

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

CONCEPTION ET IMPLÉMENTATION EN FPGA D'UN CONTRÔLEUR POUR LES
MOTEURS BLDC DANS LES APPLICATIONS DE MOBILITÉ ÉLECTRIQUE

MÉMOIRE PRÉSENTÉ
COMME EXIGENCE PARTIELLE DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
JABER OUAKRIM

JUILLET 2026

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire, de cette thèse ou de cet essai a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire, de sa thèse ou de son essai.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire, cette thèse ou cet essai. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire, de cette thèse et de son essai requiert son autorisation.

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

MAITRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE (M. Sc. A.)

Direction de recherche :

Prof. Alben Cardenas

Directeur de recherche

Jury d'évaluation

Dr Diego Acevedo Bueno

KU Leuven- EnergyVille

Évaluateur externe

Prof. Michel Lemaire

Université du Québec à Trois-Rivières

Évaluateur

Prof. Alben Cardenas,

Université du Québec à Trois-Rivières

Directeur de recherche

Résumé

Ce travail s'inscrit dans le domaine de la commande des moteurs à courant continu sans balais (BLDC), largement utilisés dans de nombreuses applications industrielles et embarquées en raison de leur rendement élevé et de leur fiabilité. Face aux exigences croissantes en termes de performance, de précision et de robustesse, il devient essentiel de développer et d'évaluer des stratégies de commande adaptées. Dans ce contexte, l'objectif principal de ce projet est la conception et la réalisation d'un banc de test permettant l'étude et l'analyse de différentes méthodes de commande appliquées à un moteur BLDC.

Une phase de simulation a été menée afin d'étudier le comportement du système et d'évaluer différentes stratégies de commande. Cette étape a permis d'obtenir une première analyse des performances et de sélectionner les méthodes les plus pertinentes. Par la suite, ces contrôleurs ont été implémentés et validés expérimentalement sur le banc de test, permettant ainsi une comparaison basée sur des résultats réels. Les différentes approches ont été analysées selon plusieurs critères, notamment la précision du suivi, la stabilité et la capacité de rejet des perturbations.

Les résultats obtenus mettent en évidence des différences de performance entre les méthodes étudiées, certaines offrant une meilleure robustesse tandis que d'autres présentent une réponse plus rapide au prix d'oscillations plus importantes. Ce travail souligne ainsi l'importance du choix de la stratégie de commande en fonction des contraintes de l'application, tout en mettant en évidence l'intérêt de la validation expérimentale. Enfin, certaines limitations ont été identifiées, ouvrant la voie à des perspectives d'amélioration, notamment en termes d'extension des conditions de test et de renforcement de la sécurité du système.

Avant-propos

Le choix de ce sujet s'inscrit dans un intérêt particulier pour le domaine de l'électronique de puissance et de la commande des systèmes électriques, notamment appliqués aux moteurs BLDC. L'objectif de ce travail est d'approfondir les connaissances dans ce domaine à travers la conception et l'étude expérimentale de différentes stratégies de commande, tout en développant des compétences pratiques en implémentation sur des plateformes embarquées.

Ce projet a constitué une opportunité d'explorer à la fois les aspects théoriques et pratiques, en passant de la modélisation et de la simulation à la réalisation d'un banc de test et à la validation expérimentale. Il a ainsi permis de mieux comprendre les enjeux liés à la performance, à la robustesse et à l'implémentation des lois de commande dans des systèmes réels.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à mon directeur de recherche, Pr. Alben Cardenas, pour son encadrement, ses conseils avisés et sa disponibilité tout au long de ce travail. Je souhaite également remercier ma famille pour son soutien constant, sa patience et ses encouragements, malgré la distance, qui ont grandement contribué à l'aboutissement de ce projet.

Table des matières

Résumé	iii
Avant Propos	iv
Table des matières	v
Liste des tableaux	x
Liste des figures	xii
Liste des symboles	xvi
Liste des abréviations	xviii
Chapitre 1 - Introduction	1
1.1 Contexte	1
1.2 Problématique	3
1.3 Objectifs et contribution	3
1.4 Méthodologie	4
1.5 Conclusion	4
Chapitre 2 - Étude bibliographique	6
2.1 Moteurs BLDC	6
2.1.1 Classification des moteurs BLDC par rapport au rotor	7
2.1.2 Classification des moteurs BLDC par rapport au stator	9
2.1.3 L'onduleur dans la chaîne d'alimentation du moteur BLDC	11
2.2 Types de commande	11

2.2.1	Capteur à effet Hall	12
2.2.2	Commande en six étapes	14
2.2.3	Commande directe de couple	15
2.2.4	Commande à orientation de champ ou contrôle vectoriel (Field-Oriented Control (FOC))	16
2.3	Technique de commutation	18
2.4	Contrôleurs classiques	22
2.4.1	Contrôleur proportionnel (P)	23
2.4.2	Contrôleur proportionnel–intégral (PI)	24
2.4.3	Contrôleur proportionnel–intégral–dérivé (PID)	25
2.4.4	Méthodes de réglage du PID	26
2.5	Compensateur robuste	29
2.5.1	Compensateur robuste du temps mort à deux degrés de liberté DTC-2DOF	30
2.5.2	Implémentation du PID basé sur le contrôle par modèle interne (IMC–PID)	32
2.6	Conclusion	33
Chapitre 3 - Conception, modélisation et validation par simulation		35
3.1	Présentation du système et de l'architecture de commande	35
3.2	Carte de l'onduleur	37
3.2.1	Dimensionnement et choix de l'interrupteur	37
3.2.2	Dimensionnement et choix du pilote de grille	39
3.2.3	Simulation de l'onduleur triphasé sous LTspice	42
3.3	Carte d'isolation	44
3.3.1	Dimensionnement et choix de l'isolateur	44

3.3.2	Choix et dimensionnement du convertisseur CC–CC 12 V/5 V	45
3.4	Modélisation du moteur BLDC	46
3.5	Modélisation d'un système	50
3.5.1	Modélisation du modèle du premier ordre avec retard	50
3.5.2	Modélisation du modèle du second ordre avec retard	52
3.6	Simulation en boucle ouverte du moteur BLDC	53
3.7	Conclusion	56
Chapitre 4 - Implémentation en FPGA et validation expérimentale		58
4.1	Modélisation et validation du système	58
4.1.1	Modélisation du système	58
4.1.2	Validation du système	60
4.1.3	Analyse conjointe des signaux des capteurs à effet Hall et des courants de phase	61
4.2	Discrétisation des contrôleurs du moteur BLDC	63
4.2.1	Discrétisation par transformation bilinéaire (Tustin)	63
4.2.2	Discrétisation par maintien d'ordre zéro (ZOH)	64
4.3	Implémentation matérielle et paramètres des contrôleurs	65
4.3.1	Détermination des paramètres des contrôleurs	66
4.3.2	Implémentation FPGA	66
4.4	Implémentation et validation du contrôleur PI	68
4.4.1	Analyse des performances du contrôleur PI	72
4.4.2	Analyse expérimentale sous perturbation de la tension d'alimentation	73
4.4.3	Analyse de l'utilisation des ressources FPGA du contrôleur PI	74
4.5	Implémentation et validation du contrôleur PID	76

4.5.1	Analyse des performances du contrôleur PID	79
4.5.2	Analyse expérimentale sous perturbation de la tension d'alimentation	81
4.5.3	Analyse de l'utilisation des ressources FPGA du contrôleur PID ...	83
4.6	Implémentation et validation du contrôleur PID-IMC	83
4.6.1	Analyse des performances du contrôleur PID-IMC	84
4.6.2	Analyse expérimentale sous perturbation de la tension d'alimentation	87
4.6.3	Analyse de l'utilisation des ressources FPGA du contrôleur PID-IMC	87
4.7	Implémentation et validation du contrôleur DTC-2DOF	89
4.7.1	Analyse des performances du contrôleur DTC-2DOF	93
4.7.2	Analyse expérimentale du contrôleur DTC-2DOF sous perturbation de la tension du'alimentation	94
4.7.3	Analyse de l'utilisation des ressources FPGA du contrôleur DTC-2DOF	96
4.8	Implémentation en virgule fixe et effets de quantification	97
4.9	Conclusion	98
Chapitre 5 - Conclusion		100
5.1	Résultats du travail	100
5.2	Limites de l'étude	101
5.3	Perspectives	102
5.4	Travaux futurs	103
Annexe A - Paramètres du moteur BLDC LIN Engineering		111

Annexe B - Utilisation des ressources FPGA par bloc fonctionnel	112
Annexe C - Diagramme du schéma bloc de l'implémentation FPGA sous Vivado ...	113
Annexe D - Vue du PCB sous Altium et prototype réel de la carte onduleur GaN	114
Annexe E - FPGA Implementation and Performance Evaluation of Classic PID, IMC and DTC for BLDC Motor Control	115
Annexe F - Implementing Wireless Charging System for Semi-Autonomous Agricultural Robots	116

Liste des tableaux

Tableau 2-1 Comparaison entre les moteurs à flux axial et à flux radial.	10
Tableau 2-2 Comparaison entre stator à encoches et stator sans encoches.	11
Tableau 2-3 Séquence de commutation pour le moteur BLDC.	15
Tableau 2-4 Avantages et inconvénients du contrôle direct du couple (DTC).	17
Tableau 2-5 Avantages et inconvénients de la commande par orientation de champ (FOC).	19
Tableau 2-6 Réglages des paramètres PID selon Ziegler–Nichols (Méthode de réponse indicielles).	27
Tableau 2-7 Réglages des paramètres du régulateur selon la méthode de Ziegler–Nichols (méthode de fréquence critique).	28
Tableau 2-8 Réglage des paramètres selon la méthode de Chien–Hrones–Reswick (CHR).	28
Tableau 2-9 Réglage des paramètres selon la méthode de Cohen-Coon(CC).	29
Tableau 2-10 Rôle et réglage des paramètres du DTC-2DOF.	31
Tableau 3-1 Comparaison des technologies de commutation pour l’application étudiée.	39
Tableau 4-1 Paramètres du contrôleur PI obtenus par différentes méthodes de réglage.	66
Tableau 4-2 Paramètres du contrôleur PID obtenus par différentes méthodes de réglage.	66
Tableau 4-3 Paramètres du contrôleur IMC–PID pour différentes valeurs de τ_c . .	67

Tableau 4-4 Paramètres du compensateur robuste à deux degrés de liberté du temps mort (DTC-2DOF).	67
Tableau 4-5 Indices de performance du contrôleur PI.	73
Tableau 4-6 Utilisation maximale des ressources FPGA du contrôleur PI pour les méthodes ZOH et Tustin (XC7A100T-1CSG324C).	74
Tableau 4-7 Indices de performance du contrôleur PID.	80
Tableau 4-8 Utilisation maximale des ressources FPGA du contrôleur PID pour les méthodes ZOH et Tustin (XC7A100T-1CSG324C).	83
Tableau 4-9 Indices de performance du contrôleur PID-IMC.	86
Tableau 4-10 Indices de performance du contrôleur DTC-2DOF.	93
Tableau 4-11 Utilisation maximale des ressources FPGA du contrôleur DTC-2DOF pour les discrétisations ZOH et Tustin (XC7A100T-1CSG324C).	96
Tableau 4-12 Besoins maximaux en ressources arithmétiques en virgule fixe (sans blocs DSP) pour les contrôleurs PI/PID et DTC-2DOF sous discrétisations ZOH et Tustin.	98
Tableau A.1 Paramètres du moteur BLDC	111
Tableau B.1 Utilisation des ressources FPGA pour les différents blocs	112

Liste des figures

Figure 2.1	Differentes types de moteurs sans balais.	7
Figure 2.2	Types de structures du rotor dans les moteurs BLDC (a) Configuration aimants en surface, (b) Configuration aimants insérés, (c) Configuration aimants enterrés.	8
Figure 2.3	Types de flux dans les moteurs BLDC. (a) Flux radial, (b) Flux axial.	9
Figure 2.4	Schéma d'un onduleur triphasé.	12
Figure 2.5	Disposition du capteur à effet Hall.	13
Figure 2.6	Comparaison entre les signaux des capteurs à effet Hall et les signaux sinus/cosinus obtenus sur deux cycle électrique.	14
Figure 2.7	Schéma de commande méthode six étapes.	15
Figure 2.8	Schéma de commande méthode DTC.	16
Figure 2.9	Schéma de commande méthode FOC.	18
Figure 2.10	Comparaison des différentes méthodes de commutation.	21
Figure 2.11	Schéma bloc du contrôleur proportionnel (P).	24
Figure 2.12	Schéma bloc du contrôleur proportionnel–intégral (forme parallèle).	25
Figure 2.13	Schéma bloc du proportionnel–intégral–dérivé (forme parallèle). ...	26
Figure 2.14	Schéma bloc du compensateur robuste du temps mort à deux degrés de liberté.	30
Figure 3.1	Architecture globale du système d'entraînement BLDC avec commande implémentée en FPGA.	37
Figure 3.2	Carte onduleur IGBT (a) Conception sous Altium, (b) Carte réalisée.	42
Figure 3.3	Schéma de simulation de l'onduleur triphasé sous LTspice.	43

Figure 3.4	Tensions de phase V_u , V_v et V_w obtenues en simulation sous LTspice.	43
Figure 3.5	Modèle 3D de la carte d'isolation sous Altium Designer.	46
Figure 3.6	Schéma électrique équivalent du moteur BLDC.	47
Figure 3.7	Schéma global du banc d'essai simulé du système d'entraînement BLDC sous <i>MATLAB/Simulink</i>	55
Figure 3.8	Réponse de la vitesse du moteur à des échelons de rapport cyclique MLI en boucle ouverte (Modèle Simscape).	56
Figure 4.1	Réponse expérimentale de la vitesse du moteur à des échelons de rapport cyclique MLI en boucle ouverte.	59
Figure 4.2	Comparaison entre la réponse expérimentale et la réponse simulée du modèle FOPDT pour des échelons successifs du rapport cyclique en boucle ouverte.	62
Figure 4.3	Signaux des capteurs à effet Hall et courants des phases du moteur BLDC pour un rapport cyclique de 70 %.	63
Figure 4.4	(a) Schéma bloc du banc d'essai expérimental pour la commande d'un moteur BLDC triphasé., (b) Vue réelle du banc d'essai expérimental développé pour la validation des contrôleurs.	69
Figure 4.5	Architecture FPGA du contrôleur PI discrétisé par la méthode de Tustin.	70
Figure 4.6	Architecture FPGA du contrôleur PI discrétisé par la méthode de ZOH.	70

Figure 4.7	Résultats de simulation et validation expérimentale du contrôleur PI implémenté en FPGA pour différentes méthodes de réglage : (a) Cohen–Coon(CC), (b) Chien–Hrones–Reswick sans dépassement(CH), (c) Chien–Hrones–Reswick avec dépassement(CHR), (d) Ziegler–Nichols(ZN).	71
Figure 4.8	Résultats expérimentaux des contrôleurs PI sous perturbation de la tension d’alimentation. (a) PI–(ZN) (discrétisation de Tustin), (b) PI–(CH) (discrétisation de Tustin).	75
Figure 4.9	Architecture FPGA du contrôleur PID discrétisé par la méthode de Tustin.	76
Figure 4.10	Architecture FPGA du contrôleur PID discrétisé par la méthode de ZOH.	77
Figure 4.11	Résultats de simulation et validation expérimentale du contrôleur PID implémenté en FPGA pour différentes méthodes de réglage : (a) Cohen–Coon(CC), (b) Chien–Hrones–Reswick sans dépassement(CH), (c) Chien–Hrones–Reswick avec dépassement(CHR), (d) Ziegler–Nichols(ZN).	78
Figure 4.12	Résultats expérimentaux des contrôleurs PI sous perturbation de la tension d’alimentation. (a) PID–(ZN) (discrétisation de Tustin), (b) PID–(CH) (discrétisation de Tustin).	82
Figure 4.13	Résultats de simulation et validation expérimentale du contrôleur PID–IMC implémenté en FPGA : (a) $\lambda = 1$, (b) $\lambda = 2$ et (c) $\lambda = 3$	85
Figure 4.14	Résultats expérimentaux des contrôleurs PI sous perturbation de la tension d’alimentation. (a) PID–IMC ($\lambda = 1$), (b) PID–IMC ($\lambda = 2$).	88

Figure 4.15 Architecture FPGA du contrôleur DTC-2DOF discrétisé par la méthode de Tustin.	89
Figure 4.16 Architecture FPGA du contrôleur DTC-2DOF discrétisé par la méthode de ZOH.	90
Figure 4.17 Résultats de simulation et validation expérimentale du contrôleur DTC-2DOF implémenté en FPGA : (a) $\sigma = 1$, (b) $\sigma = 3$ et (c) $\sigma = 10$	92
Figure 4.18 Résultats expérimentaux des contrôleurs DTC-2DOF sous perturbation de la tension d'alimentation. (a) DTC-2DOF ($\sigma = 1$), (b) DTC-2DOF ($\sigma = 3$)	95
Figure C.1 Architecture du système implémenté sur FPGA (Vivado Block Design)	113
Figure D.1 Carte onduleur GaN : conception sous Altium et réalisation expérimentale (a) Conception de la carte sous Altium, (b) Carte onduleur GaN réalisée.	114

