

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البلدية
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

Gherarmi Abdelhak

&

Sahmadi Aboubaker-elsedik

pour l'obtention du diplôme Master en Électronique option Système de vision et
Robotique

Thème

Etude et Implémentation sur FPGA de la commande PID d'un moteur à courant continu sans balais

Proposé par : Bradai Rafik

Année Universitaire 2011-2012

الهدف من هذا المشروع هو التحكم في السرعة للمحرك ثلاثي الطور بدون فرشاة، حيث تطرقنا في الخطوة الأولى إلى المفاهيم الأساسية حول هذا المحرك و التي نتحدث من خلالها عن مختلف أنواعه و ما يتعلق به أما الخطوة الموالية فقد قمنا بتصميمه لنصل إلى الخطوة الثالثة و التي قمنا فيها بالتحكم في سرعته عن طريق المنظم PID لنقوم بعدها بدراسة نظرية شاملة حول FPGA , وبخصوص تصميم هذا التحكم فقد استعملنا أداة تتمثل في System Generators .

كلمات المفاتيح: محرك ثلاثي الطور بدون فرشاة، FPGA, System Generator, PID .

Résumé :

L'objectif de ce projet est la commande en vitesse de la machine à courant continu sans balais triphasée (BLDC). La première étape concerne des notions fondamentales sur la machine dans la quelle, on cite les différents types de cette machine. La prochaine étape concerne la modélisation de l'ensemble machine – commutateur Pour accéder à la troisième étape et qui consiste la commande en vitesse par la régulateur PID, Finalement on a présenté quelques généralités sur la Technologie des circuits FPGAs et on passe à l'implémentation d'un régulateur PID à partir de l'outil System Generator de Xilinx dans une cible FPGA.

Mots clés moteur BLDC,PID, FPGA, la commande en vitesse.

Abstract :

The aim of this project is the speed control of the three phase brushless DC Motor The first step concerns the fundamentals of the machine in which it cites the different types of this machine. The next step is the modeling of all machine - Switch To access the third step, which consists of commendation by the speed PID controller, Finally we presented some background on Circuits Technology FPGAs and password to implementation a PID controller from the Xilinx System Generator tool in a target FPGA.

Keywords : the three phases brushless DC motor, PID,FPGA, the speed control.

Listes des acronymes et abréviations

Symboles	Signification	
a	La première phase de la machine.	
b	La deuxième phase de la machine.	
c	La troisième phase de la machine.	
K_v	Coefficient de vitesse du moteur.	
I_0	Courant à vide.	
B	Le champ magnétique d'induction.	
Q_1	Le premier transistor de la partie supérieure du commutateur.	
Q_3	Le deuxième transistor de la partie supérieure du commutateur.	
Q_5	Le troisième transistor de la partie supérieure du commutateur.	
Q_2	Le premier transistor de la partie inférieure du commutateur.	
Q_4	Le deuxième transistor de la partie inférieure du commutateur.	
Q_6	Le troisième transistor de la partie inférieure du commutateur.	
D_1	La première diode de la partie supérieure du commutateur.	
D_3	La deuxième diode de la partie supérieure du commutateur.	
D_5	La troisième diode de la partie supérieure du commutateur.	
D_2	La première diode de la partie inférieure du commutateur.	
D_4	La deuxième diode de la partie inférieure du commutateur.	
D_6	La troisième diode de la partie inférieure du commutateur.	
e_a	La force électromotrice induite dans la phase A.	V
e_b	La force électromotrice induite dans la phase B.	V
e_c	La force électromotrice induite dans la phase C.	V
E_p	La valeur crête de la FEM.	
θ	Angle électrique.	Rd
θ_r	Angle mécanique.	Rd
p	Nombre de paires de pôles du rotor.	
ω	La vitesse angulaire du rotor.	rd/s
ω_r	La vitesse mécanique	rd/s
ω_c	La vitesse de référence	rd/s
C_e	Le couple électromagnétique développé	N.m / A
C_r	Le couple de résistant	N.m / A

k_e	Le coefficient de la force électromotrice	V/rad/
f	Le coefficient de frottement	Nm.s/r
j	Le moment d'inertie	N/m ²
L	L'inductance propre de phase	H
M	La mutuelle inductance	H
R	La résistance de phase	Ω
i_a	Le courant dans la phase a	A
i_b	Le courant dans la phase b	A
i_c	Le courant dans la phase c.	A
v_a	La tension aux bornes de la phase a	V
v_b	La tension aux bornes de la phase b	V
v_c	La tension aux bornes de la phase c	V
i_d	Le courant continu à l'entrée du commutateur	A
u_d	La tension à l'entrée du commutateur	V
$\vec{\phi}_M$	Le vecteur de flux magnétique créé par l'aimant permanent	
$\vec{\phi}$	Vecteur de flux magnétique créé par les trois phases	
\vec{v}	vecteur des tensions des trois phases	
\vec{I}	Vecteur des courants des trois phases	
T_m	La constante mécanique du moteur	
T_e	La constante électrique du moteur	
f_d	Fréquence de découpage	Hz
u_c	Signal de commande comparé avec la porteuse	V
k_p	Gain proportionnel du PID	
k_i	Gain d'intégration du PID	
k_d	Gain dérivé du PID	
T_i	Temps d'intégration du PID	
T_d	Temps dérivé du PID	
SG	systeme generator	
PID	Proportionnelle, Intégrale et Dérivée	
BLDC	Brushless Direct Current (Courant continu sans balais)	

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre 1: Notions de base sur Le moteur à courant continu sans balais	
1.1. Introduction.....	3
1.2. Constitution du moteur	4
1.3. Fonctionnement du moteur BLDC simple.....	4
Commande des moteur BLDC	5
1.4.1. Moteur BLDC en régime établi	5
1.4.2. Démarrage d'un moteur BLDC	5
1.4.3. Principe de commutation des moteurs BLDCs	5
a Moteurs BLDCs à Capteurs à effet hall	5
b Moteurs BLDCs à régulation basée sur la FEM.....	6
1.5. Construction de moteur BLDC	6
1.5.1. Structure du Stator	7
1.5.2. Structure du rotor	8
1.5.3. Capteurs à effet Hall	9
1.6. Technologies du moteur BLDC	10
1.6.1. Le stator	10
1.6.2. Le rotor	11
1.6.3. Moteurs à structures inversée	11
1.6.4. Moteurs à électronique intégrée	12
1.6.5. Les différents types de moteurs BLDCs	12
a Moteurs BLDCs à rotor externe (outrunner)	12
b Moteurs BLDCs à rotor interne (inrunner)	13
c Moteurs BLDCs disques	14
1.6.6. Les caractéristiques d'un moteur BLDC	15
a Paramètre de constitution.....	15
b Paramètre de base	15
1.7. L'alimentation électronique du BLDC	16
1.7.1. Commutateur de puissance	17
a Alimentation unidirectionnelle.....	17
b Alimentation bidirectionnelle	18
1.7.2. Commande en tension ou en courant	18
a Alimentation en tension	19
b Alimentation en courant	19
1.8. Quelques circuits spécialisés pour la commande du moteur BLDC.....	19
1.8.1. Le circuit L6235	19

1.8.2. Le circuit 34929	20
1.9. Les avantages et les inconvénients de BLDC.....	20
1.9.1. Avantages.....	20
1.9.2. Inconvénients	21
1.10 Conclusion.....	21

Chapitre 2: Modélisation du BLDC

2.1. Introduction.....	22
2.2. Hypothèses	22
2.3. L'analyse dans le système de référence (abc)	23
2.4. La force électromotrice	29
2.5. L'équation mécanique du mouvement	30
2.5.1. Vitesse du moteur	30
2.5.2. Couple électromagnétique	31
2.6. Modèle du BLDC alimenté par commutateur	31
2.6.1. Expressions des forces électromotrices	34
2.7. Expressions des courants de phase	35
2.8. Paramètres du moteur choisi pour la simulation.....	36
2.9. simulation de fonctionnement du BLDC.....	37
2.11 Conclusion.....	41

Chapitre 3: Command en vitesse du BLDC

3.1. Introduction	42
3.2. La théorie du PID appliquée aux moteurs électriques.....	43
3.2.1. But à atteindre	43
3.3. Modèle du BLDC lorsque deux phases sont alimentées.....	43
3.4. Asservissements et influence des coefficients	48
3.4.1. Asservissement P.....	48
3.4.2. Asservissement PI.....	49
3.4.3. Asservissement PID.....	50
3.5. Réglage des coefficients.....	52
3.5.1. Méthode de Ziegler-Nichols en boucle fermée (première méthode).....	52
3.5.2. Méthode de Ziegler-Nichols en boucle ouverte (seconde méthode).....	54
3.5.3. la règle de stabilité de Routh-Hurwitz.....	58
3.6. Simulation et résultat obtenus.....	61
3.6.1. Analyse et commentaire	62
3.7. Conclusion	62

Chapitre 4: Implémentation sur la cart FPGA

4.1. Introduction.....	63
4.2. Les circuits programmables.....	64
4.2.1. Les circuits de type DSP/ Microprocesseur.....	64

4.2.2.	Les circuits de type spécialisé ASIC.....	64
4.2.3	Les circuits de type FPGA.....	64
4.3.	Les circuits logiques programmables.....	65
4.3.1.	Les différentes familles des circuits logiques programmables.....	67
a	Les P.A.L.....	67
b	Les P.A.L. effaçables (E.P.L.D.).....	67
c	Les G.A.L.....	67
d	Les C.P.L.D.....	68
e	Les F.P.G.A.....	68
4.4.	Les circuits FPGA.....	69
4.4.1.	Définition.....	69
4.4.2.	Architecture interne des circuits FPGA.....	71
4.4.3.	Critère de choix du circuit programmable FPGA	72
4.4.4.	Définit domaine d'apparition des FPGA	73
4.4.5.	Avantages et inconvénient des FPGA	73
a	Les avantages.....	73
b	Les inconvénients.....	73
4.5.	Le logiciel Xilinx System Generator	74
4.5.1.	Définition du bloc system Generator(SG).....	75
4.5.2.	Les options de bloc SG.....	76
4.5.3.	La précision et les passerelles Xilinx.....	77
a	Point fixe et opérations sur les bits.....	78
4.6.	La simulation sous Simulink de SG.....	79
4.6.1.	Simulation et résultats obtenus en SG.....	80
a	analyse et commentaire.....	82
4.7.	Conclusion.....	83

Liste des figures

Figure1-1	moteur BLDC.....	3
Figure1-2	FEM Retour trapézoïdale.....	7
Figure1-3	FEM Retour sinusoïdale.....	8
Figure1-4	section Croix d'aimant dans le rotor.....	8
Figure1-5	Section BLDC Transfert moteur.....	9
Figure1-6	Différents types des stators.....	10
Figure1-7	Différents types des rotors.....	11
Figure1-8	Structure inversée.....	12
Figure1-9	Rotor et stator d'un moteur BLDC outrunner.....	13
Figure1-10	Moteurs BLDC inrunner.....	14
Figure1-11	Moteur électrique BLDC type disque.....	14
Figure1-12	Structure générale de l'alimentation d'un moteur BLDC	16
Figure1-13	Alimentation unidirectionnelle.....	17
Figure1-14	Alimentation bidirectionnelle d'un moteur en étoile.....	18
Figure2-1	Circuit de base.	23
Figure2-2	Système de Coordonnées d'un BLDC.....	24
Figure2-3	Structure d'un BLDC.....	25
Figure2-4	Modèle électrique simplifié du BLDC.....	27
Figure2-5	Les formes typiques des courants et des FEM.....	30
Figure2-6	Méthode d'élaboration des signaux de commande des transistors.....	32
Figure2-7	Signaux à effet hall et Les formes typiques des courants et des FEM.....	33
Figure2-8	Simulink modèle de moteur BLDC.....	38
Figure2-9	Résultat du simulation pour le fonctionnement du BLDC.....	41
Figure3-1	Régulateur PID	43

Figure3-2	Modèle linéaire mécanique.....	45
Figure3-3	Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC.....	46
Figure3-4	Diagramme de réponse d'étape de boucle ouverte	47
Figure3-5	Modélisation de la réponse à un échelon dans un asservissement en position.....	48
Figure3-6	Modélisation montrant la variation de l'erreur statique en fonction de K_p dans un asservissement en vitesse.....	49
Figure3-7	Modélisation de la réponse à un échelon dans un asservissement en vitesse.....	50
Figure3-8	Schéma-bloc de l'implantation du PID en régulation de vitesse..	51
Figure3-9	diagramme de système avec un régulateur PID.....	51
Figure3-10	Modélisation montrant l'apparition d'oscillations dans un asservissement en position de type P.....	53
Figure3-11	résultat de la commande PID en vitesse (première méthode de Ziegler-Nichols).....	54
Figure3-12	méthode de Ziegler-Nichols en boucle ouverte.....	55
Figure3-13	Diagramme de la réponse en boucle ouverte de Ziegler-Nichols.....	56
Figure3-14	La réponse en boucle ouvert de Ziegler-Nichols à zoomer verticalement.....	56
Figure3-15	La réponse en boucle ouvert de Ziegler-Nichols à zoomer horizontalement.....	57
Figure3-16	résultat de la commande PID en vitesse (seconde méthode de Ziegler-Nichols).....	58
Figure3-17	résultat de la vitesse avec la méthode de Routh-Hurwitz.....	60
Figure3-18	Résultat pour le fonctionnement du BLDC.....	61
Figure4-1	Structure de base d'un PLD.....	66
Figure4-2	PLD programmé.....	66
Figure4-3	Structure de base d'un PAL.....	67
Figure4-4	Structure générale d'un CPLD.....	68
Figure4-5	Résumé graphique des circuits logiques programmables.....	69
Figure4-6	Structure générale d'un FPGA.....	69

Figure4-7	Bloc logique d'un FPGA.....	70
Figure4-8	Principe de travail d'un LUT.....	70
Figure4-9	Architecture interne d'un FPGA.....	72
Figure4-10	Les blocs de Xilinx pour Simulink.....	75
Figure4-11	Le bloc SG.....	75
Figure4-12	La limite FPGA.....	77
Figure4-13	Précision point fixe numérique.....	78
Figure4-14	SG de point fixe de quantification.....	79
Figure4-15	block PID en SG.....	79
Figure4-16	Résultats pour le fonctionnement du BLDC en SG.....	82

Liste des tableaux

Tableau 2-1 : séquence de commutation.....	34
Tableau 2-2 : Expressions des FEM des 3 phases (e_a , e_b , e_c) sur une période et les Séquence des phases sur une période.....	34
Tableau 2-3 : paramètres du moteur utilisé.....	37
Tableau 3.1 : Caractéristiques de paramètre de contrôleur de PID sur un système typique.....	52
Tableau 3.2 : modèle de paramètres de contrôleur de Ziegler-Nichols PID.....	54



Dédicaces

Je dédie ce travail à

✚ *A mon père **SAHMADI AHMED** et ma mere **KADEM FATMA ZOHRA** qui m'ont tant soutenu et encouragé dans tout les domaines et surtout pour réaliser ce mémoire.*

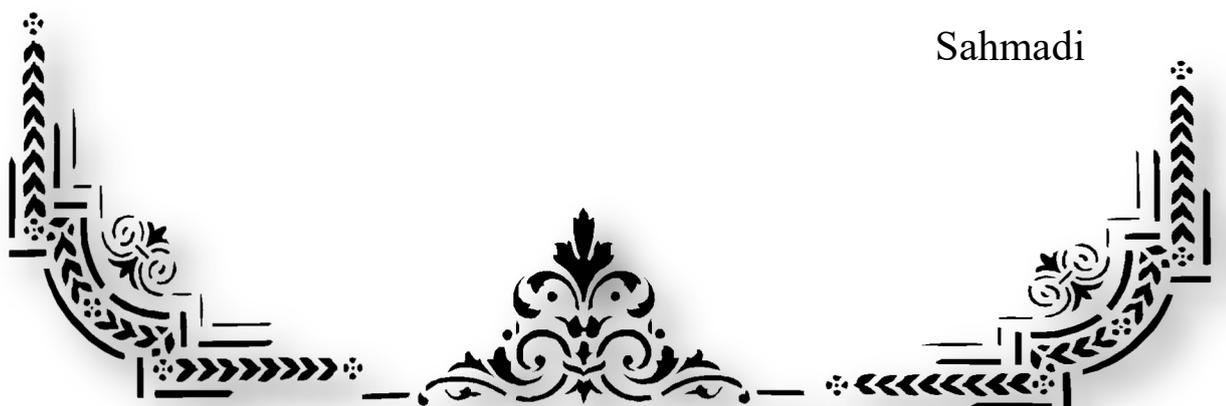
✚ *a mon binôme **Gherarmi Abdelhak** .*

✚ *A mon beau frère **Abdenour** et ma sœur.*

✚ *A toute ma famille .*

✚ *A tout mes ami(e)s .*

✚ *A tous ceux qui m'aiment .*



Sahmadi



Dédicaces

Je dédie ce travail à

✚ *A mon père **ABDELKRIM** mon professeur de toujours, et ma très chère mère **FATIHA** Pour leurs soutien et encouragements.*

✚ *A mes frères **ABDELMALEK**, **MOHEMD**, **IMADE** et mes soeurs*

✚ *A mes proches et toute ma famille*

✚ *A mon binôme **Sahmadi Aboubaker-elsedik***

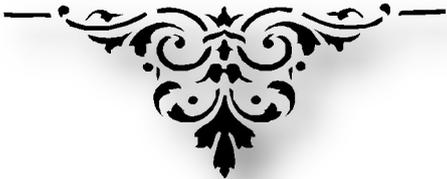
✚ *A mes amis et tous les gens qui m'aiment.*

✚ *A tous ceux qui sont proches de mon cœur et dont je n'ai pas cité le nom.*

✚ *Au bonheur des plus chers.*



Gherarmi



Remerciements

Je voudrais à travers ces quelques lignes exprimer sincèrement ma gratitude et mes remerciements à tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin pour achever ce travail.

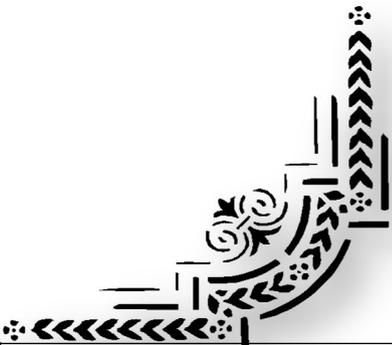
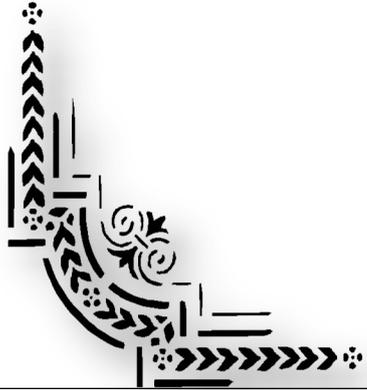
J'aimerais tout d'abord témoigner ma profonde reconnaissance à mon promoteur M^r BRADAI Rafik, pour le soutien qu'il nous a apporté afin que notre projet s'achève dans les meilleures conditions possibles.

Mes vifs remerciements et reconnaissance à tous nos enseignants sans lesquels je n'aurais pas pu effectuer ce modeste travail.

Je ne saurais terminer sans remercier vivement le président et les membres de jury pour avoir expertisé ce travail et m'avoir honoré par leur présence

A tous les enseignants du département électronique, qui ont contribué à ma formation.

A tous mes camarades et mes amis.



Introduction générale

Les moteurs à courant continu sans balais sont des moteurs à aimant permanent utilisant des capteurs de position (à effet Hall) pour la commutation des phases.

La grande vitesse de ces moteurs par rapport aux moteurs à balais DC ouvre de nouvelles possibilités pour des applications industrielles.

Le moteur à courant continu sans balais peut être défini comme une combinaison d'une machine synchrone, un convertisseur à semi-conducteurs, et des capteurs de position du rotor qui a comme conséquence un système d'entraînement ayant une caractéristique couple-vitesse linéaire comme dans le cas d'une machine conventionnelle à C.C mais qui ne possède pas des balais ni des collecteurs .

Beaucoup de variétés de systèmes de contrôle à moteur BLDC tels que proportionnelle P, proportionnel intégral (PI), proportionnelle dérivation intégré (PID), d'adaptation, et le logique flou contrôleur (FLC)...

D'autre part, les circuits FPGA (Field Programmable Gate Array), qui sont des circuits programmables adaptables à des besoins divers, deviennent incontournables dans les applications nécessitant un temps de développement rapide et une modularité garantie. Ils sont surtout utilisés dans les systèmes embarqués (avionique, automobile, espace,...) et tendent à se généraliser dans le domaine des applications on chip.

Ce présent travail fait l'objet d'une étude du moteur à courant continu sans balais en partant de son principe de base passant par sa modélisation arrivant à sa commande de vitesse. De manière classique la commande en cascade est utilisée. Cette technique est choisie à cause de la similitude remarquable entre ce moteur et le moteur à courant continu classique où pour ce dernier cette technique est largement utilisée.

Pour cela, nous avons structuré cette mémoire de la manière suivant :

- le premier chapitre est consacré à l'étude et description du moteur BLDC (constitution, fonctionnement, construction, technologie, etc ...).
- Le deuxième chapitre présente la modélisation du BLDC avec les simulations nécessaires.
- Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la commande de vitesse de moteur BLDC avec le régulateur PID afin d'obtenir Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC.
- Le quatrième chapitre décrit l'exécution du contrôleur de PID dans des dispositifs de FPGA en utilisant l'environnement de Matlab Simulink à l'aide de Système Generator pour DSP.

Finalement une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire.

Chapitre 1 Notion de base sur le moteur à courant continu sans balais (BLDC)

1.1 Introduction

Le défaut principal des moteurs à courant continu est la présence des balais, qui engendrent des frottements, des parasites, et limitent la durée de vie du moteur par leur usure. Pour éviter tous ces problèmes on utilise des moteurs BLDCs, ou moteurs sans balais.

Un moteur BLDC comporte les mêmes éléments qu'un moteur à courant continu, excepté le collecteur, mais l'emplacement des bobines et des aimants permanents sont inversés. Le rotor est composé d'un ou plusieurs aimants permanents, et le stator de plusieurs bobinages.

Ces moteurs sont largement utilisés en robotique, disques informatiques, machines outils, des véhicules électriques, Aéronautique d la consommation, médical, l'automatisation industrielle et d'autres piles.



Figure 1.1 . moteur BLDC .

1.2 Constitution du moteur BLDC

Les moteurs BLDCs sont constitués de 3 éléments principaux :

- Une partie fixe, le stator, muni de trois groupes de bobines, appelées les trois phases du moteur. Ces bobines fonctionnent comme des électro-aimants et permettent de générer diverses orientations du champ magnétique régulièrement réparties autour de l'axe central du moteur.
- Une partie tournante, le rotor, muni d'aimants permanents. Comme l'aiguille d'une boussole, ces aimants vont en permanence entraîner le rotor pour tenter de s'aligner sur le champ magnétique du stator. Pour une durée de vie optimale du moteur, le rotor est monté sur roulements à billes.
- Trois capteurs magnétiques à " effet Hall ". Ces capteurs permettent de connaître à chaque instant la position des aimants du rotor.

La machine à courant continu sans balais se présente généralement munie de ses capteurs de position. Ses connexions extérieures comprennent donc les bornes des enroulements et les bornes des capteurs [4].

1.3 Fonctionnement du moteur BLDC simple

Les bobines sont alimentées de façon séquentielle. Cela crée un champ magnétique tournant à la même fréquence que les tensions d'alimentation (50Hertz). L'aimant permanent du rotor cherche à chaque instant à s'orienter dans le sens du champ. Pour que le moteur BLDC tourne, les tensions d'alimentation doivent être adaptées continuellement pour que le champ reste en avance sur la position du rotor, et ainsi créer un couple moteur [5].

1.4 Commande des moteurs BLDC

Dans un moteur à courant continu avec balais, l'ensemble collecteur-balais assure mécaniquement la commutation dans l'alimentation des bobines en fonction de l'angle du rotor. Dans un moteur BLDC cet élément n'existe plus, il faut donc créer cette commutation électroniquement.

1.4.1 Moteur BLDC en régime établi

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

1.4.2 Démarrage d'un moteur BLDC

Le même problème se pose pour le démarrage du moteur BLDC, car le rotor ne peut pas atteindre instantanément la vitesse de rotation du champ. Le système de contrôle électronique doit donc assurer un démarrage progressif, l'objectif étant toujours de reproduire la fonction du collecteur. La fréquence des tensions d'alimentations sera donc très basse au départ, puis augmentée progressivement en tenant compte de la réaction du moteur.

1.4.3 Principe de commutation des moteurs BLDCs

a Moteurs BLDCs à Capteurs à effet hall

Dans ce type de moteur BLDC, des capteurs à effet hall (3 en général) sont utilisés pour connaître à tout moment la position du rotor, et adapter en conséquence

l'alimentation des bobines et le champ magnétique. Le capteur va détecter le passage d'un pôle magnétique, et à partir cette information le circuit de commande électronique assurera la commutation des bobines. L'utilisation de capteurs à effet hall dans les moteurs BLDCs permet une excellente régulation, cependant l'ajout de ces composants, et le fait qu'il faille les placer très près du rotor entraîne un surcoût et un risque de panne supplémentaire. Cette solution est la plus employée dans les moteurs BLDCs utilisée en industrie.

b Moteurs BLDCs à régulation basée sur la FEM :

Pour éviter l'utilisation de capteurs à effet hall, certains circuits de commande de moteurs BLDCs 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 FEM est trop faible pour être utilisable. Il faut donc utiliser un autre mode de commande pour le démarrage des moteurs BLDCs 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 BLDC 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 FEM des parasites engendrés par le moteur. Cette technique est principalement employée dans les petits moteurs BLDC, en particulier en modélisme.

1.5 Construction de moteur BLDC

Moteurs BLDC sont généralement de moteur synchrone tel que mentionné précédemment. Ce qui signifie que les champs magnétiques générés par le stator et le rotor tournent à la même fréquence. Il ya 2-phase et 3 phases BLDC configurations de moteur. 3-moteurs triphasés sont les plus populaire et largement utilisé [5].

1.5.1 Structure du Stator

Traditionnellement, le stator BLDC ressemble stator de moteur à induction, cependant, les enroulements sont distribués d'une manière différente. La plupart des moteurs BLDC ont trois enroulements du stator connectés en forme d'étoile. Il existe deux types de variantes enroulements statoriques (moteurs trapézoïdaux et sinusoïdaux). Cette différence vient de la base de l'interconnexion des bobines dans les enroulements de stator et ces deux enroulements forment donner les différents types de force contre-électromotrice (FEM). Comme leurs noms l'indiquent, le moteur donne une forme trapézoïdale FEM de retour en forme trapézoïdale et le moteur sinusoïdale de redonner aux FEM dans sinusoïdale, comme le montre la (figure 1.2) et (figure 1.3). En plus de l'FEM de retour, dans les différents types de moteur, le courant de phase a aussi des variations de forme trapézoïdale et sinusoïdale. Ce qui rend le couple de sortie d'un moteur sinusoïdale douce que celle d'un moteur trapézoïdale. Toutefois, cela vient avec un coût supplémentaire, en sorte que les moteurs sinusoïdaux ont interconnexions supplémentaires liquidation en raison de la distribution des bobines sur la périphérie du stator [5].

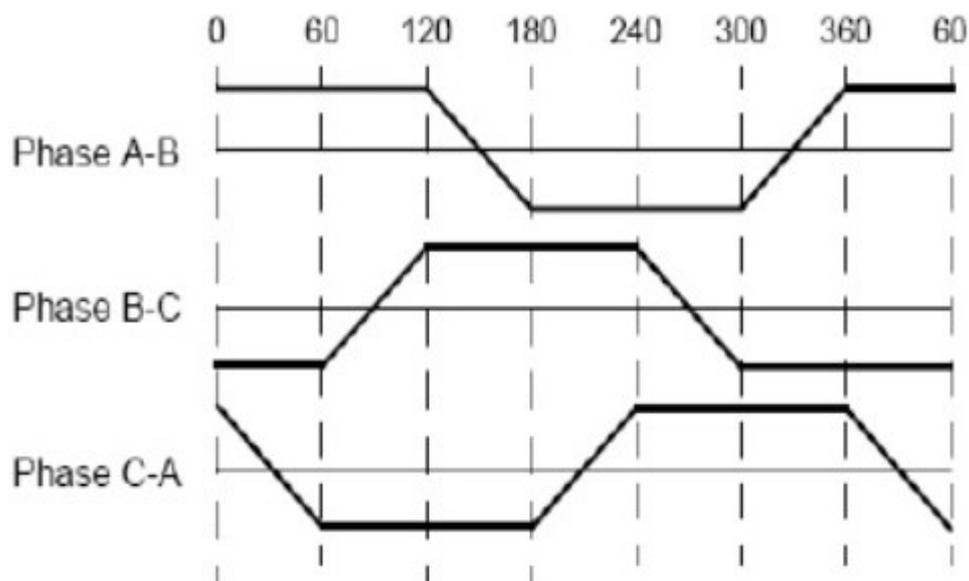


Figure 1.2. FEM Retour trapézoïdale.

