



## Mémoire de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme de Master

**Spécialité : Électronique des systèmes Embarqués**

# Etude et simulation de la commande d'un moteur BLDC

*Réalisé par :*

Ait Said Karima

Gacem Abdennour

*Devant le jury composé de :*

M. Sebaa MORSLI :	Professeur	- Président
M. Belarbi MUSTAPHA :	MCA	- Examineur 1
M. Ouared RAHAL :	MAA	- Examineur 2
M. Nasri DJILALI :	Professeur	- Encadreur

Promotion : 2021/2022

## *Remerciements*

*Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant, le clément le miséricordieux de nous avoir donné la force, la foi et le courage pour réaliser ce modeste travail.*

*Nous tenons également, à adresser nos remerciements à notre encadreur **Mr Nasri DJILALI** pour sa gentillesse, sa patience, sa confiance, son encouragement et surtout ses efforts et le temps qu'il nous a consacré et nous avoir pleinement suivi et encadré tout au long de ce mémoire.*

*Nous adressons notre gratitude au président de jury **Mr Sebaa MORSLI** qui a fait l'immense honneur de présider notre jury, ainsi aux examinateurs Messieurs **Belarbi MUSTAPHA** et **Ouared RAHAL** pour avoir accepté d'examiner notre travail et de nous honorer en participant à ce jury.*

*Nous disons merci aussi à l'ensemble des enseignants de la faculté des sciences appliqués, en particulier les responsables de département de Génie électrique.*

*Nous remercions enfin ceux qui d'une manière ou d'une autre, ont contribué à la réussite de ce travail.*

*Au nom de Dieu le tout puissant le miséricordieux,*

*Nullé œuvre n'est exaltante que celle réalisée avec le soutien des autres*

*Je tiens à dédie ce travail :*

*A mes chers parents pour qui aucune dédicace ne saurait exprimer mon amour éternel, mon plus profond respect et mon immense gratitude : Papa merci pour ton développement personnel, ta confiance en moi et pour ton encouragement,...Maman ta présence dans ma vie est indispensable, merci pour tout ce que tu fais pour moi, puisse Dieu, le Très Haut, vous accorder santé, bonheur et longue vie et faire en sorte que jamais je ne vous déçoive.*

*A ma sœur Sekoura, source de ma joie et secret de ma force.*

*A mes deux chers frères : Ghiles et Zinou,*

*Je le dédié aussi à tous les membres de la famille qui m'ont toujours aidé et encouragé.*

*A tous ceux qui, par un mot, m'ont donné la force de continuer.*

*Je le dédié enfin à mon binôme Gacem Abdennour.*

*Ait Saïd Karima*

*Au nom de Dieu le tout puissant le miséricordieux,*

*Je tiens à dédier ce travail :*

*A Mes chers parents en particulier ma très chère maman qui est une source d'inspirations infini dont je lui dois l'œuvre de tous mes succès et de mes qualités, elle a su faire de moi ce que je suis aujourd'hui et ce que je vais apporter demain.*

*A Mon très cher père qui m'a été d'une grande aide durant mes études un soutien très précieux qui m'a appris à ne jamais reculer devant les défis.*

*A mes chers frères et sœurs :*

*Soumia, Wahiba, Kheirdine, Sarah, Abdelhakim,*

*A mes meilleurs amis les plus fous que j'ai connus Pour leur présence et pour tous ce qu'on partager dans notre vie*

*Je le dédie enfin à mon binôme Ait Saïd Karima*

*Gacem Abdennour*

## Résumé

Ce projet de fin d'étude en Master d'Electronique des Systèmes Embarqués porte sur l'étude et la simulation de la commande d'un moteur BLDC à base d'un microcontrôleur pic16f877a.

Parmi les nombreux types de commandes proposées pour contrôler les moteurs brushless, la commande trapézoïdale est la plus utilisée et la plus performante, cependant, un contrôle trapézoïdale efficace nécessite une bonne connaissance des paramètres électriques et mécaniques du moteur, et on a montré dans ce travail que la commande en vitesse du moteur BLDC à l'aide d'un signal PWM adéquat est efficace.

**Mots clés** BLDC, brushless, microcontrôleur, PWM, vitesse, trapézoïdale.

## Abstract

The Electronic of Embedded systems master degree's graduation project focus on the Study and the simulation of a BLDC motor's control based on a pic16f877a microcontroller.

Among the several control's types available for controlling brushless motors, the trapezoidal control is the most usable and the most efficient, however, an efficient trapezoidal control requires a good knowledge of the electrical and mechanical parameters of the motor, and it has been shown in this work that the speed control of the BLDC motor using PWM is more efficient and effective.

**Key words** BLDC, brushless, microcontroller, PWM, speed, trapezoidal.

## المخلص

يركز مشروع التخرج من درجة الماجستير في الأنظمة الإلكترونية المدمجة على دراسة ومحاكاة التحكم في محرك تيار مستمر بدون فرشاة بناءً على مشروع التخرج هذا في ماجستير الإلكترونيات للأنظمة المدمجة على دراسة ومحاكاة التحكم في محرك تيار مستمر بدون فرشاة استنادًا إلى متحكم دقيق. من بين أنواع التحكم العديدة المتاحة للتحكم في المحركات بدون فرشاة، يعتبر التحكم شبه المنحرف هو الأكثر استخدامًا والأكثر كفاءة، ومع ذلك، يتطلب التحكم شبه المنحرف الفعال معرفة جيدة بالمعلمات الكهربائية والميكانيكية للمحرك، وقد تم توضيح ذلك في هذا العمل على أن التحكم في سرعة محرك تيار مستمر بدون فرشاة باستخدام تعديل عرض النبض أكثر كفاءة وفعالية.

**الكلمات الدالة** محرك تيار مستمر بدون فرشاة، متحكم دقيق، السرعة، عرض النبض، التحكم شبه المنحرف

# Table des matières

<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
<b>I. Généralités sur le moteur BLDC .....</b>	<b>2</b>
I.1 Introduction .....	3
I.2 Composition d'un moteur BLDC .....	3
I.3 Classification du moteur BLDC .....	4
I.4 Principe de fonctionnement .....	5
I.5 Configuration des enroulements du moteur BLDC .....	6
I.6 Technologie des moteurs BLDC .....	7
I.6.1 Moteurs BLDC outrunner .....	7
I.6.2 Moteurs BLDC inrunner .....	8
I.6.3 Moteurs BLDC disques .....	9
I.7 Différents types d'alimentation d'un moteur brushless .....	9
I.7.1 Commande trapézoïdale des moteurs BLDC à capteurs à effet hall (SENSORED) ..	10
I.7.2 Les séquences de commutations .....	10
I.7.3 Les instants de commutations .....	10
I.7.4 Commande des moteurs BLDC à base de la fcem (SENORLESS) .....	14
I.8 Modèle mathématique .....	14
I.9 Caractéristiques couple/vitesse .....	15
I.10 Caractéristique du BLDC .....	16
I.11 Les avantages et les inconvénients de moteur BLDC .....	16
I.11.1 Les avantages .....	17
I.11.2 Les inconvénients .....	17
I.12 Domaine d'application du moteur BLDC .....	18
I.13 Estimation de la vitesse de rotation du moteur BLDC .....	18
<b>Erreur ! Signet non défini.</b>	
I.14 Conclusion .....	19
<b>II. Interrupteurs électroniques et circuits de puissance .....</b>	<b>20</b>
II.1 Introduction .....	21
II.2 Interrupteurs réels de puissance .....	21
II.3 Présentation .....	21
II.4 Caractéristique dynamique d'un interrupteur .....	22
II.5 Les types des Interrupteurs .....	22
II.6 Les composants électroniques réels .....	23
II.6.1 La diode .....	23
II.6.2 Transistors MOSFET .....	24
II.6.3 Principe de fonctionnement du MOSFET .....	25
II.6.4 Les caractéristiques du MOSFET .....	25
II.6.5 Caractéristiques du MOSFET IRF830 .....	26
II.6.6 La protection du MOSFET .....	26
II.7 Dissipation thermiques des composants de puissance .....	26
II.7.1 Problème à résoudre .....	26
II.7.2 Propagation de la chaleur .....	27
II.7.3 La dissipation « naturelle » de la chaleur .....	27
II.8 Circuit de base du DRIVE .....	28

II.9	Conversion de la tension du Drive .....	29
II.9.1	Conversion d'une tension de commande en 15 V .....	29
II.9.2	Le circuit Push-pull .....	30
II.9.3	Résistance de grille optimale .....	30
II.10	Drivers à base de circuits intégrés des Transistors MOSFET .....	31
II.10.1	Définition .....	31
II.10.2	Le choix de composant IR2101 .....	31
II.10.3	Diagramme de fonctionnement .....	32
II.10.4	Caractéristiques d'un driver .....	32
II.10.5	Classification des drivers .....	33
II.11	Structure en pont triphasé .....	34
II.12	Conclusion .....	34
<b>III.</b>	<b>Le microcontrôleur .....</b>	<b>35</b>
III.1	Introduction .....	36
III.2	Définition des PIC .....	36
III.3	Différentes familles des PIC .....	37
III.4	Le choix du PIC 16F877A .....	37
III.5	Brochage du PIC 16F877A .....	37
III.6	Le mode PWM dans les modules CCPx [25] .....	38
III.7	Le convertisseur analogique-numérique (ADC) [25] .....	39
III.7.1	Broches ADC PIC16F877A .....	40
III.7.2	Temps d'acquisition A/N .....	41
III.7.3	Sélection de l'horloge de conversion A/N .....	41
III.8	Exemple de PWM et ADC du PIC16F877A .....	42
III.9	Le Timer TMR1 .....	43
III.9.1	PIC16F877A Interruption Timer1 .....	43
III.9.2	PIC16F877A Taux de pré-diviseur Timer1 .....	43
III.9.3	PIC16F877A exemple d'interruption Timer1 .....	44
III.10	Le Timer TMR2 [25] .....	44
III.11	Affichage à cristaux liquides (LCD) .....	45
III.11.1	Exemple de mesure de la largeur d'impulsion .....	46
III.12	Conclusion .....	48
<b>IV.</b>	<b>Résultats de simulation .....</b>	<b>49</b>
IV.1	Introduction .....	50
IV.2	Fonctionnement .....	50
IV.3	La partie de simulation et l'explication en détails .....	51
IV.4	Résultat de simulation .....	52
IV.5	La commande en vitesse d'un moteur BLDC .....	54
IV.6	La variation de la vitesse en fonction du rapport cyclique PWM .....	65
IV.7	Conclusion .....	65
	<b>Conclusion générale .....</b>	<b>66</b>
	<b>Abréviation .....</b>	<b>67</b>
	<b>Bibliographie .....</b>	<b>68</b>

# Table des figures

Figure I. 1 : Les composants du moteur BLDC .....	3
Figure I. 2 : Sections des aimants du rotor.....	3
Figure I. 3 : Stator du moteur BLDC .....	4
Figure I. 4 : Exemples des types de moteurs Brushless : (a) Structure monophasée ; (b) Structure triphasée ; (c) Contrôleur monophasé, (d) Contrôleur triphasé.....	5
Figure I. 5 : Fonctionnement d'un moteur BLDC.....	6
Figure I. 6 : La disposition étoile et triangle d'un moteur BLDC .....	7
Figure I. 7 : Moteur BLDC out-runner.....	8
Figure I. 8 : Moteur BLDC In-runner .....	8
Figure I. 9 : Moteur BLDC disque .....	9
Figure I. 10 : Formes d'onde BEMF de BLDC et PMSM.....	9
Figure I. 11 : Schéma simplifié d'enroulement du moteur BLDC.....	10
Figure I. 12 : Séquences de commutation du circuit de commande d'un moteur BLDC.....	12
Figure I. 13 : Tensions aux bornes du BLDC en fonction des signaux Hall "a", "b" et "c" .....	13
Figure I. 14 : Le schéma du circuit principal du moteur BLDC.....	15
Figure I. 15 : Les caractéristiques de vitesse/couple.....	15
Figure I. 16 : Signal du capteur à effet Hall.....	18
Figure II. 1 : Caractéristiques dynamiques de l'interrupteur réel.....	21
Figure II. 2 : La diode .....	23
Figure II. 3 : Les types de transistor MOSFET .....	24
Figure II. 4 : Circuit de commande MOSFET de base.....	29
Figure II. 5 : exemple de pilotage d'un MOSFET avec une logique numérique.....	29
Figure II. 6 : Le circuit Push-pull.....	30
Figure II. 7 : Différentes résistances de grille .....	31
Figure II. 8 : Circuit de contrôle intégré.....	31
Figure II. 9 : Schéma fonctionnel de IR2101 .....	32
Figure II. 10 : Montage typique de commande d'un tripôle à partir d'une commande numérique, avec l'utilisation d'une interface, un driver.....	32
Figure II. 11 :Schéma de contrôle du moteur BLDC triphasé en pont complet.....	33
Figure III.1 : microcontrôleur.....	36
Figure III 2 : Le microcontrôleur PIC 16F877A.....	37
Figure III 3 : Brochage du PIC 16F877A.....	38
Figure III 4 : Schéma bloc simplifiée du circuit PWM .....	39
Figure III 5 : Le signale à la sortie du circuit du PWM.....	39
Figure III 6 : schéma block d'ADC.....	40
Figure III 7 : Montage d'un clignotement d'une LED avec le PIC.....	42
Figure III 8 : Montage 02 d'un clignotement d'une LED avec le PIC.....	44
Figure III 9 : affichage à cristaux liquides .....	46
Figure III 10 : Schéma de circuit de mesure de la largeur d'impulsion à l'aide d'un microcontrôleur pic 16f877a .....	47
Figure IV. 1 : schéma synoptique de la commande d'un moteur BLDC .....	50
Figure IV. 2 : Circuit de simulation sur Proteus.....	51
Figure IV. 3 : Signal des capteurs à effet Hall dans le sens horaire .....	52
Figure IV. 4 : Signal des capteurs à effet Hall dans le sens antihoraire .....	53
Figure IV. 5 : Le courant circulant dans une phase.....	53
Figure IV. 6 : Tension terminale triphasé.....	54
Figure IV. 7 : Algorithme de comnade.....	55
Figure IV. 8 : Nouveau circuit de simulation avec Vswitch .....	56



Figure IV. 9 : Signal du capteur à effet Hall .....	55
Figure IV. 10 : signaux des capteurs à effet Hall, Courant de phase et tensions simple et composée de phase .....	55
Figure IV. 11 : Résultat de la simulation pour la réponse du courant de phase du moteur BLDC a PWM 20% .....	55
Figure IV. 12 : Le courant aux bornes de 02 phases dans le nouveau circuit du moteur a PWM 20% .....	55
Figure IV. 13 : signal de commande PWM $\alpha=20\%$ .....	55
Figure IV. 14 : Le signal des capteurs a effet Hall dans le nouveau circuit .....	60
Figure IV. 15 : Résultat de la simulation pour la réponse du courant de phase du moteur BLDC a PWM 50% .....	60
Figure IV. 16 : Le courant aux bornes de 02 phases dans le nouveau circuit du moteur a PWM 50% .....	61
Figure IV. 17 : signal de commande PWM $\alpha=50\%$ .....	61
Figure IV. 18 : Le signal des capteurs a effet Hall dans le nouveau circuit .....	62
Figure IV. 19 : Résultat de la simulation pour la réponse du courant de phase du moteur BLDC a PWM 80% .....	62
Figure IV. 20 : Le courant aux bornes de 02 phases dans le nouveau circuit du moteur a PWM 80% .....	63
Figure IV. 21 : signal de commande PWM $\alpha=80\%$ .....	63
Figure IV. 22 : Le signal des capteurs a effet Hall dans le nouveau circuit .....	64
Figure IV. 23 : La vitesse en fonction du rapport cyclique PWM .....	65

# Liste des tableaux

I.1	Séquence du moteur BLDC dans le sens horaire .....	13
I.2	Séquence du moteur BLDC dans le sens antihoraire .....	14
III.1	les broches d'entrée ADC multiplexées avec d'autres broches GPIO .....	41
III.2	Temps de conversion ADC en fréquences d'horloge spécifique.....	41

## Introduction générale

Les deux dernières décades ont vu un développement spectaculaire dans les applications des moteurs à courant continu sans balais (BLDC), dû à leur couple élevé comparé à leurs volumes ce qui a permis leurs utilisations dans les drones, véhicules électriques. En plus des aspects technologiques des moteurs CC sans balais, leur commande en vitesse et en position a été largement étudiée théoriquement et expérimentalement à base des circuits programmables tels que les microcontrôleurs.

Dans ce sens, le but de ce travail est l'étude et la simulation de la commande en vitesse d'un moteur BLDC, à base d'un microcontrôleur pic 16F877A sur le logiciel Proteus.

Le manuscrit est organisé en quatre chapitres :

- Le 1<sup>er</sup> chapitre de ce projet est consacré à l'étude technologique des différents types des moteurs BLDC, le principe de la commande d'un moteur BLDC muni de capteur à effet Hall (pour capter les positions du rotor) est présenté en détail.
- Le 2eme chapitre traite les interrupteurs électroniques tel que les transistors MOSFET et leurs circuits drivers qui sont utilisés pour former le circuit de puissance (onduleur triphasé) pour alimenter les bobines du moteur BLDC.
- Le 3eme chapitre est consacré à l'étude du circuit de commande à base du microcontrôleur PIC16F877A ainsi que les outils utilisés dans cette tache tels que les timers , convertisseurs ADC, génération de signaux PWM et LCD.
- les différents résultats de simulation de notre projet sont présentés dans le dernier chapitre
- Les perspectives de développement de ce travail sont explicitées dans la conclusion générale.

Chapitre **I**

---

## Généralités sur le moteur BLDC

## I.1 Introduction

Les moteurs brushless atteignent des rapports "performance/volume" très impressionnants par rapport aux technologies conventionnelles. Associée au système électronique, l'amélioration des performances de cette technologie se poursuit depuis deux décennies.

Avec le temps, de nombreuses techniques ont été proposées pour le moteur BLDC, en fonction des objectifs de commande. Dans ce chapitre, nous introduisons les notions de base des moteurs BLDC, où les aspects technologiques, principe de fonctionnement, stratégie de commande de ces moteurs en détails.

## I.2 Composition d'un moteur BLDC

Un moteur brushless compose les mêmes éléments qu'un moteur à courant continu, voir figure 1.1, excepté le collecteur, mais l'emplacement des bobines et des aimants permanents sont inversés. Le rotor est constitué d'un ou plusieurs aimants permanents et sont disposés de manière à former entre 02 à 08 paires de pôles qui alternent entre les pôles nord et sud comme le montre la figure 1.2.

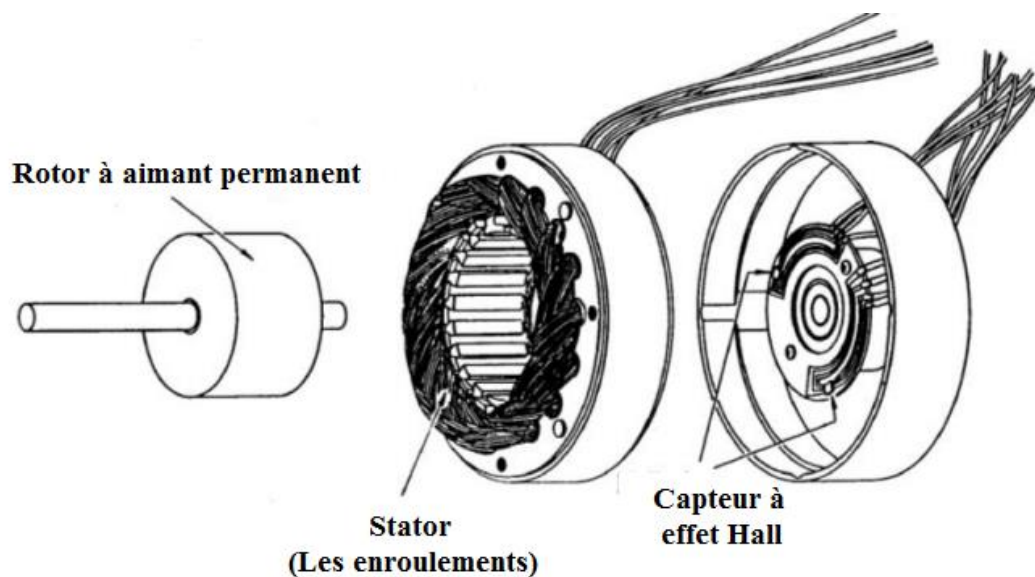


Figure I.1 : Les composants du moteur BLDC

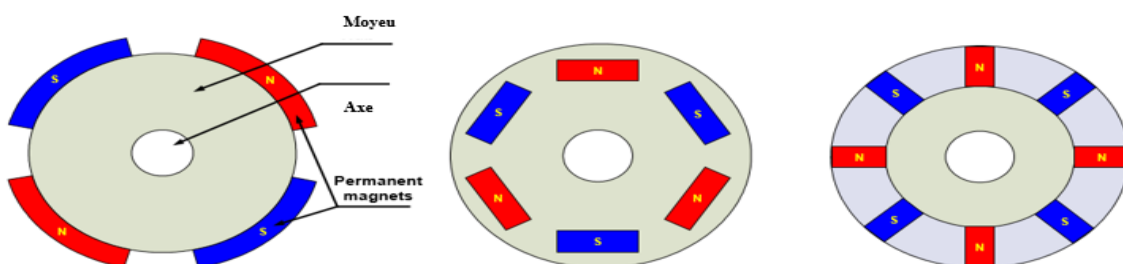


Figure I. 2 : Sections des aimants du rotor

Le stator est une pièce fixe formé de plusieurs bobinages comme le montre la figure 1.3 et qui a pour rôle de créer un champ magnétique tournant afin de fournir une force électromagnétique sur le rotor qui fait tourner le moteur. Certains moteurs brushless disposent de trois capteurs à effet Hall pour faciliter la commande de ces moteurs.



Figure I. 3 : Stator du moteur BLDC

L'alimentation alternée des bobines du stator par un courant continu induit un champ magnétique nord sud tournant qui entraîne le rotor de manière que les pôles N et S des stators et du rotor s'alignent par l'effet de la force d'attraction des champs magnétiques.

Le nombre de pôles magnétiques affecte grandement le couple produit, plus le nombre de pôles est important, plus le couple produit sera important tandis que le RPM « Rotation par minute » du moteur diminuera. Le couple peut également être influencé par le choix du matériau de l'aimant à utiliser. Le matériau nécessaire a de bonnes propriétés magnétiques pour fabriquer des aimants permanents afin qu'ils puissent produire un flux magnétique à haute densité. En raison de la grande et de la petite influence de la densité de flux magnétique. Plus le flux magnétique est important, plus le couple est élevé.

### I.3 Classification du moteur BLDC [1]

Il existe trois classifications du moteur BLDC : monophasé, biphasé et triphasé. Les moteurs monophasés et triphasés sont les plus largement utilisés. La figure I.6, montre la section transversale simplifiée d'un moteur BLDC monophasé et triphasé avec leur contrôleur.

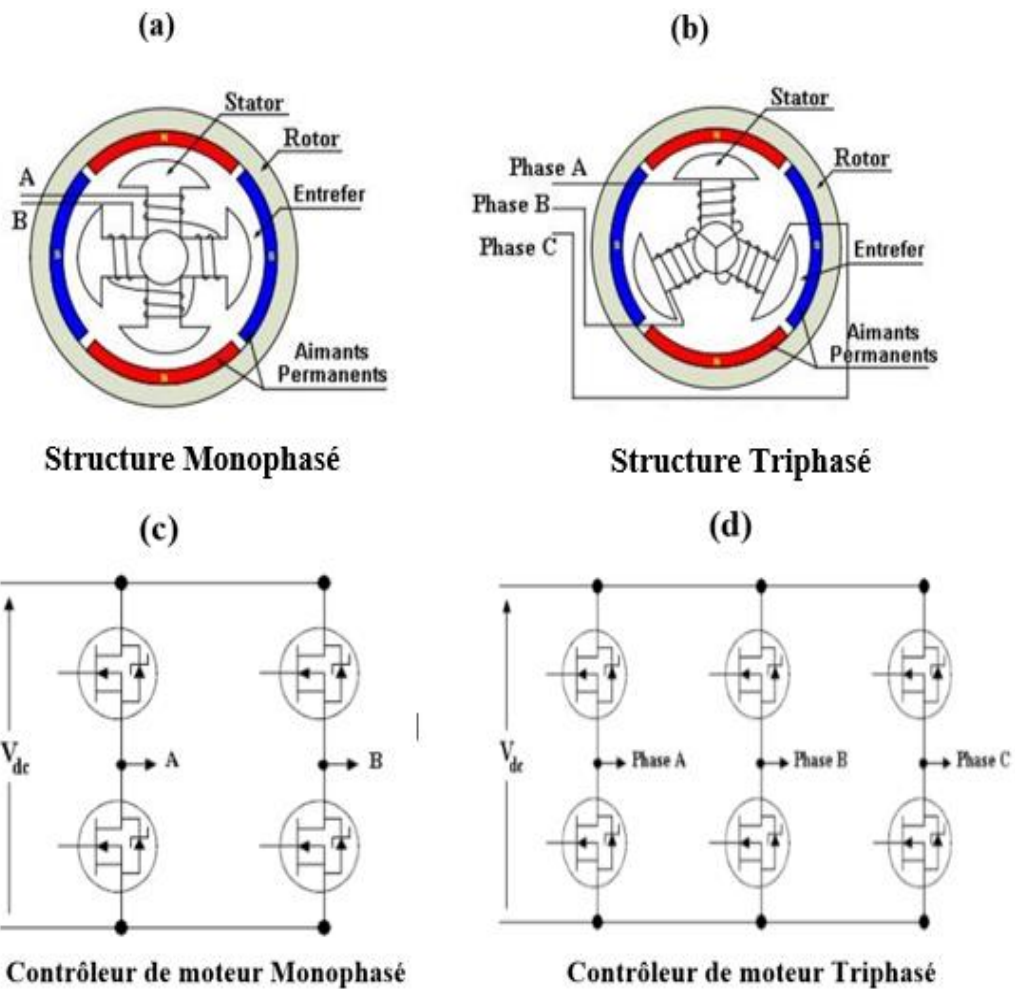


Figure I. 4 : Exemples des types de moteurs Brushless : (a) Structure monophasée ; (b) Structure triphasée ; (c) Contrôleur monophasé, (d) Contrôleur triphasé.