Liste des symboles

$G(s)$: Fonction de transfert du procédé

K : Gain statique du système

τ : Constante de temps du système

L : Temps de retard

s : Variable complexe de Laplace

$u(t)$: Signal de commande

$e(t)$: Erreur de régulation

K_p : Gain proportionnel

K_i : Gain intégral

K_d : Gain dérivé

K_c : Gain du contrôleur

t_i : Temps intégral

t_d : Temps dérivé

τ_c : Constante de temps du contrôleur (IMC)

β : Paramètre de compensation du pôle

T_0 : Paramètre d'ajustement de robustesse

T_1 : Constante de temps du filtre

τ_e : Constante de temps équivalente en boucle fermée

D_m : Marge de retard

σ : Facteur de réglage ($\sigma > 1$)

T_e : Couple électromagnétique

ω_m : Vitesse mécanique du rotor

i_u, i_v, i_w : Courants des phases

e_u, e_v, e_w : Forces contre-électromotrices

J : Moment d'inertie

F : Coefficient de frottement visqueux

T_L : Couple de charge

θ_r : Position angulaire du rotor

P : Nombre de pôles

Liste des abréviations

AC : Courant alternatif

Back-EMF : Force électromotrice inverse

BLDC : Moteur à courant continu sans balais

CC : Courant continu

C-C : Méthode de Cohen-Coon

CH : Chien-Hrones-Reswick sans dépassement

CHR : Chien-Hrones-Reswick avec dépassement

CMTI : Immunité aux transitoires en mode commun

CO₂ : Dioxyde de carbone

DTC : Commande directe de couple

DTC-2DOF : Compensateur de retard à deux degrés de liberté

FOPDT : Système du premier ordre avec retard

GaN : Nitrure de gallium

I : Indice d'énergie de commande

IGBT : Transistor bipolaire à grille isolée

IM : Moteur à induction

IMC-PID : PID basé sur le contrôle par modèle interne

ISE : Intégrale de l'erreur quadratique

ITAE : Intégrale de l'erreur absolue pondérée par le temps

MAS : Machine asynchrone

MOSFET : Transistor à effet de champ métal-oxyde

MLI : Modulation de largeur d'impulsion

PI : Régulateur proportionnel–intégral

PID : Régulateur proportionnel–intégral–dérivé

PMSM : Moteur synchrone à aimants permanents

SiC : Carbure de silicium

SOPDT : Système du second ordre avec retard

SPI : Interface périphérique série

SRM : Moteur à réluctance variable

UVLO : Verrouillage en cas de sous-tension

VE : Véhicules électriques

ZN : Ziegler–Nichols

ZOH : Maintien d'ordre zéro

Chapitre 1 - Introduction

Ce chapitre expose le cadre général de l'étude en présentant le contexte scientifique et la problématique abordée. Il précise également les objectifs de la recherche ainsi que la démarche méthodologique mise en œuvre pour les atteindre.

1.1 Contexte

L'augmentation du nombre de véhicules à travers le monde a entraîné une hausse considérable de la pollution atmosphérique, principalement due aux émissions de gaz à effet de serre des voitures à essence [1]. En brûlant des carburants fossiles, ces véhicules libèrent des quantités importantes de dioxyde de carbone (CO₂) et d'autres substances nocives [2], un phénomène parfaitement illustré par les données de la plateforme gouvernementale canadienne de données ouvertes, qui recense les émissions de CO₂ des véhicules de 1995 à 2022 [3]. Cette contribution au réchauffement climatique est une préoccupation majeure. En 2015, le Canada s'est d'ailleurs engagé à réduire ses émissions de gaz à effet de serre de 30% par rapport aux niveaux de 2005 d'ici 2030 [4].

L'adoption des véhicules électriques (VE) constitue une innovation déterminante dans la réponse aux enjeux environnementaux et énergétiques contemporains. Son principal avantage réside dans une réduction pouvant atteindre 80% des émissions de gaz à effet de serre [5]. Parallèlement à cet impact écologique, la transition vers l'électrification des transports engendre des bénéfices techniques et économiques notables, notamment une simplification de l'entretien, une fiabilité accrue et une diminution substantielle des coûts opérationnels liés à l'énergie, le tout sans compromis sur le confort et l'efficacité des déplacements [6, 7]. En tant qu'élément central de la chaîne de propulsion, le moteur électrique a pour fonction fondamentale la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique. Cette mission critique nécessite le déploiement de moteurs présentant des

caractéristiques spécifiques : une grande fiabilité, un bon rendement et une robustesse à toute épreuve.

Dans le domaine des véhicules électriques, plusieurs types de moteurs sont employés, notamment les moteurs à courant continu sans balais (BLDC), les moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM), les moteurs asynchrones ou à induction (MAS ou IM) et les moteurs à réluctance variable (SRM) [8]. Une étude comparative [9] montre que les moteurs BLDC offrent une meilleure efficacité que les moteurs à courant continu, malgré un coût d'achat plus élevé mais une maintenance réduite. En revanche, les moteurs à réluctance variable (SRM) présentent une efficacité plus faible, notamment en raison de pertes fer importantes [8–10].

La littérature technique attribue aux moteurs à courant continu sans balais (BLDC) un profil performance-avantages particulièrement pertinent, alliant haute efficacité, fiabilité et faible impact environnemental [11]. Leurs atouts majeurs résident dans leur fort couple de démarrage, leur capacité à fournir un couple élevé sur une large plage de vitesses et leur rapidité de réponse dynamique [9, 11]. L'architecture sans balais de ces moteurs, en supprimant les sources d'usure mécanique, se traduit directement par une durée de vie opérationnelle prolongée et une fiabilité supérieure [12]. Étant donné que la fiabilité et le rendement du moteur sont des critères essentiels dans les véhicules électriques, notre recherche se concentrera sur les moteurs BLDC. Cependant, la nature non linéaire du moteur BLDC et la présence d'ondulations de couple rendent son contrôle complexe, nécessitant des techniques avancées pour garantir un fonctionnement fluide et précis.

1.2 Problématique

Les moteurs BLDC sont préférés dans les VE en raison de leur densité de puissance élevée, de leur rendement et de leur maintenance réduite. Ils fonctionnent avec des commutateurs électroniques pour remplacer les balais mécaniques, ce qui permet un contrôle plus précis du moteur [13].

Le contrôle de la vitesse des moteurs BLDC est un domaine clé dans la recherche et le développement des VE. Les stratégies de contrôle de ces moteurs sont cruciales pour améliorer les performances, l'efficacité énergétique et la fiabilité des véhicules électriques [14, 15].

Les moteurs BLDC nécessitent des contrôleurs complexes pour garantir un fonctionnement optimal dans les véhicules électriques.

1.3 Objectifs et contribution

Malgré la richesse des travaux existants sur la commande des moteurs BLDC, il subsiste un manque d'études comparatives globales évaluant les performances des différentes stratégies de commande dans un cadre unifié.

Ainsi, l'objectif de cette recherche est de concevoir, simuler et comparer plusieurs stratégies de commande appliquées à un moteur BLDC. L'étude prend également en compte l'influence des méthodes de discrétisation ainsi que le comportement du système en présence de perturbations.

Par ailleurs, une analyse de l'implémentation en FPGA est réalisée afin d'évaluer le compromis entre performances et complexité matérielle.

L'évaluation des performances repose sur des indicateurs classiques permettant d'analyser la précision, la rapidité et la robustesse des différentes stratégies.

Les objectifs spécifiques du projet sont les suivants:

1. Étudier les différentes topologies des moteurs BLDC.
2. concevoir et réaliser un système de puissance.
3. Proposer, implémenter et valider les différentes méthodes de commande.

1.4 Méthodologie

Pour atteindre l'objectif de notre projet, nous avons proposé la méthodologie suivante:

1. **Étude bibliographique sur les moteurs BLDC** : Revue de la littérature existante pour comprendre les topologies des moteurs BLDC.
2. **Étude théorique et modélisation** : Analyse théorique et modélisation du moteur BLDC.
3. **Conception d'un onduleur** : Développement et Conception d'un onduleur triphasé adapté pour le contrôle du moteur BLDC.
4. **Étude des différentes méthodes de commande** : Analyse et validation par simulation des différentes stratégies de commande proposées dans la littérature scientifique. Nous adoptons d'abord des méthodes classiques et ensuite des approches avancées.
5. **Validation expérimentale** : Validation expérimentale des méthodes de commande proposées sur un banc de test actuellement disponible au laboratoire.

1.5 Conclusion

Ce chapitre a présenté le contexte environnemental et technologique justifiant l'étude des moteurs BLDC dans les véhicules électriques. Malgré leurs performances élevées, leur

contrôle reste complexe et nécessite des stratégies adaptées.

Les objectifs et la méthodologie définis établissent ainsi le cadre de cette recherche, qui portera sur la conception, la comparaison et la validation expérimentale de différentes méthodes de commande.

Chapitre 2 - Étude bibliographique

Ce chapitre traite de l'étude théorique du moteur BLDC, une étape essentielle pour approfondir notre recherche. Il explore également les différentes stratégies de commande proposées dans la littérature scientifique. Cette analyse nous permettra de définir les composants de contrôle d'un moteur BLDC tout en répondant aux objectifs fixés.

2.1 Moteurs BLDC

Le choix entre les moteurs à balais et les moteurs sans balais dépend de plusieurs critères, parmi lesquels la robustesse, la capacité à fournir un couple élevé à grande vitesse et la réduction des besoins en maintenance. Les moteurs sans balais se déclinent aujourd'hui en plusieurs types sur le marché. Comme illustré dans la Figure 2.1, les plus utilisés sont les moteurs BLDC et les moteurs PMSM, ces derniers pouvant être réalisés avec des aimants en surface (SPM) ou des aimants intérieurs (IPM) [16, 17], en raison de leurs performances supérieures par rapport aux moteurs asynchrones (MAS). En effet, les machines à aimants permanents utilisant des matériaux tels que le néodyme-fer-bore présentent une inertie plus faible que les moteurs à induction, grâce à l'absence de cage rotorique, ce qui leur confère une réponse dynamique plus rapide pour un couple donné [8]. Leur rendement est également plus élevé, pouvant atteindre jusqu'à 97,5% contre 90 à 93% pour les moteurs à induction de puissance équivalente, principalement en raison de la quasi-absence de pertes rotoriques [8, 18, 19], contrairement aux moteurs à induction, dont les pertes dans le rotor peuvent être significatives selon le glissement. De plus, le moteur à induction nécessite un courant d'excitation pour créer le champ magnétique, alors que la machine à aimants permanents dispose déjà de son excitation propre via les aimants du rotor [12]. Enfin, Les machines à aimants permanents présentent également une densité de puissance pouvant atteindre près du double de celle des moteurs asynchrones de même

encombrement, ce qui permet de réduire significativement leur volume et leur masse tout en maintenant des performances élevées [18, 20].

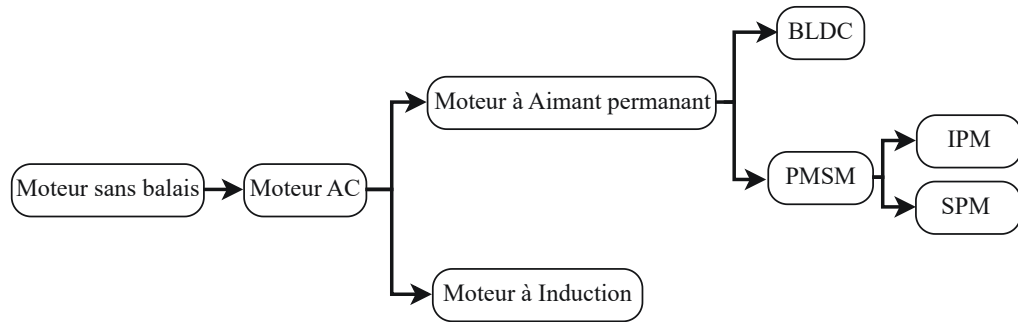


Figure 2.1 Différents types de moteurs sans balais.

La principale différence entre les moteurs BLDC et les moteurs PMSM réside dans la forme de leur force électromotrice inverse (back-EMF). En effet, les moteurs PMSM présentent une back-EMF de forme sinusoïdale [20], tandis que celle des moteurs BLDC est trapézoïdale [20]. Les moteurs BLDC se distinguent des moteurs à courant continu par le remplacement du commutateur mécanique (collecteur et balais) d'un moteur à courant continu classique par une commutation électronique assurée à l'aide d'un onduleur commandé.

2.1.1 Classification des moteurs BLDC par rapport au rotor

Sur le plan de la conception, les rotors des machines à aimants permanents peuvent adopter différentes configurations selon la disposition des aimants : aimants en surface, aimants insérés ou aimants enterrés, comme montrées dans la Figure 2.2. Parmi ces structures, la configuration enterrée offre généralement les meilleures performances en termes de rendement énergétique et de facteur de puissance, grâce à une meilleure interaction magnétique entre le rotor et le stator, ainsi qu'à une réduction des pertes magnétiques [12, 21, 22].

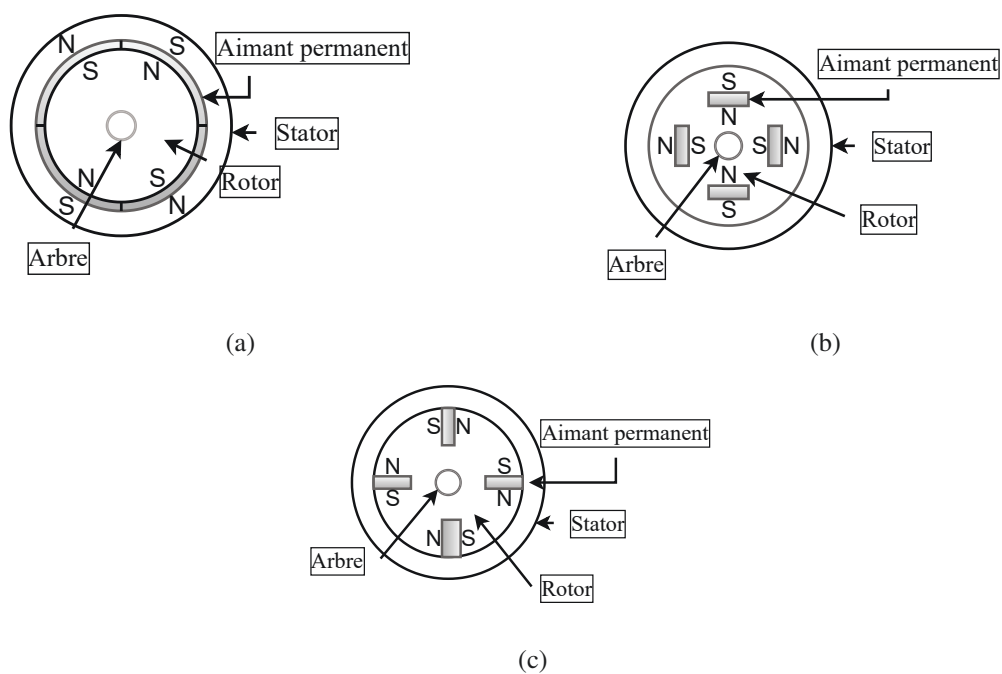


Figure 2.2 Types de structures du rotor dans les moteurs BLDC (a) Configuration aimants en surface, (b) Configuration aimants insérés, (c) Configuration aimants enterrés.

Une autre manière de classer les moteurs BLDC repose sur la direction du flux magnétique. On distingue ainsi deux principales configurations : le flux axial et le flux radial, comme illustré dans la Figure 2.3. Les machines à flux axial se distinguent par leur compacité, leur densité de puissance élevée et leur rendement supérieur, ce qui les rend particulièrement adaptées aux applications nécessitant un fort couple dans un volume réduit (par exemple dans les véhicules électriques ou les drones). Le Tableau 2-1 montre la comparaison entre les deux types de flux. Les machines à flux radial, plus courantes, offrent quant à elles une construction robuste et une meilleure gestion thermique pour les applications classiques [12].

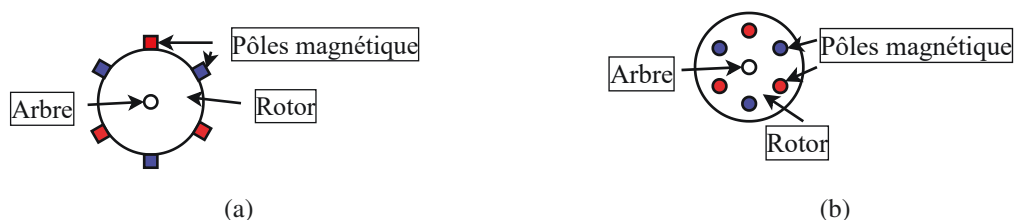


Figure 2.3 Types de flux dans les moteurs BLDC. (a) Flux radial, (b) Flux axial.

