux différentes applications pratiques, à différentes puissances, de quelques milliwatt à plusieurs millions de kilowatts, y compris les moteurs synchrones, les moteurs asynchrones, les moteurs à courant continu, les moteurs à réluctance variable, etc., émergent selon les besoins. [8]

La théorie de la machine moderne a été établie lorsque Faraday a découvert le phénomène de l'induction électromagnétique en 1831. Suite à cela, le premier moteur à courant continu a vu le jour dans les années 1840. Près d'un siècle plus tard, en 1915, un Américain du nom de Langmuir, a inventé le redresseur en mercure pour commander la grille de l'électrode et a conçu le convertisseur DC/AC. Pour pallier aux inconvénients des moteurs traditionnels, dans les années 1930, certains chercheurs ont commencé à développer des moteurs brushless (sans balais) dans lesquels la commutation électronique a été mise en œuvre. À cause de leur fiabilité insuffisante et de leurs faibles performances à cette époque, les moteurs BLDC n'étaient utilisés qu'au niveau des laboratoires de recherche. En 1955, Harrison et Rye ont fait la première demande de brevet pour un circuit de commutation à thyristors afin de remplacer l'équipement de commutation mécanique. Cela s'est avéré à être exactement le premier prototype du moteur BLDC [8]. Suite aux nombreuses expériences, le moteur à courant continu sans balais à commutation électronique a été développé à l'aide des capteurs à effet Hall en 1962, ce qui a abouti au lancement de sa production, quelques temps plus tard. Dans les années 70, une diode à détection magnétique, dont la sensibilité était presque mille fois supérieure à ces prédécesseurs, a été utilisée avec succès pour la commande du moteur BLDC. Ces moteurs ont connu une utilisation plus vaste au fur et à mesure que l'industrie électrique et électronique se développait.

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

Avec la découverte des nouveaux matériaux magnétiques et le développement acquis dans la microélectronique, l'électronique de puissance, les techniques de détection, l'automatisation et la technologie de commande à la fin des années 90, les moteurs à courant continu sans balais sont devenus très attractifs. Ils ont pu s'intégrer dans plusieurs domaines et connaître un plus grand champ d'utilisation. [8]

I.3. Constitution du moteur BLDC :

Les moteurs BLDC sont classés en tant que dispositifs synchrones, car les champs magnétiques du stator et du rotor tournent à la même fréquence. Le stator est composé de tôles d'acier, munies d'encoches axiales permettant d'accueillir un nombre pair d'enroulements le long de la périphérie interne. Le rotor est constitué d'aimants permanents avec deux à huit paires de pôles N-S. [2].

Les moteurs Brushless sont constitués de 3 éléments principaux :

- ✚ Une partie fixe, le stator, muni de trois groupes de bobines, appelées les trois phases du moteur. Ces bobines fonctionnent comme des électro-aimants et permettent de générer diverses orientations du champ magnétique régulièrement réparties autour de l'axe central du moteur.
- ✚ Une partie tournante, le rotor, muni d'aimants permanents. Comme l'aiguille d'une boussole, ces aimants vont en permanence entraîner le rotor pour tenter de s'aligner sur le champ magnétique du stator. Pour une durée de vie optimale du moteur, le rotor est monté sur roulements à billes.
- ✚ Les capteurs de position, la sonde de position plus commune est l'élément de hall, mais quelques moteurs utilisent les sondes optiques. Ces capteurs permettent de connaître à chaque instant la position des aimants du rotor.

La machine à courant continu sans balais se présente généralement munie de ses capteurs de position. Ses connexions extérieures comprennent donc les bornes des enroulements et les bornes des capteurs. [2].

Remarque :

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

On peut trouver également des moteurs BLDC qui ne possèdent pas de capteurs. C'est le cas des moteurs désigné pour la commande sans capteurs appelé aussi « Sensorless Control », dans ce cas le contrôleur utilise la force

contre électromotrice créée par la rotation du rotor au passage devant les bobines pour déterminer la position du rotor, ceci sera détaillé plus tard. La machine ne comporte alors que trois fils comme une machine synchrone à aimant permanent.[2].

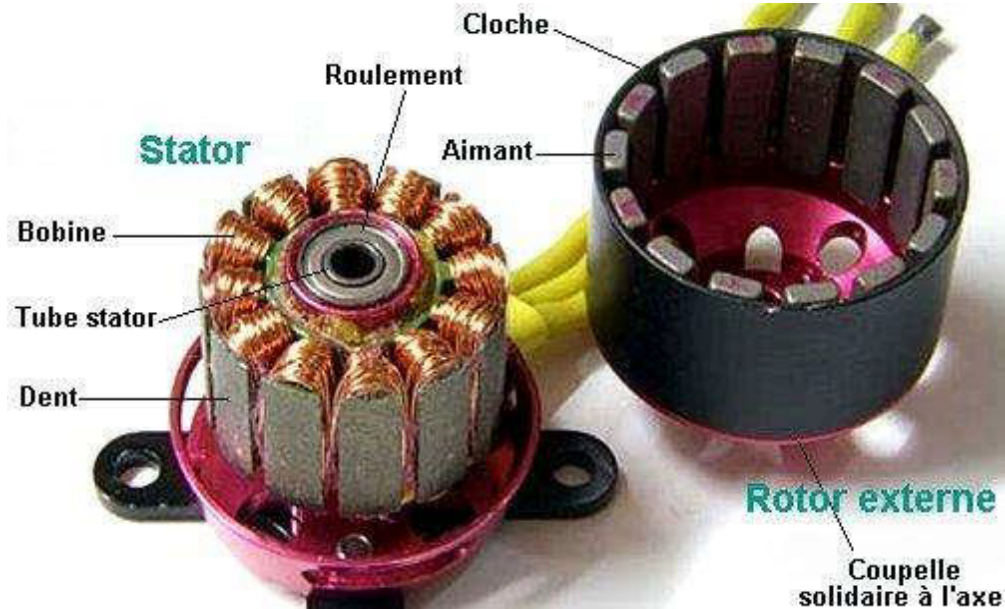


Figure I.1 : Les Composant d'un moteur BLDC [3].

I.4. Principe de fonctionnement :

Comme le montre la figure (I.2), nous allons maintenant faire tourner le pôle nord du rotor vers la phase P2 du stator, le phototransistor PT1 détecte la lumière et met le transistor TR1 en marche. Dans cet état, le courant électrique passant à travers l'enroulement W1 crée un pôle sud au niveau de la phase P1 qui va attirer le pôle nord du rotor pour le déplacer dans la direction de la flèche. Quand le pôle nord vient dans l'axe de la phase P1, l'obturateur de rotation, qui est relié à l'axe, cache PT1 mais le phototransistor PT2 sera exposé à la lumière et un courant traverse le transistor TR2.[2].

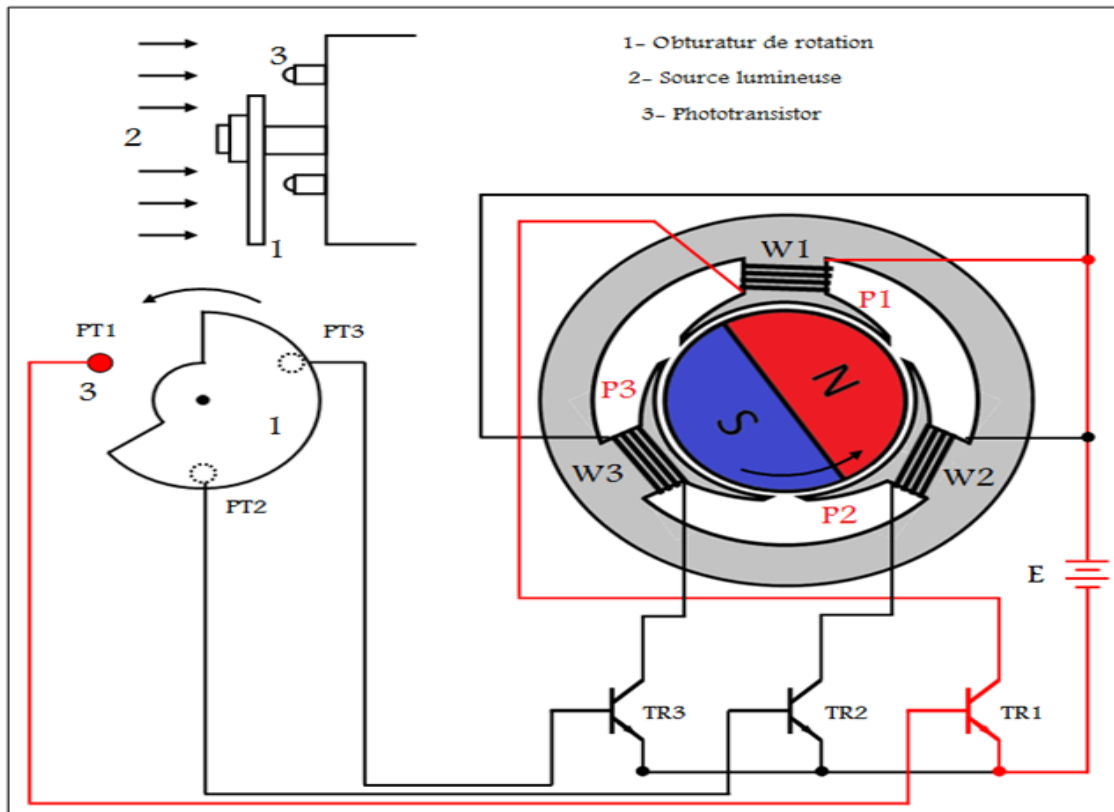


Figure I.2 : Principe de fonctionnement d'un moteur BLDC triphasé.

Quand le courant traverse l'enroulement W2, il crée un pôle sud dans la phase P2, alors le pôle nord du rotor tourne dans la direction de la flèche vers la phase P3. À ce moment, l'obturateur fait cache PT2, donc le phototransistor PT3 est exposé à la lumière. Ces actions orientent le courant de l'enroulement W2 de la phase P2 vers l'enroulement W3 de la phase P3.

Donc, la phase P2 est désactivée, alors que la phase P3 est activée et crée le pôle sud. Par conséquent le pôle nord du rotor tourne de P2 à P3 sans s'arrêter. En répétant ces actions récurrentes, l'aimant permanent du rotor tourne sans interruption [2].

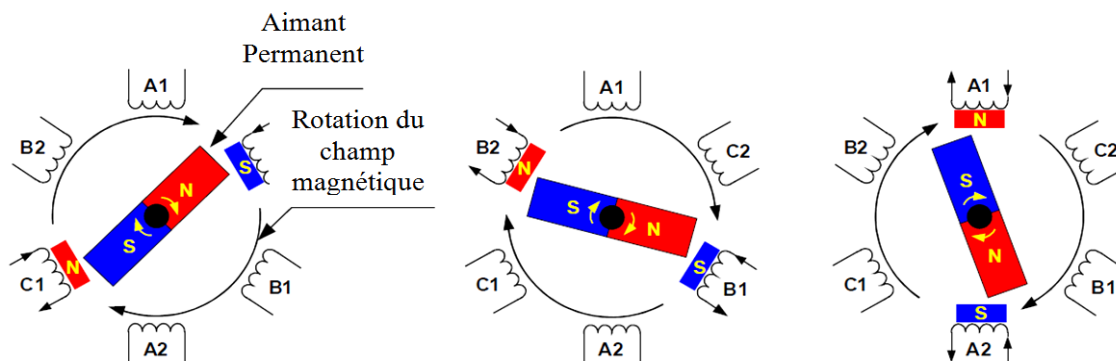


Figure 1.3 : Rotation du moteur à courant continu sans balais.

I.4.1. Caractéristiques du BLDC :

Considérons le cas le plus courant, la machine triphasée. Lorsque le rotor est en mouvement, les enroulements sont le siège de forces contre-électromotrices induites. Leur variation dépend de la forme des aimants et de la répartition des conducteurs le long de l'entrefer ainsi que la position du rotor. Dans les moteurs à courant continu sans balais, on souhaite alimenter les enroulements par des courants en créneaux pour simplifier l'électronique correspondante.

Alors, les constructeurs font en sorte qu'à vitesse fixe, la variation des forces Contre-électromotrices en fonction de la position du rotor soit trapézoïdale afin d'obtenir un couple constant figure (I.4) [2].

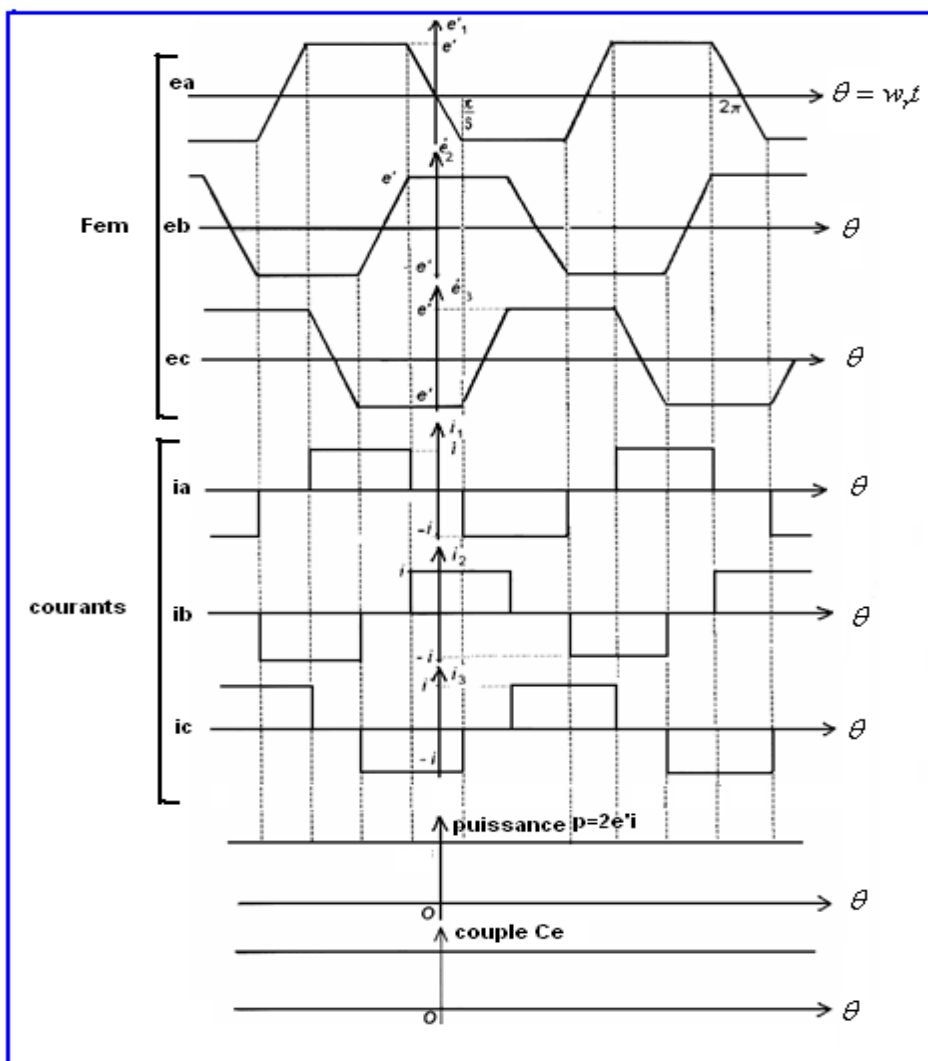


Figure I.4 : Courbe des forces électromotrices et des courants dans une machine triphasée.

I.4.2. Le Système de détection de la position du rotor :

Le moteur CC sans balais (BLDC) suscite un intérêt croissant car, comme son nom l'indique, il fait disparaître les balais sujets à l'usure utilisés dans les moteurs traditionnels, en les remplaçant par un contrôleur électronique qui améliore la fiabilité de l'unité. De plus, un moteur BLDC peut être rendu plus petit et plus léger qu'un modèle à balais offrant la même puissance de sortie, et ainsi se prêter à des applications où l'espace est limité.

Étant donné l'absence de contact mécanique ou électrique entre le stator et le rotor du moteur BLDC, d'autres procédés sont nécessaires pour indiquer les positions relatives des composants de manière à faciliter la commande de moteur. Pour y parvenir, les moteurs BLDC font appel à l'une des deux méthodes suivantes : utilisation de capteurs à effet Hall ou mesure de la force contre-électromotrice.

I.4.2.1. Capteur d'élément de Hall :

Dans la figure (I.4), quand un courant électrique I_c entre en bas dans un granulé de semi-conducteur qui est mis dans une perpendiculaire de champ magnétique sur la surface du granulé, une force électromotrice V_h est créée dans le granulé perpendiculaire à la direction du courant I_c et à induction magnétique B . Puisque la force électromagnétique agit sur les particules chargées (des électrons ou des trous) selon la règle de la main appliquée au granulé de semi-conducteur.

Quand c'est un granulé de semi-conducteur, la polarité de la force électromotrice dépend de si le Semi-conducteur est de type-p ou type-n. L'importance de la force électromotrice V_h , qui s'appelle la tension de hall, est donnée par l'équation suivante :

$$V_h = \frac{1}{d} B I_c R_h , d : \text{épaisseur du granulé, } R_h : \text{coefficient de Hall.}$$

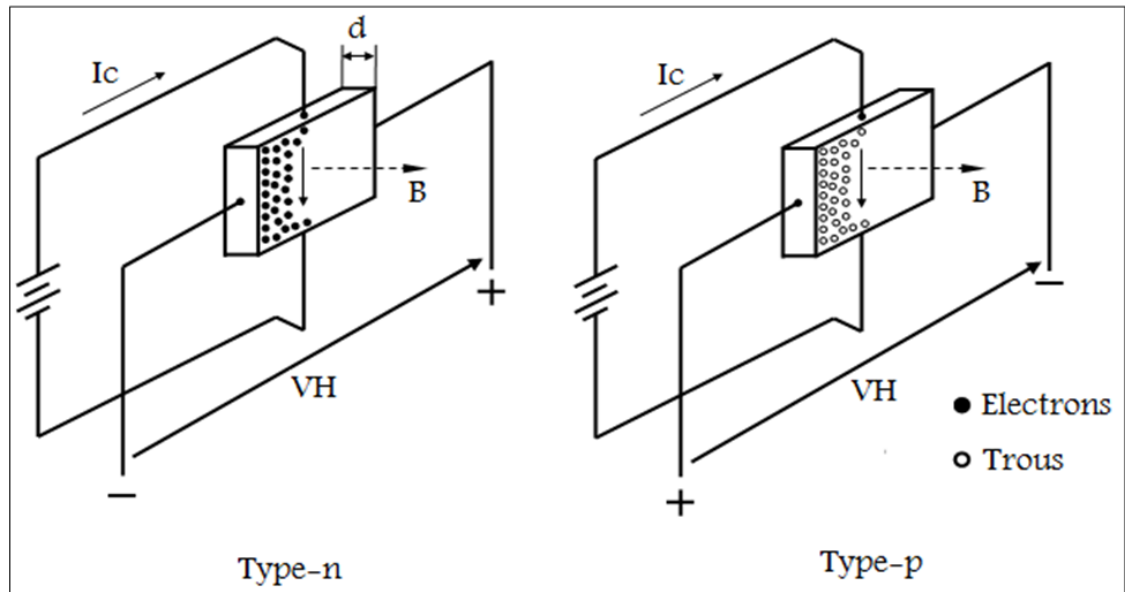


Figure I.5 : L'effet de hall.

Ce phénomène a été découvert par E.H. Hall en 1878 d'une expérience utilisant un segment en métal, et s'appelle l'effet Hall. L'effet Hall est produit par quelques composants métalliques particuliers ou semi-conducteurs. Des dispositifs de semi-conducteur qui sont faits pour l'usage dans la détection des champs magnétiques s'appellent les éléments de hall ou les générateurs de hall. Dans les moteurs sans balais modernes, le type-n est intensivement employé. La figure (I.5) présente des éléments de hall typiques d'expositions disponibles sur le marché. [2]



Figure I.6 : Quelque type des éléments de hall.

Les capteurs fonctionnent bien, mais représentent un coût additionnel, augmentant la complexité (en raison du câblage supplémentaire) et diminuent la fiabilité (en partie à cause des connecteurs des capteurs qui sont sujets à une contamination par la saleté ou l'humidité). La commande sans capteur remédie à ces inconvénients.

I.4.2.2. Détection de la position sans capteurs de position :

Dans les applications aéronautiques, le poids est un facteur limitant, ce qui a conduit à choisir des moteurs sans capteurs (BLDC Sensorless). Ces moteurs peuvent cependant avoir des démarrages difficiles ou perdre la synchronisation lors du fonctionnement et donc décrocher.

En réalité, il suffit, pour la commutation, de connaître le moment où le rotor passe par une position donnée, associée à un angle électrique fixé et connu, et ce pour chaque séquence. On verra que pour générer un champ magnétique tournant, il fallait un enchaînement de 6 séquences de 60° électriques chacune. Si on détecte le passage du rotor à 30° électrique, on sait qu'il faudra déclencher la commutation 30° électrique plus tard, en supposant que le rotor met le même temps pour les parcourir que le 30° précédent. Il existe un moyen autre pour que les capteurs détectent le passage à 30° du rotor : la mesure de la force contre-électromotrice (Back EMF).

Cette mesure se fait normalement en mesurant la tension entre le point central N des enroulements et la phase non utilisée de la séquence en cours (phase « en l'air »). Si on n'a pas accès physiquement à ce point (ce qui est le cas en général) on doit simuler ce point en créant un point au même potentiel à l'aide de trois résistances en étoile (figure I.7). [2]

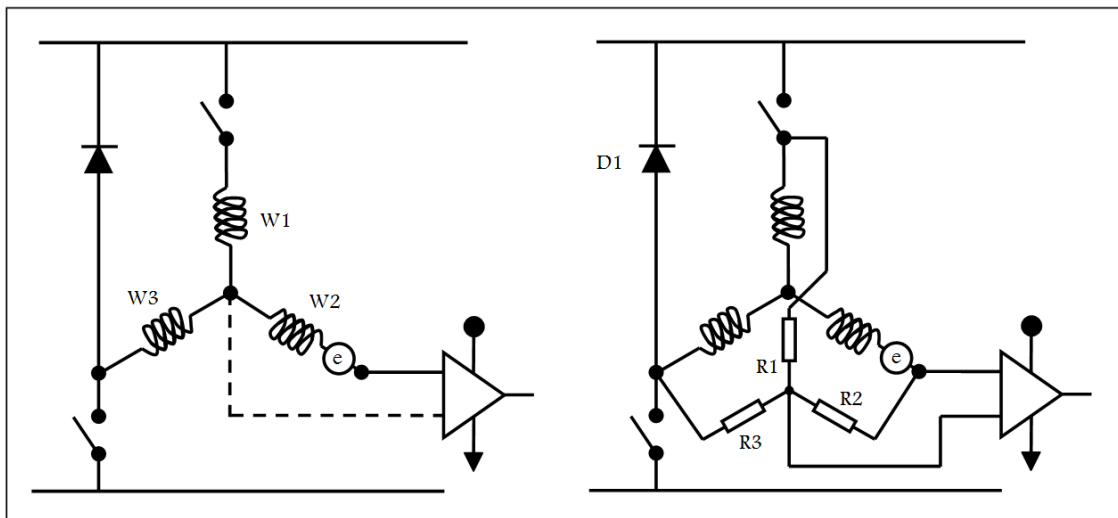


Figure I.7 : Détection de la position par la mesure des FEMs

I.5. Technologies du moteur BLDC :

I.5.1. Le stator :

Le stator porte les enroulements qui peuvent prendre plusieurs formes :

- ❖ Bobines concentrées autour de pôles saillants. (figure I.8.a).
- ❖ Enroulements répartis dans des encoches. (figure I.8.b).
- ❖ Enroulements répartis le long de l'entrefer sans encoches (figure I.8 c).

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

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

Dans le troisième cas, on élimine toute variation de couple due aux modifications de réluctance. Cependant, la construction est moins solide et le comportement thermique est moins bon. Cette solution est néanmoins intéressante pour les petits moteurs. [2]

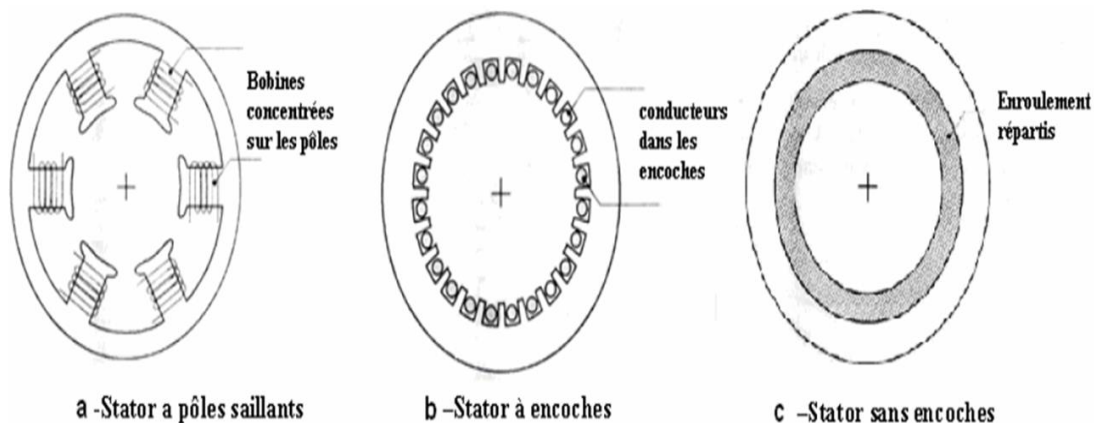


Figure I.8 : Différents types des stators.



Figure I.9 : Stator du moteur à courant continu sans balais.

I.5.2. Le rotor :

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

- aimants en tuile sur un support ferromagnétique (figure I.10.a).
- aimants en anneau fabriqué dans un matériau isotrope (figure I.10.b).
- aimants munis de pièces polaires (figure I.10.c).

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

[2]

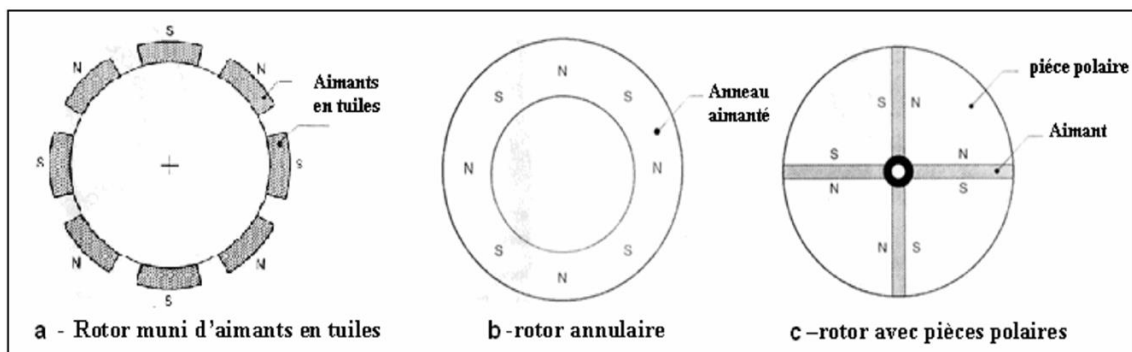


Figure I.10 : Différents types des rotors.

1.6. Différents types du BLDC :

1.6.1 Moteurs brushless outrunner.

Les moteurs brushless outrunners comprenant plus de 3 bobines et 2 pôles ne font qu'une fraction de tour lorsque le champ a tourné de 180° . Leur fréquence de rotation est donc plus faible mais le couple est très élevé. Ces moteurs brushless outrunners sont souvent utilisés dans des applications qui nécessitent un fort couple, car ils peuvent être reliés à la charge sans nécessiter de dispositif de réduction. Leur coefficient Kv est relativement faible par rapport aux autres types de moteurs brushless. Les composants du moteurs sont constitués des matériaux de la plus haute qualité. Ils sont conçus pour fournir une énergie fiable pour votre un modèle réduit de quadricopter à des prix abordables, offrant une solution de performance totale. [3].

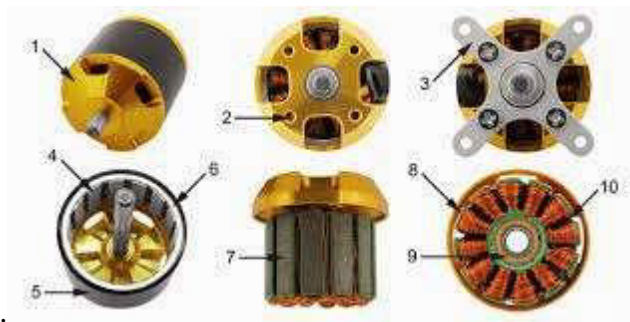


Figure I.11 : Moteurs brushless outrunner.

1.6.2 Moteurs brushless inrunner.

Les « inrunners » ont été les seuls moteurs brushless utilisés au début de la propulsion électrique en aéromodélisme. Ils ont le plus souvent deux ou quatre pôles et nécessitent donc un réducteur du fait des régimes importants de rotation incompatibles avec les régimes de rotation maximaux des hélices. Leur rendement maximum est de l'ordre de 90 %, mais le réducteur en aval diminue ce rendement d'environ 5%. Ils sont d'une utilisation plutôt rare aujourd'hui dans notre univers car supplantés par les « outrunners ». On les distingue facilement par le fait que leur forme est un cylindre fixe avec seul un axe tournant à une extrémité. [3].



Figure I.12 : Moteurs brushless inrunner

I.6.3 Moteurs brushless disques :

Le rotor et le stator peuvent également être constitués de deux disques faces à face, avec les rayons et les bobines répartis selon les rayons de ces deux disques. Ce type de moteur brushless est peu employé car l'action des bobines sur les aimants crée un effort axial important qui nécessite des butées à billes conséquentes [3].

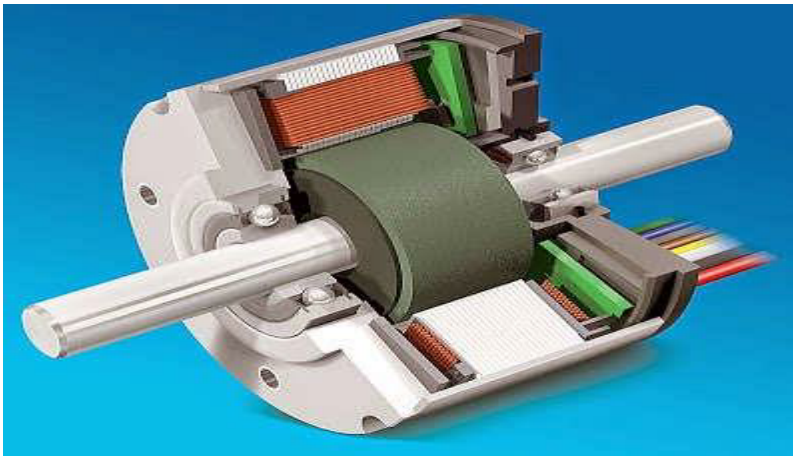


Figure I.13 : Moteurs brushless disques.

I.7. Architecture et représentation du Moteur BLDC.

Selon les critères de puissance, d'encombrement, ou de qualité, les bobinages des moteurs sont différents. Deux architectures se trouvent couramment :

L'organisation des bobinages répartis sur plusieurs encoches (figure I.14, photo de gauche, sur les moteurs relativement puissants) ou au contraire

des bobines isolées sur une encoche (photo de droite, sur les petits moteurs à bas coût). [3]

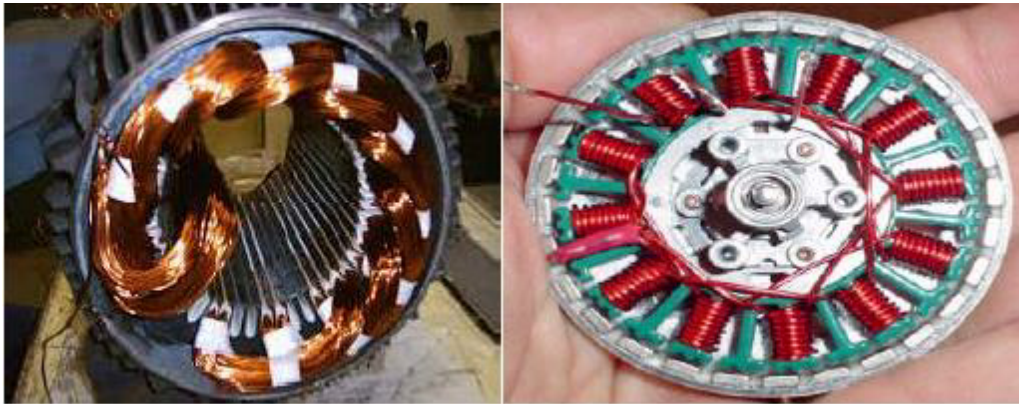


Figure I.14 : Bobinages de différents moteurs

I.8. 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 augmente progressivement en tenant compte de la réaction du moteur. [3].