Dans notre projet nous allons étudier le moteur brushless de type triphasé.

#### I.4 Principe de fonctionnement

Le moteur brushless fonctionne à partir de trois sources de tensions variables, fournies par un onduleur, et permettant de générer un champ magnétique tournant. Le rotor, généralement équipé d'un aimant permanent, tend à suivre le champ magnétique tournant.

Dans le cas simple du moteur BLDC, à chaque commutation, deux phases sont reliées respectivement à la tension d'alimentation et à la masse, et une phase n'est pas connectée. Prenons l'exemple de la figure, la phase A n'est pas reliée, la phase B est reliée à la tension d'alimentation et la phase C est reliée à la masse. Un courant parcourt les bobines de B vers C et génère un champ magnétique statorique  $\vec{B}$  dans le moteur dirigé suivant  $\vec{yS}$ . Le rotor supporte un aimant dont le moment magnétique  $\vec{m}$ , orienté du sud vers le nord, tend à s'aligner avec le champ magnétique statorique en tournant dans le sens trigonométrique.

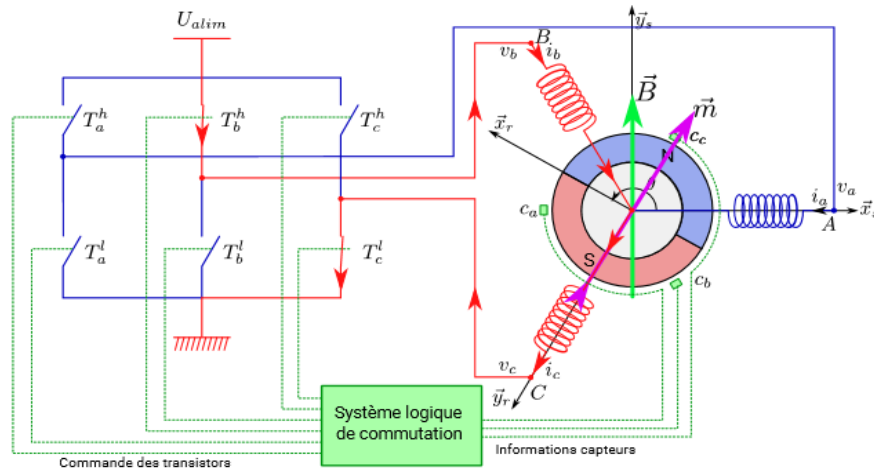


Figure I. 5 : Fonctionnement d'un moteur BLDC

Dès que le rotor s'approchera de  $\overline{\gamma_s}$ , la commutation sera modifiée pour faire circuler le courant de B vers A, le champ magnétique statorique  $\vec{B}$  tourne de  $\pi/6$ , de façon à attirer le rotor et poursuivre la rotation dans le sens trigonométrique. L'angle entre  $\vec{m}$  et  $\vec{B}$  conduit à un couple magnétique  $\vec{Cm} = \vec{m} \wedge \vec{B}$ . [2]

### I.5 Configuration des enroulements du moteur BLDC

La construction d'un moteur BLDC peut varier dans la connexion de l'enroulement de ses trois phases. Il existe l'enroulement en étoile et l'enroulement en triangle. Le montage en étoile est le plus courant. Quel que soit l'enroulement, les deux moteurs sont entraînés de la même manière. L'enroulement en étoile est généralement plus efficace, présente moins de pertes résistives, est plus résistant aux courants parasites et offre un couple plus élevé à basse vitesse. Le principal avantage de l'enroulement en triangle est une vitesse de pointe plus élevée.

Le stator matériau, à haute perméabilité magnétique, souvent formé de 9 ou 12 dents porte les bobines.

Les aimants sont collés sur la cloche externe pour présenter une alternance Nord Sud forme le rotor. Souvent 12 aimants pour 9 dents, et 14 aimants pour 12 dents.

La connexion des bobines entre elle forme une disposition en étoile ou en triangle, comme ceux présentés dans la figure suivante. [3]



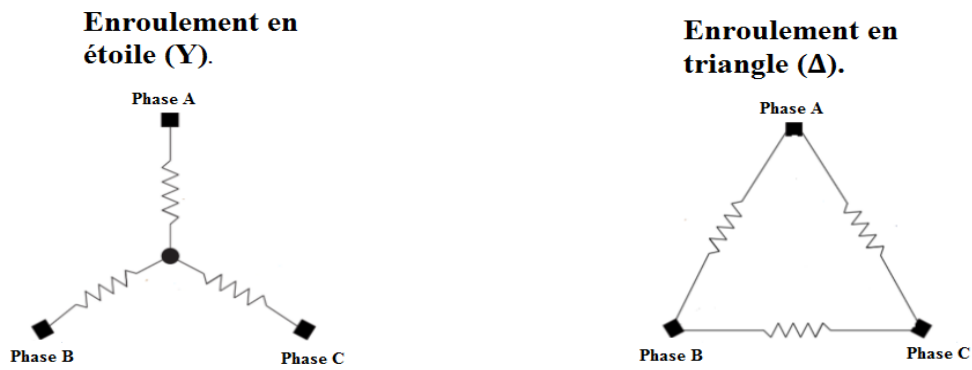


Figure I. 6 : La disposition étoile et triangle d'un moteur BLDC

Dans la disposition étoile, les bobines en série présentent une impédance plus grande. Dans la disposition triangle, les bobines en parallèle présentent une impédance plus petite.

On obtient la même puissance avec :

- Dans la disposition étoile, avec plus de tension pour moins de courant.
- Dans la disposition triangle, avec moins de tension pour plus de courant.

## I.6 Technologie des moteurs BLDC

### I.6.1 Moteurs BLDC outrunner

On appelle « outrunner » les moteurs brushless dont le rotor est autour du stator. Cette configuration est intéressante en termes de couple moteur, car les aimants sont disposés sur un diamètre important, ce qui crée un bras de levier très intéressant. De plus, cette disposition permet de placer facilement plusieurs séries d'aimants (jusqu'à 32 pôles sur certains moteurs brushless outrunners) et de bobines. Les bobines sont toujours câblées par groupes de 3, et les aimants sont soit collés par groupes de 2, soit constitués d'une partie magnétique comprenant plusieurs pôles.

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  $K_v$  est relativement faible par rapport aux autres types de moteurs brushless. Les principales applications des moteurs brushless outrunners sont les suivantes : ventilateurs, moteurs de disques durs, moteurs de vélos électriques. [4]

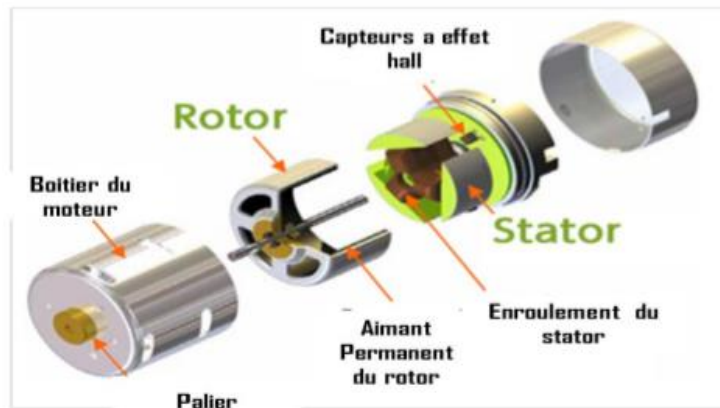


Figure I. 7 : Moteur BLDC out-runner

### I.6.2 Moteurs BLDC inrunner

Contrairement au type précédent, les moteurs brushless inrunners ont le rotor à l'intérieur du stator. Ils n'ont généralement qu'une seule paire de pôles sur le rotor, et 3 bobines au stator. L'inertie du rotor est beaucoup plus faible que pour un moteur outrunner, et les vitesses atteintes par ce type de moteur sont beaucoup plus élevées ( $K_v$  jusqu'à 7700tr/min/V).

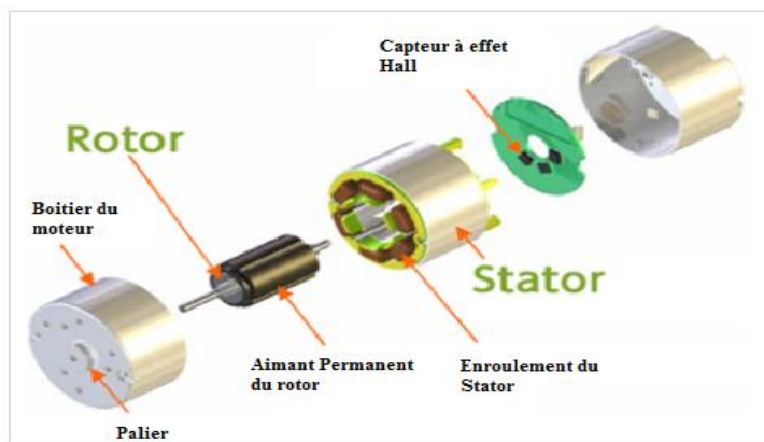


Figure I. 8 : Moteur BLDC In-runner

La gestion électronique de la commutation est par contre plus simple car le rotor tourne à la même fréquence que le champ magnétique. Le couple des moteurs brushless inrunners est plus faible que pour un outrunner car les aimants sont sur un diamètre plus petit à taille de moteur égale. Ce type de moteur brushless est très utilisé dans l'industrie car il se rapproche beaucoup d'un moteur à courant continu à balais. [4]

### I.6.3 Moteurs BLDC 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, sans offrir de différences notables au niveau des performances par rapport à un moteur brushless outrunner. [5]

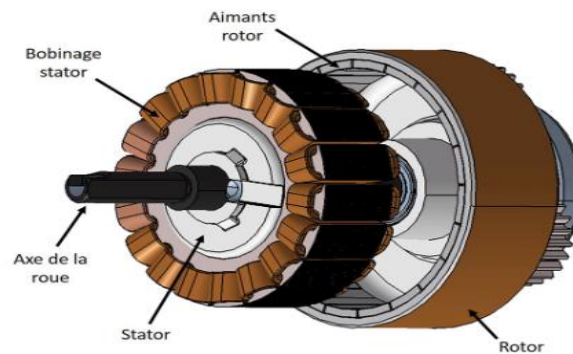


Figure I. 9 : Moteur BLDC disque

### I.7 Différents types d'alimentation d'un moteur brushless

Il existe principalement deux types principaux de moteurs sans balais, à savoir le moteur à courant continu sans balais (BLDC) et le moteur synchrone à aimant permanent (PMSM). Ils partagent tous deux la même construction de base, composée d'aimants permanents sur le rotor et d'enroulements sur le stator.

Cependant, une différence principale est que les bobines du stator sont enroulées uniformément dans un moteur BLDC et dans le cas du PMSM, sont enroulées de manière symétrique. En conséquence, la force contre-électromotrice générée dans un moteur BLDC est de nature trapézoïdale, comme le montre la figure I.21, et de nature sinusoïdale dans les moteurs PMSM.

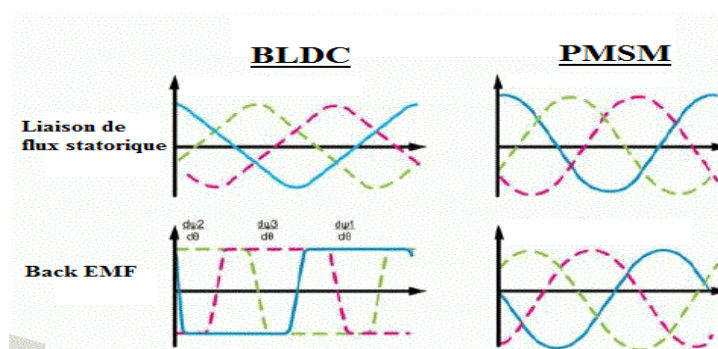


Figure I. 10 : Formes d'onde BEMF de BLDC et PMSM.

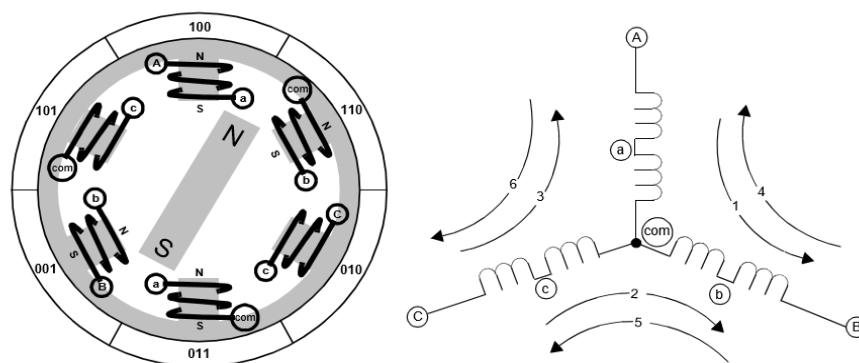


Figure I. 11 : Schéma simplifié d'enroulement du moteur BLDC.

### I.7.1 Commande trapézoïdale des moteurs BLDC à capteurs à effet hall (SENSORED) [6]

La rotation du moteur est engendrée par un champ magnétique tournant au niveau du stator. Ce champ tournant est créé par les commutations de la tension d'alimentation aux bornes des bobines constituant le stator.

Le circuit de commande qui va exciter de façon successive les différentes bobines du stator. Pour créer un champ magnétique tournant, le circuit de commande devra exciter les bobines dans un ordre approprié (séquence de commutations) et cela au moment opportun.

### I.7.2 Les séquences de commutations

Si le moteur est constitué de trois bobines au stator, donc il faut six étapes distinctes pour que le champ fasse un tour complet dans chacune d'elles, le courant passe à travers deux bobines, la troisième ayant un potentiel flottant.

### I.7.3 Les instants de commutations

Afin de voir tourner le moteur sans encombre, les commutations doivent être commandées au moment où le rotor passe par une position bien précise, la position du rotor pouvait être signalée grâce à le capteur à effet Hall.

Généralement, 3 capteurs à effet Hall sont utilisés dans le moteur BLDC car il y a trois phases connectées en étoile. Ainsi 8 ( $2^3 = 8$ ) combinaisons de signaux différentes sont possibles à générer par les capteurs à effet Hall, ce sont : 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110 et 111, parmi eux, 000 et 111 sont des combinaisons impaires car ils ne seront jamais formés.

Les 6 combinaisons restantes sont les six positions de rotor différentes ou les six étapes fondamentales d'une rotation de moteur BLDC.

En mettant la sortie de trois capteurs Hall dans une forme d'onde, chaque capteur donne 3 sorties de niveau haut et 3 niveaux logiques. En les disposant uniformément, on trouvera la séquence de commutation : 101, 100, 110, 010, 011 et 001

Sur la base de cette combinaison de trois signaux de capteur Hall, la séquence exacte de commutation de trois phases différentes peut être déterminée facilement par l'application de l'équation suivante :

$$\text{Phase A} = \text{Hall a} - \text{Hall b}$$

$$\text{Phase B} = \text{Hall b} - \text{Hall c}$$

$$\text{Phase C} = \text{Hall c} - \text{Hall a}$$

Un moteur triphasé BLDC nécessite trois capteurs à effet Hall pour détecter la position du rotor. Dans cette figure la position physique des capteurs à effet Hall est telle que les signaux captés sont déphasés de  $120^\circ$ . La combinaison de ces trois signaux de capteur à effet Hall peut déterminer la séquence exacte de commutation.

La figure I.29 montre la séquence de commutation du circuit de commande d'un moteur BLDC triphasé pour une rotation dans le sens antihoraire. Trois capteurs à effet Hall "a", "b" et "c" sont montés sur le stator à  $120^\circ$  du cycle électrique, tandis que les trois enroulements de phase sont en forme d'étoile. Pour chaque rotation de  $60^\circ$  du cycle électrique, l'un des capteurs à effet Hall change d'état ; il faut six étapes pour terminer tout un cycle électrique. Pour chaque étape, il y a une première borne du moteur dont la tension est haute, une deuxième borne dont la tension est basse, et la troisième borne avec une tension flottante. Il est à noter que le cycle d'un signal peut ne pas correspondre à une révolution mécanique complète. Le nombre de cycles de signaux pour effectuer une rotation mécanique est déterminé par le nombre de paires de pôles du rotor.

Chaque paire de pôles du rotor nécessite un cycle de signal dans une rotation mécanique. Ainsi le nombre de cycles de signaux est égal aux nombre de paires de pôles du rotor.

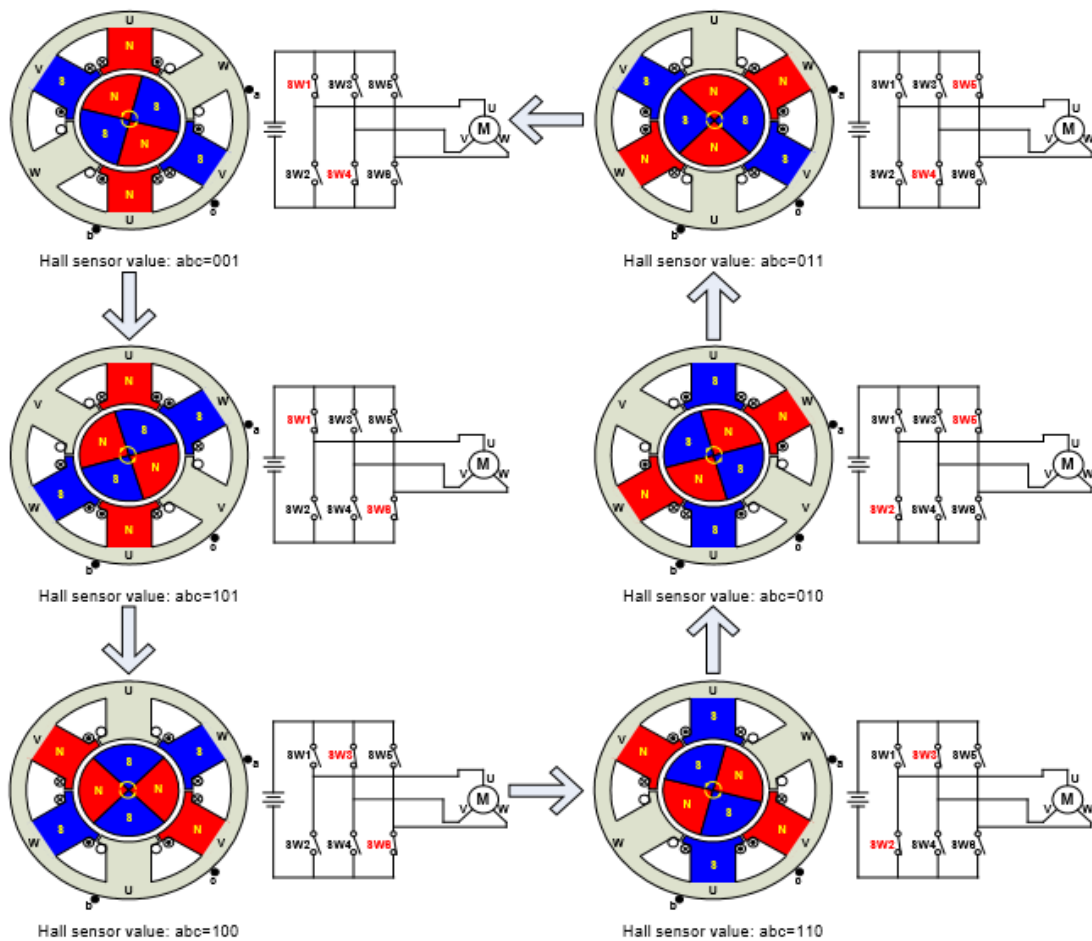


Figure I. 12 : Séquences de commutation du circuit de commande d'un moteur BLDC.

- sw représente le transistor Mosfet

La figure I.13, montre les tensions aux bornes du BLDC en fonction des signaux de sorties des trois capteurs à effet Hall "a", "b" et "c". Les enroulements de phase U, V et W sont soit sous tension soit flottant en fonction des signaux du capteur à effet de Hall qui présentent un déphasage de  $120^\circ$  les uns par rapport aux autres, lorsque le moteur tourne dans le sens antihoraire.

À partir de ces signaux, on peut obtenir la chronologie avec laquelle les enroulements des phases PHASE U PHASE V PHASE W sont soit excités soit flottés. Il est à noter que, le sens horaire est choisi comme sens de rotation du moteur.

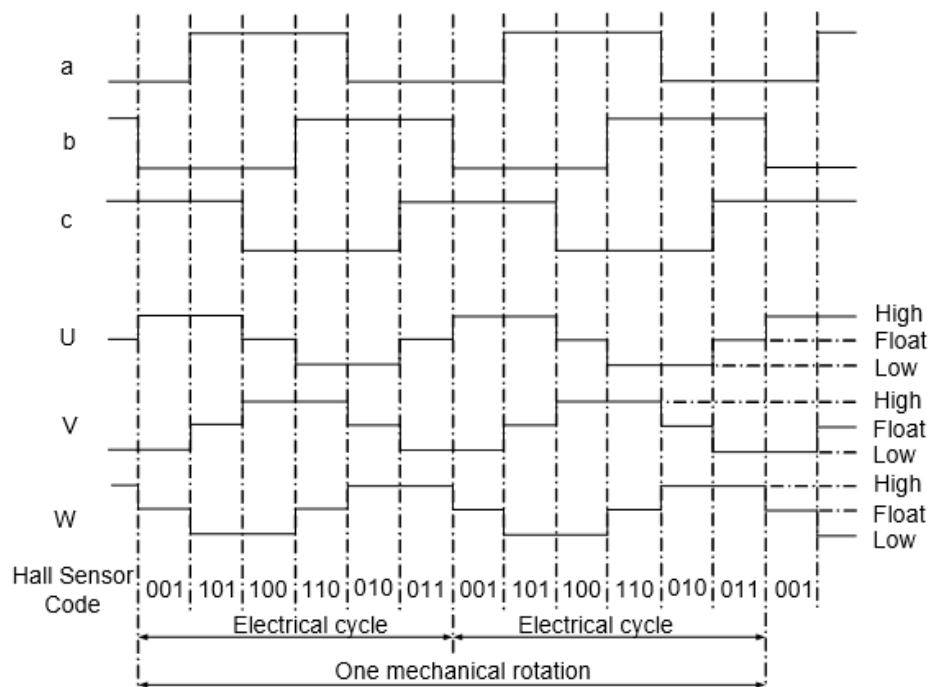


Figure I. 13 : Tensions aux bornes du BLDC en fonction des signaux Hall "a", "b" et "c"

Les tableaux 1 et 2 montrent l'ordre dans lequel les interrupteurs d'alimentation doivent être commutés en fonction des entrées de capteur Hall, a, b et c. Le tableau 1 correspond à la rotation du moteur dans le sens horaire et le tableau 2 correspond à la rotation du moteur dans le sens antihoraire. Ceci est un exemple de signaux de capteur Hall ayant un déphasage de 120 degrés les uns par rapport aux autres. Les capteurs à effet Hall peuvent être à 60 degrés ou 120 degrés de déphasage les uns par rapport aux autres. Lors de la dérivation d'un contrôleur pour un moteur particulier, la séquence définie par le fabricant du moteur doit être suivie.