2.1.2 Classification des moteurs BLDC par rapport au stator

Une deuxième approche de classification des moteurs BLDC repose sur le nombre de phases. Pour les applications stationnaires, on utilise généralement des machines monophasées ou triphasées, tandis que pour les applications en mobilité, on privilégie des machines à trois, cinq ou sept phases. Grâce à la stratégie dite d'enroulement superposé, il est possible d'obtenir un meilleur couplage du flux magnétique entre les bobines, ce qui conduit à un couple plus élevé et à une meilleure tolérance aux défauts [12].

Dans les moteurs BLDC triphasés, deux principales configurations d'enroulement peuvent être utilisées : l'étoile (Y) et le triangle (Δ). La configuration en étoile est la plus

Tableau 2-1 Comparaison entre les moteurs à flux axial et à flux radial [12, 23].

Caractéristique	Flux axial	Flux radial
Chemin du flux magnétique	Plus court	Plus long
Intensité du champ magnétique	Forte	Faible
Rendement	Élevé	Plus faible comparé à l'axial (2 à 4%)
Densité de puissance	Élevée (jusqu'à 2 fois)	Plus faible
Direction du flux	Chemin de flux unidirectionnel (axial)	Chemin de flux bidimensionnel (radial)
Pertes fer	Réduites	Plus importantes
Conductivité thermique de l'enroulement	Élevée (meilleure dissipation)	Moyenne à faible
Diamètre	Élevé	Moyen
Longueur active	Faible	Élevée
Masse	Faible	Plus élevée
Tension de sortie	Élevée	Faible

couramment adoptée, car elle permet d'obtenir un couple élevé à basse vitesse, ce qui la rend particulièrement adaptée aux applications nécessitant un fort couple de démarrage. À l'inverse, la configuration en triangle est privilégiée lorsque l'on recherche une vitesse de rotation plus élevée, bien qu'elle fournisse un couple plus faible [12, 24]. Dans certaines applications, une combinaison étoile-triangle est utilisée afin de réduire les pertes et de diminuer le niveau de bruit, tout en optimisant les performances globales du moteur [24].

Les noyaux de fer laminés peuvent être classés en deux catégories : à encoches et sans encoches. Le principal avantage des stators à encoches est leur densité de puissance élevée, ce qui les rend adaptés aux applications nécessitant un fort couple; en revanche, le principal avantage des stators sans encoches est leur faible couple de crantage, garantissant un fonctionnement fluide et silencieux [25]. Le Tableau 2-2 montre les avantages et les inconvénients de chaque configuration [12].

Tableau 2-2 Comparaison entre stator à encoches et stator sans encoches.

	Stator à encoches	Stator sans encoches
Avantages	Densité de puissance élevée Protection mécanique plus facile Bonne dissipation thermique	Couple de crantage très faible Faible bruit de fonctionnement Pertes par courants de Foucault réduites Fonctionnement à haute vitesse
Inconvénients	Présence de couple de crantage (vibrations et bruit) Harmoniques spatiales élevées Moins adapté aux vitesses très élevées	Inductance faible, rendant la commande plus complexe Refroidissement plus difficile Moins robuste dans les environnements sévères

2.1.3 L'onduleur dans la chaîne d'alimentation du moteur BLDC

L'onduleur constitue un élément fondamental dans l'alimentation et le contrôle des moteurs à courant continu sans balais (BLDC). Son rôle principal est de convertir la tension continue (CC) provenant de la source d'alimentation en une tension alternative (AC) triphasée, nécessaire à l'excitation des enroulements statoriques du moteur. La Figure 2.4 montre le schéma d'un onduleur triphasé.

Cette commutation électronique remplace le collecteur mécanique présent dans les moteurs à balais, permettant ainsi d'obtenir un fonctionnement plus fiable, un meilleur rendement et une réduction des besoins de maintenance [12].

2.2 Types de commande

Parmi les différentes stratégies de commande des moteurs BLDC, la méthode en six étapes (ou trapézoïdale) représente la solution la plus simple à mettre en œuvre [12]. Elle repose sur une commutation séquentielle des phases du moteur toutes les 60° , ce qui permet une implémentation aisée, notamment sur les systèmes embarqués à ressources

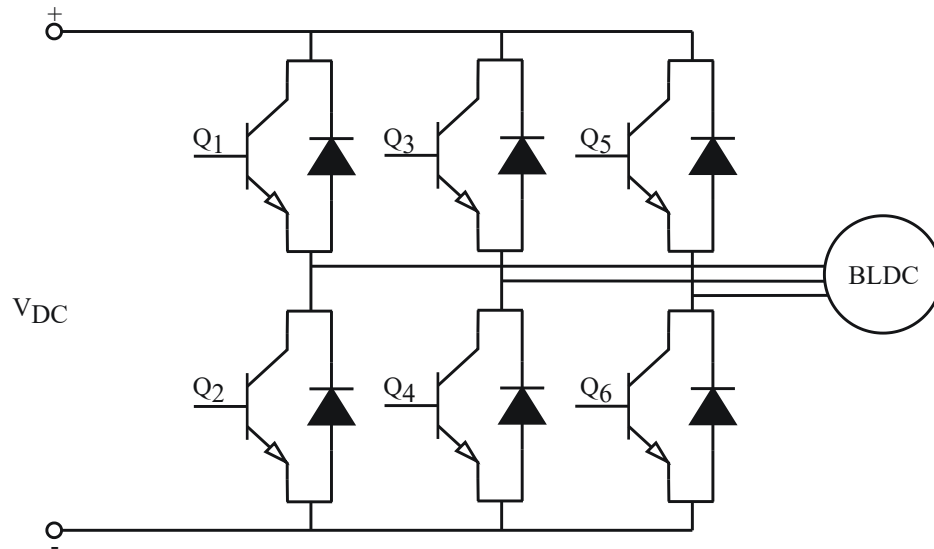


Figure 2.4 Schéma d'un onduleur triphasé.

limitées. Cependant, bien que cette approche soit simple et peu coûteuse, elle présente certaines limitations en termes de couple ondulé et de performance dynamique [6, 8, 12]. À l'inverse, les méthodes plus avancées telles que la commande à orientation de champ (FOC) et la commande directe de couple (DTC) offrent une commande plus précise du couple et du flux, mais au prix d'une complexité de mise en œuvre plus élevée et d'un besoin accru en calculs [26, 27].

2.2.1 Capteur à effet Hall

Dans les moteurs, les capteurs jouent un rôle essentiel dans le bon fonctionnement du système. Parmi eux, le capteur à effet Hall occupe une place particulièrement importante. La détection de la position du rotor repose sur les signaux fournis par ce capteur, qui génère six impulsions au cours d'un cycle électrique de 360° [28]. La disposition des capteurs à effet Hall est illustrée dans la Figure 2.5.

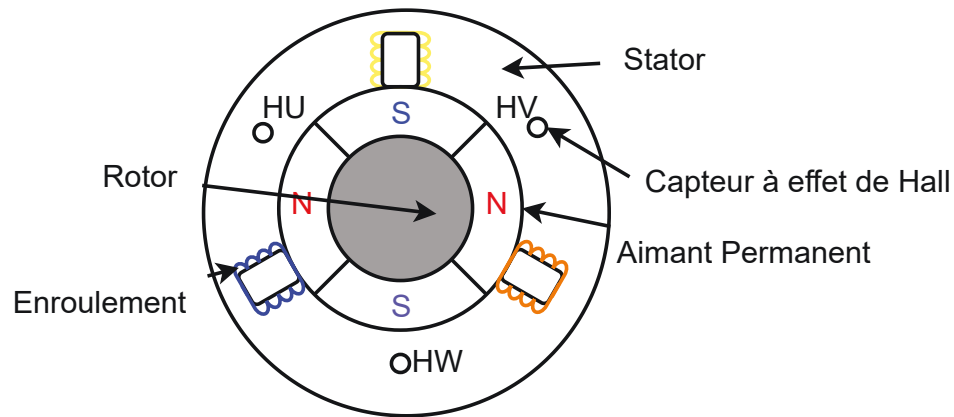


Figure 2.5 Disposition du capteur à effet Hall.

Dans certains systèmes d'entraînement électrique, la détection de la position du rotor ne repose pas uniquement sur les capteurs à effet Hall. D'autres technologies, telles que les codeurs incrémentaux, les résolveurs ou certains capteurs magnétiques avancés, fournissent deux signaux analogiques en quadrature : un signal sinus et un signal cosinus.

Les deux signaux analogiques, à savoir le signal V_{sin} et le signal V_{cos} cos, sont déphasés de 90° électriques et varient continuellement en fonction de la position angulaire du rotor [29]. Ils permettent ainsi une estimation plus précise de la position et de la vitesse rotorique par rapport aux capteurs à effet Hall, qui ne délivrent que six états logiques par cycle électrique.

Les signaux sinus/cosinus sont particulièrement utilisés dans les applications nécessitant une haute précision de commande, telles que les machines synchrones à aimants permanents et les entraînements industriels de haute performance [29].

La Figure 2.6 présente une comparaison entre les signaux numériques issus des capteurs à effet Hall et les signaux analogiques sinus/cosinus utilisés dans les systèmes nécessitant une mesure précise de la position rotorique [29, 30].

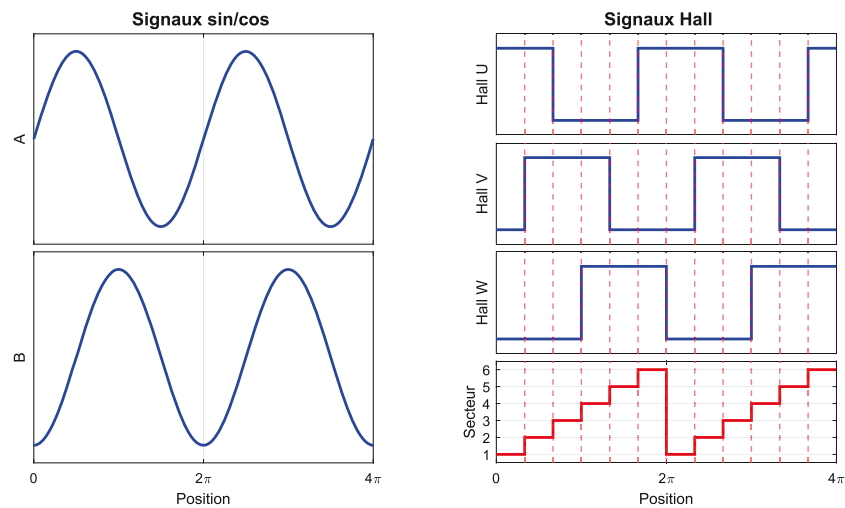


Figure 2.6 Comparaison entre les signaux des capteurs à effet Hall et les signaux sinus/cosinus obtenus sur deux cycle électrique.

2.2.2 Commande en six étapes

La méthode en six-étapes repose sur l'utilisation de trois capteurs à effet Hall, disposés autour du stator avec un décalage de 120° électriques entre eux [31]; comme illustré dans la Figure 2.5. Ces capteurs permettent de détecter la position instantanée du rotor et, par conséquent, de déterminer quelles phases doivent être alimentées [32]. Le principe de cette commande consiste à appliquer le courant à deux phases à la fois, tandis que la troisième reste en mode flottant. Ainsi, la séquence complète de fonctionnement comporte six étapes de commutation, chacune décalée de 60° électriques.

Le Tableau 2-3 [32] illustre la correspondance entre les signaux des capteurs à effet Hall et les interrupteurs activés dans l'onduleur. Le symbole « + » indique que l'interrupteur situé en haut de la phase correspondante est fermé, tandis que le symbole « - » désigne la fermeture de l'interrupteur inférieur. Enfin, l'indication « Rien » signifie qu'aucun interrupteur de cette phase n'est activé [32–34]. Le schéma de cette commande est montré dans la Figure 2.7.

Tableau 2-3 Séquence de commutation pour le moteur BLDC.

Hall U	Hall V	Hall W	Secteur	Phase U	Phase V	Phase W
1	0	0	1	+	Rien	-
1	1	0	2	Rien	+	-
0	1	0	3	-	+	Rien
0	1	1	4	-	Rien	+
0	0	1	5	Rien	-	+
1	0	1	6	+	-	Rien

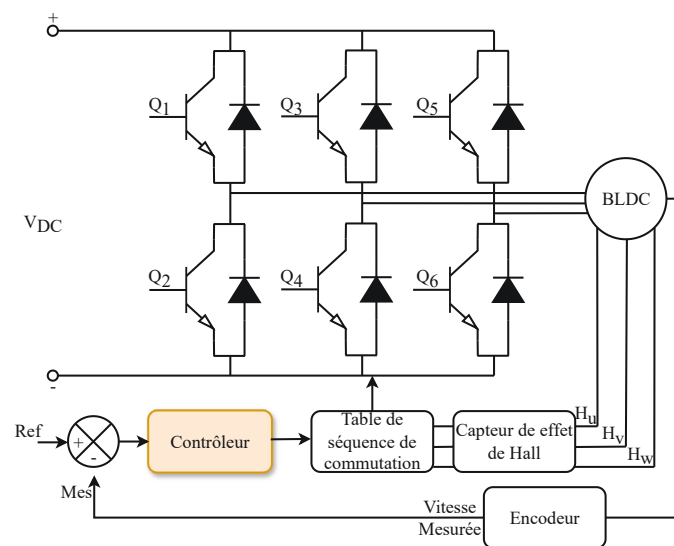


Figure 2.7 Schéma de commande méthode six étapes.

Cette méthode, utilisant uniquement deux phases à la fois, simplifie considérablement la commutation et ne requiert pas une modulation de largeur d'impulsion (MLI) complexe.

2.2.3 Commande directe de couple

La technique de commande a été proposée par I. Takahashi et T. Nogushi en 1985 [35]. Elle repose uniquement sur les grandeurs du couple et du flux statorique, estimées à partir des mesures de tension et de courant statoriques à l'aide de capteurs. Un bloc estimateur est utilisé pour calculer ces grandeurs. L'erreur entre la valeur mesurée et la valeur de consigne

est ensuite déterminée. Cette erreur est corrigée soit par un régulateur à hystérésis, soit par un contrôleur PI afin d'ajuster la commande du moteur [36, 37]. Le schéma de cette commande est montré dans la Figure 2.8.

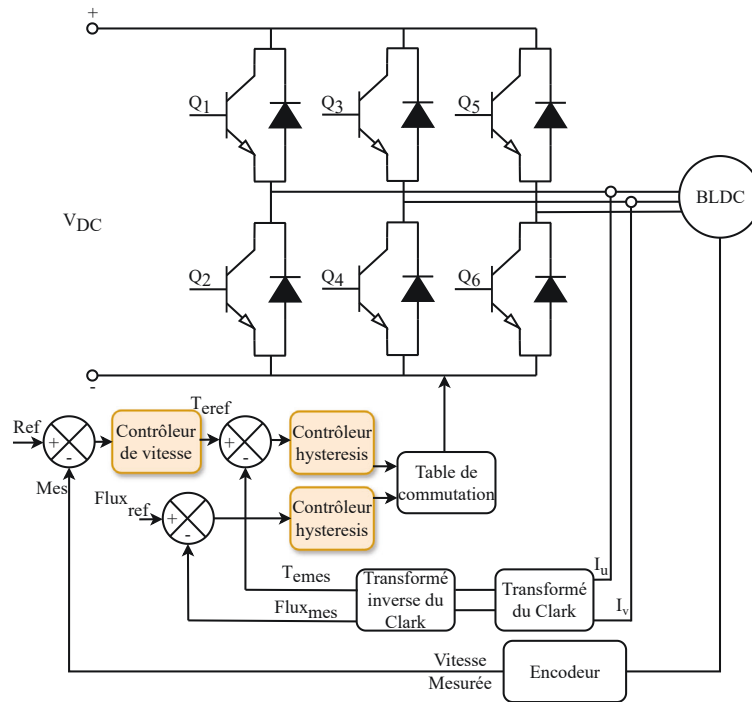


Figure 2.8 Schéma de commande méthode DTC.

Les avantages et les inconvénients de la méthode DTC sont donnés dans le Tableau 2-4 [12].

2.2.4 Commande à orientation de champ ou contrôle vectoriel (*Field-Oriented Control (FOC)*)

La commande par orientation de champ (FOC) est une méthode largement utilisée pour les machines électriques triphasées, notamment les moteurs PMSM dans les VE. Son principe repose sur la transformation des grandeurs électriques dans un repère tournant (d-q), permettant un contrôle indépendant du couple électromagnétique et du

Tableau 2-4 Avantages et inconvénients du contrôle direct du couple (DTC).