I.9. Effet des matériaux sur les propriétés électriques des MCE ou DC

Brushless

Les moteurs BLDCM sont des moteurs qui sont caractérisés par la forme d'induction magnétique trapézoïdale et la forme rectangulaire des courants alimentant les phases du stator.

Cette situation fait que la machine est riche d'harmoniques qui favorisent les pertes fer.

On présente dans la **Figure I.15** l'effet des [[matériaux sur les rendements maximaux des moteurs BLDCM. On constate que le rendement maximum du moteur dépend principalement des pertes fer à 400 Hz indépendamment du recuit de détente du matériau après le coupage.

Les moteurs BLDCM, en vue de leur construction, ont plus de pertes fer que pertes cuivre (absence de bobinages dans le rotor) relativement aux

moteurs à induction. Les aimants de types terres rares font que ces moteurs ont des inductions magnétiques plus importantes choses qui nécessitent des matériaux à faibles pertes de fer à 400 Hz [5].

La Figure I.16- illustre la relation entre les rendements et les puissances de sortie des moteurs de faible puissance pour différents type de matériaux

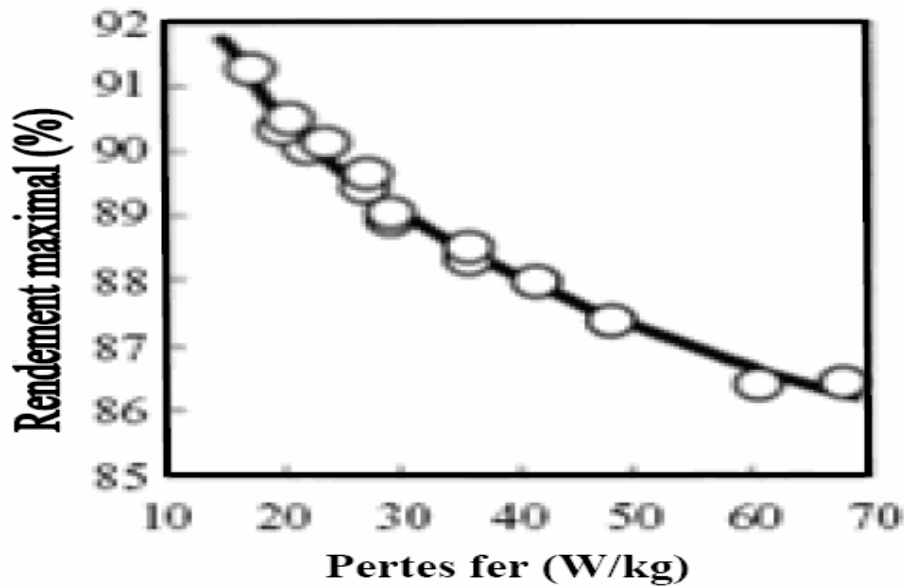


Figure I.15 : Relation entre les pertes fer et rendement à 400 Hz [5].

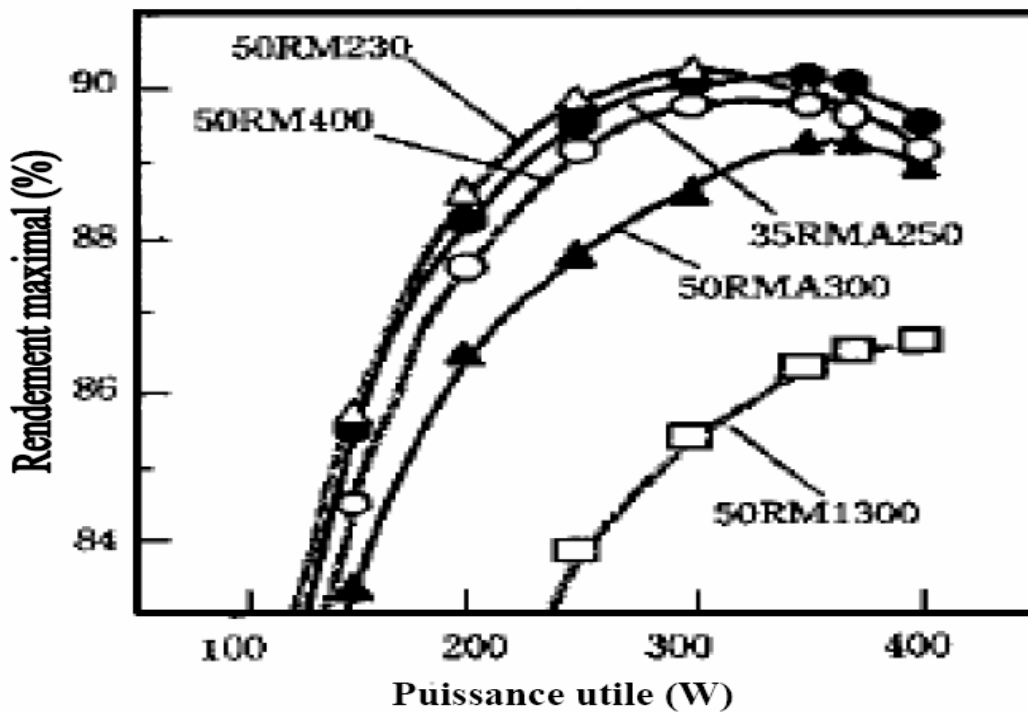
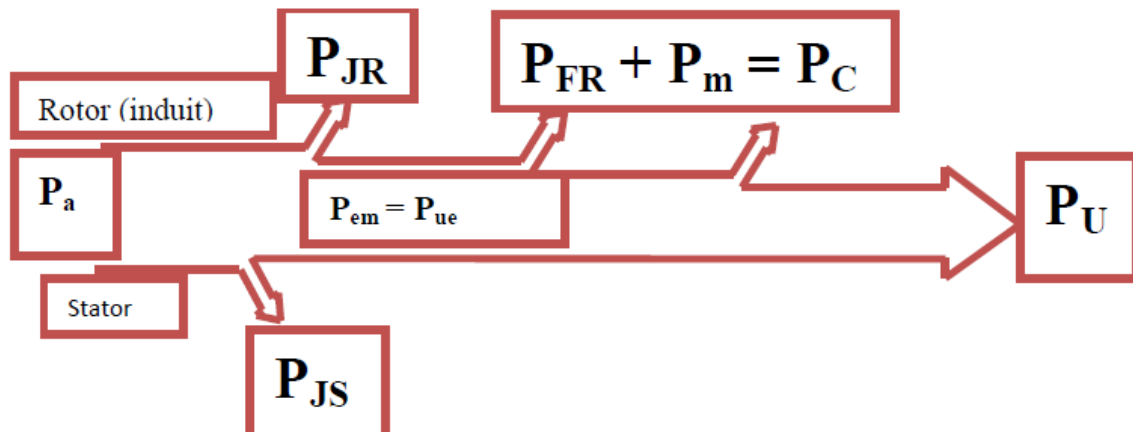


Figure I.16 : Relation entre les rendements et les puissances de sorties à 50Hz [5].

I.10. Bilan de puissance :**Figure I.17 :** Bilan de la puissance. [6]

P_a : puissance absorbée.

P_u : puissance utile.

P_{em} : puissance électromagnétique.

P_{JS} : pertes par effet joule dans l'inducteur.

P_{JR} : pertes par effet joule dans l'induit.

P_C : pertes collectives (pertes fer + pertes mécaniques : dites pertes constantes)

[6].

I.11. Rendement :

C'est le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée. Dans notre cas le rendement électrique correspond à la puissance utile divisée par la puissance absorbée.

$$\eta = P_u / P_a$$

Il existe des pertes dans «le fer » et dans la résistance de l'induit et également des pertes mécaniques dues au frottement.

L'ensemble de ces pertes entraînent une diminution du rendement qui varie entre 0 et 1, plus la valeur est proche de 1 plus le rendement est idéal.[6].

I.12. 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. [7].

Les moteurs BLDC ont beaucoup d'avantages face aux moteurs DC avec balais et face aux moteurs d'induction.

Certains de ces avantages sont :

- Meilleure relation vitesse/couple moteur
- Meilleure réponse dynamique
- Meilleure efficacité
- Plus grande durée de vie
- Moins bruyant
- Plus grand éventail de vitesse

En plus la relation couple moteur/taille est plus importante, ce qui permet son utilisation en espace réduits.

Par contre les moteurs BLDC ont deux désavantages :

1. Leur coût plus élevé
2. Ils requièrent un contrôle plus complexe [7].

Le moteur « brushless » se permet donc le cumul des avantages du moteur DC et AC. Voici une liste d'autres avantages intéressants : fort couple au démarrage, parasitage électrique limité, échauffement du moteur plus limité et refroidissement (perte joules) du moteur facilité par son architecture, indice de protection IP en général plus élevé du fait de l'absence de balais, moins d'inertie, moins de débris et résidus (pas d'usure des collecteurs) [4].

L'absence d'étincelles par exemple peut dans certains cas autoriser l'utilisation d'un moteur sans balais en zone potentiellement explosible (ATEX) [4].

I.13. Conclusion :

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

CHAPITRE II

**ETAT DE L'ART SUR LA
COMMANDE DE LA BLDC
SANS BALAIS**

II.1. Introduction :

L'entraînement d'un moteur sans balais nécessite une électronique de commande pour une commutation précise. Cela n'est toutefois possible que si l'électronique de commande « connaît » à tout moment la position exacte du rotor. Traditionnellement, ces informations étaient fournies par des capteurs, par exemple des capteurs à effet Hall, installés à l'intérieur du moteur. Mais cela peut être réalisé différemment. Les méthodes de commande sans capteur utilisent les informations de courant et de tension du moteur pour déterminer la position du rotor. La vitesse du moteur peut alors être dérivée des changements de position du rotor et cette information peut être utilisée pour contrôler la vitesse. Des méthodes de contrôle sans capteur plus avancées permettent même de contrôler le courant (couple) et la position. Le fait de ne pas tenir compte des capteurs présente de nombreux avantages, notamment une **réduction des coûts et de l'encombrement**, car les câbles, les connecteurs et les circuits électroniques sensibles deviennent inutiles. [9]

II. 2. Modélisation du moteur à courant continu sans balais

II. 2. 1. Modèle mathématique du moteur à courant continu sans balais

Le moteur BLDC est régi par deux types d'équations :

II. 2. 1. 1. Equations électriques

Les équations électriques qui régissent le fonctionnement du moteur BLDC sont données par les équations suivantes [1]:

$$\vec{V} = [R] \vec{I} + \frac{d\vec{\varphi}}{dt} \quad (\text{II.1})$$

$$\vec{\varphi} = [L] \vec{I} + \vec{\varphi}_M \quad (\text{II.2})$$

Où :

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

$\vec{\varphi}$: est le vecteur du flux magnétique.

$[R]$ et $[L]$ sont les matrices résistances et inductances de la machine données par les matrices suivantes :

$$R = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$L = \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Lorsque le moteur est couplé en étoile, les tensions de phase prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Les forces électromotrice de la phase a, b et c sont données par les équations suivantes [3] :

$$e_a = K_e \omega_m \cos \theta t \quad (\text{II.6})$$

$$e_b = K_e \omega_m \cos \left(\theta t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{II.7})$$

$$e_c = K_e \omega_m \cos \left(\theta t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (\text{II.8})$$

II. 2. 1. 2. Equation mécanique

Le modèle mécanique du moteur BLDC est plus simple que le modèle électrique. En effet, la modélisation de la dynamique du rotor est standard dans le domaine des machines électriques [1].

La dynamique du rotor est définie par l'équation suivante [1]:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_{em} - T_L - F_{\omega m} \quad (\text{II.9})$$

Avec,

$$T_{em} = \frac{1}{\omega_m} (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) \quad (\text{II.10})$$

$$\omega = P_{\omega m} (11)$$

II.3. Commande de moteurs BLDC sans capteurs

Encore une fois, comme son nom l'indique, les moteurs à courant continu sans balai n'utilisent pas de balais ; le mouvement du moteur est contrôlé au moyen de signaux d'entraînement soigneusement conçus. [11].

Certains moteurs BLDC utilisent des capteurs à effet Hall pour détecter la position du rotor du moteur par rapport au stator du moteur (voir la figure II.1 ci-dessous).

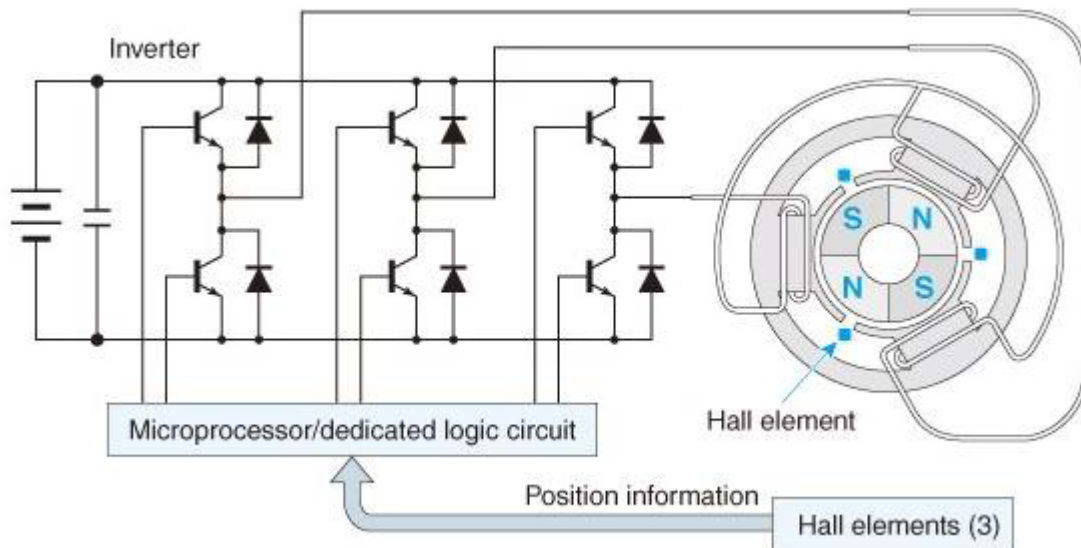


Figure II.1 : Moteur BLDC utilisant des capteurs à effet Hall

Les autres moteurs BLDC sans capteur. Au lieu d'utiliser des capteurs à effet Hall pour déterminer la position et / ou la vitesse du rotor, un phénomène appelé EMF est utilisé (voir la figure II.2 ci-dessous). [11].

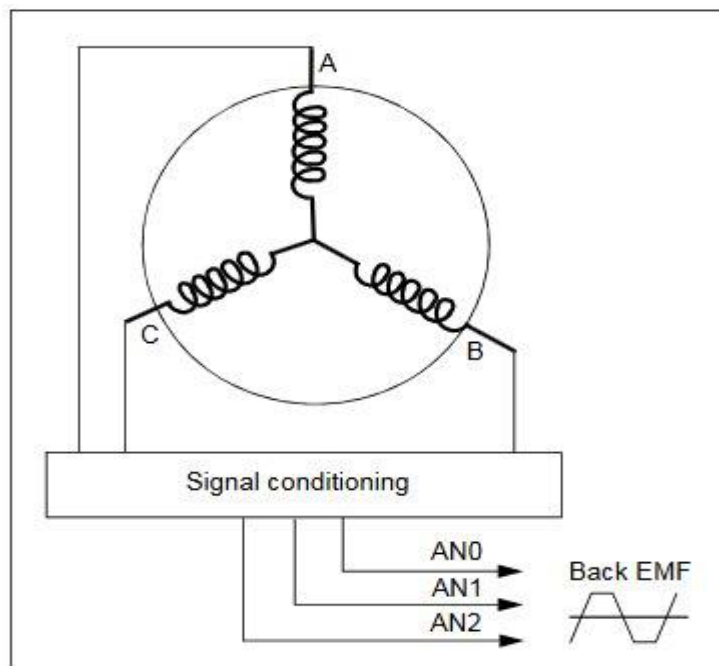


Figure II.2 : Commande du moteur BLDC sans capteur à l'aide de la force électromotrice arrière

Avec la variante sans capteur du moteur BLDC, Au lieu de cela, lorsque le moteur tourne, la force contre-électromotrice dans les trois bobines varie selon une forme d'onde trapézoïdale (lignes en pointillés longs), représentée à la Figure II.3. À titre de comparaison, la même illustration montre également

les sorties des capteurs à effet Hall d'un moteur de configuration similaire. [21].

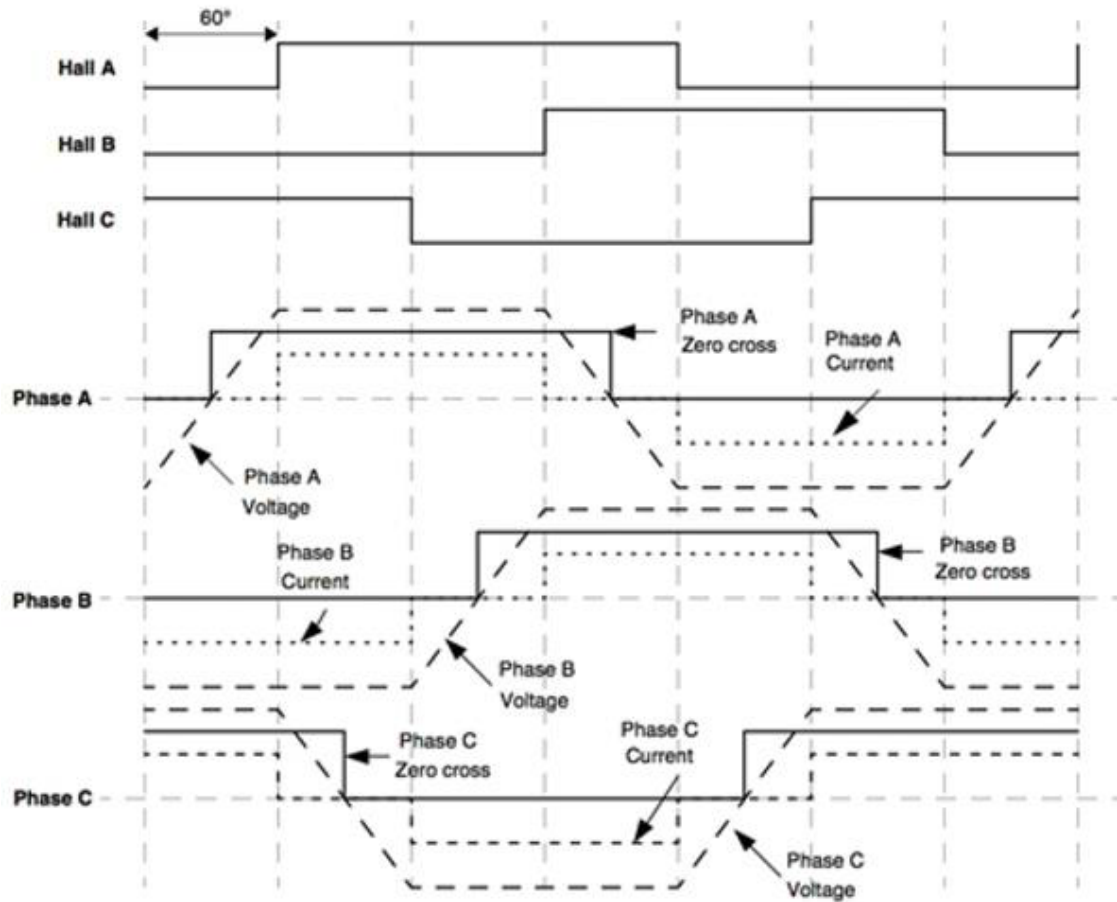


Figure II.3 : Sortie du capteur à effet Hall comparée à la force contre-électromotrice pour un moteur BLDC triphasé. [21]

Notez comment la commutation de la sortie du capteur à effet Hall coïncide avec le passage à zéro de la force contre-électromotrice de la bobine correspondante dans un moteur sans capteur (informations fournies par Microchip).

Une combinaison de ces trois points de passage à zéro pour les bobines permet de déterminer la séquence d'alimentation de la bobine. Notez qu'il existe une différence de phase entre la variation de sortie d'un capteur à effet Hall individuel dans un moteur BLDC classique et le point de passage à zéro de la force contre-électromotrice pour une bobine individuelle dans une unité sans capteur de 30 degrés. Par conséquent, dans un circuit de commande de moteur sans capteur, une fois que le point de passage à zéro a été détecté, un retard de phase de 30 degrés est intégré dans le micro-logiciel avant l'activation

de l'action suivante de la séquence d'alimentation. Dans la Figure II.3, les lignes en pointillés courts indiquent le courant dans les bobines. La Figure II.4 montre un circuit de commande pour un moteur BLDC triphasé sans capteur. Dans ce cas, le circuit utilise un microcontrôleur MicrochipPIC18FXX31 8 bits pour générer les sorties PWM (modulation de largeur d'impulsion) et déclencher les transistors MOSFET ou IGBT dans le pont inverseur triphasé. Le microcontrôleur réagit à l'entrée d'un circuit de détection de passage à zéro de la force contre-électromotrice. [21]

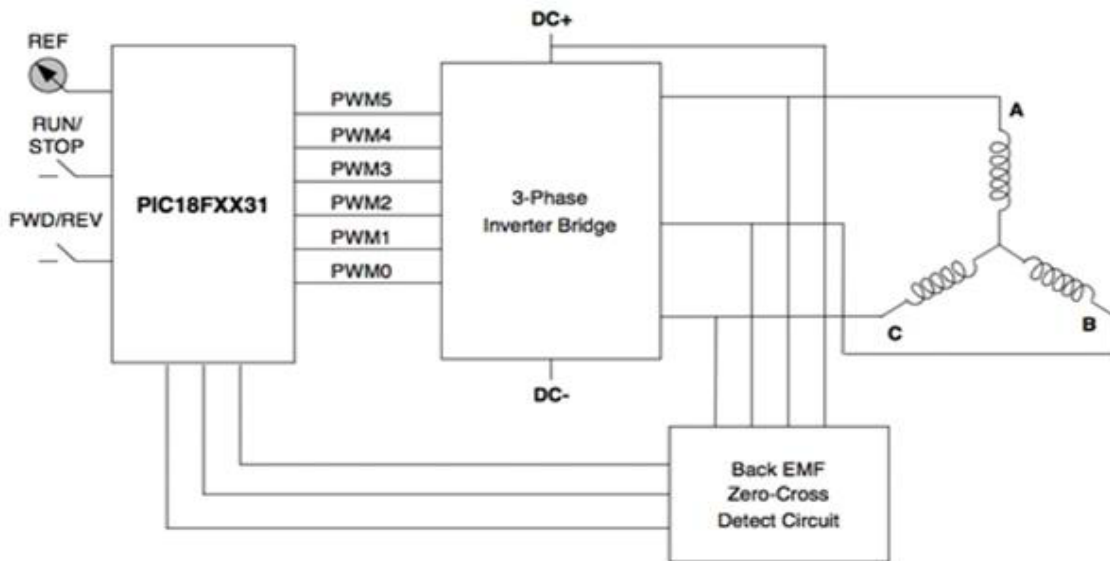


Figure II.4 : Circuit de commande pour moteur BLDC triphasé sans capteur (informations fournies par Microchip). [21]

II.3.1. Commande de moteurs BLDC sans capteurs via la force contre-électromotrice

Les enroulements d'un moteur électrique jouent le rôle d'un générateur, dans la mesure où ils traversent les lignes de champ magnétique. Le potentiel généré dans les enroulements est mesuré en volts et désigné sous le nom de force électromotrice (FEM). Selon la loi de Lenz, cette force électromotrice donne lieu à un champ magnétique secondaire qui s'oppose à la variation initiale du flux magnétique entraînant la rotation du moteur. Plus simplement, la force électromotrice résiste au mouvement naturel du moteur et est considérée comme une force contre-électromotrice. Pour un moteur donné avec un flux magnétique et un nombre d'enroulements fixes, l'amplitude de la force électromotrice est proportionnelle à la vitesse angulaire du rotor. [21]

Les fabricants de moteurs BLDC spécifient un paramètre connu comme constante de force contre-électromotrice qui peut être utilisé pour estimer la force contre-électromotrice à une vitesse donnée. Le potentiel aux bornes d'un enroulement peut être calculé en soustrayant la valeur de la force contre-électromotrice de la tension d'alimentation. Quand les moteurs fonctionnent à vitesse nominale, la différence de potentiel entre la force contre-électromotrice et la tension d'alimentation permet au moteur d'absorber le courant nominal, et de fournir le couple nominal [21]. L'entraînement du moteur au-delà de la vitesse nominale augmente sensiblement la force contre-électromotrice, ce qui diminue la différence de potentiel aux bornes des enroulements, et de fait, réduit le courant et le couple. Pousser le moteur encore plus rapidement aurait pour effet de mettre la force contre-électromotrice (plus les pertes du moteur) à un niveau exactement égal à la tension d'alimentation, auquel cas le courant et le couple atteindraient tous les deux la valeur zéro. [21]

Le fait que la force contre-électromotrice diminue le couple du moteur est parfois considéré comme un inconvénient, mais dans le cas des moteurs BLDC, les ingénieurs ont tiré profit de ce phénomène. [21]

Chaque étape de la séquence de commutation d'un moteur BLDC triphasé implique l'alimentation de l'un des enroulements avec une tension positive, celle d'un deuxième avec une tension négative, le troisième étant laissé ouvert. La Figure II.5 montre un schéma simplifié de la première des six étapes de la séquence de commutation d'un tel moteur.

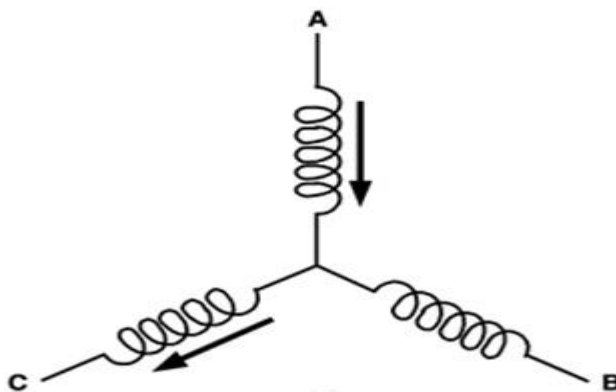


Figure II.5 : La première des six étapes d'un cycle électrique pour un moteur BLDC. La bobine A est sous tension positive, la B est ouverte, la C est sous tension négative (informations fournies par Microchip). [21]

II.3.2.Méthodes de détection de la force contre-électromotrice

Il existe plusieurs techniques pour mesurer la force contre-électromotrice. La plus simple consiste à comparer la force contre-électromotrice à la moitié de la tension du bus CC à l'aide d'un comparateur. La Figure II.6 représente une vue schématique d'un tel système. Dans ce cas, le comparateur est relié à la bobine B ; dans un système complet, un comparateur serait connecté à chaque bobine. Dans l'illustration, la bobine A présente une tension positive, la bobine C une tension négative, tandis que la bobine B est ouverte. La force contre-électromotrice monte et descend à mesure que la séquence d'alimentation de cette phase est mise en œuvre.

Le principal inconvénient de ce procédé à comparateur simple est que les trois enroulements peuvent ne pas avoir des caractéristiques identiques, ce qui se traduit par un décalage de phase positif ou négatif par rapport au véritable point de passage à zéro. Le moteur continue probablement à tourner, mais risque d'absorber trop de courant.

La solution consiste à générer un point neutre virtuel, comme indiqué à la Figure II.7, à l'aide de trois réseaux de résistances connectés en parallèle aux enroulements du moteur. La force contre-électromotrice est alors comparée au point neutre virtuel.

Une troisième méthode consiste à utiliser des convertisseurs analogique-numérique (CAN) (Figure II.8). Beaucoup de microcontrôleurs disponibles pour la commande de moteur BLDC incluent des CAN haute vitesse adaptés à cette tâche. Avec cette méthode, la force contre-électromotrice est atténuée de manière à pouvoir être alimentée directement au microcontrôleur. Le signal est échantillonné par le CAN, puis comparé à une valeur numérique correspondant au point zéro. Lorsque les deux valeurs correspondent, la séquence d'alimentation de la bobine est indexée à l'étape suivante. Cette technique présente certains avantages, comme le fait de pouvoir utiliser des filtres numériques pour éliminer les composants de commutation haute fréquence du signal de force contre-électromotrice.²

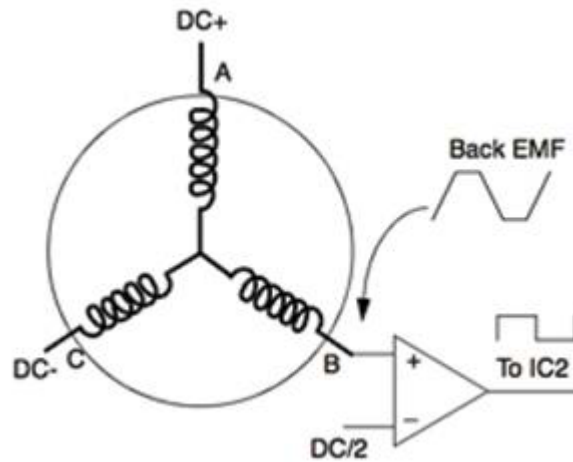


Figure II.6 : Circuit de comparateur simple pour la mesure de la force contre-électromotrice. [21]

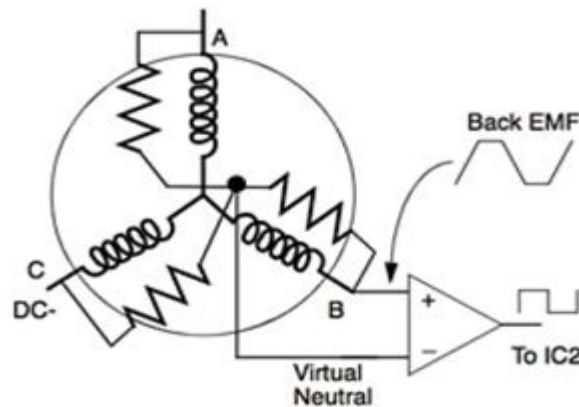


Figure II.7 : Le circuit de comparateur simple peut être amélioré par la mise en œuvre d'un point neutre virtuel. [21]

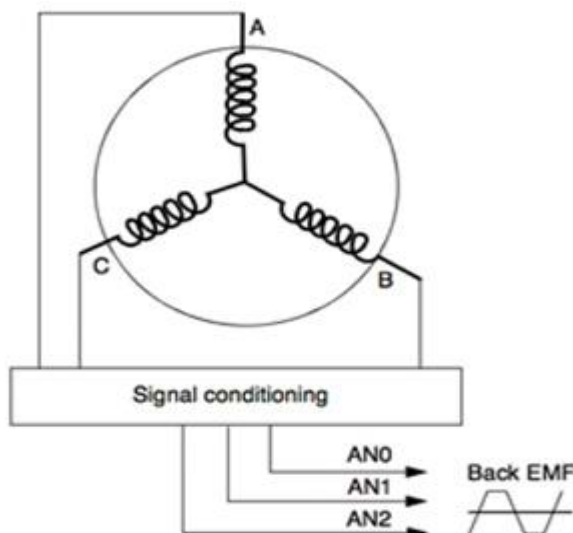


Figure II.8 : Le signal est échantillonné par un convertisseur analogique-numérique, puis comparé à une valeur numérique correspondant au point zéro.