Tableau I.1 : Séquence du moteur BLDC dans le sens horaire

Séquences	Capteur à effet Hall			Switches						Phases		
	a	b	c	sw1	sw2	sw3	sw4	sw5	sw6	U	V	W
01	0	0	1	1	0	0	0	0	1	DC+	DC-	OFF
02	1	0	1	0	1	1	0	0	0	DC+	OFF	DC-
03	1	0	0	0	0	1	0	0	0	OFF	DC+	DC-
04	1	1	0	0	0	0	1	1	0	DC-	DC+	OFF
05	0	1	0	1	0	0	1	0	0	DC-	OFF	DC+
06	0	1	1	0	1	0	0	1	0	OFF	DC-	DC+

Tableau I.2 : Séquence du moteur BLDC dans le sens antihoraire

Séquences	Capteur à effet Hall			Switches						Phases		
	a	b	c	sw1	sw2	sw3	sw4	sw5	sw6	U	V	W
01	0	1	1	0	1	0	0	1	0	DC-	DC+	OFF
02	0	1	0	1	0	0	1	0	0	DC-	OFF	DC+
03	1	1	0	0	0	0	1	1	0	OFF	DC-	DC+
04	1	0	0	0	0	1	0	0	0	DC+	DC-	OFF
05	1	0	1	0	1	1	0	0	0	DC+	OFF	DC-
06	0	0	1	1	0	0	0	0	1	OFF	DC+	DC-

#### I.7.4 Commande des moteurs BLDC à base de la fcem (SENORLESS)

Pour éviter l'utilisation de capteurs à effet hall, certains circuits de commande de moteurs brushless utilisent les bobines non alimentées à un instant donné pour mesurer la force contre électromotrice et en déduire le moment pour déclencher la commutation, cette solution permet d'éviter l'emploi de capteurs à effet hall, et donc de réduire le prix du moteur BLDC. Par contre, au démarrage, la FCEM est trop faible pour être utilisable. Il faut donc utiliser un autre mode de commande pour le démarrage des moteurs brushless sans capteurs. Généralement, ils sont démarrés comme des moteurs pas à pas, en commutant les phases à une fréquence croissante prédéfinie, suffisamment lentement pour que le moteur brushless ne décroche pas. Le couple dans cette phase est très mauvais. La mise au point de ce système de commande est très difficile, requiert une puissance de calcul importante et nécessite des solutions de filtrage pour distinguer la fcem des parasites engendrés par le moteur. Cette technique est principalement employée dans les petits moteurs brushless, en particulier en modélisme. [7]

#### I.8 Modèle mathématique

La figure I.14 montre le schéma du circuit principal du moteur BLDC. Supposons que le moteur à courant continu sans balais triphasé soit symétrique, ignorons l'effet de la saturation magnétique, le circuit équivalent par l'enroulement peut être l'équation suivante : [8]

$$V_a = L \frac{di_a}{dt} + E_a + V_n$$

$$V_b = L \frac{di_b}{dt} + E_b + V_n$$

$$V_c = L \frac{di_c}{dt} + E_c + V_n$$

Ou,  $V_a, V_b, V_c$  est la tension de la phase à la masse,  $i_a, i_b, i_c$  représente le courant de phase,  $R$  représente la résistance de la phase, et  $V_n$  représente la tension du nœud central de l'enroulement de l'induit.



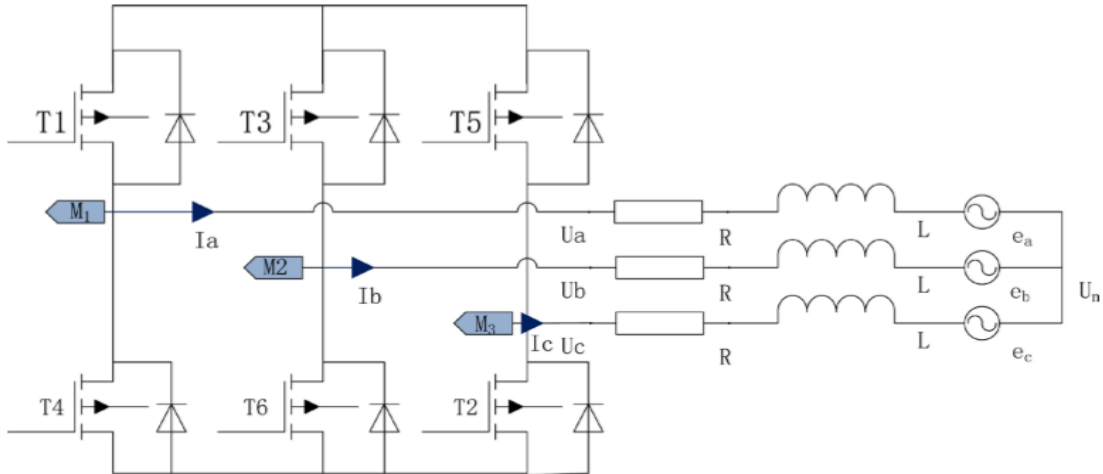


Figure I. 14 : Le schéma du circuit principal du moteur BLDC.

- T représente le transistor Mosfet.

### I.9 Caractéristiques couple/vitesse

Deux paramètres de couple sont utilisés pour définir un moteur BLDC, le couple maximal ( $T_p$ ) et le couple nominal ( $T_r$ ). Pendant les opérations continues, le moteur peut être chargé jusqu'au couple nominal. Dans un moteur BLDC, le couple reste constant pour une plage de vitesse allant jusqu'à la vitesse nominale. Le moteur peut fonctionner jusqu'à la vitesse maximale, qui peut atteindre 150 % de la vitesse nominale, mais le couple commence à chuter.

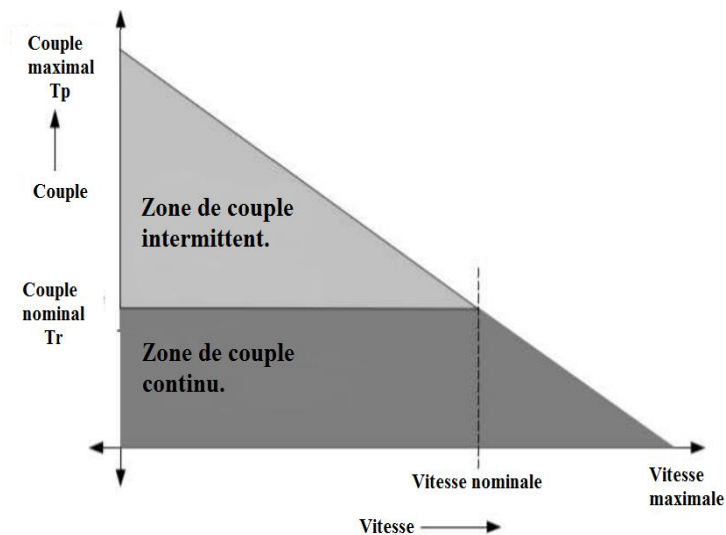


Figure I. 15 : Les caractéristiques de vitesse/couple

Les applications qui ont des démarrages et des arrêts fréquents et des inversions de rotation fréquentes avec une charge sur le moteur exigent un couple supérieur au couple nominal. Cette exigence intervient pendant une courte période, en particulier lorsque le moteur démarre à l'arrêt et pendant l'accélération. Pendant cette période, un couple supplémentaire est nécessaire pour vaincre l'inertie de la charge et du rotor lui-même. Le moteur peut délivrer un couple plus élevé, maximum jusqu'au couple crête, tant qu'il suit la courbe de couple vitesse. [9]

### **I.10 Caractéristique du BLDC**

Les moteurs à courant continu sans balais offrent une plus grande efficacité, des couples et vitesses supérieurs et sont disponibles dans des dimensions adaptées à de nombreuses applications, il a beaucoup de caractéristiques parmi eux :

- Une durée de vie étendue car ils n'ont pas de commutation mécanique.
- Réponse dynamique élevée.
- Le bobinage des moteurs sans balais fait partie du stator et est accolé aux tôles métalliques, ce qui confère à ces moteurs une excellente dissipation thermique et une capacité de surcharge importante.
- Un très bon rendement énergétique.
- Fonctionnement silencieux.
- Leurs caractéristiques de couple et de vitesse sont linéaires, ce qui leur permet d'être pilotés de manière optimale, que ce soit en vitesse ou en position.
- C'est un moteur léger, souple et fiable qui permet de réaliser de l'asservissement de vitesse et de position.

Toutes ces caractéristiques ont donné au moteur BLDC un gros par rapport aux autres moteurs, c'est pourquoi nous l'utilisons dans de nombreux domaines tels que : Robotique, Instruments de précision, Sécurité et accès. [10]

### **I.11 Les avantages et les inconvénients de moteur BLDC**

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.

Les moteurs BLDC ont beaucoup d'avantages, certains de ces avantages sont :

### I.11.1 Les avantages [11]

- **Durée de vie et fiabilité :** La longévité (env. 20000h) est équivalente aux moteurs AC et jusqu'à 4 fois supérieur à un moteur DC avec balais. Les soucis liés au frottement des charbons sur le collecteur disparaissent : plus de parasites, plus d'échauffement du collecteur et de pertes dues à l'étincelage, plus d'usure mécanique (hormis les roulements).
- **Encombrement et poids :** Plus compact que les moteurs AC et DC, un moteur sans balai est également 2 à 3 fois plus léger qu'un moteur DC traditionnel. Pour un poids et un encombrement identique, le moteur BLDC sera donc bien plus efficace en terme puissance.
- **Consommation électrique :** Le rendement est bien supérieur à celui d'un moteur DC traditionnel à balais (pas de chute de tension au niveau du collecteur et pas de friction). Gestion électronique pour un rendement maximum.
- **Niveau sonore :** Le bruit et les vibrations générés par un moteur sans balai sont inférieurs aux autres types de moteur. La variation de vitesse aisée permet également de rechercher facilement le point de fonctionnement le plus silencieux.
- **Variation de débit et asservissement :** La technologie du moteur « brushless » avec son module électronique offre de nouvelles possibilités de variation de la vitesse. Plus de souplesse en effet, avec une plage de variation plus étendue et surtout le maintien du couple (couple constant car on ne modifie pas la tension d'alimentation).

### I.11.2 Les inconvénients

Pour la plupart des gens qui ont le moteur brushless dira moteur brushless est cher brosse moteurs sont peu coûteux à produire, mais les balais s'usent du frottement contre le point de contact et l'essieu. Friction de ce contact entrave également les performances. Pour moteur brushless, comme il est apparu plus tard que brosse, quels que soient la technologie ou de matériaux, il y a grands défis.

Aussi, le contrôleur électrique est nécessaire pour maintenir le moteur en marche. Il offre le double du prix du moteur. Les coûts élevés causent le prix cher final. La technologie est toujours à l'avance.

### I.12 Domaine d'application du moteur BLDC

Les moteurs à courant continu sans balais (BLDC) sont utilisés pour une grande variété d'applications telles que les charges variables, les charges constantes et les applications de positionnement dans les domaines du contrôle industriel, de l'automobile, de l'aviation, des systèmes d'automatisation, des équipements de santé, etc. [12]

- Disques durs d'ordinateurs et lecteurs DVD/CD.
- Véhicules électriques, véhicules hybrides et bicyclettes électriques.
- Robots industriels, machines-outils CNC et systèmes simples à entraînement par courroie.
- Les machines à laver, les compresseurs et les séchoirs.
- Ventilateurs, pompes et soufflantes.

### I.13 Estimation de la vitesse de rotation du moteur BLDC

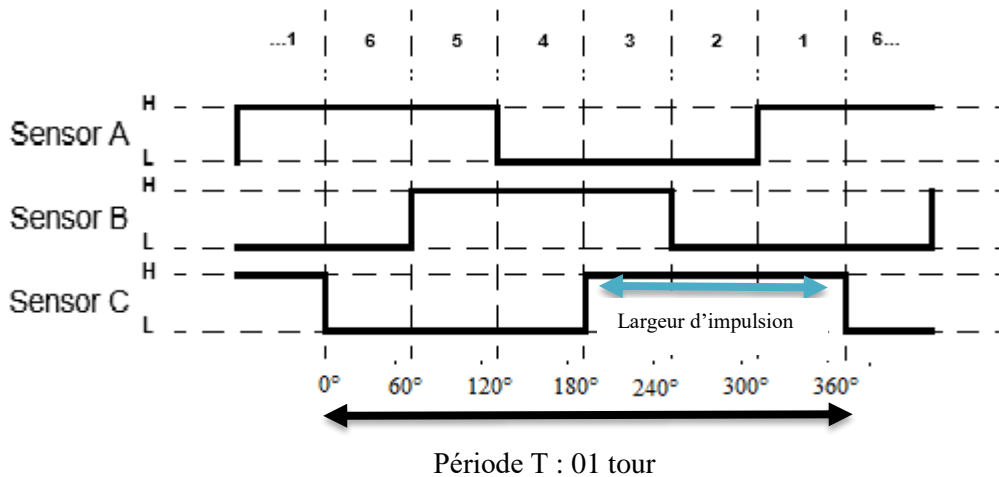


Figure I. 16 : Signal du capteur à effet Hall

06 phases  $\Rightarrow$  Pas angulaire est de 60°.

$$\begin{aligned} \text{Larguer d'impulsion} &\rightarrow \frac{1}{2} \text{ Tour} \\ 60000 \text{ s} &\rightarrow x \text{ (Le nombre de tour par min)} \\ x &= \frac{60000 \times \frac{1}{2}}{\text{Larguer d'impulsion}} \end{aligned}$$

On remarque que la largeur d'impulsion du signal du capteur à effet Hall est la moitié de la période (1 seul tour).

**I.14 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons procédé à une présentation générale du moteur BLDC, en commençant par la composition du moteur BLDC, son principe de fonctionnement, le montage étoile et triangle des enroulements du moteur en passant par la structure monophasé et triphasé du BLDC, ses différents types, la commande trapézoïdale des moteurs BLDC à capteurs à effet hall et avec la f.c.e.m et à la fin leurs nombreux avantages et inconvénients et leurs utilisations.

Chapitre **II**

---

## Interrupteurs électroniques et circuits de puissance

## II.1 Introduction

Jusqu'à présent, nous avons parlé sur le moteur BLDC, et ce moteur il besoin des circuits de driver de MOSFET pour entraîner directement le moteur. Dans ce chapitre, nous avons donc commencé par les interrupteurs de puissance réels, en passant par les composants électroniques réels comme la diode et le MOSFET, pour finir par les drivers de MOSFET, leurs circuits de fonctionnement, leurs caractéristiques et classification.

## II.2 Interrupteurs réels de puissance

Les interrupteurs matérialisés par des composants à semi-conducteurs possèdent une commande et l'action de cette commande s'effectue par une tension. [13]

Ainsi, les caractéristiques d'un interrupteur réel :

- Ouvert : le composant est soumis à la tension  $V_M$ .
- Fermé : il est traversé par un courant  $I_M$

## II.3 Présentation

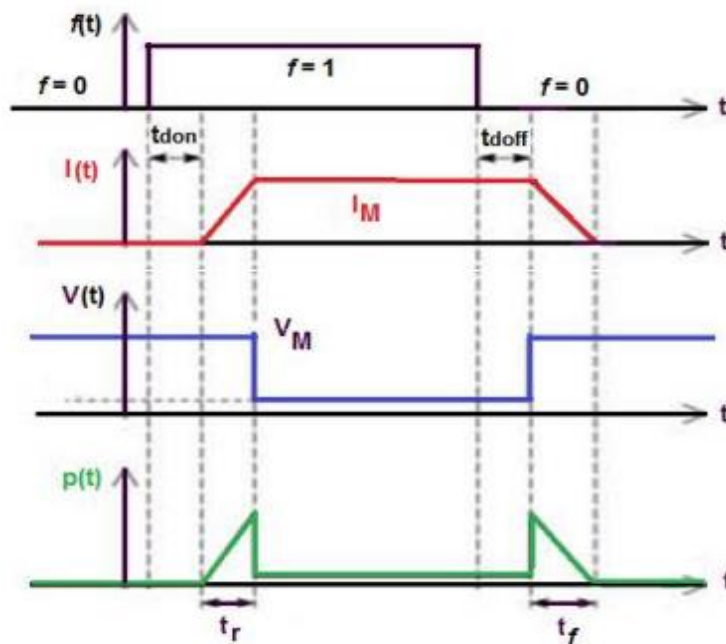


Figure II. 1 : Caractéristiques dynamiques de l'interrupteur réel

$t_{don}$ : Temps de retard (delay) entre le début de la commande et l'obtention du début de la montée du courant, pour que le courant atteigne 10% de sa valeur de conduction.

$t_{doff}$ : Le temps de retard à la descente entre le début de la commande et l'obtention du début de la descente du courant.

$t_r$ : rise time ou temps de montée du courant.

$t_f$ : fall time ou temps de descente du courant.

On obtient les relations suivantes :

$$t_{on} = t_{don} + t_r$$

$$t_{off} = t_{doff} + t_f$$

#### II.4 Caractéristique dynamique d'un interrupteur

La caractéristique dynamique d'un interrupteur est la trajectoire suivie par le point de fonctionnement pour passer de l'état ouvert à l'état fermé et inversement. [13]

- L'aspect dynamique permet de mettre en évidence la notion de pertes par commutation.
- Les qualités recherchées pour un composant de puissance sont :
- Le courant quasi nul à l'état bloqué (interrupteur ouvert)
- La tension quasi nulle à l'état passant (interrupteur fermé)
- Une durée de commutation très courte.
- Des temps de retard très courts.

#### II.5 Les types des Interrupteurs

Les semi-conducteurs de puissance actuels peuvent être classés en trois catégories :

**La diode** : Interrupteurs à commutation spontanée ou bien non commandable.

**Le thyristor** : Interrupteur commandé seulement à la fermeture.

**Le transistor** : Interrupteur commandé à la fermeture et à l'ouverture.

La catégorie des interrupteurs commandables inclut de nombreux types de composants :

- Transistors Bipolaires à Jonctions (**Bipolar Junction Transistors -BJT**).
- Transistors à effet de champ Metal-Oxyde-Semiconducteur (**MOSFET**).
- Thyristors commandés à l'ouverture (**Gate-Turn-Off Thyristors -GTO**).
- Transistors bipolaires à grille isolée (**Insulated Gate Bipolar Transistors-IGBTs**).
- Thyristors MOS Commandés (**MOS-Controlled Thyristors - MCTs**).



## II.6 Les composants électroniques réels

### II.6.1 La diode

C'est le composant à semi-conducteurs le plus simple, le moins coûteux, le plus fiable. Mais il n'est pas commandable (ni à la fermeture ni à l'ouverture). Une diode conduit quand la tension à ses bornes devient positive (dépasse une certaine valeur appelée tension de seuil), et elle cesse de conduire quand le courant qui la traverse s'annule (devient légèrement négatif). [13]

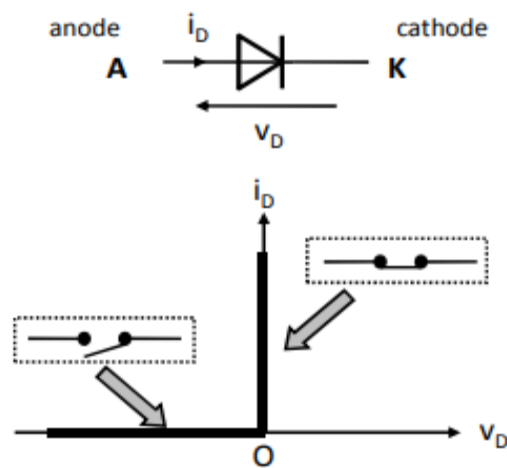


Figure II. 2 : La diode

**Le fonctionnement de la diode s'opère suivant deux modes :**

$i_D > 0 \Rightarrow D$  passante (ou ON)  $\Rightarrow v_D = 0$  ; « L'état passant est imposé par le courant »

$v_D < 0 \Rightarrow D$  bloquée (ou OFF)  $\Rightarrow i_D = 0$  ; « l'état bloqué est imposé par la tension à ses bornes. »

**Exemple : la diode 1N4148 [17]**

Les 1N4148 sont des diodes de commutation à haute vitesse fabriquées en technologie planaire, et encapsulées dans des boîtiers SOD27 (DO-35) hermétiques en verre plombé.

Cette diode est caractérisé par :

- Boîtier en verre plombé hermétiquement scellé SOD27 (DO-35)
- Vitesse de commutation élevée : max. 4 ns.
- Application générale.
- Tension inverse continue : max. 75 V.

- Tension inverse de pointe répétitive : max. 75 V.
- Courant de pointe répétitif : max. 450 mA

## II.6.2 Transistors MOSFET

Le **MOSFET**, acronyme anglais de **Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor**, en français Transistor à Effet de Champ (à grille) Métal-Oxyde, est un type de transistor à effet de champ. Ce sont des interrupteurs électroniques dont le blocage ou l'amorçage sont commandés par une tension. Pour les faibles puissances et à une fréquence de commutation assez élevée il est préférable d'utiliser des MOSFETS, car leur commande est assez simple et présentent moins de pertes lors des commutations.

Leur domaine d'utilisation est limité à quelques centaines de volts, excepté le domaine des fréquences élevées pour lesquelles le MOSFET surclasse tous les autres composants.

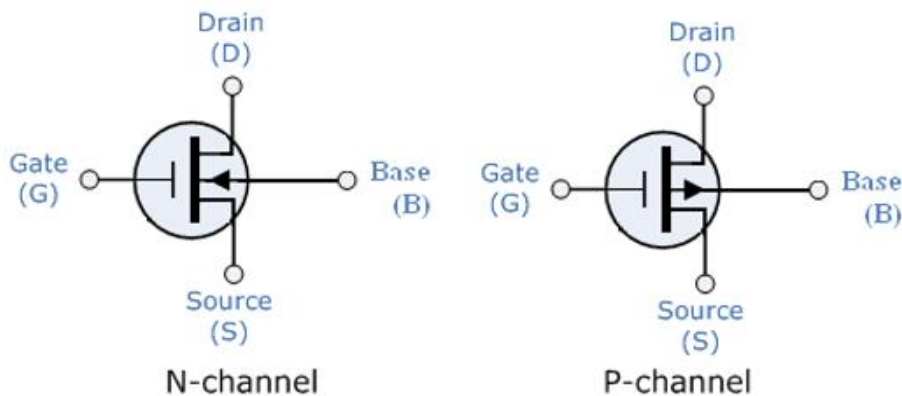


Figure II. 3 : Les types de transistor MOSFET

Parmi les défauts du MOSFET ce qu'il présente des pertes de commutation lorsqu'il est utilisé comme interrupteur dans les alimentations à découpage.

Les n-MOS, pour lesquels les porteurs du canal de conduction sont des électrons, et les p-MOS, pour lesquels les porteurs sont des trous. La modulation de la concentration des porteurs dans le canal est obtenue par l'application d'un potentiel électrique sur l'électrode de grille qui crée un champ électrique vertical avec les n-MOS est le plus fréquent, il est commandé à l'ouverture avec une tension  $V_{gs} > 0$ .

### II.6.3 Principe de fonctionnement du MOSFET

Un transistor MOSFET se commande en appliquant une tension positive à sa grille. Lorsque cette tension dépasse une certaine valeur, il devient passant (entre drain et source) et permet le passage du courant. Entre drain et source, le transistor se comporte quasiment comme un fil. Lorsque la tension de grille est nulle, le transistor est un interrupteur ouvert. [4]

Les capacités parasites ralentissent la vitesse de commutation du transistor MOS (transition de l'état passant à l'état bloqué ou inversement).

L'échauffement d'un transistor MOS tient à 2 facteurs :

- Pertes de conduction ("conduction loss") : le transistor présente toujours une petite résistance
- Pertes de commutation ("switching loss") : lorsque le transistor change d'état, il passe par une phase résistive où il n'est plus bien passant et pas encore bloqué ou inversement. [14]

### II.6.4 Les caractéristiques du MOSFET

Un des principaux avantages des transistors MOSFET, c'est qu'ils nécessitent peu de puissance pour leur commande (ils sont grosso modo commandés en tension). Les imperfections des MOSFETS sont principalement de deux types :

- Résistance résiduelle à l'état passant (pas 0 Ohm comme un vrai fil)
- Temps de commutation et pertes lors de ces commutations. Plus la commutation est rapide, plus petite est la perte (dissipation pendant la transition de l'état passant à l'état bloqué ou inversement)

Il est essentiel de dimensionner correctement le transistor MOSFET et d'optimiser la commande de sa grille pour minimiser ces pertes.

Les transistors MOSFET de puissance sont très largement des transistors canal N (NMOS), même dans des structures symétriques d'alimentations à découpage et de commande de moteur (pont en H ou demi-pont). [14]

Les données techniques suivantes sont nécessaires pour caractériser un transistor MOS : [13]

- $V_{DSS}$  : Tension drain-source maximale.
- $I_D$  : Courant de drain.
- $Q_{G(on)}$  : Charge nécessaire sur la grille pour saturer le transistor.
- $t_{d(on)}$  : Retard à la commande pour saturer le transistor.
- $t_r$  : Temps de montée pour saturer le transistor.
- $t_{d(off)}$  : Retard à la commande pour bloquer le transistor.
- $t_f$  : Temps de descente pour bloquer le transistor.
- $R_{DS(on)}$  : Résistance drain-source à l'état passant.

### II.6.5 Caractéristiques du MOSFET IRF830 [20]

L'IRF830 est un MOSFET de puissance à canal n où les électrons sont les principaux porteurs et les trous sont les porteurs minoritaires. Il est largement utilisé dans les applications d'amplification et de commutation des circuits électriques.

- Type : MOSFET de puissance à canal n.
- Boîtier = TO-220.
- Tension de seuil de grille (VGS-th) : 10V (limite =  $\pm 20$ V)
- Courant de drainage continu (ID) = 4,5A.
- Tension de rupture drain-source = 500V.
- Le temps de montée est de 16nS et le temps de descente est de 16nS.
- Résistance de la source du drain (RDS) = 1,5 Ohms.

### II.6.6 La protection du MOSFET

Etant donné qu'il y a des oscillations dans le circuit de grille lorsque le transistor est passant, cela peut créer une surtension qui dépasse la valeur VGSmax, donc une diode zener placée à l'envers entre grille et la source limite la tension à l'entrée du transistor pour éviter des oscillations excessives.

#### ➤ Protection par une diode

Une diode en parallèle avec Rg permet d'améliorer le temps de blocage, elle conduit pendant le temps de blocage du transistor.

#### ➤ Protection par une résistance Rg

Lors de l'attaque du signal de commande sur la grille du MOSFET, la tension grille- source atteint une valeur critique qui peut détruire ces composants, alors la résistance Rg à prévoir à l'entrée du MOSFET et réduisant le courant de la grille ainsi diminuer l'amplitude des oscillations.