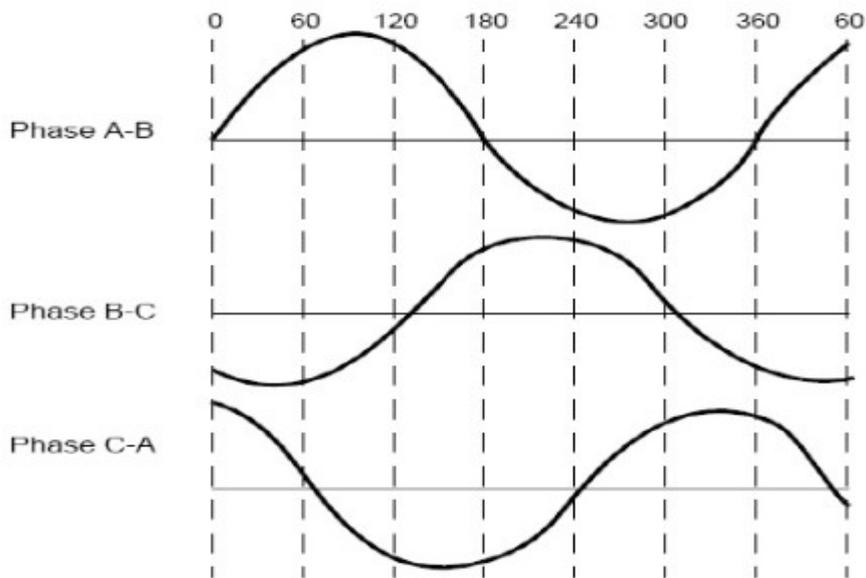


Figure1.3. FEM Retour sinusoïdale.

1.5.2 Structure du rotor

Le rotor est constitué d'un aimant permanent et peut varier de deux pôles de huit pôles. Aimants en ferrite sont traditionnellement utilisés pour fabriquer des aimants permanents. Les aimants en ferrite sont moins chers, mais ils présentent l'inconvénient de densité de flux faible pour un volume donné. En revanche, l'alliage a une haute densité magnétique par unité de volume et permet au rotor de compresser davantage pour le même couple. La figure (1.4) montre les sections efficaces des différents dispositifs d'aimants dans un rotor [5].

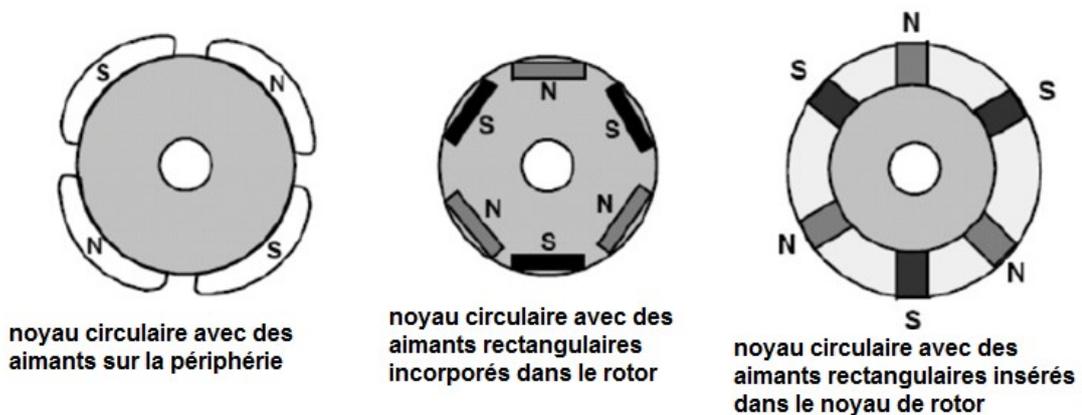


Figure1.4. section Croix d'aimant dans le rotor.

1.5.3 Capteurs à effet Hall

Contrairement à un moteur à courant continu brossé, la commutation d'un moteur BLDC est contrôlée électroniquement. Pour faire tourner le moteur BLDC, les enroulements de stator doit être excités dans une séquence. Il est important de connaître la position du rotor afin de comprendre ce qui enroulement sera excité. La position du rotor est détectée par des capteurs à effet Hall intégrés dans le stator. La plupart des moteurs ont trois capteurs à effet Hall intégrés dans le stator à l'extrémité de non-entraînement du moteur. Chaque fois que les pôles du rotor magnétique passent près des capteurs à effet Hall, ils donnent un signal faible ou élevé. Sur la base de la combinaison de ces trois signaux de capteurs de hall, la séquence exacte de la commutation peut être déterminée.

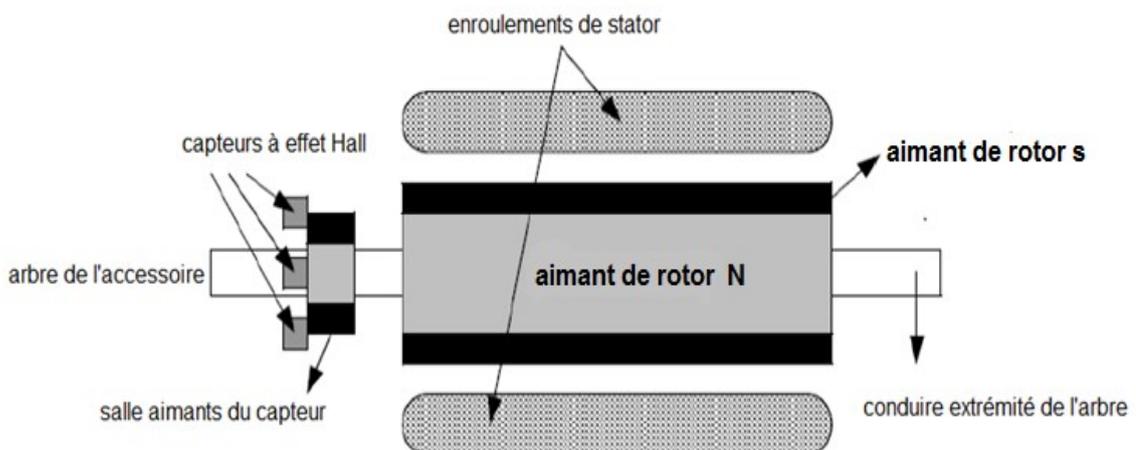


Figure 1.5. Section BLDC Transfert moteur.

Figure (1.5) montre une coupe transversale d'un moteur BLDC avec un rotor qui comporte un aimants permanents N et S. Capteurs à effet Hall sont noyées dans la partie fixe du moteur. Enrobage les capteurs à effet Hall dans le stator est un processus complexe tout défaut d'alignement en raison de ces capteurs à effet Hall, par rapport au rotor aimants, génère une erreur dans la détermination de la position du rotor. Les capteurs à effet Hall est normalement montée sur une carte de circuit imprimé et fixé à la coiffe du boîtier sur l'extrémité de non-entraînement. Cela permet aux utilisateurs d'ajuster l'assemblage complet de capteurs à effet Hall, pour l'aligner

sur les aimants du rotor, afin d'obtenir les meilleures performances. Les capteurs à effet Hall peut être monté à 60 ° ou 120 ° décalée les uns des autres [5].

1.6 Technologies du moteur BLDC

1.6.1 Le stator

Le stator porte les enroulements qui peuvent prendre plusieurs formes :

- bobines concentrées autour de pôles saillants. (Figure 1.6 a).
- enroulements repartis dans des encoches. (Figure 1.6 b).
- enroulements repartis le long de l'entrefer sans encoches. (figure 1.6 c).

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

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

Dans le troisième cas, on élimine toute variation de couple due aux modifications de reluctance. Cependant, la construction est moins solide et le comportement thermique est moins bon. Cette solution est néanmoins intéressante pour les petits moteurs [1].

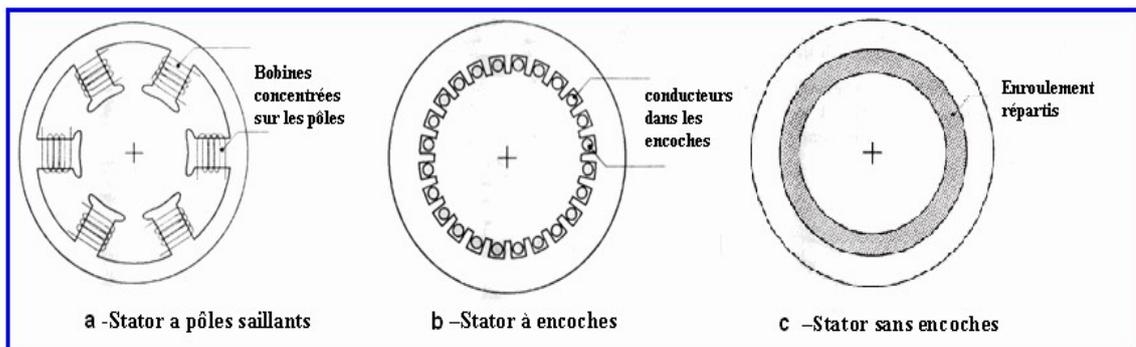


Figure 1.6. Différents types des stators.

1.6.2 Le rotor

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

- aimants en tuile sur un support ferromagnétique (figure 1.7 a).
- aimants en anneau fabriqué dans un matériau isotrope (figure 1.7 b).
- aimants munis de pièces polaires (figure 1.7 c).

La première solution est la plus classique, la seconde peut être intéressante pour les petites machines. Le troisième cas peut permettre une concentration du flux si la surface de la pièce polaire en regard de l'entrefer est inférieure à la surface présentée par l'aimant. On obtient ainsi des champs magnétiques élevés qui conduisent à des machines de grandes performances [1].

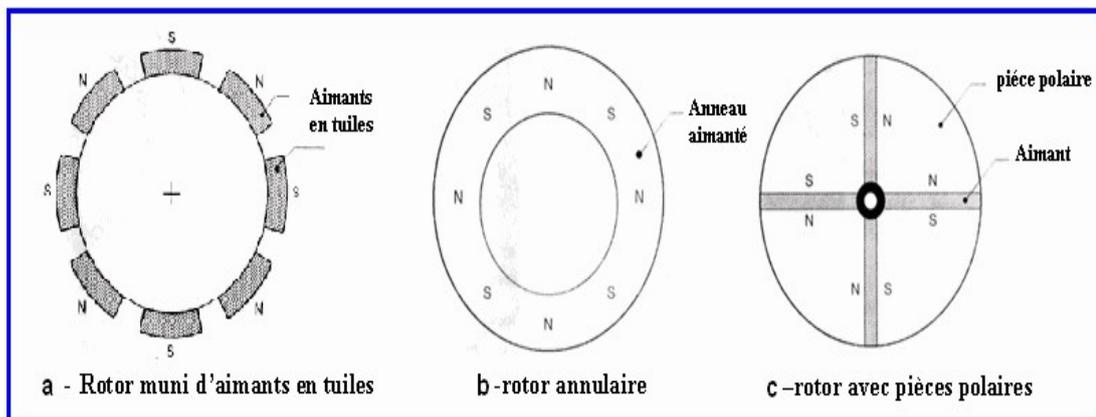


Figure 1.7. Différents types des rotors.

1.6.3 Moteurs à structures inversée

Pour quelques applications particulières, il existe des machines à courant continu sans balais dont le rotor est extérieur au stator (figure 1.8) [1].

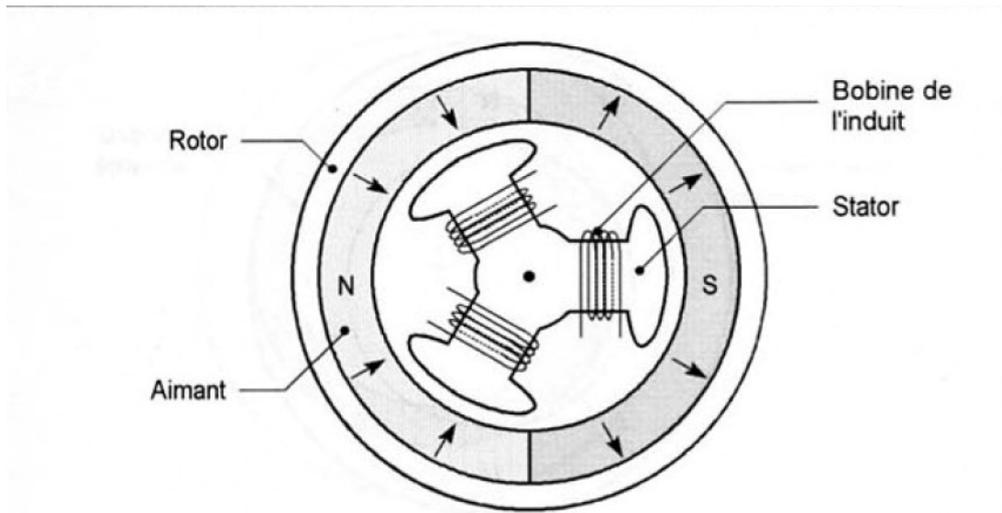


Figure 1.8. Structure inversée.

1.6.4 Moteurs à électronique intégrée

La machine à courant continu sans balais se présente généralement munie de ses capteurs de position. Ses connexions extérieures comprennent donc les bornes des enroulements et les bornes des capteurs. Il existe quelques réalisations de moteurs dans les quelles on a intégré l'électronique effectuant les commutations. La machine ne comporte alors que deux fils comme un moteur à courant continu classique.

1.6.5 Les différents types de moteurs BLDCs

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

a Moteurs BLDCs à rotor externe (outrunner)

On appelle « outrunner » les moteurs BLDCs dont le rotor est autour du stator (figure 1.9). 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 BLDCs 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. Comme pour un moteur pas à pas, les moteurs BLDCs outrunners comprenant plus de 3 bobines et 2 pôles ne font qu'une fraction de tour lorsque le champ a tourné de 180°. Leur fréquence de rotation est donc plus faible mais le couple très élevé. Ces moteurs BLDCs outrunners sont souvent utilisés dans des applications qui nécessitent un fort couple, car ils peuvent être reliés à la charge sans nécessiter de dispositif de réduction. Leur coefficient Kv est relativement faible par rapport aux autres types de moteurs BLDCs. Les principales applications des moteurs BLDCs outrunners sont les suivantes : ventilateurs, moteurs de disques durs, Cd-rom, moteurs de vélos électriques (intégrés dans le moyeu), bateaux ou avions radio commandés...[3].



Figure 1.9. Rotor et stator d'un moteur BLDC outrunner.

b Moteurs BLDCs à rotor interne (inrunner)

Contrairement au type précédent, les moteurs BLDCs inrunners ont le rotor à l'intérieur du stator (figure 1.10). 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 (Kv jusqu'à 7700tr/min/V). 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 BLDCs 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 BLDC est très utilisé dans l'industrie car il se rapproche beaucoup d'un moteur à courant continu à balais et collecteur [3].



Figure 1.10. Moteurs BLDCs inrunner.

c Moteurs BLDCs disques

Le rotor et le stator peuvent également être constitués de deux disques faces à face (figure 1.11), avec les rayons et les bobines répartis selon les rayons de ces deux disques. Ce type de moteur BLDC 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 BLDC outrunner [3].



Figure 1.11. Moteur électrique BLDC type disque.

1.6.6 Les caractéristiques d'un moteur BLDC

a Paramètre de constitution :

Paramètre caractérisant un moteur BLDC sont [3]:

- Nombres de spire des bobinages.
- Tension nominale.
- Résistance thermique °C/W.
- Constant de temps en temperature.
- Poids(g).

b Paramètre de base

- **Le courant I_0** : c'est le courant à vide, consommé par le moteur lorsqu'il tourne, Il ne fournit aucune puissance mais le courant consommé n'est pas nul, sa valeur est en general comprise entre 1A et 2A [3].

- **La puissance utile:** c'est la puissance transmits, elle est donnée par:

$$p_h = V_m I_0 = n / K_v I_0 \quad [\text{En Watts}].$$

p_h : Puissance utile (transmise).

V_m : vitesse limite du moteur.

K_v : Coefficient de vitesse du moteur, représente le nombre de tours/minute.

I_0 : Courant à vide.

n : vitesse de rotation en tours/minute.

- **Le timing:** le délai entre la detection du zero de la tension U_r la borne "en l'air" et la commutation; on compare la durée t_d du délai et la durée T d'un cycle de commutation. On attribue la valeur 360° à la durée du cycle et la valeur $360t_d/T$ au timing (en degrés) compris entre 4 et 30° .
- **Le rendement**=puissance utile/puissance appliqué.
- **La résistance interne:** R_i .

1.7 L'alimentation électronique du BLDC

La structure globale d'un moteur à courant continu sans balais comprend :

- des capteur, munis éventuellement de circuits de mise en forme, qui permettent de connaître la position du rotor à tout instant en générale des capteurs à effet hall.
- un circuit logique qui élabore les commutation à appliquer aux différents phases du moteur compte tenu des signaux issus des capteurs.
- un commutateur de puissance qui alimente les enroulements en fonction des informations reçues par la logique de commande.
- une commande de la tension ou du courant permettant d'agir sur la vitesse du moteur.

Les trois premières fonctions permettent d'effectuer les commutations assurées par le système balais-collecteur dans un moteur à courant continu classique tandis que la dernière est analogue à celle qui est utilisée pour la commande de ces mêmes moteurs [1].

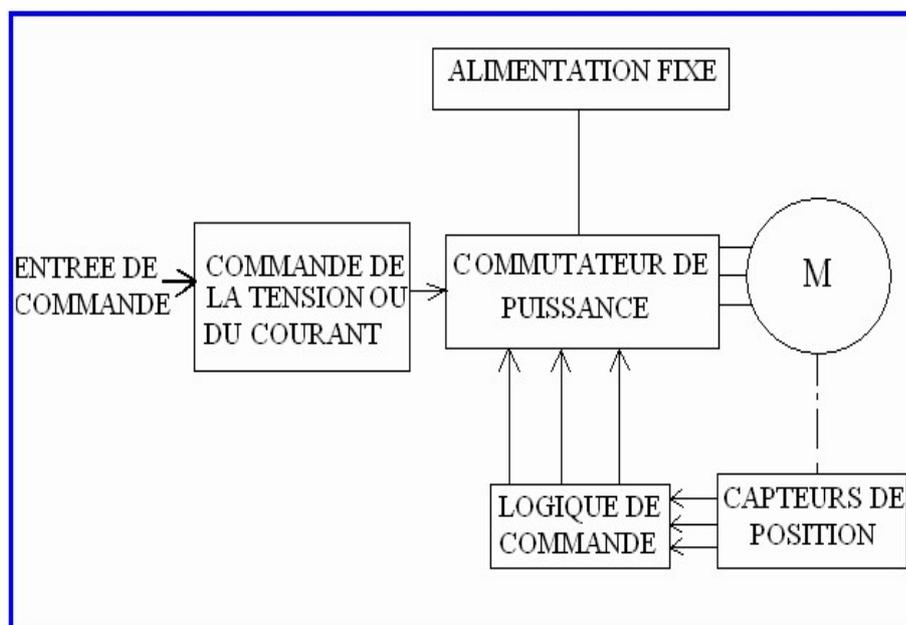


Figure 1.12. Structure générale de l'alimentation d'un moteur BLDC.

1.7.1 Commutateur de puissance

On prévoit en général l'inversion du sens du courant dans les phases (alimentation bidirectionnelle) car la machine est alors mieux utilisée. Les enroulements peuvent être couplés en étoile ou en triangle. On rencontre aussi parfois des alimentations unidirectionnelles, mais uniquement lorsque les phases sont couplées en étoile avec neutre sortie [1].

a Alimentation unidirectionnelle :

Dans ce cas, on a besoin d'un transistor et d'une diode par phase figure (1.13). Lorsqu'un transistor est saturé, la tension d'alimentation est appliquée aux bornes de la phase.

Quand on bloque le transistor, la force électromotrice induite dans l'inductance du circuit impose la mise en conduction de la diode de roue libre qui court-circuite alors l'enroulement [1].

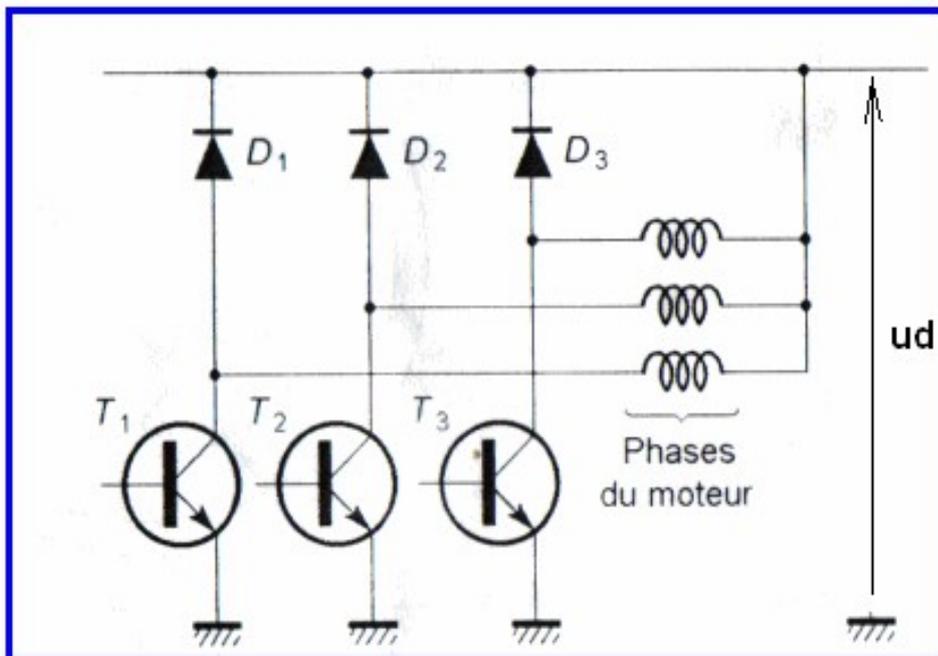


Figure 1.13. Alimentation unidirectionnelle.

b Alimentation bidirectionnelle

Il faut ici deux transistors et deux diodes par phase. Le montage est identique, que le moteur soit en étoile ou en triangle. On sature simultanément deux transistors, l'un du groupe T_1, T_2, T_3 et l'autre du groupe T'_1, T'_2, T'_3 . Dans le cas du moteur triphasé en étoile, la tension u_d est appliquée aux bornes de deux enroulements en série. Dans le cas du moteur triphasé en triangle, cette tension est appliquée à une phase en parallèle avec les deux autres phases en série. Les six diodes assurent le fonction de roue libre dans tous les cas de figure (1.14) [1].

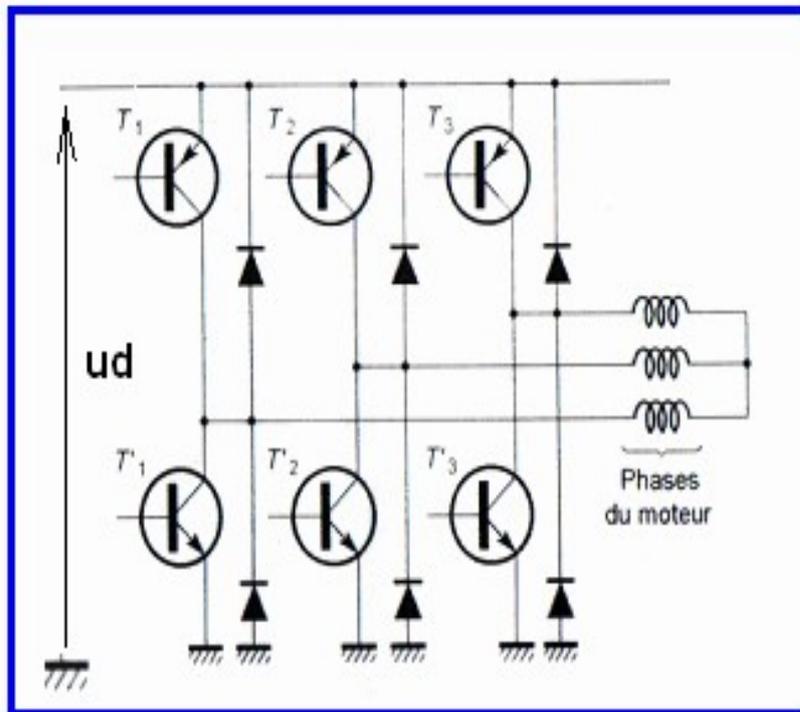


Figure 1.14. Alimentation bidirectionnelle d'un moteur en étoile.

1.7.2 Commande en tension ou en courant

On a supposé précédemment, que les variations des courants étaient rectangulaires. Dans la réalité, il n'en est pas tout à fait ainsi. Le caractère inductif du circuit empêche les discontinuités de courant. Si on applique une tension constante aux bornes des phases (alimentation en tension), les montées et les descentes sont progressives. Pour améliorer la rapidité de ces commutations, on utilise souvent une

alimentation en courant. Dans ce cas, on règle l'intensité, en général par découpage. On obtient des temps de montée et de descente inférieurs, mais aussi une ondulation du courant autour de la valeur désirée [4].

a Alimentation en tension

On a vu que le moteur associé à son commutateur de puissance avec sa logique de commande et ses capteurs a un comportement analogue à celui d'une machine à courant continu. On peut donc le commander en tension en faisant varier l'alimentation u_d (appliquée au commutateur). Pour avoir un rendement correct, on utilise en général un hacheur pour cette opération. Son fonctionnement est identique à celui du moteur à courant continu [4].

b Alimentation en courant

Il est possible, comme pour une machine classique, d'utiliser une source de courant plutôt qu'une source de tension. De plus, dans le cas du moteur sans balais, il y a deux possibilités de réglage de courant, on trouve le réglage du courant total à l'entrée du commutateur, ou encore on règle le courant dans les phases par découpage pour s'approcher de la forme idéale de ses variations lors des commutations [4].

1.8 Quelques circuits spécialisés pour la commande du moteur BLDC

1.8.1 Le circuit L6235

La diversité des applications du moteur BLDC a conduit les constructeurs à fabriquer des moteurs BLDC accompagnés par les circuits assurant la commutation et parfois même la régulation, parmi ces circuits on trouve le L6235, qui a une grande intégrité, il contient six transistors de puissance MOS, un circuit centralisé pour le décodage des signaux qui vient des sondes à effet Hall et une technique PWM du contrôle de courant à un t_{off} constant (mode synchrone) plus des autres fonctions assurant la sécurité [6].

1.8.2 Le circuit 34929

Le contrôleur 34929 est un circuit complet conçu pour interfacer la commande des moteurs BLDC triphasé (1A, 28 V). Ce circuit joue le rôle d'interface entre le moteur et le calculateur (MCU) qui calcule la commande en boucle fermée. Ce circuit permet au moteur de tourner dans les deux sens, de freiner, et de tourner avec une vitesse variable, il intègre aussi un limiteur de couple (courant limite max), et il dispose d'une entrée PWM [7].

1.9 Les avantages et les inconvénients de BLDC

Les avantages des moteurs BLDCs sont tellement nombreux qu'ils font vite oublier les inévitables inconvénients. En premier, tous les soucis liés aux frottements 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 (si ce n'est celle des roulements), et pas besoin de rodage long et fastidieux non plus, le moteur étant utilisable au sortir de sa boîte.

Le rendement est également bien supérieur à celui d'un moteur ferrite, de même que légèrement supérieur aux meilleurs moteurs samarium-cobalt et néodyme.

Mais l'avantage majeur et incontournable est bel et bien l'énorme gain de masse. A puissance développée équivalente, un BLDC pèse deux à trois fois moins que un moteur à charbon, ce qui n'est pas rien ! En moyenne, le rapport poids/puissance d'un moteur BLDC est de 20 à 25 g pour 100 W développés.

et peuvent être résumées les avantages et les inconvénients comme suit :

1.9.1 Avantages

- Rendement optimum.
- Grande durée de vie, fiabilité.
- Souplesse en vitesse (asservissement de vitesse).
- Taille et poids avantageux.
- Puissance dissipée importante.

- Moins de parasites électriques et moins de bruit acoustique et de débris et résidus.
- Contrôle de la commutation électronique (attention aux pics de commutation des circuits MOSFETs).
- Pas de vibrations des balais à haute vitesse.
- l'inertie du rotor est moindre (pas de collecteur).

1.9.2 Inconvénients :

- Risque Nécessité d'un bon variateur.
- De mauvais démarrage ou de décrochages.
- Prix du moteur+contrôleur excessif.
- Plus petites séries, peu de séries économiques.