Catégorie	Description
Avantages	
Simplicité de la structure	Ne nécessite pas de régulateurs PI imbriqués, ce qui simplifie sa mise en œuvre.
Pas de transformations complexes	Évite les transformations mathématiques du repère tournant (d-q), réduisant la charge de calcul.
Réponse rapide	Permet une dynamique plus rapide du couple en supprimant les boucles de régulation intermédiaires.
Inconvénients	
Ondulations du couple	Génère des variations du couple à basse fréquence, ce qui peut affecter le confort et la précision du contrôle.
Sensibilité aux variations des paramètres moteur	La performance du DTC peut être dégradée par les variations des résistances statoriques et autres paramètres moteur.

flux rotorique [38]. Cette séparation est obtenue grâce à l'angle d'orientation du flux rotorique, assurant un découplage complet des variables. Le FOC repose sur une structure de commande en boucle fermée, comprenant une régulation de courant via des correcteurs PI internes et une régulation de vitesse par un correcteur PI externe. Cependant, le réglage de ces régulateurs est complexe et doit être ajusté selon les conditions de fonctionnement du moteur [39]. Le schéma de cette commande est montré dans la Figure 2.9.

Dans les applications automobiles, le FOC peut être optimisé pour répondre à des exigences spécifiques. Par exemple, la stratégie "Maximum Torque Per Ampere" (MTPA) maximise l'accélération en minimisant la consommation énergétique, tandis que la technique d'affaiblissement de flux permet d'étendre la plage de vitesse du moteur,

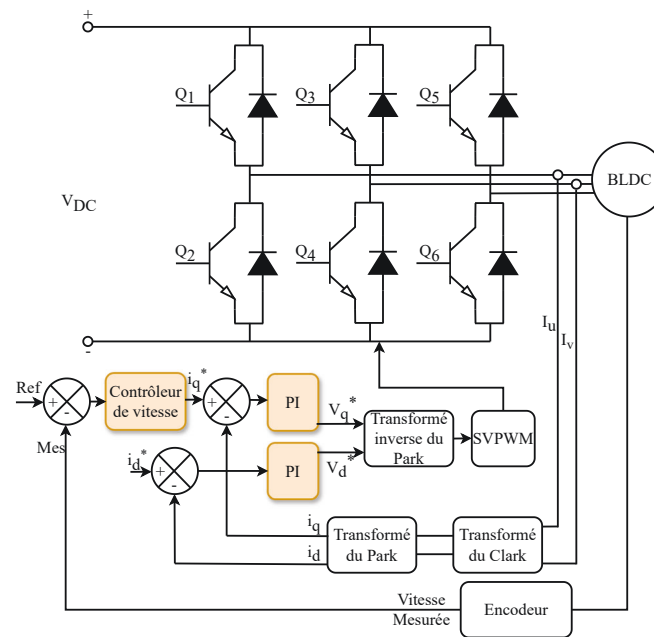


Figure 2.9 Schéma de commande méthode FOC.

augmentant ainsi la vitesse maximale du véhicule [40]. Cependant, bien que cette méthode assure un contrôle précis du couple, elle entraîne une augmentation de la fréquence de commutation de l'onduleur, ce qui accroît les pertes énergétiques et réduit l'efficacité globale du système [38]. Les avantages et les inconvénients de la méthode FOC sont donnés dans le Tableau 2-5 [41].

2.3 Technique de commutation

Dans la commande à six étapes, deux principales techniques de modulation MLI peuvent être employées : la méthode unipolaire et la méthode bipolaire [31]. La méthode unipolaire repose sur la commande d'un seul interrupteur actif par le signal MLI, tandis que l'interrupteur complémentaire demeure dans un état fixe durant l'intervalle de commutation. Cette approche permet de réduire les ondulations du courant et d'améliorer la qualité des formes d'onde. Cependant, elle limite certaines performances dynamiques

Tableau 2-5 Avantages et inconvénients de la commande par orientation de champ (FOC) [41].

Catégorie	Description
Avantages	
Précision du contrôle	Permet un contrôle précis et indépendant du couple et du flux, améliorant la réactivité du moteur.
Optimisation énergétique	La stratégie MTPA maximise l'efficacité énergétique en réduisant les pertes.
Extension de la plage de vitesse	L'affaiblissement de flux permet d'augmenter la vitesse maximale du moteur.
Inconvénients	
Complexité de mise en œuvre	Nécessite un réglage précis des régulateurs PI, ce qui complique l'implémentation.
Pertes énergétiques accrues	La fréquence de commutation plus élevée entraîne des pertes supplémentaires.
Transformations mathématiques complexes	Requiert des calculs en temps réel dans un repère tournant (d-q), augmentant la charge de calcul du processeur.

du système, notamment le fonctionnement en quatre quadrants ainsi que le freinage régénératif [42].

Il convient de noter que la modulation unipolaire peut être mise en œuvre selon plusieurs variantes de commutation. Parmi les plus couramment utilisées, on distingue cinq modes principales : H-MLI-L-ON, H-ON-L-MLI, MLI-ON, ON-MLI et MLI-ON-MLI [42, 43]. Ces différentes configurations se distinguent par la répartition du signal MLI entre les interrupteurs supérieurs et inférieurs de l'onduleur, ce qui influence les pertes de commutation, les ondulations du courant et les performances globales du système.

À l’opposé, la méthode bipolaire consiste à commander simultanément les deux interrupteurs de la branche active à l’aide du signal MLI [42–44]. Cette technique génère des fluctuations de courant plus importantes que la modulation unipolaire, ce qui peut accroître les pertes électriques et thermiques [42, 44]. En revanche, elle permet le fonctionnement en quatre quadrants et le freinage régénératif, offrant ainsi une meilleure flexibilité dynamique au système [42, 44].

La Figure 2.10 présente différentes variantes de la modulation unipolaire appliquée à la commande d’un moteur BLDC. Chaque stratégie se distingue par la répartition du signal MLI entre les interrupteurs supérieurs (H) et inférieurs (L) de l’onduleur, tandis que les états fermé/ouvert correspondent respectivement à la conduction continue ou au blocage de l’interrupteur concerné.

La méthode **H-MLI-L-ON** consiste à appliquer le signal MLI sur l’interrupteur supérieur de la phase active positive, tandis que l’interrupteur inférieur de la phase active négative reste continuellement passant. Cette stratégie permet de limiter les pertes de commutation sur une seule branche.

La configuration **H-ON-L-MLI** repose sur le principe inverse : l’interrupteur supérieur est maintenu passant en continu, alors que le signal MLI est appliqué à l’interrupteur inférieur. Cette méthode est souvent retenue lorsque la commande basse tension des interrupteurs inférieurs est plus simple à mettre en œuvre.

Dans la stratégie **MLI-ON**, le signal MLI est appliqué alternativement sur l’un des interrupteurs actifs tandis que l’autre reste conducteur durant le secteur considéré. Elle permet une meilleure répartition thermique des composants de puissance.

La méthode **ON-MLI** correspond à l’inverse de la précédente, où l’interrupteur

maintenu passant et celui commandé en MLI sont permutés. Cette variante peut être utilisée pour équilibrer les pertes entre les interrupteurs.

La stratégie **MLI-ON-MLI** applique le signal MLI sur les deux interrupteurs actifs de manière alternée ou simultanée selon la logique de commande retenue. Elle améliore la symétrie des commutations, mais augmente généralement les pertes de commutation.

Enfin, la méthode **H-MLI-L-MLI** applique le signal MLI simultanément sur les interrupteurs supérieur et inférieur des deux phases actives. Cette configuration offre un contrôle plus dynamique du courant, au prix d'une fréquence de commutation plus élevée et donc de pertes supplémentaires.

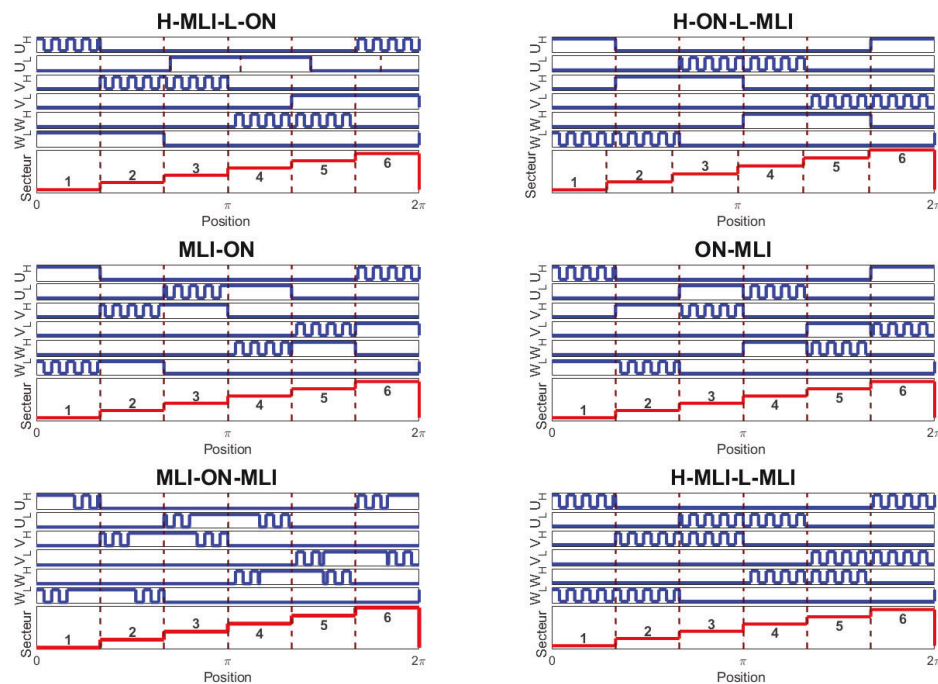


Figure 2.10 Comparaison des différentes méthodes de commutation.

2.4 Contrôleurs classiques

Les contrôleurs proportionnel–intégral–dérivé (PID) constituent les stratégies de commande les plus répandues dans les systèmes à boucle fermée industriels. Leur succès s'explique par leur simplicité de conception, leur robustesse, leur fiabilité et leur capacité à fournir de bonnes performances pour une grande variété de processus dynamiques.

Le premier contrôleur PID commercial est apparu dans les années 1930, marquant le début de l'automatisation moderne [45]. Depuis les années 1980, ce type de régulateur s'est imposé comme la méthode de commande la plus utilisée dans l'industrie chimique [45,46]. Son efficacité, sa structure simple et sa compatibilité avec la majorité des systèmes industriels en font la solution de référence dans les applications de régulation de procédés.

Aujourd'hui, il est estimé que près de 98% des systèmes à boucle fermée dans les industries sont régulés à l'aide d'un contrôleur PI, et que plus de 95% des applications de contrôle de procédés emploient des régulateurs PID ou leurs variantes [45]. Ces chiffres soulignent la prépondérance et la fiabilité de ces régulateurs dans des domaines aussi variés que l'industrie chimique, automobile, papetière, aéronautique et aérospatiale [47].

Les régulateurs classiques peuvent être regroupés en quatre catégories principales selon la combinaison des actions utilisées dans la loi de commande : proportionnelle (P), intégrale (I), dérivée (D), ou une combinaison de celles-ci. Ainsi, on distingue les contrôleurs P, PD, PI et PID. Chaque terme correspond à une action particulière qui influence la dynamique du système de manière spécifique.

L'action proportionnelle (P) permet une correction immédiate de l'erreur entre la consigne et la valeur mesurée, l'action intégrale (I) vise à éliminer l'erreur statique en agissant sur la moyenne de l'erreur dans le temps, tandis que l'action dérivée (D) anticipe

les variations de l'erreur afin d'améliorer la stabilité et de réduire les oscillations [47].

Ces trois actions, lorsqu'elles sont combinées de différentes manières, permettent d'obtenir une famille de régulateurs simples mais puissants, capables de répondre à la majorité des besoins de commande industrielle.

2.4.1 Contrôleur proportionnel (P)

Le contrôleur proportionnel (P) est la forme la plus simple des régulateurs classiques. Son principe repose sur une action de commande proportionnelle à l'erreur instantanée entre la consigne et la valeur mesurée [48]. L'expression mathématique de la loi de commande peut s'écrire sous la forme de l'équation (2.1):

$$u(t) = K_p e(t). \quad (2.1)$$

où $u(t)$ représente le signal de commande appliqué au système, $e(t)$ l'erreur entre la consigne et la sortie, et K_p le gain proportionnel. Ce gain détermine l'intensité de la réaction du système face à une variation de l'erreur. Le schéma bloc du contrôleur proportionnel est présenté dans la Figure 2.11, où la Ref représente la valeur souhaitée de la sortie du système, c'est-à-dire la grandeur que l'on souhaite atteindre ou maintenir. Le signal d'erreur $e(t)$ est obtenu en comparant la sortie $Y(t)$ à la valeur de référence., lequel est amplifié par le gain proportionnel K_p . Le bloc $G(s)$ représente la fonction de transfert du procédé ou du système à commander. Celle-ci décrit la relation entre le signal de commande appliqué en entrée et la réponse du système en sortie dans le domaine de Laplace. Enfin, $Y(t)$ correspond à la sortie du système, qui évolue en fonction de la commande générée par le contrôleur proportionnel.

L'augmentation de K_p permet d'améliorer la rapidité de la réponse et de réduire l'erreur

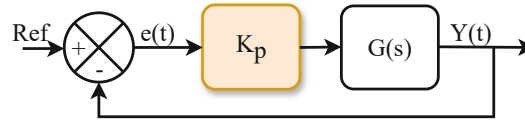


Figure 2.11 Schéma bloc du contrôleur proportionnel (P).

en régime permanent [48]. Cependant, un gain trop élevé peut engendrer des oscillations, voire une instabilité du système. Le régulateur proportionnel améliore la performance dynamique. Toutefois, pour un système ne comportant pas d'intégrateur, il ne permet pas d'éliminer complètement l'erreur statique.

2.4.2 Contrôleur proportionnel–intégral (PI)

Le contrôleur proportionnel–intégral (PI) combine les actions proportionnelle et intégrale afin d'améliorer les performances dynamiques et statiques du système [48]. Il vise à corriger les erreurs stationnaires tout en maintenant une réponse rapide et stable [48]. L'équation parallèle du contrôleur PI (2.2) s'exprime comme suit:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt. \quad (2.2)$$

La forme idéale du correcteur PI est donnée par l'équation (2.3)

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt \right). \quad (2.3)$$

Dans cette équation, le terme proportionnel $K_p e(t)$ agit directement sur l'erreur instantanée, tandis que le terme intégral $K_i \int e(t) dt$ cumule l'erreur dans le temps, ce qui permet d'éliminer l'erreur statique en régime permanent et T_i la constante de temps de l'action intégrale. Le schéma bloc du contrôleur PI présenté dans la Figure 2.12 illustre

le principe de fonctionnement du correcteur. La Ref représente la valeur désirée de la sortie. Le signal d'erreur est traité par les deux actions du contrôleur: la composante proportionnelle K_p et la composante intégrale $\frac{K_i}{s}$ (dans le domaine de Laplace). La sortie $Y(t)$ correspond à la réponse du système, qui évolue pour réduire progressivement l'erreur à zéro grâce à l'action intégrale.

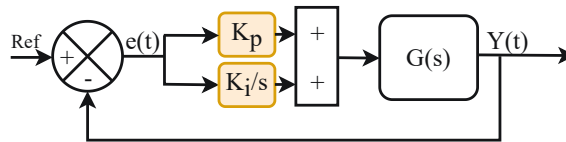


Figure 2.12 Schéma bloc du contrôleur proportionnel-intégral (forme parallèle).

Il est important de noter que parmi les différentes configurations de la famille PID (P, PI, PD et PID), le contrôleur PI est le plus largement utilisé dans l'industrie [45]. En effet, il offre un bon compromis entre simplicité de mise en œuvre, rapidité de réponse et élimination de l'erreur statique [45, 48]. Ce type de régulateur est très répandu dans des secteurs tels que l'automatisation, les procédés chimiques, les systèmes hydrauliques et les machines électriques [45].

2.4.3 Contrôleur proportionnel-intégral-dérivé (PID)

Le contrôleur proportionnel-intégral-dérivé (PID) est la forme la plus complète et la plus performante de la famille des régulateurs PID [49]. Il combine les trois actions proportionnelle, intégrale et dérivée afin d'obtenir un compromis optimal entre rapidité, stabilité et précision [48].

Son équation temporelle en forme parallèle s'exprime comme suit (2.4):

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt}. \quad (2.4)$$

La forme idéale du correcteur PID est exprimée par l'équation (2.5):

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right). \quad (2.5)$$

Avec

$$K_i = \frac{K_p}{T_i}, \quad K_d = K_p T_d. \quad (2.6)$$

Où $K_d \frac{de(t)}{dt}$ est l'action dérivée, qui anticipe les variations de l'erreur pour réduire le dépassement et améliorer la stabilité dynamique et T_d représente la constante de temps de l'action dérivée.. Le schéma bloc du contrôleur PID illustré dans la Figure 2.13 met en évidence la combinaison de ces trois actions. La référence correspond à la consigne du système, tandis que la différence entre la consigne et la sortie réelle $Y(t)$ constitue le signal d'erreur $e(t)$. Ce dernier est traité simultanément par les trois composantes du régulateur.