## II.7 Dissipation thermiques des composants de puissance

### II.7.1 Problème à résoudre

Tout composant de puissance en fonctionnement est source de chaleur. Le but réduire le plus possible « les pertes » par commutation et par conduction dans les composants par la réalisation de la commande « état ouvert – état fermé » des interrupteurs. [13]

L'élévation de température qui résulte de l'ensemble des pertes de puissance doit être maîtrisée, surtout au niveau des jonctions du semi-conducteur. Il faut donc évacuer la chaleur, par divers moyens:

- Par dissipation naturelle, en utilisant des radiateurs.
- Par ventilation forcée.
- Par refroidissement à eau ou à huile.

### II.7.2 Propagation de la chaleur

Le transfert s'effectue de proche en proche si la température varie d'un point à l'autre à l'intérieur d'un solide, d'un liquide ou d'un gaz, il y a gradient de température. [13]

L'équation fondamentale de propagation de la chaleur par conduction est :

$$\mathbf{P} - \rho C_p \frac{d\theta}{dt} = -\lambda \Delta\theta$$

$\mathbf{P}$  = Puissance calorifique par unité de volume.

$\rho$  = Masse de l'unité de volume.

$C_p$  = Chaleur massique de l'unité de volume.

$\theta$  = Température en K.

$\lambda$  = Conductibilité thermique du matériau.

$\Delta\theta$  = Laplacien de la température.

Dans la plupart des applications, on se limite au fonctionnement en régime permanent  $\frac{d\theta}{dt} = 0$  et l'on obtient :

$$\mathbf{P} = -\lambda \Delta\theta$$

Et si  $\mathbf{P} = 0$ , on obtient l'équation du Laplacien  $\Delta\theta = 0$ .

### II.7.3 La dissipation « naturelle » de la chaleur

Les dissipateurs conducteurs de la chaleur sont placés sur chaque composant de puissance, et la dissipation de l'énergie thermique s'effectue avec l'air ambiant selon les trois modes précisés ci-dessus.

La puissance dissipée maximale  $\mathbf{P}_M$  sans dissipateur par un semi-conducteur dépend de la température du boîtier  $\theta_c$ . Elle est définie par convention pour une température ambiante de 25 °C. [13]

$$\mathbf{P}_M = \frac{\theta_{v-j \text{ Max}} - 25}{R_{th(j-c)}}$$

Avec :

$\theta_{v-j \text{ Max}}$  : La température maximale de la jonction.

$R_{th(j-c)}$  : La résistance thermique jonction-boîtier.

Pour éviter la destruction de la jonction causé par le dépassement de température de la jonction  $\theta_{v-j \text{ Max}}$  il faut monter le composant sur un dissipateur de chaleur (ou radiateur).

La détermination du dissipateur se calcule par l'application de la loi d'Ohm thermique. La puissance maximale « dissipable » est :

$$P_d = \frac{\theta_{(v-j)\text{Max}} - \theta_{\text{amb}}}{R_{\text{th}(j-c)} + R_{\text{th}(c-r)} + R_{\text{th}(r-\text{amb})}}$$

Avec :

$P_d$  = Puissance dissipée.

$\theta_{(v-j)}$  = Température de jonction donnée par le fabricant du composant.

$\theta_{\text{amb}}$  = Température ambiante.

$R_{\text{th}(j-c)}$  = La résistance thermique jonction-boîtier.

$R_{\text{th}(c-r)}$  = Résistance thermique boîtier-dissipateur en K/W qui dépend du type de boîtier, de l'état des surfaces, de la pression de contact avec le dissipateur.

$R_{\text{th}(r-\text{amb})}$  = Résistance thermique dissipateur-milieu ambiant en K/W donnée par le fabricant du dissipateur. [13]

La résistance thermique du dissipateur est alors :

$$R_{\text{th}(r-\text{amb})} = \frac{\theta_{(v-j)} - \theta_{\text{amb}}}{P_d} - (R_{\text{th}(j-c)} + R_{\text{th}(c-r)})$$

Il est préférable de choisir un dissipateur dont la résistance thermique est inférieure à la valeur  $R_{\text{th}(r-\text{amb})}$  calculée. En pratique, l'utilisation des abaques pour des « dissipateurs profilés », qui donnent la valeur de la résistance thermique en fonction de la longueur du profilé, il est préférable d'utiliser des dissipateurs en aluminium. [13]

La dissipation de la chaleur par rayonnement suppose l'utilisation de dissipateurs « peints en noir », directement reliés à l'extérieur du boîtier. Elle est plus réduite et réservée aux convertisseurs de petite puissance nominale. [13] Il est possible de réaliser un dissipateur avec cette valeur de  $R_{\text{th}(r-\text{amb})}$ .

## II.8 Circuit de base du DRIVE [15]

La figure montre un circuit de commande MOSFET de base. En pratique, la capacité d'un MOSFET à piloter et ses conditions d'utilisation doivent être prises en compte lors de la conception d'un circuit de pilotage.

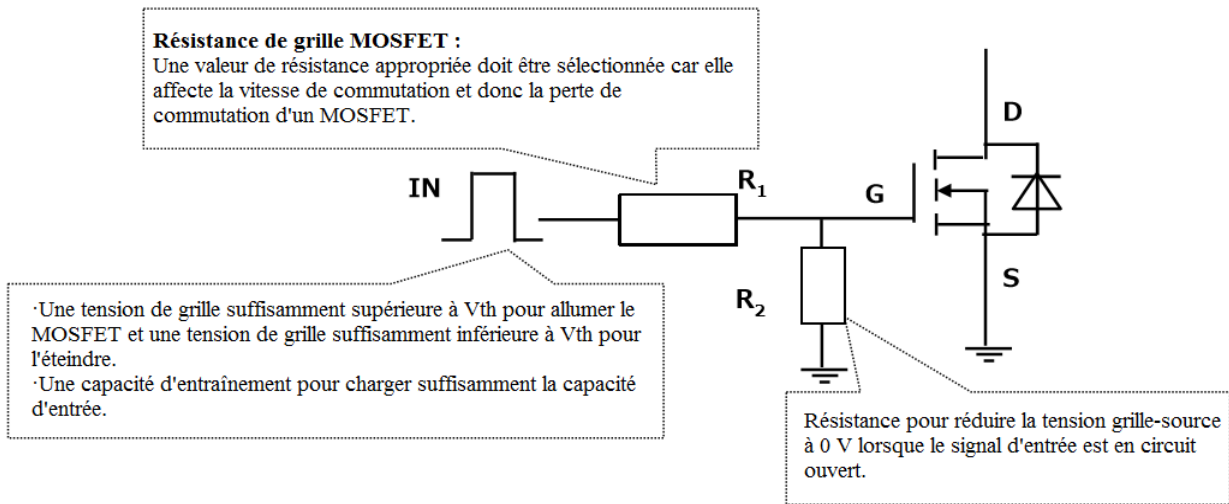


Figure II. 4 : Circuit de commande MOSFET de base

## II.9 Conversion de la tension du Drive [16]

### II.9.1 Conversion d'une tension de commande en 15 V

La figure montre un exemple de pilotage d'un MOSFET avec une logique numérique, ce circuit augmente une tension de commande lorsque le MOSFET ne peut pas être commandé à 5V. R2 connecté en série avec la résistance de grille R3 augmente la résistance de commande de grille, ce qui rend difficile la commande du MOSFET en mode saturation. Cela ralentit la vitesse de commutation du MOSFET et augmente donc la perte de commutation.

Au contraire, la réduction de R2 entraîne la circulation d'un grand courant de drain  $I_D$  vers le circuit d'attaque pendant la période de désactivation du MOSFET, augmentant la consommation d'énergie du circuit d'attaque.

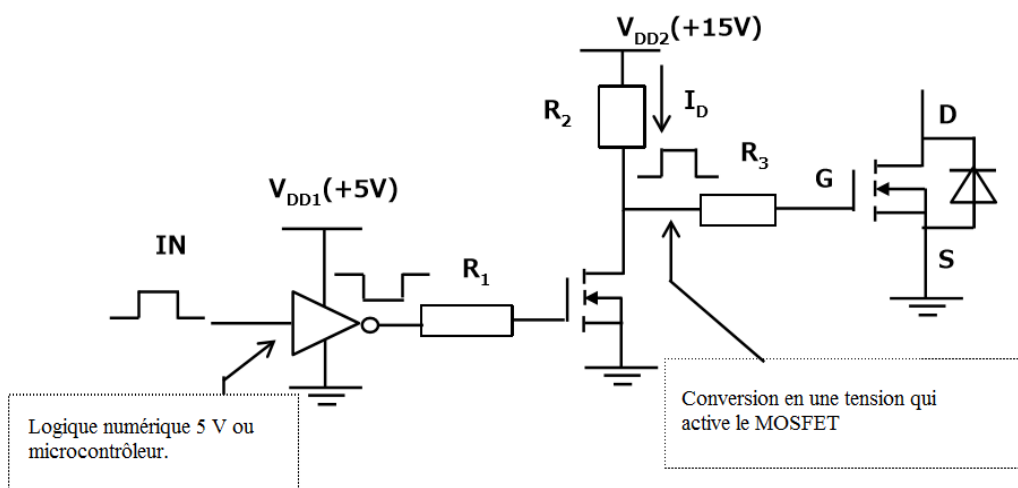


Figure II. 5 : exemple de pilotage d'un MOSFET avec une logique numérique.

### II.9.2 Le circuit Push-pull

L'inconvénient du circuit illustré à la figure précédente est que l'amplification d'une tension de commande à partir d'une logique numérique augmente la consommation d'énergie du circuit de commande. Ce problème peut être résolu en ajoutant un circuit push-pull comme le montre la figure suivante. [3]

Un circuit push-pull est également utilisé lorsqu'un courant de commande pour un MOSFET est insuffisant. [3]

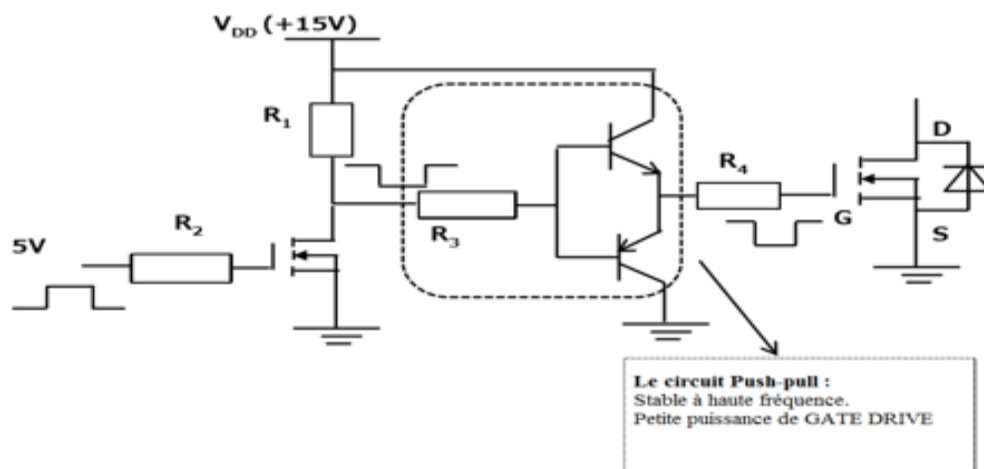


Figure II. 6 : Le circuit Push-pull

### II.9.3 Résistance de grille optimale

La vitesse de commutation varie avec la valeur de la résistance de grille. L'augmentation de la valeur de la résistance de grille ralentit la vitesse de commutation d'un MOSFET et augmente sa perte de commutation. [3]

La réduction de la valeur de la résistance de grille augmente la vitesse de commutation d'un MOSFET, mais peut entraîner l'application d'une surtension entre son drain et les bornes source en raison des effets de l'inductance parasite du fil et d'autres facteurs. Il est donc nécessaire de sélectionner la résistance de grille optimale. Parfois, différentes résistances de grille sont utilisées pour l'activation et la désactivation d'un MOSFET. La figure suivante montre un exemple d'utilisation de différentes résistances de grille pour l'activation et la désactivation. [3]



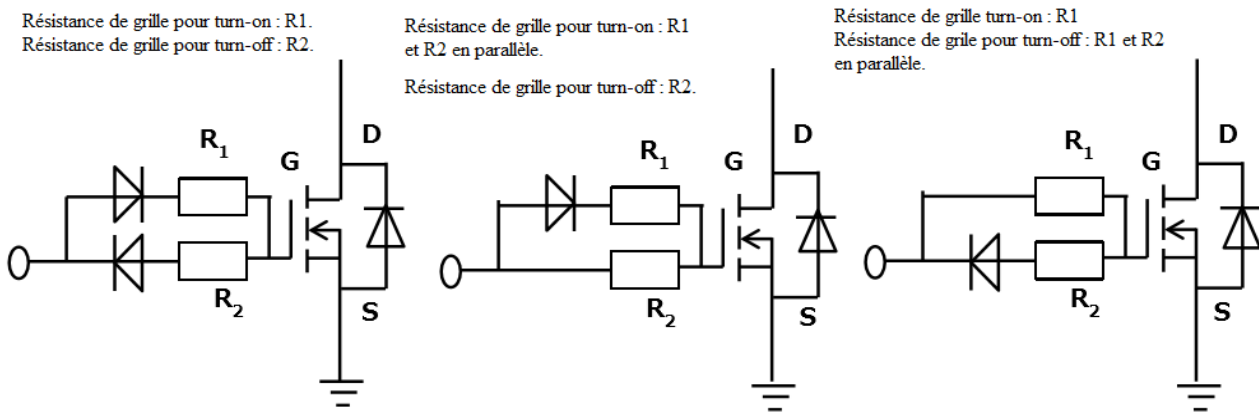


Figure II. 7 : Différentes résistances de grille

## II.10 Drivers à base de circuits intégrés des Transistors MOSFET

### II.10.1 Définition

Un driver de MOSFET est un type d'amplificateur de puissance qui accepte une entrée à faible puissance d'un circuit intégré de commande et produit une entrée de commande à courant élevé pour la grille d'un transistor à haute puissance tel qu'un transistor bipolaire à grille isolée (IGBT) ou un MOSFET de puissance. Les pilotes de MOSFET sont très utiles pour le fonctionnement des MOSFET car le courant élevé fourni à la grille du MOSFET réduit le temps de commutation entre les étapes de marche et d'arrêt de la grille, ce qui augmente la puissance et le rendement thermique du MOSFET. [4], il existe plusieurs types de circuits intégrés utilisés comme driver pour les transistors MOSFET, parmi lesquels nous étudions le **IR2101**. [18]

### II.10.2 Le choix de composant IR2101

C'est un circuit intégré qui permet le pilotage en haute fréquence de 2 MOSFET ou de 2 IGBT, sous des tensions pouvant atteindre 600V, en garantissant l'isolation électrique de chaque étage. [5]

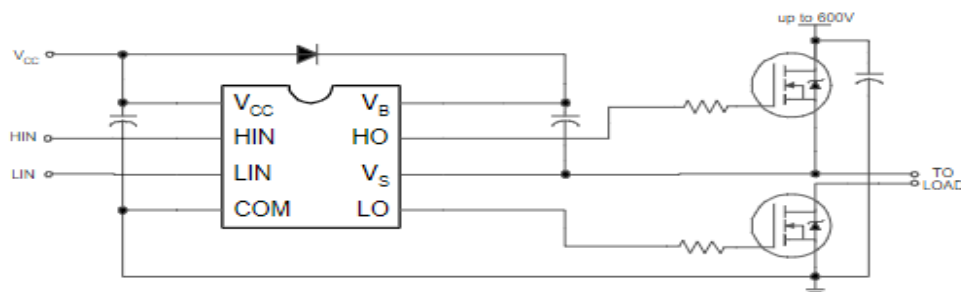


Figure II. 8 : Circuit de contrôle intégré

### II.10.3 Diagramme de fonctionnement

Le diagramme de fonctionnement du Mosfet driver IR2101 est présenté sur la figure suivante :

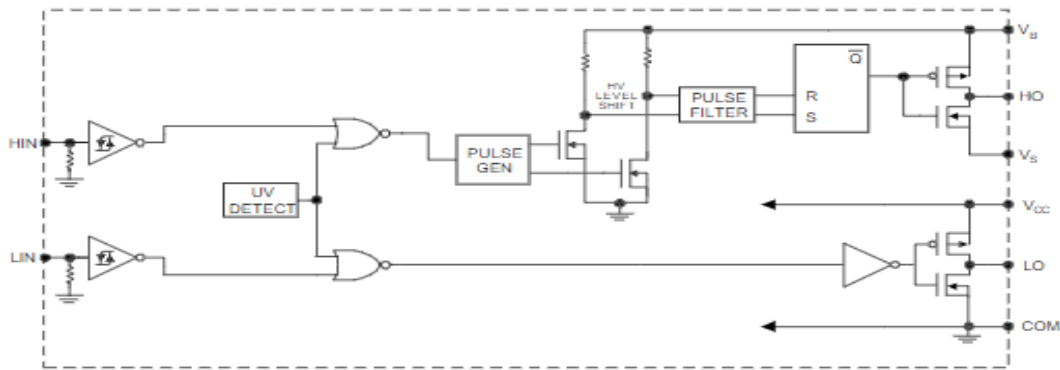


Figure II. 9 : Schéma fonctionnel de IR2101

### II.10.4 Caractéristiques d'un driver

Le driver est une carte d'interface entre une commande électronique consistant généralement en signaux logiques et un composant de puissance. [1]

Les caractéristiques essentielles d'un driver peuvent être résumées comme suit :

- Isolement galvanique entre le signal de commande, venant de la carte du processeur d'une part, et le composant de puissance d'autre part, son rôle est de protéger la carte du processeur contre l'intervention inopportune de la haute tension du convertisseur en cas de destruction d'un composant du driver. [1]
- Retard à la transmission du signal de commande.
- Montage de sortie du driver pour que l'effet Miller du transistor MOSFET soit complètement surmonté.
- Mise en œuvre d'un temps «mort»

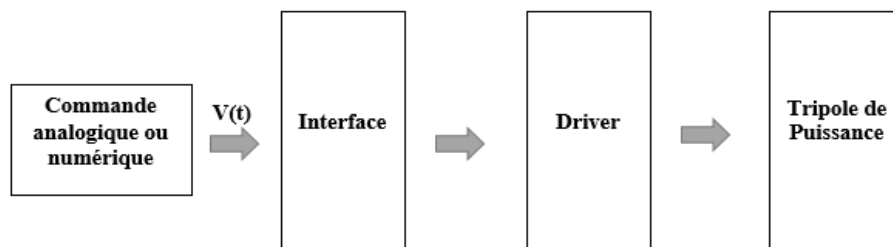


Figure II. 10 : Montage typique de commande d'un tripôle à partir d'une commande numérique, avec l'utilisation d'une interface, un driver.

### II.10.5 Classification des drivers

La classification des drivers est basée sur l'isolement galvanique :

- La transmission (pseudo-isolée) de la commande s'effectue par transfert de potentiel, par exemple, le driver type IR2113, de la société International Rectifier, ce type de composant est utilisé pour la commande des transistors MOS ou IGBT. [1]
- La transmission isolée de la commande s'effectue par optocoupleur utilisé par exemple dans le cas des circuits intégrés à technologie hybride EXB840, de la société FUJI ou les circuits intégrés HCPL-310X, de la société Hewlett Packard, ce type de composant consiste à utiliser une diode électroluminescente (LED) couplée à un circuit intégré qui assure « l'attaque » de la grille du transistor de puissance.[1]
- La transmission isolée de la commande s'effectue par transformateur d'impulsions fonctionnant en haute fréquence, utilisé par exemple dans le cas des circuits SKHI 22 de la société Semikron. C'est un composant à technologie hybride, qui contient un générateur d'impulsions, un transformateur qui assure la transmission de la commande, une alimentation isolée des transistors qui attaquent la grille des transistors de puissance. [1]

### II.11 Structure en pont triphasé

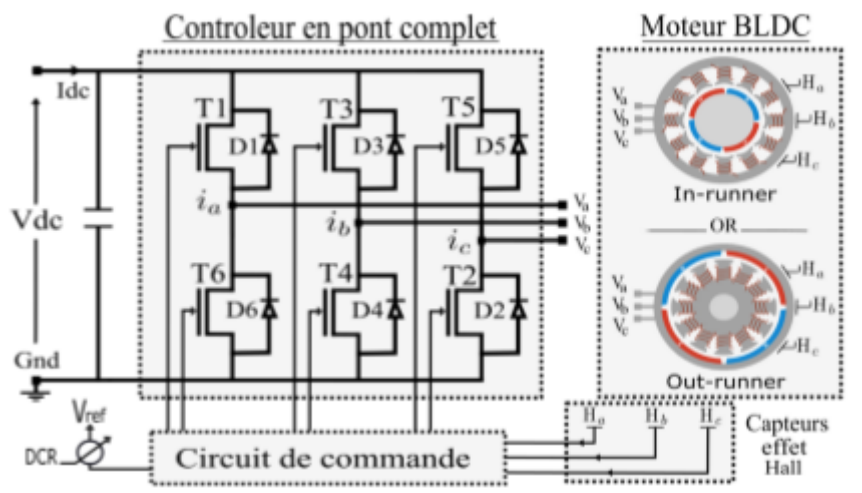


Figure II. 11 : Schéma de contrôle du moteur BLDC triphasé en pont complet.

Lors de l'utilisation de l'onduleur en pont complet pour la commande du moteur BLDC, deux phases du système d'enroulement triphasé sont alimentées à partir de la tension d'entrée, et afin de maintenir l'angle entre le flux du stator et le flux du rotor. À cette fin, la commutation est déclenchée après chaque degré électrique de  $60^\circ$ . La figure II.11 illustre un schéma d'onduleur triphasé en pont complet.

**II.12 Conclusion**

À la fin de ce chapitre, nous avons examiné tous les composants et circuits dont le moteur BLDC a besoin pour fonctionner commencé par Interrupteurs réels de puissance avec les types des interrupteurs, ensuite Les composants électroniques réels à titre d'exemple les diodes et les MOSFET sont principe de fonctionnement et leur caractéristiques, passé avec la dissipation thermiques des composants, en terminant par les drivers de Mosfet ses classification avec son diagramme de fonctionnement.

Chapitre **III**

---

## Le microcontrôleur

### III.1 Introduction

Le microcontrôleur est un circuit programmable capable d'exécuter un programme et qui possède des circuits d'interface intégrés pour communiquer avec le monde extérieur. Les microcontrôleurs sont fréquemment utilisés dans les systèmes embarqués, comme les contrôleurs des moteurs automobiles, les télécommandes, les appareils de bureau, l'électroménager, les jouets, la téléphonie mobile, etc. Les microcontrôleurs dotés de principaux processeurs 8 et 16 bits sont souvent préférés pour leur faible coût et leur facilité de mise en œuvre. Ces systèmes, qui peuvent répondre à toutes sortes de besoins pendant longtemps, ont désormais une capacité de traitement élevée de 32 et 64 bits. [20] Ce chapitre traite les outils utilisé de microcontrôleur PIC16f877A comme les TIMER le convertisseur A/N et d'autre utilisation aussi.



Figure III.1 : microcontrôleur

### III.2 Définition des PIC

Les microcontrôleurs PIC sont une famille de puces microcontrôleurs spécialisées produites par Microchip Technology à Chandler, en Arizona. L'acronyme PIC signifie "peripheral interface controller".

Les microcontrôleurs PIC séduisent les amateurs et les expérimentateurs, notamment dans les domaines de l'électronique et de la robotique. Les principales caractéristiques comprennent une large disponibilité, un faible coût, une facilité de reprogrammation avec EEPROM intégrée (mémoire morte programmable effaçable électriquement), une vaste collection de notes d'application gratuites, de nombreux outils de développement et de nombreuses informations disponibles sur Internet. Les microcontrôleurs PIC apparaissent souvent sous le nom de marque PICmicro. Chaque PIC possède un ensemble de registres qui fonctionnent également comme RAM (mémoire vive). Des registres de contrôle à usage spécial pour les ressources matérielles sur puce sont également mappés dans l'espace de données.

Chaque PIC a une pile qui enregistre les adresses de retour. La pile n'était pas accessible par logiciel sur les versions antérieures du PIC, mais cette limitation a été supprimée dans les appareils ultérieurs.

[21]

### III.3 Différentes familles des PIC

La famille des PIC est subdivisée à l'heure actuelle en 3 grandes familles :

- Base-line : c'est une famille qui utilise des mots d'instructions de 12 bits.
- Mid-range : c'est une famille qui utilise des mots de 14 bits (dont font partie les 16F84, 16F876 et 16F877)
- High-end : c'est une famille qui utilise des mots de 16 bits.