II.3.3. Systèmes de commande de moteur BLDC sans capteur

La popularité grandissante des moteurs BLDC sans capteurs a servi de catalyseur aux fournisseurs de semi-conducteurs pour développer des puces spécialement conçues pour la tâche de commande et d'entraînement de ces unités. Le système de commande du moteur comprend généralement un microcontrôleur associé à un circuit d'attaque IGBT ou MOSFET. [21]

De nombreux microcontrôleurs sont disponibles pour la commande de moteur BLDC sans capteur, depuis les appareils 8 bits simples et économiques aux dispositifs 16 et 32 bits plus performants, tous offrant les périphériques minimum requis pour entraîner le moteur. Ces périphériques incluent des CAN, des comparateurs et des PWM triphasés, pour la protection contre les surintensités.³ [21]

La société Zilog propose sa gamme Z16FMC de microcontrôleurs 16 bits pour la commande de moteur BLDC sans capteur. La société affirme que cette tâche nécessite un microcontrôleur permettant une réponse rapide aux demandes d'interruption pour pouvoir gérer les mises à jour PWM en temps réel. Le Z16FMC assure l'interopération automatisée entre le convertisseur analogique-numérique et le temporisateur, et entre les sorties du comparateur et PWM. La Figure II.9 montre un schéma fonctionnel du microcontrôleur de commande moteur Zilog. [21]

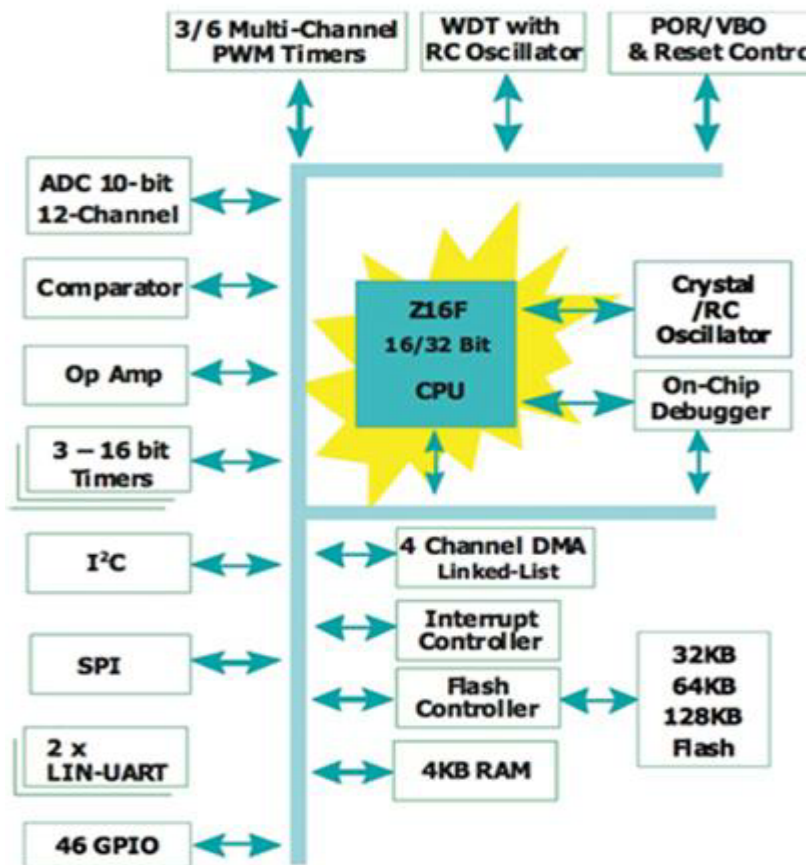


Figure II.9 : Schéma fonctionnel du microcontrôleur de commande de moteur Z16FMC de Zilog. [21]

Le modèle PIC18F2431 de Microchip fait également partie des microcontrôleurs les plus populaires pour la commande de moteur BLDC sans capteur. La puce utilise un processeur 8 bits et peut fonctionner à des vitesses atteignant 16 MIPS. Certaines variantes de la gamme PIC18F intègrent un périphérique PWM de commande de moteur triphasé avec jusqu'à huit sorties et un CAN 10 ou 12 bits. [21]

De son côté, Texas Instruments (TI) propose un kit d'évaluation de commande de moteur pour moteurs BLDC triphasés. Selon la société, le DRV8312-C2-KIT (Figure II.10), basé sur le variateur moteur PWM DRV8312, est une plateforme de commutation trapézoïdale avec ou sans capteurs et de contrôle à champ orienté (FOC) sans capteur qui accélère le développement en vue d'une commercialisation plus rapide. Parmi les applications possibles, citons les moteurs sans balais en dessous de 50 V et 7 A pour l'entraînement de pompes médicales, de portes, d'ascenseurs et de petites

pompes, ainsi que la robotique et l'automatisation industrielles et grand public.
[21]



Figure II.10 : Le kit d'évaluation des moteurs BLDC triphasés de TI est basé sur le variateur moteur PWM DRV8312. [21]

II. 4. Différentes techniques de commande d'un moteur BLDC

Puisque la commutation doit être exécutée électroniquement, la commande d'un BLDC est nettement plus complexe que sur les schémas simples évoqués plus hauts. On utilise des méthodes de contrôle à la fois analogiques et numériques. Le bloc de contrôle de base est semblable à celui des moteurs CC à balais, mais la commande en boucle fermée est obligatoire.

On utilise trois principaux types d'algorithmes de contrôle pour les moteurs BLDC : commutation trapézoïdale, commutation sinusoïdale et contrôle vectoriel (ou à champ orienté). Chaque algorithme de contrôle peut être mis en œuvre de différentes façons en fonction du codage logiciel et de la conception matérielle. Chacun offre des avantages et des inconvénients spécifiques [12] :

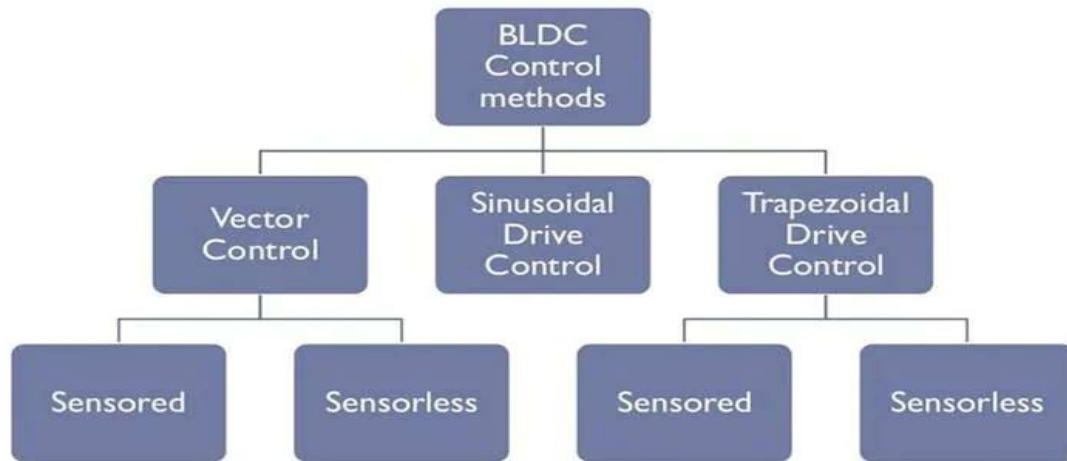


Figure II.11 : méthodes de contrôle des moteurs CC sans balais. [12]

II. 4. 1. Commande trapézoïdale

II. 4. 1. 1. Principe de base

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.e.m. qui sont similaire à celles du moteur à courant continu. [1]

La figure (II.12) montre le principe de la commande trapézoïdale du moteur à courant continu sans balais.

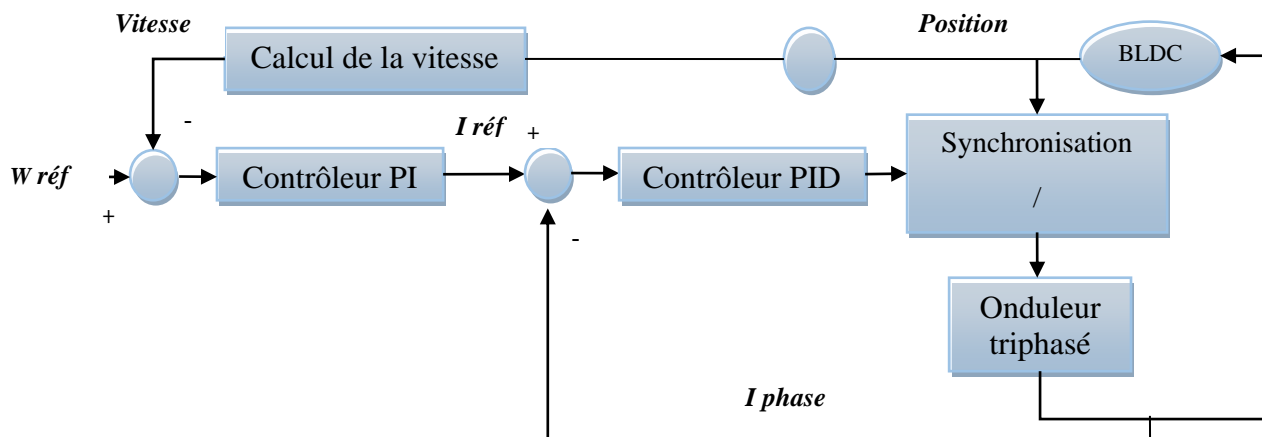


Figure II. 12 : Schéma de principe de la commande trapézoïdale. [1]

Cette structure de commande possède plusieurs avantages :

- Un seul courant doit être contrôlé à la fois.
- Un seul capteur de courant suffit pour la boucle de courant.
- Le positionnement des capteurs de courant permet l'utilisation des capteurs moins onéreux comme les shunts.

Les forces électromotrices induites dans les enroulements statorique sont trapézoïdales de durée angulaire 120 degrés. Le système de contrôle consiste à injecter des courants en créneaux de 120 degrés de largeur, et ce, en fonction des informations délivrées par un capteur de position. Ce dernier assure l'autopilotage de la machine. En fait, il y a toujours deux phases alimentées simultanément en série par un courant constant et, tous les 60 degrés, le courant commute d'une phase à l'autre. Ceci permet une meilleure régulation du couple. Le dispositif de contrôle peut être soit intégré au moteur pour les petites puissances, soit placé à l'extérieur. L'ensemble constitué du capteur de position et de l'électronique de commande joue le rôle de l'ensemble collecteur-balais sur une machine à courant continu [1]

Dans le schéma de principe de la commande trapézoïdale qui est illustré par la figure (II.11), la production du couple suit le fait que le courant circule dans deux phases seulement, et il ne faut pas avoir du couple dans la région de passage par zéro de la f.e.m. [1]

La figure (II.13) 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.

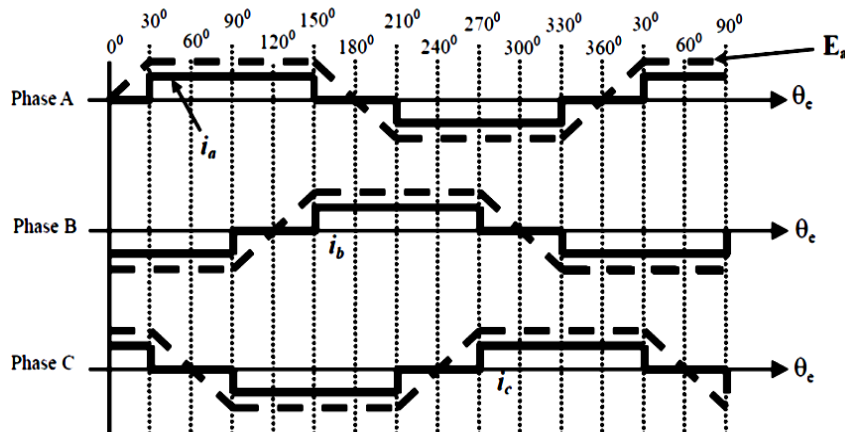


Figure II. 13 : Formes d'ondes des courants et des f.e.m. [1]

II. 4. 2. Contrôle direct du couple

Le contrôle direct du couple (DTC), exprimé par son nom, est une méthode qui contrôle directement le couple électromagnétique et le flux. En manipulant rapidement le flux statorique. D'abord, cette méthode a été développée pour contrôler les machines à induction. Après avoir une grande performance dans les machines à induction, cette approche a été introduite dans

les moteurs à courant continu sans balais (BLDC). Le DTC fonctionne en comparant les valeurs de référence du couple et le flux du stator avec les valeurs réelles observées.

Le contrôle direct du couple a de nombreuses variantes disponibles dans l'industrie et est utilisée pour les moteurs synchrone à aimant permanent et les moteurs BLDC. La plupart du temps cette technique de commande des moteurs est utilisée pour les grandes machines et n'était pas disponible pour les petits moteurs. Cette approche est préférée dans les applications de charge dynamique élevée, mais il se traduit par un courant supérieur et une ondulation du couple plus élevée par rapport à la commande vectorielle (FOC).

L'utilisation de DTC pour contrôler le moteur BLDC nécessite une observation continue sur la liaison du flux statorique et la précision de cette observation est affectée par la variation de la résistance statorique, les interférences électrique et magnétique, et les erreurs de mesure [1].

II. 4. 3. Commande sinusoïdale

Il existe deux grandes catégories de la commande sinusoïdale pour les moteurs sans balais : La commande scalaire, est fondée sur le modèle statique (régime permanent) et la commande vectorielle est fondée sur le modèle dynamique du moteur (régime transitoire). [1]

II. 4. 3. 1. Commande scalaire

Le principe de la commande scalaire en courant est assez proche de celui de l'alimentation par commutateur de courant. Au lieu d'utiliser une source de courant continu qui ne peut injecter dans les phases que des courants de créneaux, on utilise une source de tension alimentant un onduleur triphasé, le courant de sortie de chaque bras étant asservi à une consigne fournie par la commande. [1]

II. 4. 3. 2. Commande vectorielle

Cette technique de commande est appelé commande par orientation de flux et noté FOC (Field Oriented Control). Elle permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple. Les courants de référence sont élaborés dans le repère de Park (d-q). Ces consignes sont ensuite comparées aux

composantes du courant réel, et les erreurs sont appliquées à un étage de régulation du courant et de découplage qui génère la tension désirée.

L'utilisation de la commande par orientation de flux (FOC) fournit le contrôle précis du moteur sur les grandes plages de la vitesse et, en raison de sa nature, le FOC a été implémenté avec succès pour les moteurs BLDC ainsi que pour les moteurs PMSM au cours des deux dernières décennies. [1]

II. 5. Comparaison entre les techniques de commande de la BLDC

La commande trapézoïdale, très simple, offre le moins bon contrôle du couple, mais elle n'exige pas trop du microcontrôleur ou du dispositif de contrôle. À l'autre extrémité, le contrôle vectoriel également appelée contrôle à champ orienté (Field Oriented Control, ou FOC) contrôle parfaitement la vitesse et le couple, mais pèse lourdement sur le microcontrôleur. Enfin, la commande sinusoïdale permet de contrôler le moteur de façon fluide et précise en supprimant les ondulations du couple et les pics de commutation liés à la méthode trapézoïdale. [1]

Le tableau suivant donne une comparaison entre la commande trapézoïdale et la commande vectorielle. [1]

Commande trapézoïdale	Commande vectorielle
<ul style="list-style-type: none"> - Alimentation en courant continu. - f.e.m. trapézoïdale. - Commutation de la position du flux statorique chaque 60°. - Deux phases alimentées à chaque instant. - Ondulation du couple à la commutation. - Présence d'harmoniques basses fréquences dans le courant (fréquence audibles). - Pertes fer importante à cause des harmoniques. - Moins de pertes de commutation. - Algorithmes de commande relative simple. 	<ul style="list-style-type: none"> - Alimentation en courant sinusoïdale. - f.e.m. sinusoïdale. - Variation continue de la position du flux statorique. - Possibilités d'avoir trois phases alimentées en même temps. - Pas d'ondulation du couple à la commutation. - Moins d'harmoniques à cause de l'excitation sinusoïdale. - Moins de pertes fer. - Pertes de commutation plus importantes à la même fréquence de la commutation. - Algorithmes de commande mathématiquement intensifs.

Tableau II. 1 : Comparaison entre la commande trapézoïdale et la commande vectorielle. [1]

II.6. Méthodes d'estimation de la position et la vitesse

II.6.1 .Technique Sensorless pour la commande trapézoïdale

Comme expliqué déjà, la commande trapézoïdale nécessite la connaissance de la position, ou, plus simplement, la connaissance de trois positions (trois capteurs de position suffissent). Dans la commande sensorless on utilise les équations électriques pour estimer ces trois positions, en se basant sur le principe de passage par zéro de la f.é.m. dans la phase avec laquelle le rotor est aligné [15].

II.6.1.1. Calcul des points de passage par zéro des f.é.m.

Dans ce type de commande, deux phases sont alimentées à la fois. Considérons que les phases A et B sont alimentées, les équations électriques des phases sont :

$$V_a = R i_a + L(di_a/dt) + e_a + V_n \quad (\text{II.11})$$

$$V_b = R i_b + L(di_b/dt) + e_b + V_n \quad (\text{II.12})$$

$$V_c = e_c + V_n \quad (\text{II.13})$$

V_n est la tension du neutre. Notons que le même courant passe dans les deux phases sous tension, donc :

$$I_a = -i_b \quad (\text{II.14})$$

En additionnant les tensions dans les trois phases :

$$V_a + V_b + V_c = e_a + e_b + e_c + V_n \quad (\text{II.15})$$

Lors du passage par zéro de la f.é.m. dans une phase, la somme des autres f.é.m. est nulle (voir figure ci-dessous). On obtient :

$$V_a + V_b + V_c = 3V_n \quad (\text{II.16})$$

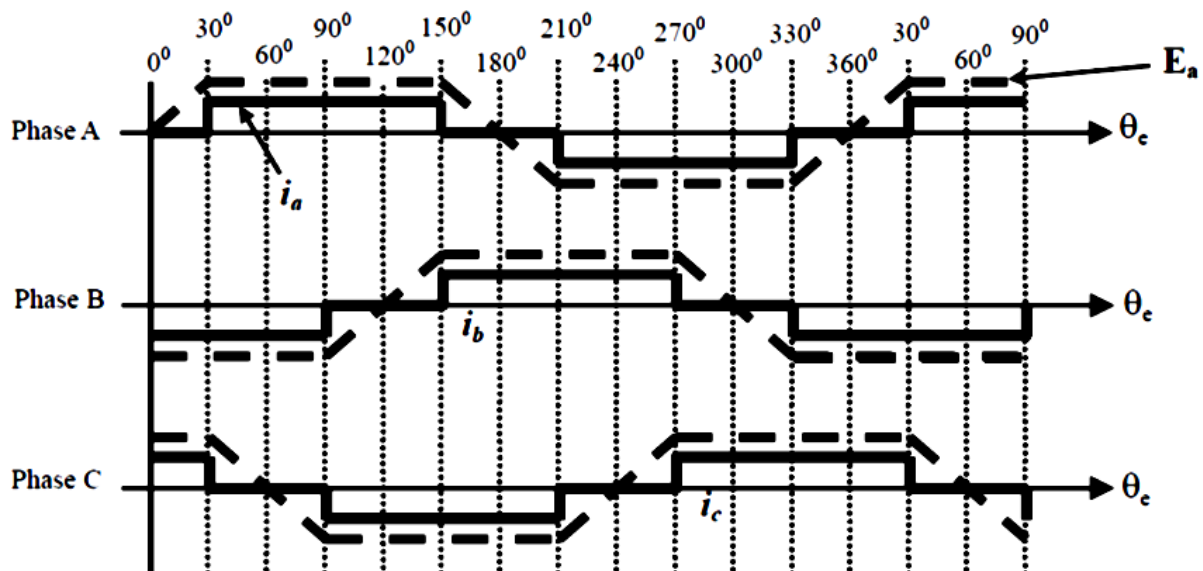


Figure II.14 : Les formes d'ondes des courants et des f.é.m. [15].

D'après cette équation on peut calculer la tension du neutre. Pour la phase non alimentée (dans notre cas phase C), on peut écrire :

$$V_c = (e_c + V_n) \quad 3e_c = 3V_c - 3V_n = 3V_c - V_a - V_b - V_c = -V_a - V_b + 2V_c \quad (\text{II.17})$$

De cette façon on peut calculer le point de passage par zéro de la f.é.m. Dans la phase C non alimentée, et de façon similaire pour les autres phases A

et B. Puisqu'on est intéressé par le passage par zéro, il est possible de vérifier seulement le changement du signe de la f.é.m. [15].

II.6.1.2. Calcul des instants de commutation

Dans une commande trapézoïdale efficace, les points de passage par zéro des f.é.m. sont déphasés de 30° par rapport aux instants de commutation des phases. Pour cela, et avant d'implanter la commande sensorless, il est nécessaire de calculer le délai de temps correspondant au déphasage de 30° pour obtenir des points plus exacts pour la commutation. Pour ce faire, on utilise une fonction d'interpolation de la position : soit T le temps qu'a mis le rotor pour faire la tour précédente, et α le déphasage désiré (30° dans notre cas). En divisant α par 360° et en multipliant par T on obtient la durée de temps à attendre avant la commutation vers les deux autres phases. [15].

$$\text{délai} = T (\alpha/360) = T(30/360) = T/12 \quad (\text{II.18})$$

T peut être calculé en fonction de la période d'échantillonnage : $T = \text{timer} \times T_e$, où T_e est la période d'échantillonnage et timer est un compteur qui calcule le nombre de cycles d'échantillonnage passés dans la tour précédente du rotor.

II.6.2. Techniques Sensorless pour la commande sinusoïdale

Dans cette partie on dispose de deux différentes catégories d'observateurs : les méthodes classiques linéaires qui sont souvent simples, et les observateurs non linéaires (filtre de Kalman étendu, par mode de glissement, et autres) qui sont plus délicats en théorie et en application.

Nous allons développer ci-après différentes méthodes fournissant une évaluation de la position rotorique à partir de la mesure de 2 courants et de 2 tensions statoriques (les 3èmes seront calculés d'après l'hypothèse de système triphasé équilibré) effectuée de manière synchrone. Il convient de noter que les tensions statoriques peuvent être reconstituées à partir de la tension du bus continu et de la commande du convertisseur statique. [15].

Il est important de noter la remarque suivante : puisque notre but est d'estimer l'angle électrique (éventuellement mécanique) qui servira à appliquer la transformation de Park dans l'algorithme de la commande vectorielle, il est évident qu'on ne va pas utiliser le repère de Park (repère diphasé en rotation) pour l'estimateur. Et la plupart des estimateurs cités dans la littérature, sauf

quelques exceptions, se basent sur les équations du moteur dans le repère diphasé stationnaire $\alpha\beta$. [15].

II.6.2.1. Méthodes classiques d'estimation de la position

Ces méthodes simples s'appuient sur les relations (statiques ou différentielles) des flux, courants, tensions et f.é.m. Aucune notion de réglage, robustesse ou stabilité n'est souvent discutée pour ce type d'observateurs, qui peuvent être utilisés pour des applications où la précision et les conditions de fonctionnement ne sont pas critiques (charge bien connue, vitesse constante, faible incertitude sur les paramètres du moteur. . .). Dans la suite nous expliquerons les principes de deux de ces estimateurs : l'estimation par intégration de flux, et l'estimateur par f.é.m. [15].

Estimation par intégration du flux

Parmi les méthodes les plus simples pour estimer la position, on cite cette méthode qui repose sur l'intégration du flux à partir des grandeurs représentées dans le repère $\beta\alpha$; rappelons que :

$$\Phi\alpha = Li\alpha + \varphi_r \cos(p\theta) \quad (\text{II.19})$$

$$\Phi\beta = Li\beta + \varphi_r \sin(p\theta) \quad (\text{II.20})$$

Et

$$v\alpha = Ri\alpha + (d\Phi\alpha/dt) \quad (\text{II.21})$$

$$v\beta = Ri\beta + (d\Phi\beta/dt) \quad (\text{II.22})$$

Donc

$$\Phi\alpha = \int (v\alpha - Ri\alpha) + \Phi\alpha_0 \quad (\text{II.23})$$

$$\Phi\beta = \int (v\beta - Ri\beta) + \Phi\beta_0 \quad (\text{II.24})$$

Si les conditions initiales sont connues et obtenues par *pré-calage* du rotor, une bonne estimation de la position est obtenue par :

$$\hat{\theta} = \arctan\left[\frac{\Phi\alpha - Li\alpha}{\Phi\beta - Li\beta}\right] \quad (\text{II.25})$$

Cette méthode présente l'avantage de rester insensible aux paramètres mécaniques et de ne dépendre que de l'inductance cyclique L , et de la résistance des phases statoriques. Pour des fonctionnements à haute vitesse c'est une caractéristique intéressante. [15].

Estimation par f.é.m.

D'autres méthodes utilisent la f.é.m. induite dans les enroulements statorique au lieu des flux ; rappelons que les f.é.m. de rotation dans le repère $\alpha\beta$ sont :

$$e_{\alpha} = \frac{d\Phi_{\alpha}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = -p\Phi_r\Omega \sin(p\theta) = v_{\alpha} - Ri_{\alpha} - L \frac{di_{\alpha}}{dt} \quad (\text{II.26})$$

$$e_{\beta} = \frac{d\Phi_{\beta}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = -p\Phi_r\Omega \cos(p\theta) = v_{\beta} - Ri_{\beta} - L \frac{di_{\beta}}{dt} \quad (\text{II.27})$$

Donc la position rotorique peut être estimée en utilisant l'équation suivante :

$$\hat{\theta} = \arctan\left[\frac{e_{\alpha}}{e_{\beta}}\right] \quad (\text{II.28})$$

Pour implémenter cet observateur, on le discrétise utilisant la formule d'Euler pour la dérivation de courant :

$$e_{\alpha}[k] = v_{\alpha}[k] - Ri_{\alpha}[k] - L \frac{i_{\alpha}[k] - i_{\alpha}[k-1]}{T_e} \quad (\text{II.29})$$

$$e_{\beta}[k] = v_{\beta}[k] - Ri_{\beta}[k] - L \frac{i_{\beta}[k] - i_{\beta}[k-1]}{T_e} \quad (\text{II.30})$$

Où T_e est la période d'échantillonnage.

Il s'agit d'un estimateur statique, facile à implémenter, mais qui n'a pas l'aspect de "correction" et de prise en compte de l'erreur entre les valeurs estimées et les valeurs réelles (comme l'estimateur par intégration de flux précédent). [15].

II.6.2.2. Les observateurs non linéaires

On considère le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Un observateur non linéaire, de ce système, peut être conçu par recopier la dynamique du système en ajoutant un terme correctif. Et l'équation de l'observateur peut être écrite sous la forme :

$$\dot{\hat{x}} = f(\hat{x}) + g(\hat{x})u + \lambda(\hat{x}, u, y)[y - h(\hat{x})] \quad (\text{II.32})$$

En contraste avec les observateurs linéaires, la matrice de gain $\lambda(\hat{x}, u, y)$ n'est pas constante, elle est une fonction non linéaire de l'état estimée, des entrées et des mesures. La matrice $\lambda(\hat{x}, u, y)$ doit être calculée de telle façon que la dynamique de l'erreur d'estimation ($\tilde{x} = \hat{x} - x$) soit asymptotiquement stable

II.6.2.3. Observateur par mode de glissement

L'observateur par mode de glissement appartient à la famille des observateurs non linéaires. Son principe de fonctionnement est basé sur une technique de l'automatique non linéaire qui s'appelle "le mode de glissement".[15].

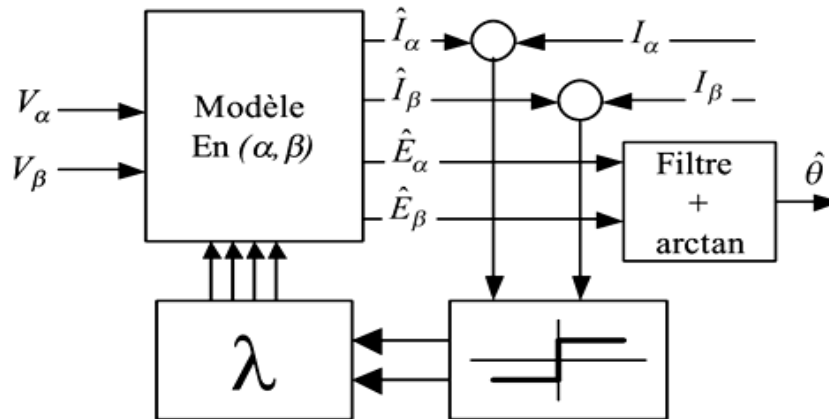


Figure II.15 : Observateur par mode de glissement [15].

Les techniques de mode glissant sont réputées pour leur robustesse face aux variations paramétriques, ainsi cet observateur peut être appliqué dans le repère $\alpha\beta$ et dq également. Cependant, il faut constater que ce type d'observateur à grand gain, couplé à la fonction signe qui est fortement discontinue, génère un bruit plus ou moins important sur les grandeurs observées (phénomène de *chattering*). Il est alors souvent nécessaire de filtrer ces grandeurs pour pouvoir reconstruire une position haute résolution exploitable dans le cas des machines à f.é.m. sinusoïdales. [15].

II.6.2.4. Observateur de type Kalman étendu

Le filtre de Kalman est un observateur (reconstructeur) d'état, basé sur le modèle dynamique du moteur, dans un environnement stochastique. Il est optimal au sens de la minimisation de la variance d'erreur entre une variable réelle et son estimée. [15].

Sans entrer dans les détails de la théorie de Kalman, on présente brièvement le modèle pour l'estimation et l'algorithme qui sert à calculer le gain de l'observateur. [15].

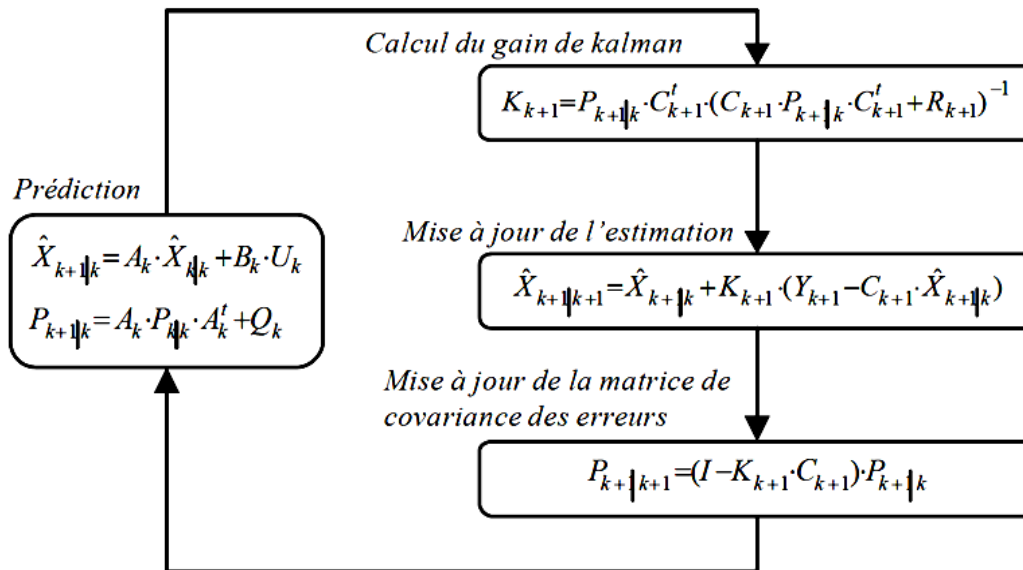


Figure II.16 : Algorithme de Kalman Etendu [10].

L'utilisation du filtre de Kalman de par nature permet de prendre en compte un certain nombre d'incertitudes ce qui le rend relativement robuste. Cependant son réglage dépend de la variance du bruit d'état et du bruit de mesure, grandeurs qui sont relativement difficiles à déterminer a priori, et qui dépendent des conditions d'utilisation. [15].

II.6.2.5. Observateur non linéaire basé sur le flux

Des travaux récents ont été faits par Ortega *et al.* dans LSS (Laboratoire Signaux et Systèmes) à Supélec, ont abouti à établir quelques propriétés théoriques de cet observateur. Il s'agit d'un observateur non linéaire basé sur les relations entre les flux et les autres grandeurs électriques (courants et tensions) sans être dépendant des grandeurs mécaniques, ce qui donne à cet estimateur une robustesse vis-à-vis les paramètres mécaniques mal connus (ex inertie et couple résistant de la charge, vitesse de rotation. . .).

Le principe est de représenter le système par des variables d'état où on peut avoir des *contraintes algébriques* qui seront utilisées pour créer un terme de correction pour l'observateur [15].

II.6.3. Estimation de la vitesse

L'estimation de la vitesse est nécessaire pour la boucle de vitesse, surtout dans notre application (les drones), où notre but principale est bien d'asservir la vitesse du rotor. Dans les deux cas de commande, avec et sans

capteur, la vitesse se calcule par une dérivation de la position Θ , mesurée ou estimée. Plusieurs méthodes se trouvent dans la littérature pour faire une bonne estimation de la vitesse, parmi lesquelles on cite : la dérivation numérique, Phase Locked Loop (PLL) et le filtre de Kalman. [15].

II.6.3.1. Dérivation numérique

Cette méthode, qui est la plus facile et évidente, se base sur la différentiation de la position de flux $\hat{\Theta}_e$, estimée par un observateur discret, puis la division par le pas d'échantillonnage. La précaution à prendre est de s'assurer d'éviter la différentiation lorsque $\hat{\Theta}_e$, après un tour complet, passe de 2π à 0 (ou de π à $-\pi$), dans ce cas-là il faut ajouter 2π à la différence de deux angles (ou retrancher dans le cas inverse i.e. passage de 0 à 2π , ou de π à $-\pi$). [15].

II.6.3.2. Montage à base PLL

Définition :

Une PLL (de l'anglais "Phase-Locked Loop"), ou boucle à phase asservie, ou encore boucle à verrouillage de phase, est un montage permettant d'asservir la phase instantanée de sortie sur la phase instantanée d'entrée, mais elle permet aussi d'asservir une fréquence de sortie sur un multiple de la fréquence d'entrée. [15].

L'invention de la boucle à verrouillage de phase est actuellement attribuée à un ingénieur Français, Henri de Bellescize, en 1932. [15].