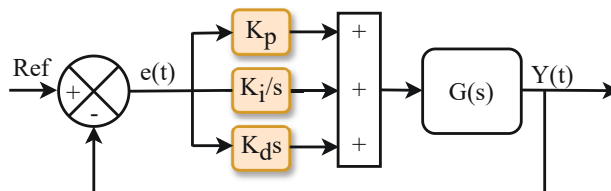


Figure 2.13 Schéma bloc du proportionnel–intégral–dérivé (forme parallèle).

2.4.4 Méthodes de réglage du PID

Le réglage des paramètres d'un régulateur PID constitue une étape essentielle afin d'assurer des performances satisfaisantes en termes de stabilité, de rapidité de réponse et de précision. Au fil des années, plusieurs méthodes de réglage ont été développées, allant des approches empiriques aux techniques analytiques. Parmi les méthodes les plus répandues figurent celles de Ziegler–Nichols (ZN), Chien–Hrones–Reswick (CHR)

et Cohen–Coon (CC), qui s'appuient sur les caractéristiques dynamiques du procédé, notamment son gain, sa constante de temps et son temps mort. Dans cette étude, ces trois méthodes sont retenues pour déterminer les paramètres du régulateur PID et comparer leurs performances en simulation et lors de la validation expérimentale.

Les méthodes de réglage présentées dans ce mémoire (Ziegler–Nichols, Cohen–Coon, CH, CHR et IMC) fournissent les paramètres des correcteurs sous la forme idéale, c'est-à-dire en termes de K_p , T_i et T_d . Pour l'implémentation numérique en FPGA, ces paramètres sont convertis en forme parallèle à l'aide des relations données par l'équation (2.6).

Méthode de Ziegler-Nichols

La méthode de Ziegler–Nichols est l'une des premières techniques de réglage empirique des PID (1942) [50].

1. **Méthode de la réponse indicielle:** Lorsqu'un procédé peut être représenté par un modèle du premier ordre avec temps mort (FOPDT), tel que défini par l'équation (3.17), les paramètres du régulateur peuvent être déterminés selon le Tableau 2-6 [51].

Tableau 2-6 Réglages des paramètres PID selon Ziegler–Nichols (Méthode de réponse indicielles).

Type de contrôleur	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{\tau}{KL}$	–	–
PI	$0.9 \frac{\tau}{KL}$	$T_i = 3.33L$	–
PID	$1.2 \frac{\tau}{KL}$	$T_i = 2L$	$T_d = 0.5L$

2. **Méthode de la fréquence critique:** Cette méthode consiste à [48]:

- Régler le contrôleur en mode proportionnel pur ($T_i \rightarrow \infty$ et $T_d = 0$)

- Augmenter le gain K_c jusqu'à l'apparition d'oscillations soutenues dans la réponse.
- Mesurer K_u le gain ultime et T_u la période d'oscillation correspondante.

Les paramètres du PID sont ensuite donnés dans le Tableau 2-7 [47,48].

Tableau 2-7 Réglages des paramètres du régulateur selon la méthode de Ziegler–Nichols (méthode de fréquence critique).

Type de Régulateur	K_c	T_i	T_d	Période estimée T_p
P	$0.5K_u$	–	–	T_u
PI	$0.45K_u$	$T_u/1.2$	–	$1.2T_u$
PID	$0.6K_u$	$T_u/2$	$T_u/8$	$0.85T_u$

Méthode de Chien–Hrones–Reswick

La méthode de Chien–Hrones–Reswick (1952) a été développée pour ajuster la réponse en fonction d'un objectif de performance, 0 ou 20 % de dépassement [51, 52]. Le modèle utilisé est également de type FOPDT. Les formules de réglage sont résumées dans le Tableau 2-8 [51].

Tableau 2-8 Réglage des paramètres selon la méthode de Chien–Hrones–Reswick (CHR).

Type	Dépassement 0 %	Dépassement 20 %
P	$K_c = \frac{0.3\tau}{KL}$	$K_c = \frac{0.7\tau}{KL}$
PI	$K_c = \frac{0.35\tau}{KL}, T_i = 1.2\tau$	$K_c = \frac{0.6\tau}{KL}, T_i = \tau$
PID	$K_c = \frac{0.6\tau}{KL}, T_i = \tau, T_d = 0.5L$	$K_c = \frac{0.95\tau}{KL}, T_i = 1.35\tau, T_d = 0.47L$

Méthode de COHEN-COON

Selon la méthode de Cohen–Coon (1953), l'utilisation d'un régulateur de type PID est recommandée lorsque le temps mort L est faible. En revanche, lorsque L devient

significatif ($L > \tau/2$), un régulateur de type PI offre de meilleures performances [51, 53]. Les valeurs de réglage correspondantes sont présentées dans le Tableau 2-9 [51].

Tableau 2-9 Réglage des paramètres selon la méthode de Cohen-Coon(CC).

Type de régulateur	K_c	T_i	T_d
PI	$K_c = \frac{\tau}{KL} \left(0.9 + \frac{L}{12\tau} \right)$	$T_i = \frac{L \left(30 + \frac{3L}{\tau} \right)}{9 + \frac{20L}{\tau}}$	–
PID	$K_c = \frac{\tau}{KL} \left(\frac{4}{3} + \frac{L}{4\tau} \right)$	$T_i = \frac{L \left(32 + \frac{6L}{\tau} \right)}{13 + \frac{8L}{\tau}}$	$T_d = \frac{4L}{11 + \frac{2L}{\tau}}$

2.5 Compensateur robuste

Au fil du temps, plusieurs méthodes de commande robustes ont été développées afin d'améliorer la stabilité et les performances des systèmes soumis à des incertitudes de modélisation ou à des perturbations externes.

L'une des premières approches de ce type est le Prédicteur de Smith, proposé en 1959, qui visait à compenser les effets du temps mort dans les systèmes de commande [54]. Cette méthode a ensuite inspiré le développement du contrôle à modèle interne (IMC) [54, 55], une approche robuste basée sur la connaissance explicite du modèle du procédé pour améliorer la précision et la stabilité en présence d'incertitudes.

Parallèlement, la méthode du compensateur de temps mort a été introduite pour traiter spécifiquement les systèmes présentant un délai important entre l'entrée et la sortie, souvent problématique dans les procédés industriels [51].

De nombreuses améliorations ont par la suite été apportées au régulateur PID classique, conduisant à la formulation du IMC-PID, qui combine la simplicité du PID avec la robustesse de la structure IMC. Cette approche permet d'obtenir de bonnes performances en régime transitoire tout en maintenant une stabilité élevée face aux variations du modèle

du procédé [56].

2.5.1 Compensateur robuste du temps mort à deux degrés de liberté DTC-2DOF

Le DTC-2DOF, proposé par J. E. Normey-Rico en 2002, représente une évolution des approches classiques de compensation du temps mort, telles que le prédicteur de Smith [57]. Contrairement au prédicteur de Smith standard, qui repose fortement sur la précision du modèle du procédé, le DTC-2DOF est conçu pour garantir la stabilité et de bonnes performances, même en présence d'incertitudes de modélisation [57].

Le schéma du Compensateur robuste du temps mort à deux degrés de liberté est présenté dans la Figure 2.14.

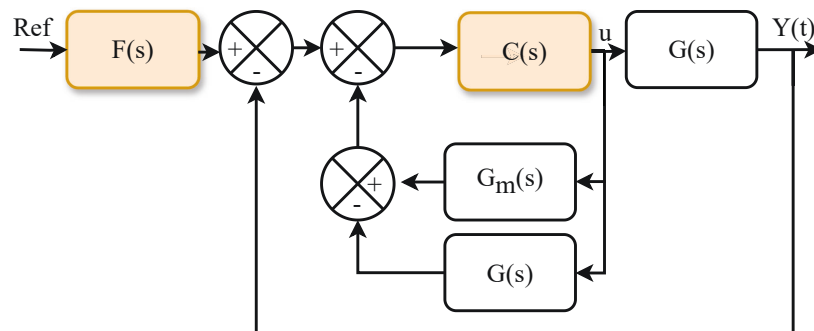


Figure 2.14 Schéma bloc du compensateur robuste du temps mort à deux degrés de liberté.

La structure comporte deux compensateurs : $F(s)$ et $C(s)$. Le premier, $F(s)$, est un filtre dynamique assurant la robustesse vis-à-vis des incertitudes du modèle, tandis que le second, $C(s)$, agit comme un contrôleur PI responsable de la régulation principale du procédé. On trouve aussi le $G_m(s)$, qui est le modèle du système sans l'introduction du modèle du temps mort. $G(s)$ le modèle du système avec l'introduction du modèle du temps mort.

Le compensateur $F(s)$ est défini par (2.7):

$$F(s) = \frac{T_0 s + 1}{T_1 s + 1}. \quad (2.7)$$

Le compensateur $C(s)$ est de type PI et peut être formulé comme (2.8):

$$C(s) = \frac{\tau}{KT_0} \left(1 + \frac{1}{\tau s} \right). \quad (2.8)$$

Les paramètres T_0 , T_1 , D_m et T_e permettent d'ajuster la performance, la stabilité et la rapidité du système en boucle fermée. Leur influence et leur méthode de réglage peuvent être résumées comme décrit au Tableau 2-10 [51]:

Tableau 2-10 Rôle et réglage des paramètres du DTC-2DOF [51].

Paramètre	Description et rôle
T_0	Ajuste la <i>marge de retard</i> D_m pour assurer la stabilité du système et influencer le dépassement (<i>overshoot</i>) de la réponse en boucle fermée.
	Valeurs recommandées : $T_0 = 1.54 D_m$ pour une performance robuste , $T_0 = 0.69 D_m$ pour une stabilité robuste .
T_1	Définit la constante de temps du filtre $F(s)$. $T_1 = T_e + 2D_m$, où T_e est la constante de temps équivalente du système en boucle fermée. Un réglage précis de T_1 permet de contrôler le dépassement de la réponse.
T_e	Constante de temps équivalente du procédé en boucle fermée. Peut être choisie comme une fraction de la constante de temps à boucle ouverte $\frac{1}{\sigma\tau}$ ou de la somme $\frac{1}{\sigma(\tau + L)}$, avec $\sigma > 1$. Le second choix est préférable lorsque le délai L devient significatif.
D_m	Marge de retard estimée à partir de l'erreur sur le délai : $D_m = \Delta L_m$, où L_m est l'estimation de l'erreur sur le délai.

2.5.2 Implémentation du PID basé sur le contrôle par modèle interne (IMC–PID)

Le premier schéma IMC–PID (Internal Model Control–PID) a été introduit par Garcia et Morari (1982) [58]. Cette approche visait à établir une relation directe entre les paramètres du contrôleur IMC et ceux d'un régulateur PID équivalent, afin de faciliter son implémentation pratique tout en conservant les avantages de robustesse et de performance inhérents à la structure IMC [51].

Par la suite, plusieurs améliorations ont été proposées pour affiner les performances et élargir le domaine d'application de cette méthode. Le travail de Shamsuzzoha et Lee (2012) a notamment introduit une version améliorée du contrôleur IMC–PID, offrant de meilleures performances que les méthodes précédentes, en particulier pour les systèmes pouvant être approximés par un modèle du premier ordre avec retard [51, 59].

Les équations de réglage sont données par (2.9, 2.10, 2.11):

$$K_c = \frac{t_i}{K(3\tau_c - 2\beta + L)} \quad (2.9)$$

$$t_i = \tau + 2\beta - \frac{3\tau_c^2 - \frac{L^2}{2} + 2\beta L - \beta^2}{3\tau_c - 2\beta + L}, \quad (2.10)$$

$$t_d = \frac{2\tau\beta + \beta^2 - \frac{\tau_c^3 + \frac{L^3}{6} - \beta L^2 + \beta^2 L}{3\tau_c - 2\beta + L}}{t_i} - \frac{3\tau_c^2 - \frac{L^2}{2} + 2\beta L - \beta^2}{3\tau_c - 2\beta + L}. \quad (2.11)$$

Le terme β est introduit pour compenser le pôle ($s = -\frac{1}{\tau}$) en boucle ouverte [51, 59], et il est calculé selon (2.12):

$$\beta = \tau \left[1 - \left(1 - \frac{\tau_c}{\tau} \right)^3 e^{-\frac{L}{\tau}} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (2.12)$$

Le paramètre τ_c , appelé constante de temps du contrôleur, permet de moduler la rapidité de la réponse en boucle fermée. Son ajustement constitue la première étape du réglage IMC–PID [51]. En pratique, τ_c est généralement défini comme une fraction de la constante de temps en boucle ouverte et il peut s'écrire sous la forme (2.13):

$$\tau_c = \frac{\tau}{\sigma}. \quad (2.13)$$

pour accélérer la réponse dynamique, où σ est un facteur compris entre 3 et 10, offrant un bon compromis entre vitesse de réponse et stabilité [51].

Lorsque le retard L devient significatif, (comparable ou supérieur à τ), il est préférable de définir τ_c comme une fraction de la somme de la constante de temps et du retard sous la forme (2.14) :

$$\tau_c = \frac{\tau + L}{\sigma}. \quad (2.14)$$

2.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté une revue bibliographique des principaux concepts liés à la commande des moteurs BLDC. Les caractéristiques et la classification des moteurs BLDC ont été introduites, ainsi que le rôle de l'onduleur et des capteurs à effet Hall dans leur fonctionnement. Les principales approches de modélisation des systèmes dynamiques, notamment les modèles FOPDT et SOPDT, ont également été présentées. Enfin, différentes stratégies de commande appliquées aux moteurs BLDC ont été abordées, incluant les méthodes six-step, FOC et DTC, ainsi que les régulateurs PI et PID et

leurs méthodes de réglage. Des approches de commande avancées et robustes, telles que l'IMC-PID et le DTC-2DOF, ont également été introduites afin de fournir une base théorique pour les travaux développés dans les chapitres suivants.

Chapitre 3 - Conception, modélisation et validation par simulation

Ce chapitre présente les éléments nécessaires à la mise en place du système expérimental étudié dans ce travail. Il débute par une description générale du système ainsi que de l'architecture de commande retenue.

Ensuite, la démarche de conception est présentée, en mettant l'accent sur le développement des cartes électroniques, notamment la carte onduleur et la carte d'isolation, constituant la plateforme expérimentale.

Enfin, le chapitre introduit la modélisation du moteur BLDC ainsi que les résultats de simulation, permettant de valider le comportement du système avant sa mise en œuvre expérimentale.

3.1 Présentation du système et de l'architecture de commande

Le système étudié dans ce travail est un système d'entraînement électrique basé sur un moteur BLDC, alimenté par un onduleur triphasé. L'ensemble est piloté par une plateforme numérique de type FPGA, assurant la génération des signaux de commande et l'implémentation de la stratégie de contrôle. L'architecture globale comprend ainsi une source de tension continue, un onduleur triphasé, le moteur BLDC, ainsi que des capteurs permettant de mesurer les grandeurs nécessaires au contrôle, notamment la position du rotor et la vitesse du moteur.

La stratégie de commande retenue dans ce travail est la commande en six étapes, également appelée commutation trapézoïdale. Cette méthode est particulièrement adaptée aux moteurs BLDC en raison de sa simplicité de mise en œuvre et de son efficacité dans les applications industrielles [32–34]. Elle repose sur une séquence de commutation discrète des interrupteurs de l'onduleur, permettant d'alimenter successivement les différentes

phases du moteur en fonction de la position du rotor comme montré dans le Tableau 2-3.

La détermination des instants de commutation est assurée à partir des signaux de position du rotor, généralement fournis par des capteurs à effet Hall. Ces capteurs génèrent des signaux logiques permettant d'identifier la position instantanée du rotor et de sélectionner la combinaison de commutation appropriée.

Dans la commande à six étapes, la modulation MLI peut être appliquée selon une méthode unipolaire ou bipolaire. Dans ce travail, la méthode bipolaire a été retenue pour la commande de l'onduleur en raison de sa structure de commande plus simple, de sa facilité d'implémentation en FPGA et de sa capacité à appliquer directement la tension aux phases du moteur, ce qui facilite la mise en œuvre de la stratégie de commutation adoptée. [42,43].

L'ensemble de cette architecture permet d'assurer un fonctionnement fiable du moteur BLDC tout en offrant une bonne base pour l'évaluation des différentes stratégies de commande étudiées dans ce travail.

La Figure 3.1 illustre l'architecture globale du système d'entraînement étudié. Le moteur BLDC est alimenté par un onduleur triphasé, lui-même connecté à une source de tension continue. La commande du système est assurée par une carte FPGA (Artix-7), qui génère les signaux MLI nécessaires au pilotage des interrupteurs de l'onduleur. Les signaux de position du rotor, fournis par les capteurs à effet Hall, ainsi que la mesure de la vitesse, sont utilisés pour déterminer la séquence de commutation selon la stratégie six-step. L'ensemble constitue une boucle de commande permettant d'assurer le fonctionnement du moteur selon les performances souhaitées.