Tous les PICs Mid-range ont un jeu de 35 instructions, stockent chaque instruction dans un seul mot de programme, et l'exécutent (sauf les sauts) en 1 cycle. On atteint donc des très grandes vitesses, et les instructions sont de plus très rapidement assimilées. L'exécution en un seul cycle est typique des composants RISC (Reduced Instruction Set Computer) ou jeu d'instruction réduit. [22]

### III.4 Le choix du PIC 16F877A

Le microcontrôleur PIC16f877A est l'un des microcontrôleurs les plus renommés de l'industrie. Ce microcontrôleur est très pratique à utiliser, le codage ou la programmation de ce contrôleur est également plus facile. L'un des principaux avantages est qu'il peut être effacé en écriture autant de fois que possible car il utilise la technologie de mémoire FLASH. Il a un nombre total de 40 broches et il y a 33 broches pour l'entrée et la sortie. PIC16F877A est utilisé dans de nombreux projets de microcontrôleurs pic. Le PIC16F877A a également de nombreuses applications dans les circuits électroniques numériques. [23]



Figure III. 2 : Le microcontrôleur PIC 16F877A

### III.5 Brochage du PIC 16F877A

Comme il a été mentionné précédemment, il y a 40 broches de ce microcontrôleur IC. Il se compose de deux TIMER 8 bits et l'autre 16 bits. Des modules de capture et de comparaison, des ports séries, des ports parallèles et cinq ports d'entrée/sortie y sont également présents. Cette image montre le schéma de brochage du PIC16F877A

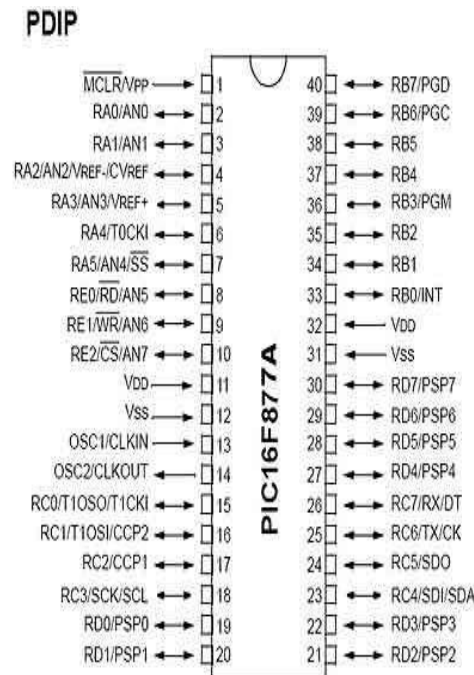


Figure III. 3 : Brochage du PIC 16F877A

### III.6 Le mode PWM dans les modules CCPx [24]

Le mode PWM fonctionne avec le Timer2 (TMR2), les pins CCPx produisent un signal à une période ( $T_{pwm}$ ) déterminée par le registre de période (PR2) et le Prescale de Timer 2 et la période de l'oscillateur du  $\mu C$  ( $T_{osc}$ ), et un rapport cyclique déterminé par les registres : CCPRxL 8 MSBs, et deux Bits du registre CCPxCON (4<sup>ème</sup> et 5<sup>ème</sup> Bits) comme LSBs.

$$T_{pwm} = [(PR2) + 1] * 4 * T_{osc} * (\text{Prescale de TMR2})$$

Quand le registre TMR2 est égal à PR2, ces actions auront lieu :

- TMR2 remis à 0.
- Le rapport cyclique est transmis de CCPRxL:CCPxCON<4:5> à CCPRxH et 2 autres bits internes.
- Sauf si le rapport cyclique est égal à 0, le Pin correspondant au CCPx (RC2 pour  $x = 1$ , et RC1 pour  $x = 2$ ) va être mis au niveau logique haut.

Quand TMR2 est égal au rapport cyclique : le Pin CCPx sera remis à 0.

$$\text{Rapport cyclique du PWM} = (\text{CCPRxL:CCPxCON}<5:4>) * T_{osc} * (\text{Prescale de TMR2})$$

La valeur maximale que le rapport cyclique peut avoir :

$$\text{Résolution} = \log(F_{osc}/(F_{pwm}))/\log(2), F_{osc} = F_{\text{crystal}}/4.$$



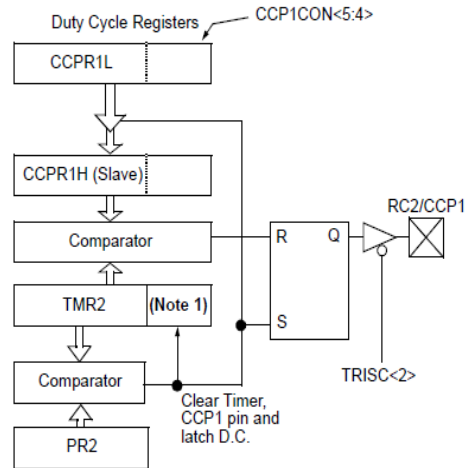


Figure III. 4 : Schéma bloc simplifié du circuit PWM

On peut changer la valeur du rapport cyclique en écrivant le registre et bits correspondant, mais le changement n'aura lieu que lorsque TMR2 et PR2 sont égaux, après cela la valeur du rapport cyclique sera transmis vers CCPRxH en plus de deux autres bits internes.

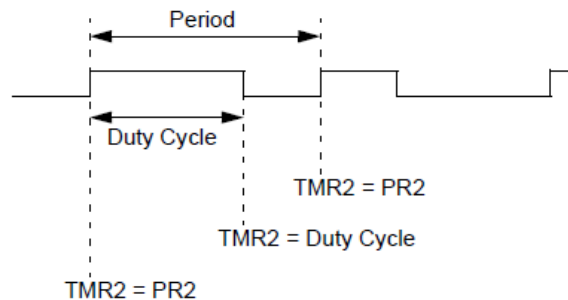


Figure III. 5 : Le signal à la sortie du circuit du PWM

### III.7 Le convertisseur analogique-numérique (ADC) [24]

Les microcontrôleurs sont des appareils numériques qui fonctionnent sur des informations numériques. Pour cette raison, ils interagissent facilement avec des circuits et des systèmes numériques où toutes les informations sont binaires. Cependant, tous les circuits ne sont pas numériques, et malgré ce que vous pouvez voir dans l'actualité, l'analogique ne disparaîtra jamais ! Alors, comment un système numérique tel qu'un microcontrôleur peut-il interagir avec un système analogique ? La réponse se trouve dans l'un des périphériques les plus courants ; le convertisseur analogique numérique, également appelé ADC. Le travail de ce périphérique est de convertir une lecture analogique en un résultat numérique qui peut être utilisé par une CPU, et ce résultat numérique est généralement un nombre binaire [9] entre 8 bits et 12 bits de longueur.

Étant donné que les ADC convertissent les informations analogiques en informations numériques, il y a quelques problèmes qui doivent être compris. Premièrement, les informations analogiques sont continues, tandis que le numérique est discret, ce qui signifie qu'il y aura une quantité finie plus petite que la mesure numérique puisse compter. Ceci est généralement appelé la résolution de l'ADC et sera couvert dans un exemple simple plus tard. Le deuxième problème dont vous devez vous souvenir est que les ADC nécessitent des références et ont une largeur de bits fixe, ce qui déterminera la résolution et la plage qu'ils peuvent détecter. Troisièmement, les ADC dans un PIC ont généralement un temps d'acquisition minimum, ce qui signifie que l'ADC a besoin d'un peu de temps pour effectuer son calcul afin de convertir la valeur analogique en un nombre numérique.

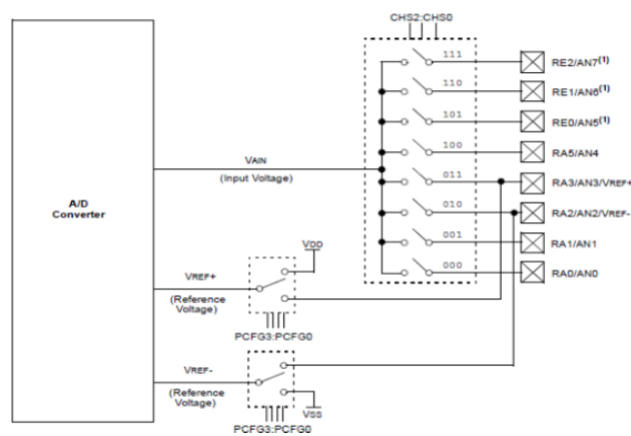


Figure III. 6 : schéma block d'ADC

### III.7.1 Broches ADC PIC16F877A

PIC16F877A a un ADC d'approximation successive 10 bits intégré qui est multiplexé parmi 8 broches d'entrée. Le module A / D a une entrée de référence haute et basse tension qui est sélectionnable par logiciel pour une combinaison de VDD, VSS, RA2 ou RA3. Avec 5v comme Vref, la résolution de Pic16f877A ADC peut être déterminée comme ci-dessous :

$$ADC = \frac{V_{ref}}{2^{10} - 1} = \frac{5}{1023} = 4.887 \text{ mv}$$

Le Tableau III. Ci-dessous montre les broches d'entrée ADC multiplexées avec d'autres broches GPIO. La broche ADC peut être activée en congruent le registre ACON1 correspondant. Lorsque la fonction ADC est sélectionnée pour une broche, les autres signaux numériques sont déconnectés des broches d'entrée ADC.

Table III.1 : Les broches d'entrées d'ADC multiplexées avec d'autres broches GPIO

Adc Channel	Pic16f876 Pin	Pin Function
0	RA0	AN0
1	RA1	AN1
2	RA2	AN2/VREF-
3	RA3	AN3/VREF+
4	RA5	AN4

### III.7.2 Temps d'acquisition A/N

Après le convertisseur A/N module a été configuré comme on le souhaite, le signal analogique du canal sélectionné doit être acquis avant la conversion est lancée. Les canaux d'entrée analogiques doivent avoir leurs bits TRIS correspondants sélectionnés comme entrées. Une fois ce temps d'acquisition écoulé, la conversion A/N peut commencer. Pour que le convertisseur A/N atteigne sa précision spécifique, le condensateur de maintien de charge doit pouvoir se charger complètement jusqu'au niveau de tension du canal d'entrée.

### III.7.3 Sélection de l'horloge de conversion A/N

Le temps de conversion A/N par bit est défini comme TAD. La conversion A/N nécessite un minimum de 12 TAD par conversion 10 bits. La source de l'horloge de conversion A/N est sélectionnée par logiciel. Les sept options possibles pour TAD sont :

2 $T_{osc}$	4 $T_{osc}$
8 $T_{osc}$	16 $T_{osc}$
32 $T_{osc}$	64 $T_{osc}$

Pour des conversions A/N correct, l'horloge de conversion A/N (TAD) doit être sélectionnée pour garantir un temps TAD minimum de 1,6  $\mu$ s. Le tableau ci-dessous montre les temps TAD résultants dérivés des fréquences de fonctionnement de l'appareil et de la source d'horloge A/N sélectionné.

Table III.2 : Temps de conversion ADC en fréquences d'horloge spécifique

Source d'horloge AD ( $T_{ad}$ )		fréquence maximale
operation	ADCS2 :ADCS1 :ADCS0	
2 $T_{osc}$	000	1.25 mHz
4 $T_{osc}$	100	2.5 mHz
8 $T_{osc}$	001	5 mHz
16 $T_{osc}$	101	10 mHz
32 $T_{osc}$	010	20 mHz
64 $T_{osc}$	110	20 mHz
RC	x11	(Note 1)

**III.8 Exemple de PWM et ADC du PIC16F877A**

Cet exemple utilise un canal analogique AN0 et un module CCP CCP1 pour contrôler la luminosité d'une LED connectée à RC2 (sortie CCP1) comme indiqué dans le schéma de circuit suivant :

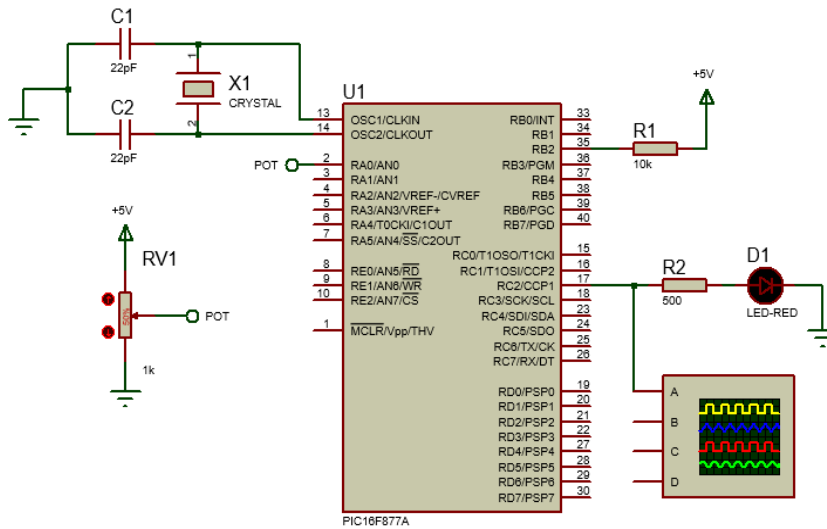


Figure III. 7 : Montage d'un clignotement d'une LED avec le PIC

Tout d'abord, nous devons configurer le module CCP pour qu'il fonctionne comme un PWM en utilisant la commande CCS suivante :

```
setup_ccp1(CCP_PWM) ; // Configurer CCP1 comme un PWM
```

Ensuite, nous devons utiliser Timer2 pour régler la fréquence pwm, par l'utilisation de l'équation suivante

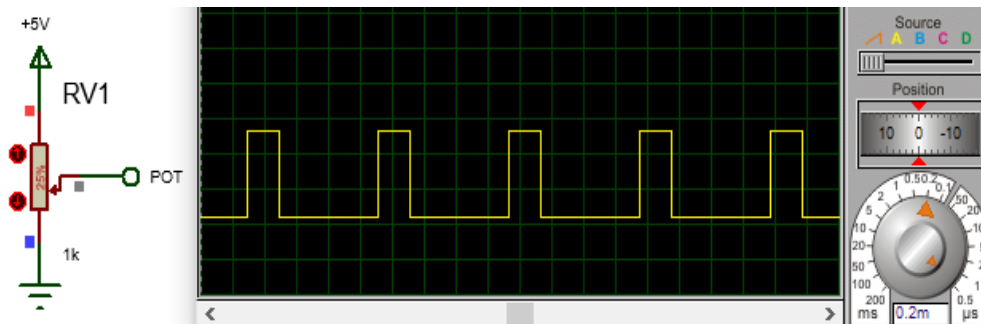
$$\text{Période PWM} = [(PR2) + 1] * 4 * T_{osc} * (\text{Prescaler de TMR2})$$

Où la fréquence PWM est définie comme  $1 / [\text{période PWM}]$ .

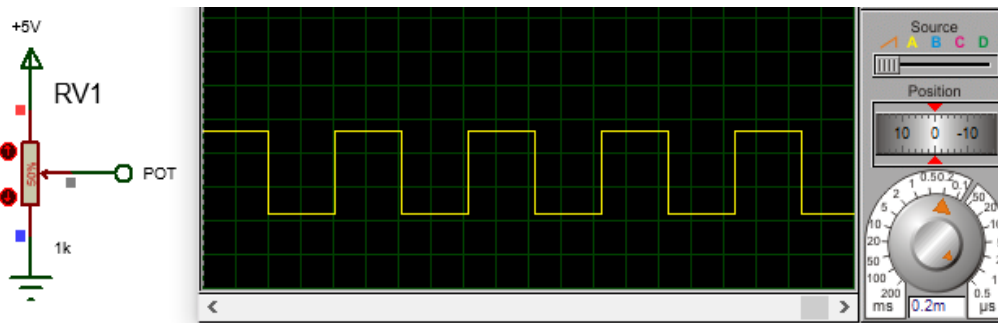
Alors, pour PR2 = 255, fréquence du microcontrôleur = 20MHz et Prescale = 16, nous obtenons une fréquence PWM de 1220 Hz.

Affichage en fonction du potentiomètre :

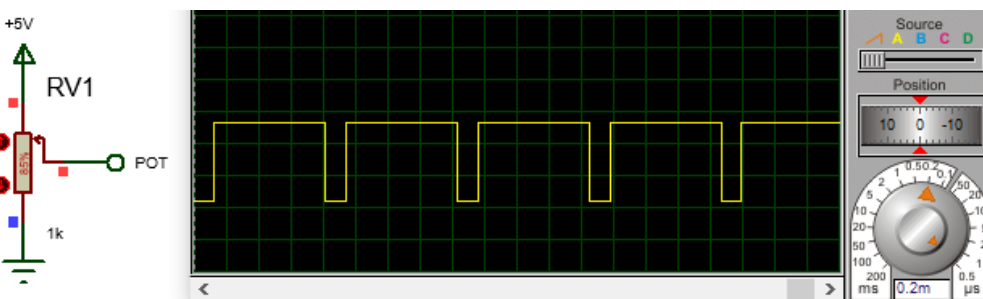
- Potentiomètre à 25%



- Potentiomètre à 50%



- Potentiomètre à 85%



### III.9 Le Timer TMR1

Le module Timer1 est un temporisateur/compteur 16 bits constitué de deux registres 8 bits (TMR1H et TMR1L) lisibles et inscriptibles. La paire de registres TMR1 (TMR1H :TMR1L) s'incrémente de 0000h à FFFFh et passe à 0000h.

#### III.9.1 PIC16F877A Interruption Timer1

L'interruption TMR1, si elle est activée, est générée en cas de débordement qui est verrouillé dans le bit d'indicateur d'interruption, TMR1IF (PIR1<0>). Cette interruption peut être activée/désactivée en définissant/effaçant le bit d'activation d'interruption TMR1, TMR1IE (PIE1<0>).

#### III.9.2 PIC16F877A Taux de pré-diviseur Timer1

Le taux de pré-dimensionnement du timer1 peut être : 1, 2, 4 ou 8. L'équation suivante calcule la fréquence du timer1 :

$$\text{Timer1\_freq} = \text{MCU\_freq} / \{4 * \text{Prescaler} * (65536 - \text{TMR1})\}$$

- Où TMR1 est la valeur de précharge.

Et temps de débordement Timer1 = 1/Timer1\_freq

III.9.3 PIC16F877A exemple d'interruption Timer1

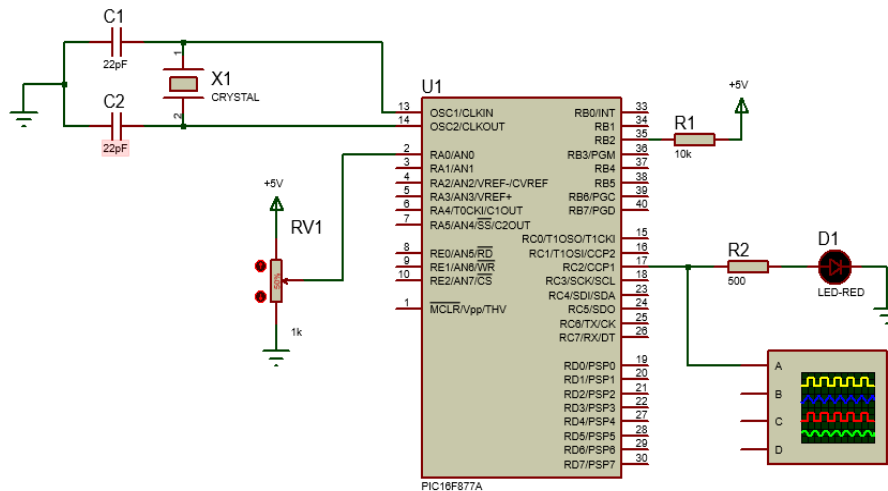
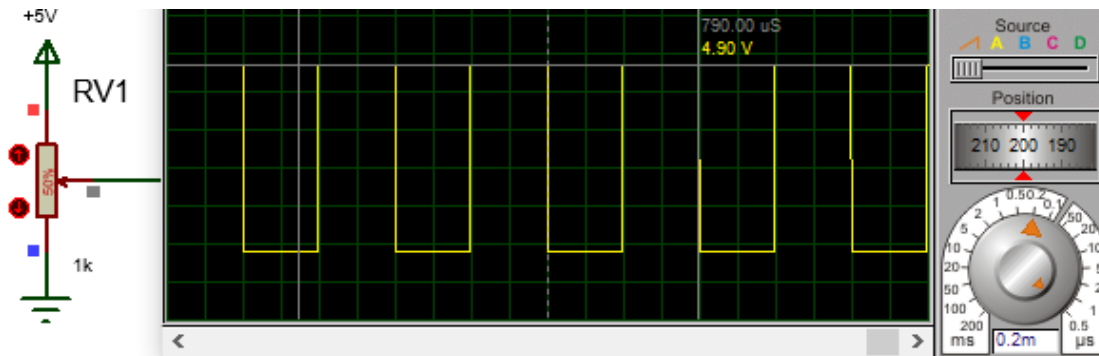


Figure III. 8 : Montage 02 d'un clignotement d'une LED avec le PIC

Le timer est utilisé pour interrompre toutes les 03 ms ce qui rend la LED allumée pendant 3 ms et éteinte pendant 3 ms. Oscillateur HS utilisé avec une fréquence de 20 MHz, avec X=20 overflows, Prescaler=1:8,



III.10 Le Timer TMR2 [24]

TMR2 est un timer 8 bits accessible en lecture écriture constitué de :

- un registre de control T2CON
- un pré diviseur (1, 4, 16)
- un registre de période PR2 accessible en lecture/écriture
- un comparateur,
- un post diviseur (1 à 16)
- TMR2 est incrémenté par l'horloge interne  $F_{osc}/4$ . Quand il atteint la valeur du registre

PR2, le comparateur génère un signal qui :

- Remet TMR2 à 0
  - Incrémente le postscaler
  - Au débordement du postscaler, le drapeau TMR2IF est positionné,
  - l'interruption correspondante et déclenchée si elle est validée
  - TMR2 est remis à zéro à chaque RESET et à chaque écriture dans PR2
  - Le prescaler et le postscaler sont initialisés à chaque écriture dans TMR2
- Ou dans T2CON et au RESET du processeur

Le fonctionnement de TMR2 est configuré à l'aide du registre de control T2CON :

U-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0	R/W-0
—	TOUTPS3	TOUTPS2	TOUTPS1	TOUTPS0	TMR2ON	T2CKPS1	T2CKPS0
bit 7							bit 0

**TOUTPS3 :TOUTPS0** : ratio du postscaler

0000 : division par 1

0001 : division par 2

1111 : division par 16

**TMR2ON** : démarré arrêter TMR2

0 : TMR2 off

1 : TMR2 on

**T2CKPS1, T2CKPS0** : ratio du prescaler

00 : pré diviseur par 1

01 : pré diviseur par 4

1x : pré diviseur par 1

### III.11 Affichage à cristaux liquides (LCD)

Affichage à cristaux liquides (LCD) est très couramment utilisé module d'affichage électronique et ayant une large gamme d'applications telles que les calculatrices, les ordinateurs portables, téléphones portables, etc. 16 × 2 écran LCD de caractères est le module très basique qui est couramment utilisé dans les appareils et les projets électroniques. Il peut afficher 2 lignes de 16 caractères. Chaque caractère est affiché en utilisant une matrice de 5 × 7 ou 5 × 10 pixels.

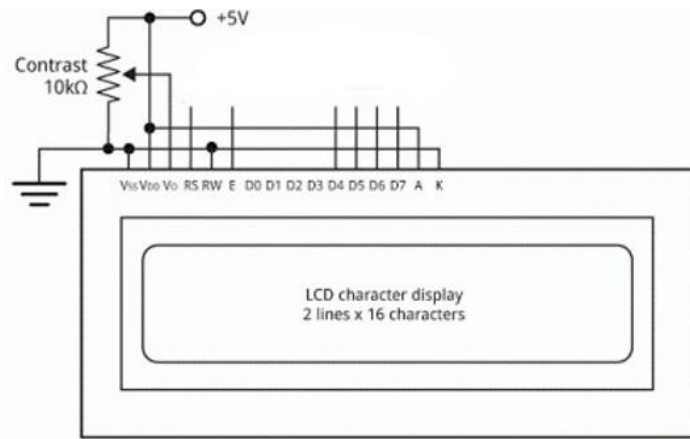


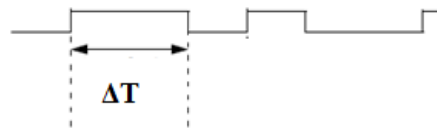
Figure III. 9 : affichage à cristaux liquides

L'écran LCD peut être interfacé avec le microcontrôleur en mode 4 bits ou 8 bits. Ceux-ci diffèrent dans la manière dont les données sont envoyées à l'écran LCD. En mode 8 bits pour écrire un caractère, des données ASCII 8 bits sont envoyées via les lignes de données D0 - D7 et les données sont données via E de l'écran LCD. Les commandes LCD qui sont également 8 bits sont écrites sur l'écran LCD de la même manière.

Mais le mode 4 bits utilise seulement 4 lignes de données D4 - D7. Dans ce mode, les données ASCII à 8 bits et les données de commande sont divisées en deux parties et envoyées séquentiellement via des lignes de données. L'idée de la communication 4 bits est utilisée pour sauvegarder les broches du microcontrôleur. La communication 4 bits est un peu plus lente que la communication 8 bits, mais cette différence de vitesse peut être négligée car les LCD sont des appareils à faible vitesse. Ainsi, le transfert de données en mode 4 bits est le plus couramment utilisé.

### III.11.1 Exemple de mesure de la largeur d'impulsion

Pour calculer la variation de vitesse, nous utilisons cette méthode, en mesurant la période de largeur d'une impulsion et en affichant le résultat sur le LCD.