On suppose que le système à asservir est un intégrateur, qui a comme entrée la vitesse, et en sortie la position. Le principe est d'asservir la sortie à la valeur de la position estimée suivant le montage suivant :

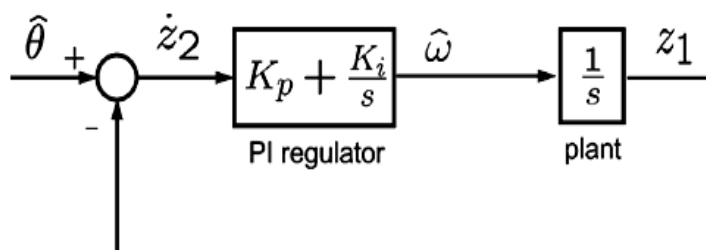


Figure II.17 : Estimation de la vitesse par un montage à base PLL [15].

II.6.3.3. Filtre de Kalman

On rappelle que le vecteur d'état utilisé dans les équations de ce filtre contient la vitesse et la position, alors si on utilise cet estimateur on n'aura pas besoin d'un autre estimateur de vitesse. [15].

II.6.3.4. Estimation par la f.é.m.

On sait bien que :

$$e^2\alpha + e^2\beta = (p\varphi_r\Omega)^2 \quad (\text{II.33})$$

Donc, pour un observateur de position basé sur l'estimation des f.é.m., la vitesse peut être estimée directement d'après la formule [15] :

$$\Omega = \frac{\sqrt{e^2\alpha + e^2\beta}}{p\varphi_r} \quad (\text{II.34})$$

II. 7. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur la commande du moteur à courant continu sans balais (BLDC) : sa modélisation, son contrôle, ces Systèmes de commande et ses différentes techniques de commande.

Il y a trois raisons principales pour choisir la commande sans capteur : Economies de coûts, d'espace et d'exploitation dans des environnements défavorables aux capteurs. La méthode EMF avec détermination du passage par zéro est très répandue dans les applications sensibles aux coûts qui fonctionnent à des vitesses élevées. La commande sans capteur à partir de l'arrêt et à basse vitesse nécessite des méthodes plus avancées. L'effort de mise en œuvre est plus important et comprend la modélisation et le paramétrage. Les économies de coûts sont secondaires. Le contrôle orienté sur le terrain permet d'obtenir un rendement plus élevé, moins d'accumulation de chaleur et un niveau de vibration et de bruit plus faible. Tous ces avantages s'appliquent particulièrement aux appareils médicaux portatifs. [1]

La commande de moteur BLDC sans capteur présente un inconvénient majeur : quand le moteur est à l'arrêt, aucune force contre-électromotrice n'est générée, ce qui prive le microcontrôleur d'informations sur la position du stator et du rotor.

La solution consiste à démarrer le moteur dans une configuration en boucle ouverte en alimentant les bobines selon une séquence prédéterminée. Même si le moteur a peu de chance de fonctionner efficacement, il commence à tourner. En fin de compte, la vitesse sera suffisante pour générer une force contre-électromotrice pour que le système de commande passe en mode de fonctionnement normal (et efficace) en boucle fermée.

Comme la force contre-électromotrice est proportionnelle à la vitesse de rotation, les moteurs BLDC sans capteurs peuvent ne pas convenir aux applications qui nécessitent des vitesses très faibles. Dans ce cas, les moteurs BLDC avec capteurs à effet Hall peuvent s'avérer un meilleur choix. [21].

Dans le troisième chapitre nous allons décrire brièvement une autre technique plus moderne pour le contrôle du moteur BLDC, qui est devenue un outil de commande très précieux et attractif pour la recherche de meilleures performances dans divers applications. Cette technique de commande est nommée la commande vectorielle.

CHAPITRE III

COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ROTORIQUE ORIENTE

III. 1. Introduction

Certaines applications nécessitent des performances élevées au démarrage, au freinage, au reversement du sens de marche, à la variation rapide de vitesse, en régime transitoire. Pour cela il faut faire appel à la commande vectorielle de flux qui comporte l'estimation de la charge du moteur, déterminée à partir de la mesure de l'intensité dans l'étage continu du variateur, et l'estimation de la résistance statorique, caractéristique physique du moteur, dépendant de la température. Il est alors possible de calculer la tension à appliquer au moteur, à une vitesse donnée, pour obtenir le flux optimal. Cette commande permet aussi une suralimentation transitoire, qui augmente la tension lors d'accélération rapides, et une compensation du glissement afin de maintenir la vitesse de rotation sensiblement constante, dans ce cas le moteur est alimenté à une fréquence légèrement plus importante qui est fonction de l'estimation de la charge et de la fréquence correspondant à celle du glissement nominal du moteur.

Cette commande vectorielle, hormis l'amélioration de la qualité de l'entraînement, permet aussi d'obtenir d'autres fonctions annexes de manière plus performantes. La fonction reprise à la volée, par exemple, permet de reprendre le contrôle d'un moteur en pleine rotation.

L'alimentation du moteur étant coupée, sa vitesse diminue, pour reprendre le contrôle, sans surintensité, il faut connaître la vitesse et la position du flux pour pouvoir le synchroniser. Grâce à la structure de cette commande, il est ainsi possible d'estimer la vitesse et le flux alors que le moteur n'est plus alimenté. L'estimation de la vitesse peut être effectuée même s'il ne reste qu'un faible flux rémanent dans la machine. [13].

III.2. Généralité sur la commande vectorielle

III.2.1. Origine de la commande vectorielle :

K. Hasse, de l'université de Darmstadt, et F. Blaschke, de l'université technique de Brunswick, sont les pères de la commande vectorielle des moteurs à courant alternatif. Le premier propose la commande vectorielle indirecte en 1968, le second en proposant la commande vectorielle directe en 1971. Werner Leonhard, de l'université technique de Brunswick pose les bases de la commande

à flux orienté et contribue à rendre les moteurs à courant alternatifs compétitifs face aux moteurs à courant continu.

Ce n'est cependant qu'avec la commercialisation des microprocesseurs dans le début des années 1980, que la commande des moteurs à courant alternatif se démocratise. Au départ, la commande à flux orienté est plus coûteuse, plus complexe et moins facile à maintenir que la commande des moteurs à courant continu. En effet, les premières demandaient encore de nombreux capteurs, amplificateurs et autres composants électroniques pour leur fonctionnement.

La transformée de Park est utilisée largement pour analyser et modéliser les machines synchrones et asynchrones. Elle est la clé de voute de la commande à flux orienté. La publication de Robert H. Park de 1929 a d'ailleurs été classée en 2000 comme étant la deuxième en termes d'influence au XX^e siècle dans le domaine de l'électronique de puissance. Son apport principal a été de permettre le remplacement des équations différentielles linéaires par des coefficients constants dans le temps. [14]

III.2.2. Modélisation dans le repère diphasé dq

III.2.2.1. Transformation triphasée/diphasée

Le principe de base s'articule sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé (a, b, c) peut être produit par un système biphasé de deux bobines décalées de $\pi/2$ dans l'espace, alimentées par des courants déphasés de $\pi/2$ dans le temps [15].

Nous pouvons donc remplacer les grandeurs X_{abc} , d'un système triphasé par des grandeurs $X_{\alpha\beta}$ d'un système diphasé par la transformation suivante :

$$[X_{\alpha\beta 0}] = \begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \\ X_0 \end{bmatrix} = \left(\frac{2}{3}\right)^n \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2^n} & \frac{1}{2^n} & \frac{1}{2^n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

Où X_0 est la composante homopolaire. Dans la pratique, nous ne considérons pas la composante homopolaire. Cela vient du fait que le stator est supposé alimenté en étoile et que le système est équilibré. [15].

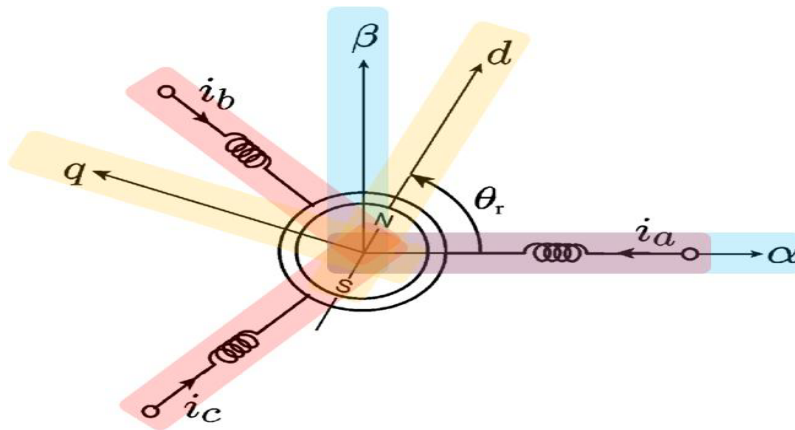


Figure III.1 : Diagramme schématique du MSAP [15].

Il existe principalement deux types de transformations selon la valeur de n : Clarke (pour $n = 1$) et Concordia (pour $n = 0,5$) ; La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient $3/2$). Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes [15].

Le choix de matrice de passage non normée (Clarke) est bien pratique pour l'élaboration des lois de commande qui traite des courants. Cela permet, par exemple, de manipuler directement le module de courant absorbé par le moteur, sans passer par un facteur multiplicatif. D'autre part, elle est bien adaptée pour une transcription en valeurs réduites.

Mathématiquement parlant, le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour simplifier les opérations matricielles ; pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse.

Nous allons utiliser la transformation de Clarke dans notre modélisation, puisque notre but est la loi de commande vectorielle (qui se base sur la régulation des courants dans le repère dq).

III.2.2.2. La transformée de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée – diphasée, comme la transformation de Clarke (éventuellement Concordia), suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq . Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère abc , par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe $\beta\alpha$ un angle qui est appelé l'angle de transformation de Park ou angle de Park [15].

La matrice de passage de cette transformation est notée $P(p\theta)$:

$$P(p\theta) = \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & -\sin(p\theta) \\ \sin(p\theta) & \cos(p\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.33})$$

Tel que les grandeurs dans le repère dq (X_{dq}) s'expriment en fonction des grandeurs $X_{\alpha\beta}$:

$$X_{dq} = P(-p\theta) X_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \sin(p\theta) \\ -\sin(p\theta) & \cos(p\theta) \end{bmatrix} X_{\alpha\beta} \quad (\text{A.34})$$

Attention : En général la transformation de Park transforme les grandeurs triphasées abc dans un repère dqo où o représente la composante homopolaire, et d et q respectivement les composantes directe et en quadrature. Or dans le cadre de nos hypothèses (moteur équilibré) la composante homopolaire est nulle, et on restreint nos équations au composantes d et q .

Interprétation physique

Le changement de variable par la transformation de Park conduit à interpréter cette transformation comme la substitution, aux enroulements de phases a, b, c dont les *conducteurs* et les *axes magnétiques* sont *immobiles* par rapport au stator, de deux enroulements d et q , dont les *axes magnétiques* sont solidaires du rotor et *tournent* avec lui [15].

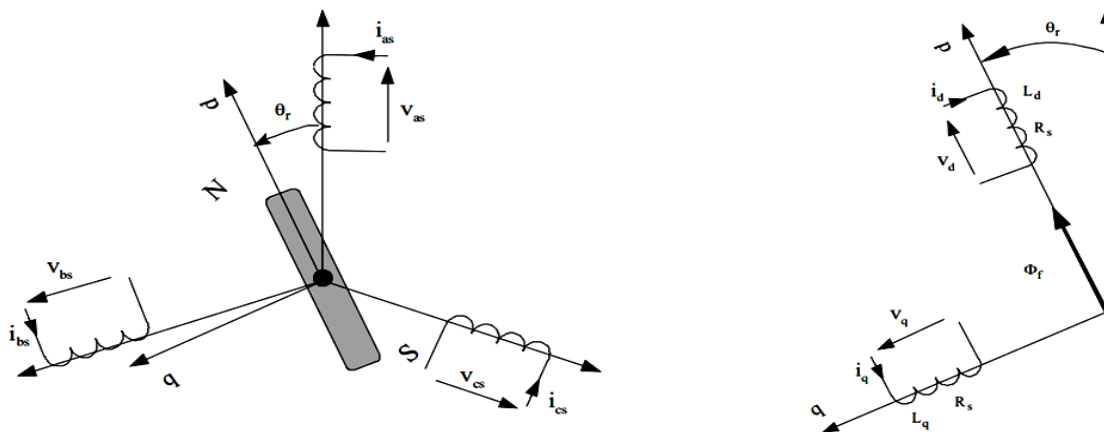


Figure III.2 : Interprétation physique de la transformation de Park [15].

Equations magnétiques

La transformation de Park appliquée sur les courants donne :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \sin(p\theta) \\ -\sin(p\theta) & \cos(p\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha \cos(p\theta) + i_\beta \sin(p\theta) \\ -i_\alpha \sin(p\theta) + i_\beta \cos(p\theta) \end{bmatrix}$$

Les flux dans le repère dq s'expriment comme suit :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \sin(p\theta) \\ -\sin(p\theta) & \cos(p\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_\alpha \\ \phi_\beta \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \sin(p\theta) \\ -\sin(p\theta) & \cos(p\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Li_\alpha + \phi_r \cos(p\theta) \\ Li_\beta + \phi_r \sin(p\theta) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} L_d i_d + \phi_r (\cos^2(p\theta) + \sin^2(p\theta)) \\ L_q i_q + \phi_r (-\sin(p\theta) \cos(p\theta) + \cos(p\theta) \sin(p\theta)) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} L_d i_d + \phi_r \\ L_q i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_r \\ 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Finalement, on obtient les expressions suivantes des flux :

$$\begin{aligned}
 \phi_d &= L_d i_d + \phi_r \\
 \phi_q &= L_q i_q
 \end{aligned}$$

Equations électriques

La loi d'Ohm donne :

$$\begin{aligned}
 v_d &= R_d i_d + \frac{d\phi_d}{dt} \\
 v_q &= R_q i_q + \frac{d\phi_q}{dt}
 \end{aligned}$$

Ce qui peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_d & 0 \\ 0 & R_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{d\phi_d}{dt} \\ \frac{d\phi_q}{dt} \end{bmatrix}}_{e_t} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{d\phi_d}{d\theta} \\ \frac{d\phi_q}{d\theta} \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt}}_{e_r}$$

Avec :

- e_t : La f.é.m. de transformation (par effet transformateur).
- e_r : La f.é.m. de rotation, due à la rotation de l'aimant rotorique par rapport au stator

$$e_t = \begin{bmatrix} e_{td} \\ e_{tq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix}$$

Les f.é.m. de rotation d'écrivent :

$$\begin{aligned}
 e_r &= \begin{bmatrix} e_{rd} \\ e_{rq} \end{bmatrix} = P(-p\theta) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_\alpha \\ \phi_\beta \end{bmatrix} \\
 &= P(-p\theta) \frac{d}{dt} P(p\theta) \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} = P(-p\theta) \frac{d}{d\theta} P(p\theta) \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} e_{rd} \\ e_{rq} \end{bmatrix} &= P(-p\theta) \Omega \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & -\sin(p\theta) \\ \sin(p\theta) & \cos(p\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} \\
&= P(-p\theta) p\Omega \begin{bmatrix} -\sin(p\theta) & -\cos(p\theta) \\ \cos(p\theta) & -\sin(p\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} \\
&= P(-p\theta) p\Omega \begin{bmatrix} -\phi_d \sin(p\theta) - \phi_q \cos(p\theta) \\ \phi_d \cos(p\theta) - \phi_q \sin(p\theta) \end{bmatrix} \\
&= p\Omega \begin{bmatrix} \cos(p\theta) & \sin(p\theta) \\ -\sin(p\theta) & \cos(p\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\phi_d \sin(p\theta) - \phi_q \cos(p\theta) \\ \phi_d \cos(p\theta) - \phi_q \sin(p\theta) \end{bmatrix} \\
&= p\Omega \begin{bmatrix} -\phi_q \\ \phi_d \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Finalement on obtient :

$$\begin{aligned}
e_{rd} &= -p\Omega\phi_q = -p\Omega L_q i_q \\
e_{rq} &= p\Omega\phi_d = p\Omega L_d i_d + p\Omega\phi_r
\end{aligned}$$

Donc les équations électriques du moteur synchrone à aimant permanent dans le repère dq sont :

$$\begin{aligned}
v_d &= R_d i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - p\Omega\phi_q \\
v_q &= R_q i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + p\Omega\phi_d
\end{aligned}$$

Ou aussi :

$$\begin{aligned}
v_d &= R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\Omega L_q i_q \\
v_q &= R_q i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\Omega L_d i_d + p\Omega\phi_r
\end{aligned}$$

Equations mécaniques

La puissance électrique instantanée fournie aux bornes de la machine synchrone est :

$$P_{élec} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c$$

Remplaçons les grandeurs abc par dq en utilisant la transformation de Park (rappelons que la multiplication par le coefficient 3/2 est pour conserver les grandeurs), il vient :

$$P_{élec} = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q)$$

Exprimons cette puissance en fonction des flux et des courants en utilisant les équations de Park :

$$P_{elec} = \frac{3}{2} R (i_d^2 + i_q^2) + \frac{3}{2} \left(i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt} \right) + \frac{3}{2} p (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \Omega$$

- La première parenthèse représente les pertes joules dans les enroulements statoriques.
- La deuxième parenthèse représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée.
- La troisième parenthèse représente la puissance électrique transformée en mécanique à l'intérieur du moteur (*Pméca*). Comme est la vitesse instantanée de rotation, on en déduit l'expression du couple électromagnétique (moteur) C_m :

$$P_{méca} = C_m \Omega \implies C_m = \frac{3}{2} p (\phi_d i_q - \phi_q i_d)$$

Remplaçant les flux par leurs expressions, on obtient :

$$C_m = \frac{3}{2} p [\phi_r - (L_q - L_d) i_d] i_q$$

La machine étant à pôles lisses ($L_q = L_d$), cette équation devient :

$$C_m = \frac{3}{2} p \phi_r i_q$$

III.2.3. Principe de la commande vectorielle :

Le principe dont repose la FOC est que le couple et le flux de la machine sont commandés séparément en similitude avec la MCC à excitation séparée, où les courants statoriques sont transformés dans un référentiel tournant aligné avec le vecteur de flux rotorique, statorique ou celui de l'entrefer, pour produire des composantes selon l'axe d (control du flux) et selon l'axe q (control du couple).

La commande FOC est initialement proposée en Allemagne dans la fin des années 60 et début des années 70 par deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux (Hasse) connu par IRFOC, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux (Blaschke) connu par DFOC. [15].

La technique IRFOC a été généralement préférée à la DFOC car elle a une configuration relativement simple comparée à la DFOC qui demande des estimateurs, ou des sondes à effet Hall pour la mesure du flux qui sont contrains aux conditions de travail excessives (température, vibration...etc.), et encore que la mesure soit entachée de bruits dépendant de la vitesse de rotation.

Mais sans omettre que la IRFOC dépend des paramètres de la machine et notamment la constante de temps rotorique T_r et surtout la résistance rotorique R_r [3].

Ces deux méthodes citées s'appuient sur l'orientation du flux rotorique (en fait c'est le repère dq qui est orienté), d'autres techniques ont été introduites telle que l'orientation du flux statorique SFOC avec les deux formes directe et indirecte, et l'orientation du flux d'entrefer, mais leurs performances sont moindres par rapport aux premières, d'autant qu'elles exigent des algorithmes plus compliqués et surtout la compensation au découplage qui est très sensible aux erreurs. [15].

III.2.4. Objectif et principe de la commande vectorielle à flux orienté :

L'objectif de la commande vectorielle est de rendre la machine asynchrone capable de répondre efficacement à des variations de consignes (position du rotor, couple, vitesse) dans une large gamme de points de fonctionnement et ce pour des applications nécessitant des performances dynamiques élevées. [15].

Ce type de commande repose sur le contrôle instantané du couple et son principe consiste à rendre le fonctionnement de la machine asynchrone analogue à celui de la machine à courant continu à excitation indépendante où il existe un découplage naturel entre les contrôles du flux et du couple. En effet, dans une telle machine, le courant d'excitation permet de régler le flux inducteur dans l'axe polaire, tandis que le courant d'armature est utilisé pour contrôler le couple dans l'axe neutre (perpendiculaire à l'axe polaire). [15].

Un choix adéquat du repère (dq) de Park, choisi de façon à ce que l'axe d soit aligné avec la direction du vecteur flux rotorique, permet de réaliser un tel découplage.

Nous parlons alors de contrôle vectoriel à flux rotorique orienté.

C'est-à-dire, de ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rende compte de la commande séparée de la grandeur courant I, générateur de couple.

Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre I et Q, naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant d'excitation-producteur de flux, et courant d'induit-producteur de couple).

La difficulté va résider justement dans le fait que, pour une machine à induction, il est difficile de distinguer le courant producteur de couple du courant producteur de flux, fortement couplés.

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axe (d,q) repère tournant biphasé orienté sur Q_r (flux rotorique) ou Q_s (flux statorique) et un type de commande qui permettent de découpler le couple et le flux .

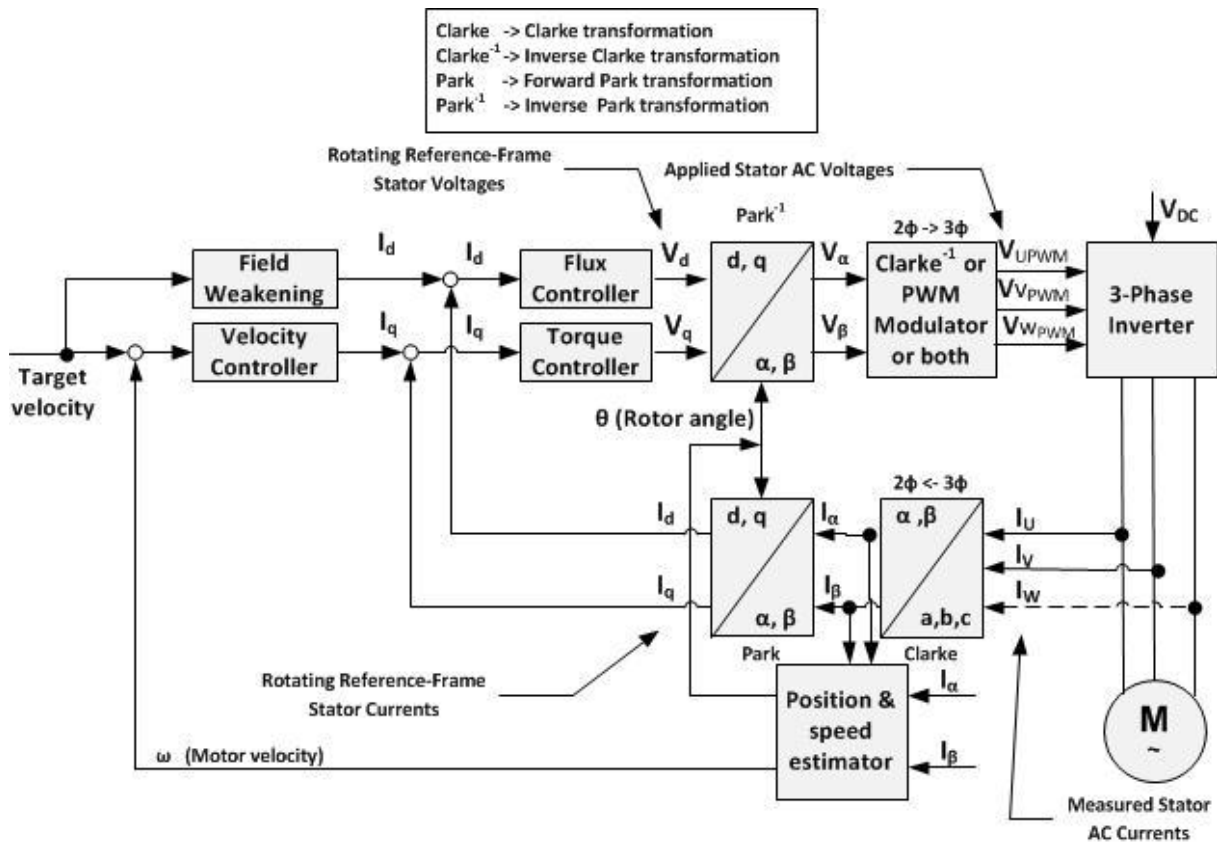


Figure III.3 : Schéma détaillé de la commande à flux orienté sans capteur [14]

III.2.5. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

III.2.5.1. Avantages de la commande vectorielle

La commande vectorielle a les avantages suivants :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase[14]

III.2.5.2 Inconvénients de la commande vectorielle

Elle a également certains inconvénients :

- Coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).
Le processeur doit être capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.
- De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple. [14]

Par rapport à la commande directe du couple, l'algorithme de la commande vectorielle doit être calculé moins fréquemment. Le capteur de courant ne doit pas être aussi bon dans le cas de la commande vectorielle que pour une commande directe du couple. La première est donc globalement moins coûteuse que la seconde. [14]

III.3. La commande vectorielle (à flux orienté) sans capteur d'un moteur sans balais (BLDC) avec la solution InstaSPIN-FOC de Texas Instruments

La conception d'un système de commande moteur FOC complet et fonctionnel à partir de rien est tellement difficile que la société de fabrication de semi-conducteurs telles que Texas Instruments a créé des outils de développement qui simplifient grandement la mise en œuvre du contrôle à champ orienté. Ainsi, la solution InstaSPIN-FOC de Texas Instruments est disponible en trois variantes du microcontrôleur 32 bits C2000 Piccolo de TI : F2806x, F2805x et F2802x. Pour les applications nécessitant de petits drones et extrêmement sensibles à l'évolution des coûts, les microcontrôleurs les plus adaptés font partie de la série F2802x, le dispositif le plus demandé étant le TMS320F28027FPTT. [16].

III.3.1. Présentation et utilisation d'InstaSPIN-FOC

Ce qui distingue la solution InstaSPIN de Texas Instruments est que le développeur peut faire fonctionner un moteur en moins d'une heure en partant de zéro. En fait, un développeur ayant utilisé la solution ne serait-ce qu'une fois pourrait même faire fonctionner un moteur en moins de dix minutes. En outre, comme le kit utilise le contrôle à champ orienté (FOC) au lieu d'un codeur, les développeurs doivent uniquement connecter l'alimentation et la terre au moteur, puis connecter les phases de commande respectives. À ce stade, d'un point de vue électrique, tout est prêt. Aucun codeur ou autre dispositif électronique complexe n'est requis. [16].

La technologie InstaSPIN-FOC de TI permet aux concepteurs d'identifier, d'ajuster et de contrôler complètement tout type de système de contrôle de moteur triphasé, à vitesse variable, sans capteur, synchrone ou asynchrone. , intégré dans la mémoire morte (ROM) des appareils Piccolo™.

Bien sûr, il existe d'autres mécanismes de contrôle que le FOC qui n'utilise pas de capteurs ou de codeurs, tels que la temporisation du passage par zéro de la force contre-électromotrice. Cependant, l'InstaSPIN surveille le flux du moteur pour déterminer quand commuter le moteur. Le développeur peut visionner le signal de flux sur une fenêtre de tracés et régler le curseur de seuil du flux pour spécifier le niveau de flux de commutation du moteur. Il est possible

de vérifier la commutation optimale en observant les formes d'ondes de courant et la tension de phase, qui sont également affichées. [16].

La solution InstaSPIN-FOC inclut quatre composants principaux :

- Une carte de microcontrôleur
- Une carte de variateur moteur
- Une interface utilisateur graphique (GUI) InstaSPIN-FOC
- Un moteur BLDC

La carte de microcontrôleur fournit les capacités pour exécuter les algorithmes FOC et indiquer au variateur moteur quand activer et désactiver les différentes phases moteur, et pour gérer la communication avec l'interface GUI sur laquelle le développeur peut consulter les niveaux de flux et d'autres paramètres. Le variateur moteur fournit l'interface pour commander le moteur proprement dit. Il inclut les circuits électriques pour protéger le microcontrôleur contre les hautes tensions, effectuer les mesures et détecter également les défauts du moteur. [16].

L'interface GUI InstaSPIN-FOC est une interface graphique universelle résidant dans la galerie de développement en ligne de Texas Instruments. Les développeurs peuvent exécuter l'interface GUI directement depuis un navigateur Web ou ils peuvent télécharger une version exécutable localement sur leur ordinateur. [16].

Enfin, il y a le moteur BLDC triphasé à aimants permanents.

Examinons chacun de ces domaines en détail et explorons une solution matérielle potentielle pour faire tourner un moteur BLDC. [16].

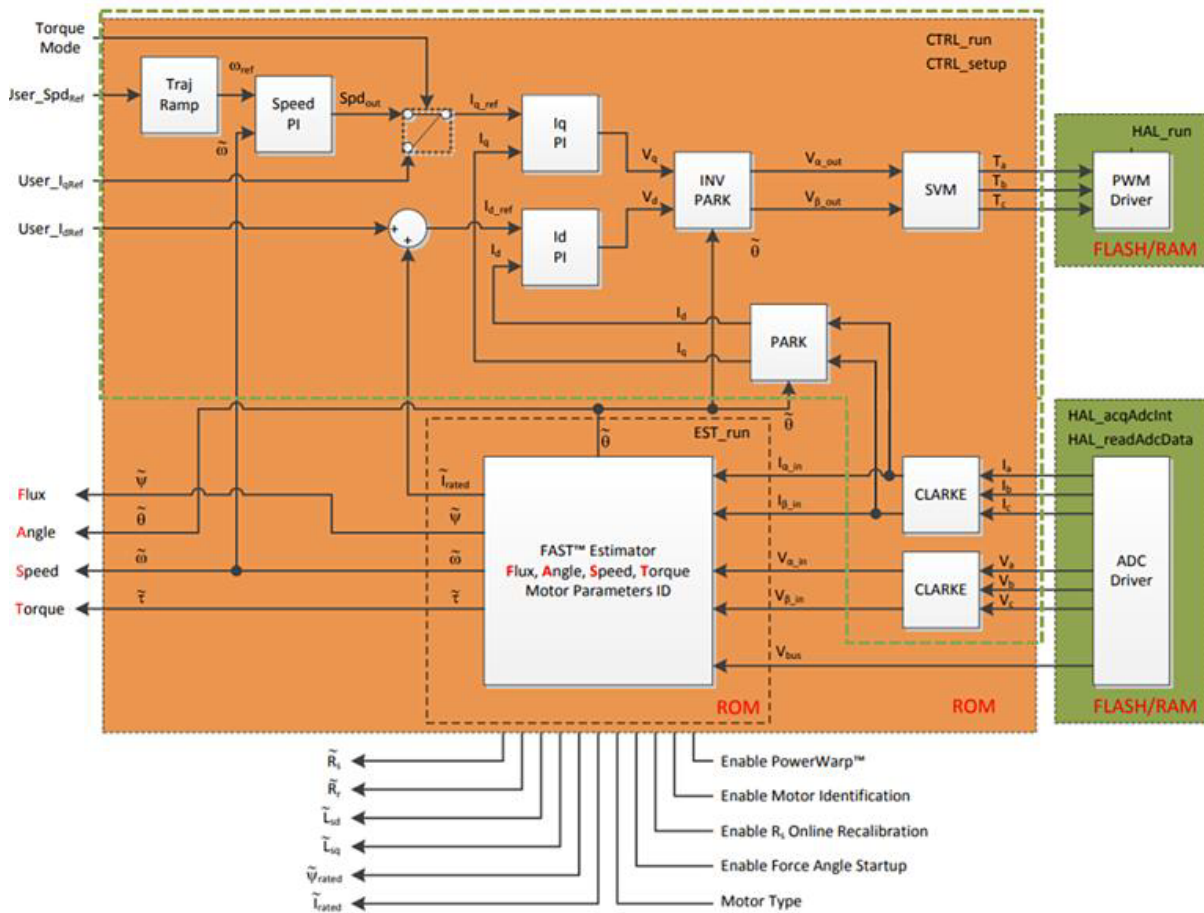


Figure III.4: Block Diagram of InstaSPIN-FOC [22].

III.3.2. Variateurs moteur BLDC et microcontrôleurs

Plusieurs solutions s'offrent aux développeurs pour commander un moteur BLDC. Les concepteurs n'ont donc pas à chercher bien loin : l'InstaSPIN-FOC et le SDK MotorControl de TI sont associés au LaunchPad **C2000™** **Piccolo** TMS320F28027F et au Booster Pack LaunchPad BOOSTXL-DRV8305EVM. [16].

III.3.2.1 Le C2000™ Piccolo LaunchPad

Le C2000™ Piccolo LaunchPad compatible InstaSPIN™ -FOC est une plate-forme d'évaluation peu coûteuse conçue pour vous aider à plonger directement dans le monde de la commande de moteur sans capteur à l'aide de la solution InstaSPIN-FOC. Le LaunchPad est basé sur le Piccolo TMS320F28027F avec des fonctionnalités uniques telles que 64 Ko de mémoire flash intégrée, 8 canaux PWM, eCAP, ADC 12 bits, I2C, SPI, UART et InstaSPIN-FOC dans la puce exécutant uniquement la mémoire ROM. Le

LaunchPad comprend de nombreuses fonctionnalités matérielles de la carte telles qu'un émulateur JDS XDS100v2 isolé intégré pour une programmation et un débogage faciles, 40 broches PCB pour un accès facile aux broches du processeur F28027F, un bouton de réinitialisation et un bouton programmable, etc. Fonctionne avec divers BoosterPacks. [23].