1.10 Conclusion

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

Chapitre 2 Modélisation du BLDC

2.1 Introduction

Afin de mieux voir les avantages du moteur à courant continu sans balai et en vue de Tester ces performances on doit disposer d'un modèle dynamique sous forme des équations différentielles. Ce modèle permet de simuler son comportement et de reproduire sa vitesse, son couple et les courants ainsi que les FEM dans chaque phase. Le modèle est issu des équations mécaniques et électriques de l'ensemble moteur-commutateur. Dans ce chapitre décrit la construction et l'exploitation de type BLDC moteur et entraîne modèle mathématique qui peut être simulé de manière efficace dans Matlab.

2.2 Hypothèses

La modélisation des six interrupteurs du système triphasé BLDC moteur d'entraînement est basée sur certaines hypothèses :

- Toutes les phases du stator enroulements ont une résistance égale par phase et une auto constante et inductances mutuelles.
- Les dispositifs semi-conducteurs de puissance sont idéals.
- Les pertes fer sont négligeables et que le moteur est insaturé.
- Le temps de commutation entre les phases est séparé avec 60° électrique [18].
- Les six transistors $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6$ ont des caractéristiques identiques, Dans l'état-off ils sont modélisés comme des impédances infinies et dans l'état-on ils sont représentés comme des contacts fermés. Dans notre cas on néglige la chute de tension dans les transistors. Les mêmes suppositions sont valables pour les diodes de roue libre notées $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$ [4].

- Les paramètres du moteur sont constants.
- Les trois phases du moteur sont entièrement symétriques et produisent des FEM induites périodiques de formes trapézoïdales[18].

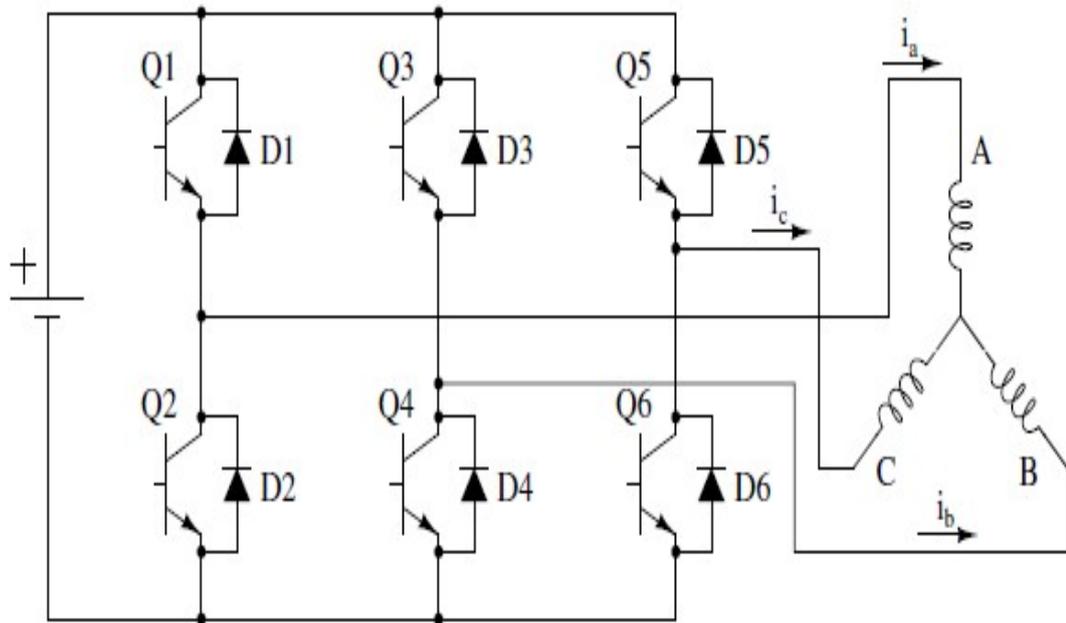


Figure 2.1. circuit du base.

2.3 L'analyse dans le système de référence (abc)

Il existe trois systèmes de références qui peuvent être considérés dans un BLDCM, comme le montre la figure (2.2) [9].

- Le référentiel fixe lié aux phases (a, b, c);
- Le référentiel tournant lié au champ magnétique (d, q);
- Le référentiel fixe lié au stator (β , α).

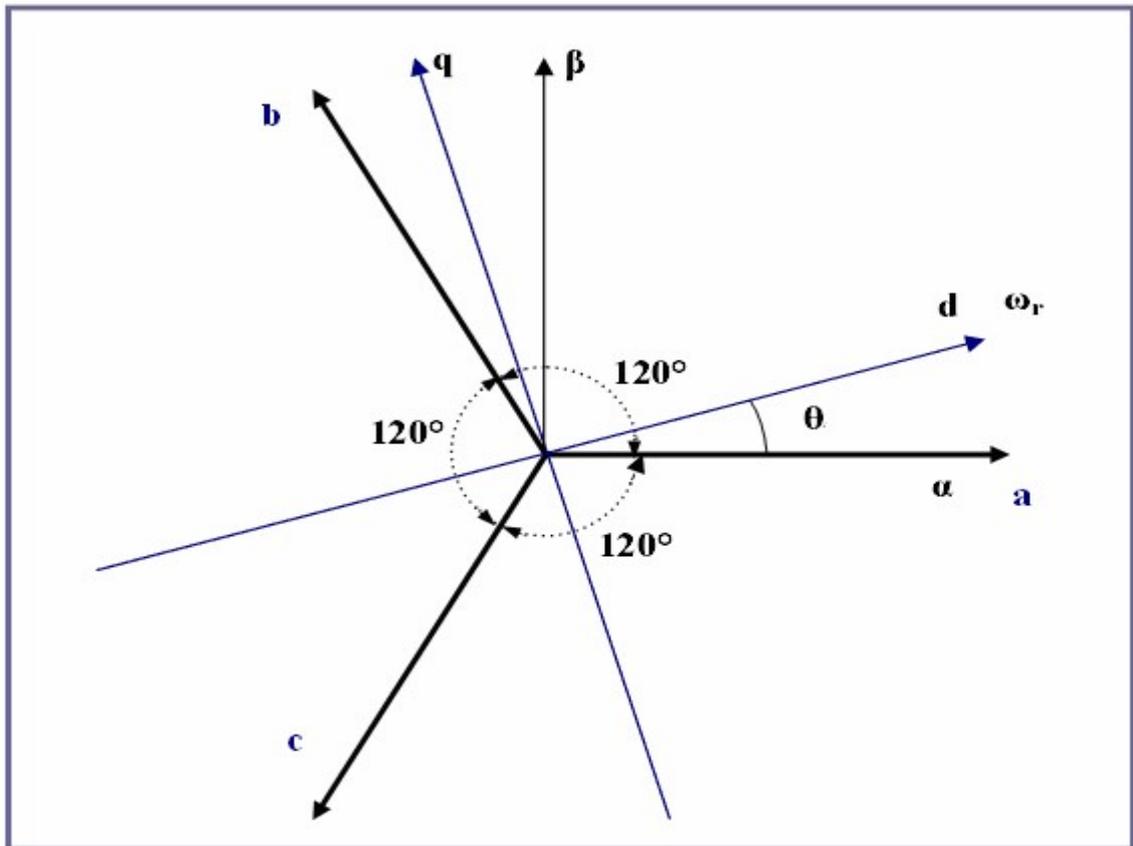


Figure 2.2. Système de Coordonnées d'un BLDC.

La dynamique du système peut être représentée dans un système de référence relatif au Stator, au champ et aux phases électriques. Le passage d'un système de référence à un autre peut être fait à l'aide des matrices de transformation. [19].

La caractéristique du BLDC est que la forme de la force électromotrice est trapézoïdale, ce qui signifie que l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor est non sinusoïdale dans ce cas il est difficile de transformer le système d'équations de BLDC à un autre système de référence (d, q) [4]. Le modèle dynamique général du BLDC montré dans la figure (2.3) peut être établi de la manière suivante dans le repère relatif aux phases (a, b, c) [9] :

$$\vec{V} = R \cdot \vec{I} + \frac{d\vec{\varphi}}{dt} \tag{2.1}$$

$$\vec{\varphi} = L \cdot \vec{I} + \vec{\varphi}_M$$

Où :

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

R et L représentent respectivement la résistance et l'inductance propre de chaque phase.

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

Les composants de ces vecteurs sont :

$$\vec{V} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} .$$

$$\vec{I} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} . \tag{2.2}$$

$$\vec{\varphi} = \begin{bmatrix} \varphi_0 \cos \theta \\ \varphi_0 \cos (\varphi + 2\pi/3) \\ \varphi_0 \cos (\varphi - 2\pi/3) \end{bmatrix} .$$

φ_0 L'amplitude du flux magnétique créé par l'aimant permanent et θ l'angle électrique.

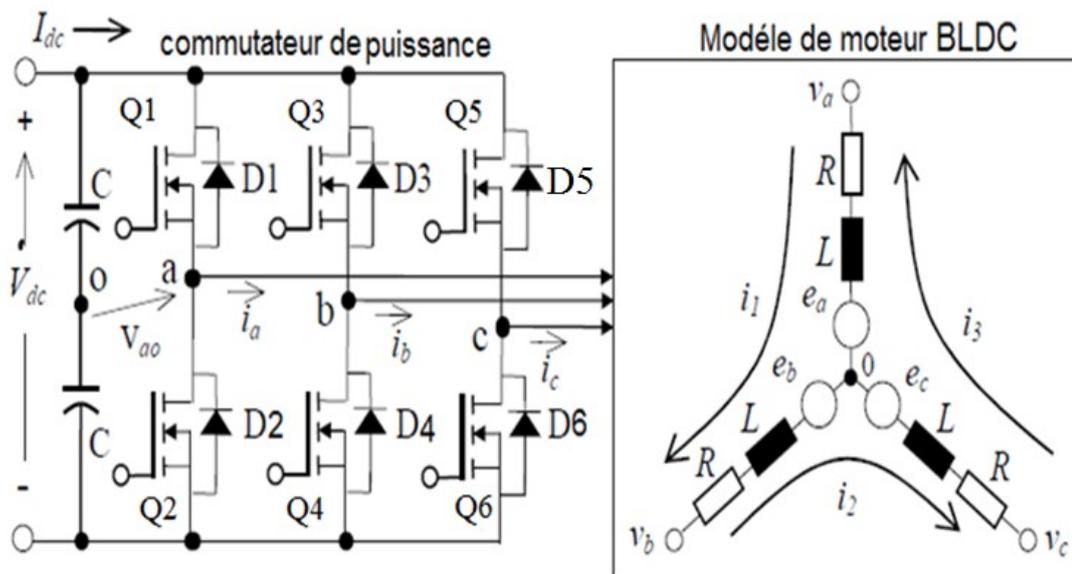


Figure 2.3. Structure d'un BLDC.

En peut représenter chaque phase par l'équation comme suite :

$$\vec{V} = R.\vec{I} + \frac{d}{dt}(L.\vec{I} + \vec{\varphi}_M)$$

$$\vec{V} = R.\vec{I} + L.\frac{d\vec{I}}{dt} + \frac{d\vec{\varphi}_M}{dt} \quad (2.3)$$

$$\vec{E} = \frac{d\vec{\varphi}_M}{dt}$$

On déduire que :

$$\vec{V} = R.\vec{I} + L.\frac{d\vec{I}}{dt} + \vec{E} \quad (2.4)$$

La grandeur E représente la force électromotrice induite par la variation du flux magnétique causée par l'aimant permanent dans le bobinage statorique selon la loi de Lenz qui stipule que « (...) le sens de la force électromotrice induite est telle que le courant qu'elle produit s'oppose à la variation du flux magnétique qui la produit. ». Ainsi, plus E est grand, plus la tension aux bornes de R diminue et plus le courant (et donc le couple) par phase diminue.

Pour un enroulement symétrique et un système équilibré (figure 2.4), l'équation de tension à travers l'enroulement de moteur est comme suit [8], [4],[13]:

$$\vec{V} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

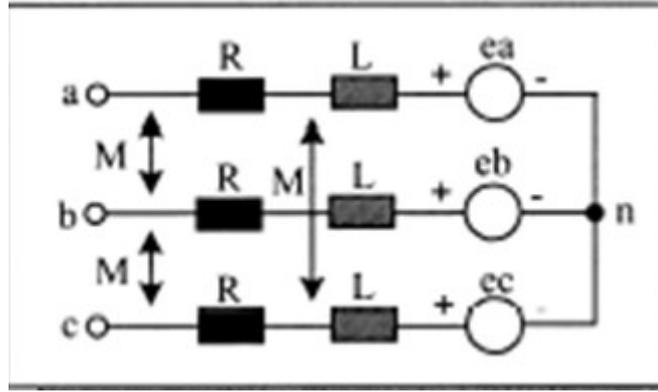


Figure 2.4. Modèle électrique simplifié du BLDC.

ou dans la version raccourcie représentant le vecteur :

$$V_a = R \cdot I_a + \frac{dL_a}{dt} \cdot I_a + E_a$$

$$V_b = R \cdot I_b + \frac{dL_b}{dt} \cdot I_b + E_b \quad (2.6)$$

$$V_c = R \cdot I_c + \frac{dL_c}{dt} \cdot I_c + E_c$$

V_a, V_b, V_c Tension de phase

Quant aux inductances, puisque l'individu et les inductances mutuelles sont constants pour la surface a monté les aimants permanents sur le rotor cylindrique, et l'enroulement est symétrique [11] ,[4] :

$$L_a = L_b = L_c = L$$

Et (2.7)

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

$$\vec{V} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Puisque les enroulements du stator sont couplés en étoile, la somme des trois courants de phase est nulle [4].

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.9)$$

Alors :

$$-(i_a + i_b) = i_c \quad (2.10)$$

Simplifier (2.8) plus loin, nous obtenir le suivant :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

La position électrique θ du rotor se déduit directement de la position mécanique du rotor θ_r qui est mesurée à l'aide d'un capteur placé sur l'arbre du rotor [4]. La relation entre les deux grandeurs est donnée par :

$$\theta = p \cdot \theta_r \quad (2.12)$$

P : le nombre pairs de pôles du moteur

Par conséquent la relation entre la vitesse et la position électriques est :

$$w = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.13)$$

Et on à $d\theta = dp \cdot \theta_r$, donc $w = p \frac{d\theta_r}{dt}$, donc la relation entre la vitesse électrique et la vitesse mécanique sera :

$$w = p \cdot w_r \quad (2.14)$$

Les forces électromotrices induites peuvent être écrite comme [8],[13] :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = E_p \begin{bmatrix} f_a(\theta) \\ f_b(\theta) \\ f_c(\theta) \end{bmatrix}, (E_p = k_e \cdot w_r) \quad (2.15)$$

e_a : Force électromotrice de la phase **a**

e_b : Force électromotrice de la phase **b**

e_c : Force électromotrice de la phase **c**

k_e est force contre-électromotrice constante, $f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$ et $f_c(\theta)$ sont des fonctions dépendent de la position du rotor. Le $f_a(\theta)$ nommée en tant que fonctions de forme trapézoïdale avec des valeurs limites entre +1 et -1 est définie comme suit :

$$f_a(\theta) = \begin{cases} (6/\pi)\theta & (0 < \theta \leq \pi/6) \\ 1 & (\pi/6 < \theta \leq 5\pi/6) \\ -(6/\pi)\theta + 6 & (5\pi/6 < \theta \leq 7\pi/6) \\ -1 & (7\pi/6 < \theta \leq 11\pi/6) \\ (6/\pi)\theta - 12 & (11\pi/6 < \theta \leq 2\pi) \end{cases} \quad (2.16)$$

$f_b(\theta)$ et $f_c(\theta)$ Peut être déterminé de façon similaire.

2.4 La force électromotrice

Les forces électromotrices induites sont tous censés être trapézoïdale et le courant de la phase a commence à 30° (angle électrique), dont la valeur de crête est donnée par [4], [12] :

$$E_p = k_e \cdot w_r \quad (2.17)$$

k_e Le coefficient de la force électromotrice [$N.m/A$].

w_r La vitesse angulaire [$rad \cdot S^{-1}$].

Les fonctions des forces électromotrices FEM sont supposées de formes trapézoïdales et le courant de la phase a commence à 30° (angle électrique).

Les formes typiques des FEM induites et des courants dans les trois phases sont illustrées dans la figure (2.5).

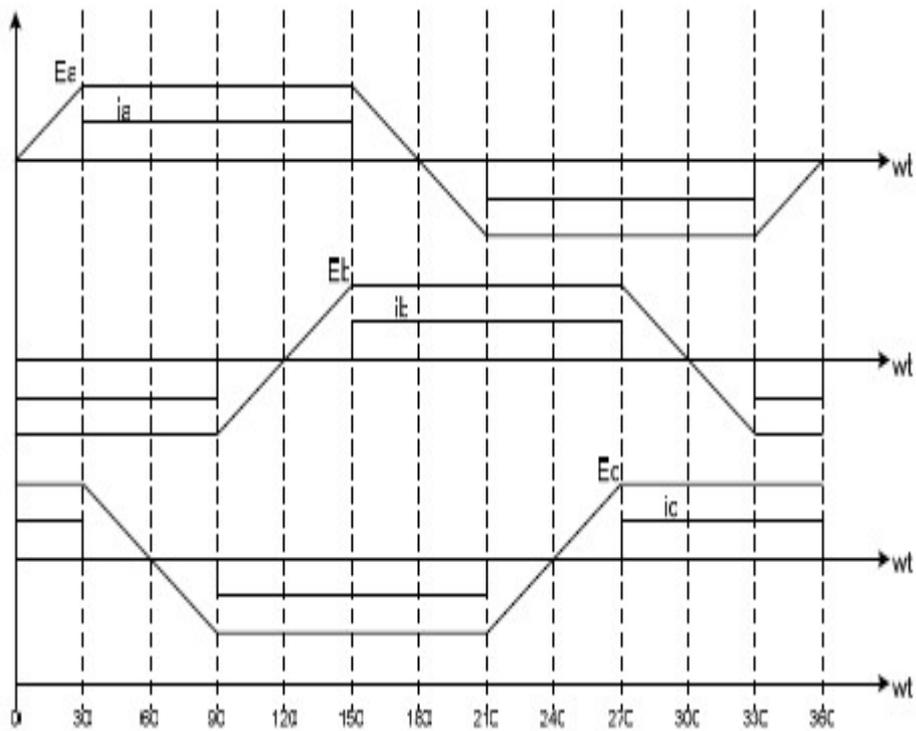


Figure 2.5. Les formes typiques des courants et des FEM.

2.5 L'équation mécanique du mouvement

2.5.1 Vitesse du moteur

Avec la seconde loi de Newton sur le mouvement, la vitesse angulaire mouvement du rotor peut être écrite comme suit.

$$J \frac{dw_r}{dt} = C_e - fw_r - C_r \quad (2.18)$$

- la vitesse mécanique (w_r) :

$$w_r = \frac{1}{J} \int (C_e - fw_r - C_r) dt \quad (2.19)$$

- la vitesse électrique (w) :

On a :

$$w = p \cdot w_r$$

Alors :

$$w = \frac{p}{J} \int (C_e - fw_r - C_r) dt \quad (2.20)$$

Avec :

ω_r la vitesse angulaire [$rad. s^{-1}$].

C_e le couple électromagnétique développé [$N. m$].

C_r le couple de charge [$N. m$].

f le coefficient de frottement ($[N. m]/[rad. s^{-1}]$).

2.5.2 Couple électromagnétique

Le couple produit dans le BLDC est dû à l'alignement des aimants. L'alignement des aimants se fait à la position où la force électromotrice est nulle. Pour obtenir un couple dans le BLDC il est nécessaire de fournir un courant dans les phases au moment où la force électromotrice est présente. Donc le couple électrique développé par le moteur BLDC est donné par [4], [12] :

$$C_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \quad (2.21)$$

En substituant les équations (2.15) – (2.16) dans l'équation (2.21), l'expression de l'électromagnétique couple peut être définie comme [13]:

$$\begin{aligned} C_a &= k_e \cdot i_a \cdot f_a(\theta) \\ C_b &= k_e \cdot i_b \cdot f_b(\theta) \\ C_c &= k_e \cdot i_c \cdot f_c(\theta) \end{aligned} \quad (2.22)$$

Et on a :

$$C_e = C_a + C_b + C_c \quad (2.23)$$

2.6 Modèle du BLDC alimenté par commutateur

Comment on détermine les signaux de commandes des transistors ? :

L'aimant permanent est supposé dans une position quelconque, alors il va créer des FEM dans les phases du stator, cette FEM est supposée trapézoïdale, on sait que le signe de la FEM est imposé par les lois de la physique et dépend essentiellement du sens de rotation du rotor. Donc, on va agir sur les courants pour imposer le régime de fonctionnement, on impose un courant de même sens que la FEM de cette phase et de

plus au moment où la FEM présente sa partie plate (fig. 2.6) ce qui assure le fonctionnement moteur. Pour ce faire on doit commander le transistor qui nous donne le courant voulu.

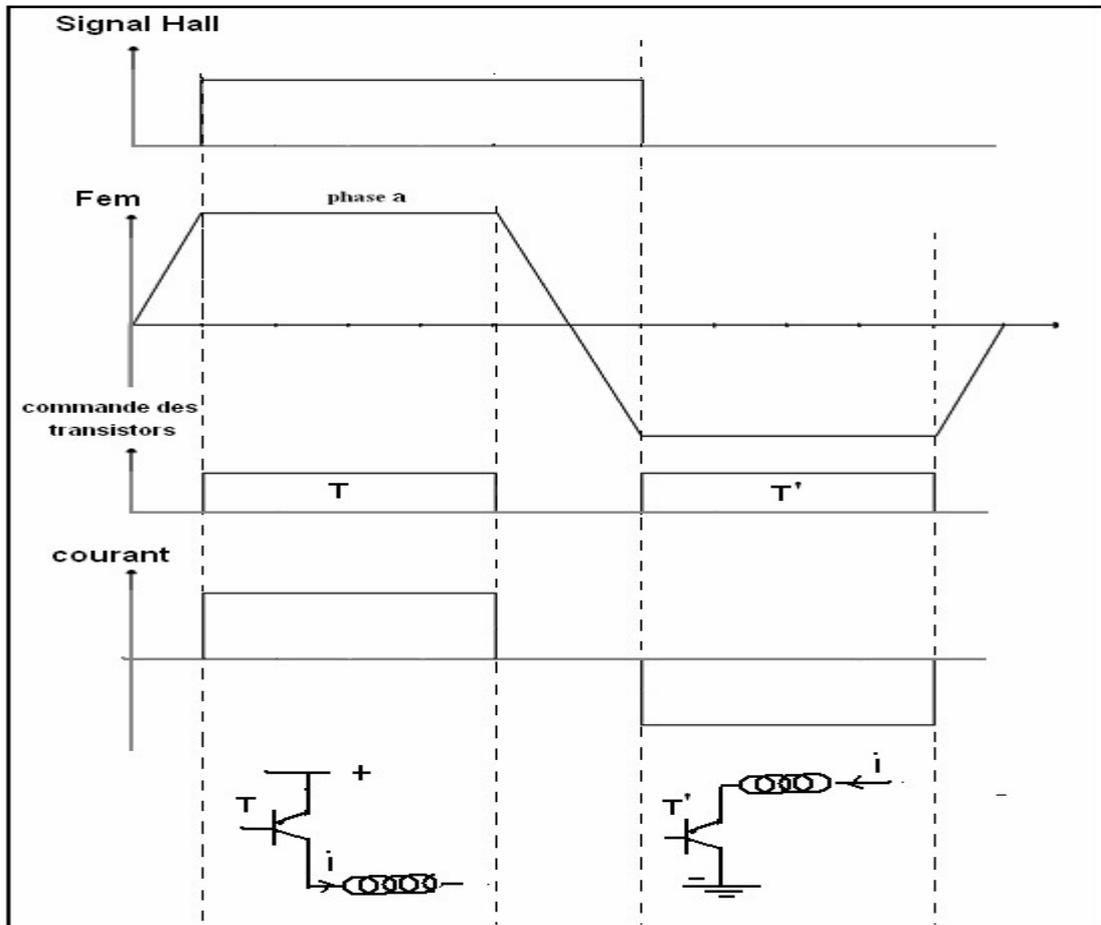


Figure 2.6. Méthode d'élaboration des signaux de commande des transistors.

Dans la commande à 120° seulement deux phases du moteur sont alimentées durant un intervalle de 60° l'angle électrique (fig. 2.7). On peut alors distinguer six intervalles [14].

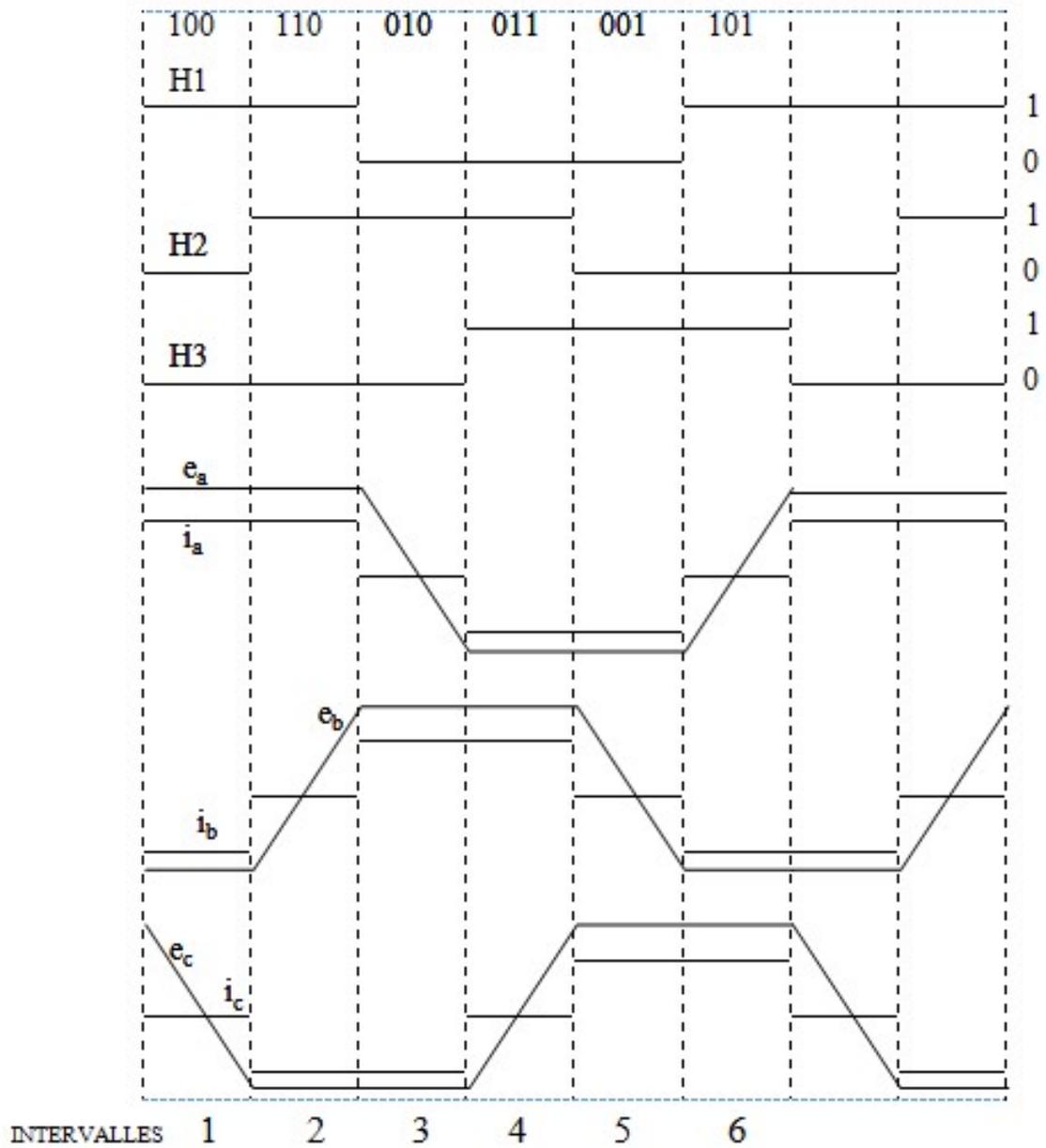


Figure 2.7. Signaux à effet hall et Les formes typiques des courants et des FEM.

Le tableau 2.1 représente la séquence de commutation, du sens du courant et le capteur de position signaux [14].

DEGRÉ ÉLECTRIQUE	INTERVALLES	SIGNAUX A EFFET HALL			interrupteur fermé		Courants phase		
		H1	H2	H3			A	B	C
30°-90°	1	1	0	0	Q1	Q4	+	-	OFF
90°-150°	2	1	1	0	Q1	Q6	+	OFF	-
150°-210°	3	0	1	0	Q3	Q6	OFF	+	-
210°-270°	4	0	1	1	Q3	Q2	-	+	OFF
270°-330°	5	0	0	1	Q5	Q2	-	OFF	+
330°-360°et 0°-	6	1	0	1	Q5	Q4	OFF	-	+

Tableau 2.1. Séquence de commutation.