Comme le moteur a 06 commutations pour faire un tour, nous calculons la vitesse d'un tour avec l'équation suivante :

$$Période = \Delta T \times 6$$

$$Période \rightarrow 1 \text{ Tour}$$

$$1 \text{ min} \rightarrow x(\text{Vitesse})$$

$$x = \frac{1 \text{ min} \times 1 \text{ Tour}}{Période}$$

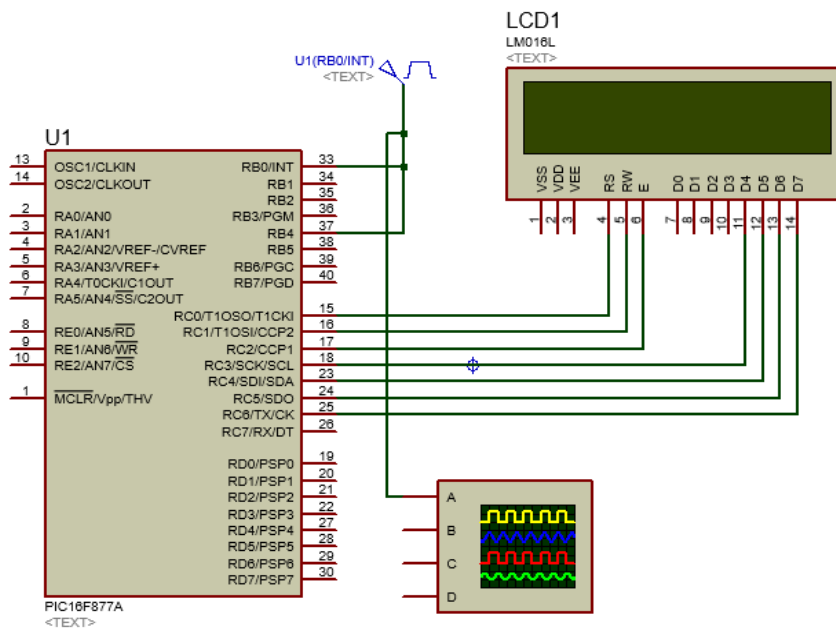
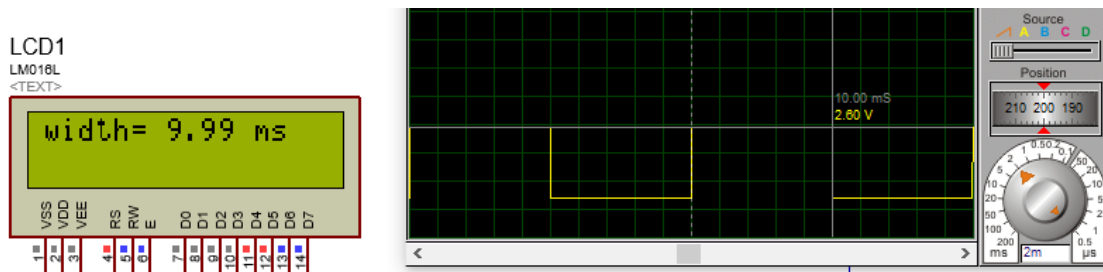
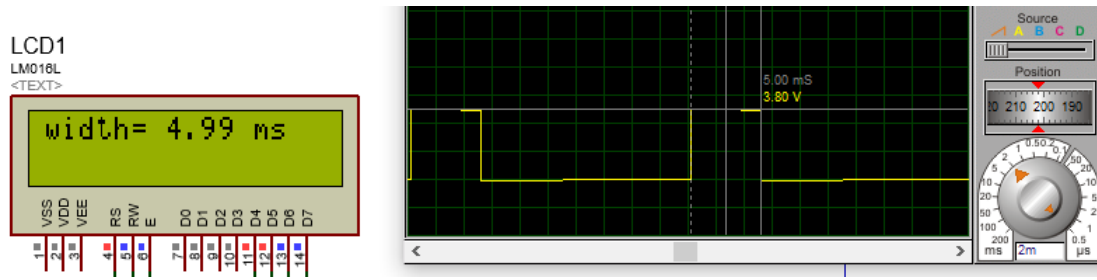


Figure III. 10 : Schéma de circuit de mesure de la largeur d'impulsion à l'aide d'un microcontrôleur pic 16f877a

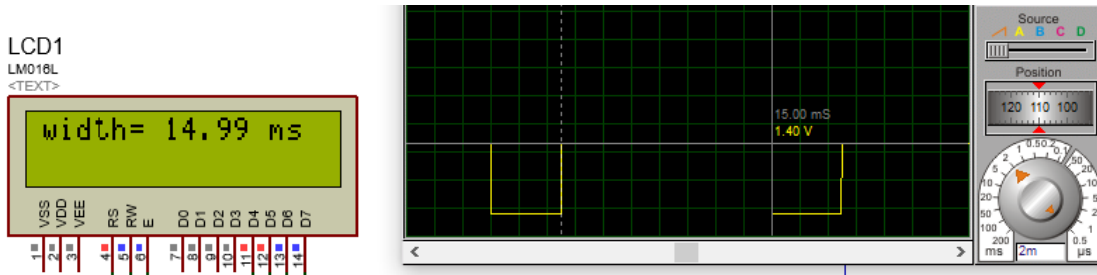
- La largeur d'impulsion à 25%.



- La largeur d'impulsion à 50%



- La largeur d'impulsion à 75%



### III.12 Conclusion

Nous avons traité tout au long de ce chapitre les microcontrôleurs, spécifiquement le PIC16f877A et leur brochage avec les outils microcontrôleurs que nous avons utilisés pour notre simulation comme le PWM, le timer1 et timer2 et au final l'afficheur LCD.

Chapitre **IV**

---

## Résultats de simulation

## IV.1 Introduction

La simulation nous permettra d'étudier les résultats et les performances d'un moteur BLDC. Dans ce chapitre, nous allons simuler le modèle développé dans les chapitres précédents, et discuter des différents résultats obtenus avec les différentes valeurs. Le circuit de simulation présenté sur le logiciel Proteus8.5 et l'organigramme des programmes implantés dans le microcontrôleur.

## IV.2 Fonctionnement

Les résultats de la simulation sont donnés pour le moteur BLDC pour les paramètres suivants : Nombre de pôles [P] = 2, Nombre de phases = 3, Inductance entre les sorties = 0.1mH, Résistance entre les sorties = 1 ohms, Constante de couple = 100 g\*cm/A, Coefficient de BEMF = 0.1V/(rot/s) Type de BEMF est trapézoïdale.

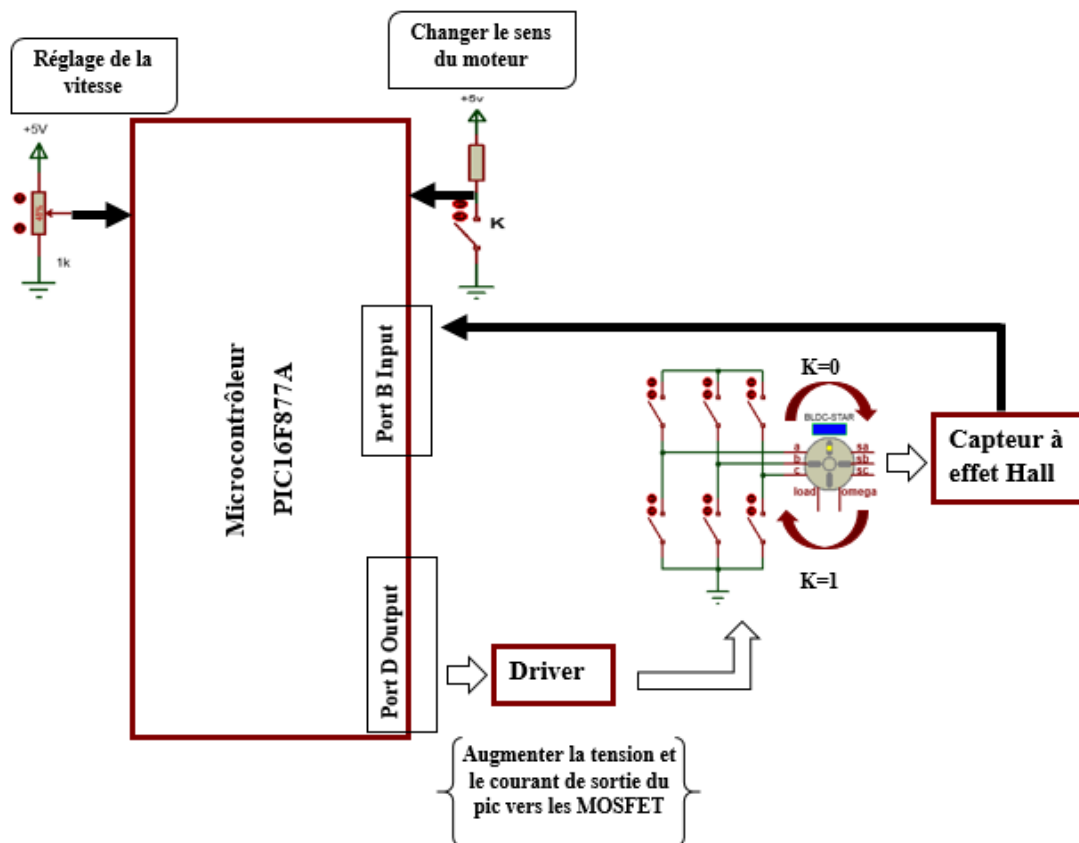


Figure IV. 1 : schéma synoptique de la commande d'un moteur BLDC

La figure 1 montre le schéma fonctionnel de base de la commande d'un moteur BLDC. Comme on peut le voir, le microcontrôleur va mesurer le retour des capteurs à effet Hall du moteur pour déterminer la position du rotor. En fonction de la position du rotor, le microcontrôleur génère signaux de commande adéquats pour piloter les commutateurs appropriés du circuit de puissance. Le microcontrôleur prendra également le signal d'entrée d'un potentiomètre pour ajuster la vitesse de rotation du moteur ainsi qu'une entrée de sélection du sens de rotation du moteur.

IV.3 La partie de simulation et l'explication en détails

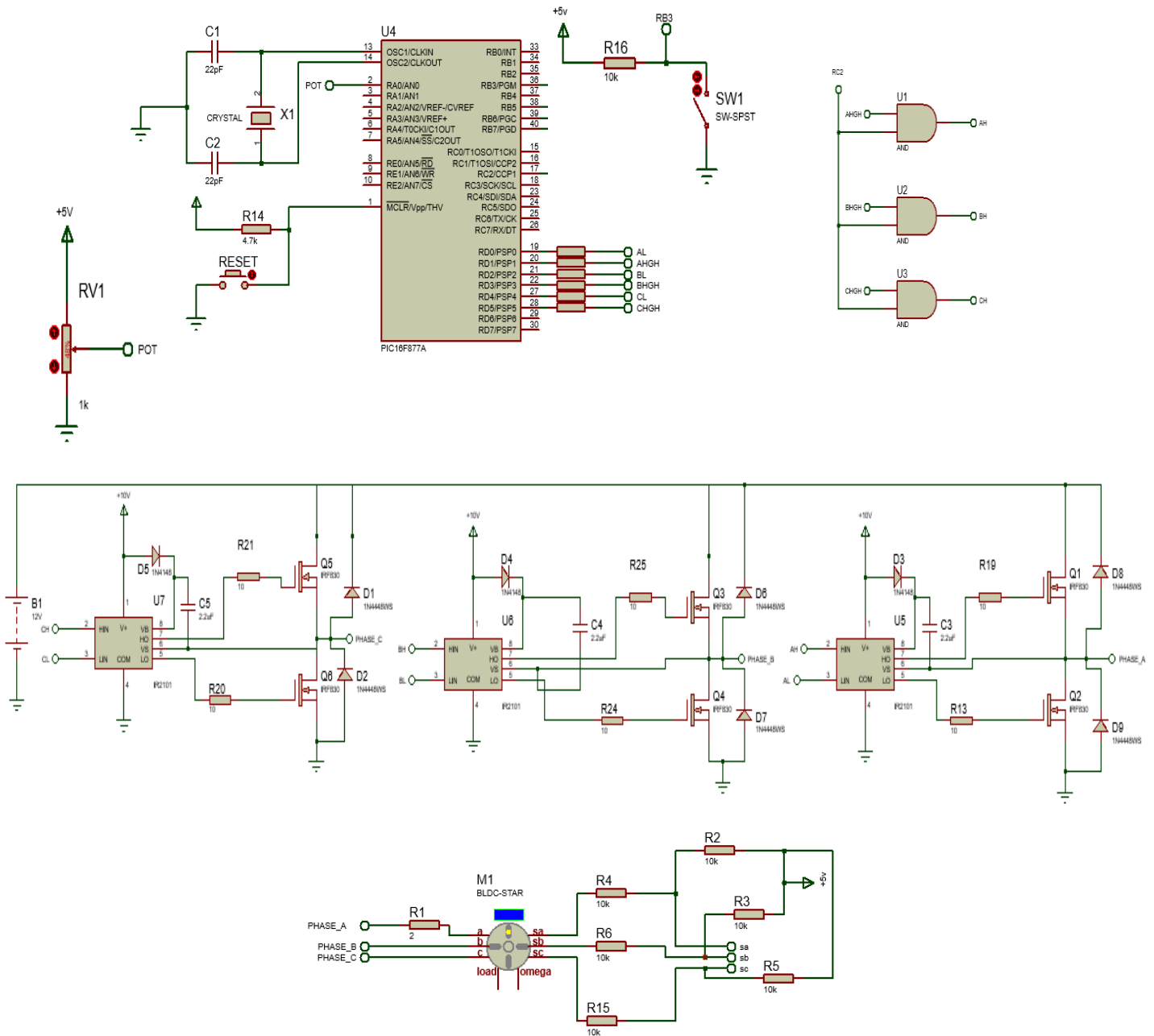


Figure IV. 2 : Circuit de simulation sur Proteus

Le microcontrôleur est utilisé pour fournir la sortie du signal PWM au driver. La vitesse du moteur est proportionnelle à la tension appliquée. Ainsi, le changement du rapport cyclique du PWM de 0 à 100% entraînera le changement de la vitesse du moteur BLDC. Le microcontrôleur utilisé est PIC16F877A.

Le gate driver sert à augmenter la tension et le courant du signal de sortie du microcontrôleur vers le MOSFET. Les MOSFET ont besoin d'une tension de grille VGS appliquée au-dessus de la tension de seuil Vth pour pouvoir conduire le courant.

La grille du MOSFET forme un condensateur (condensateur de grille), qui doit être rempli ou vidé à chaque fois que le MOSFET est activé ou désactivé respectivement. Le gate driver utilisé est IR2101.

Pour pouvoir alimenter chaque phase du moteur BLDC sur une base de commutation on est besoin six MOSFET de puissance. Le système de commutation d'un moteur BLDC doit être régulé électroniquement car les enroulements du stator doivent être alimentés de manière séquentielle. Le MOSFET utilisé est IRF830.

Capteur à effet Hall peut fournir des informations précises au microcontrôleur pour réguler les enroulements qui doivent être électrifés.

#### IV.4 Résultat de simulation

Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulation du circuit précédent en utilisant le logiciel de Proteus : La figure IV.3 et la figure IV.4 présente le signaux issus des capteurs à effet Hall des deux commandes, le sens horaire et antihoraire de rotation du moteur BLDC, les résultats sont en parfaite concordance avec ceux de la partie théorique présenté dans le premier chapitre.

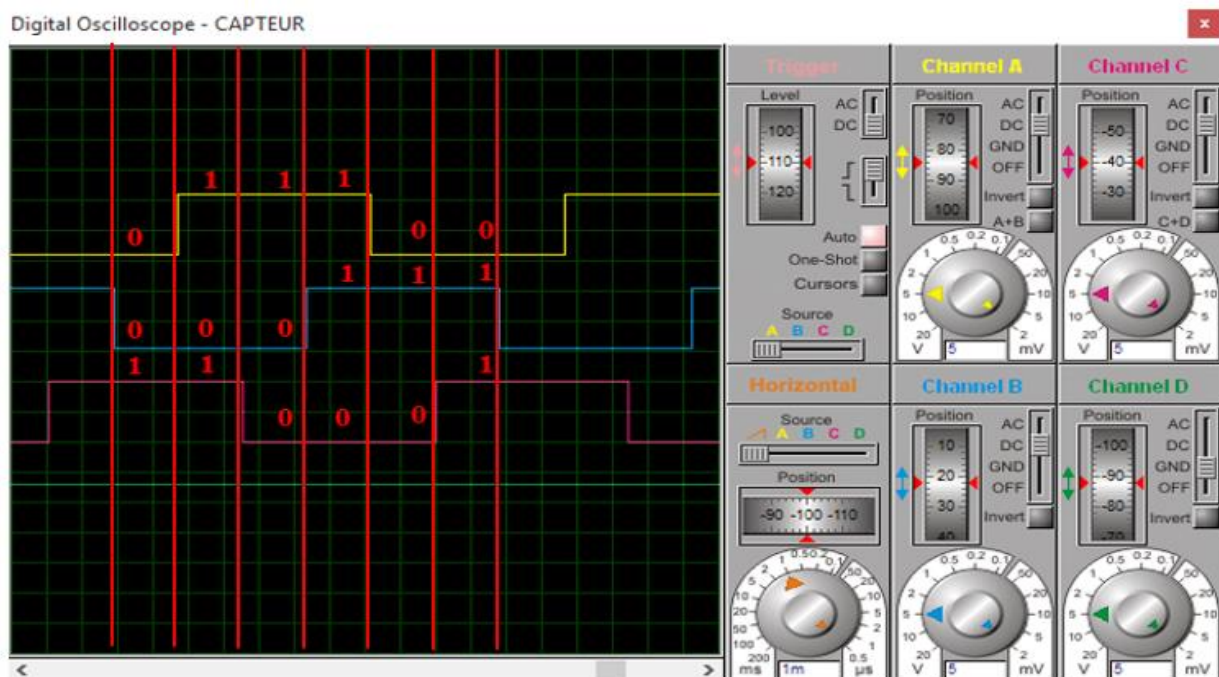


Figure IV. 3 : Signal des capteurs à effet Hall dans le sens horaire

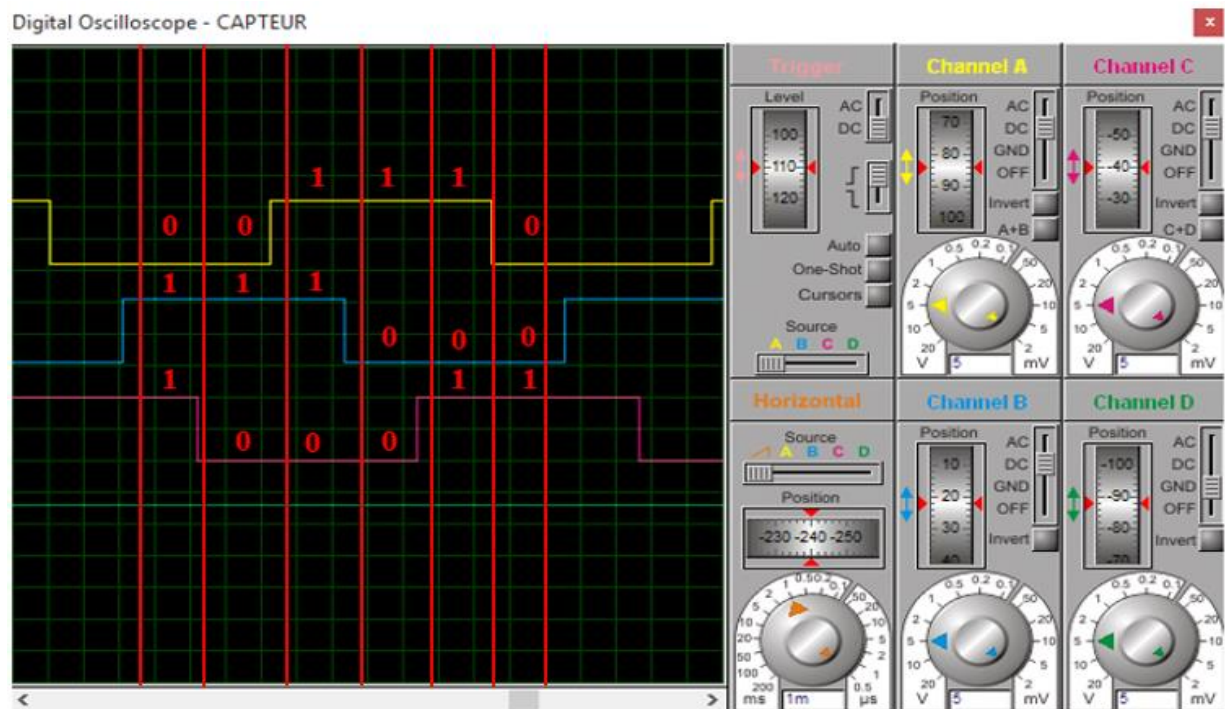


Figure IV. 4 : Signal des capteurs à effet Hall dans le sens antihoraire

La figure IV.5 présente le courant circulant dans une phase qui est un courant alternatif, du fait que le courant s'annule sur un intervalle de temps ( car dans ce type de moteur deux bobines sont alimentées en meme temps et la troixieme bobine n'est pas alimenté) et le sens de courant change de sens de circulation comme il a te montre au chapitre precedent.

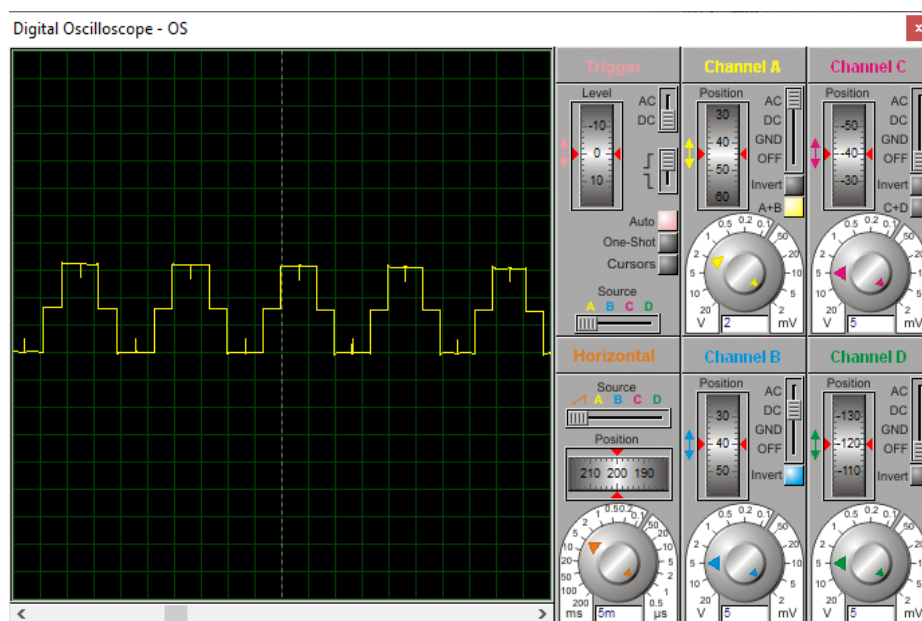


Figure IV. 5 : Le courant circulant dans une phase

La figure IV.6 montre la tension d'une seule phase, la forme d'onde jaune correspond à la tension aux bornes de la phase A, la forme d'onde bleu correspond à la tension aux bornes de la phase B, la forme d'onde rouge correspond à la tension aux bornes de la phase C, les pic sont dus à l'effet de la charge inductive et peuvent être limités par des circuits d'adoucissement de la commutation.

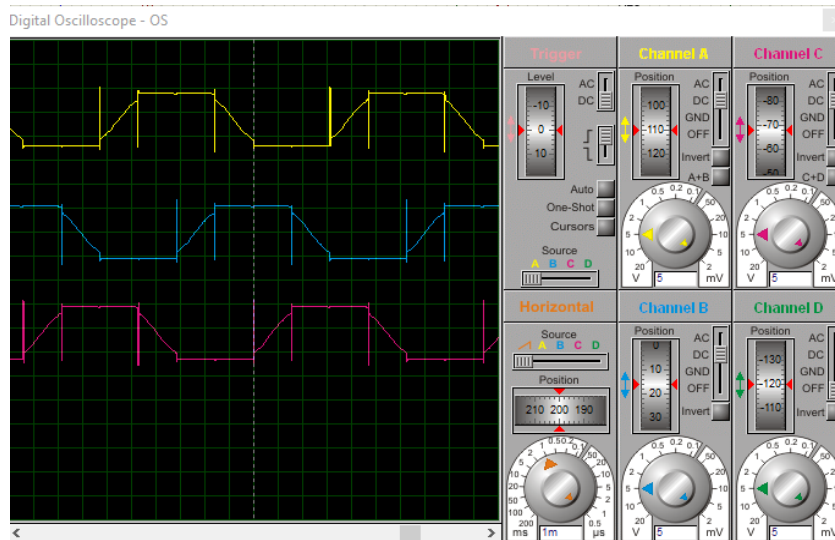


Figure IV. 6 : Tension terminale triphasé

Il est à noter que dans cette partie nous avons reproduit les résultats d'une manière similaire aux récents travaux de recherche relatif à la commande de moteurs BLDC [ 26],[27],[28].

#### IV.5 La commande en vitesse d'un moteur BLDC

L'algorithme qui contrôle la vitesse d'un moteur BLDC est bien illustré dans la figure IV. 7, cet algorithme est implanté dans le pic microcontrôleur après son écriture dans le logiciel PICC.

Le programme principal a pour rôle l'acquisition des signaux issus des capteurs à effet Hall et génère les signaux de commande adéquats pour faire tourner le moteur BLDC, une interruption temporelle se fait chaque 3 seconde pour mesurer la tension du potentiomètre pour générer un signal PWM dont la largeur est proportionnelle à la tension du potentiomètre.