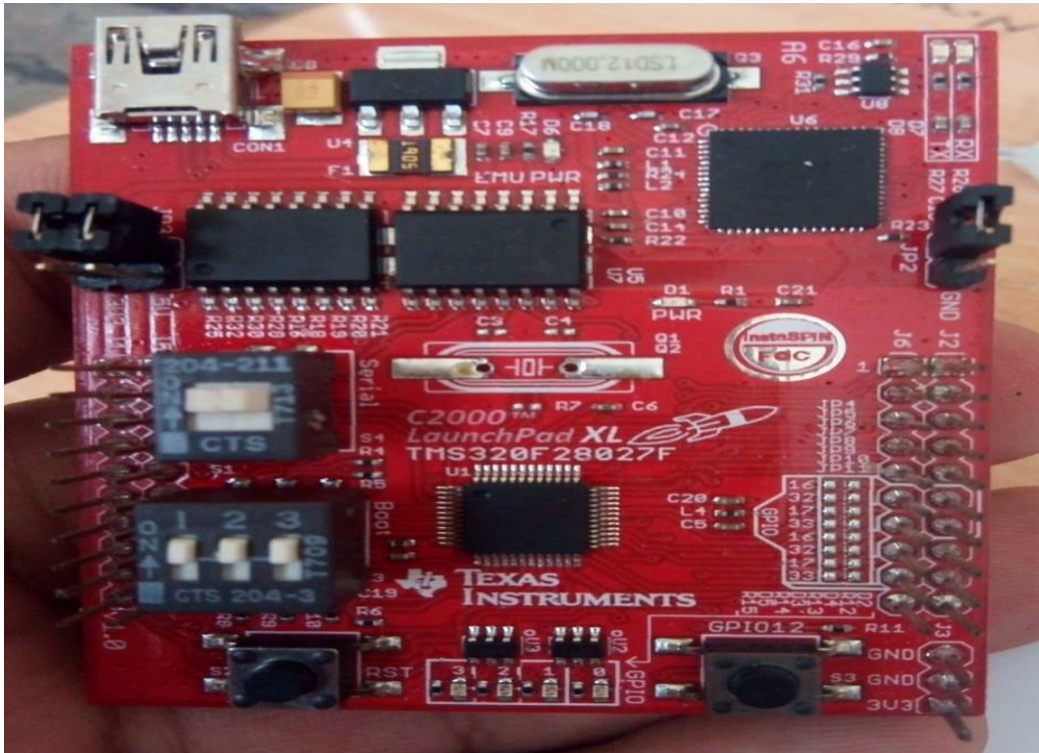


Figure III.5 : C2000™ Piccolo LaunchPad

III.3.2.2 Le microcontrôleur TMS320F28027F

Le microcontrôleur TMS320F28027F est le noyau C28x couplé à des périphériques de contrôle hautement intégrés dans des dispositifs à faible nombre de broches, comme illustré à la figure 4. Un régulateur de tension interne permet de réaliser un rail unique opération. Des comparateurs analogiques avec des références internes à 10 bits ont été ajoutés et peuvent être acheminés directement pour contrôler les sorties PWM. L'ADC convertit la plage pleine échelle fixe de 0 à 3,3 V et prend en charge les références ratiométriques VREFHI / VREFLO. L'interface ADC a été optimisée pour une faible surcharge et latence. [17].

L'appareil prend également en charge des fonctionnalités d'émulation avancées telles que les fonctions d'analyse et de point d'arrêt et le débogage en temps réel via le matériel.

Le TMS320F28027F comprend l'estimateur FAST et des fonctions de commande de moteur supplémentaires nécessaires pour les boucles de vitesse et de couple en cascade pour un FOC triphasé efficace. Pilotes de périphériques pour TMS320F28027F dans Le code utilisateur permet une solution InstaSPIN-FOC sans capteur qui peut identifier, régler le contrôleur de couple et contrôler efficacement un moteur en quelques minutes sans utiliser de capteurs de rotor mécaniques. L'ensemble de ce package est appelé InstaSPIN-FOC. L'estimateur FAST est appelé à partir de la ROM protégée, tandis que le reste des fonctions requises pour InstaSPIN-FOC résident dans la mémoire utilisateur (flash et RAM). InstaSPIN-FOC a été conçu pour être flexible afin de s'adapter à une gamme d'architectures et de personnalisations de logiciels système. [17]

Les solutions de moteur triphasé sans capteur InstaSPIN facilitent la conception d'applications de commande de moteur, qu'il s'agisse d'une application simple ou d'une conception complexe.

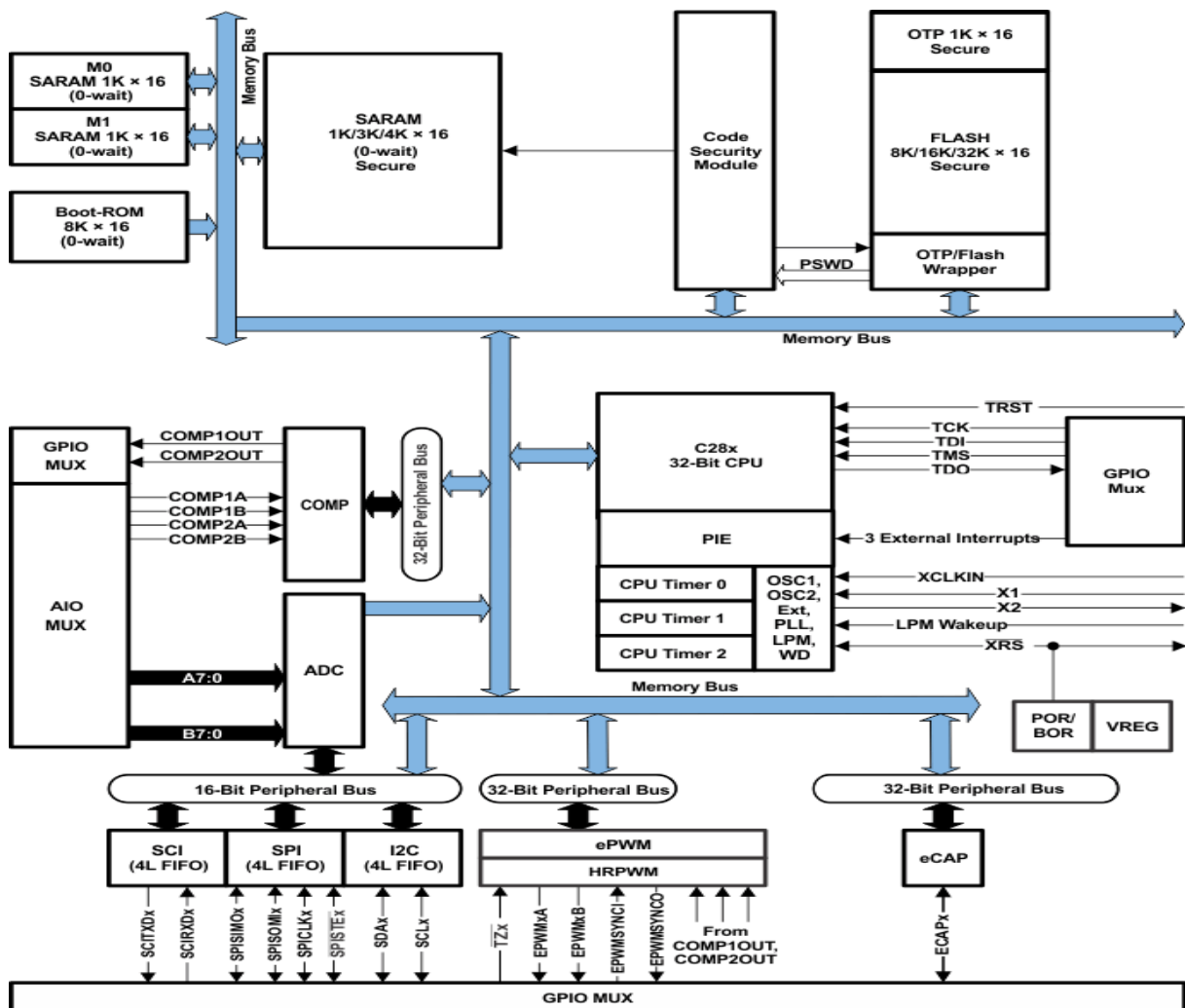


Figure III.6: TMS320F28027F Functional Block Diagram [17].

III.3.2.3 Le BOOSTXL-DRV8305EVM

Le BOOSTXL-DRV8305EVM est un étage de commande DC brushless triphasé 15A basé sur le pilote de moteur DRV8305 et le MOSFET de puissance NexFET CSD18540Q5B. Le module dispose d'un bus DC individuel et d'une détection de tension de phase, ainsi qu'un sens de dérivation de courant côté bas individuel pour les algorithmes BLDC sans capteur. Le module fournit une alimentation au MCU de 3,3 V avec le régulateur Buck LMR16006 0,6 A. L'étage d'entraînement est entièrement protégé contre les court-circuits, protection thermique, protection contre les surtensions et sous-tension et il est facilement configurable via une interface SPI. Le module est idéal pour l'évaluation et le développement rapide avec le DRV8305 Il est conçu pour fonctionner avec les LaunchPads XL compatibles. Le BoosterPack peut être combiné avec LAUNCHXL-F28207F pour InstaSPIN-FOC ou jusqu'à deux BoosterPacks qui peuvent être combinés avec LAUNCHXL-F28069M pour InstaSPIN-FOC ou InstaSPIN-MOTION. Les solutions InstaSPIN sont [18].:

- ✓ Tension d'entrée alimentation de 4.4V à 45V
- ✓ Supporte une sortie de courant jusqu'à 20A crête et 15A continu
- ✓ Fournit une rétroaction de tension et de courant de phase pour les solutions de contrôle BLDC sans capteur
- ✓ Etage de commande DC sans balais complet avec un facteur de forme ultra compact (2.0" x 2.2")
- ✓ Étage d'entraînement entièrement protégé comprenant un court-circuit, une protection thermique, une protection contre les surtensions et sous-tension



Figure III.7 : Le BOOSTXL-DRV8305EVM- Carte d'évaluation, DRV8305N
BoosterPack Driver moteur triphasé, 15A, Tension d'entrée 4.4V à 45V

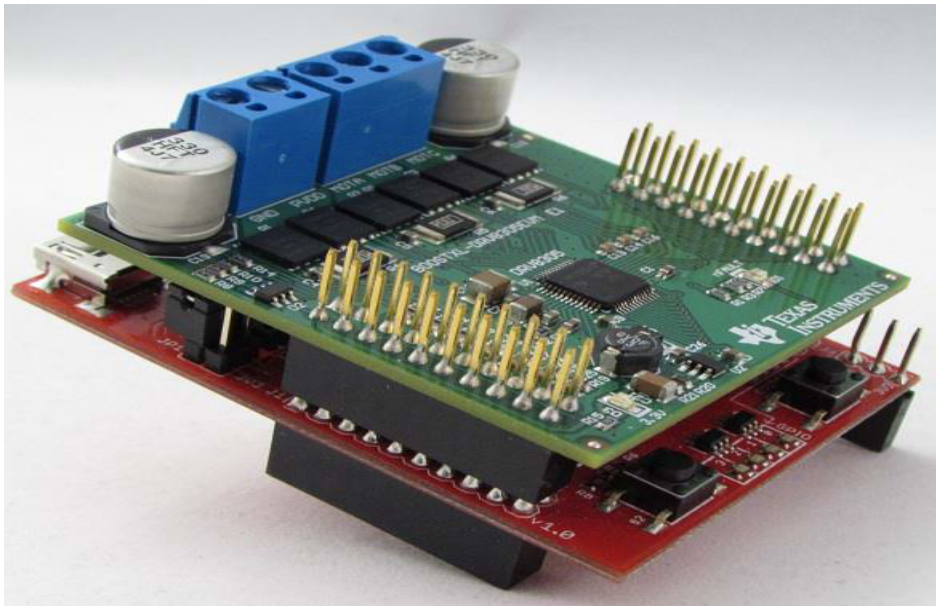


Figure III.8: BOOSTXL-DRV8305EVM with LAUNCHXL-F28027F

Après avoir déterminé les exigences minimales permettant à un développeur de se lancer avec la commande du moteur BLDC, l'étape suivante consiste à identifier les paramètres du moteur à l'aide de l'interface GUI InstaSPIN-FOC. [18].

III.3.3 Identifier les paramètres du moteur BLDC et faire tourner le moteur

Pour que l'interface GUI InstaSPIN-FOC puisse commander un moteur, elle doit comprendre ses caractéristiques afin d'effectuer le contrôle FOC pour la vitesse ou le couple. Pour ce faire, l'algorithme doit connaître les caractéristiques suivantes :

- Résistance
- Inductance
- Flux moteur
- Courant magnétisant

Ces caractéristiques peuvent toutes être automatiquement déterminées via l'interface InstaSPIN-FOC en quelques minutes seulement. L'interface graphique peut être exécutée depuis un navigateur. [19]

III.3.4. Identification des paramètres du moteur avec PSIM

Le logiciel PSIM fournit la capacité d'identification des paramètres pour les moteurs BLDC. Il fournit un ensemble de code pour TI DRV8305 EVM, DRV8312 EVM et kit matériel haute tension. Avec de petits changements, les utilisateurs peuvent adopter le code à leur propre matériel d'onduleur d'entraînement de moteur. [19].

Avec cette capacité, PSIM fournit le moyen le plus simple pour les utilisateurs d'identifier les paramètres du moteur en premier et puis évaluer les performances d'un algorithme de commande de moteur sans capteur avec InstaSPIN

Le cœur de l'algorithme InstaSPIN est un estimateur FAST qui effectue des identifications de paramètres et calcule le flux, l'angle, la vitesse et le torque en fonction des tensions et courants de phase du moteur et tension DC du bus. Le bloc FAST est illustré ci-dessous.

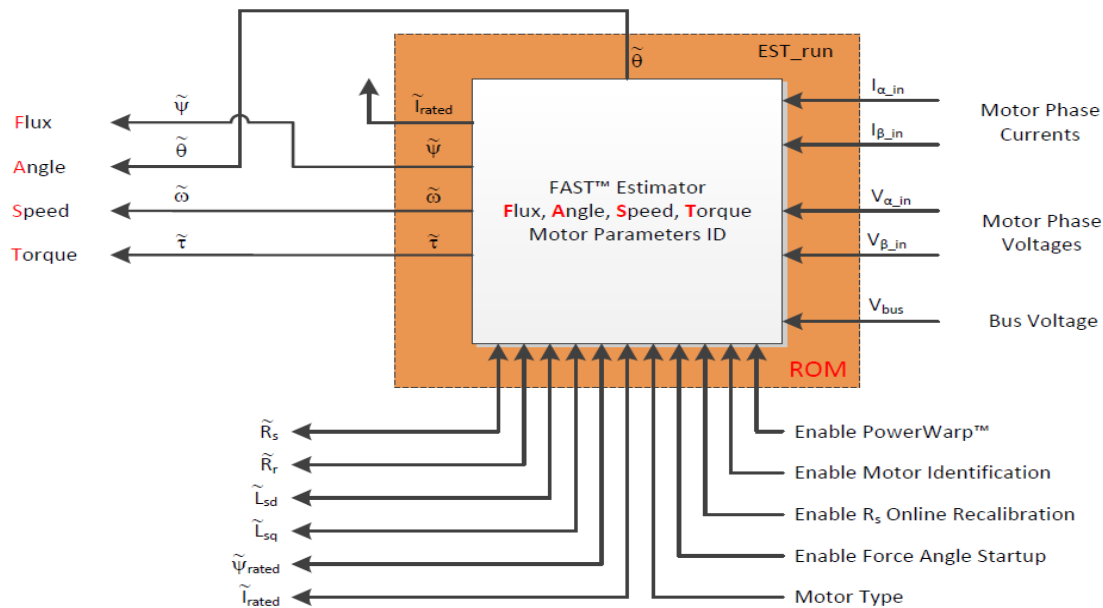


Figure III.9 : Le bloc FAST [19]

L'identification du moteur est une fonctionnalité d'InstaSPIN qui permet d'identifier les paramètres de la commande sans capteur. Cette fonctionnalité permet aux utilisateurs de faire fonctionner leur moteur à ses plus hautes performances même lorsque les paramètres moteurs sont inconnus. Un avantage secondaire de l'identification du moteur InstaSPIN est qu'il fournit également la conception du contrôleur des contrôleurs PI de boucle de courant interne et de boucle de vitesse externe, et avec ces paramètres de contrôleur, le système d'entraînement du moteur est prêt à fonctionner.

Le code fourni dans PSIM est largement basé sur Motorware InstaSPIN Lab2a de TI. La différence est que, dans le code PSIM, les paramètres nécessaires pour l'identification du moteur et InstaSPIN sont commodément regroupés dans un fichier de paramètres, et le fichier de paramètres peut être facilement recréé et mis à jour à l'aide de l'éditeur de paramètres InstaSPIN de PSIM (dans le menu Utilitaires). Cela facilite l'adoption du code pour différentes conditions de fonctionnement ou matériel de convertisseur de puissance. [19]

III.3.5. Simulation et génération de code de InstaSPIN à l'aide du DRV8305-EVM31

les étapes pour exécuter la simulation avec le contrôle InstaSPIN: -

- ✓ Connectez l'ordinateur au Launchpad F28069M. Le LaunchPad peut être autonome ou connecté à la carte EVM DRV8305. Si le LaunchPad est

connecté à la carte EVM DRV8305, assurez-vous que la carte EVM DRV8305 est fournie avec une alimentation 24 Vcc.

- ✓ Lancez PSIM. Chargez le fichier «DRV8305 PMSM InstaSPIN Lab11 (F28069) .psimsch» à partir du dossier PSIM «exemples \ PIL \ DRV8305 PMSM InstaSPIN Lab11 (F28069)» .
- ✓ Sélectionnez Simuler >> Exécuter la simulation pour exécuter la simulation. Une fois la simulation terminée, affichez les formes d'onde dans SIMVIEW. [19]

Avec le code d'identification du moteur de PSIM, InstaSPIN Parameter Editor, Motor Control Design Suite et la capacité de génération de code automatique, on peut commencer par l'identification des paramètres du moteur, la préparation du fichier de paramètres InstaSPIN, la conception des paramètres du contrôleur, la validation de l'ensemble du système d'entraînement du moteur sans capteur en simulation, et éventuellement générer du code automatiquement pour le matériel DSP, le tout dans un flux de travail transparent, comme indiqué ci-dessous :

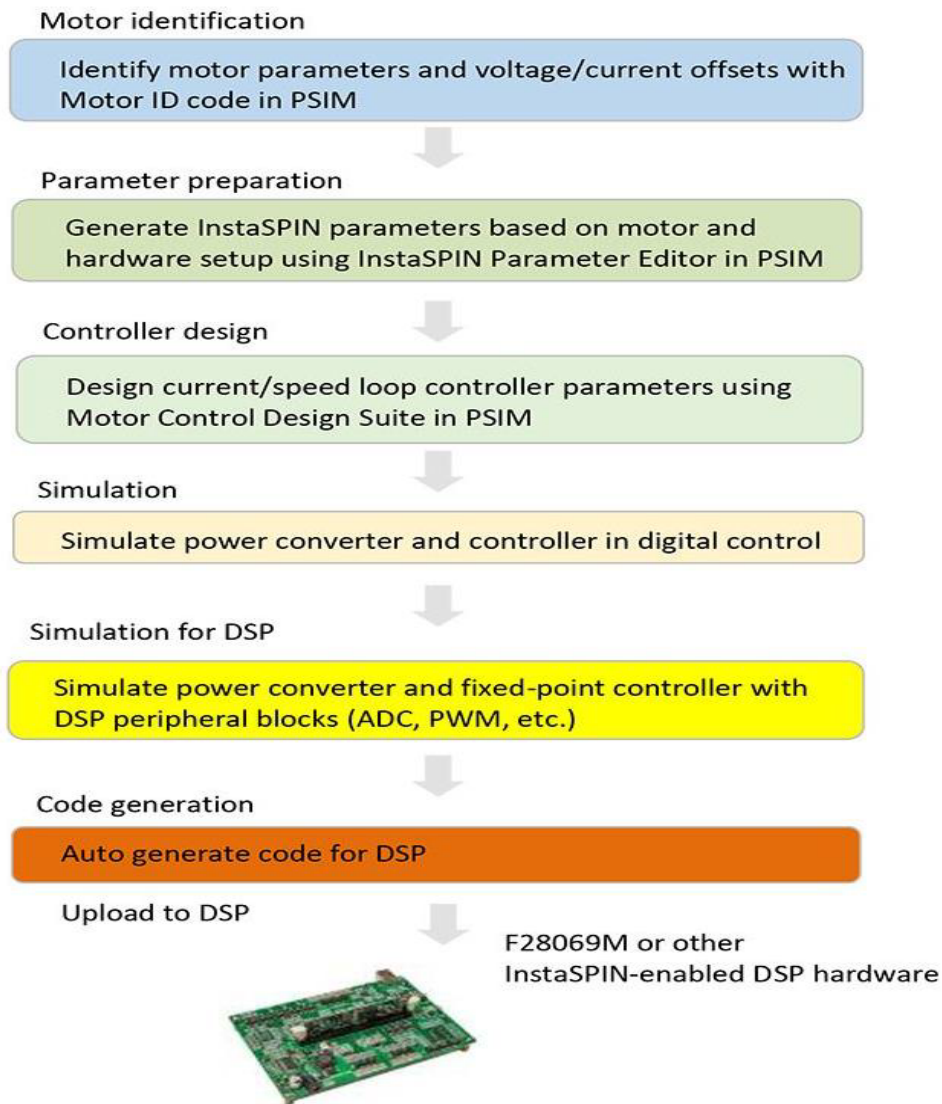


Figure III.10: Simulation and Code Generation of TI InstaSPIN Using DRV8305 EVM [19]

III.3.6. Les avantages InstaSPIN-FOC : •

- ✓ Estimateur FAST pour mesurer l'amplitude du flux du rotor, l'angle du flux du rotor, la vitesse de l'arbre moteur et le couple dans un système FOC sans capteur
- ✓ Réglage automatique de la boucle de couple (courant) avec possibilité de réglage par l'utilisateur
- ✓ La configuration automatique des gains de boucle de vitesse (K_p et K_i) fournit un fonctionnement stable pour la plupart des applications et les réglages utilisateur requis pour une réponse transitoire optimale
- ✓ Affaiblissement et amplification de champ automatiques ou manuels

- ✓ Compensation de la tension du bus
- ✓ L'étalonnage d'offset automatique garantit des échantillons de qualité des signaux de rétroaction [24].

III.3.7. Caractéristiques et avantages du LaunchPad InstaSPIN-FOC™ C2000 :

Les microcontrôleurs de contrôle en temps réel C2000 Piccolo F2802x de TI sont disponibles pour un large éventail de concepteurs de moteurs avec le package 48 broches, 32 Ko ou 64 Ko de Flash. Gagnez des mois en conception grâce à l'identification presque entièrement automatisée des paramètres du moteur, au réglage par l'observateur logiciel et au réglage du contrôle du couple. Évaluez avant d'acheter avec l'outil de simulation en ligne gratuit et interactif InstaSPIN-FOC. Les concepteurs peuvent évaluer la capacité TI InstaSPIN-FOC en personnalisant les profils de vitesse et de charge sur une variété de moteurs et obtenir des résultats de simulation en quelques minutes. [25].

Il a des performances proches du codeur avec l'algorithme d'observation FAST™ intégré sur puce, qui, grâce à une analyse des courants et des tensions, calcule une estimation fiable et robuste du flux, de l'angle, de la vitesse et du couple du rotor dans toutes les conditions d'utilisation. Des performances d'estimateur précises et sans capteur éliminent le besoin d'un capteur physique dans presque toutes les applications de couple et de vitesse. [25].

- Outil extrêmement peu coûteux qui fournit un débogage JTAG en temps réel isolé et un accès à la plupart des broches d'entrée / sortie du MCU Piccolo compatible InstaSPIN-FOC.
- Utilisez le package 48 broches intégré à faible coût, 64 Ko de microcontrôleur Piccolo F28027F compatible Flash avec la technologie de contrôle de moteur InstaSPIN-FOC intégrée pour identifier et régler tous les types de moteurs sans capteur triphasés, y compris synchrones (BLDC , SPM et IPM) et asynchrones (ACI) en quelques minutes, réduisant ainsi les coûts et le temps de conception.
- Commencez facilement le développement de logiciels avec une version gratuite de l'environnement de développement intégré (IDE) Code Composer Studio™ de TI.

- Évaluez rapidement et développez facilement des applications complètes basées sur InstaSPIN-FOC à l'aide de la nouvelle bibliothèque de commande de moteur (modules, pilotes, exemples de système, documentation) via le logiciel MotorWare™, qui propose les dernières techniques de codage orienté objet et basé sur API et plus d'une douzaine projets en laboratoire qui vous permettent d'explorer les fonctionnalités d'InstaSPIN-FOC (ID moteur, enregistrement des paramètres du moteur, contrôle du couple, régulateur de vitesse de réglage, surveillance de la résistance à l'exécution, affaiblissement du champ, techniques de modulation et solution PowerWarp™).
- Utilisez les solutions InstaSPIN-FOC pour obtenir des performances proches de l'encodeur (pour éliminer le besoin d'un capteur physique dans la plupart des applications) avec l'algorithme d'observation FAST™ intégré sur puce, qui, en analysant uniquement les courants et les tensions, calcule une estimation fiable et robuste du rotor flux, angle, vitesse et couple dans toutes les conditions d'utilisation. [25].

III.3.8. FAST offre des performances FOC sans capteur

III.3.8.1. L'estimateur FAST remplace le capteur mécanique

Le contrôle orienté sur le terrain (FOC) d'un moteur électrique se traduit par un contrôle du couple supérieur, une ondulation du couple plus faible et, dans de nombreux cas, une efficacité améliorée par rapport aux techniques de contrôle AC traditionnelles. Pour une meilleure réponse dynamique, les algorithmes de contrôle référencés par le flux rotorique sont préférés aux techniques référencées par le flux statorique. Pour fonctionner correctement, ces systèmes doivent connaître l'angle spatial du flux du rotor par rapport à un point fixe sur le châssis du stator (généralement l'axe magnétique de la bobine de stator de phase A). Cela a été traditionnellement accompli par un capteur mécanique (par exemple, un codeur ou un résolveur) monté sur l'arbre du moteur. Ces capteurs fournissent une excellente rétroaction angulaire, mais infligent un lourd tribut à la conception du système [22].

Il y a six impacts majeurs sur le système résultant de la rétroaction angulaire sensible, comme discuté ci-dessous et illustré à la figure III.11 :

- Le capteur lui-même est très cher (souvent plus de 2500 \$ pour un bon résolveur et plusieurs dollars pour les encodeurs intégrés à haut volume).
- L'installation du capteur nécessite un assemblage qualifié, ce qui augmente les coûts de main-d'œuvre.
- Le capteur nécessite souvent des alimentations séparées, ce qui augmente les coûts du système et réduit la fiabilité.
- Le capteur est l'élément le plus délicat du système, ce qui affecte la fiabilité du système, en particulier dans les applications difficiles du monde réel.
- Les signaux de rétroaction du capteur sont ramenés à la carte contrôleur via des connecteurs, ce qui augmente également les coûts du système et peut réduire considérablement la fiabilité, selon le type de connecteur.
- Le câblage requis pour ramener les signaux des capteurs au contrôleur crée plusieurs défis pour le concepteur du système :
- Coûts supplémentaires pour le câble, surtout s'il y a une distance importante entre le moteur et le contrôleur.
- Sensibilité aux sources de bruit, ce qui nécessite de surcharger le câble avec un blindage spécial ou des paires torsadées.
- Le capteur et le câblage associé doivent être mis à la terre pour des raisons de sécurité. Cela ajoute souvent un coût supplémentaire pour isoler ces signaux, surtout si le processeur qui traite le capteur ou les signaux ne sont pas mis à la terre.

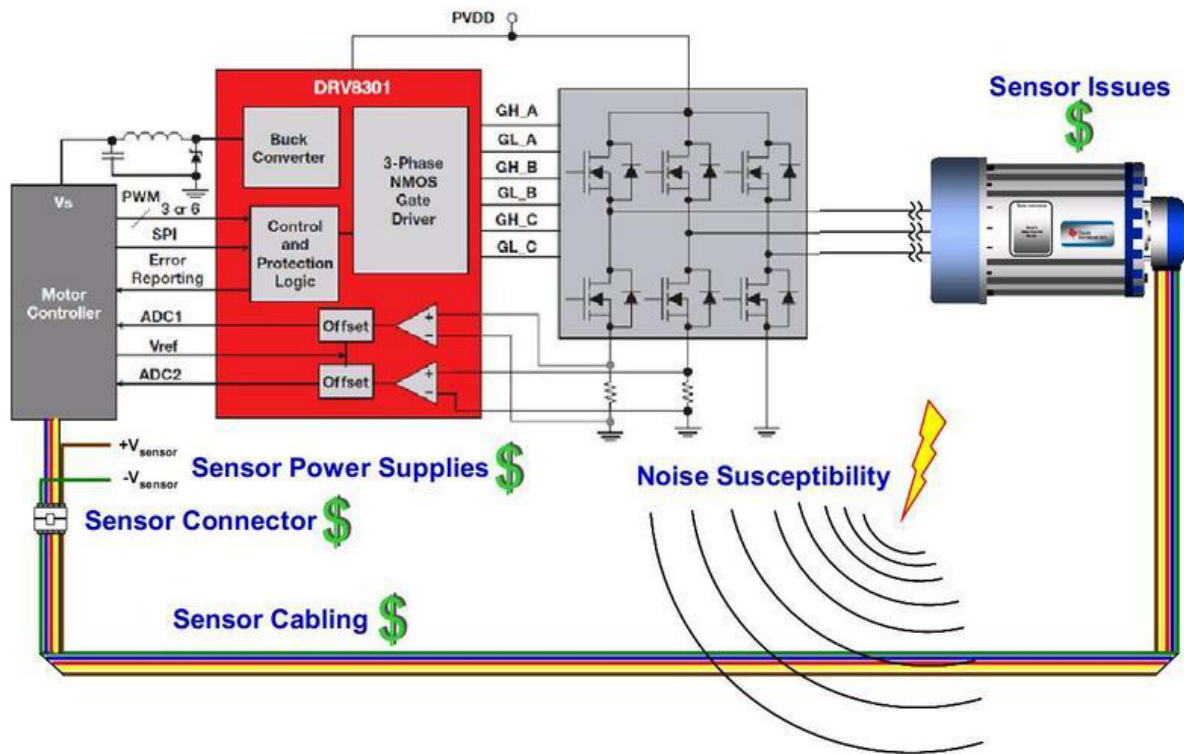


Figure III.11 : Système FOC sensoriel [22].

Dans certaines applications où le moteur est enfermé (par exemple, les compresseurs), une solution sensible n'est pas pratique en raison du coût de passage des fils de rétroaction à travers le boîtier. Pour ces raisons, les concepteurs de systèmes FOC sont très motivés pour éliminer complètement le capteur et obtenir les informations d'angle de flux du rotor en traitant des signaux qui sont déjà disponibles sur la carte de circuit imprimé du contrôleur. Pour les machines synchrones, la plupart des techniques impliquent l'exécution de modèles logiciels du moteur contrôlé pour estimer les formes d'onde de retour EMF (flux du rotor), puis le traitement de ces formes d'onde détectées pour extraire une estimation de l'angle de l'arbre du rotor et une dérivation de sa vitesse. Pour les machines asynchrones, le processus est un peu plus compliqué, car ce modèle logiciel (observateur) doit également tenir compte du glissement qui existe entre le rotor et le flux rotorique. [22].

Cependant, dans les deux cas, les performances souffrent à des vitesses inférieures en raison de l'amplitude des formes d'onde de retour-EMF étant directement proportionnelle à la vitesse du moteur (en supposant qu'aucun affaiblissement du flux). Comme le l'amplitude back-EMF s'enfonce dans le

plancher de bruit, ou si la résolution ADC ne peut pas reproduire fidèlement le petit signal back-EMF, l'estimation de l'angle s'effondre et les performances d'entraînement du moteur en souffrent. [22].

Pour résoudre le défi à basse vitesse, des techniques ont été créées qui reposent sur l'injection à haute fréquence pour mesurer les irrégularités magnétiques en fonction de l'angle (c'est-à-dire, la saillance magnétique) pour permettre une précision reconstruction d'angle jusqu'à vitesse nulle. Cependant, cela introduit un autre ensemble de problèmes de contrôle. Premièrement, le signal de saillance est inexistant pour les moteurs asynchrones et très faibles pour la plupart des machines synchrones (en particulier celles avec des aimants de rotor montés en surface). Pour les moteurs qui présentent un fort signal de saillance (par exemple, les moteurs IPM), le signal se déplace souvent par rapport à l'angle du rotor en fonction de la charge, qui doit être compensée. Enfin, cette technique de mesure d'angle ne fonctionne qu'à des vitesses inférieures où la fréquence fondamentale du moteur n'interfère pas avec la fréquence d'interrogation. [22].