2.6.1 Expressions des forces électromotrices

La séquence des phases alimentées sur une période est donnée au tableau (2.2). Alors les expressions des FEM peuvent être déduites de la figure (2.5) et elles sont exprimées comme l'indique le tableau (2.2).

Angle(θ)	FEM de la phase a e_a	FEM de la phase b e_b	FEM de la phase c e_c	Phases excitées
0 - 30	$\frac{6E_p}{\pi}\theta$	$-E_p$	E_p	Cb
30 - 90	E_p	$-E_p$	$\frac{6E_p}{\pi}\theta + 2E_p$	Ab
90 - 150	E_p	$\frac{6E_p}{\pi}\theta - 4E_p$	$-E_p$	Ac
150 - 210	$-\frac{6E_p}{\pi}\theta + 6E_p$	E_p	$-E_p$	Bc
210 - 270	$-E_p$	E_p	$\frac{6E_p}{\pi}\theta - 8E_p$	Ba
270 - 330	$-E_p$	$-\frac{6E_p}{\pi}\theta + 10E_p$	E_p	Ca
330 - 360	$\frac{6E_p}{\pi}\theta - 12E_p$	$-E_p$	E_p	Cb

Tableau 2.2 : Expressions des FEM des 3 phases (e_a, e_b, e_c) sur une période et les Séquence des phases allumées sur une période

2.7 Expressions des courants de phase

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.24)$$

A partir de conséquent de l'équation précédente (2.11) :

$$\begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a - e_a \\ v_b - e_b \\ v_c - e_c \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

On défini :

$$\dot{x}_1 = \frac{d}{dt} i_a .$$

$$\dot{x}_2 = \frac{d}{dt} i_b . \quad (2.26)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{d}{dt} i_c .$$

$$x_1 = i_a , \quad x_2 = i_b , \quad x_3 = i_c . \quad (2.27)$$

L'équation (2.25) devient :

$$\begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 \\ 0 & 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a - e_a \\ v_b - e_b \\ v_c - e_c \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Nous mettons :

$$C = \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

On calcule C^{-1} et en citer avec (2.29) on aura :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L-M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_a - e_a}{L-M} \\ \frac{v_b - e_b}{L-M} \\ \frac{v_c - e_c}{L-M} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Donc les expressions des courants sera :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{-R}{L-M} \cdot x_1 + \frac{v_a - e_a}{L-M} \\ \dot{x}_2 &= \frac{-R}{L-M} \cdot x_2 + \frac{v_b - e_b}{L-M} \\ \dot{x}_3 &= \frac{-R}{L-M} \cdot x_3 + \frac{v_c - e_c}{L-M} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Mais en pratique on a travaillé avec les tensions, les courants et les FEM composés :

(v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}) , (i_{ab}, i_{bc}, i_{ca}) et (e_{ab}, e_{bc}, e_{ca}) pour obtenir les courants (i_a, i_b, i_c) .

2.8 Paramètres du moteur choisi pour la simulation

Comme la plupart des moteurs BLDC sont orientés vers des applications de basse puissance alors le moteur choisi pour la simulation est construit pour les faibles puissances le tableau (2.3) présente les paramètres nécessaires pour faire la simulation:

Les paramètres du moteur étudié	Valeurs

La résistance de phase	(R)	4 [Ω]
L'inductance propre de phase	(L)	0.0014 [H]
Le moment d'inertie	(J)	4.65 * 10⁻⁶ [N/m²]
Le constant du couple résistant	(k_{cr})	1.6667 * 10⁻⁴ [N.m/A]
Le coefficient de frottement	(f)	1.5 * 10⁻⁶ [Nm.s/rad]
L'inductance mutuelle	(M)	0.000466 [H]
La tension max	(U_d)	24 [V]
Le courant max	(I_d)	2 [A]
Le constant du couple électromagnétique	(k_e)	26.1 * 10⁻³ [N.m/A]

Tableau 2.3. Paramètres du moteur utilisé.

Le coefficient de mutuelle induction M peut être exprimé en fonction du coefficient L : Quand les conducteurs d'enroulement sont massés dans la même encoche : $M = -L / 3$ [4],[21].

2.9 Simulation de fonctionnement du BLDC

Le model de la machine BLDC associé en convertisseur de commande est décrit sur Simulink (figure 2.8) la description contant quatre bloc principal. Chaque bloc principal a plusieurs sous-blocs .Certains blocs sont logiques et certains sont faits l'utilisation de Fonction.

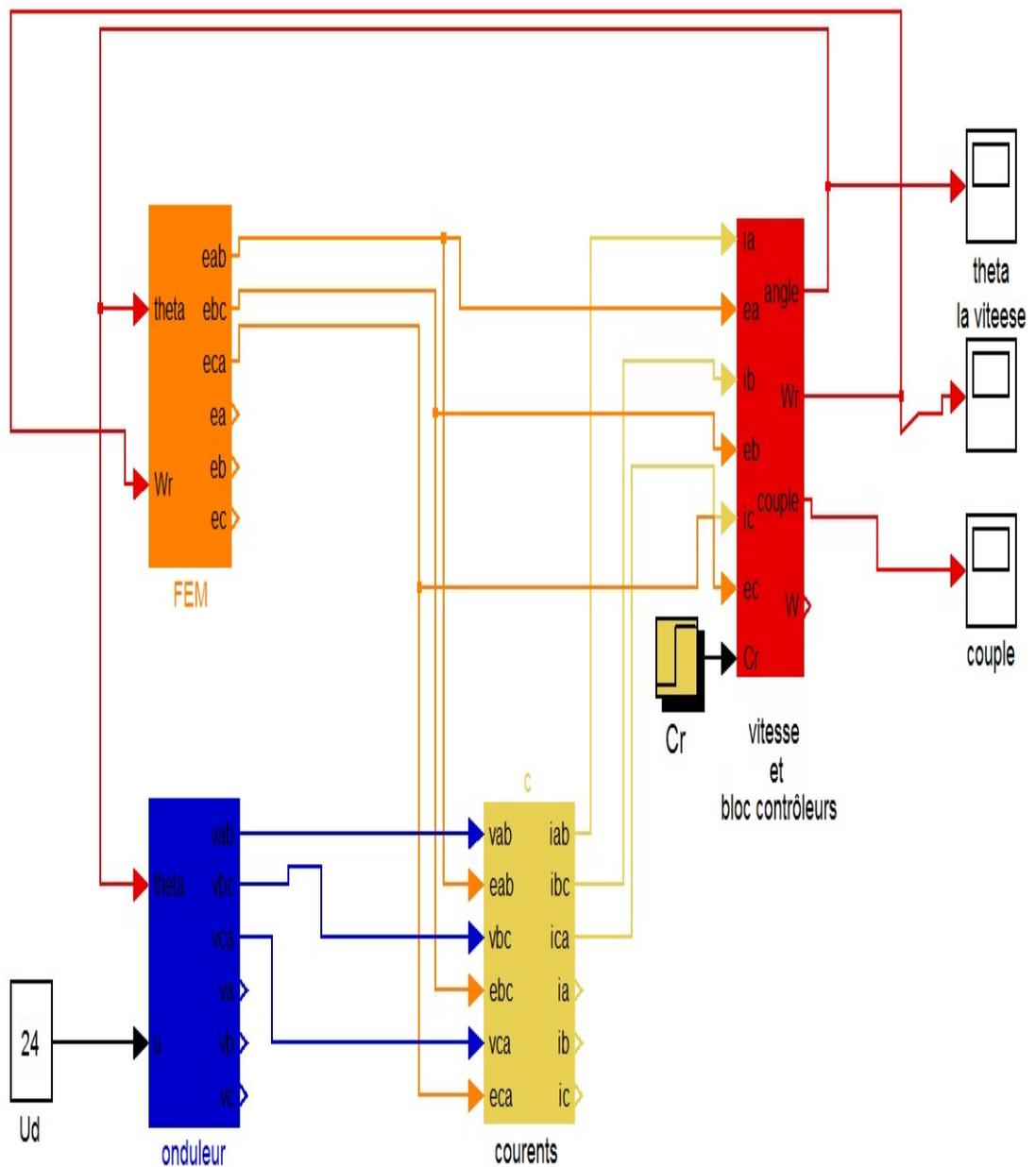


Figure 2.8. Simulink modèle de moteur BLDC.

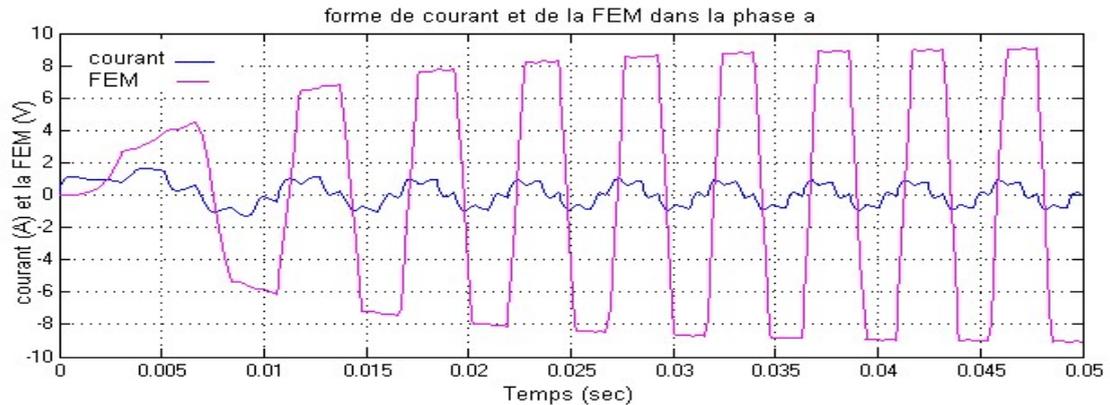
Le moteur étant initialement à l'arrêt, on applique à l'entrée du commutateur la tension continue $U_d=24$ V. on peut le voir Les résultats de simulation de moteur BLDC. Comme suit :

les courants et les FEMs sont en phase Comme on peut le voir sur Les figures (2.9.a),(2.9.b),(2.9.c) .

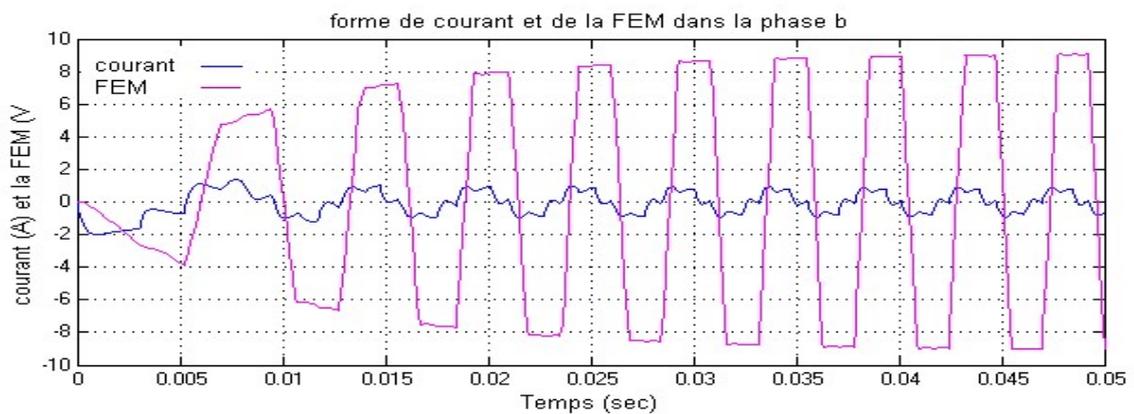
On obtient la forme de la vitesse du moteur qui démarre de la valeur nulle et se stabilise à 350 (Rad/sec) et un temps de stabilisation 0 .05 (sec) selon la figure (2.9.d).

et après les figures (2.9.e) et (2.9.f) On remarque que le courant total i_d est de forme continue, mais il présente une discontinuité ce qui donne un couple C_e de même forme.

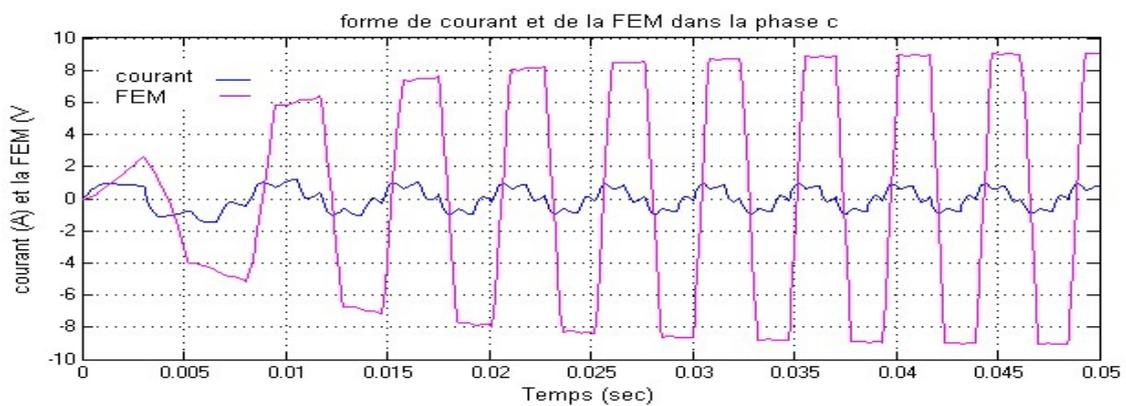
Signaux à effet Hall de toutes les trois phases sont représentées sur la figure (2.9.g) selon le tableau (2.1).



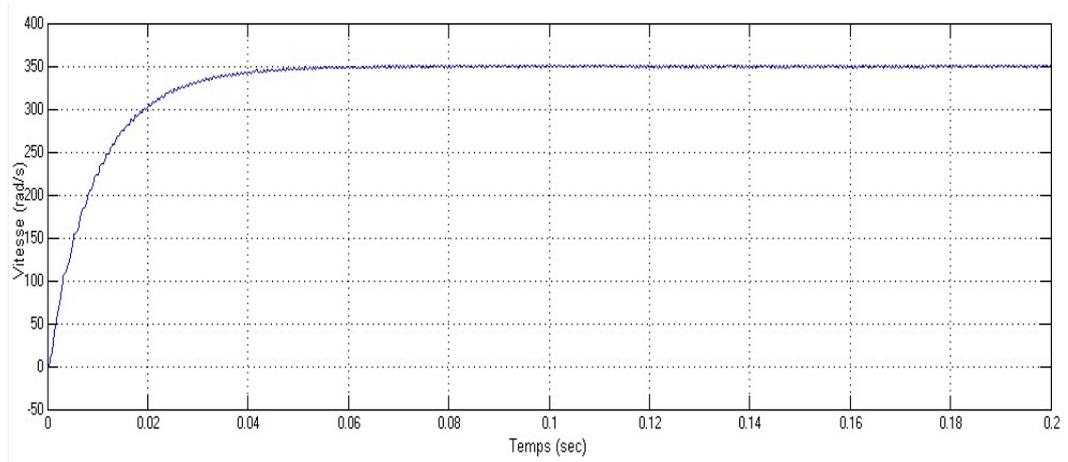
-a- Forme de FEM e_a et le courant i_a .



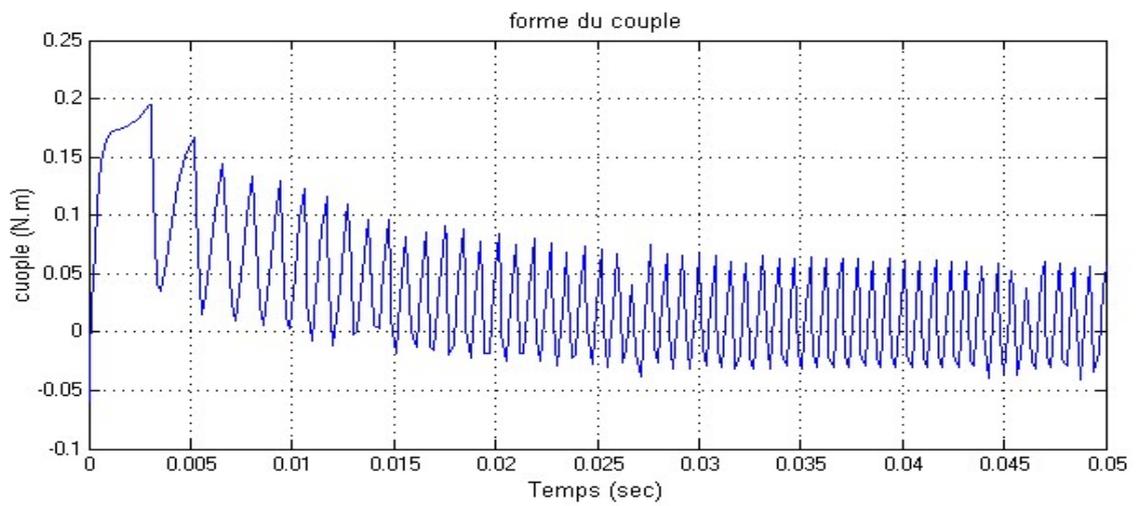
-b- Forme de FEM e_b et le courant i_b



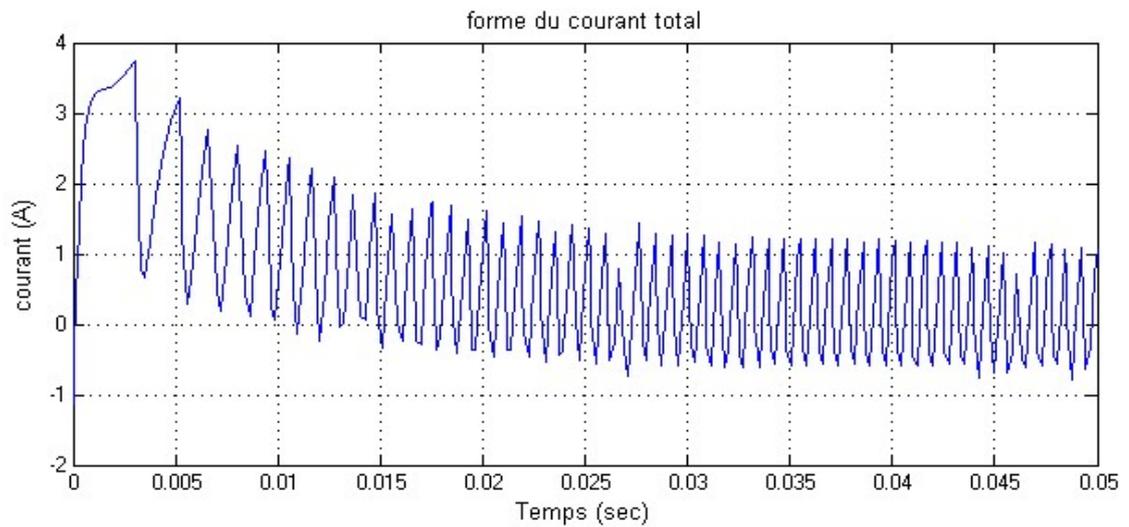
-c- Forme de FEM e_c et le courant i_c .



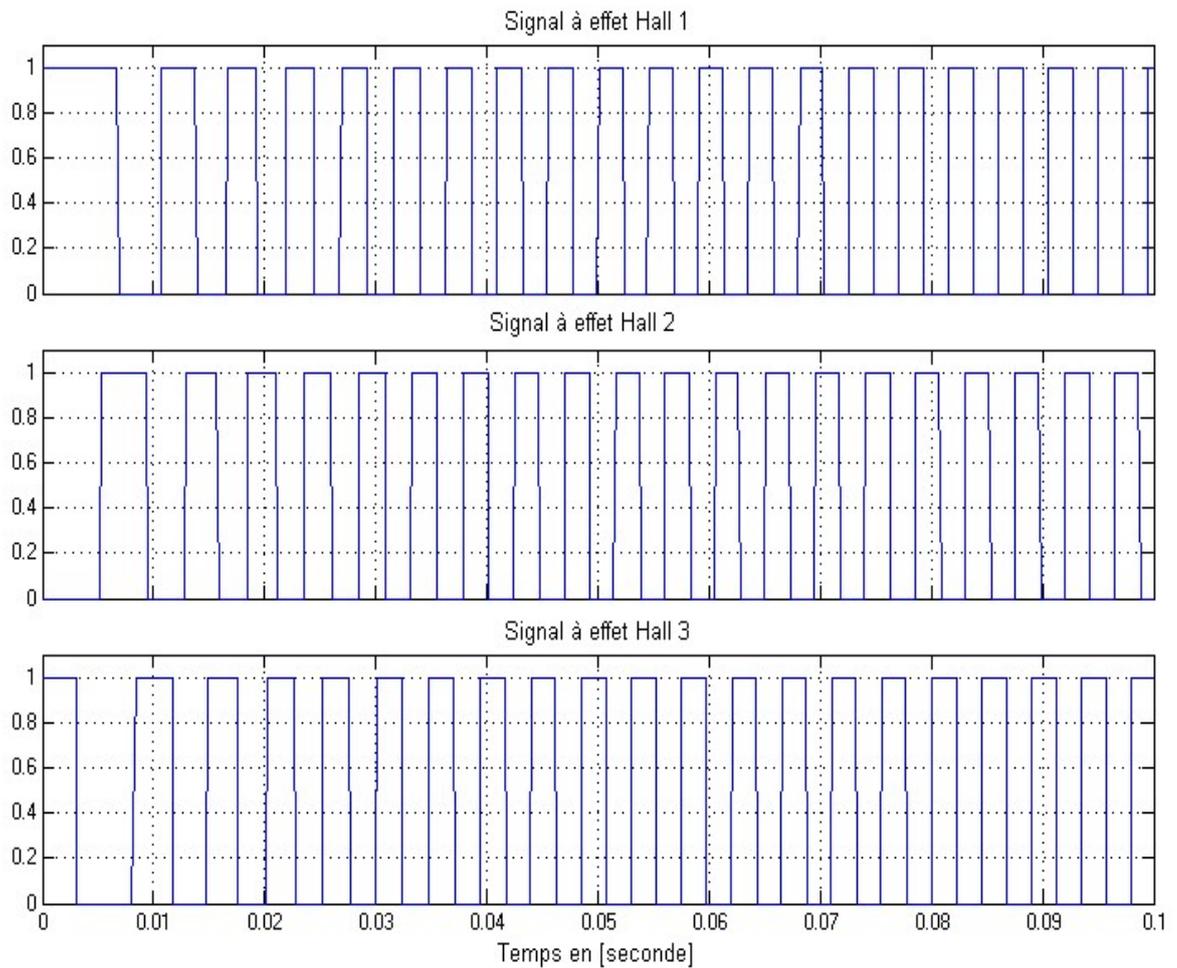
-d- Forme du vitesse (W_r).



-e- Forme du couple C_e .



-f- Forme du courant total I_d .



-g- Forme du Signaux à effet Hall.

Figure 2.9. Résultat du simulation pour le fonctionnement du BLDC

2.10 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié le fonctionnement du moteur *BLDC* en boucle ouverte. Au début, on a modélisé le commutateur, puis on a établi les équations d'états du moteur *BLDC*. Afin de voir les différentes signaux (couple, vitesse, les courants....).

Chapitre 3 Commande en vitesse du BLDC

3.1 Introduction

Dans la plupart des processus industriels, il est indispensable de maîtriser certains paramètres physiques.

En automatique lorsque l'on souhaite atteindre une certaine vitesse, température, position, angle..., il est donc très souvent nécessaire d'avoir recours à un asservissement, c'est à dire un système capable d'atteindre et de maintenir une consigne en utilisant une mesure. Il s'agit donc d'un système bouclé, dont il reste à déterminer la fonction permettant de corriger la commande en fonction de la consigne initiale et de l'erreur mesurée.

Le PID est une méthode qui a fait ses preuves et qui donne de bons résultats. On peut citer, parmi tant d'autres, quelques exemples concrets d'utilisation : asservissement d'angle pour des bras robotiques (ABB, Kuka , Straübli, ...) et plus généralement dans les servomoteurs, régulation de réaction chimique en chimie pharmaceutique, convoyeurs industriels à navettes indexées, ...

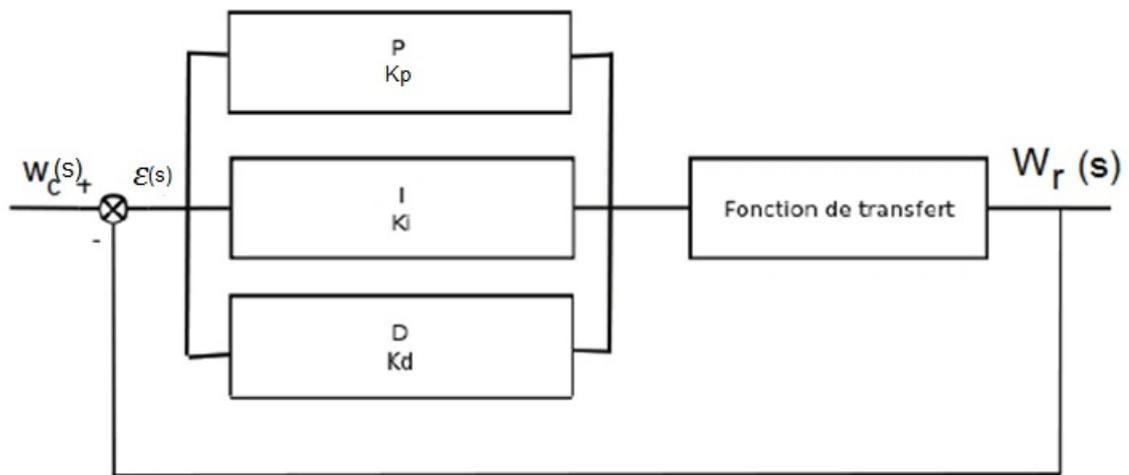


Figure 3.1. Régulateur PID.

3.2 La théorie du PID appliquée aux moteurs électriques

L'un des critères d'efficacité d'un PID (et même de n'importe quel asservissement) est sa robustesse face aux changements, est-il encore capable de donner de bons résultats en cas de perturbations soudaines et/ou importantes ou de légères modifications du système (inertie, usure, ...) ?

3.2.1 But à atteindre

On cherche à faire atteindre une certaine valeur à une variable du système. Dans le cas d'un moteur, il s'agit principalement d'une vitesse ou d'une position.

- Les effets des perturbations doivent être minimisés, voire effacés, et ce le plus vite possible (régulation)
- Les changements de consigne doivent être suivis rapidement et avec une bonne précision, si possible sans dépassement (poursuite)

Néanmoins, ces critères de performance sont souvent antagoniques, et nous verrons que le réglage de l'asservissement en détermine un compromis [17].

3.3 Modèle du BLDC lorsque deux phases sont alimentées

On peut supposer qu'à chaque instant on a seulement deux phases alimentées [4]. En régime dynamique, il faut tenir compte de la mutuelle induction entre les

enroulements [4], dans ce cas la tension appliquée aux bornes des phases alimentées (a et b) et le courant i_d qui les traverse sont liés par :

$$u_d = (e_a - e_b) + 2R_{ph}i_d + 2L_{ph}\frac{di_d}{dt} - 2M\frac{di_d}{dt} \quad (3.1)$$

Ou encore :

$$u_d = (e_a - e_b) + 2R_{ph}i_d + 2(L_{ph} - M)\frac{di_d}{dt} \quad (3.2)$$

Tel que :

$$\begin{cases} e_a = E_p \\ e_b = -E_p \end{cases} \quad (3.3)$$

Où L_{ph} et R_{ph} sont respectivement l'inductance et la résistance de phase .

i_d : est le courant à l'entrée du commutateur qui passe à travers les deux phases (a) et (b) mise en série

u_d : est la tension à l'entrée du commutateur laquelle est appliquée aux bornes des phases (a) et (b) mise en série.

E_p : est la valeur crête de la FEM induite dans chaque phase, dont l'expression est proportionnelle à la vitesse :

$$E_p = k_e \cdot \omega_r \quad (3.4)$$

Donc le modèle devient :

$$u_d = 2E_p + 2R_{ph}i_d + 2(L_{ph} - M)\frac{di_d}{dt} \quad (3.5)$$

Pour simplifier l'expression (3.5) on pose :

$$R = 2R_{ph}$$

$$L = 2(L_{ph} - M)$$

$$E = 2E_p$$

Alors le modèle devient :

$$u_d = E + Ri_d + L\frac{di_d}{dt} \quad (3.6)$$

Nous avons :

$$E = 2E_p = 2k_e \cdot w_r = k_v \cdot w_r \quad (3.7)$$

Donc :

$$k_v = 2k_e \quad (3.8)$$

L'équation (3.6) est identique à celle d'une machine à courant continu classique.