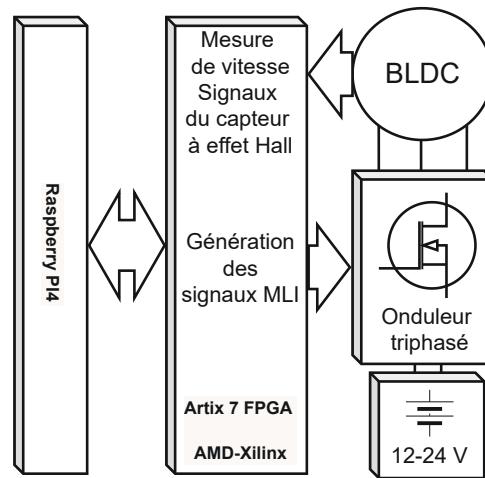


Figure 3.1 Architecture globale du système d'entraînement BLDC avec commande implémentée en FPGA.

3.2 Carte de l'onduleur

3.2.1 Dimensionnement et choix de l'interrupteur

Deux technologies s'imposent aujourd'hui dans les applications de conversion de puissance : le GaN (Gallium Nitride) et le SiC (Silicon Carbide) [60]. Ces matériaux offrent des performances nettement supérieures à celles des dispositifs en silicium grâce à leurs propriétés physiques idéales pour les applications à haute fréquence et à haute température.

Le GaN se distingue par des vitesses de commutation très élevées, avec des temps de montée et de descente de l'ordre de 1 à 3 ns, ainsi que par de faibles capacités parasites [61]. Par exemple, un transistor eGaN de 100 V présente typiquement une capacité de sortie C_{oss} d'environ 200 pF et une capacité de transfert inverse C_{rss} de l'ordre de 20 pF, ce qui réduit les pertes de commutation et permet un fonctionnement jusqu'à 3 MHz [62, 63]. Cette technologie permet de réduire la taille des composants passifs et d'augmenter

le rendement global [64]. Cependant, les dispositifs GaN restent coûteux, à environ des dizaines de dollars, et présentent des contraintes de commande strictes, notamment en raison de leur sensibilité aux surtensions et aux transitoires rapides [65]. Cette complexité augmente les exigences en matière de conception des pilotes de grille et de protection.

À l'inverse, les dispositifs en SiC offrent une tension de claquage élevée, généralement comprise entre 650 V et 3,3 kV, une température maximale de jonction pouvant atteindre 200 à 225 °C, ainsi qu'une conductivité thermique d'environ $370 \text{ W m}^{-1} \text{ K}^{-1}$, ce qui leur confère une excellente robustesse thermique et des pertes de commutation réduites [66, 67]. Leur comportement est particulièrement adapté aux applications de puissance moyenne à élevée, tout en permettant des fréquences de commutation de l'ordre de 20 kHz à 100 kHz [62]. Comparativement au GaN, le SiC présente un coût plus abordable pour les applications de forte puissance et une intégration plus simple dans les architectures industrielles standards.

Compte tenu des objectifs de ce projet (fréquence de commutation d'environ 20 kHz, robustesse thermique et coût raisonnable), la technologie SiC s'avère être la solution la plus appropriée. Elle garantit un bon compromis entre performance, facilité d'intégration et coût global, tout en assurant une marge de sécurité confortable au niveau des contraintes électriques.

Dans la famille des dispositifs SiC, on distingue les SiC MOSFETs et les SiC IGBTs. Les SiC MOSFETs se caractérisent par une faible résistance à l'état passant, de faibles pertes de commutation et une commande simple, ce qui les rend particulièrement adaptés aux applications à haute fréquence [68]. Les SiC IGBTs sont réservés aux applications de très forte puissance ou de très haute tension (plusieurs kilovolts), mais leur vitesse de commutation plus faible les rend moins appropriés pour ce projet [69].

Le Tableau 3-1 montre que, bien que les technologies SiC et GaN offrent des performances supérieures en termes de vitesse de commutation et de pertes, ces avantages ne sont pas pleinement exploités dans le cadre de cette application, limitée à une tension d'alimentation de 12 à 24 V et à une fréquence de commutation de 20 kHz. Leur utilisation conduirait donc à un surdimensionnement du convertisseur ainsi qu'à une augmentation du coût. Le choix s'est ainsi porté sur l'IGBT silicium **IKP20N60T (Infineon)**, qui offre un compromis satisfaisant entre robustesse, simplicité de commande, performances et coût pour les spécifications retenues.

Tableau 3-1 Comparaison des technologies de commutation pour l'application étudiée.

Critère	IGBT	MOSFET Si	SiC	GaN
Tension	600 V	200 V	650 V	100 V
Fréquence max.	20–50 kHz	≤ 100 kHz	≤ 100 kHz	MHz
Pertes de commutation	Moyennes	Faibles	Très faibles	Très faibles
Coût	Faible	Faible	Élevé	Très élevé
Adapté à 20 kHz	Oui	Oui	Oui	Oui
Choix retenu	Oui	Non	Non	Non

3.2.2 Dimensionnement et choix du pilote de grille

Le pilote de grille joue un rôle essentiel dans le fonctionnement de l'onduleur de puissance. Il assure l'interface entre la partie commande (microcontrôleur ou FPGA) et les interrupteurs de puissance, en fournissant les niveaux de tension et de courant nécessaires pour commander efficacement la grille des transistors. Un dimensionnement adéquat du pilote est indispensable afin de garantir des temps de commutation réduits, de limiter les pertes de commutation et d'assurer un fonctionnement sûr et fiable du système.

Le dimensionnement du pilote de grille dépend principalement de plusieurs critères, notamment la charge totale de grille du composant de puissance, la fréquence de

commutation, les niveaux de tension de commande requis ainsi que les contraintes d'isolation galvanique. Le courant moyen nécessaire à la commande de la grille peut être estimé à partir de la charge totale de grille Q_g et de la fréquence de commutation f_{sw} selon l'équation (3.1).

$$I_g = Q_g f_{sw}. \quad (3.1)$$

où I_g est le courant moyen fourni par le pilote de grille, Q_g la charge totale de grille de l'IGBT et f_{sw} la fréquence de commutation. La puissance nécessaire à la commande de la grille est quant à elle donnée par l'équation (3.2).

$$P_g = Q_g V_{GE} f_{sw}. \quad (3.2)$$

où V_{GE} représente la tension grille-émetteur appliquée au composant. Ces relations montrent que l'augmentation de la fréquence de commutation ou de la charge de grille entraîne une augmentation des besoins en courant et en puissance du pilote. Dans ce projet, la fréquence de commutation maximale est fixée à 20 kHz, ce qui impose un pilote capable de fournir un courant de sortie suffisant afin d'assurer une charge et une décharge rapides de la capacité de grille de l'IGBT, tout en limitant les pertes et les délais de commutation. Par ailleurs, l'utilisation d'un onduleur triphasé nécessite une isolation galvanique entre la partie commande et la partie puissance afin de protéger les circuits de commande contre les surtensions et les perturbations électromagnétiques.

Au regard de ces exigences, le pilote **1EDI20N12AFXUMA1** du fabricant Infineon a été retenu. Ce pilote isolé est capable de fournir un courant de sortie élevé, permettant une commande rapide et fiable des IGBTs. Il offre une isolation galvanique renforcée entre l'entrée et la sortie, garantissant une séparation sûre entre les domaines basse et haute tension. De plus, ce composant est compatible avec des fréquences de commutation allant

jusqu'à 1Mhz, ce qui le rend parfaitement adapté à une fréquence de fonctionnement de 20 kHz.

Ce pilote intègre également des fonctions de protection avancées, telles que la protection contre les sous-tensions d'alimentation (UVLO), contribuant à améliorer la fiabilité globale de l'onduleur. Ainsi, le choix de ce pilote permet d'assurer une commande robuste et performante des interrupteurs de puissance, tout en respectant les contraintes de sécurité et de performance imposées par l'application.

Le pilote 1EDI20N12AFXUMA1 requiert une tension d'alimentation d'environ 15 V côté puissance afin de garantir une amplitude de commande suffisante sur la grille de l'IGBT et d'assurer une commutation rapide et fiable.

Pour répondre à cette exigence, une source isolée 15 V/15 V a été retenue : le convertisseur DC–DC **PQME1-S15-S15-S** de CUI Inc. Ce module fournit une puissance nominale de 1 W avec une tension d'entrée typique de 15 V et une tension de sortie régulée de 15 V, pour un courant maximal de 67 mA, ce qui est largement suffisant pour alimenter la sortie du pilote de grille et les circuits associés. Il offre en outre une isolation galvanique entrée–sortie de 1,5 kV, renforçant la séparation électrique entre la partie commande et la partie puissance du système.

Ce convertisseur présente un rendement typique de 75 % et une plage de température de fonctionnement allant de $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $85\text{ }^{\circ}\text{C}$, ce qui garantit un fonctionnement fiable dans des conditions thermiques variées. Sa puissance de sortie de 1 W offre une marge confortable par rapport à la consommation réelle du pilote (0,2 W), tout en limitant les pertes et l'échauffement. Ainsi, ce module constitue une solution compacte, isolée et robuste pour l'alimentation de 15 V de la partie de sortie du pilote de grille.

La Figure 3.2 illustre le modèle 3D de la carte onduleur triphasé développé sous Altium Designer.

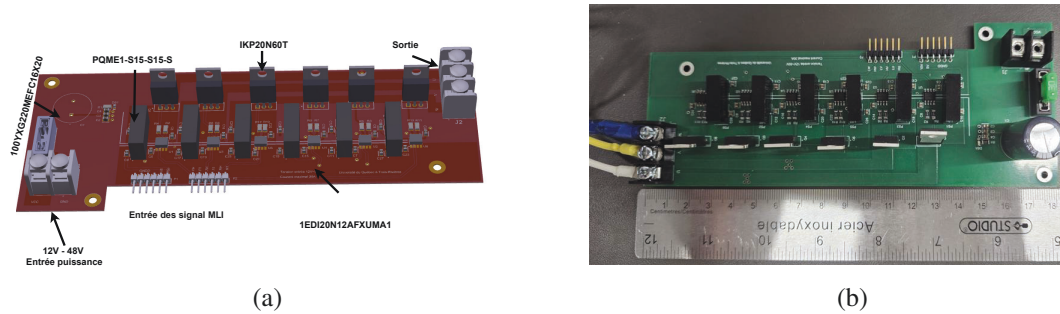


Figure 3.2 Carte onduleur IGBT (a) Conception sous Altium, (b) Carte réalisée.

3.2.3 Simulation de l'onduleur triphasé sous LTspice

Afin de valider le fonctionnement de l'onduleur triphasé avant sa mise en œuvre expérimentale, une simulation a été réalisée à l'aide du logiciel LTspice. Cette étape permet de vérifier à la fois la structure du circuit de puissance et la stratégie de commande adoptée.

La Figure 3.3 présente le schéma de simulation de l'onduleur implémenté sous LTspice. On y observe la structure triphasée de l'onduleur ainsi que les différents éléments utilisés pour la commande des interrupteurs de puissance.

La commande de l'onduleur repose sur une stratégie de commutation en six étapes, couramment utilisée pour les moteurs BLDC. Dans cette étude, les signaux de commande ont été générés à une fréquence de 2 kHz, avec une division de la période en six intervalles correspondant aux états de conduction.

Les résultats de simulation et expérimentale sont présentés dans la Figure 3.4, illustrant les tensions de phase V_u , V_v et V_w . Les formes d'onde obtenues présentent un

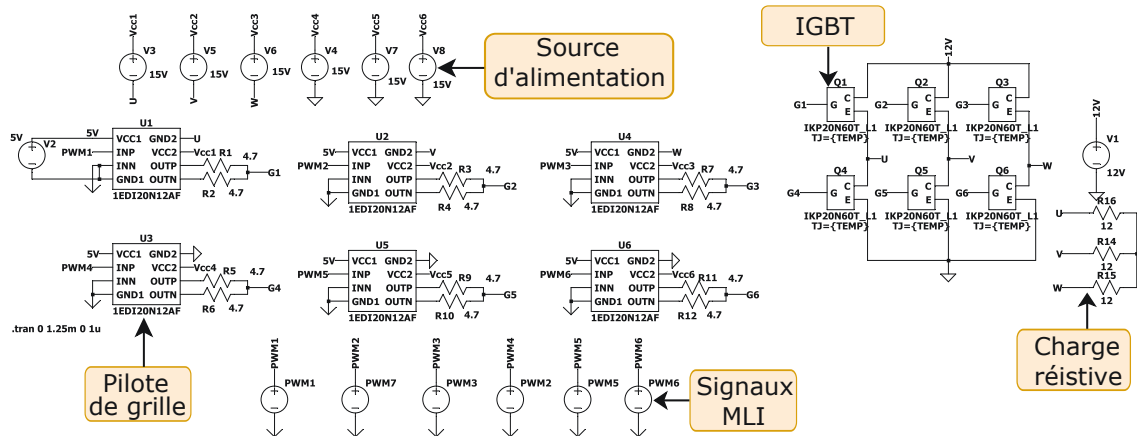


Figure 3.3 Schéma de simulation de l'onduleur triphasé sous LTspice.

comportement en créneaux caractéristique de la commutation en six étapes.

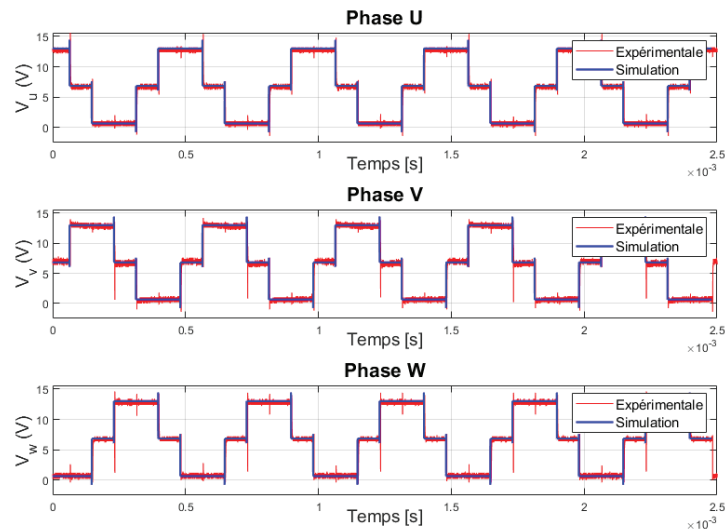


Figure 3.4 Tensions de phase V_u , V_v et V_w obtenues en simulation sous LTspice.

Ces résultats montrent que l'onduleur fonctionne conformément aux attentes. De plus, une bonne concordance avec les résultats expérimentaux a été observée, ce qui permet de valider le modèle de simulation ainsi que la stratégie de commande adoptée.

3.3 Carte d'isolation

3.3.1 Dimensionnement et choix de l'isolateur

L'isolation galvanique entre la partie commande et la partie puissance constitue une exigence essentielle dans les systèmes d'électronique de puissance, en particulier dans les onduleurs destinés à la commande de moteurs électriques. Elle permet d'assurer la sécurité des circuits de commande, de limiter les boucles de masse et d'améliorer l'immunité du système face aux perturbations électromagnétiques.

Le dimensionnement de l'isolation repose sur plusieurs critères, notamment la tension maximale à isoler, la vitesse de commutation des signaux, l'immunité aux transitoires de mode commun (*CMTI*), ainsi que les contraintes normatives liées à la sécurité électrique. Dans ce projet, bien que la tension d'alimentation de l'onduleur soit comprise entre 12 V et 24 V, la présence de forts gradients de tension (dv/dt) générés par les commutations rapides des interrupteurs de puissance impose le recours à une isolation robuste et performante. De plus, la fréquence de commutation pouvant atteindre 20 kHz nécessite un isolateur capable de transmettre des signaux numériques rapides sans distorsion ni retard excessif.

Au regard de ces exigences, l'isolateur numérique **IL711-3E** du fabricant **NVE** Corporation a été retenu. Ce composant est un isolateur numérique à deux canaux basé sur la technologie magnétorésistive (GMR), offrant une isolation galvanique élevée et une excellente immunité aux perturbations. La version *-3E* fournit une tension d'isolation de $2.5 \text{ kV}_{\text{RMS}}$, largement suffisante pour garantir la séparation électrique entre les domaines basse tension et puissance dans l'application considérée. De plus, l'IL711-3E présente une immunité aux transitoires de mode commun supérieure à $100 \text{ kV}/\mu\text{s}$, ce qui le rend

particulièrement adapté aux environnements à fortes variations de tension.

Par ailleurs, cet isolateur supporte des débits de données pouvant atteindre 110 Mbps, assurant ainsi une transmission fiable des signaux de commande à la fréquence de fonctionnement de l'onduleur. Son faible délai de propagation, de l'ordre de 10 à 15 ns, permet de limiter les erreurs de synchronisation entre les signaux de commande. Enfin, son faible courant de consommation et sa compatibilité avec des tensions d'alimentation comprises entre 2.7 V et 5.5 V facilitent son intégration dans l'architecture globale du système.