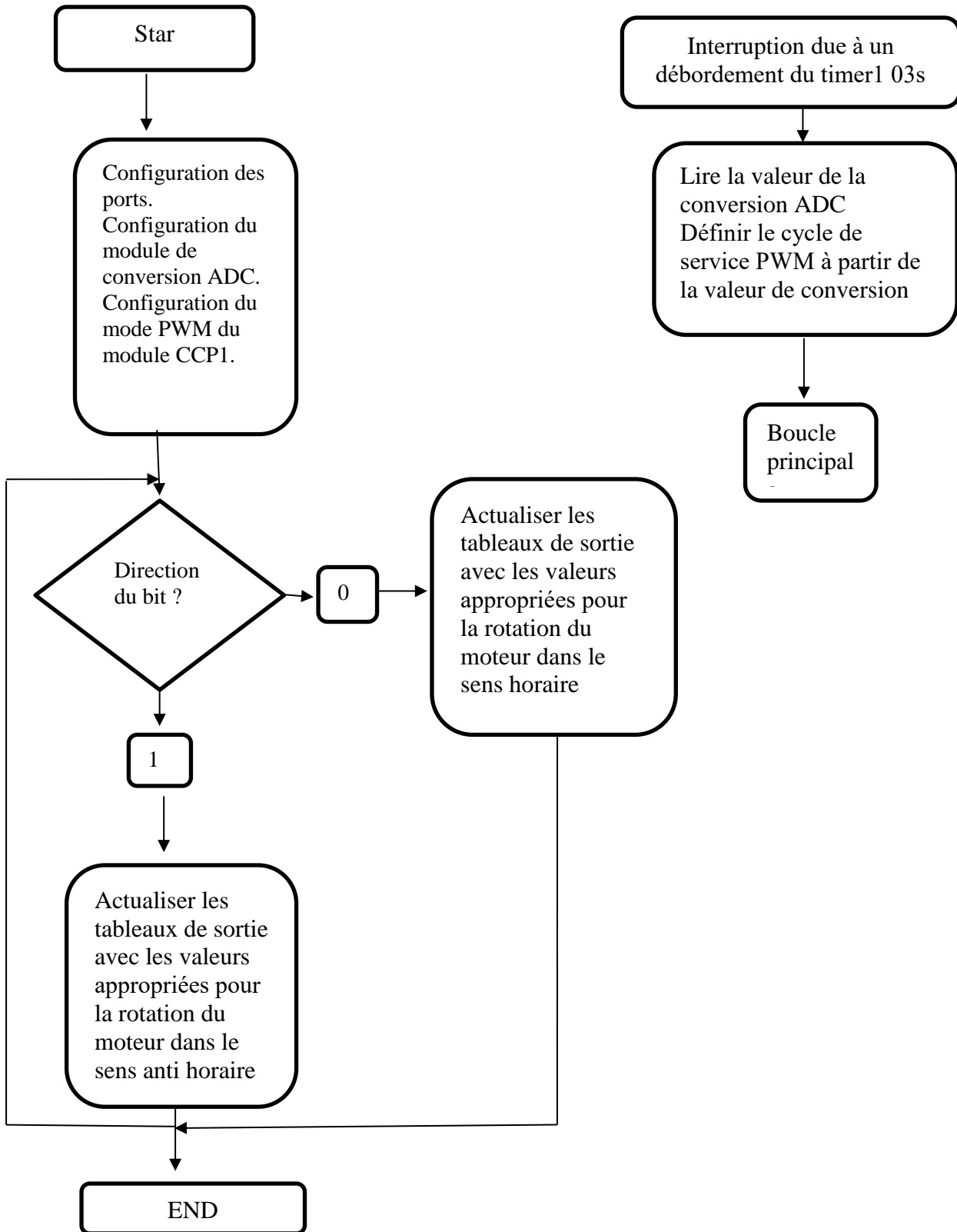


Figure IV.7 Algorithme de commande

Dans la simulation on a trouvé des problèmes concernant la commande de la vitesse du moteur BLDC, en effet la simulation se bloque après quelques secondes (5S à 10S) et qui est du au comportement réel des Switch à transistors MOSFE, ce temps est insuffisant pour la saisie des résultats de simulations

Donc nous avons trouvé une autre méthode [25] qui consiste à remplacer les transistors MOSFET par des switch idéal commandé par tension et qui sont nommés VSwitch dans Proteus. Ce principe est bien éclairé dans la figure IV.8.

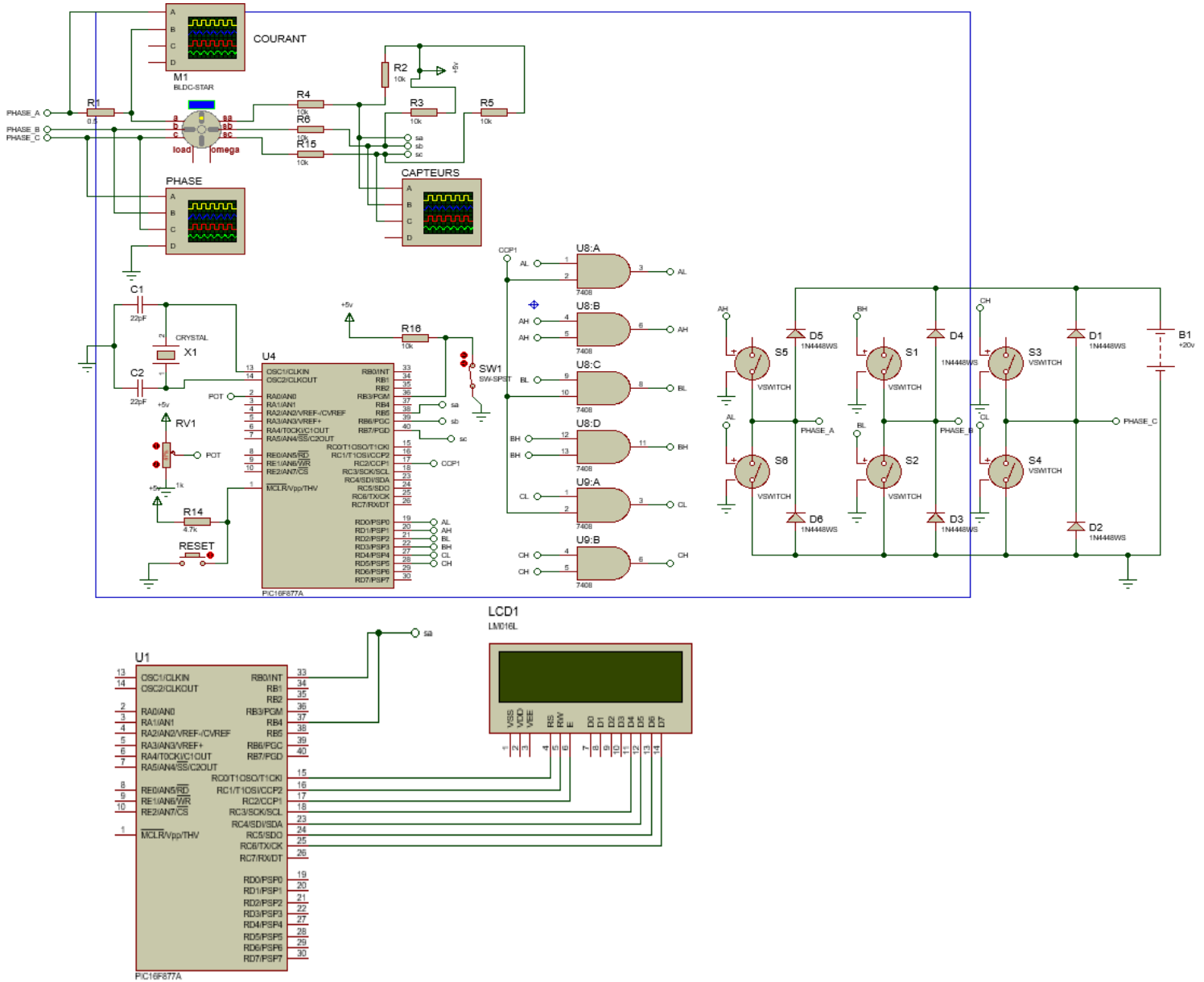


Figure IV. 8 : Nouveau circuit de simulation avec Vswitch

L’algorithme de mesure de la largeur d’impulsion qui a été introduit dans le chapitre 3 ne peut fonctionner simultanément avec celui de la commande PWM du moteur BLDC. Ce qui nous a poussés à utiliser un deuxième PIC microcontrôleur pour effectuer l’opération de mesure de la largeur d’impulsion.

Le 2eme PIC est pour but de mesurer la vitesse et l'afficher dans le LCD, pour faire cette opération on doit relier l'entré d'un seul capteur dans les pins RB0 et RB4 avec le pic, vu que le signal des capteurs est un signal carré alors on peut mesurer sa largeur d'impulsion, par la méthode suivante qui est bien illustrée dans la figure IV.09 :

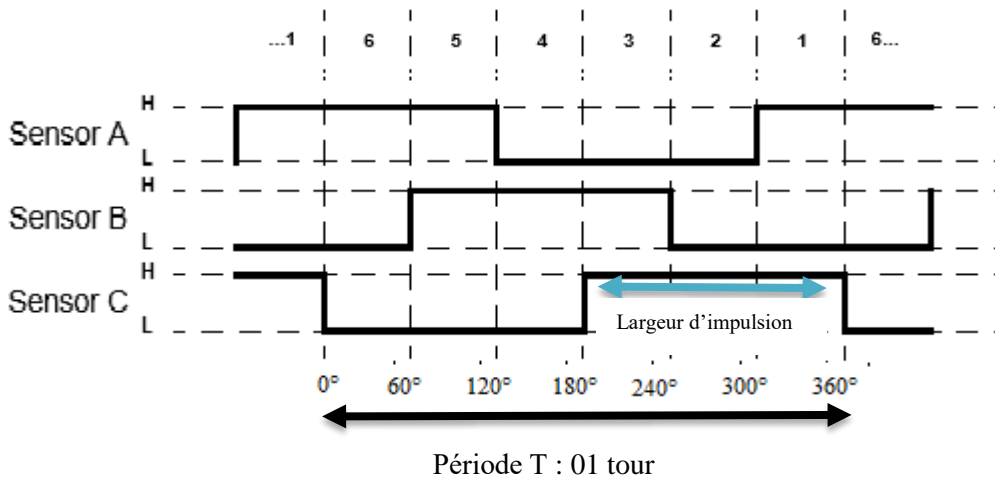


Figure IV.09 : Signal du capteur à effet Hall

06 phases  $\Rightarrow$  Pas angulaire est de  $60^\circ$ .

$$\text{Largeur d'impulsion} \rightarrow \frac{1}{2} \text{ Tour}$$

60000 s  $\rightarrow x$  (Le nombre de tour par min)

$$x = \frac{60000 \times \frac{1}{2}}{\text{Largeur d'impulsion}}$$

On remarque que la largeur d'impulsion du signal du capteur à effet Hall est la moitié de la période (1 seul tour).

Après la simulation de ce circuit sur Proteus on a retrouvé les mêmes résultats que le circuit précédent (avec transistors MOSFET) et qui sont représentés sur la figure IV.10

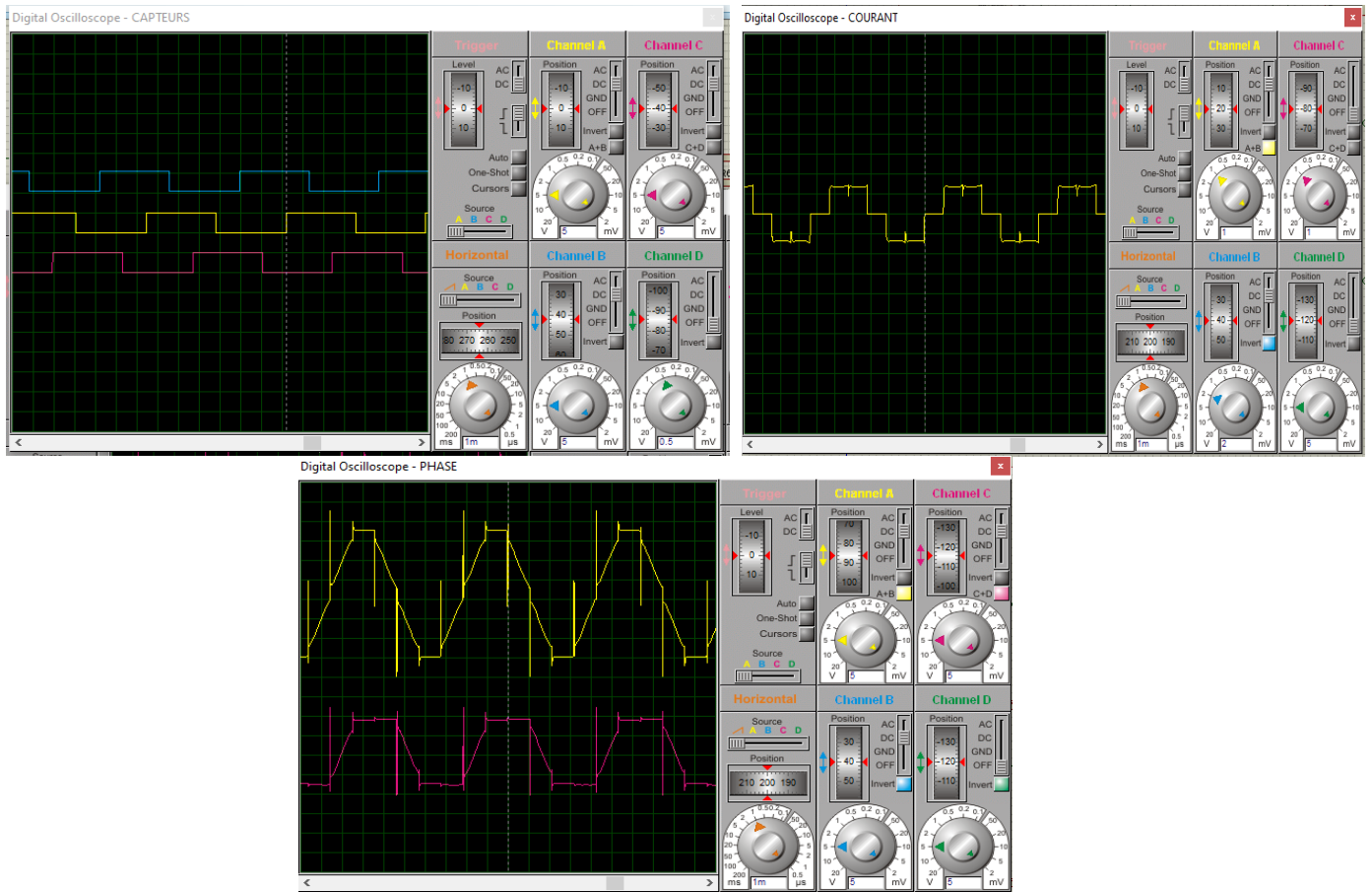


Figure IV. 10 : signaux des capteurs à effet Hall, Courant de phase et tensions simple et composée de phase

Dans la partie qui suit, nous allons voir l'effet du signal PWM (changement dans le rapport cyclique) sur la vitesse du moteur BLDC, dans une première étape nous allons mesurer la vitesse en suivant la méthode développée dans ce qui précède, en considérant trois cas de rapport cyclique 20%, 50 % et 80%.

- Le rapport cyclique PWM avec  $\alpha = 20\%$

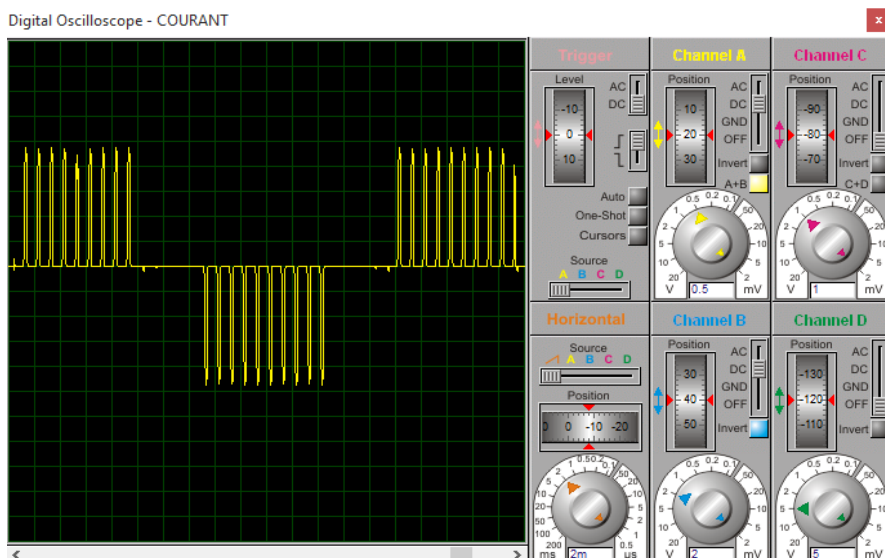


Figure IV. 11 : Résultat de la simulation pour la réponse du courant de phase du moteur BLDC a PWM 20%

La figure IV.11 représente la forme d'onde du courant de phase du moteur BLDC triphasé lorsque le rapport cyclique est à la valeur de 20%.

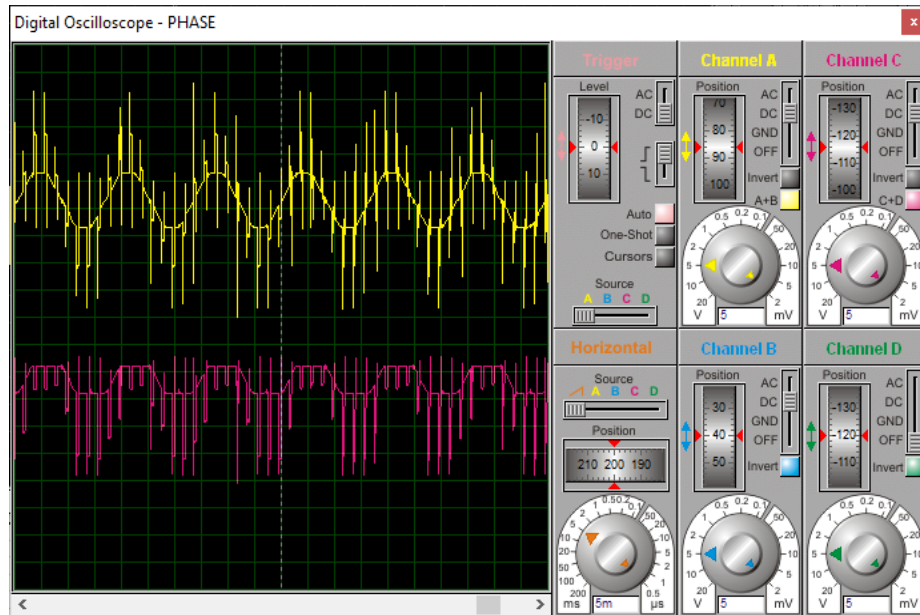


Figure IV. 12 : Le courant aux bornes de 02 phases dans le nouveau circuit du moteur a PWM 20%

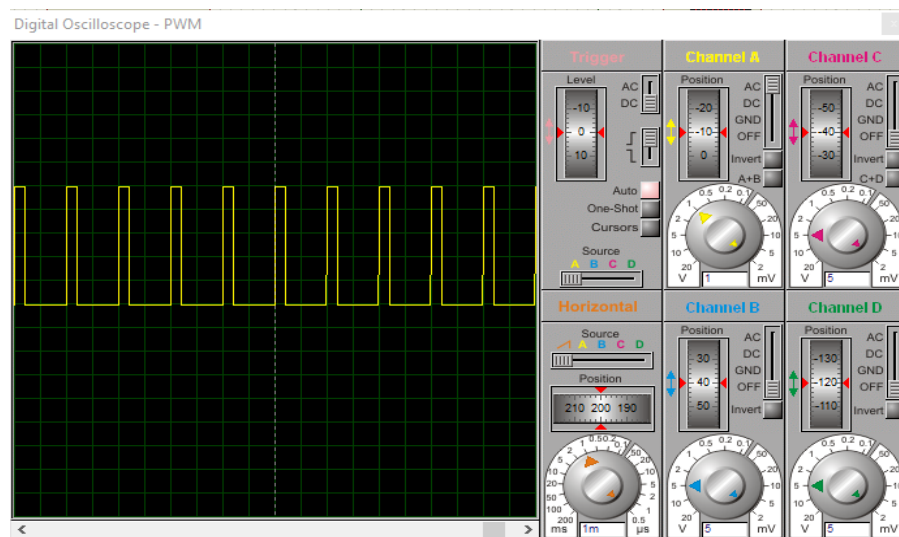


Figure IV. 13 : signal de commande PWM  $\alpha=20\%$

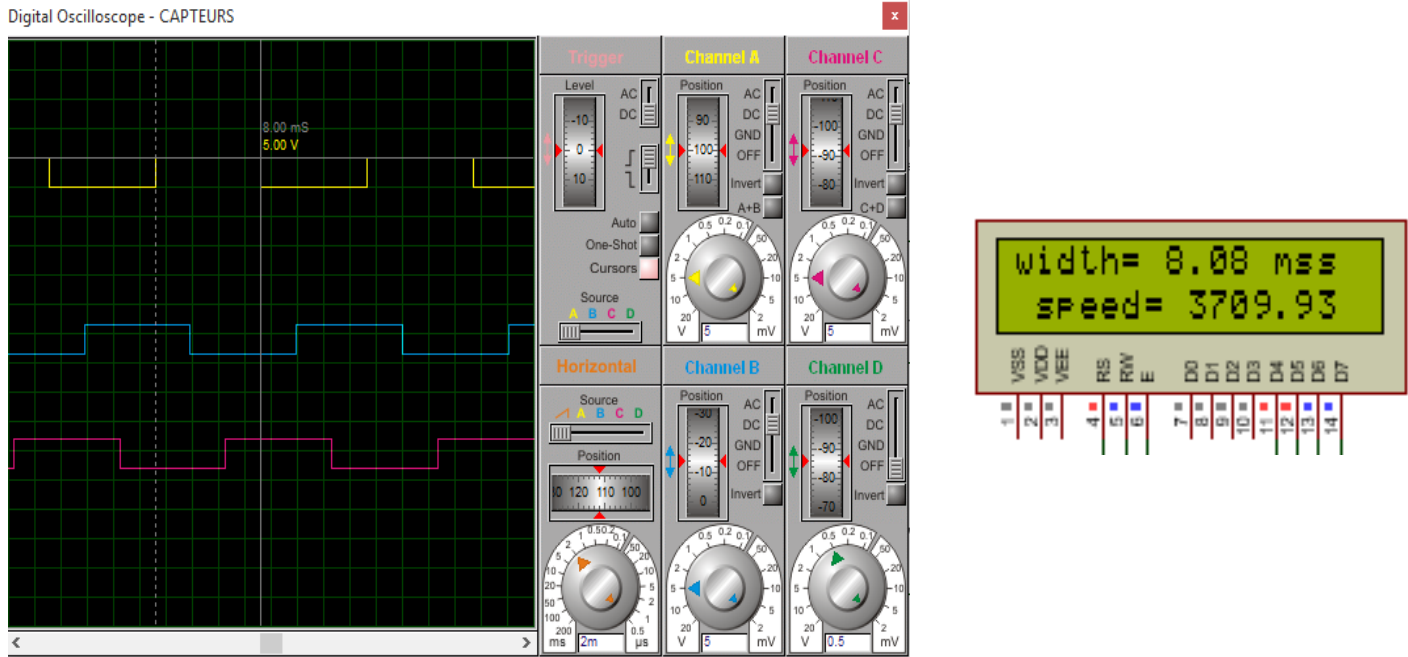


Figure IV. 14 : Le signal des capteurs a effet Hall dans le nouveau circuit

Le résultat qui affiche dans le LCD est la mesure de la largeur d’impulsion et aussi la vitesse quand le rapport cyclique PWM est 20%.