Alors l'expression du couple est :

$$C_e = \frac{(E_a - E_b)i_d}{w_r}$$

$$C_e = \frac{2 \cdot E_p \cdot i_d}{w_r} = \frac{2 \cdot k_e \cdot w_r \cdot i_d}{w_r} = k_v \cdot i_d \quad (3.9)$$

Le modèle de la partie mécanique est :

$$J \frac{dw_r}{dt} = C_e - f \cdot w_r - C_r \quad (3.10)$$

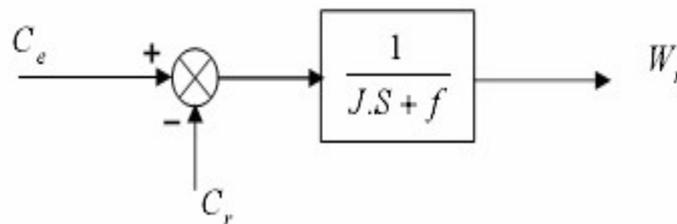


Figure 3.2. Modèle linéaire mécanique.

Tel que :

w_r : La vitesse angulaire en(rad/s) .

C_e : Le couple électromagnétique développé en($N.m$) .

C_r : Le couple de charge en($N.m$) .

f : Le coefficient de frottement en($N.m/rad.s^{-1}$) .

Donc les équations de la dynamique et de l'électromagnétisme sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_d = E + Ri_d + L \frac{di_d}{dt} \\ C_e = k_v \cdot i_d \\ E = k_v \cdot w_r \\ J \frac{dw_r}{dt} = C_e - f \cdot w_r - C_r \end{array} \right. \quad (3.11)$$

On négligeant le frottement visqueux ($f = 0 \text{ (N.m/rad.s}^{-1}\text{)}$) et en déduit donc le modèle suivant dans le domaine de Laplace :

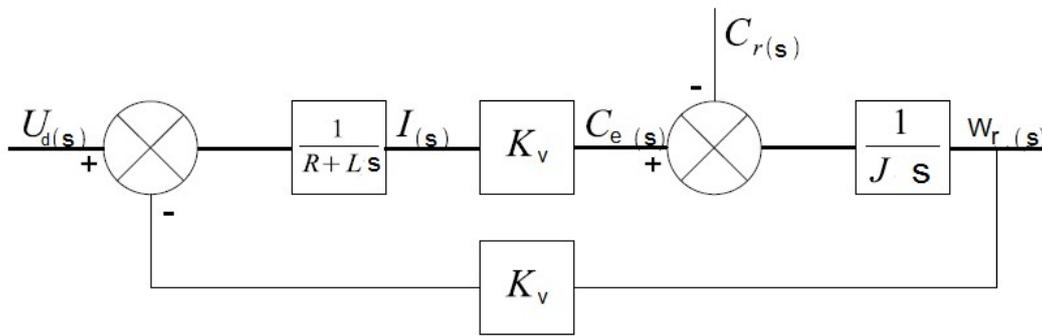


Figure 3.3. Schéma fonctionnel d'un moteur BLDC.

Si on considère le couple résistant comme une perturbation externe, la fonction de transfert entre la tension d'alimentation et la vitesse de rotation est la suivante [4]:

$$w_r(s) = \frac{k_v}{(R + L \cdot s)(J \cdot s) + k_v^2} U_d(s) - \frac{(R + L \cdot s)}{(R + L \cdot s)(J \cdot s) + k_v^2} C_r(s) \quad (3.12)$$

On négligeant le couple résistant, et on déduit de celle-ci la fonction de transfert du système :

$$F_{b0}(s) = \frac{w_r(s)}{U_d(s)} = \frac{k_v}{(R + L \cdot s)(J \cdot s) + k_v^2} \quad (3.13)$$

Ou encore :

$$F_{b0}(s) = \frac{k_v}{k_v^2} \cdot \frac{1}{\frac{J \cdot L}{k_v^2} s^2 + \left(\frac{J \cdot R}{k_v^2}\right) \cdot s + 1} \quad (3.14)$$

En définissant respectivement les constantes de temps mécanique T_m et électrique T_e comme suit :

$$T_m = \frac{R \cdot J}{k_v^2} \quad (3.15)$$

$$T_e = \frac{L}{R} \quad (3.16)$$

La fonction de transfert prend la forme :

$$F_{b0}(s) = \frac{1}{k_v} \cdot \frac{1}{T_m T_e \cdot s^2 + T_m \cdot s + 1} \approx \frac{1}{k_v} \cdot \frac{1}{(1 + T_e \cdot s) \cdot (1 + T_m \cdot s)} \quad (3.17)$$

La réponse de la fonction (3.17) est illustrée par la figure (3.4).

Le temps de stabilité de cette fonction est 0.08 (sec).

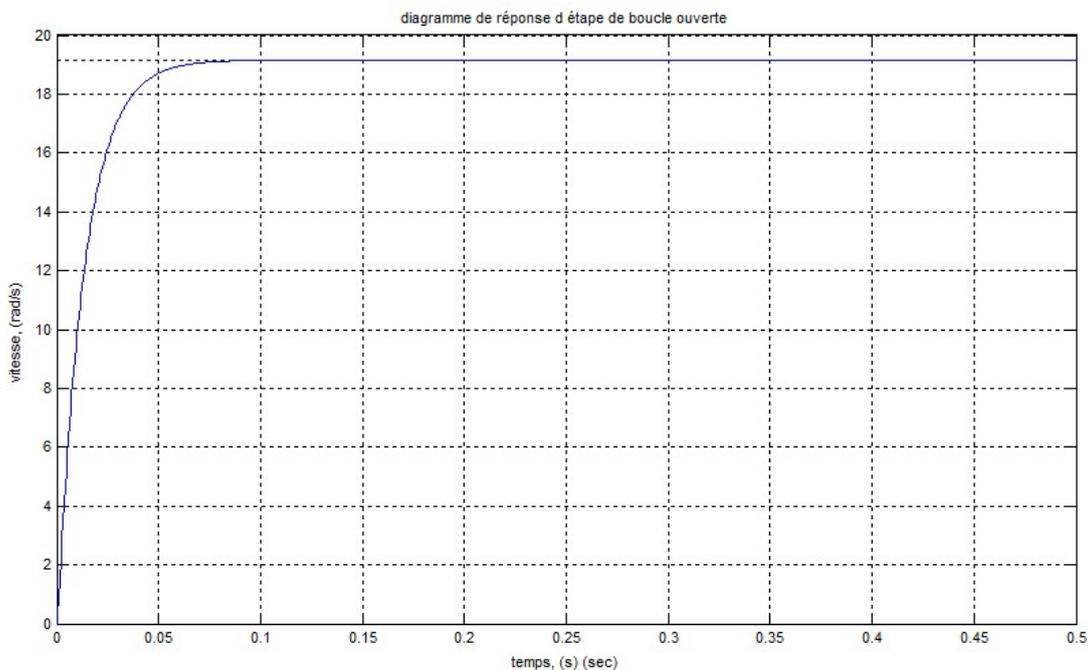


Figure 3.4. Diagramme de réponse indicielle de boucle ouverte.

On observe que, bien que le système modélisé soit du second ordre, lorsque l'inductance interne est négligeable devant la résistance interne (ce qui est généralement le cas) il s'apparente à un système du premier ordre.

3.4 Asservissements et influence des coefficients

3.4.1 Asservissement P

L'asservissement de type P est le plus simple qui soit. Il s'agit d'appliquer une correction proportionnelle à l'erreur corrigeant de manière instantanée tout écart de la grandeur à régler :

$$\text{Consigne}(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) \quad \xrightarrow{L} \quad \text{Consigne}(s) = k_p \cdot \varepsilon(s)$$

Son rôle est d'amplifier virtuellement l'erreur pour que le système réagisse plus vivement, comme si l'erreur était plus grande qu'elle ne l'est en réalité.

Il permet de vaincre les grandes inerties du système et diminue le temps de montée en donnant de la puissance au moteur (plus l'erreur est grande, plus on donne de puissance au moteur). Lorsque l'on augmente k_p , le système réagit plus vite et l'erreur statique s'en trouve améliorée, mais en contrepartie le système perd en stabilité. Le dépassement se fait de plus en plus grand, et le système peut même Diverger dans le cas d'un k_p démesuré figure (3.5). [17].

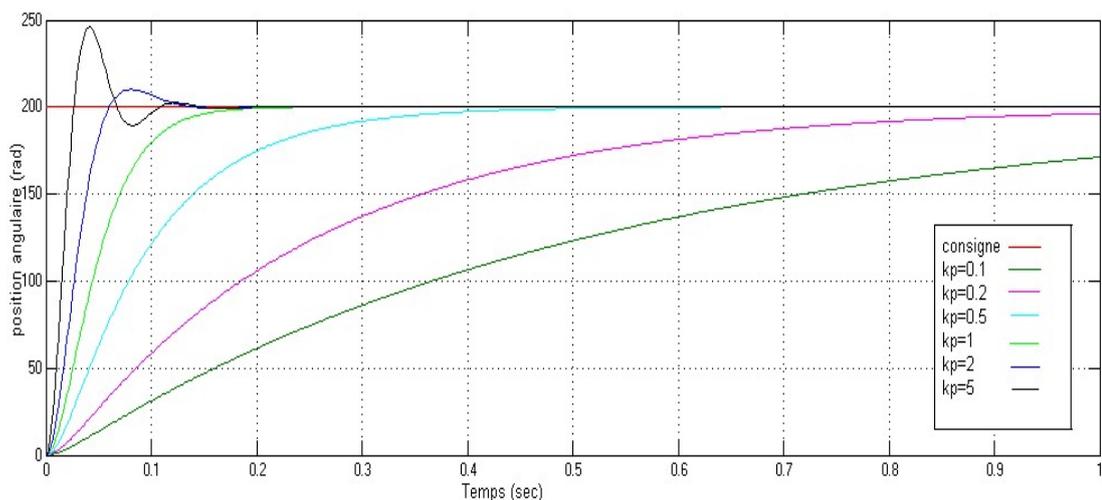


Figure 3.5. Modélisation de la réponse à un échelon dans un asservissement en position.

Néanmoins, il faut toujours une certaine tension aux bornes du moteur pour que celui-ci puisse tourner. C'est pourquoi, lorsque l'on s'approche de la valeur demandée, l'erreur n'est plus assez grande pour faire avancer le moteur, ce qui fait que l'on n'atteint jamais vraiment la valeur demandée. Il subsiste alors une erreur statique, qui est d'autant plus faible que k_p est grand figure (3.6). [17].

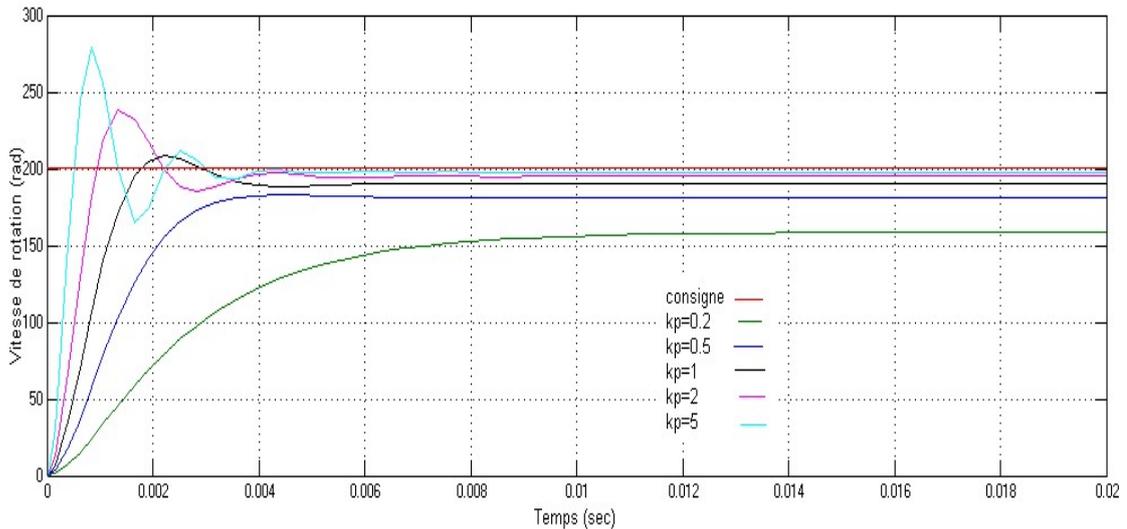


Figure 3.6. Modélisation montrant la variation de l'erreur statique en fonction de Kp dans un asservissement en vitesse.

3.4.2 Asservissement PI

L'asservissement de type PI est un asservissement de type P auquel on a ajouté un terme intégral :

$$\text{Consigne}(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) + k_i \cdot \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad \xrightarrow{L}$$

$$\text{Consigne}(s) = k_p \cdot \varepsilon(s) + k_i \cdot \frac{\varepsilon(s)}{s} = \varepsilon(s) \left[k_p + k_i \cdot \frac{1}{s} \right]$$

Le terme intégral complète l'action proportionnelle puisqu'il permet de compenser l'erreur statique et d'augmenter la précision en régime permanent. L'idée est d'intégrer l'erreur depuis le début et d'ajouter cette erreur à la consigne : lorsque l'on se rapproche de la valeur demandée, l'erreur devient de plus en plus faible. Le terme proportionnel n'agit plus mais le terme intégral subsiste et reste stable, ce qui maintient le moteur à la valeur demandée [17].

L'intégrale agissant comme un filtre sur le signal intégré, elle permet de diminuer l'impact des perturbations (bruit, parasites), et il en résulte alors un système plus stable. Malheureusement, un terme intégral trop important peut lui aussi entraîner un dépassement de la consigne, une stabilisation plus lente, voire même des oscillations divergentes figure (3.7) [17].

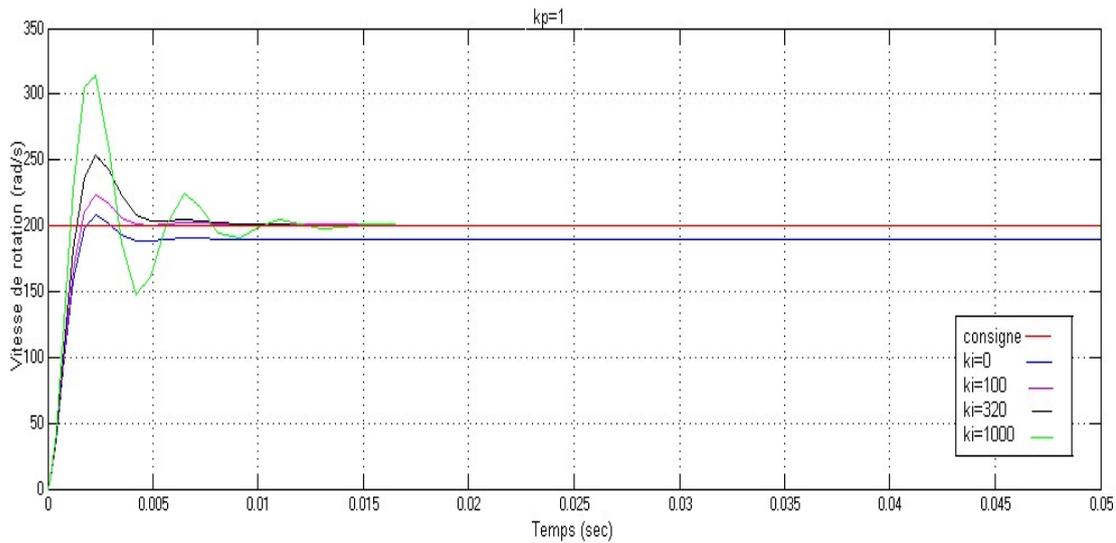


Figure 3.7. Modélisation de la réponse à un échelon dans un asservissement en vitesse.

3.4.3 Asservissement PID

Les termes proportionnel et intégral peuvent amener un dépassement de la consigne et des oscillations. Cela implique pour le moteur des inversions de polarité, ce qui est loin d'être idéal. Pour limiter ce phénomène indésirable, on introduit un troisième élément : le terme dérivé. Son action va dépendre du signe et de la vitesse de variation de l'erreur, et sera opposée à l'action proportionnelle. Elle devient prépondérante aux abords de la valeur demandée lorsque l'erreur devient faible, que l'action du terme proportionnel faiblit et que l'intégrale varie peu : elle freine alors le système, limitant le dépassement et diminuant le temps de stabilisation [17].

$$\text{Consigne}(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) + k_i \cdot \int_0^t \varepsilon(t) dt + k_d \cdot \frac{d}{dt} \varepsilon(t) \quad \xrightarrow{L}$$

$$\text{Consigne}(s) = k_p \cdot \varepsilon(s) + k_i \cdot \frac{\varepsilon(s)}{s} + k_d \cdot s \cdot \varepsilon(s) = \varepsilon(s) \left[k_p + k_i \cdot \frac{1}{s} + k_d \cdot s \right]$$

On obtient alors un asservissement composé d'un terme proportionnel, un terme intégral et un terme dérivé :

On parle d'asservissement PID figure (3.8).

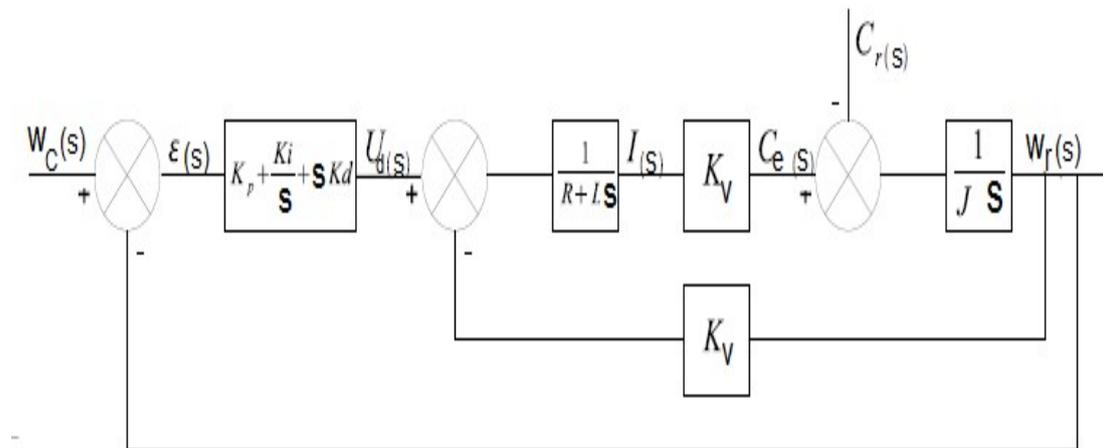


Figure 3.8. Schéma-bloc de l'implantation du PID en régulation de vitesse.

La fonction de transfert d'un régulateur PID est :

$$k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s$$

On ajoute le contrôleur ci-dessus pour le système de boucle fermée. Le schéma suivant représente le système mis à jour avec ce contrôleur en place figure (3.9).

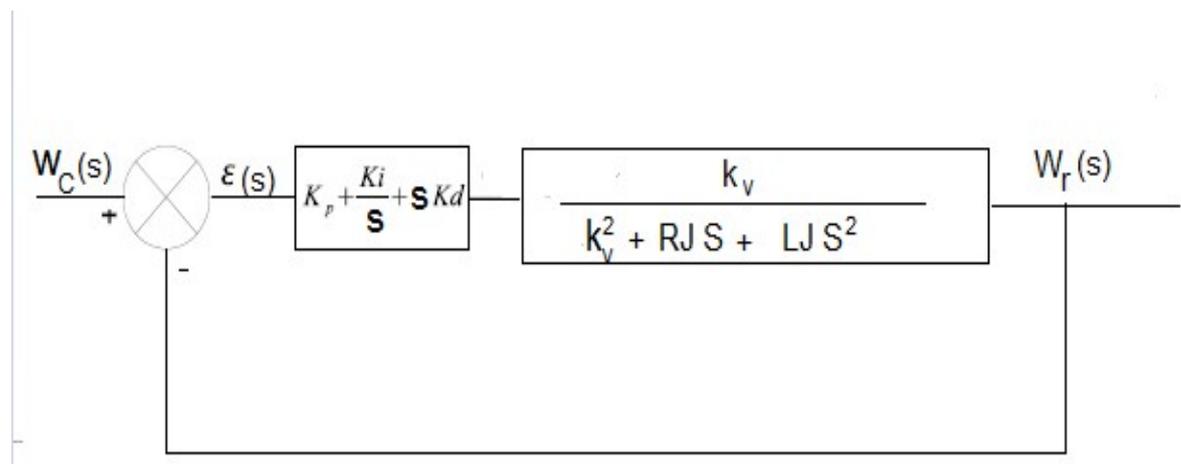


Figure 3.9. Diagramme de système avec un régulateur PID.

Remarque

L'action dérivée est surtout utilisée dans le cas de variables non bruitées, car la dérivation est très sensible au bruitage du signal : on diminuera donc son influence

dans un asservissement de vitesse, pour lequel la dérivée est l'accélération, variable soumise à de nombreuses perturbations.

Récapitulatif de l'action des coefficients :

Coefficient	Temps de montée	Temps de stabilisation	Dépassement	Erreur statique
Kp	Diminue	Augmente	Augmente	Diminue
Ki	Diminue	Augmente	Augmente	Annule
Kd	–	Diminue	Diminue	–

Tableau 3.1.Caractéristiques de paramètre de contrôleur de PID sur un système typique.

3.5 Réglage des coefficients

Le réglage d'un PID consiste à trouver les meilleurs coefficients Kp, Ki et Kd dans le but d'obtenir une réponse adéquate du procédé et de la régulation. L'objectif est d'être robuste, rapide et précis tout en limitant les dépassements [17].

3.5.1 Méthode de Ziegler-Nichols en boucle fermée (première méthode)

La méthode empirique de Ziegler-Nichols est très répandue dans l'industrie ou chez les automaticiens pour régler les correcteurs de ce type de chaîne. Elle a l'avantage de ne pas nécessiter de modélisation précise du système asservi, mais se contente d'essais expérimentaux, ce qui rend cette méthode très simple.

On fixe k_i et k_d à 0 et on augmente le gain du correcteur proportionnel pur k_p jusqu'à obtenir des oscillations persistantes (pour des moteurs, il s'agira plutôt d'une vibration autour de la position demandée).

On mesure alors $(k_p)_{lim}$, le gain du correcteur proportionnel à la juste oscillation, et T_{osc} , la période des oscillations figure (3.10) [17].

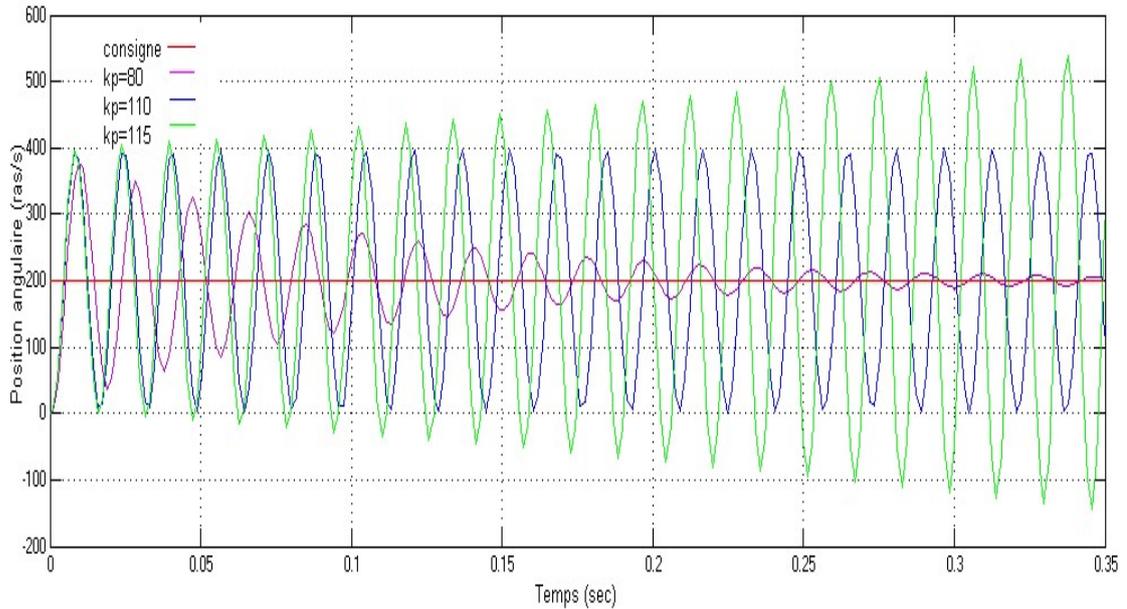


Figure 3.10. Modélisation montrant l'apparition d'oscillations dans un asservissement en position de type P.

La méthode de Ziegler-Nichols indique alors des valeurs des coefficients permettant d'obtenir un bon compromis entre précision, rapidité et stabilité [17].

$$\begin{cases} k_p = 0.6 \cdot (k_p)_{lim} \\ k_i = \frac{1}{0.5 \cdot T_{osc}} \\ k_d = 0.125 \cdot T_{osc} \end{cases}$$

ILLUSTRATION :

Le système en boucle ouvert précédent est bouclé à travers un régulateur P de gain k_p . La limite de la stabilité est obtenue pour $(k_p)_{lim} = 110$ et auquel cas la période d'oscillation est $T_{osc} = 0.018$

$$\begin{cases} k_p = 66 \\ k_i = 111.11 \\ k_d = 0.00225 \end{cases}$$

Ensuite, on peut légèrement faire varier ces valeurs moyennes selon le compromis précision/rapidité/stabilité recherché.

Résultat de la commande PID en vitesse de notre moteur figure (3.11):

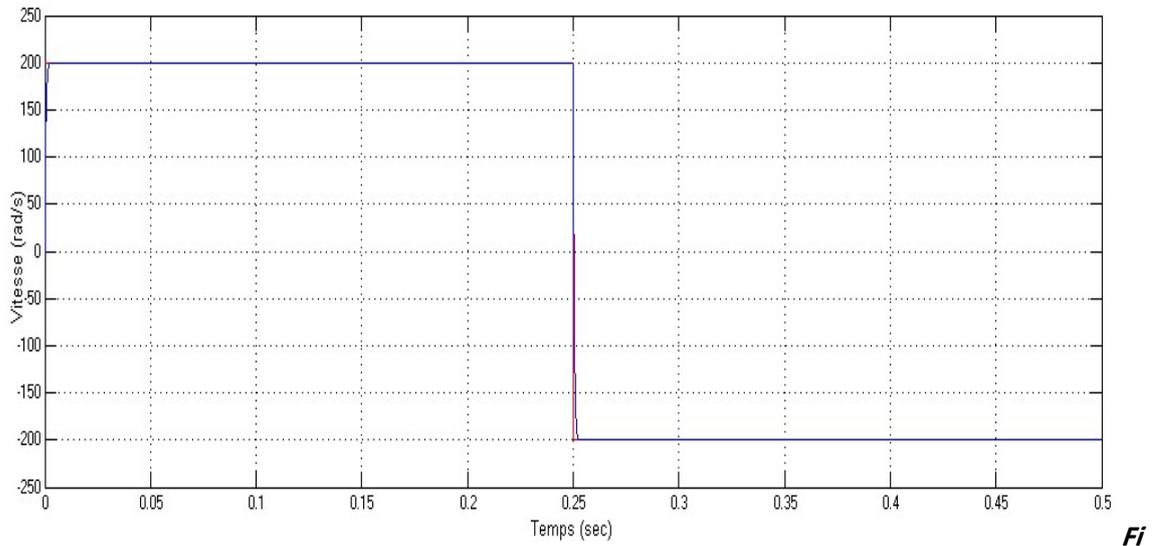


Figure 3.11. Résultat de la commande PID en vitesse (première méthode de Ziegler-Nichols).

On remarque qu'il ya une amélioration dans le temps de réponse ($t=0.0035$ s) du système réglé par PID ceci explique que ce régulateur est efficace.

3.5.2 Méthode de Ziegler-Nichols en boucle ouverte (seconde méthode)

La réponse d'étape d'ouvert est caractérisée par deux paramètres principaux, le (L) (paramètre de temps de retard)) et (T) (constante de temps). Ces deux paramètres sont calculés par des tangentes de dessin à la réponse d'étape de boucle ouverte à son point des inflexions [2].

On peut calculer les coefficients du régulateur choisi à l'aide des recommandations suivantes :

Action	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0.9 \times \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \times \frac{T}{L}$	$2 \times L$	$0.5 \times L$

Tableau 3.2. Modèle de paramètres de contrôleur de Ziegler-Nichols PID [2].