Ainsi, le choix de l'isolateur IL711-3E permet de satisfaire les contraintes de sécurité, de performance et de robustesse imposées par l'onduleur développé dans ce travail, tout en assurant une isolation fiable et durable entre les parties commande et puissance.

3.3.2 Choix et dimensionnement du convertisseur CC–CC 12 V/5 V

Le convertisseur CC–CC constitue un élément essentiel de l'architecture d'alimentation du système, puisqu'il fournit une tension adaptée à la partie commande tout en assurant une isolation galvanique entre les différents sous-systèmes. Dans ce projet, la partie commande est alimentée par une batterie de 12 V, ce qui nécessite un convertisseur capable de délivrer une tension de sortie régulée de 5 V pour alimenter les circuits logiques, notamment les isolateurs, les pilotes et les interfaces numériques.

L'utilisation d'un convertisseur CC–CC isolé garantit également une séparation galvanique entre le FPGA et la partie commande, améliorant ainsi la robustesse du système face aux perturbations électromagnétiques, aux différences de potentiel de masse et aux transitoires de commutation.

Le dimensionnement du convertisseur repose sur la tension d'entrée (12 V), la tension de sortie (5 V), la puissance requise et le niveau d'isolation électrique. Le convertisseur **CC3-1205SF-E** de la série CC-E de **TDK-Lambda** a été retenu. Il accepte une tension d'entrée comprise entre 9 V et 18 V, fournit une sortie régulée de 5 V avec une puissance nominale de 3 W, suffisante pour alimenter l'ensemble des circuits de commande, et assure une isolation galvanique de 500 V_{AC} entre l'entrée et la sortie.

Le CC3-1205SF-E offre également un bon rendement, un faible niveau d'interférences électromagnétiques grâce à son boîtier métallique et une large plage de température de fonctionnement, garantissant une alimentation isolée, stable et fiable. La Figure 3.5 présente le modèle 3D de la carte d'isolation développée sous Altium Designer.

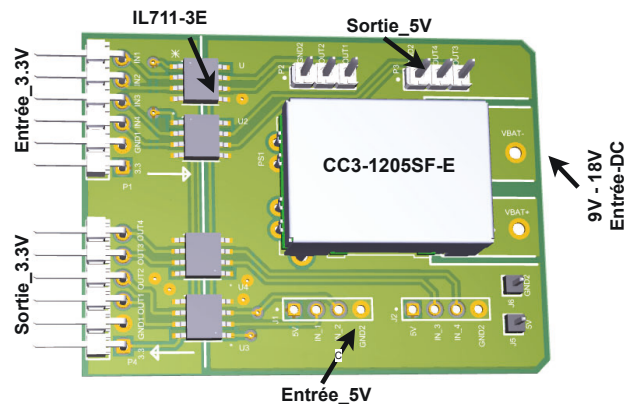


Figure 3.5 Modèle 3D de la carte d'isolation sous Altium Designer.

3.4 Modélisation du moteur BLDC

La modélisation du moteur BLDC est essentielle pour comprendre son comportement dynamique, concevoir des lois de commande performantes et prévoir ses performances avant l'implémentation réelle. Le schéma équivalent du moteur BLDC est montré dans la Figure 3.6.

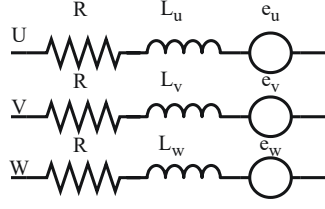


Figure 3.6 Schéma électrique équivalent du moteur BLDC.

Où R la résistance de phase, L_u, L_v, L_w les inductances, e_u, e_v, e_w les forces contre-électromotrice, et U, V, W les phases.

Le modèle mathématique du moteur BLDC permet de décrire les relations entre les grandeurs électriques et mécaniques du système.

Du point de vue électrique, un moteur BLDC triphasé peut être représenté par l'équation matricielle (3.3) [70, 71]:

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_u & L_{uv} & L_{uw} \\ L_{vu} & L_v & L_{vw} \\ L_{wu} & L_{wv} & L_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

où v_u, v_v, v_w sont les tensions de phase, i_u, i_v, i_w les courants statoriques, R la résistance de phase, L_u, L_v, L_w les inductances propres, L_{uv}, L_{uw}, L_{vw} les inductances mutuelles, et e_u, e_v, e_w les forces contre-électromotrices. En supposant un moteur symétrique [72], les inductances propres et mutuelles vérifient les équations (3.4) et (3.5):

$$L_u = L_v = L_w = L. \quad (3.4)$$

$$L_{uv} = L_{uw} = L_{vu} = L_{vw} = L_{wu} = L_{wv} = M. \quad (3.5)$$

Sous ces hypothèses, le modèle électrique du moteur BLDC se simplifie et s'écrit sous la forme (3.6) [12]:

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Le couple électromagnétique développé par le moteur BLDC est exprimé en fonction des forces contre-électromotrices et de la vitesse mécanique du rotor [28,73] par l'équation (3.7):

$$T_{el} = \frac{1}{\omega_m} (e_u i_u + e_v i_v + e_w i_w). \quad (3.7)$$

où T_e est le couple électromagnétique, ω_m la vitesse mécanique du rotor, la dynamique mécanique du moteur est décrite par l'équation du mouvement (3.8):

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_{el} - F \omega_m - T_L. \quad (3.8)$$

où J représente l'inertie totale du système, F le coefficient de frottement visqueux, et T_L le couple de charge appliqué à l'arbre du moteur. La vitesse mécanique du rotor est liée à la position angulaire par (3.9):

$$P \omega_m = \frac{d\theta_r}{dt}. \quad (3.9)$$

où θ_r est la position angulaire du rotor, P est le nombre de pôles du moteur.

Dans un moteur BLDC, la force contre-électromotrice (Back-EMF) présente

généralement une forme trapézoïdale en fonction de la position électrique du rotor. Les forces contre-électromotrices des trois phases peuvent être exprimées en fonction de l'angle électrique $\theta \in [0, 360^\circ]$ comme définit par (3.10), (3.11) et (3.12) [74].

$$e_u(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{30}\theta, & 0 < \theta < 30 \\ 1, & 30 < \theta < 150 \\ -\frac{1}{30}(\theta - 150) + 1, & 150 < \theta < 210 \\ -1, & 210 < \theta < 330 \\ \frac{1}{30}(\theta - 330) - 1, & 330 < \theta < 360 \end{cases} \quad (3.10)$$

$$e_v(\theta) = \begin{cases} -1, & 0 < \theta < 90 \\ \frac{1}{30}(\theta - 90) - 1, & 90 < \theta < 150 \\ 1, & 150 < \theta < 270 \\ -\frac{1}{30}(\theta - 270) + 1, & 270 < \theta < 330 \\ -1, & 330 < \theta < 360 \end{cases} \quad (3.11)$$

$$e_w(\theta) = \begin{cases} 1, & 0 < \theta < 30 \\ -\frac{1}{30}(\theta - 30) + 1, & 30 < \theta < 150 \\ -1, & 150 < \theta < 210 \\ \frac{1}{30}(\theta - 210) - 1, & 210 < \theta < 330 \\ 1, & 330 < \theta < 360 \end{cases} \quad (3.12)$$

3.5 Modélisation d'un système

Le système étudié est constitué d'un onduleur triphasé alimentant un moteur BLDC, associé à une chaîne de mesure de la vitesse rotorique. La modélisation d'un système dynamique vise à représenter son comportement de manière simple et exploitable pour l'analyse et la commande. Lorsque le modèle physique détaillé est complexe, des approximations linéaires sont couramment utilisées [51, 75]. Parmi celles-ci, les modèles du premier ordre avec retard (FOPDT) et du second ordre avec retard (SOPDT) sont largement adoptés.

3.5.1 Modélisation du modèle du premier ordre avec retard

L'identification d'un modèle FOPDT repose sur l'analyse de la réponse du système à une excitation simple, le plus souvent une entrée échelon. Cette approche expérimentale permet d'extraire les paramètres dynamiques dominants du procédé à partir de données mesurées [76].

Dans un premier temps, une entrée échelon d'amplitude connue est appliquée au système. L'entrée $u(t)$ est définie par l'équation (3.13) [47]:

$$u(t) = U_0 H(t). \quad (3.13)$$

où U_0 représente l'amplitude de l'échelon et $H(t)$ la fonction de Heaviside. La sortie du système est ensuite enregistrée afin d'analyser sa dynamique.

Le gain statique K est déterminé à partir du rapport entre la variation finale de la sortie

et celle de l'entrée. Dans le cas d'un échelon passant de 0 à U_0 , on obtient [47]:

$$K = \frac{y(\infty)}{U_0}. \quad (3.14)$$

où $y(\infty)$ représente la valeur finale de la sortie lorsque $t \rightarrow \infty$, c'est-à-dire la valeur de la sortie en régime permanent. Ce qui implique que la valeur finale de la sortie est donnée par $y(\infty) = KU_0$.

La constante de temps τ est ensuite estimée à partir de la phase transitoire, généralement comme le temps nécessaire pour atteindre 63 % de la variation finale après le temps mort.

Dans le cas le plus simple, le comportement du système peut être représenté par un modèle du premier ordre sans retard, donné par l'équation (3.15) [47, 51]:

$$G_m(s) = \frac{K}{\tau s + 1}. \quad (3.15)$$

dont la réponse à une entrée échelon est décrite par l'équation (3.16) [47]:

$$y(t) = U_0 K \left(1 - e^{-t/\tau} \right). \quad (3.16)$$

La constante de temps τ caractérise la rapidité de la dynamique, tandis que le gain statique K relie la valeur finale de la sortie à l'amplitude de l'entrée.

Lorsque le système présente un retard pur, phénomène fréquent dû aux délais de transport, aux actionneurs ou aux temps de traitement internes, le modèle FOPDT s'écrit

sous la forme de l'équation (3.17) [47, 51, 76]:

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} e^{-Ls}. \quad (3.17)$$

Le temps mort L correspond au délai entre l'application de l'échelon et le début significatif de la réponse du système. La réponse temporelle associée est alors donnée par l'équation (3.18) :

$$y(t) = \begin{cases} 0, & t < L, \\ U_0 K \left(1 - e^{-(t-L)/\tau} \right), & t \geq L. \end{cases} \quad (3.18)$$

3.5.2 Modélisation du modèle du second ordre avec retard

L'identification d'un modèle du second ordre avec temps mort SOPDT repose sur l'analyse de la réponse du système à une entrée échelon, de la même manière que pour le modèle FOPDT. Cette approche est particulièrement adaptée lorsque la dynamique du procédé ne peut être correctement décrite par un modèle du premier ordre, notamment en présence de deux dynamiques dominantes [77].

L'entrée échelon appliquée au système est définie par l'équation (3.13), et la sortie mesurée permet d'identifier les paramètres dynamiques du modèle. Le gain statique K est déterminé à partir du rapport entre la variation finale de la sortie et celle de l'entrée, conformément à l'équation (3.14).

Les constantes de temps τ_1 et τ_2 caractérisent respectivement les dynamiques rapide et lente du procédé. Elles sont estimées à partir de la phase transitoire de la réponse indicielle, en analysant la courbure et la vitesse d'évolution de la sortie. Le temps mort L correspond,

comme précédemment, au délai entre l'application de l'échelon et le début effectif de la réponse du système.

Dans le cas d'un modèle du second ordre sans retard, le comportement du système peut être représenté par la fonction de transfert donnée par l'équation (3.19) [78]:

$$G(s) = \frac{K}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}. \quad (3.19)$$

La réponse du système à une entrée échelon est alors décrite par l'équation (3.20) [47, 78]:

$$y(t) = U_0 K \left[1 - \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} e^{-t/\tau_1} + \frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} e^{-t/\tau_2} \right]. \quad (3.20)$$

avec $\tau_1 \neq \tau_2$.

Lorsque le système présente un retard pur, le modèle SOPDT s'écrit sous la forme de l'équation (3.21) :

$$G(s) = \frac{K}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} e^{-Ls}. \quad (3.21)$$

La réponse temporelle correspondante est donnée par l'équation (3.22) :

$$y(t) = \begin{cases} 0, & t < L, \\ U_0 K \left[1 - \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} e^{-(t-L)/\tau_1} + \frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} e^{-(t-L)/\tau_2} \right], & t \geq L. \end{cases} \quad (3.22)$$

3.6 Simulation en boucle ouverte du moteur BLDC

La Figure 3.7 présente le modèle de simulation du banc d'essai utilisé pour l'étude du système d'entraînement électrique. Ce modèle a été développé sous *MATLAB/Simulink*, en s'appuyant sur les bibliothèques de *Simscape Electrical*, notamment le package

Specialized Power Systems, reconnu pour sa capacité à modéliser efficacement les systèmes d'électronique de puissance et les machines électriques avec un bon compromis entre précision et rapidité de simulation.

Le système est alimenté par une source de tension continue, représentant la batterie (12–24 V), qui fournit l'énergie à un onduleur triphasé. Ce dernier, modélisé à l'aide du bloc *Universal Bridge*, est constitué d'interrupteurs de type IGBT (IKP20N60T) associés à leurs diodes antiparallèles. Il assure la conversion de la tension continue en tensions alternatives triphasées appliquées aux phases du moteur (U, V et W).

Le moteur BLDC est modélisé en intégrant ses caractéristiques électriques et mécaniques, issues des données du constructeur (**LIN Engineering**, référence **BL23E33-01D-Y20-ES1000-B12F**). La vitesse du rotor ω_m est extraite pour l'analyse dynamique. Un couple résistant est également appliqué afin de reproduire des conditions de charge réalistes.

La commande du moteur repose sur les signaux des capteurs à effet Hall (h_a , h_b , h_c), permettant de déterminer la position du rotor. Ces signaux alimentent une table de commutation (Tableau 2-3) qui génère les états de commande des interrupteurs de l'onduleur, conformément à la stratégie de commutation en six étapes. Cette logique garantit une commutation correcte des phases en fonction du secteur électrique.

Par ailleurs, un générateur de signaux MLI est intégré dans la chaîne de commande. Le rapport cyclique appliqué permet d'ajuster la tension moyenne délivrée au moteur, et ainsi de contrôler sa vitesse. La commande globale repose donc sur la combinaison de la commutation basée sur les capteurs à effet Hall et de la modulation MLI.

Enfin, un bloc de visualisation permet d'observer les principales grandeurs du système,

notamment les courants de phase, les signaux du capteur à effet Hall et la vitesse du rotor. Cette simulation complète permet de valider le fonctionnement global de la chaîne d'entraînement ainsi que la cohérence de la stratégie de commande avant la phase de validation expérimentale.

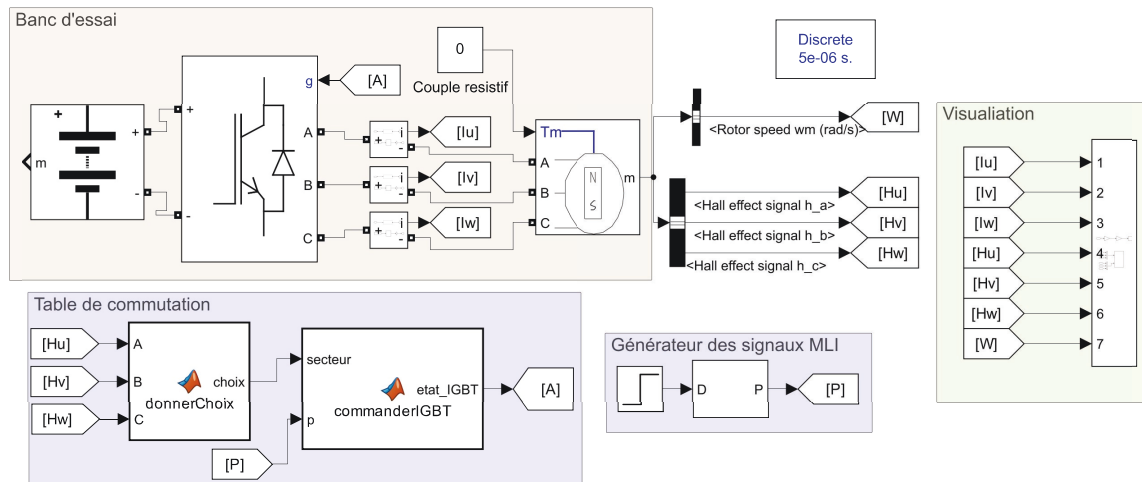


Figure 3.7 Schéma global du banc d'essai simulé du système d'entraînement BLDC sous *MATLAB/Simulink*.

La Figure 3.8 illustre la réponse de la vitesse du moteur BLDC à une séquence d'échelons croissants du rapport cyclique MLI en boucle ouverte. La courbe inférieure représente le profil du rapport cyclique appliqué, tandis que la courbe supérieure montre l'évolution correspondante de la vitesse du rotor.

On observe que la vitesse suit correctement les variations du rapport cyclique, avec une augmentation progressive à chaque échelon, ce qui confirme la relation directe entre la tension moyenne appliquée et la vitesse du moteur. La réponse dynamique est rapide, avec un temps de stabilisation court et sans dépassement notable.