- Le rapport cyclique PWM de 50 %

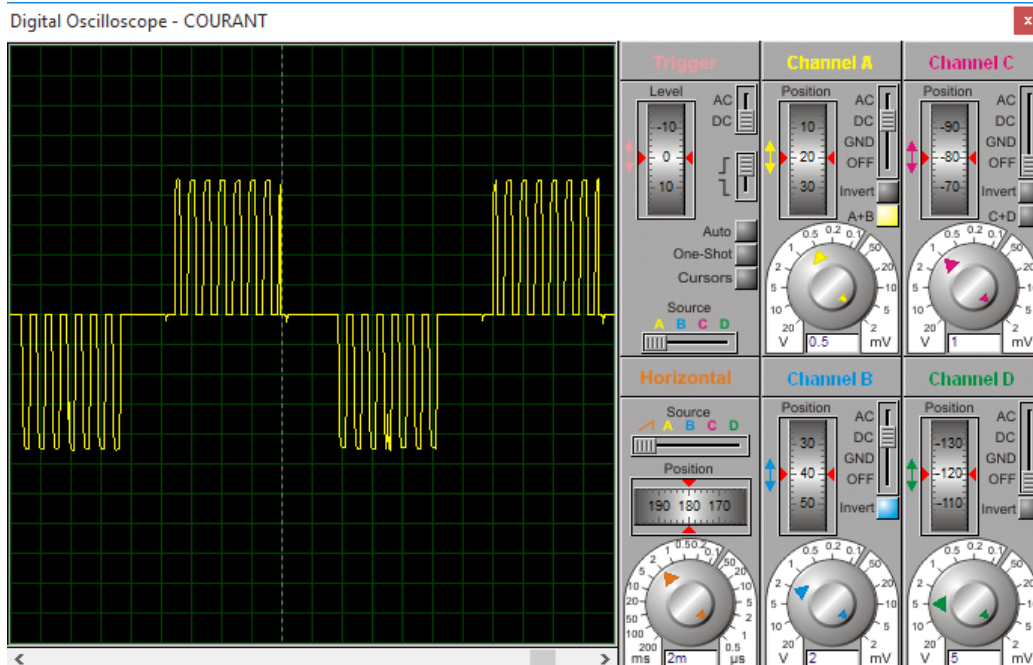


Figure IV. 15 : Résultat de la simulation pour la réponse du courant de phase du moteur BLDC a PWM 50%

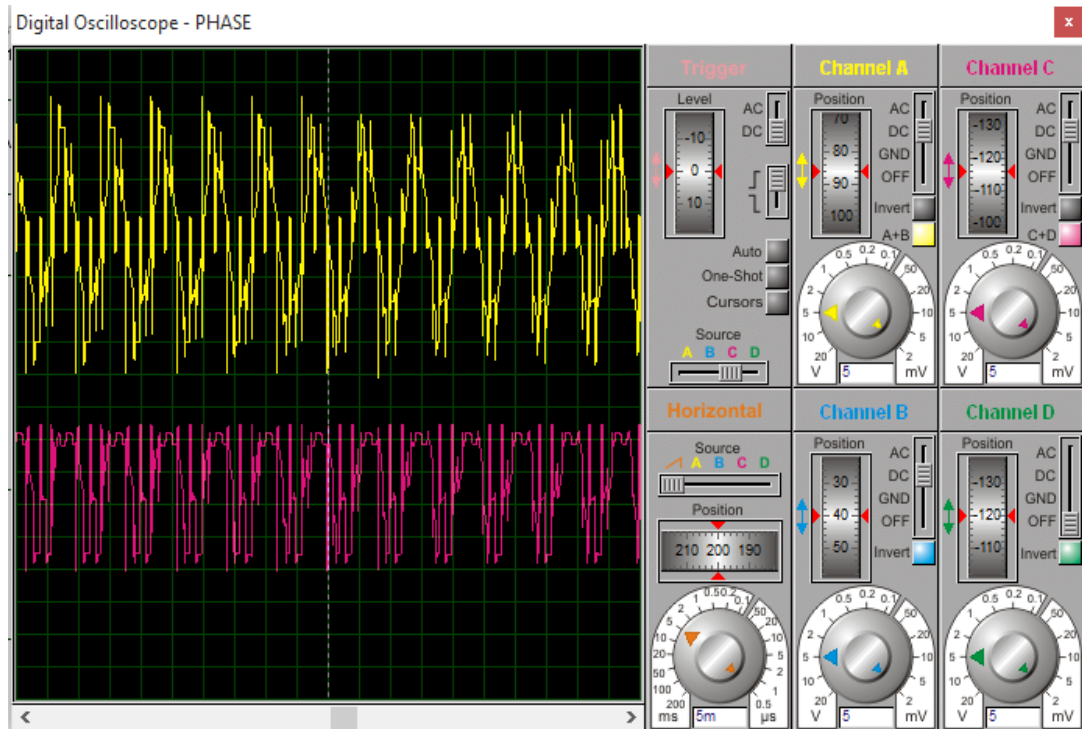


Figure IV. 16 : Le courant aux bornes de 02 phases dans le nouveau circuit du moteur a PWM 50%

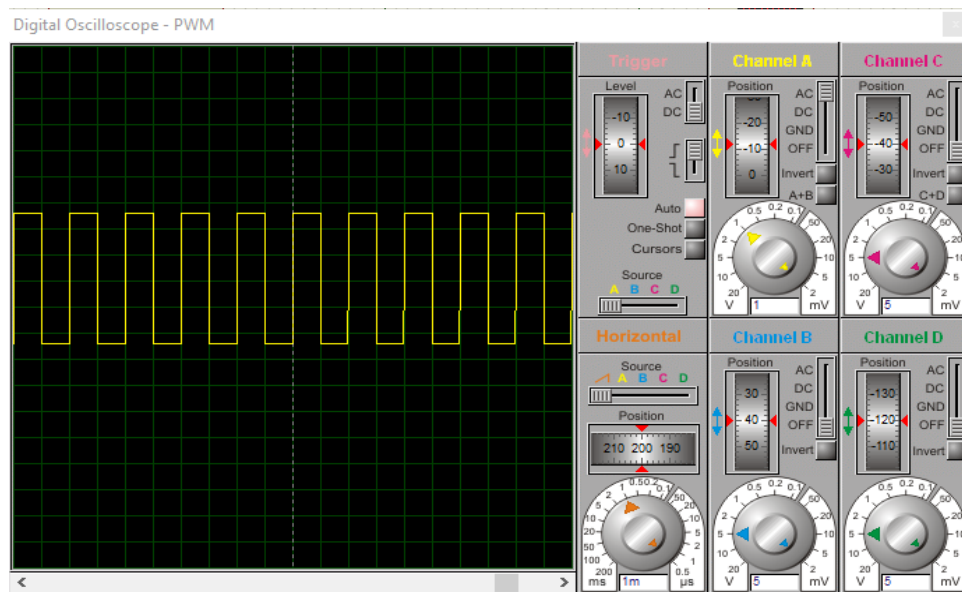


Figure IV. 17 : signal de commande PWM  $\alpha=50\%$

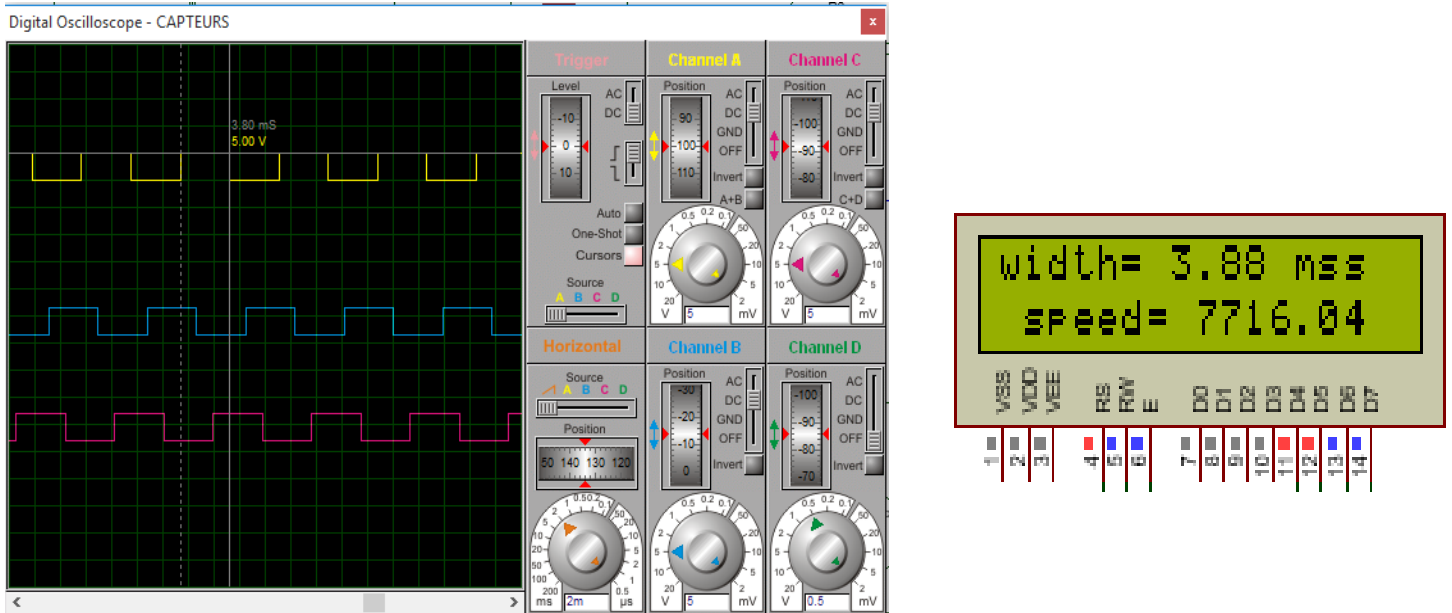


Figure IV. 18 : Le signal des capteurs a effet Hall dans le nouveau circuit

Le résultat qui afficher dans le LCD est la mesure de la largeur d’impulsion et aussi la vitesse quand le rapport cyclique PWM est 50%.

- Le rapport cyclique PWM de 80 %

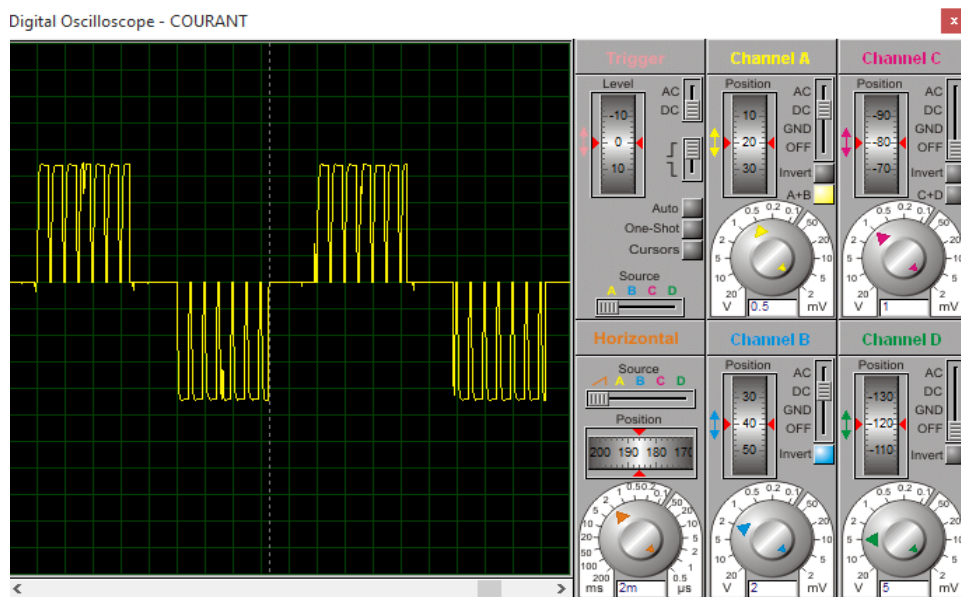


Figure IV. 19 : Résultat de la simulation pour la réponse du courant de phase du moteur BLDC a PWM 80%



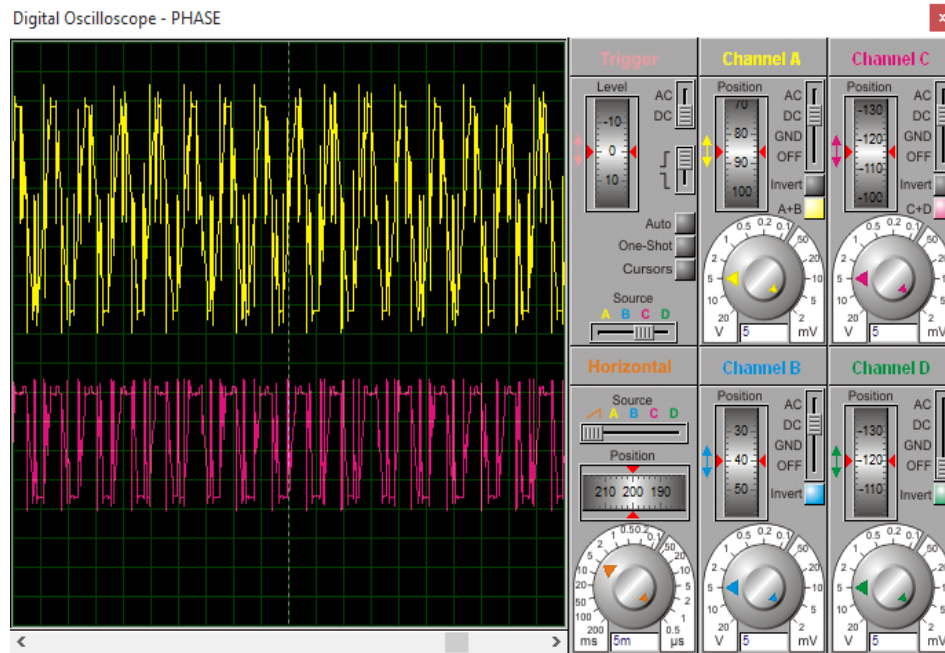


Figure IV. 20 : Le courant aux bornes de 02 phases dans le nouveau circuit du moteur a PWM 80%

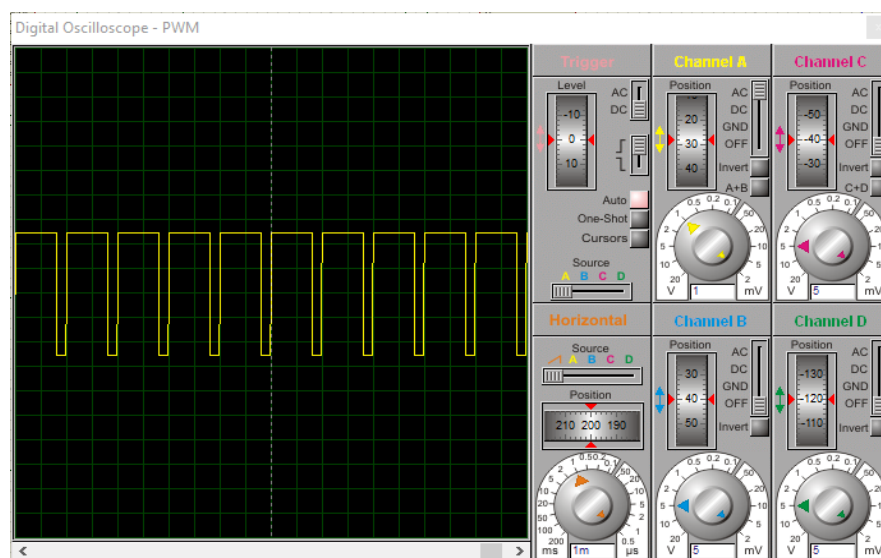


Figure IV. 21 : signal de commande PWM  $\alpha=80\%$

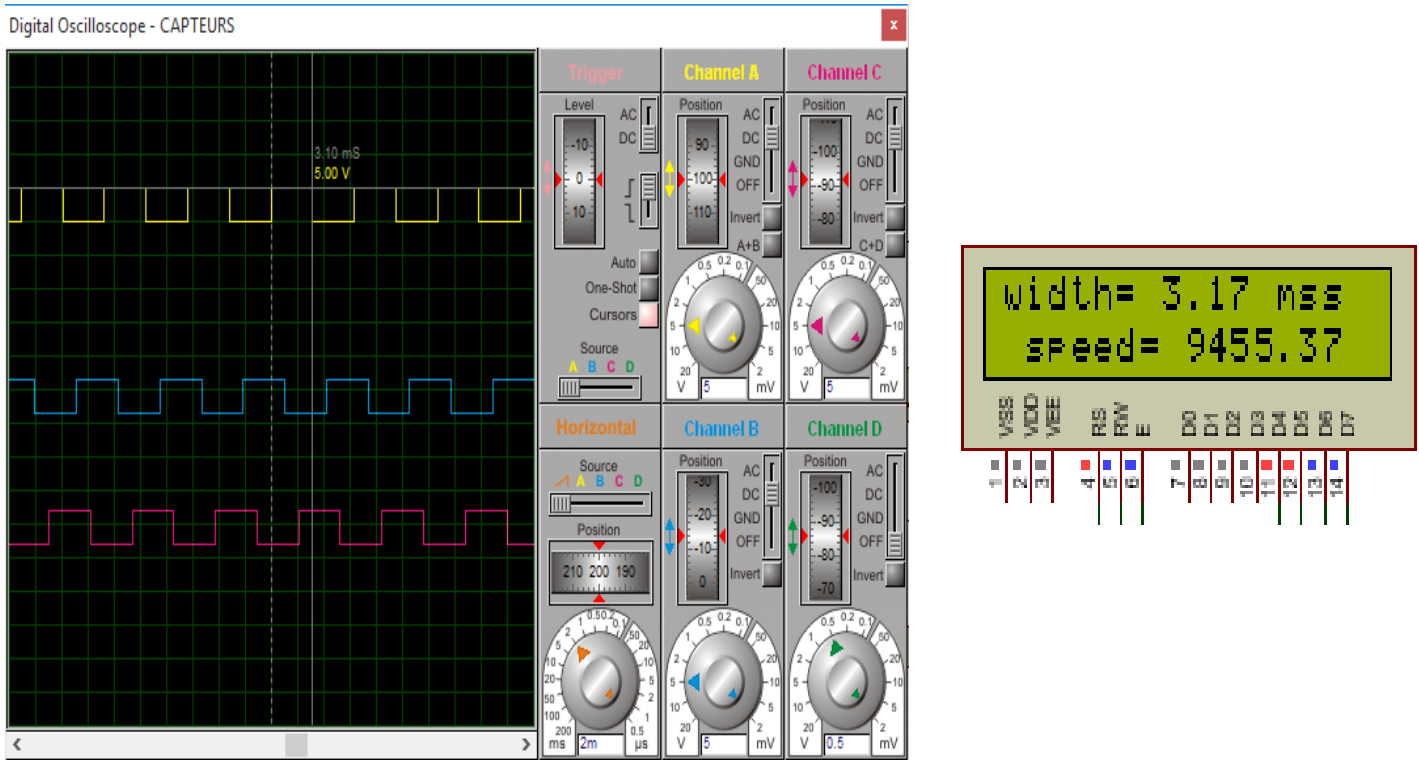


Figure IV. 22 : Le signal des capteurs a effet Hall dans le nouveau circuit

Le résultat qui affiche dans le LCD est la mesure de la largeur d'impulsion et aussi la vitesse quand le rapport cyclique PWM est 80%.

On remarque que la vitesse augmente lorsqu'on augmente le rapport cyclique du signal PWM augmente.

Les résultats de notre simulation sont identiques aux résultats obtenus dans les références suivantes : [26], [27], [28].

#### IV.6 La variation de la vitesse en fonction du rapport cyclique PWM

<b>La vitesse</b>	<b>3709.93</b>	<b>7716.04</b>	<b>9455.37</b>	<b>100000</b>
<b>Le rapport cyclique</b>	<b>20%</b>	<b>50%</b>	<b>80%</b>	<b>100%</b>

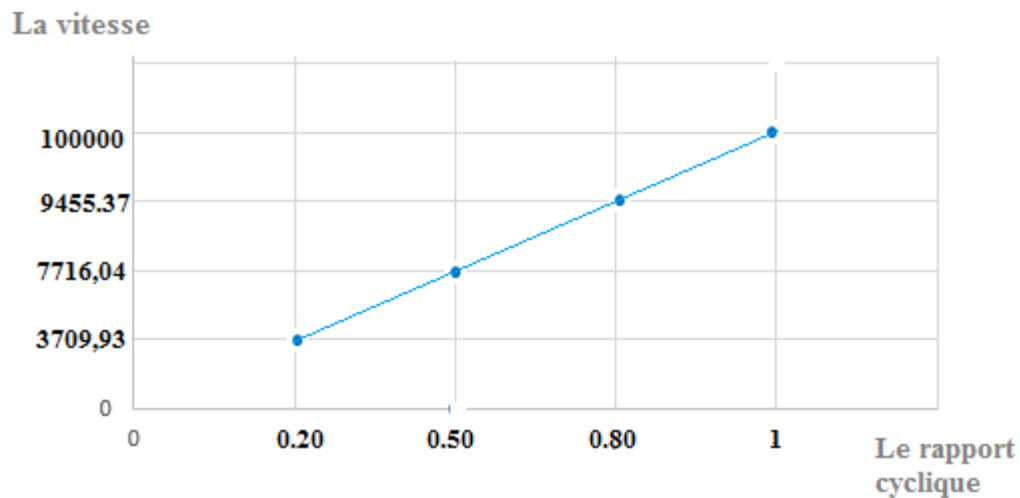


Figure IV. 23 : La vitesse en fonction du rapport cyclique PWM

D'après le graphe on remarque que la variation elle est linéaire.

#### IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, en utilisant le logiciel Proteus nous avons validé le model de commande du moteur BLDC triphasé au moyen des capteurs à effet hall. En effet les résultats obtenus sont en parfaite concordance avec ceux de travaux récents. La commande PWM du moteur BLDC dont le programme implanté dans le microcontrôleur est bien illustrée dans ce chapitre.

## Conclusion générale

Ce projet avait comme but l'étude et la simulation de la commande d'un moteur BLDC à base d'un microcontrôleur 16f877A. Le moteur BLDC étudié dans ce projet est un moteur triphasé du command trapézoïdal avec capteur à effet Hall.

Le circuit de simulation sous PROTEUS est constitué d'un circuit de control composé d'un microcontrôleur 16f877a, le potentiomètre pour contrôler la vitesse avec les portes AND et un switch pour changer la rotation du moteur BLDC, avec un circuit gate driver qui contient les drivers IR2101 et les MOSFET IRF830.

Les résultats de simulation relative au courant de phase, tension de phase simple et composé sont en parfaite comme concordance avec certain travaux précieux.

Le principale résultat de ce travail est la mesure de la vitesse à partir du signal issu des capteurs à effet Hall et l'afficher sur LCD.

La vitesse est proportionnelle à la largeur d'impulsion de signal de commande PWM.

Comme perceptive, ce travail peut être amélioré par l'utilisation d'un seul microcontrôleur avec la possibilité d'utiliser le RTOS (real time operating system), en suite la régulation de la vitesse et finalement la réalisation pratique de ce système.

## **Abréviation**

**BLDC** Brushless Direct Current

**PWM** Pulse-Width Modulation

**MOSFET** Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

**RPM** Rotation par minute

**PMSM** Permanent Magnet Synchronous Motor

**FCEM** Force Contre électromotrice

**DC** Direct Current

**AC** Alternating Current

**LCD** Liquid-Crystal Display

**ADC** Analog to Digital Converter

**PIC** Peripheral Interface Controller

**GPIO** General-purpose input/output

**IO** Input Output

**LED** Light Emitting Diode

**OSC** Oscillator

**RAM** Random Access Memory

**BJT** Bipolar Junction Transistors

**GTO** Gate-Turn-Off Thyristors

**IGBTS** Insulated Gate Bipolar Transistors

**MCTS** MOS-Controlled Thyristors

## Bibliographie

- [1] Brushless DC Motor Fundamentals Application Note, mps the future of analog ic technologie.
- [2] : Modélisation des moteurs BrushLess Préambule - Eduscol
- [3] : Texas Instruments, Brushless-DC Motor 1 : Basics TI Precision Labs – Motor Drivers Presented and Prepared by Sanmeshkumar Udhayakumar.
- [4] : [http://jacob.patrick.free.fr/moteurs/co/brushless\\_web/co/types.html](http://jacob.patrick.free.fr/moteurs/co/brushless_web/co/types.html)
- [5] : <https://www.electromecanique.net/2015/01/principe-de-fonctionnement-dun-moteur.html>
- [6] : Design, Code Generation and Simulation of a BLDC Motor Controller Using PIC Microcontroller Md. Fahim Bhuiyan, Mohammad Rejwan Uddin, Zaima Tasneem, Mahady Hasan and Khosru M Salim Fab Lab IUB Department of Electrical and Electronic Engineering Independent University, Bangladesh.
- [7] : Moteurs brushless : La technique
- [8] : A New Strategy for BLDC Sensorless Control System and Its Application in Horizontal Well Tractor Shuhan Yu, Yongjun Chen\* College of Electronics and Information, Yangtze University, Jingzhou, China
- [9] : Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals, microchip, AN885.
- [10] : Technologie Brushless (BDLC) - Électrotechnique - Sitelec.org
- [11] : [https://www.lmdindustrie.com/content/guides/technique/KNF\\_techno36\\_1204.pdf](https://www.lmdindustrie.com/content/guides/technique/KNF_techno36_1204.pdf)
- [12] : Brushless DC Motor Working Principle and Applications, robu.in
- [13] : Convertisseurs et électronique de puissance - Commande, description, mise en oeuvre - Applications avec Labview par Michel Pinard.
- [14] : <https://www.astuces-pratiques.fr/electronique/les-transistors-mosfet-de-puissance>.

[15] : TOSHIBA MOSFET Gate Drive Circuit Application Note.

[16] : TOSHIBA MOSFET Gate Drive Circuit Application Note.

[17] : Datasheet 1N4148

[18] : Datasheet IR2101

[19] : Datasheet IRF830

[20] : <http://for-ge.blogspot.com/2015/07/microcontrolleur.html>

[21] : <https://www.techtarget.com/whatis/definition/PIC-microcontrollers>

[22] : Cours microcontrôleurs, Iset Nabeul CHAPITRE 2 MICROCONTROLEUR PIC 16F877

[23] : <https://microcontrollerslab.com/pic16f877a-introduction-features/#>

[24] : Datasheet Pic16877A

[25] : Manejo de motores de corriente directa con microcontroladores, Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas Facultad de Ingeniería Eléctrica Departamento de Telecomunicaciones y Electrónica.

[26] : MICROCONTROLLER BASED SPEED CONTROL AND SPEED REGULATION SCHEME FOR BLDC MOTOR UNDER VARIABLE LOADING CONDITIONS, Department of Electrical Engineering, Jadavpur University, Kolkata, INDIA

[27] : Application of Proteus VSM in Modelling Brushless DC Motor Drives, 2011 4th International Conference on Mechatronics (ICOM), 17-19 May 2011, Kuala Lumpur, Malaysia

[28] : Development of Microcontroller Based Speed Control Scheme of BLDC Motor Using Proteus VSM Software, International Journal of Electronics and Electrical Engineering Vol. 2, No. 1, March, 2014 Alok Mukherjee, Susanta Ray, and Arabinda Das Department of Electrical Engineering, Jadavpur University, Kolkata-700 032.