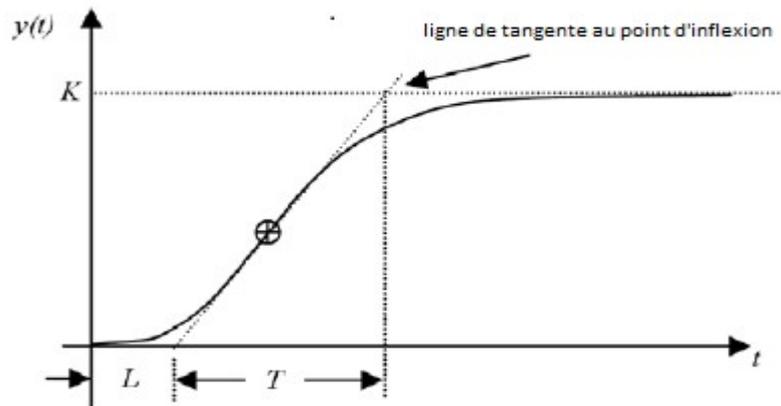


Figure 3.12 .méthode de Ziegler-Nichols en boucle ouverte.

De la figure (3.12) la cible est sur la façon dont évaluer les deux paramètres (L et T) nécessaire. Ceci est fait comme suit avec l'illustration.

Programme .m

```

clear
close all
tm =0.0137;
te=4.75e-4;
kv=0.0522;
G=tf([1/kv],[tm*te tm 1]);
figure(1);
step(G,0.5);
title('diagramme de réponse d étape de boucle ouverte!');
xlabel('temps, (s)');
ylabel('vitesse, (rad/s)');
grid on;
format long
load openloop.mat
coeff_x=polyfit([5 10 12],openloop(2,[2 10 12]),1)
coeff_y=polyfit([700:900],openloop(2,[700:900]),1)
for n=1:100
    zn_line_x(n)=coeff_x(1)*(n)+coeff_x(2);
end
for n=1:900
    zn_line_y(n)=coeff_y(1)*n+coeff_y(2);
end
figure(2)
hold on
plot(openloop(2,:), 'red')
plot(zn_line_x);
plot((zn_line_y), 'green');
legend('réponse d étape', 'ligne interception avec axe de t(temps)', 'ligne interception avec axe de v');
grid on
axis([0 100 0 22]);
l=length(openloop(2,:));
L_samples=roots(coeff_x)
[a,b,c]=intersect(zn_line_x,zn_line_y)

```

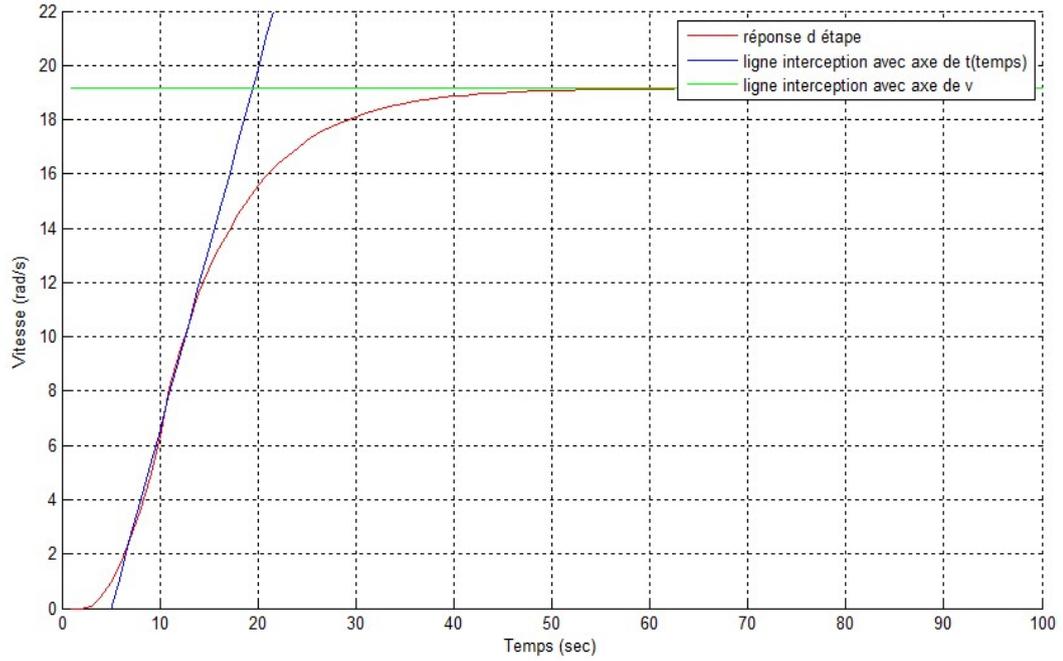


Figure 3.13. Diagramme de la réponse en boucle ouverte de Ziegler-Nichols.

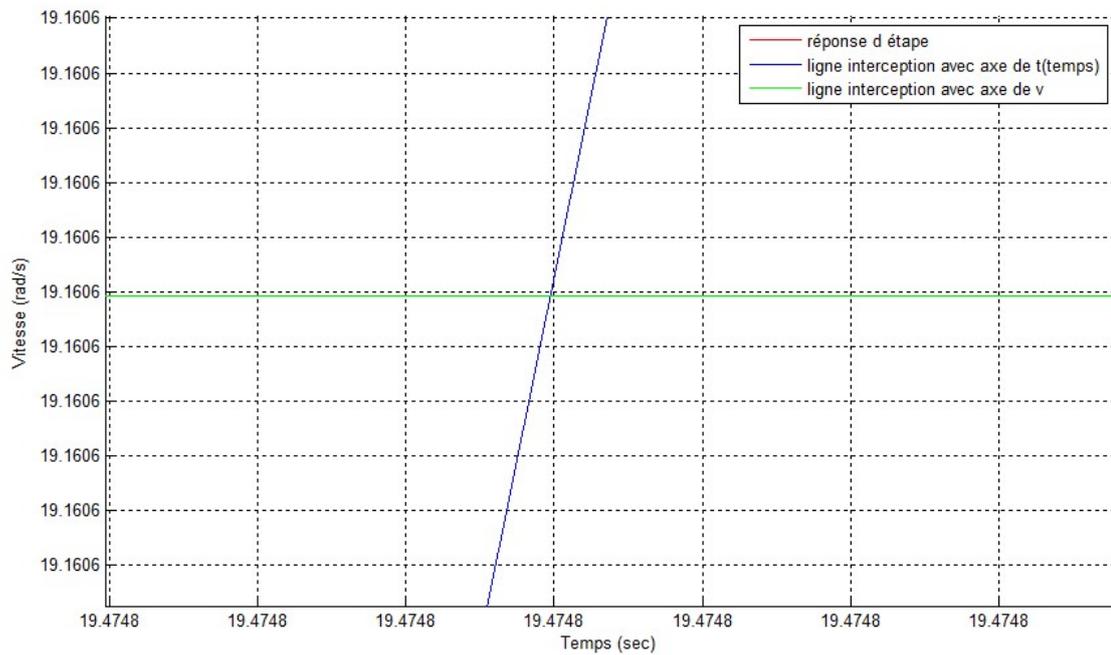


Figure 3.14. La réponse en boucle ouverte de Ziegler-Nichols à zoomer verticalement.

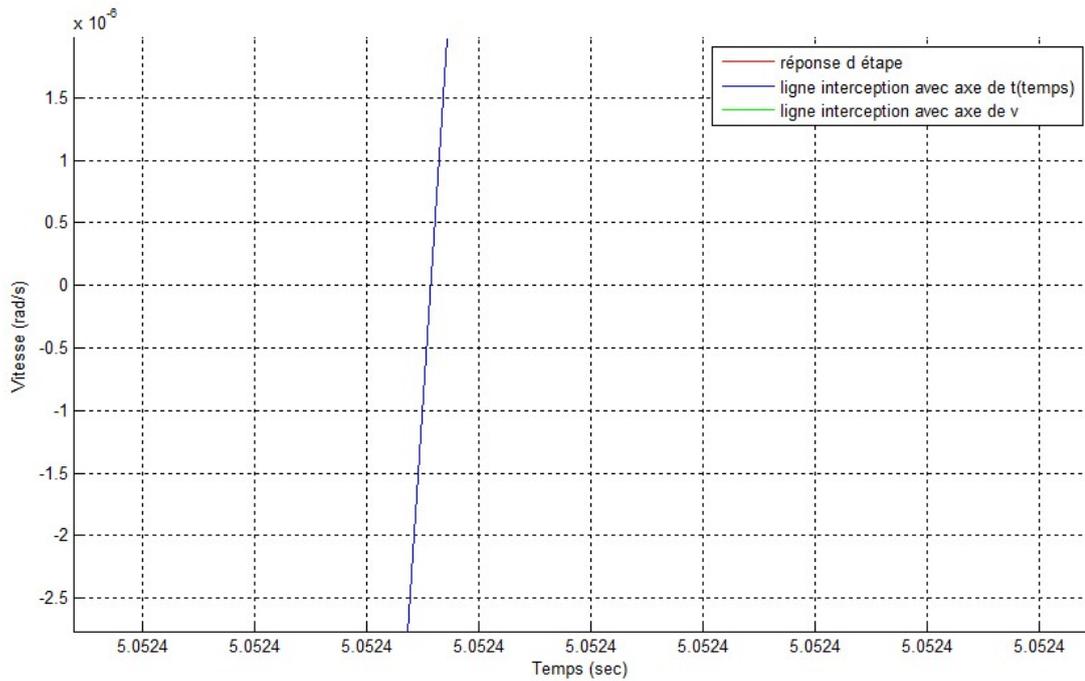


Figure 3.15. La réponse en boucle ouvert de Ziegler-Nichols à zoomer horizontalement.

Pour cette fin, de la figure (3.13), la figure (3.14), et la figure (3.15), les valeurs du L et T ont pu être calculées comme suit :

Un taux assumé d'échantillon de 1000 a été employé pour le point de parcelles de terrain de programme d'intersection de la ligne horizontale $L = 5.0524$
 coordonnée du point d'intersection des deux lignes $(T^*, K) = (19.4748, 19.16)$;
 Où,

Trace horizontale de T^* de l'intersection sur les lignes de tangente tracées.

$$L = 5.0524$$

$$K = 19.16$$

$$T = T^* - L = 19.4748 - 5.0524 = 14.4224$$

Ceci implique que nous avons :

$$L = 0.0050524$$

$$K = 19.16$$

$$T = 0.0144224$$

Les résultats de la méthode de Ziegler-Nichols pour des paramètres de contrôleur de PID sont :

$$k_p = 3.4265$$

$$k_i = 98.96287$$

$$k_d = 0.0025262$$

et voilà le résultat de la vitesse (seconde méthode de Ziegler-Nichols):

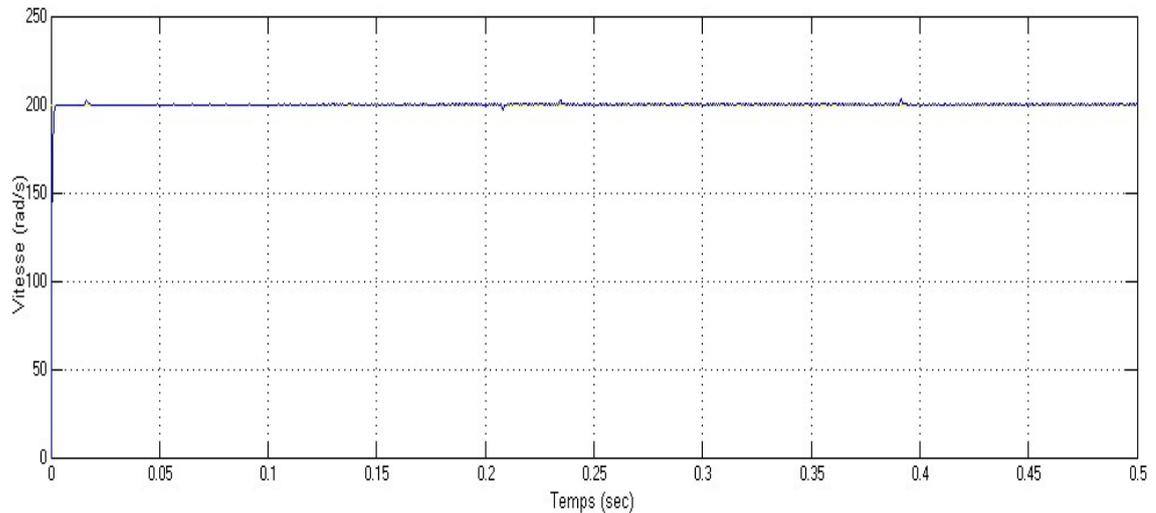


Figure 3.16. résultat de la commande PID en vitesse (seconde méthode de Ziegler-Nichols).

3.5.3 La règle de stabilité de Routh-Hurwitz

Des différents modèles nécessaires pour cet essai, une vérification de la stabilité brève est nécessaire pour faire les essais et erreurs en première instance. Il serait constaté que la conception que près de la parfaite (en boucle ouverte- ce qui est sans compensation ou contrôleur) est le PID. Pour bénéficier d'un procès plus appropriée et la valeur d'erreur, les étapes suivantes devront être suivies pour que la structure PID [2].

partir de l'équation PID 9.1 :

$$k_p + \frac{k_i}{s} + k_d \cdot s = k_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i} + T_d \cdot s \right) \quad (3.18)$$

Même :

$$k_p + \frac{k_i}{s} + k_d \cdot s = \frac{k_p \cdot s + k_i + k_d \cdot s^2}{s} \quad (3.19)$$

Par conséquent, nous avons:

$$1 + K_{CU} \cdot G(s) = 0 \quad (3.20)$$

$$1 + k_{CU} \cdot \frac{19.16}{6.5075 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 0.0137 \cdot s + 1} = 0 \quad (3.21)$$

Équation 9.4 devient,

$$6.5075 \cdot 10^{-6} \cdot s^2 + 0.0137 \cdot s + 1 + 19.16 \cdot K_{CU} = 0 \quad (3.22)$$

Donc, pour des raisons de stabilité, la gamme K_{CU} des valeurs pourrait être obtenu en utilisant la condition de Routh-Hurwitz de stability. Ceci est calculée ci-dessous :

$$\begin{array}{r|l} s^2 & 6.5075 \cdot 10^{-6} & 1 + 19.16 \cdot K_{CU} \\ s^1 & 0.0137 & 0 \\ s^0 & 1 + 19.16 \cdot K_{CU} & - \end{array} \quad (3.23)$$

Selon l'état de Routh-Hurwitz , caractéristiques obtenues l'équation (3.22) devraient être écartées dans la colonne comme indiqué ci-dessus et le s^0 est évaluée comme suit (parce qu'il a la suppose K_{CU} inconnu qui serait évalué) [2]:

$$\begin{array}{r|l} s^2 & 6.5075 \cdot 10^{-6} & 1 + 19.16 \cdot K_{CU} \\ s^1 & 0.0137 & 0 \\ s^0 & 1 + 19.16 \cdot K_{CU} & - \end{array} \quad (3.24)$$

$$s^0(1er\ rangée) = - \frac{\left| \begin{array}{cc} 6.5075 \cdot 10^{-6} & 1 + 19.16 \cdot k_{CU} \\ 0.0137 & 0 \end{array} \right|}{0.0137} \quad (3.25)$$

$$\begin{aligned} & s^0(1er\ rangée) \\ & = - \frac{(6.5075 \cdot 10^{-6} \cdot 0) - (1 + 19.16 \cdot K_{CU})(0.0137)}{0.0137} \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$= 1 + 19.16 \cdot k_{CU} \quad (3.27)$$

Pour des raisons de stabilité, la 1ère colonne après la colonne s du tableau ne doit avoir aucun signe Changement (c'est à dire sans changement du + à - ou - à +). Par conséquent, s^0 (1er rangée), doit être plus grand à zéro [2].

Cela implique que,

$$1 + 19.16 \cdot K_{CU} > 0 \quad (3.28)$$

Ensuite,

$$19.16 \cdot K_{CU} < -1 \quad (3.29)$$

$$K_{CU} > \frac{-1}{19.16} = -0.052 \quad (3.30)$$

Ceci implique que K_{CU} a sa valeur principale dans la gamme positive . Avec un d'essai et une erreur approximatives accordant, la K_P , peut être fixée à la pleine valeur du numérateur de modèle de système, qui est 19 .16 .Le K_I et le K_D ont été initialement fixé à zéro pour voir l'effet de la K_P sur le système. Ceci a résulté le chiffre K_I l'inverse de 0.052, et $K_D = 0.052$.

$$\begin{cases} K_P = 19.16 \\ K_I = 19.23 \\ K_D = 0.052 \end{cases}$$

Et voilà le résultat de la commande PID en vitesse

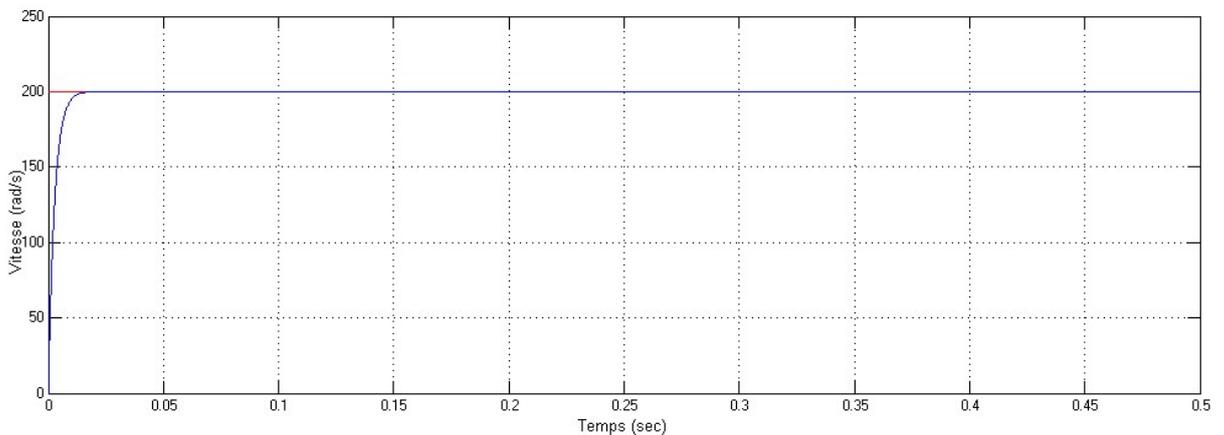


Figure 3.17. Résultat de la vitesse avec la méthode de Routh-Hurwitz.

3.6 Simulation et résultats obtenus

Nous avons appliqué un réglage de vitesse du moteur à courant continu sans balais (BLDC) associée à un régulateur PID.

La figure (3.18) présente la simulation du BLDC, la figure (3.18.a) présente le courant total i_d , en suite la figure (3.18.b) présente le couple et le courant d'une phase avec sa FEM correspondante soit par exemple la phase a (figure .3.18.c) en fonction de temps .

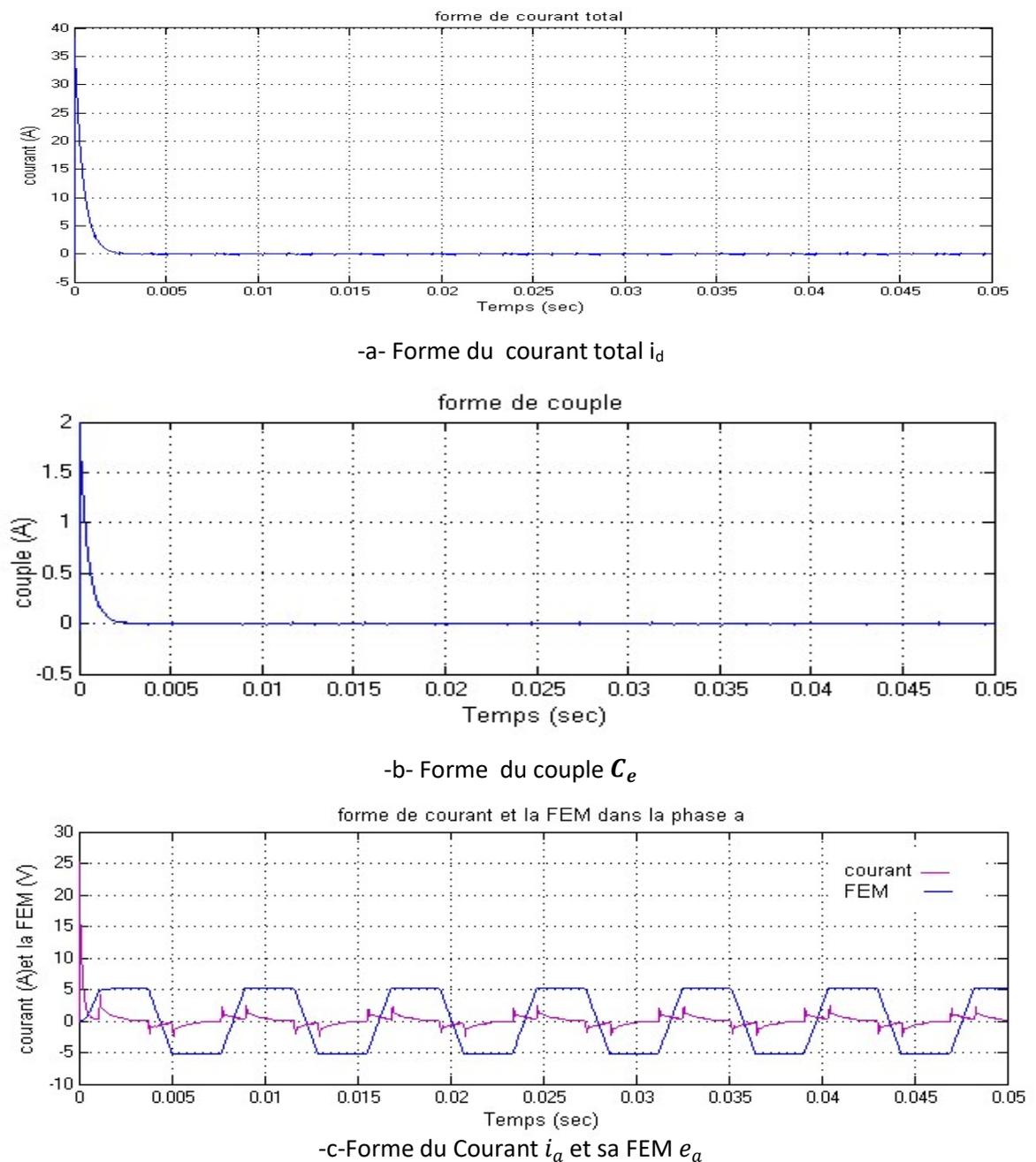


Figure 3.18. Résultats pour le fonctionnement du BLDC

3.6.1 analyse et commentaire

- On remarque que le couple est approximativement constant pour une vitesse constante dans le régime permanent avec la présence des petites ondulations.
- On remarque que le couple et le courant total ont les même forme.
- Les formes des FEMs et les courants sont en phase.
- On a calculé les paramètres de PID avec les trois méthodes présentes et on remarque que les paramètres de la première méthode donnent le bon résultat.

3.7 Conclusion

Nous avons vu que le PID appliqué aux moteurs électriques à courant continu était un régulateur qui pouvait offrir de bonnes performances, que ce soit au niveau de la précision, du temps de réaction, du dépassement, ou de la stabilité. Diverses méthodes permettent d'optimiser les coefficients du PID. Mais le régulateur idéal n'existe pas, chaque optimisation d'un paramètre (précision, ...) se fait aux dépends d'un autre.

Chapitre 4 Implémentation sur la carte FPGA

4.1 Introduction

Le principe de la logique programmable remonte au début des années 1960, le concept ayant été proposé par G. Estrin [Est63]. Il a cependant fallu attendre les années 1980 pour que les premières réalisations matérielles apparaissent sur le marché. L'apparition de ce type de circuit s'est d'abord faite au travers de circuits logiques programmables simples de type PAL (Programmable Array Logic), qui se programment comme des mémoires non volatiles de type ROM et sont utilisés pour implémenter des fonctions combinatoires simples, telles des décodeurs d'adresse, ou des contrôleurs de bus. Avec les évolutions en micro-électronique, différentes familles de circuits programmables ont commencé à apparaître : les CPLD (Complex Logic Programmable Device), puis les FPGA (Field Programmable Gate Arrays), introduits par la société Xilinx en 1985. L'industrialisation de ce type de circuits s'est faite à grande échelle avec l'apparition de circuits de plus en plus performants et reprogrammables à volonté. Les circuits de type FPGA les plus récents offrent désormais l'équivalent de dix millions de portes logiques programmables, à des fréquences de fonctionnement atteignant les 200MHz. À l'heure actuelle, on compte une dizaine de fabricants, le marché étant nettement dominé par les sociétés Xilinx, Altera (circuits reprogrammables) et Actel (circuits non reprogrammables).

Dans ce chapitre, On va présenter une méthode pour l'implémentation d'un régulateur PID sur la carte FPGA. Nous utilisons le System Generator de Xilinx pour la description de l'implémentation sur FPGA.

4.2 Les circuits programmables [22]

La plupart des circuits numériques programmables sont issues de l'architecture <<Von-Neumann>>. Ensuite une autre architecture qui vient pour améliorer la cadence de calcul ou le facteur du temps d'exécution est importante. Cette architecture est appelée <<Harvard >>. Le besoin de composants très rapides a orienté les chercheurs à développer une autre solution différente aux autres architectures.

Cette solution réside dans le mode de programmation qui est devenu architectural à logique câblée au contraire des deux premières architectures où la programmation est séquentielle.

Il existe deux solutions qui sont :

Une solution logicielle : c'est une solution programmable de type <<processeur >>, la programmation dans cette solution est dépendante des composants et le traitement est séquentiel (DSP, Microprocesseur....)

Une solution matérielle : c'est une solution programmable de type <<logique >>, la programmation dans cette solution est architectural avec un langage de description HDL et le traitement est parallèle.

Les caractéristiques de ces circuits sont :

4.2.1 Les circuits de type DSP/ Microprocesseur

- Un rapport performance/ coût faible.
- Le temps de conception est très petit.
- Une grande souplesse d'utilisation.

4.2.2 Les circuits de type spécialisé ASIC

- Très performants.
- un cycle de conception long.
- Une architecture figée.

4.2.3 Les circuits de type FPGA

- Des performants proches des ASIC.
- Un cycle de conception long.
- Une architecture modifiable.

4.3 Les circuits logiques programmables [22]

Un circuit programmable est un assemblage d'opérateurs logiques combinatoires et de bascules dans lequel la fonction réalisée n'est pas fixée lors de la fabrication. Il contient Potentiellement la possibilité de réaliser toute une classe de fonction, plus ou moins large suivant son architecture .la programmation du circuit consiste à définir une fonction parmi toutes celles qui sont potentiellement réalisables. Comme dans toute réalisation en logique câblée, une fonction logique est définie par les interconnexions entre des opérateurs combinatoires et des bascules, et par les équations d'opérateurs combinatoires. Ce qui est programmable dans un circuit concerne donc les interconnexions et l'opérateur combinatoire.

La réalisation d'un circuit avec la logique programmable, utilisera moins de composants puisque ceux-ci réalisent directement les fonctions logiques désirées. Un circuit ayant moins de composants sera habituellement moins coûteux à concevoir, réaliser et distribuer. La réduction du nombre de composants électroniques tend aussi à augmenter la fiabilité des circuits et à réduire la consommation énergétique.

La plupart des PLDs suivent la structure suivante :

- Un ensemble d'opérateurs « ET » sur lesquels viennent se connecter les variables d'entrée leurs compléments;
- Un ensemble d'opérateurs « OU » sur lesquels les sorties des opérateurs « ET » sont connectées;
- Une éventuelle structure de sortie (portes inverseuses, logique 3 états, registres...).

Les deux premiers ensembles forment chacun ce qu'on appelle une matrice. Les interconnexions de ces matrices doivent être programmables. C'est la raison pour laquelle elles sont assurées par des fusibles qui sont « grillés » lors de la programmation. Lorsqu'un PLD est vierge, toutes les connexions sont assurées. On peut remarquer que la représentation d'une telle structure est complexe alors que le nombre de portes intégrées est peu important. Les constructeurs ont donc très rapidement adoptés un autre type de représentation rendant les schémas beaucoup plus lisibles. On remarquera que la norme adoptée est américaine.

Les figures suivantes indiquent la structure de base d'un PLD :

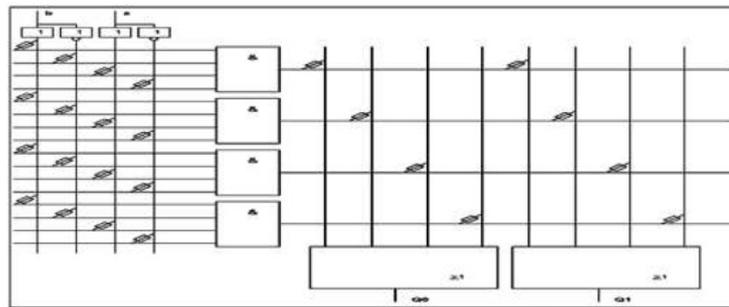


Figure 4.1. Structure de base d'un PLD.