Le système de contrôle doit créer une stratégie de contrôle mixte, en utilisant le suivi d'injection haute fréquence à basse vitesse, puis passer à des observateurs basés sur Back-EMF à des vitesses nominales et élevées. [22].

III.3.8.2. Précision de l'angle du rotor critique pour les performances

Pourquoi la nécessité d'une estimation précise de l'angle de flux du rotor a-t-elle conduit de nombreuses personnes à utiliser des capteurs mécaniques ? Pour un contrôle efficace des moteurs triphasés, l'objectif est de créer un vecteur de flux tournant sur le stator aligné dans une orientation idéale par rapport au rotor de telle sorte que le champ du rotor suive le stator champ tout en créant le couple nécessaire et en utilisant la quantité minimale de courant. [22].

- Stator: partie fixe du moteur connectée à l'onduleur commandé par microprocesseur.
- Orientation idéale : 90 degrés pour synchrone non saillant; un peu plus pour les machines saillantes, et un peu moins dans les machines asynchrones car une partie du vecteur courant est également utilisée pour produire le flux rotorique.
- Rotor: partie tournante du moteur, produit un couple sur l'arbre pour travailler.

Pour ce faire, vous devez extraire les informations suivantes du moteur:

- Courant consommé par chaque phase.
- Angle relatif précis du champ magnétique du flux rotorique (généralement à ± 3 degrés électriques), afin que vous puissiez orienter correctement votre champ statorique.
- Pour les boucles de vitesse, vous devez également connaître la vitesse du rotor.

III.3.8.3. Les courants de phase sont essentiels à la précision de l'estimateur

La mesure du courant de shunt de résistance est une technique très raisonnable pour mesurer le courant de phase dans un inverseur de commande de moteur. Il existe trois exemples largement utilisés, la résistance à 1, 2 et 3 shunts des mesures. Alors qu'au début les techniques à 1 et 2 shunts semblent réduire les coûts, elles nécessitent des circuits d'amplification beaucoup plus rapides et plus chers. Ces mesures de courant à 1 et 2 shunts limitent également la capacité du retour de courant, ce qui limitera la capacité du variateur à utiliser la pleine tension fournie à l'onduleur. La technique à 3 shunts est supérieure et peu différente en termes de coût en raison de l'avantage d'utiliser des circuits d'amplification à courant lent bon marché. Pour de meilleures performances et un meilleur coût avec le FAST et InstaSPIN-FOC, la technique à 3 shunts est recommandée. [22].

III.3.9. Caractéristiques de l'estimateur FAST

- La Structure d'observation est unifiée qui exploite les similitudes entre tous les moteurs qui utilisent le flux magnétique pour la transduction d'énergie
- Les contrôles synchrone (BLDC, SPM, IPM) et asynchrone (ACIM) sont possibles
- La Compensation saillante pour les moteurs à aimants permanents intérieurs: l'observateur suit correctement le flux et l'angle du rotor lorsque L_s-d et L_s-q sont fournis
- Des Signaux de retour moteur uniques et de haute qualité pour une utilisation dans les systèmes de contrôle
- Le Signal de flux de haute qualité pour une surveillance stable du flux et un affaiblissement du champ

- Le Flux de rotor supérieur Précision d'estimation d'angle sur une plage de vitesse plus large par rapport aux techniques d'observation traditionnelles indépendantes de tous les paramètres du rotor pour ACIM
- Le Signal de vitesse de l'arbre du moteur à faible bruit en temps réel
- Le Signal de couple précis à bande passante élevée pour la surveillance de la charge et la détection des déséquilibres
- L'estimateur d'angle converge dans le premier cycle de la forme d'onde appliquée, quelle que soit la vitesse
- Le Fonctionnement est stable dans tous les quadrants de puissance, y compris les quadrants de générateur
- L'Estimation est précise de l'angle à des vitesses d'état stable inférieures à 1 Hz (type) avec un couple complet
- L'Intégrité de l'angle maintenue même pendant les inversions de vitesse lentes jusqu'à zéro
- L'Intégrité de l'angle maintenue pendant les conditions de décrochage, permettant une récupération en douceur
- L'identification du moteur mesure les paramètres requis du moteur électrique du moteur non chargé en moins de 2 minutes (type)
- Le recalibrage "à la volée" de la résistance du stator (R_s en ligne) suit les changements de résistance du stator en temps réel, résultant en un fonctionnement robuste sur la température. Cette fonction peut également être utilisée comme capteur de température des enroulements du moteur (étalonnage du point de base requis)
- La Réponse transitoire supérieure du suivi de l'angle du flux du rotor par rapport aux observateurs traditionnels
- PowerWarp™ réduit de manière adaptative la consommation de courant pour minimiser les pertes de cuivre combinées (rotor et stator) au minimum, sans compromettre les niveaux de puissance de sortie ACIM [22].

III. 4. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à des généralités sur la commande vectorielle : l'origine de cette approche, son loi de commande et les problématiques liées à cette approche. Ainsi, après avoir présenté le principe de la commande **vectorielle**, nous avons détaillé la solution InstaSPIN-FOC de Texas Instruments, et ces composants principaux.

Comme indiqué précédemment, un contrôle précis du moteur repose sur la création d'un modèle précis du moteur. La technologie InstaSPIN-FOC comprend un algorithme logiciel propriétaire appelé « observateur » qui estime le flux, l'angle, la vitesse et le couple (FAST) du rotor. Elle identifie également les paramètres du moteur afin d'extraire les paramètres de performances nécessaires hors ligne pendant la phase de développement et de suivre les paramètres en ligne pendant l'utilisation.

CHAPITRE IV

**SIMULATION DE LA COMMANDE
DU MOTEUR A COURANT CONTINU
SANS BALAIS (BRUSHLESS)**

VI.1 Introduction

Nous avons utilisé le logiciel PSIM pour simuler les différentes commande soit en boucle ouverte ou en boucle fermée dans deux cas de situations soit avec les 6 impulsions des capteurs à effet Hall en agissant sur l'alimentation ajustable de l'onduleur ou en générant un signal PWM pour commander les 'gates' des IGBT.

PSIM est un progiciel de simulation de circuits électroniques , conçu spécifiquement pour une utilisation dans l'électronique de puissance et les simulations de commande de moteur, mais peut être utilisé pour simuler n'importe quel circuit électronique . Développé par Powersim, PSIM utilise l'analyse nodale et l'intégration de règles trapézoïdales comme base de son algorithme de simulation. PSIM fournit une interface de capture schématique et un visualiseur de formes d'onde Simview. PSIM a plusieurs modules qui étendent ses fonctionnalités dans des domaines spécifiques de la simulation et de la conception de circuits, y compris: la théorie du contrôle, les moteurs électriques, photovoltaïque et éoliennes. PSIM est utilisé par l'industrie pour la recherche et le développement de produits et il est utilisé par les établissements d'enseignement pour la recherche et l'enseignement.

PSIM possède divers modules complémentaires, la liste complète et leurs descriptions peuvent être trouvées sur le site Web de Powersim . Il existe des modules qui permettent la simulation du variateur de vitesse , la commande numérique et le calcul des pertes thermiques dues à la commutation et à la conduction. Il existe un module d'énergie renouvelable qui permet de simuler le photovoltaïque (y compris les effets de la température), les batteries, les super-condensateurs et les éoliennes. De plus, il existe plusieurs modules qui permettent la co-simulation avec d'autres plates-formes pour vérifier le code VHDL ou Verilog ou pour co-simuler avec un programme des éléments finis. Les programmes avec lesquels PSIM co-simule actuellement sont : Simulink , JMAG et ModelSim.

PSIM supporte actuellement automatique du code C génération avec le module SimCoder et la volonté sortie du code C pour une utilisation avec Texas Instruments F2833x et F2803x flottante et fixe points processeurs

de signaux numériques de la série C2000 . Avec la version 10.0.4 de PSIM, PSIM prend en charge le MCU de la série Freescale Semiconductor Kinetis V. De plus, la simulation Processor-In-Loop ou module PIL de PSIM était de contrôler une simulation PSIM avec du code qui s'exécute sur un TI DSP ou MCU.

VI.2. Commande du moteur continu brushless en boucle ouverte

Le circuit se compose d'une source de tension connectée à travers un pont IGBT triphasé. Un IGBT se compose d'un transistor en antiparallèle avec une diode. Il est activé lorsque la porte est haute et que l'interrupteur est biaisé positivement. Il est désactivé lorsque le déclenchement est bas ou que le courant tombe à zéro. Le nœud de la porte de l'IGBT peut être connecté à un bloc de commutation GATING ou à la sortie d'un contrôleur de commutation uniquement. L'interrupteur marche-arrêt (on-off) du contrôleur fait l'interface entre le circuit de commande et le circuit de puissance. L'entrée est un signal logique (0 ou 1) du circuit de contrôle. La sortie est connectée au nœud de porte (base) d'un commutateur (ou de plusieurs commutateurs) pour contrôler la conduction du commutateur. Le niveau de signal 1 correspond à la mise en marche et 0 à l'arrêt. Ce pont est connecté à un moteur à courant continu sans balais qui fonctionne en premier lieu en boucle ouverte

Le moteur BLDC est également constitué de trois capteurs de position à effet Hall intégré dans son stator. Le capteur se compose d'un ensemble d'interrupteurs à effet Hall et d'un ensemble d'aimants de déclenchement. L'interrupteur à effet Hall est un interrupteur à semi-conducteur (par ex. MOSFET ou BJT) qui s'ouvre ou se ferme lorsque le champ magnétique est supérieur ou inférieur à une certaine valeur de seuil. Il est basé sur l'effet Hall, qui génère une force électromotrice proportionnelle à la densité de flux lorsque l'interrupteur effectue un courant fourni par une source externe. Il est courant de détecter la force électromotrice à l'aide d'un circuit de conditionnement de signal intégré avec l'interrupteur de hall ou monté très près de celui-ci. Cela fournit une impulsion compatible TTL avec des bords nets et une immunité au bruit pour la connexion au contrôleur via un câble blindé. Pour un moteur à courant continu sans balais triphasé, les trois

capteurs halls installés sont espacés de 120 degrés électriques séparés et sont montés sur le châssis du stator.

Une propriété intéressante des moteurs à courant continu sans balais est qu'ils fonctionnent de manière synchrone dans une certaine mesure. Cela signifie que pour une charge et un taux de commutation donnés, une tension appliquée au moteur maintiendra le verrouillage en boucle ouverte avec le taux de commutation à condition que ces trois variables ne s'écartent pas de l'idéal par une quantité significative. L'idéal est déterminé par les constantes de tension et de couple du moteur. Considérer que lorsque le taux de commutation est trop lent pour une tension appliquée, la force contre-électromotrice BEMF sera trop faible, ce qui entraînera plus courant dans le moteur. Le moteur réagira en accélérant à la position de phase suivante puis ralentira en attendant la prochaine commutation. Dans le cas extrême, le moteur s'enclenchera dans chaque position comme un moteur pas à pas jusqu'à ce que la prochaine commutation se produise. Puisque le moteur est capable d'accélérer plus rapidement que le taux de commutation, des taux beaucoup plus lents que l'idéal peut être toléré sans perdre le verrouillage mais aux dépens d'un courant excessif. Maintenant, considérons ce qui se passe lorsque la commutation est trop rapide. Lorsque la commutation se produit tôt, la force contre-électromotrice BEMF n'a pas atteint le pic, ce qui entraîne un courant du moteur et un taux d'accélération plus élevé à la phase suivante mais il y arrivera trop tard. Le moteur essaie de suivre la commutation mais au détriment d'un courant excessif. Si la commutation arrive si tôt que le moteur ne peut pas accélérer assez rapidement pour attraper la commutation suivante, le verrouillage est perdu et le moteur ralentit. Cette arrive brusquement pas très loin du taux idéal. La perte brusque de verrouillage ressemble à une discontinuité dans la réponse du moteur qui rend difficile le contrôle en boucle fermée. Une alternative au contrôle en boucle fermée consiste à régler le taux de commutation jusqu'à ce que la commande en boucle ouverte autobloquante soit obtenue. C'est la méthode que nous utiliserons dans notre application. Lorsque la charge sur un moteur est constante sur sa plage de fonctionnement, la courbe de réponse de la vitesse du moteur par rapport à la tension appliquée est linéaire. Si la tension d'alimentation est bien régulée, en plus d'une charge

de couple constant, le moteur peut être utilisé en boucle ouverte sur toute sa plage de vitesse.

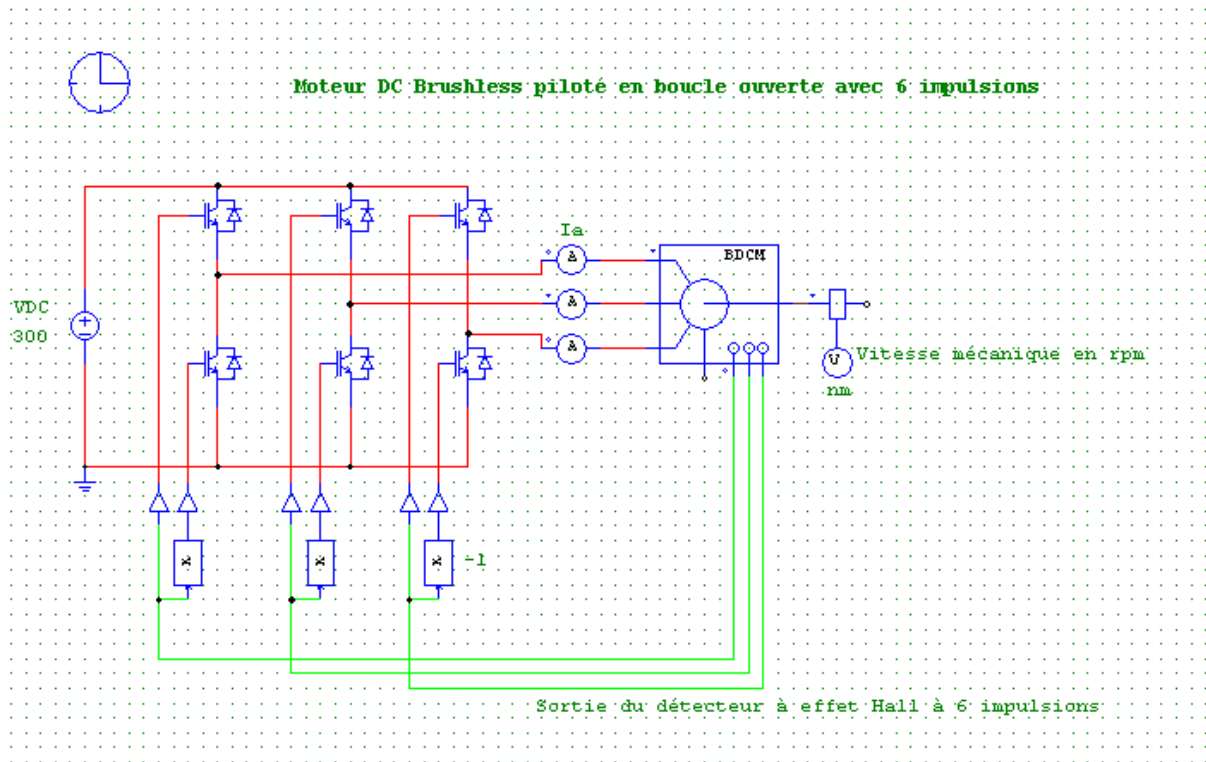


Figure IV.1 : Commande en boucle ouverte du moteur BLDC

Résultats de simulation

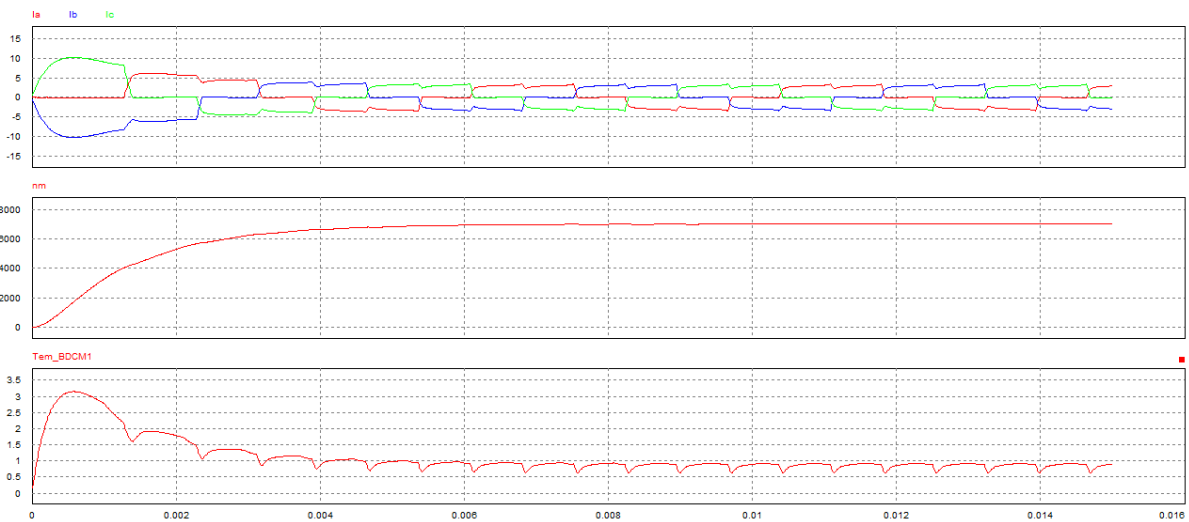


Figure IV.2 : Courbes courants de phase Ia, Ib, Ic ; vitesse n_m ; couple électromagnétique T_{em}

On constate à travers les courbes des courants de phase Ia, Ib et Ic que les commutations s'effectuent à intervalle réguliers de 60 degrés. Dans chaque intervalle une des bobines a, b, et c du moteur est alimentée en direct (positivement), la deuxième est alimentée en inverse (négativement) et la troisième n'est pas alimentée.

La vitesse atteint une certaine valeur imposée par la tension d'alimentation de l'onduleur et dépendant aussi de la charge mécanique à entraîner.

Le couple électromagnétique aussi se stabilise à une certaine valeur dépendant de la charge mécanique à entraîner.

L'inconvénient de la commande en boucle ouverte est que quand la charge varie au-delà d'une certaine limite le moteur se désynchronise et ralentit puis s'arrête. Pour une charge fixée on peut faire varier la vitesse en faisant varier la tension d'alimentation de l'onduleur Vdc sur une grande plage de variation sans perte de synchronisme.

VI.3. Commande du moteur continu brushless en boucle fermée avec retour de la vitesse (avec 6 impulsions)

Dans ce cas on ajoute au premier schéma une rétroaction de la vitesse avec un contrôleur PID, dont la sortie sert à contrôler la tension ajustable d'entrée de l'onduleur. Ainsi, ce circuit présente une similitude de caractéristiques entre le moteur à courant continu sans balais et moteur à courant continu conventionnel. Ainsi, en changeant la tension ajustable cc la vitesse peut être contrôlée.

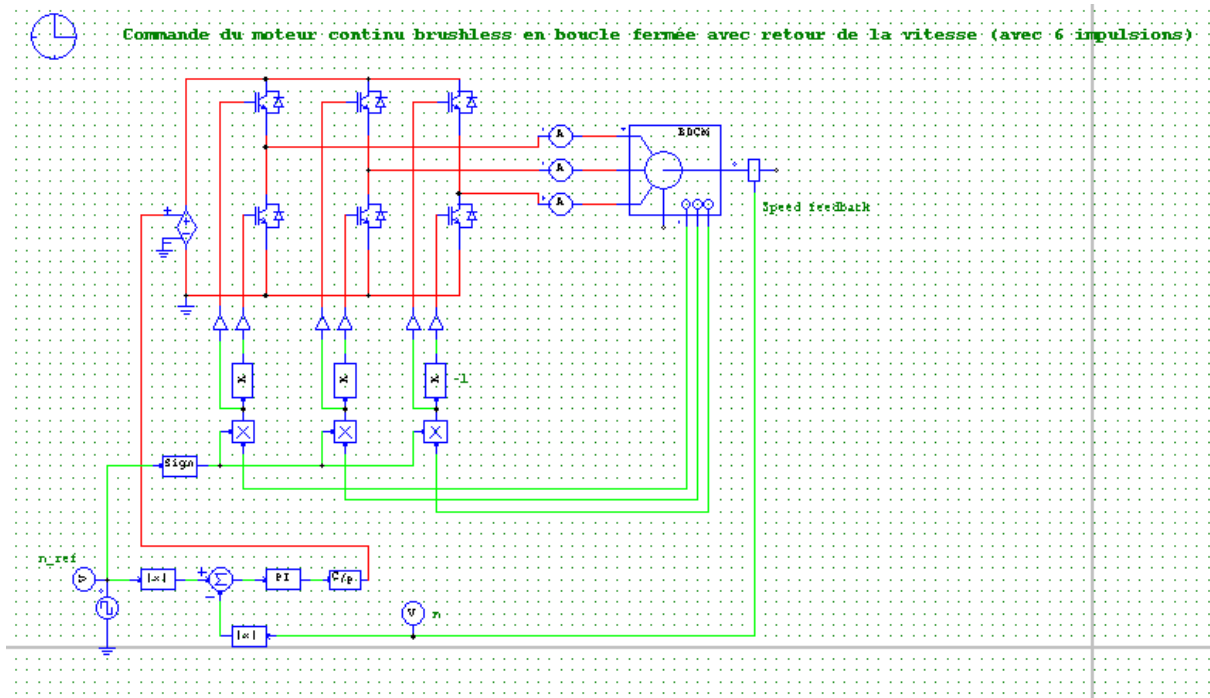


Figure IV.3 : Commande en boucle fermée du moteur BLDC avec retour de vitesse (6 impulsions)

Résultats de simulation :

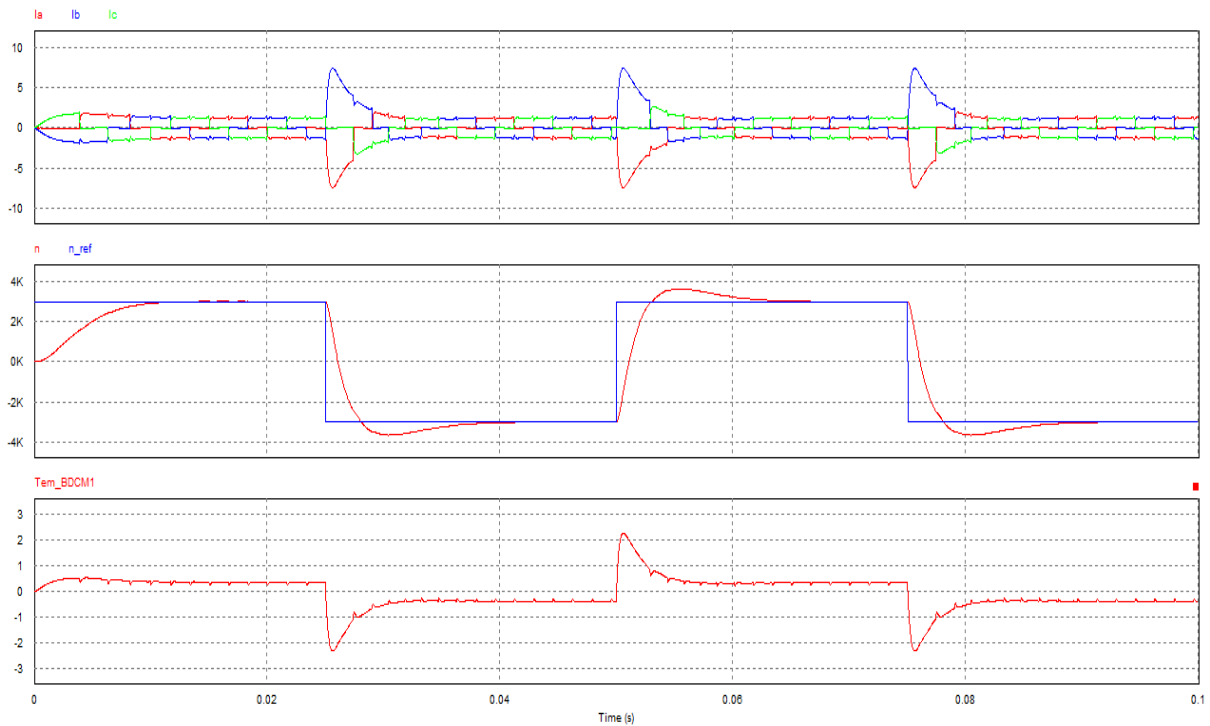


Figure IV.4 : Courbes courants de phase Ia, Ib, Ic ; vitesse n_m ; couple électromagnétique T_{em}

On remarque le même constat concernant les commutations des alimentations des bobines a, b et c. La vitesse n_m suit la consigne n_{ref} avec un léger dépassement. De même pour le couple électromagnétique qui tend à se stabiliser autour de zéro avec quelques légers dépassements lors des transitions de la consigne de la vitesse n_{ref} .

VI.4. Commande du moteur continu brushless en boucle fermée avec retour de la vitesse (Commande PWM)

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.

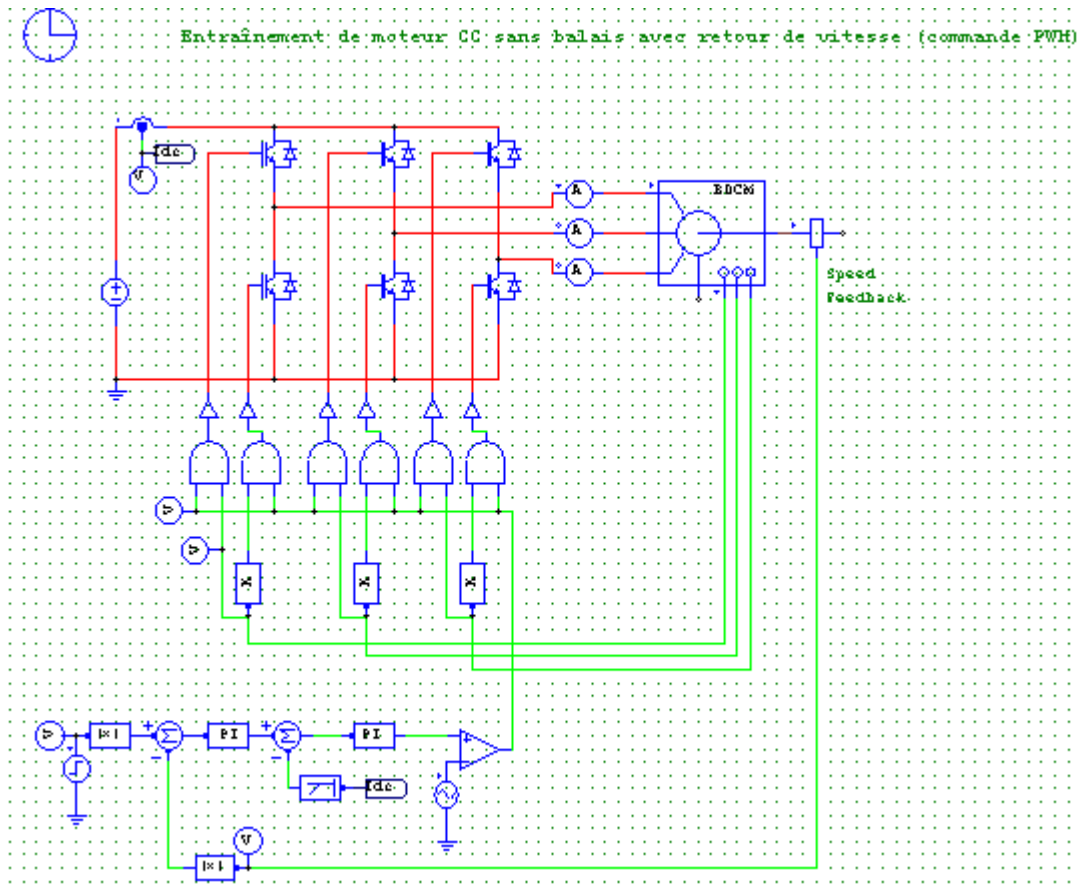


Figure IV.5 : Commande en boucle fermée du moteur BLDC avec retour de vitesse (commande PWM)

Résultats de simulation

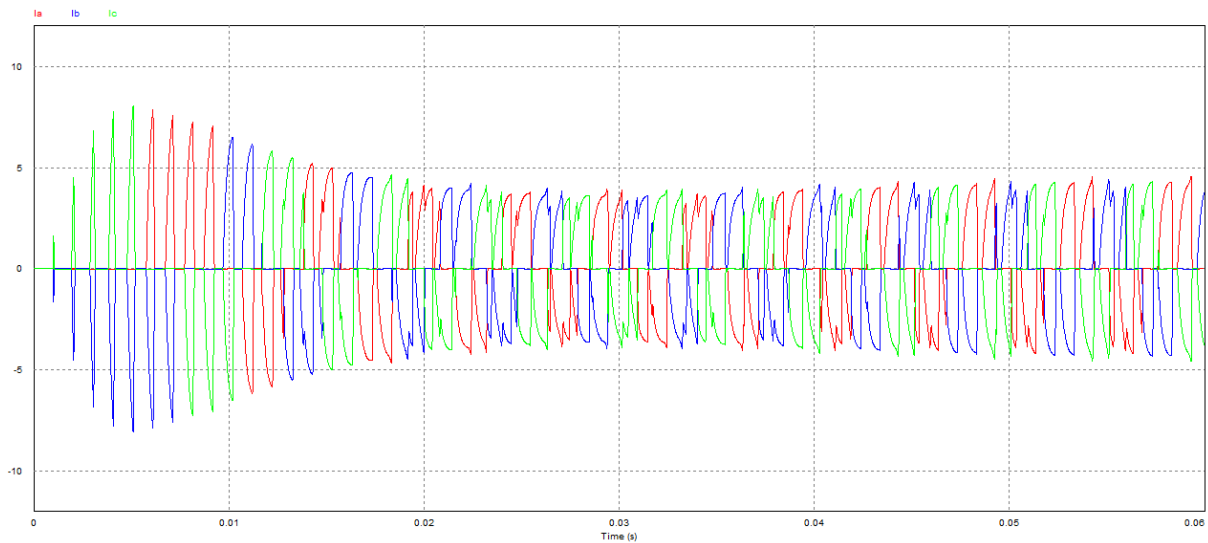


Figure IV.6 : Courbes courants de phase I_a , I_b , I_c

Pour les courants I_a , I_b et I_c on remarque qu'ils se stabilisent après un certain temps du transitoire pour effectuer les commutations comme dans les deux cas précédents. Ceci est dû au fait de la nécessité d'adapter les gains du régulateur PID à chaque consigne de vitesse.

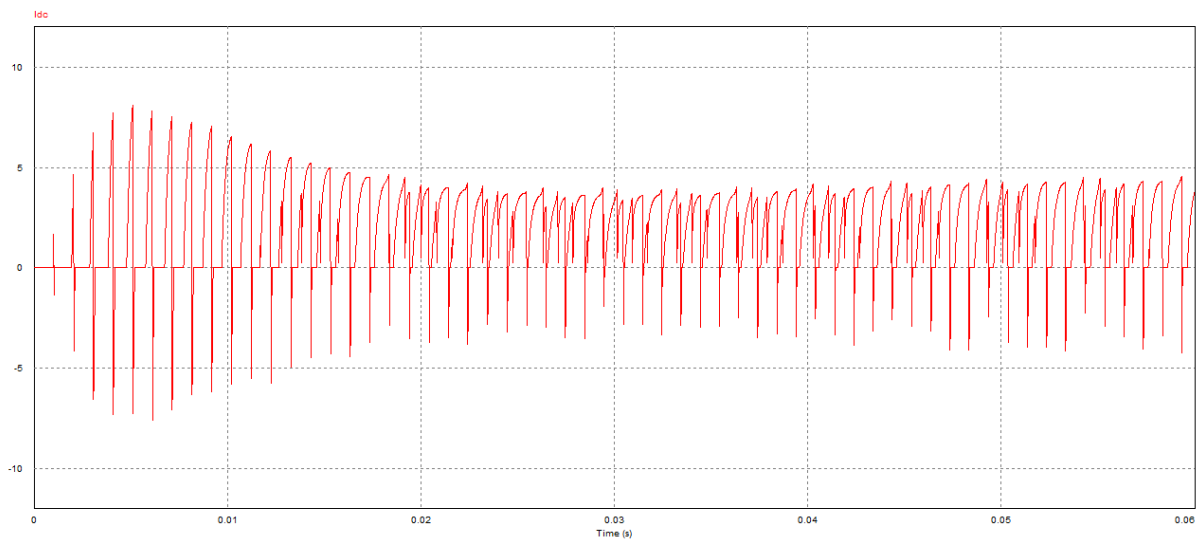


Figure IV.7 : Courbe du courant d'alimentation de l'onduleur I_{dc}

Des composantes hautes fréquences sont constatées sur le courant de commande de l'onduleur I_{dc} . Ceci est dû au signal PWM qui engendre des harmoniques de hautes fréquences.