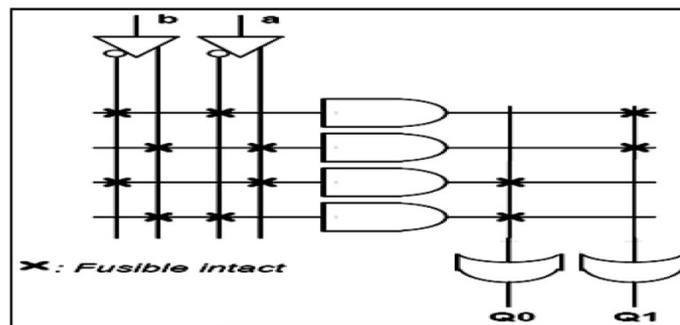


Figure 4.2. PLD programmé.

Selon le caractère programmable des matrices AND et OR, on distingue des différents types des circuits logiques programmables:

- PROM (Programmable Read-Only Memory): la matrice AND est fixe et la matrice OR est programmable.
- PAL (Programmable Array Logic): matrice AND programmable suivie d'une matrice OR fixe.
- PLA (Programmable Logic Array): les deux matrices sont programmables.

4.3.1 Les différentes familles des circuits logiques programmables [22]

Il existe plusieurs familles de PLD qui sont différenciées par leur structure interne, la plus ancienne et la plus connue est la famille des P.A.L.

a. Les P.A.L.

Signifie (Programmable Array Logic), c'est à dire réseau logique Programmable. Ce sont les premiers circuits programmables à être utilisés pour réaliser des fonctions logiques. Ils possèdent des matrices « ET » programmables et des matrices « OU » fixes. La programmation de ces circuits s'effectue par destruction de fusibles. Une fois programmée on ne peut plus les effacer. La structure de base de ce PLD est présentée par le schéma suivant:

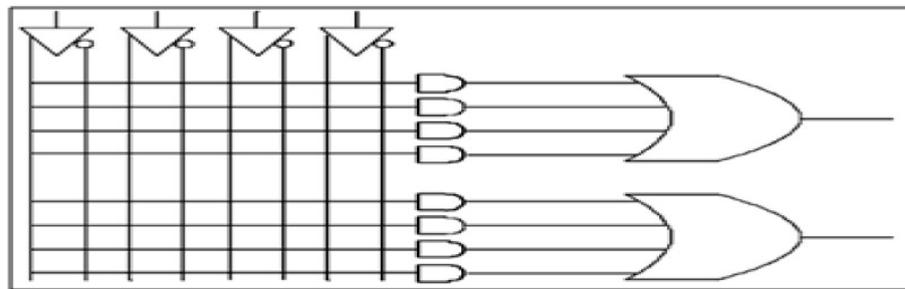


Figure 4.3. Structure de base d'un PAL.

A partir de cette structure de base il va être possible de réaliser de nombreuses fonctions logiques. La programmation consiste à détruire les fusibles pour obtenir les fonctions désirées.

b. Les P.A.L. effaçables (E.P.L.D.)

Les E.P.L.D. ce qui signifie (Erasable Programmable Logic Device), c'est à dire circuit logique programmable et effaçable. Ils peuvent être effacés par Ultraviolet ou électriquement. Ils sont encore appelés P.A.L. CMOS

c. Les G.A.L.

Les G.A.L. Ce qui signifie (Generic Array Logic) ou encore réseau logique générique. Leur fonctionnement est identique aux P.A.L. CMOS, ils sont programmables et effaçables électriquement.

d. Les C.P.L.D.

Les C.P.L.D. Ce qui signifie (Complex Programmable Logic Device), Ces circuits sont composés de plusieurs P.A.L.s élémentaires reliés entre-eux par une zone d'interconnexion.

Grâce à cette architecture, ils permettent d'atteindre des vitesses de fonctionnement élevées (plusieurs centaines de MHz).

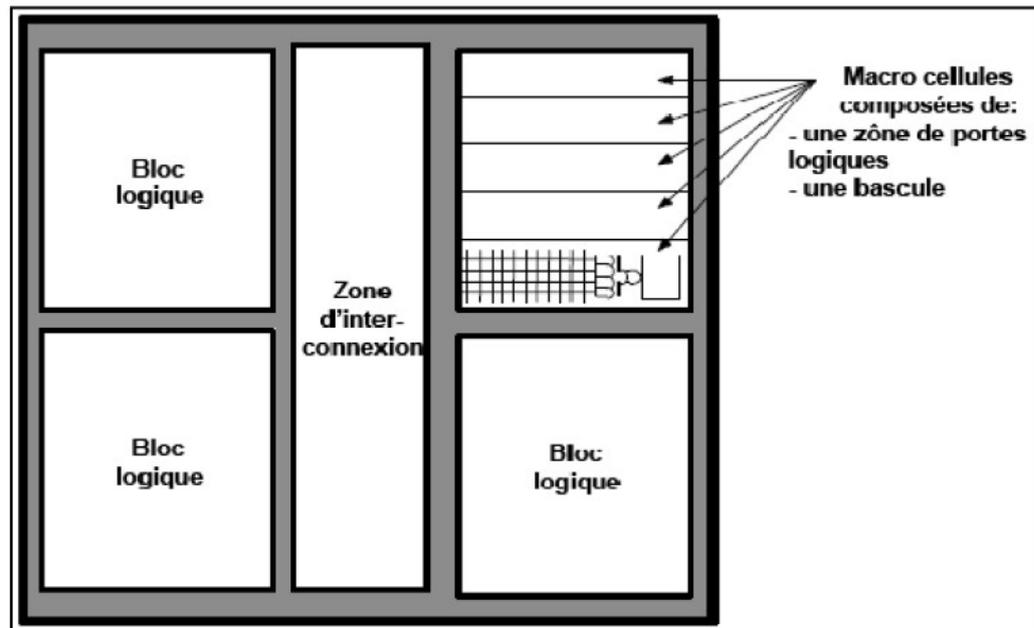


Figure 4.4. Structure générale d'un CPLD.

e. Les F.P.G.A

(Field Programmable Gate Array) ou réseau de portes programmable par l'utilisateur. C'est un ensemble de blocs logiques élémentaires que l'utilisateur peut interconnecter pour réaliser les fonctions logiques de son choix. On distingue deux types:

-FPGA à anti-fusible: programmables électriquement par l'utilisateur, non effaçables.

-FPGA à SRAM: ou encore LCA (Logic Cell Array) introduit en 1985 par XILINX à base des cellules SRAM pour configurer les connexions entre les blocs logiques.

La figure 4.5 donne une classification possible des circuits logiques programmables en précisant où se situe chaque type de ces circuits dans cette classification.

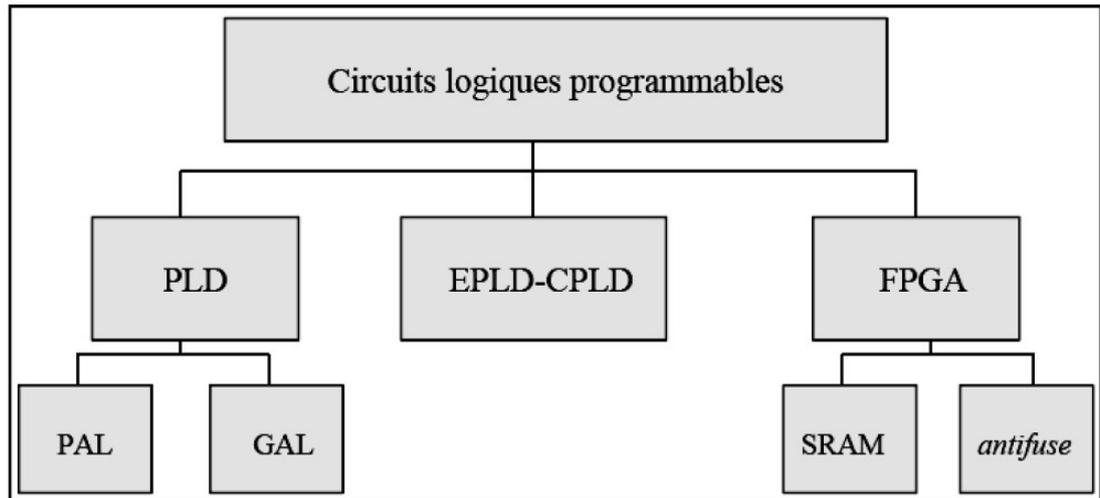


Figure 4.5. Résumé graphique des circuits logiques programmables.

4.4. Les circuits FPGA

4.4.1 Définition

Un FPGA (Field Programmable Gate Array) se compose d'une matrice de blocs logiques entourée de blocs d'entrée sortie programmables, et l'ensemble étant relié par un réseau d'interconnexions programmable (routage), la figure suivante illustre son structure générale [10].

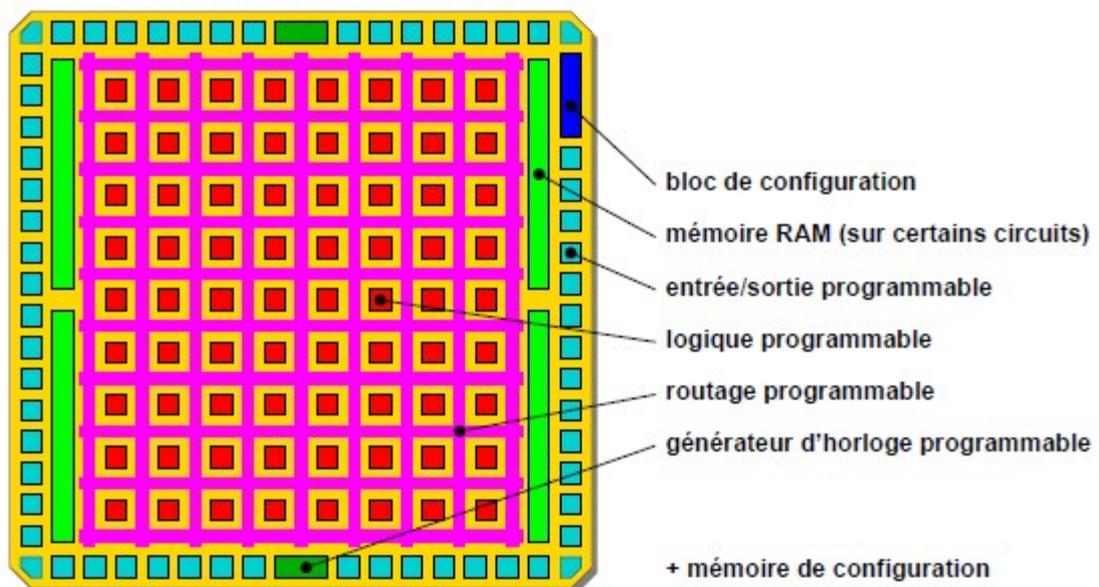


Figure 4.6. Structure générale d'un FPGA.

La structure du bloc logique change selon le fabricant et la famille. Aujourd'hui, la structure la plus utilisée est basée sur une Look-Up Table (RAM) pour implémenter une fonction combinatoire plus une bascule D, la figure suivante montre un bloc logique de base [10].

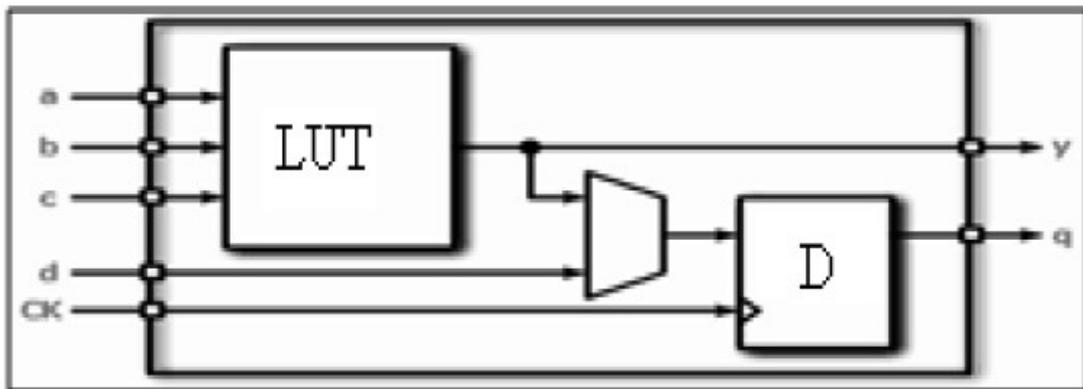
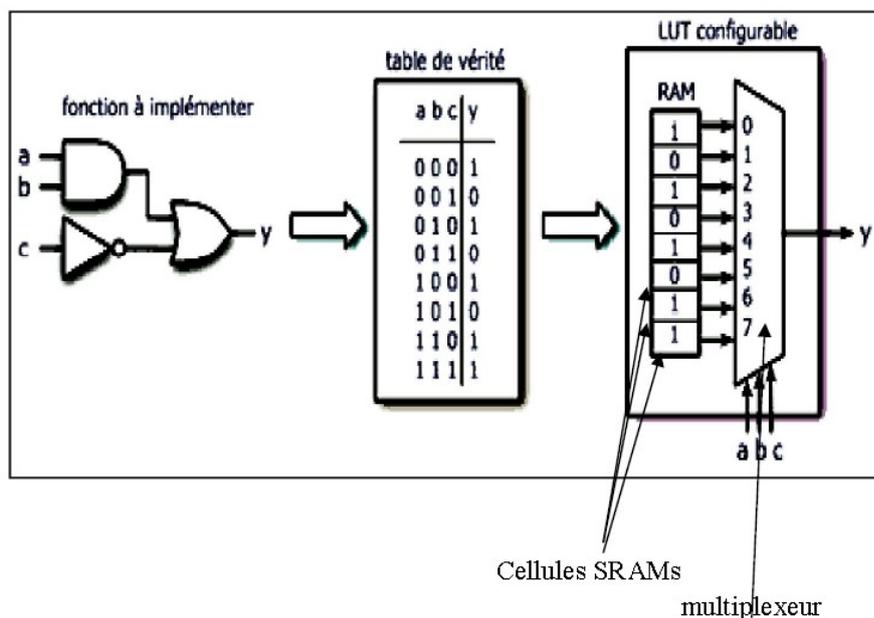


Figure. 4.7. Bloc logique d'un FPGA.

La fonction de la LUT est de stocker la table de vérité de la fonction combinatoire à implémenter dans la cellule.



Cellules SRAMs
multiplexeur

Figur

re.4.8 Principe de travail d'un LUT.

Les circuits FPGA offrent une surface d'implémentation matérielle importante pouvant s'étendre sur des millions de porte logiques programmables et s'exécutant à des fréquences de fonctionnement atteindre 420MHZ.

La différence entre un FPGA et un CPLD réside dans la maîtrise du temps de propagation dans les couches logiques du circuit. Ce temps est prédictif dans les CPLD car les chemins parcourus par les signaux sont connus alors que dans les FPGA ce temps dépend de l'algorithme et de la distance entre les macro-cellules interconnectées, un FPGA permet d'atteindre un niveau d'intégration plus élevé que celui d'un CPLD.

4.4.2 Architecture interne des circuits FPGA

On appelle les FPGA parfois LCA (LOGIC cell ARRAY) réseau de cellules logiques. Pour implémenter un système dans un FPGA il est indispensable de bien connaître sa structure interne et ses limites du point de vue performances. Les composants logiques programmables sont des circuits composés de nombreuses cellules logiques élémentaires librement assemblables. Celles-ci sont connectées par programmation afin de réaliser les fonctions numériques désirées. Un FPGA est un circuit intégré avec une structure adaptable par l'utilisateur et composée d'un réseau de cellules élémentaires ou d'éléments logiques programmables CLB et IOB répartis régulièrement et reliés entre eux grâce à des connections qui forment une matrice de routage programmable. Puisque tous les éléments sont programmables, le FPGA peut émuler et réaliser n'importe circuit à condition que celui-ci n'épuise pas les ressources logiques et de routage du FPGA [16].

L'ensemble des systèmes reconfigurables FPGA est subdivisé en trois catégories :

- Des systèmes reconfigurables nommés **grain fin**
- Des systèmes reconfigurables nommés **grain moyen**
- Des systèmes reconfigurables nommés **grain large**

Chaque fondeur des FPGA donne une architecture interne différente à une autre et même entre les différentes gammes du même constructeur mais n'empêche que leurs ressemblances peuvent être rassemblées dans le schéma représentatif de la figure suivante :

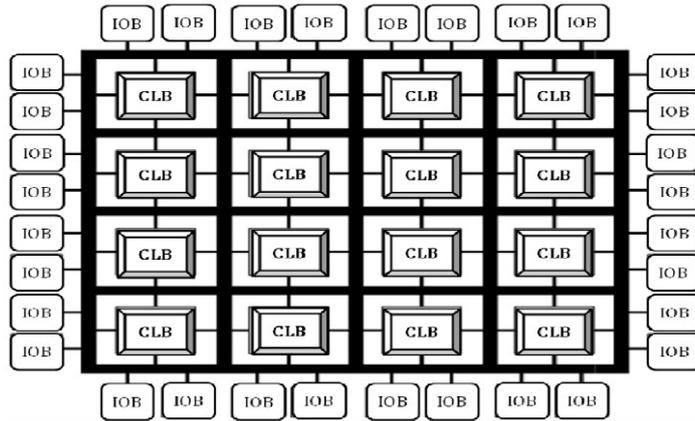


Figure. 4.9. Architecture interne d'un FPGA.

4.4.3 Critère de choix du circuit programmable FPGA

Les FPGA sont développés récemment grâce aux progrès de la technologie VLSI ,l'apparition de ce type de circuit est une évolution des système digitaux et ouvrant des perspectives de traitement numérique inaccessibles au para vaut ,la fin des années 80 a vu l'apparition des premier circuit FPGA qui sont des circuit intégrés que l'on peut configurer en un temps relativement court pour réaliser n' importe quelle fonction logique <<câblée>> à bas cout par une programmation de ces cellules logique et ses inter connexions avec une restriction de ne pas épuisée les ressources du FPGA , typiquement , un circuit FPGA haut densité peut contenir jusqu'a plusieurs millions d'élément programmable, pour réussir un application à base d'FPGA ,et afin d'obtenir un système plus performant consommant un minimum de puissance ,il est nécessaire respecter un certain nombre de règles comme [16]:

- Bien connaitre les caractéristiques du FPGA ciblé pour assurer son a d'équation avec les besoins de projet.
- Elaborer une méthodologie de conception.
- Maitriser les outils d'implémentation et de choisir des outils de synthèse de qualité.

4.4.4 Défiement domaine d'apparition des FPGA

Les FPGA ont fait révolutionner certains domaines de contrôle numérique et le plus en plus utilisent pour intégrer des architectures numériques complexes ils sont devenus les plus populaires en matière d'implantation et de prototype des circuits numériques après leur apparition sur le marché en 1984.

La clé maîtresse de leurs réussites est l'aspect de programmation de ces derniers leur utilisations actuelles parmi ces applications nous citons [16]:

- **Informatique** : périphériques spécialisés.
- **Machinerie industrielle** : contrôleur pour machines.
- **Télécommunication** : traitement d'image, filtrage.
- **Instrumentation** : équipement médical, prototypes.
- **Transport** : contrôle d'avion et métros.
- **Aérospatiale** : satellites.
- **Militaire** : radar, communication protégée, la détection ou la surveillance.

4.4.5 Avantages et inconvénient des FPGA

a. Les avantages

- Technologie facile à maîtriser.
- Temps de développement réduit.
- Reconfigurable.
- Idéale pour le prototypage.
- Coût peut être élevé.
- Parallélisme de traitement.
- Flexibilité et la possibilité de réduire fortement les délais de développement et commercialisation.
- La reconfiguration par fois en temps réel [16].

b. Les inconvénients:

- Performances non optimisées.
- Temps de réponse long par rapport aux ASIC [16].

Pour bien exécuter notre projet, nous avons utilisé les 3 logiciels suivants :



MATLAB R2007a.lnk



Xilinx System Generator 10.1.lnk



Xilinx ISE 10.1.lnk

Une Co-simulation software et hardware sera également effectué sous SIMULINK et SYSTEM GENERATOR de XILINX [20].

- La première étape : utiliser les blocs de la bibliothèque Simulink pour générer les signaux qu'on souhaite obtenir.
- La deuxième étape après l'installation de System Generator: dans cette partie de nouveaux blocs de Xilinx vont apparaitre pour refaire le même travail

A la fin de la deuxième étape on peut générer le programme en langage VHDL, qui sera par la suite compiler et exécuter pour en vu de son implémentation sur FPGA

Les détails de ce travail sont ainsi développés dans ce chapitre[20] .

4.5 Le logiciel Xilinx System Generator

System Generator est un outil de conception DSP de Xilinx qui permet l'utilisation de Math Works basé sur des modèles Simulink pour la conception FPGA.

Les schémas sont capturés dans la modélisation de l'environnement DSP Simulink à l'aide de blocs spécifiques de Xilinx. Toutes les étapes en aval de la mise en œuvre FPGA y compris la synthèse sont automatiquement effectuées en vue de créer un fichier de programmation [20].

Plus de 90 blocs de construction DSP sont fournis dans le jeu de blocs DSP de Xilinx pour Simulink (figure4.10). Ces blocs comprennent les blocs de construction commune DSP tels que des additionneurs, des multiplicateurs et des registres. D'autres blocs sont également inclus tels que les blocs FFT, filtres, etc.

- Le bloc doit avoir au moins un port de sortie.
- Le code pour le bloc doit exister sur le chemin de MATLAB ou dans le même répertoire que le modèle qui utilise le bloc.

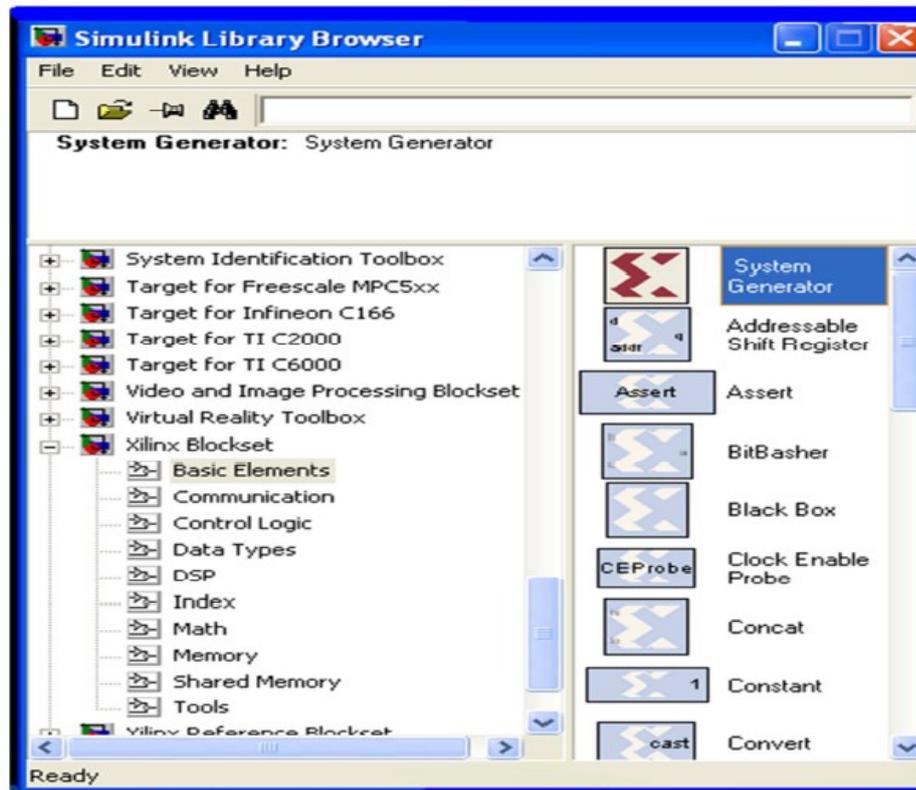


Figure. 4.10. Les blocs de Xilinx pour Simulink.

4.5.1 Définition du bloc system Generator(SG)

Le bloc System Generator permet de contrôler les paramètres du système et la simulation, et est utilisé pour appeler le générateur de code. Tous les modèles Simulink contenant les blocs de Xilinx doit contenir au moins un bloc SG. Une fois ce dernier ajouté à un modèle, il est possible de spécifier la manière dont la génération de code et de simulation doivent être manipulée (figure 4.11) [20].



Figure. 4.11. Le bloc SG.

4.5.2 Les options de bloc SG

- **Compilation:** Indique le type de résultat de compilation qui devrait être produite lorsque le générateur de code est invoqué.
- **Part:** Définit le type de FPGA utilisé.
- **Target directory:** Définit l'emplacement où SG devrait écrire les résultats de la compilation. Comme le système générateur et les outils FPGA de conception physique génèrent de nombreux fichiers, il est préférable de créer un répertoire cible distinct, à savoir, un répertoire autre que le répertoire contenant nos fichiers de modèles Simulink.
- **Synthesis tool:** Indique l'outil à utiliser pour synthétiser la conception. Les possibilités sont Synplicity Synplify Pro, Synplify, et XST de Xilinx.
- **Hardware DescriptionLanguage:** Indique le langage HDL utilisé pour la compilation de la conception. Les possibilités sont VHDL et Verilog.
- **Mutate implementation:** Cette fonction de SG permet de créer un banc de HDL. Simuler le banc de test dans un simulateur HDL permet de comparer les résultats de simulation Simulink avec ceux obtenus à partir de la version compilée de la conception. Pour construire des vecteurs de test, System Generator simule la conception dans Simulink, et enregistre les valeurs observées au niveau des passerelles. Le premier fichier HDL pour le banc de test est nommé testbench.vhd qui est un nom dérivé de la partie de la conception à l'essai.

Note: Cette option n'est pas prise en charge lorsque des blocs de mémoire partagée sont inclus dans la conception.

- **Période d'horloge FPGA (ns):** Définit la période en nanosecondes de l'horloge matérielle.

La valeur ne doit pas être un nombre entier.

- **l'emplacement broche Clock:** Définit l'emplacement des broches pour l'horloge matérielle. Cette information est transmise à la mise en œuvre des outils Xilinx vers un fichier de contraintes. Cette option ne devrait pas être spécifiée si la conception du système générateur doit être incluse dans le cadre d'un grand projet de conception HDL.

- **générateur d'horloge (DCM):** Crée une enveloppe d'horloge avec un DCM qui peut piloter jusqu'à trois ports d'horloge à des taux différents pour Virtex-4 et Virtex-5 et jusqu'à deux ports d'horloge pour Spartan-3A .
- **DMC entrée période de l'horloge (ns):** préciser si différente de la période d'horloge FPGA (ns) option .

4.5.3 La précision et les passerelles Xilinx

SG fonctionne avec les modèles Simulink standard. Deux blocs appelés "Gateway In" et "Gateway Out" définissent la limite du FPGA du modèle de simulation Simulink. La passerelle Dans le bloc convertit le flottant entrée à un point de nombre à virgule fixe. Vous double-cliquez sur le bloc pour faire apparaître l'éditeur de propriétés qui est l'endroit où le nombre de point fixe peut être entièrement spécifié [15].