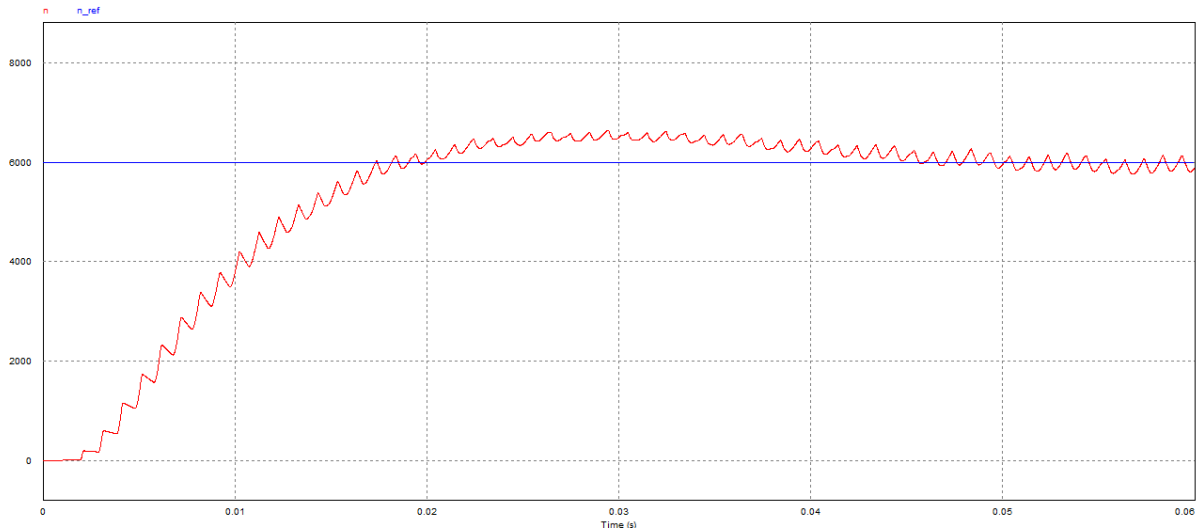


Figure IV.8 : Courbe des vitesses de référence n_{ref} et vitesse du moteur n_m .

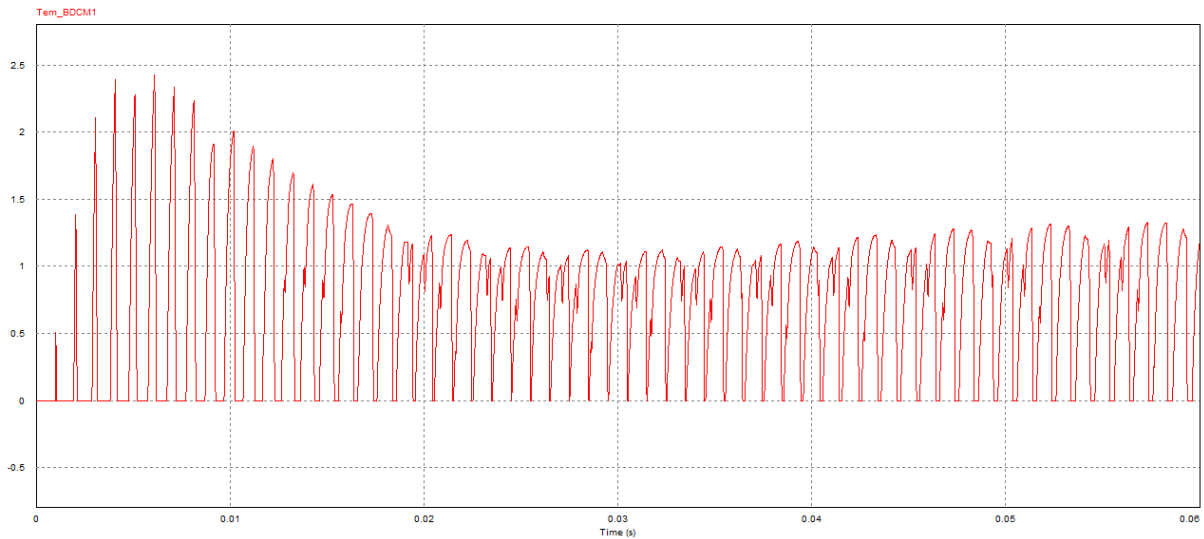


Figure IV.9 : Courbe du Couple électromagnétique T_{em} .

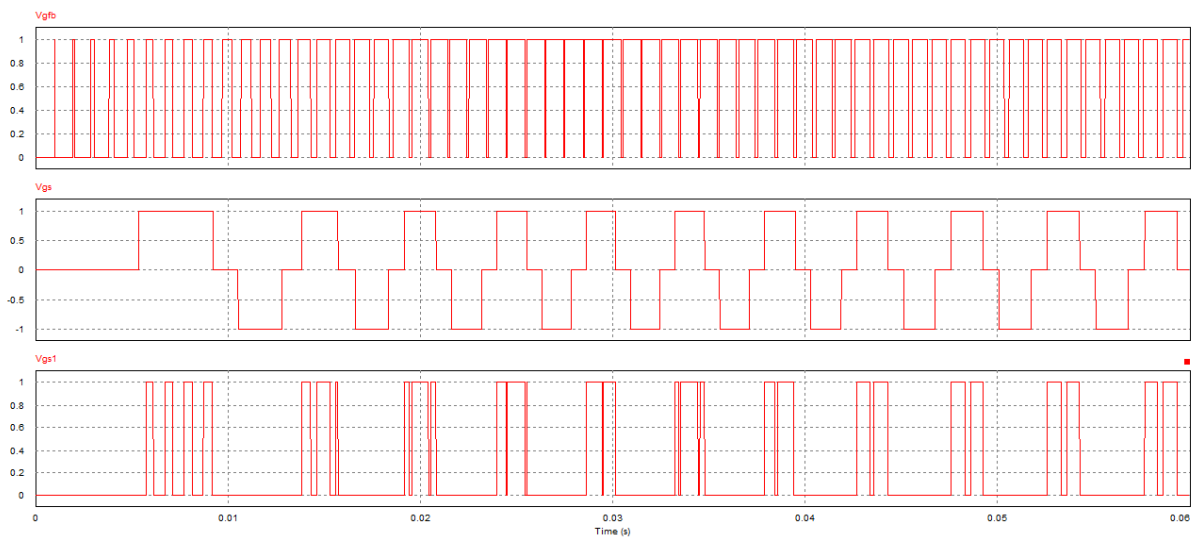


Figure IV.10 : Signaux de commande PWM V_{gfb} ; du détecteur à effet Hall V_{gs} ; et de commande de l'IGBT V_{gs1} .

On remarque des fluctuations des réponses de la vitesse et du couple électromagnétique autour des valeurs de consignes qui est dû aux harmoniques engendrés par la commande PWM.

VI.5. Conclusion

Alors qu'un moteur synchrone nécessite un lanceur pour tourner à vitesse constante et décroche si un couple résistant trop important apparaît, un moteur synchrone brushless, c'est-à-dire autopiloté grâce à des capteurs à effet Hall ou par tout autre moyen, démarre tout seul et ne décroche pas, même si un surcouple apparaît : il ralentit en boucle ouverte tout simplement comme le fait un moteur à courant continu. Le moteur brushless est bien un moteur à courant continu sans balais. Ensuite un asservissement de vitesse donne de très bonnes performances, sauf pour les vitesses très faibles ($< 0,01 N_{nom}$). Il est donc non adapté au positionnement précis.

Dans la simulation effectuée, nous avons constaté que la meilleure stratégie de commande est la commande en boucle fermée avec retour des signaux produits par les senseurs à effet Hall et agissant sur la tension ajustable d'alimentation de l'onduleur. Bien que la commande PWM en boucle fermée est très utilisé mais avec des techniques plus sophistiqués et ce pour réduire les harmoniques de hautes fréquences réduisant ainsi les oscillations du couple électromagnétique qui sont très gênants pour le fonctionnement du moteur BLDC.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Dans ce mémoire nous avons étudié l'implémentation de la commande vectorielle (à flux orienté) sans capteur d'un moteur sans balais (BLDC) sur le processeur TMS320F2802F.

D'après l'étude que nous avons effectuée, l'approche de commande vectorielle (FOC) offre de nombreux avantages par rapport aux autres stratégies de contrôle utilisées avec les moteurs électriques. L'un des avantages les plus significatifs est le fait que le contrôle FOC offre des fonctions de contrôle précises basées sur le couple et la vitesse.

Cependant, le capteur requis par les schémas de commande classiques de la commande vectorielle conduit à des augmentations de coût et à une liberté limitée pour les concepteurs. InstaSpin-FOC combiné à l'algorithme de codage logiciel FAST de Texas Instruments fournit une solution permettant une entrée directe dans la conception d'applications FOC.

La commande vectorielle (FOC) est une option éprouvée pour augmenter l'efficacité des moteurs électriques. Avec FOC, il est possible à tout moment de faire fonctionner les moteurs à leur couple et vitesse optimaux. De plus, les fonctions de régulation de vitesse précises et rapides offertes par l'approche FOC sont un avantage pour les applications soumises à de nombreux changements de charge dynamiques, y compris les machines à laver, les ventilateurs ou les compresseurs. De plus, des fluctuations de couple réduites permettent au moteur de tourner plus doucement.

D'autre part, le contrôle FOC présente certains inconvénients, notamment le fait qu'un capteur est nécessaire pour déterminer la position exacte du rotor. Ces informations sont nécessaires pour générer le champ magnétique résultant en un couple maximal. Dans la plupart des cas, un capteur électromécanique ou un algorithme logiciel complexe (observateur) est utilisé.

Pour maintenir l'efficacité du moteur à induction dans des conditions de faible charge, le système de commande est stabilisé en adaptant dynamiquement le couple dynamique et le profil de vitesse. Les capteurs et les observateurs augmentent cependant le coût, la taille et le taux d'erreur d'une application.

Les solutions FOC sans capteur traditionnelles, y compris l'observateur Luenberger ou l'observateur en mode coulissant (SMO), nécessitent une grande expertise du concepteur.

De plus, les commandes basées sur ces techniques manquent de stabilité dans la plage de vitesse inférieure et lors des transitions entre le fonctionnement du moteur et du générateur. Ceci est un problème en particulier pour les moteurs fonctionnant à basse vitesse ainsi que pendant la phase d'accélération et dans des conditions de faible charge.

InstaSPIN-FOC de Texas Instruments atténue considérablement les inconvénients mentionnés ci-dessus des commandes sans capteur. Il combine les avantages de deux technologies clés :

- L'algorithme de codage logiciel FAST (Flux - Angle - Vitesse - Couple) et
- Le microcontrôleur Piccolo C2000 (MCU).

En utilisant cette solution, les concepteurs n'ont besoin que de quelques minutes pour régler et contrôler tout moteur asynchrone ou synchrone triphasé à différents niveaux de vitesse et de charge. Le logiciel est intégré dans la ROM du MCU (mémoire en lecture seule). À des fins de conception et d'évaluation, TI fournit des bibliothèques de commande de moteur (modules, pilotes, systèmes de référence et documentation) dans le package MotorWare, représentant les dernières tendances dans le monde de la programmation C orientée objet et du codage basé sur l'API. L'outil gratuit GUI Composer fourni par TI est disponible pour les tests en laboratoire.

L'outil de simulation InstaSPIN gratuit (voir le site Web <http://www.ti.com/tool/instaspinsim#2>) de Texas Instruments peut être utilisé pour des simulations interactives en ligne de la technologie InstaSPIN-FOC.

Les concepteurs peuvent utiliser cet outil pour simuler la fonctionnalité d'InstaSPIN-FOC et de l'algorithme FAST dans des conditions réelles en fonction de différents paramètres moteur et scénarios de charge.

Optimiser tout type de moteurs électriques. Les moteurs pris en charge par InstaSPIN-FOC comprennent :

- Moteurs CC sans balais (BLDC)
- Moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM)
- Moteurs à aimants permanents intérieurs sans balais (IPM)
- Moteurs à induction AC (ACIM)

InstaSPIN-FOC offre de nombreux avantages par rapport aux techniques traditionnelles. Par exemple, il permet la conception de moteurs robustes à faible vitesse / couple élevé pour des entraînements directs compacts et silencieux adaptés aux vélos électriques ainsi qu'aux véhicules électriques ou hybrides (voitures particulières ou bus). En raison de la capacité de l'algorithme FAST à effectuer des estimations précises du flux magnétique, de l'angle du rotor, de la vitesse et du couple à tout moment, de nombreuses applications peuvent être mises en œuvre sans codeurs rotatifs.

Notre projet de réalisation a été fait en quatre parties :

Dans le premier chapitre nous avons décrit le moteur BLDC, qui comporte les mêmes éléments qu'un moteur à courant continu à balais, puis nous avons présenté son principe de fonctionnement et ces différents types.

Dans le deuxième chapitre, nous avons un état de l'art sur la commande de la BLDC (sa modélisation, son contrôle, et ses différentes techniques de commande,).

Une brève description d'une nouvelle technique plus moderne « la commande vectorielle et la technique basé sur InstaSPIN-FOC de Texas

Instruments » pour le contrôle du moteur BLDC a été entamé dans le troisième chapitre.

Enfin, dans le quatrième chapitre nous avons effectué des simulations avec l'outil PSIM de plusieurs scénarios de commande en boucle ouverte et en boucle fermée du moteur BLDC.

ANNEXE

Annexe A

Classification des moteurs électriques

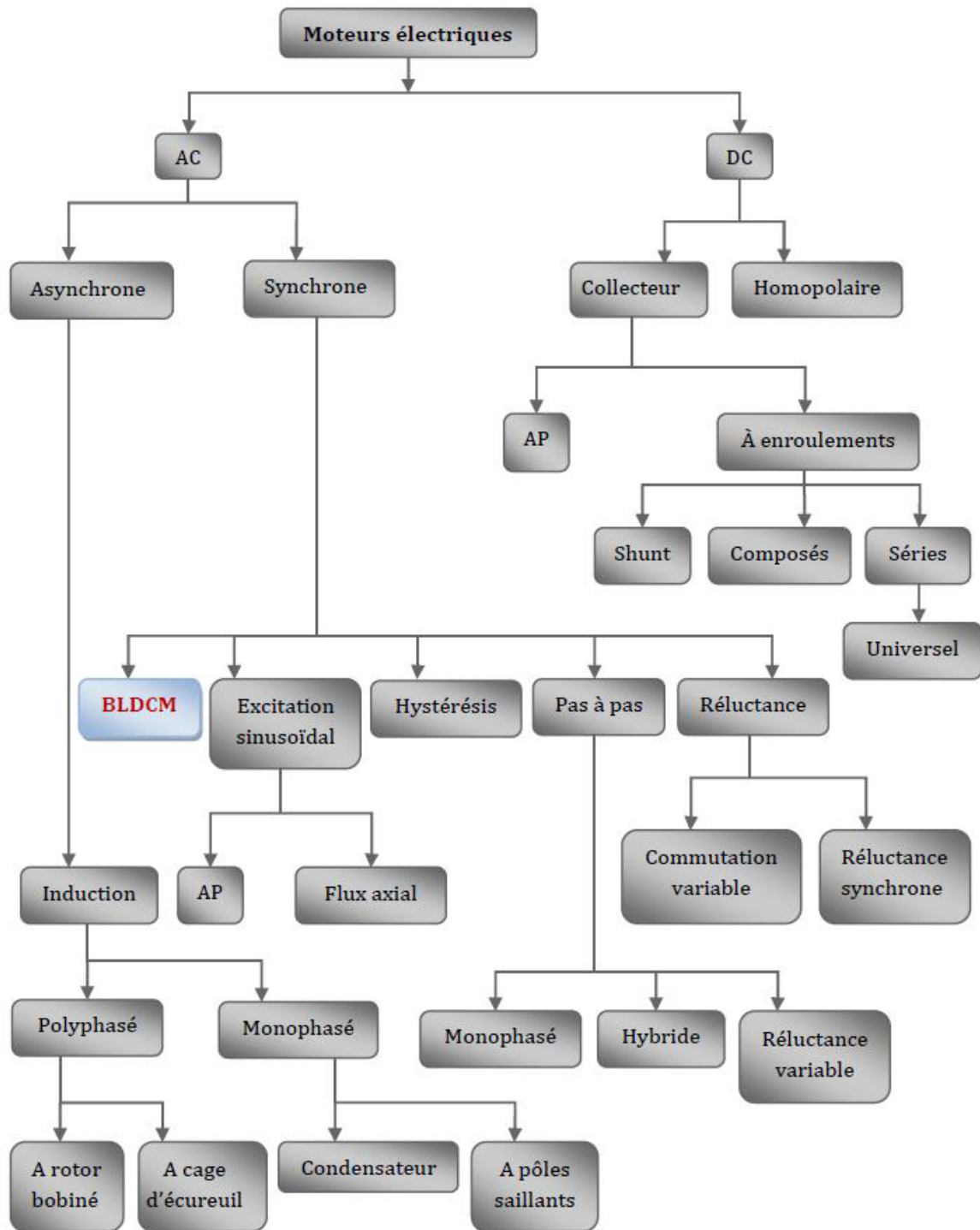


Figure A.1 : Classification traditionnelle des designs des moteurs. [2]

ANNEXE B

Présentation de LAUNCHXL-F28027

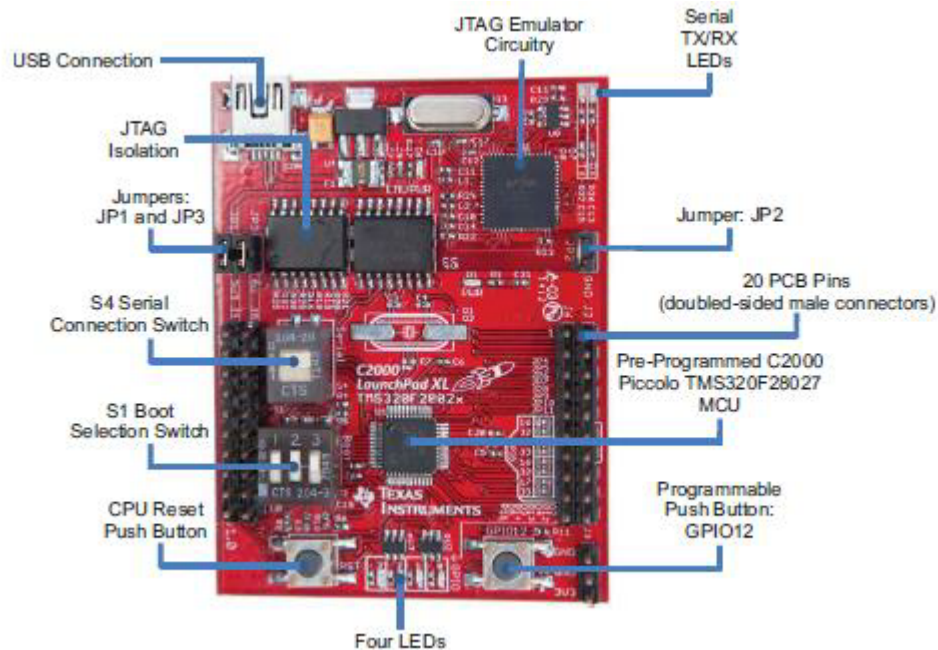


Figure B.1: LAUNCHXL-F28027 Board Overview

Unité de contrôle (LaunchPad XL TMS320F28027F)

Cette unité de contrôleur joue un autre rôle important pour générer des impulsions en référence au ZCD donné en retour. L'unité de contrôleur utilisée est un processeur C2000 Piccolo (LaunchPad XL TMS320F28027F) de Texas Instruments.

Caractéristiques incluses

- ☞ Interface de débogage et de programmation USB via un émulateur XDS100v2 à isolation galvanique haute vitesse doté d'une connexion USB / UART.
- ☞ Appareil Superset F28027 qui permet aux applications de migrer facilement vers des appareils moins chers.
- ☞ Affichage LED large (4 bits).
- ☞ Deux boutons-poussoirs pour la rétroaction de l'utilisateur et la réinitialisation de l'appareil.
- ☞ broches de périphérique facilement accessibles à des fins de débogage ou en tant que prises pour ajouter des cartes d'extension personnalisées.
- ☞ Boot selection et USB et UART sectionneurs.

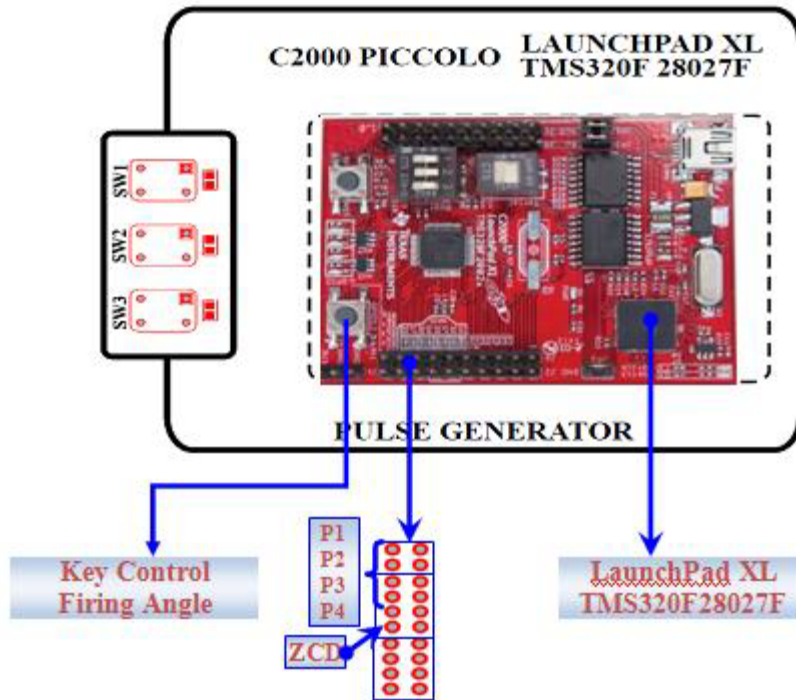


Figure B.2 : Block Diagram of TI LaunchPad XL

ANNEXE C

Schémas C2000 LaunchPad.

Figure C.2 et Figure C.2 Schémas afficher les feuilles de schémas C2000 LaunchPad.

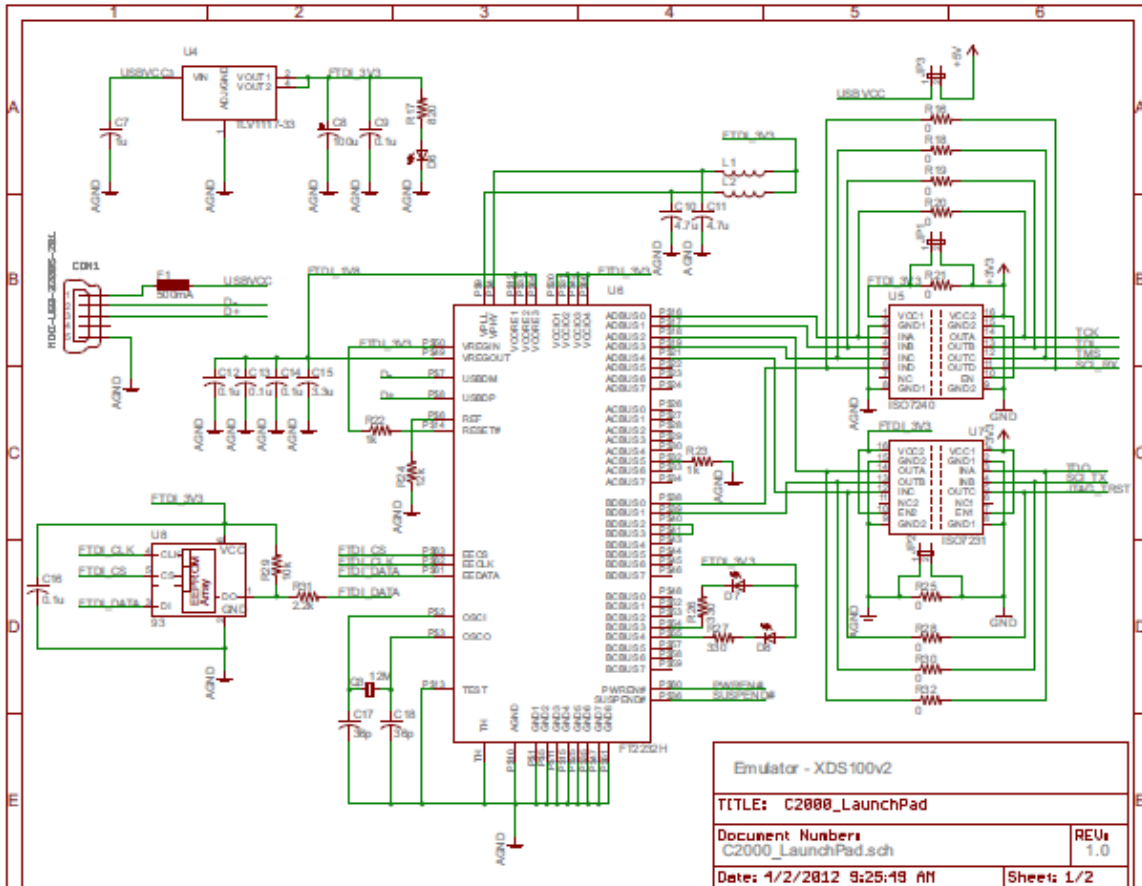


Figure C.1 : Schéma du LaunchPad C2000 - Feuille 1 de 2

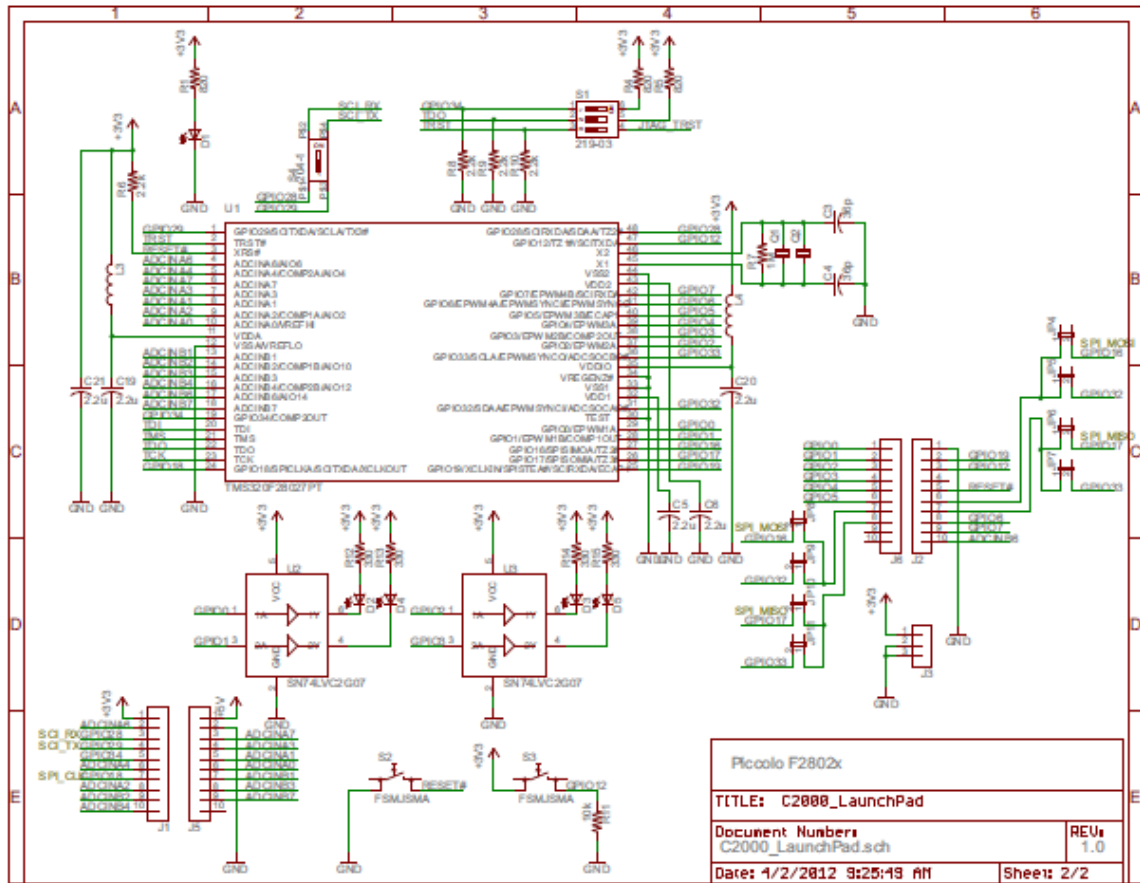


Figure C.2 : Schéma C2000 LaunchPad - Feuille 2 sur 2

ANNEXE D

Disposition des PCB

Les figures D 1, 2 et 3 montrent la disposition des PCB du LAUNCHXL-F28027

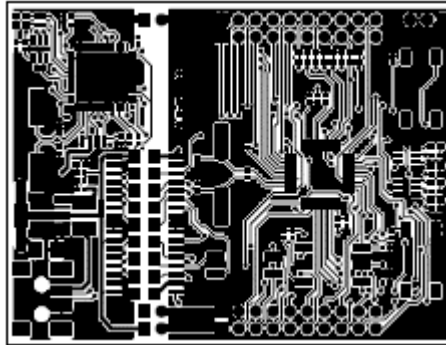


Figure D.1 : Disposition du PCB LAUNCHXL-F28027 - Couche supérieure

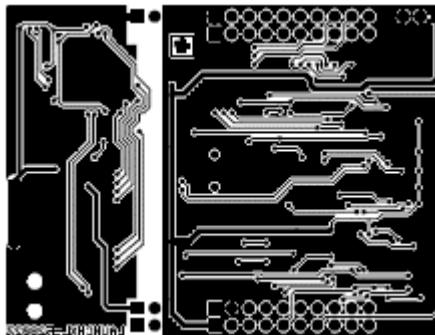


Figure D.2 : Disposition du PCB LAUNCHXL-F28027 - Couche inférieure

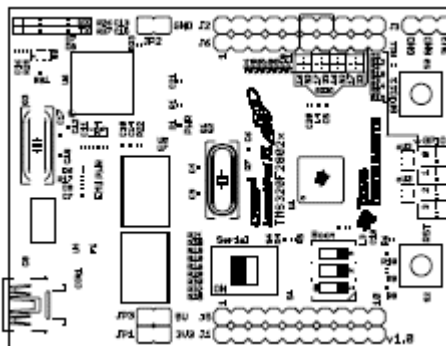


Figure D.2 : Disposition du circuit imprimé LAUNCHXL-F28027 - Image sérigraphiée

ANNEXE E

BOOSTXL-DRV8305EVM1.1

Vues PCB3-D

La figure E.1 montre la vue de dessus de la carte BOOSTXL-DRV8305EVM et La figure E.2 montre les signaux d'en-tête BoosterPack.

La figure E.3 et la figure E.4 montrent les vues 3D et supérieure du PCB.

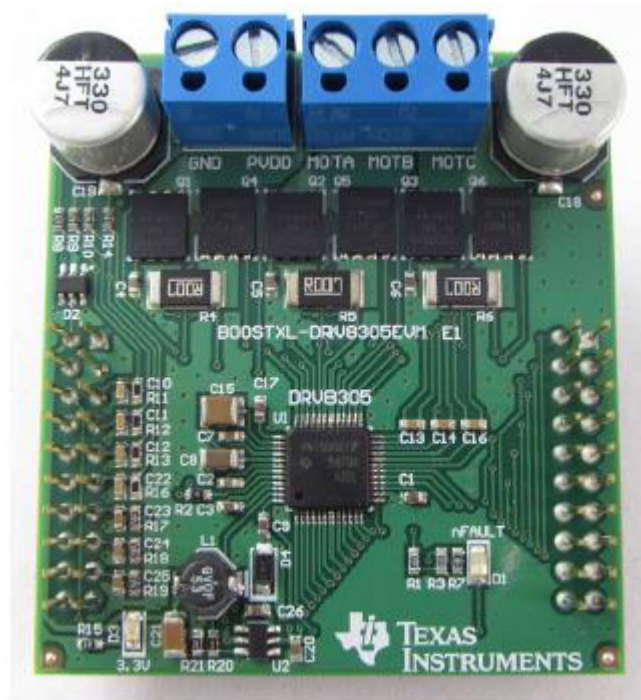


Figure E.1 : montre la vue de dessus de la carte BOOSTXL-DRV8305EVM

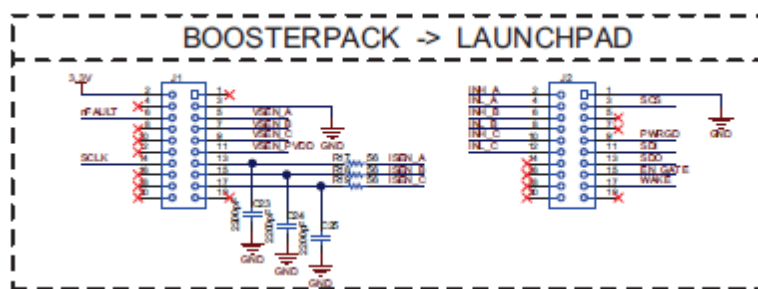


Figure E.2 : montre les signaux d'en-tête BoosterPack.

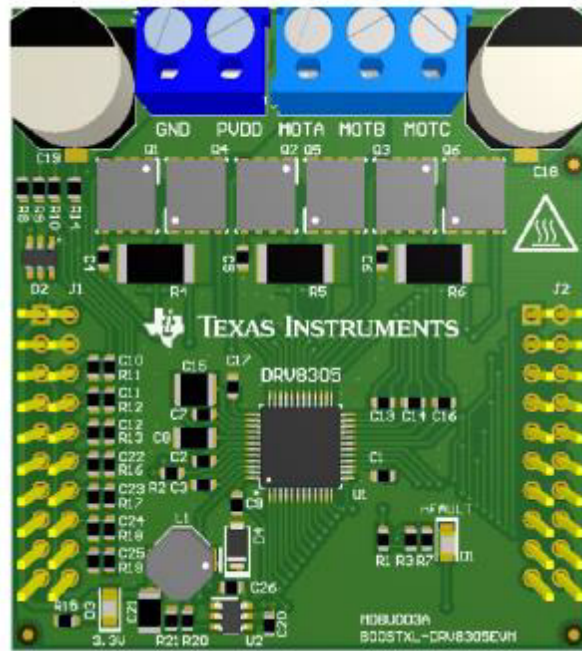


Figure E.3: 3-D Top View

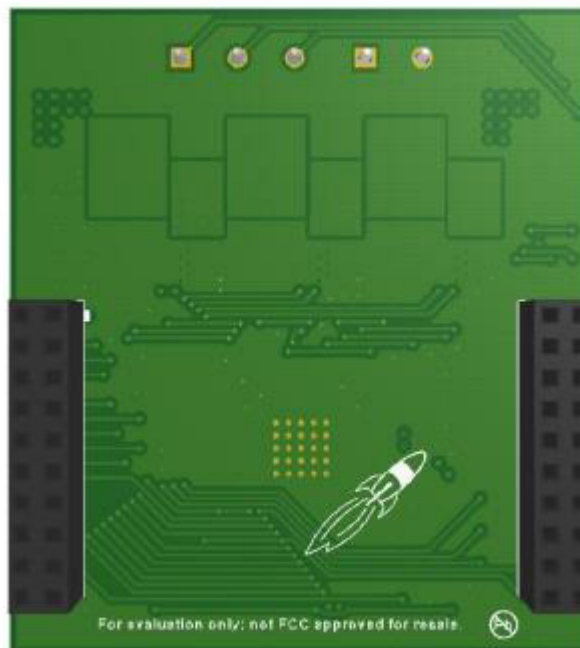


Figure E.4: 3-D Bottom View

ANNEXE F

Pinout -BOOSTXL-DRV8305EVM1.1

Le BOOSTXL-DRV8305EVM fait ressortir un mélange de signaux d'alimentation, de contrôle et de rétroaction aux en-têtes XL LaunchPad.

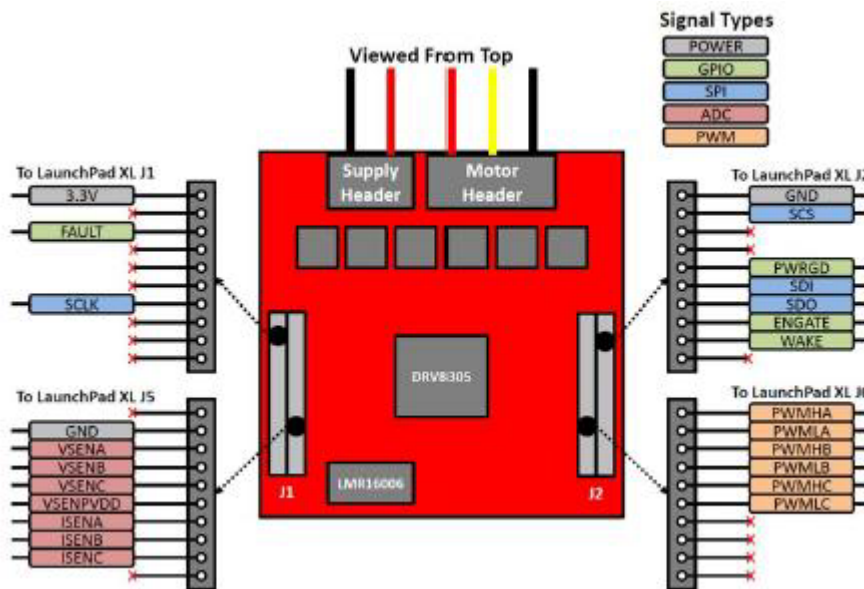


Figure F.1 : Figure 6. Brochage BOOSTXL-DRV8305EVM

- Embases de bornier pour les connexions d'alimentation et de moteur
- Régulateur abaisseur LM16006 intégré pour fournir une alimentation de 3,3 V au LaunchPad
- Rapport de défaut via les signaux nFAULT et PWRGD
- SPI pour définir la configuration de l'appareil, les paramètres de fonctionnement et lire les informations de diagnostic
- Détection de tension pour le bus d'alimentation en tension et chaque sortie de phase (mise à l'échelle pour un fonctionnement de 4,4 à 45 V)
- Détection de shunt de courant côté bas sur chaque phase (mise à l'échelle pour un fonctionnement en courant de crête de 0 à 20 A)

ANNEXE G

Schéma BOOSTXL-DRV8305EVM

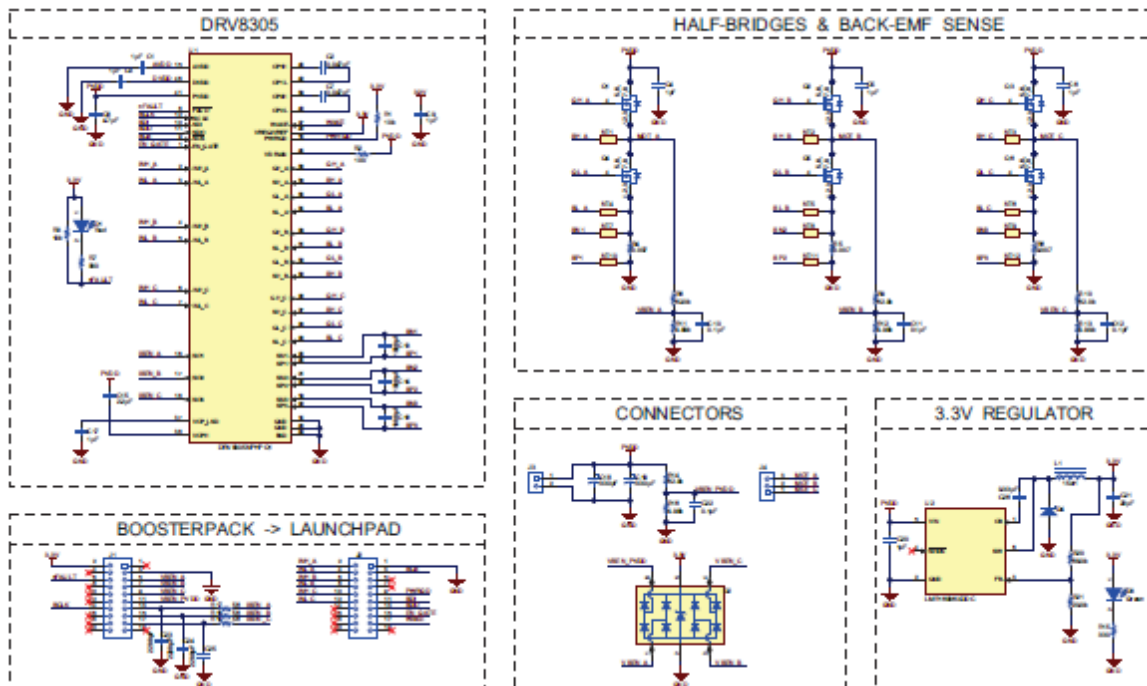


Figure G.1 : le schéma BOOSTXL-DRV8305EVM.

ANNEXE H

Microcontrôleurs Piccolo™ TMS320F2802x



Figure H.1 : Microcontrôleur TMS320F28027F Piccolo MCU with InstaSPIN-FOC

Tableau H.1 Paramètres de TMS320F28027F

Features	InstaSPIN-FOC Technology
Total processing (MIPS)	60
Frequency (MHz)	60
Flash (KB)	64
ADC resolution	12-bit
ADC (Ch)	7 / 13
RAM (KB)	12
Sigma-delta filter	0
PWM (Ch)	8
High-resolution PWM (ch)	4
UART (SCI)	1
I2C	1
SPI	1
CAN (#)	0
DMA (Ch)	0
QEP	0
USB	0
Operating temperature range (C)	-40 to 105
Approx. price (US\$)	3.16 1ku
Rating	Catalog
Package Group	LQFP 48
TI functional safety category	Functional safety quality-managed

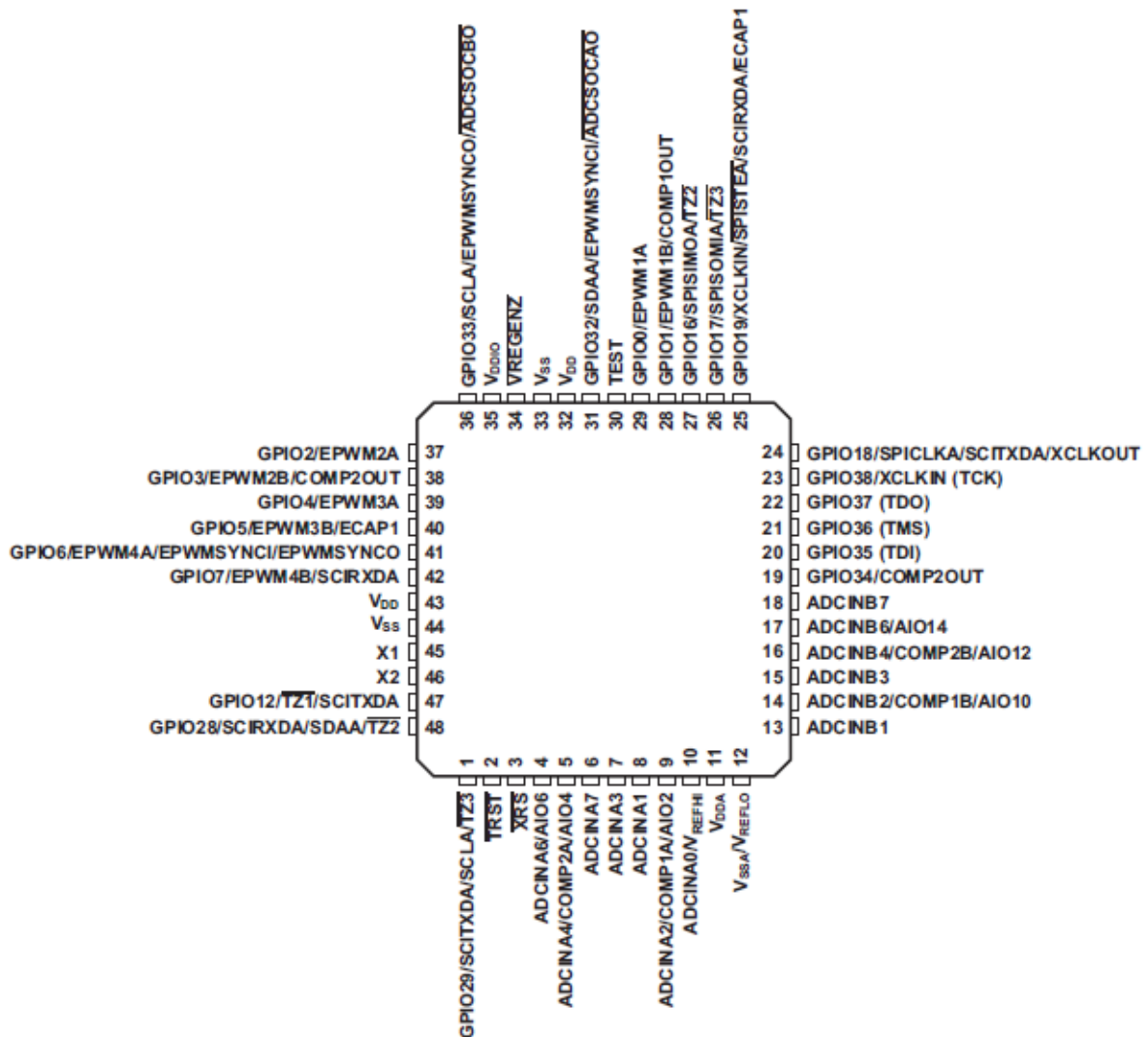


Figure H.2: 2802x48-PinPT LQFP (TopView)

Ressources du microcontrôleur TMS320F2806Xf

Spécifiquement pour l'implémentation de la bibliothèque et d'où le code est chargé et exécuté, les catégories de ressources suivantes sont :

- Utilisation du processeur
- Allocation de mémoire
- Utilisation de la pile
- Utilisation des broches numériques et analogiques

Allocation et utilisation de la mémoire

La figure H.3 et H.4 et le tableau H.3 montrent la carte mémoire du 28069, l'emplacement dans la ROM où se trouve la bibliothèque InstaSPIN-FOC et l'allocation requise de RAM L8 pour

la bibliothèque à utiliser pour une carte mémoire générale de ces appareils, voir la fiche technique spécifique à l'appareil.

	Data Space	Prog Space	
0x00 0000	M0 Vector RAM (Enabled if VMAP = 0)		
0x00 0040	M0 SARAM (1K x 16, 0-Wait)		
0x00 0400	M1 SARAM (1K x 16, 0-Wait)		
0x00 0800	Peripheral Frame 0	Reserved	
0x00 0D00	PIE Vector - RAM (256 x 16) (Enabled if VMAP = 1, ENPIE = 1)		
0x00 0E00	Peripheral Frame 0		
0x00 1400	CLA Registers		
0x00 1480	CLA-to-CPU Message RAM		
0x00 1500	CPU-to-CLA Message RAM		
0x00 1580	Reserved		
0x00 2000	Reserved		
0x00 4000	USB Control Registers ^(A)		Reserved
0x00 5000	Peripheral Frame 3 (4K x 16, Protected) DMA-Accessible		
0x00 6000	Peripheral Frame 1 (4K x 16, Protected)		
0x00 7000	Peripheral Frame 2 (4K x 16, Protected)		
0x00 8000	L0 DPSARAM (2K x 16) (0-Wait, Secure Zone + ECSL, CLA Data RAM2)		
0x00 8800	L1 DPSARAM (1K x 16) (0-Wait, Secure Zone + ECSL, CLA Data RAM 0)		
0x00 8C00	L2 DPSARAM (1K x 16) (0-Wait, Secure Zone + ECSL, CLA Data RAM 1)		
0x00 9000	L3 DPSARAM (4K x 16) (0-Wait, Secure Zone + ECSL, CLA Program RAM)		
0x00 A000	L4 SARAM (8K x 16) (0-Wait, Secure Zone + ECSL)		
0x00 C000	L5 DPSARAM (8K x 16) (0-Wait, DMA RAM 0)		
0x00 E000	L6 DPSARAM (8K x 16) (0-Wait, DMA RAM 1)		
0x01 0000	L7 DPSARAM (8K x 16) (0-Wait, DMA RAM 2)		
0x01 2000	L8 DPSARAM (8K x 16) (0-Wait, DMA RAM 3)		
0x01 4000	Reserved		
0x3D 7800	User OTP (1K x 16, Secure Zone + ECSL)		
0x3D 7BFA	Reserved		
0x3D 7C80	Calibration Data		
0x3D 7CC0	Get_mode function		
0x3D 7CD0	Reserved		
0x3D 7E80	PARTID		
	Calibration Data		
0x3D 7EB0	Reserved		
0x3D 8000	FLASH (128K x 16, 8 Sectors, Secure Zone + ECSL)		
0x3F 7FF8	128-Bit Password		
0x3F 8000	Boot ROM (32K x 16, 0-Wait)		
0x3F FFC0	Vector (32 Vectors, Enabled if VMAP = 1)		

A. Memory locations 0x3D 7E80–0x3D 7EAF are reserved in TMX/TMP silicon.

Figure H.3: 28023/28027 Memory Map

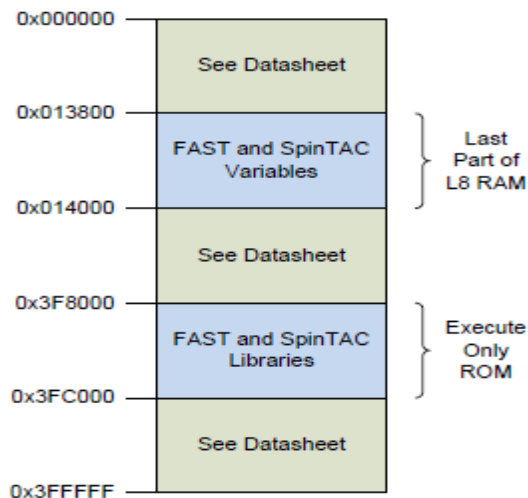
Tableau H.2 Addresses of Flash Sectors in F28021/28023/28027

ADDRESS RANGE	PROGRAM AND DATA SPACE
0x3F 0000 to 0x3F 1FFF	Sector D(8K x 16)
0x3F 2000 to 0x3F 3FFF	Sector C(8K x 16)
0x3F 4000 to 0x3F 5FFF	Sector B(8K x 16)
0x3F 6000 to 0x3F 7FFF	Sector A(8K x 16)
0x3F 7F80 to 0x3F 7FFF	Program to 0x0000 when using the code security module
0x3F 7FF6 to 0x3F 7FF7	Boot-to-Flash entry point (program branch instruction here)
0x3F 7FF8 to 0x3F 7FFF	Security password (128 bit) (Do not program to all Zeros)

Tableau H.3 2806xF Allocated Memory for InstaSPIN-FOC Library

Features	2806xF
Maximum number of motors that can be controlled	2
Fast Version	1,6
ROM library (size , hex , words)	4000
ROM library Start (address , hex)	3F 8000
Library required RAM (size , hex , words)	800
Library start RRAM (address , hex)	01 3800

La figure H.4 met en évidence les morceaux de mémoire ROM EXE uniquement utilisés par les bibliothèques. EXE exécute uniquement la mémoire où l'accès en lecture n'est pas possible.

**Figure H.4:** 2806xF Allocated Memory for InstaSPIN-FOC Library

Le tableau H.4 résume la mémoire utilisée pour les (4) configurations les plus courantes, avec la mémoire utilisateur en option en FLASH ou RAM. Notez l'augmentation de la taille du code car moins de fonctions dans la ROM sont utilisées.

Tableau H.4. User Memory and Stack Sizes

Code configurations		Memory Sizes (16bit Words)			Maximum stack used (16bit words)
ROM code	User code	RAM	FLASH	total	
Full implementation	RAM	0x1870	0x0000	0x1870	0x0120
Full implementation	FLASH	0x001E	0x186C	0x188A	0x0120
Full implementation	RAM	0x1F31	0x0000	0x1F31	0x0120
Full implementation	FLASH	0x001E	0x1F2D	0x1F4B	0x0120

8.2 Utilisation des broches

La flexibilité dans la conception d'InstaSPIN-FOC permet la prise en charge de plusieurs moteurs. Le tableau H.5 répertorie les broches minimum et maximum utilisées par moteur. Notez qu'un microcontrôleur F2806xF fournit (14) ePWM sorties avec le boîtier 100 broches et (12) avec le boîtier 80 broches.

Tableau H.5 Pin utilization Per motor

Pin type	Pin name	Pins usage Per motor	
		Min	Max
Digital	PWM1A	3 (requires external fault and external complementary mode with Dead time)	7
	PWM1B(Optional)		
	PWM2A		
	PWM2B(Optional)		
	PWM3A		
	PWM3B(Optional)		
	Trip Zone (optional)		
Analog	IA	5 (only two currents and no VBUS ripple compensation)	7
	IB		
	IC(optional)		
	VA		
	VB		
	VC		
	VBUS(optional)		

ANNEXE J

Clés pour l'utilisation de la solution InstaSPIN-FOC

1 Matériel

InstaSPIN-FOC dépend des courants de phase du moteur et des retours de tension de phase pour l'estimation de l'angle et de la vitesse du rotor dans l'observateur FAST. Par conséquent, ces signaux de rétroaction doivent être conçus très soigneusement pour obtenir les performances sans capteur souhaitées.

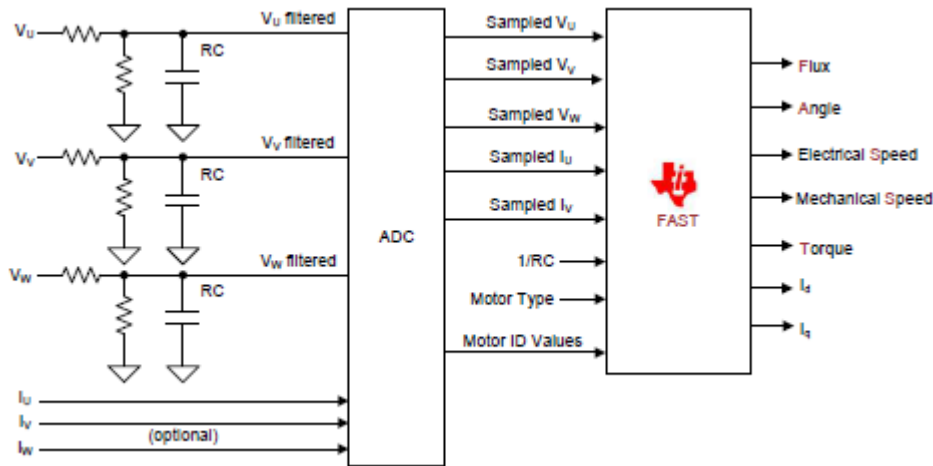


Figure G.1: Hardware Interface for InstaSPIN-FOC Solution

Cependant, de nombreuses dispositions de PCB sont négligées en raison des signaux de rétroaction qui sont très sensibles aux performances sans capteur. La figure 8 montre comment disposer ces signaux de rétroaction. Les deux motifs de courant .Le circuit de rétroaction et le circuit de rétroaction de tension doivent être situés dans la masse du signal et non sur la masse. En d'autres termes, G1 et G2 doivent être connectés au plan de masse du signal. Sinon, les signaux de rétroaction pourraient capturer considérablement le bruit de commutation. Dans le pire des cas, l'observateur sans capteur peut ne pas fonctionner correctement. De plus, les signaux de retour de courant doivent être connectés à des résistances shunt avec une connexion kelvin pour bruit en mode commun.

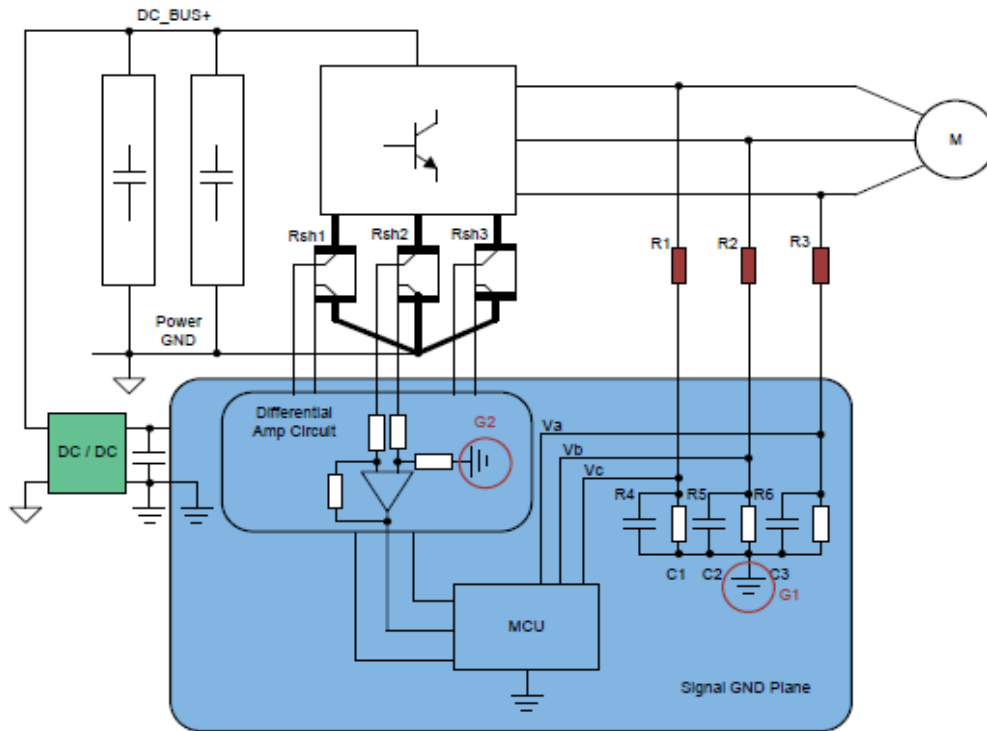


Figure G.2: PCB Layout Guideline for InstaSPIN-FOC Solution

2. Logiciel

InstaSPIN-FOC contient de nombreux paramètres publics dans les fichiers user.h pour les modules contrôleur et estimateur.

Il existe trois paramètres clés liés au circuit matériel de l'utilisateur, comme expliqué dans les sections suivantes. Ces paramètres doivent être réorganisés en fonction du circuit matériel de l'utilisateur.

2.1 USER_ADC_FULL_SCALE_VOLTAGE_V

Ce module définit la tension maximale à l'entrée du convertisseur AD. La valeur qui sera représentée par l'entrée ADC maximale (3,3 V) et la conversion (0FFFh). Dépendant du matériel, ce doit être basé sur la détection de tension et la mise à l'échelle de l'entrée ADC.

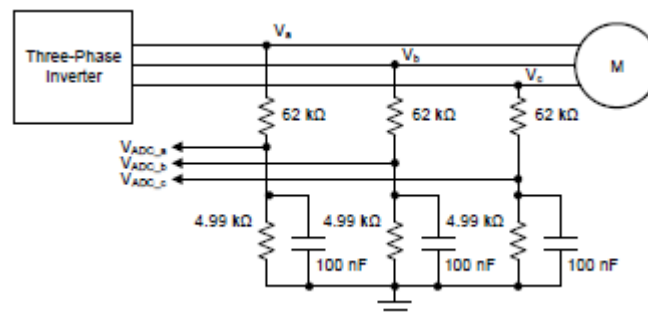


Figure G.3: Example Circuit of Phase Voltage Feedback

2.2 USER_VOLTAGE_FILTER_POLE_Hz

L'estimateur FAST a besoin des rétroactions de tension de phase du moteur pour obtenir les tensions d'entrée du moteur. Étant donné que la tension de commande n'est pas précise, en particulier à basse vitesse, en raison de la bande morte et de la chute de tension du commutateur de l'onduleur, l'InstaSPIN-FOC mesure directement les tensions de phase pour minimiser l'erreur de retour de tension. Les filtres passe-bas sont nécessaires pour obtenir la forme d'onde sinusoïdale de la forme d'onde PWM des tensions de sortie de l'onduleur. Les informations de fréquence de coupure de ce filtre passe-bas sont transmises à l'estimateur FAST pour permettre une détection précise du retour de tension de phase du moteur à partir des signaux filtrés.

En règle générale, une fréquence de coupure de quelques centaines de Hz suffit pour filtrer une fréquence PWM de 10 à 20 kHz.

2.3 USER_ADC_FULL_SCALE_CURRENT_A

Ce paramètre définit le courant maximum au convertisseur AD. Cette valeur est représentée par l'entrée ADC maximale (3,3 V) et la conversion (0FFFh). La valeur dépend du matériel et doit être basée sur la détection actuelle et la mise à l'échelle vers l'entrée ADC.

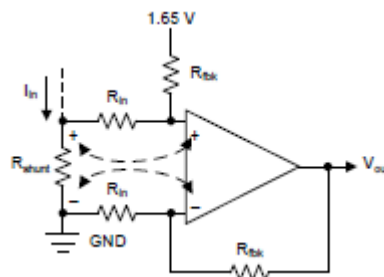


Figure G.4: Example Circuit of Current Feedback

Texas Instruments Petit MCU avec InstaSPIN-FOC

Les microcontrôleurs Piccolo TMS320F28027F de Texas Instruments incluent l'estimateur FAST™ et les fonctions de commande du moteur additionnelles nécessaires à un débit en cascade et de boucle d'entraînement avec une commande FOC triphasée efficace. Avec les pilotes périphériques F2802xF en code utilisateur, ils permettent d'avoir une solution InstaSPIN-FOC sans capteur (également appelée à auto-détection) qui peut identifier, ajuster la commande du couple et efficacement commander votre moteur en quelques minutes, sans utiliser de capteurs à rotor mécanique. Ce boîtier complet est appelé InstaSPIN-FOC. L'estimateur FAST est appelé à exécuter en ROM uniquement tandis que le reste des fonctions requises pour InstaSPIN-FOC réside dans la mémoire utilisateur (FLASH et RAM). Le système InstaSPIN-FOC a été conçu avec la flexibilité d'accueillir une variété d'architecture logicielle de système et des conceptions sur mesure.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1]. BOUSEBSI MERIEM, MORDJAOUI MOURAD, MEDOUED AMMAR « Modélisation et simulation du moteur BLDC Application : Commande prédictive » génie électrique - Université 20 Aout 1955-Skikda, 2019
- [2]. TOUIL Moustafa et ZOUBIRI Noureddine « Modélisation et commande par la logique floue d'un moteur à courant continu sans balais » thèse d'ingénieur d'état en génie électronique - Université MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2009
- [3]. NAIDJI Assia « Commande Floue-Glissant dun Moteur BLDC » thèse de master en Automatique, Automatique et système - Université MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2018
- [4]. KNF_techno36_1204 « Les nombreux avantages du moteur sans balais » Site Web www.lmdindustrie.com
- [5]. TEBRI Zoulikha « Etude des propriétés dynamiques des entraînements électriques à moteurs à commutation électronique » thèse Magister en électrotechnique, Entraînements électriques- Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2017
- [6]. BENNOURA ABDEL MADJID et DJABRI KHALED « Etude et simulation d'un variateur de vites d'une Machine à courant continu » thèse de Master en électrotechnique, génie électrique - Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent, 2017
- [7]. Master Ingenieros « Moteur sans balais (Sans charbons) –Caractéristiques fondamentales » Site Web www.masteringenieros.com

[8] Salem SI HALI, «Commande d'un moteur BLDC sans capteur de position», thèse de Master en Génie électrique, Machines électriques ; université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2017.

[9]. commande-sans-capteur-de-moteurs-brushless - Site Web www.mdp.fr

[10] M. FADEL, R. RUELLAND, G. GATEAU, JC. HAPIOT, P. BRODEAU, J.P. CARAYON. Commande sans capteur des actionneurs embarqués. Journée 2004 de la section électrotechnique du club EEA, 18-19 mars, Cergy- Pontoise.

[11] Mieux connaître un BLDC : commande de moteur CC sans balais sans capteur- Site Web fr.ecrimpower.com

[12] Chris McGrady « Avec ou sans balais ? Quel moteur CC choisir ? » Site Web www.arrow.com

[13] « Cartes_modules_controle_moteurs_201006 » Site Web www.lmdindustrie.com

[14] « Commande_vectorielle» Site Web fr.wikipedia.org

[15] Mohamad Koteich « ' Commande Vectorielle Sensorless des Moteurs Brushless de Mini-Drones »Thèse de Master 2 Recherche - Gif-sur-Yvette le 7 Septembre 2012.

[16]. Jacob Beningo « Un moteur BLDC opérationnel en moins d'une heure grâce à une combinaison de matériel/logiciel » Site Web www.digikey.fr

[17]. Site Web www.ti.com/lit/ds/sprs523n/sprs523n.pdf

[18]. Site Web www.ti.com/tool/BOOSTXL-DRV8305EVM

[19] « Tutorial-Motor-Parameter-Identification-with-PSIM» <https://psim.powersimtech.com>

[20]. KNF_techno36_1204 « Les nombreux avantages du moteur sans balais »
Site Web www.lmdindustrie.com

[21]. Steven Keeping « Commande de moteurs BLDC sans capteurs via la
force contre-électromotrice » Site Web www.digikey.fr

[22]. «TMS320F2806xF InstaSPIN-FOC Software Technical »Site Web
www.ti.com/lit/spruhi9

[23]. Site Web www.ti.com/lit/ug/spruhh2c/spruhh2c.

[24]. Site Web www.ti.com/lit/ug/tidud29/tidud29.pdf

[25] «TI introduces InstaSPIN-FOC™ MCU LaunchPad and motor » Site Web
www.microcontrollertips.com