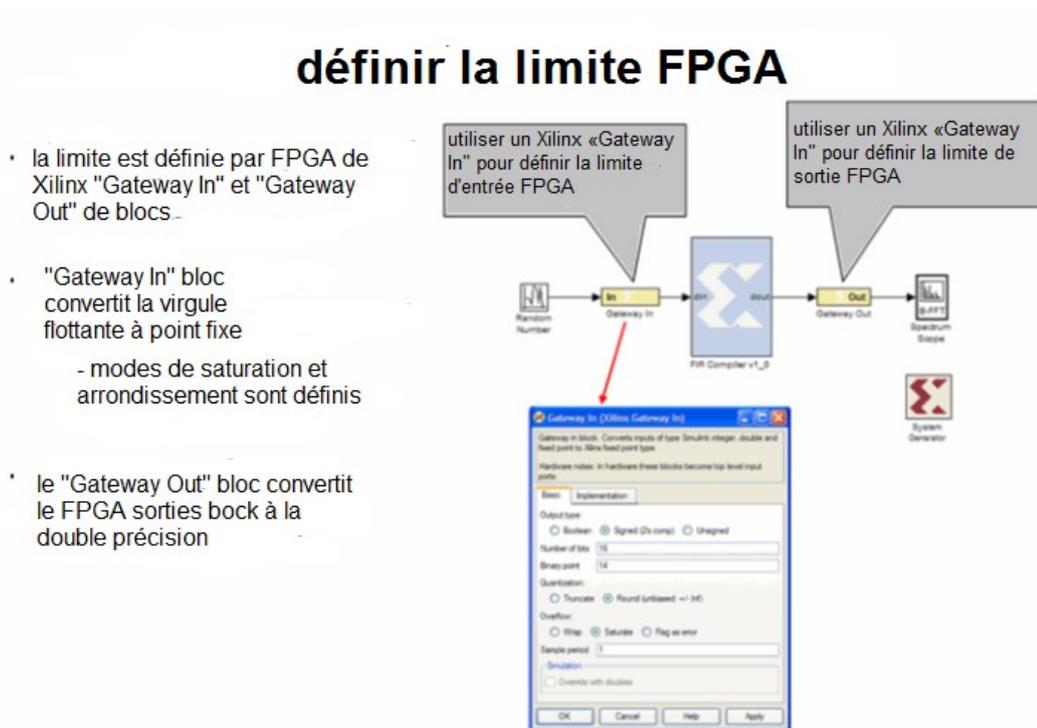


Figure. 4.12. La limite FPGA.

a Point fixe et opérations sur les bits

- **Point de précision numérique**

SG prend en charge trois types de données, non signées pour les opérations positives DSP seulement, signés soit deux de complètement utilisé pour les opérations DSP comportant des nombres négatifs et booléens pour des signaux de commande de 1 bit. Chaque bloc ont généralement des paramètres de quantification[15].

précision point fixe numérique

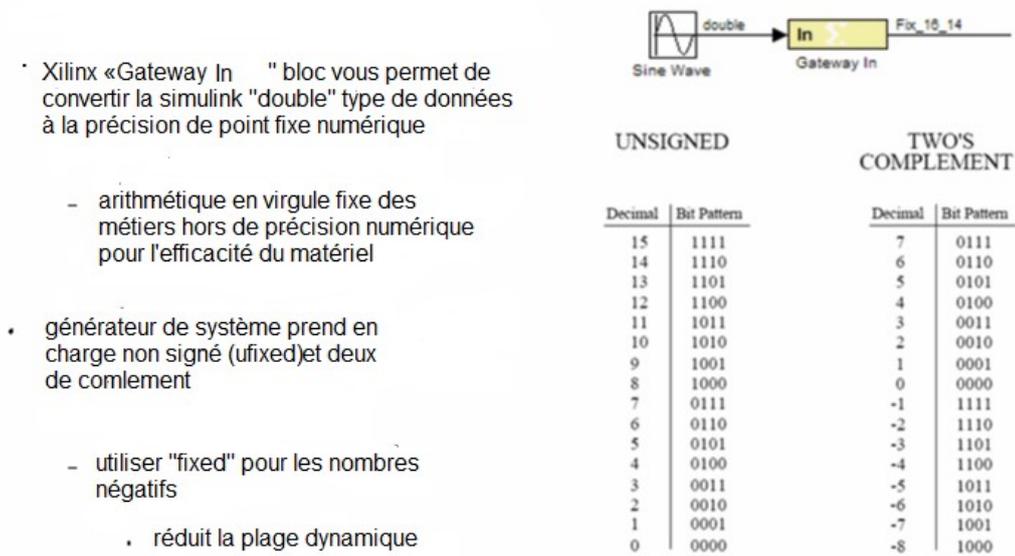
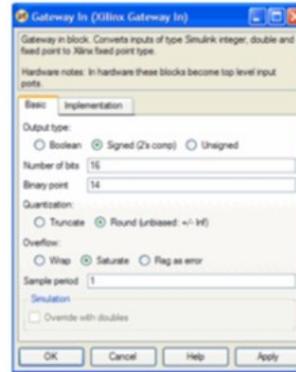
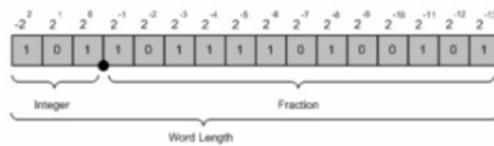


Figure. 4.13. Précision point fixe numérique.

- **SG de point fixe de quantification**

Xilinx virgule fixe de types de données sont définis par le nombre total de bits spécifiant ensuite l'emplacement du point de binaire. La différence, qui représente le nombre de bits vers la gauche de la virgule binaire, sont des bits entiers pour les numéros de ufixed et les bits entiers ainsi que bit de signe pour des nombres signés FPGA Xilinx n'exigent pas que FixedPoint numéros de tomber dans les pré-définis 8 bits frontières comme c'est le cas avec les processeurs DSP. La logique peut se développer bit par bit pour accueillir le nécessaire en virgule fixe de précision [15].

System Generator de point fixe de quantification



- système générateur prend en charge les fixes de points de données types
 - signé (complément à 2)
 - nécessaire pour les nombres négatifs
 - unsigned
 - fournit une plus grande gamme de certains matériels lors nombres sont tous positifs
- optimiser la plage dynamique du nombre
 - utiliser Minimale # de bits entiers pour accueillir la gamme de valeurs possibles
 - utiliser Minimale # de bits fraction pour accueillir une précision acceptable

Fractional BIts	Fractional Values Available
1	0, 0.5
2	0, 0.25, 0.5, 0.75
3	0.125, 0.25, 0.375, 0.5, 0.625, 0.75, 0.875

Figure .4.14. SG de point fixe de quantification.

4.6 La simulation sous Simulink de SG

La simulation sous SG (figure4.15) est faite de la même manière que sous simulink de MATLAB et voila le schéma équivalent de notre régulateur PID en SG:

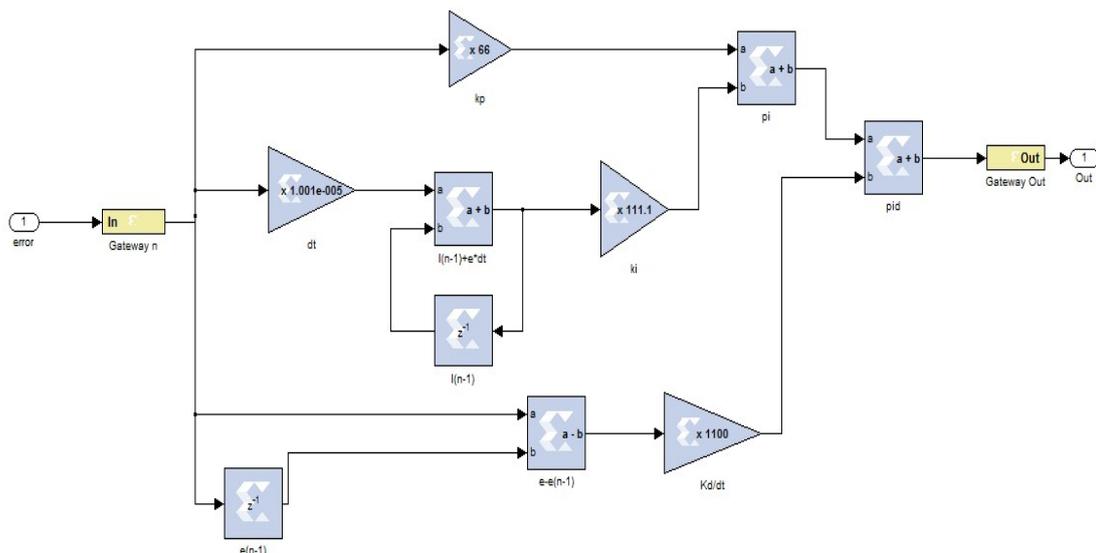


Figure.4.15. block PID en SG.

La figure (4.15) montre régulateur PID intégré en System Generator toolbox. Les blocs jaunes IN et OUT création d'interconnexion entre les blocs de blocs Simulink et System Generator. Les blocs bleus représentent le régulateur PID, qui est créé selon l'équation:

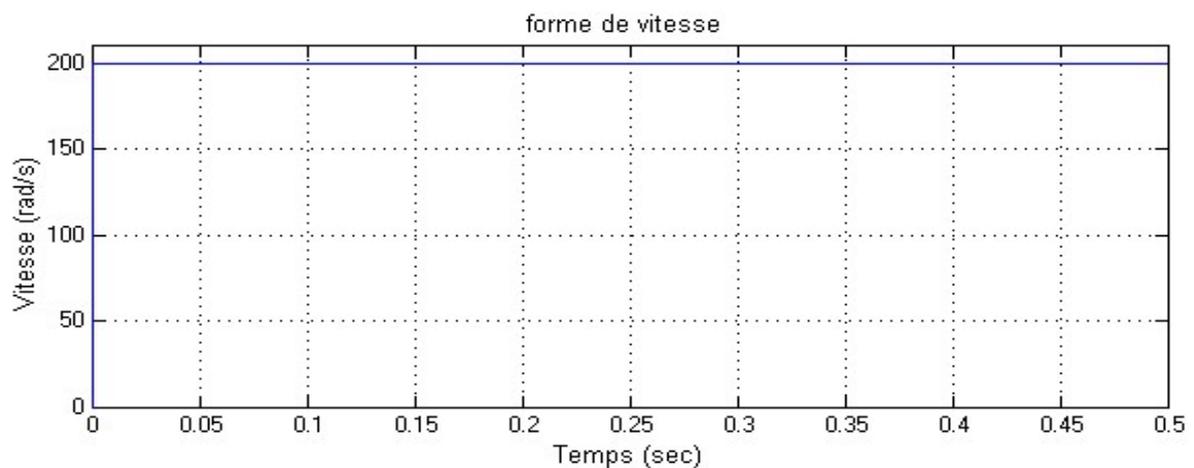
$$out = k_p \cdot e + k_i(I_{n-1} + e \cdot dt) + k_d \frac{e - e_{n-1}}{dt}$$

4.6.1 Simulation et résultats obtenus en SG

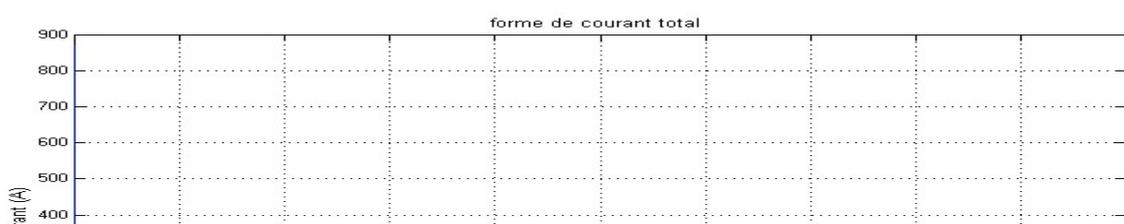
Nous avons appliqué un réglage de vitesse du moteur à courant continu sans balais (BLDC) associée à un régulateur PID en SG.

La figure (4.16), présente la simulation du BLDC en SG, la figure (4.16.a) présente l'évolution de la vitesse, nous remarquons que la vitesse suit parfaitement sa consigne avec temps de réponse $t=0.0008$ s.

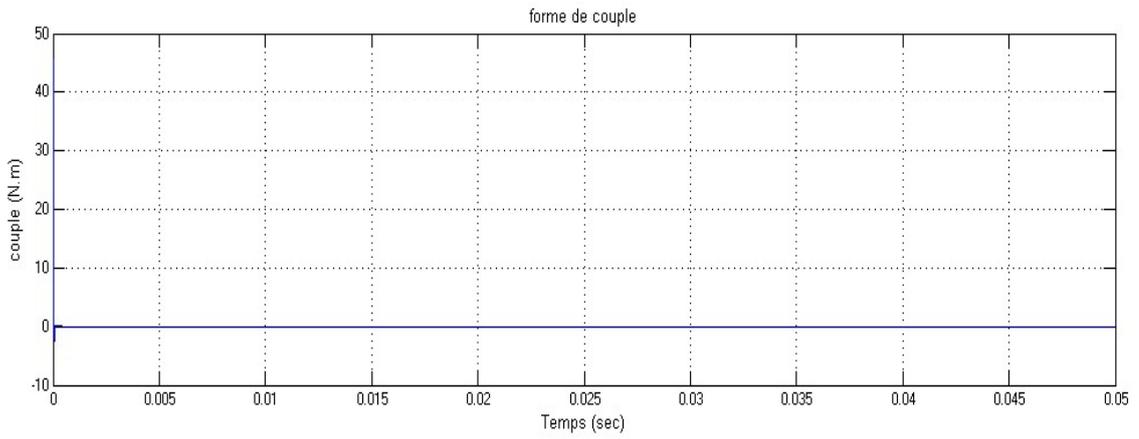
En suite, la figure (4.16.b) présente le courant total i_d , le couple selon la figure(4.16.c), le courant d'une phase avec sa FEM correspondante soit par exemple la phase a figure (4.16.c) et la figure (4.16.d) représenter le zoom de la figure (4.16.c)



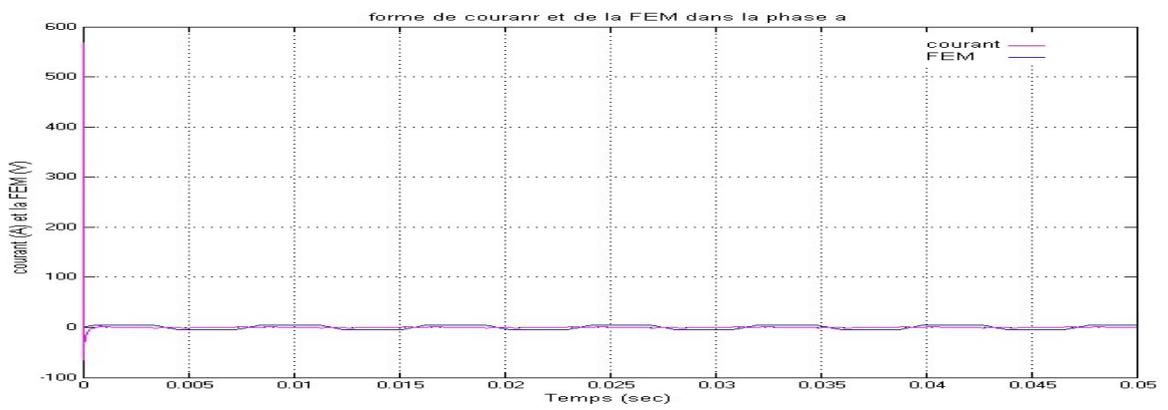
-a- La vitesse et sa consigne en SG.



-b- Forme du courant total i_d



-c- Forme de du couple C_e



-c- Forme du Courant i_a et sa FEM e_a

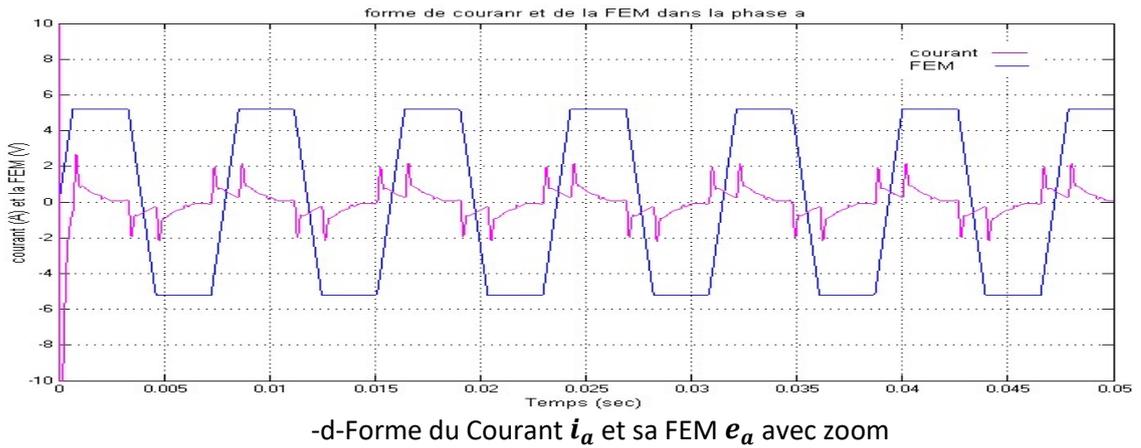


Figure.4.16. Résultats pour le fonctionnement du BLDC en SG.

a analyse et commentaire

Les résultats de simulation sous MATLAB ont la même forme que sous System Generator.

- le temps de réponse du vitesse en simulation sous SG ($t=0.0008$ s) est plus petit que le temps de réponse du vitesse en simulation sous MATLAB ($t=0.0035$ s), ceci est due à l'approximation utilise (virgule fixe).
- Les FEMs et les courants en simulation sous SG et la simulation sous MATLAB ont les mêmes formes dans le régime permanent ou les FEMs sont en phase avec les courants.

4.7 Conclusion

L'implémentation du régulateur PID numérique sur FPGA reproduit les mêmes caractéristiques que celle obtenues par calcul et par implémentation sur MATLAB. Lors de la conception et de l'implémentation du régulateur PID numérique le choix du nombre de bits est relatif aux grandeurs des valeurs dans chaque étage.

Les avantages d'utilisation de l'implémentation à travers le SG sont :

- Temps de conception.
- Vérification par simulation sur MATLAB.
- Génération du VHDL ou Verilog d'une manière très simple.

Conclusion générale

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire, concerne la commande de vitesse du moteur à courant continu sans balais.

Nous avons commencé ce mémoire en donnant un bref aperçu sur le principe et les types de ce moteur ainsi que l'électronique de pilotage qui est lui associée en donnant deux circuits spécialisés pour la commande de ce moteur.

Pour le deuxième chapitre nous avons construit un modèle a partir des équations pour la machine avec son commutateur et après on a fait des testes de simulation pour mieux connaître le fonctionnement de la machine en boucle ouverte. Ainsi nous avons fait une variation paramétrique sur le moteur pour savoir l'influence de ces paramètres sur le fonctionnement du BLDC. A la fin on a donné les résultats de simulation.

Dans le troisième chapitre nous avons contrôlé la vitesse du moteur BLDC par le régulateur PID et nous avons vu comment calculer les coefficients (k_p , k_i , k_d) de cet régulateur avec trois méthodes et les résultats que nous avons acquises.

Pour le quatrième chapitre nous avons présenté les cartes FPGAs (Définition domaine d'apparition des FPGA , Avantages et inconvénient des FPGA ...), le logiciel XILINX Système Generator (définition du bloc SG , Les options de bloc SG ...), et nous avons montré comment faire la relation entre les deux , et A la fin on a présenté le bloc PID en Système Generator et le résultat de simulation .

Pour les travaux futurs nous préconisons une réalisation pratique sur ce type de moteur sur la base de l'étude théorique que nous avons faite car ce moteur présente de nombreux avantages par rapport aux autres actionneurs.

Annexes

Schéma du Simulink pour la vitesse et de couple

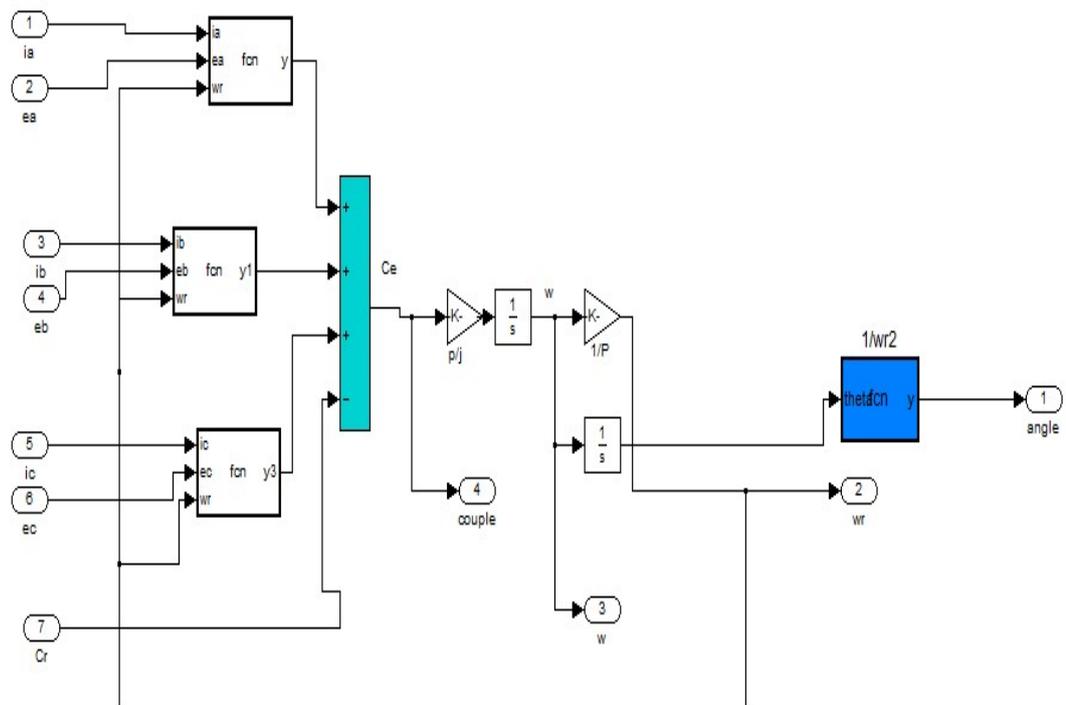
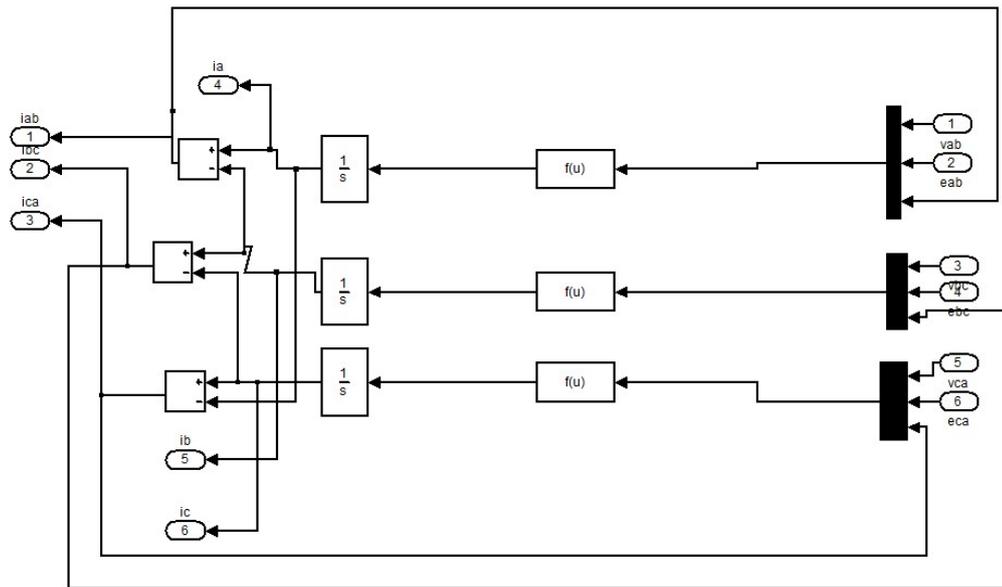


Schéma du Simulink pour trois courants de phase



Programme des interrupteurs

```
function [T1,T2,T3] = fcn(theta)
pi=180;
if( theta<=(pi/6) && (theta>=0))
    T1=1;T2=0;T3=1;

else
    if( (theta>pi/6 )&& (theta <= pi/2))
        T1=1;T2=0;T3=0;

    else
        if ((theta>pi/2) && (theta <= 5*pi/6))
            T1=1;T2=1;T3=0;

        else
            if ((theta>5*pi/6) && (theta<=7*pi/6))
                T1=0;T2=1;T3=0;
            else
                if ((theta>7*pi/6) && (theta<=3*pi/2))
                    T1=0;T2=1;T3=1;
                else
                    if(( theta>3*pi/2) && (theta<=11*pi/6))
                        T1=0;T2=0;T3=1;
                    else
                        ((theta>11*pi/6) && (theta<= 2*pi))
                            T1=1;
                            T2=0;
                            T3=1;
                        end
                    end
                end
            end
        end
    end
end
end
end
end
end
```

Programme de *FEM* (force electromotrice)

```
function [ea,eb,ec] = fcn(theta,E)

pi=180;

if theta<=pi/6
    ea=(6*E/pi)*theta;
    eb=-E;
    ec=E;
else
    if ((theta>pi/6 )&& (theta<=pi/2))
        ea=E;
        eb=-E;
        ec=(-6*E/pi)*theta+2*E;
    else
        if((theta>pi/2) &&( theta<=5*pi/6))
            ea=E;
            eb=(6*E/pi)*theta-4*E;
            ec=-E;
        else
            if((theta>5*pi/6) && (theta<=7*pi/6))
                ea=(-6*E/pi)*theta+6*E;
                eb=E;
                ec=-E;
            else
                if((theta>7*pi/6 )&& (theta<=3*pi/2))
                    ea=-E;
                    eb=E;
                    ec=(6*E/pi)*theta-8*E;
                else
                    if((theta>3*pi/2 )&& (theta<11*pi/6))
                        eb=- (6*E/pi)*theta+10*E;
                        ea=-E;
                        ec=E;
                    else
                        ea=(6*E/pi)*theta-12*E;
                        eb=-E;
                        ec=E;
                    end
                end
            end
        end
    end
end
end
end
end
```

Bibliographie

- [1] Pierre Mayé, 'Moteurs électriques pour la robotique '. Editions Dunod, Paris, 2000.
- [2] Oludayo John Oguntoyinbo, 'PID control of brushless DC motor and robot trajectory planning and simulation with matlab/simulink',university of applied sciences, December 2009.
- [3] Tifoura Houda , Benhammou Sarah 'Commande d'un Moteur Brushless(BLDC) par PIC 16F877A '. Thèse Ingénieur, université de Blida, Juin 2009.
- [4] DJEMAI Mourad , TELLAA Mawloud, 'Commande de la vitesse et de la position d'un moteur à courant continu sans balais pour les applications en robotique'.Thèse Ingénieur, ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE , El Harrach-Alger, Promotion 2006/2007.
- [5] Ramanjanyulu Challapalli, Utkarsh Gupta, Tamil Nadu, India ' Design Of A Position Loop Servo Controller For A BLDC Motor Based Rotary Electro - Mechanical Actuation System '. Final Project Documentation ,CVR COLLEGE OF ENGINEERING, PIN: 501510.
- [6] Vincenzo Marano, ' L6235 Three phase Brushless DC Motor '.
- [7] Freescale Semiconductor Advance information ' Brushless DC 1.0 AMP 28 VOLT Motor Driver ' data sheet.

- [8] Mehmet Cunkas, Omer Aydoğdu, , 'REALIZATION OF FUZZY LOGIC CONTROLLED BRUSHLESS DC MOTOR DRIVES USING MATLAB/SIMULINK' . Department of Electronics and Computer, Technical Education Faculty, Selcuk University, 42003, Konya, Turkey, Department of Electrical and Electronics Engineering, Faculty of Engineering and Architecture, Selcuk University, 42075, Konya, Turkey, *Mathematical and Computational Applications*, Vol. 15, No. 2, pp. 218-229, 2010.
- [9] Moussa Bouhrik, ' Impact des Nouveaux Matériaux ((NdFeB et SmCo)) sur les Moteurs(BLDCM) Destinés aux Véhicules Electriques '. Thèse magister université de Batna, Mars 2007.
- [10] Eduardo Sanchez, 'Circuits reconfigurables :Les FPGAs'.
- [11] Sophie Sekalala, 'PERFORMANCE OF A THREE-PHASE PERMANENT MAGNET MOTOR OPERATING AS A SYNCHRONOUS MOTOR AND A BRUSHLESS DC MOTOR'. Thesis Master, City University of New York, 2003, August, 2006.
- [12] DR. S. PALANI, N.MURUGANANTHAM, ' STATE SPACE MODELING AND SIMULATION OF SENSORLESS PERMANENT MAGNET BLDC MOTOR ', International Journal of Engineering Science and Technology, Tamil Nadu, India, Vol. 2(10), 2010, 5099-5106.
- [13] S. Poonsawat, and T. Kulworawanichpong , ' Speed Regulation of a Small BLDC Motor using Genetic-Based Proportional Control'. World Academy of Science, Engineering and Technology 47, 2008.
- [14] Torbjörn Thiringer , 'BLDC Motor Modelling and Control – A Matlab®/Simulink® Implementation'. Master Thesis, CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA Göteborg, Sverige, 2005, May, 2005.
- [15] John F. Wakerly 'Digital Design Principles and Practices', Prentice Hall, 1990.
- [16] Zohir Ait Ouali, 'Application des FPGA a la commande d'un moteur asynchrone', Thèse magister, Université Mouloud Mammeri de TIZI-OUZIU.
- [17] Gaël Waiche, 'Le PID utilisé en régulation de position et/ou de vitesse de moteurs électriques', ingénieur, roboticien, Christophe Le Lann, 2006-2007.

- [18] Boubaker Azoui, 'concept and realisation of three-phase Brushless DC motor (BLDCM) for solar application '. Thèse doctorale, université de Banta, Mai 2002.
- [19] M. Perron., 'Contrôle d'un groupe servomotor-pompe par modes glissant afin d'augmenter la robustesse de l'asservissement en position d'un Vérin Hydraulique', mémoire de maîtrise en sciences appliquées, Département de Génie Electrique et de Génie Informatique, Université de Sherbrooke, Canada, Août 2004.
- [20] 'System Generator for DSP', User Guide, Release 10.1 March, 2008.
- [21] Thierry Hans, ' Asservissements numériques '. Editions Eyrolles 1991.
- [22] R. GRISEL, ' les réseaux logiques programmables', professeur université IUPGCU Amiens.