Par ailleurs, ces résultats mettent en évidence le bon fonctionnement de la table de commutation basée sur les capteurs à effet Hall. La synchronisation correcte entre la

position du rotor et la commutation des phases assure une alimentation cohérente du moteur, garantissant ainsi une rotation stable et continue sans perturbations visibles.

Ces observations valident à la fois la cohérence du modèle sous *Simscape* et l'efficacité de la stratégie de commande en boucle ouverte, constituant ainsi une base fiable pour les études en boucle fermée.

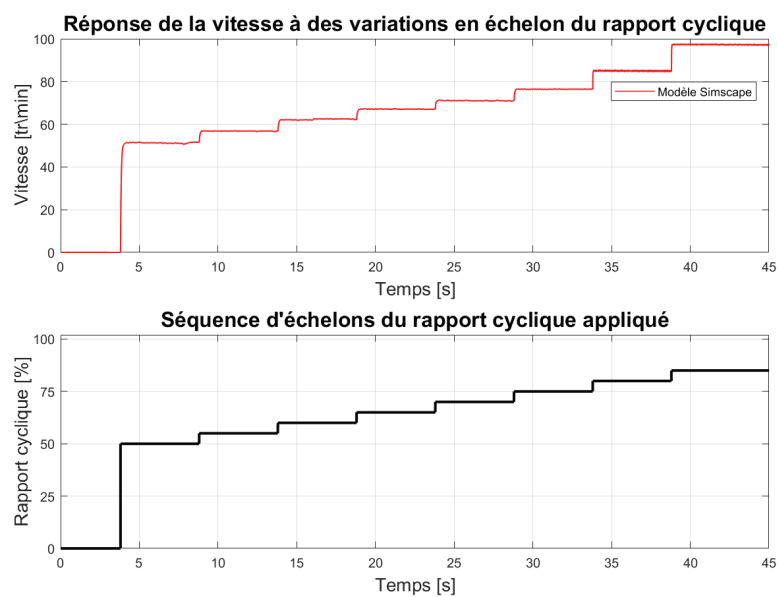


Figure 3.8 Réponse de la vitesse du moteur à des échelons de rapport cyclique MLI en boucle ouverte (Modèle Simscape).

3.7 Conclusion

Ce chapitre a présenté les bases théoriques et matérielles nécessaires à la mise en œuvre du système de commande du moteur BLDC. Dans un premier temps, les modèles mathématiques du moteur ont été établis, incluant le modèle électrique, le modèle mécanique ainsi que la modélisation de la force contre-électromotrice, permettant de décrire le comportement dynamique du moteur.

Par la suite, la conception des éléments matériels du système a été présentée,

notamment l'onduleur de puissance ainsi que les cartes d'isolation assurant l'interface entre la plateforme FPGA et l'étage de puissance. Ces cartes ont été conçues et modélisées à l'aide du logiciel Altium Designer.

Enfin, les principales étapes de la simulation du système sous *MATLAB/Simulink* ont été décrites afin de valider le comportement du modèle et de préparer l'implémentation des différentes stratégies de commande étudiées dans ce travail.

Chapitre 4 - Implémentation en FPGA et validation expérimentale

Ce chapitre présente la validation expérimentale des stratégies de commande étudiées. Dans un premier temps, une modélisation du système est réalisée afin d'obtenir un modèle représentatif du moteur. Ensuite, des tests en boucle fermée sont effectués pour évaluer les performances des contrôleurs sélectionnés. Les résultats obtenus permettent d'analyser le comportement dynamique et la robustesse du système.

4.1 Modélisation et validation du système

Dans ce chapitre, une validation expérimentale du système est présentée. L'objectif principal est d'identifier le comportement dynamique réel de la chaîne d'entraînement moteur afin d'obtenir un modèle de type FOPDT, tel que défini par l'équation (3.19).

Pour cela, des essais en boucle ouverte ont été réalisés. Des commandes en échelon ont été appliquées au système en faisant varier le rapport cyclique, tandis que la sortie mesurée correspond à la vitesse du moteur. L'ensemble des tests a été implémenté sur une carte FPGA de référence **XC7A100T-1CSG324C**. L'acquisition des données expérimentales a été effectuée à l'aide d'une *Raspberry Pi4*, en utilisant une communication série de type SPI entre le FPGA et la carte Raspberry Pi. Cette architecture permet une acquisition fiable et rapide des données de vitesse pour leur traitement ultérieur.

4.1.1 Modélisation du système

La fréquence de commutation MLI a été fixée à 2 kHz. Étant donné que la fréquence d'horloge du FPGA est de 100 MHz, le nombre de cycles d'horloge correspondant à une période MLI est donné par :

$$N_{\text{MLI}} = \frac{100 \text{ MHz}}{2 \text{ kHz}} = 50000.$$

En pratique, le compteur MLI est limité à une valeur maximale d'environ 49 000 afin de tenir compte des marges internes et des contraintes de synchronisation. Le rapport cyclique est obtenu en comparant la commande de contrôle générée par le système avec la valeur du compteur MLI.

La Figure 4.1 illustre la réponse expérimentale de la vitesse du moteur suite à des variations successives du rapport cyclique en boucle ouverte. Ces essais permettent d'extraire les paramètres dynamiques du système réel, notamment le gain statique, la constante de temps et le retard, nécessaires à l'identification d'un modèle FOPDT.

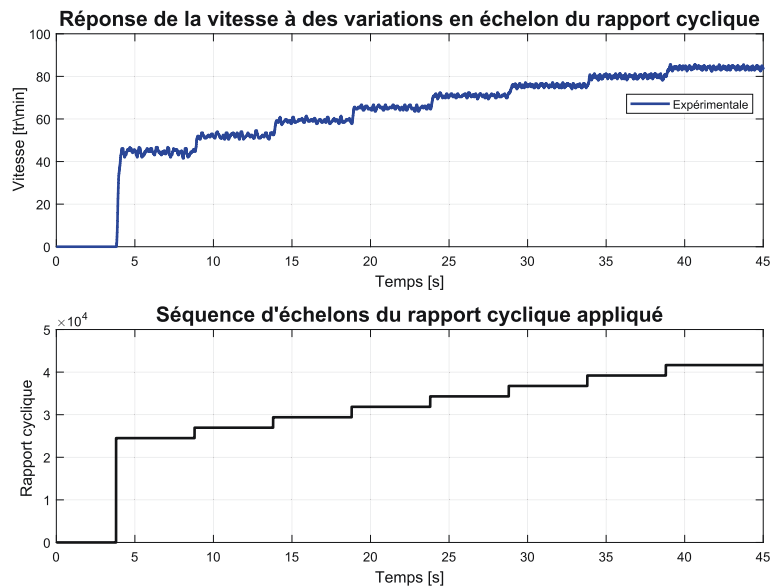


Figure 4.1 Réponse expérimentale de la vitesse du moteur à des échelons de rapport cyclique MLI en boucle ouverte.

À partir des essais expérimentaux en boucle ouverte, les paramètres du modèle FOPDT

ont été identifiés pour chaque variation en échelon du rapport cyclique. Pour chaque palier, le gain statique K , la constante de temps τ et le retard L ont été déterminés individuellement à partir de la réponse expérimentale correspondante.

Les valeurs finales du modèle ont ensuite été obtenues en calculant la moyenne des paramètres identifiés sur l'ensemble des échelons. Les paramètres moyens retenus sont :

$$K = 0.00185, \quad \tau = 0.125 \text{ s}, \quad L = 0.0717 \text{ s}.$$

Le comportement dynamique global du système (onduleur + moteur BLDC) peut ainsi être représenté par un modèle du premier ordre avec retard (FOPDT) de la forme :

$$G(s) = \frac{0.00185}{0.125s + 1} e^{-0.0717s}. \quad (4.1)$$

4.1.2 Validation du système

La Figure 4.2 présente la comparaison entre la réponse expérimentale, la réponse simulée du modèle FOPDT et celle issue du modèle *Simscape*. On observe une bonne correspondance globale entre les trois courbes, en particulier entre le modèle *Simscape* et les mesures expérimentales, ce qui confirme la validité de la modélisation physique du système.

Le modèle FOPDT permet également de reproduire la dynamique dominante du système, notamment la tendance générale et les temps de réponse. Toutefois, certains écarts apparaissent au niveau des différents paliers, ce qui montre que ce modèle reste une approximation linéarisée du comportement réel.

Ces différences s'expliquent principalement par la nature non linéaire du moteur BLDC. En effet, les paramètres du système (constante de force électromotrice, frottements, pertes, saturation magnétique, etc.) varient en fonction du point de fonctionnement, notamment avec la vitesse et le courant. Ainsi, un modèle du premier ordre avec retard (FOPDT), identifié autour d'un point moyen, ne peut pas capturer précisément ces variations sur toute la plage de fonctionnement.

Par ailleurs, bien que le modèle *Simscape* fournisse des résultats proches des mesures expérimentales, certaines hypothèses simplificatrices demeurent. Les paramètres électriques du moteur, tels que la résistance statorique R , l'inductance L , l'inertie J et la constante de couple K_t , ont été renseignés à partir des données de la fiche technique du fabricant. En revanche, le coefficient de frottement visqueux B , non fourni par le constructeur, a été estimé ($B = 3.03 \times 10^{-4} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$) afin de reproduire au mieux le comportement dynamique du moteur dans le modèle *Simscape*. De plus, le frottement statique a été supposé nul. Ces hypothèses expliquent en partie les écarts observés entre les résultats de simulation et les mesures expérimentales.

Ainsi, le modèle obtenu peut être considéré comme valide pour l'analyse globale du système et la conception des lois de commande, tout en gardant à l'esprit les limitations liées aux non-linéarités du moteur et aux incertitudes paramétriques.

4.1.3 Analyse conjointe des signaux des capteurs à effet Hall et des courants de phase

Afin de valider la cohérence entre la logique de commutation implémentée et le comportement électrique du moteur, une analyse conjointe des signaux des capteurs à effet Hall et des courants de phase a été réalisée.

La Figure 4.3 présente simultanément les signaux du capteur à effet Hall et les courants

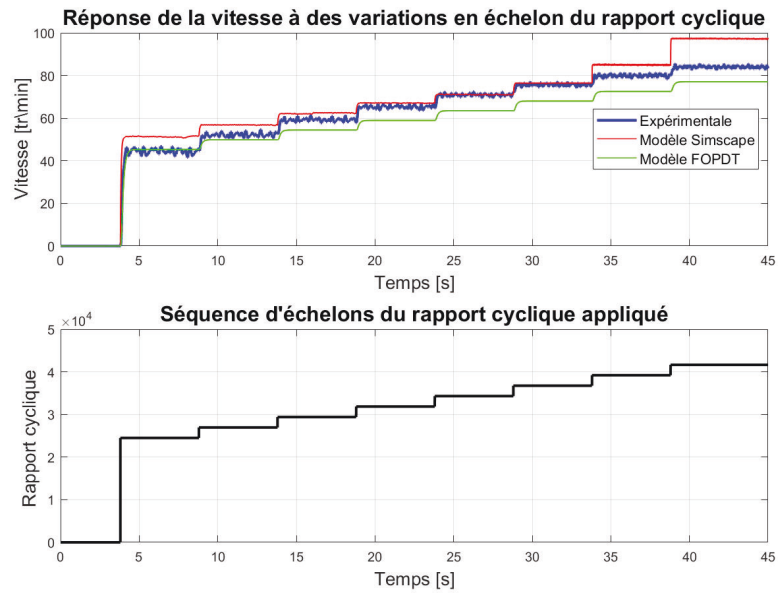


Figure 4.2 Comparaison entre la réponse expérimentale et la réponse simulée du modèle FOPDT pour des échelons successifs du rapport cyclique en boucle ouverte.

des trois phases du moteur pour un rapport cyclique de 70 %. Cette représentation permet d'observer directement la correspondance entre la table de commutation et les courants effectivement injectés dans les enroulements.

On constate que chaque changement d'état des signaux du capteur à effet Hall entraîne une transition des phases actives, conformément à la séquence de commutation présentée dans le Tableau 2-3. À chaque intervalle de 60 degrés électriques, deux phases conduisent simultanément tandis que la troisième phase reste flottante.

Les formes d'onde des courants présentent un comportement quasi trapézoïdal, caractéristique d'une commande à six étapes. La cohérence entre les transitions des signaux du capteur à effet Hall et les variations des courants confirme le bon fonctionnement de la logique de commande implémentée en FPGA.

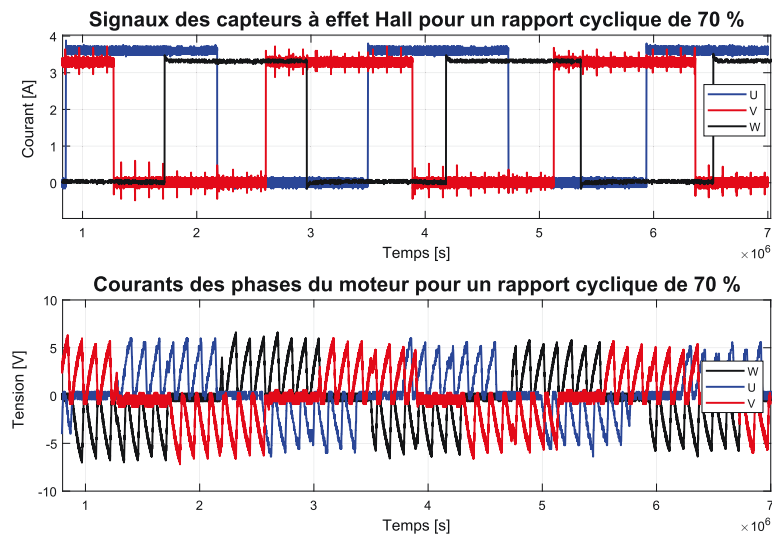


Figure 4.3 Signaux des capteurs à effet Hall et courants des phases du moteur BLDC pour un rapport cyclique de 70 %.

4.2 Discrétisation des contrôleurs du moteur BLDC

Étant donné que l'implémentation est réalisée en FPGA, les régulateurs continus doivent être convertis sous forme discrète. Deux méthodes principales de discrétisation ont été étudiées : la transformation bilinéaire (méthode de Tustin) et la méthode de maintien d'ordre zéro (Zero-Order Hold, ZOH).

4.2.1 Discrétisation par transformation bilinéaire (Tustin)

La méthode de Tustin permet d'obtenir une discrétisation précise du contrôleur PID en utilisant la substitution suivante :

$$s \approx \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}. \quad (4.2)$$

PID - Tustin

En appliquant cette transformation au contrôleur PID, on obtient :

$$u[k] = K_p e[k] + u_I[k-1] + K_i \frac{T_s}{2} (e[k] + e[k-1]) + \frac{2K_d}{T_s} (e[k] - e[k-1]). \quad (4.3)$$

Compensateur robuste du temps mort à deux degrés de liberté (DTC-2DOF) - Tustin

En appliquant la transformation de Tustin au compensateur $F(s)$ défini par (2.7), on obtient :

$$F(z) = \frac{T_0 \frac{2}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + 1}{T_1 \frac{2}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} + 1}. \quad (4.4)$$

Après simplification, l'équation aux différences devient :

$$y[k] = -k_3 y[k-1] + k_1 u[k] + k_2 u[k-1]. \quad (4.5)$$

avec

$$k_1 = \frac{T_s + 2T_0}{T_s + 2T_1}, \quad k_2 = \frac{T_s - 2T_0}{T_s + 2T_1}, \quad k_3 = \frac{T_s - 2T_1}{T_s + 2T_1}. \quad (4.6)$$

4.2.2 Discretisation par maintien d'ordre zéro (ZOH)

La méthode ZOH suppose que le signal de commande reste constant durant chaque période d'échantillonnage T_s . La discrétisation repose sur l'approximation d'Euler arrière :

$$s \approx \frac{1 - z^{-1}}{T_s}. \quad (4.7)$$

PID - ZOH

L'application de cette approximation au contrôleur PID conduit à :

$$u[k] = K_p e[k] + u_I[k-1] + K_i T_s e[k] + \frac{K_d}{T_s} (e[k] - e[k-1]). \quad (4.8)$$

Compensateur robuste du temps mort à deux degrés de liberté (DTC-2DOF) – ZOH

Le compensateur $F(s)$ est donné dans (2.7), l'approximation ZOH conduit à (4.9) :

$$F(z) = \frac{T_0 \frac{1-z^{-1}}{T_s} + 1}{T_1 \frac{1-z^{-1}}{T_s} + 1}. \quad (4.9)$$

L'équation aux différences associée s'écrit alors selon l'équation (4.5) :

$$y[k] = -k_3 y[k-1] + k_1 u[k] + k_2 u[k-1]. \quad (4.10)$$

avec :

$$k_1 = \frac{T_s + T_0}{T_s + T_1}, \quad (4.11)$$

$$k_2 = \frac{-T_0}{T_s + T_1}, \quad (4.12)$$

$$k_3 = \frac{-T_1}{T_s + T_1}. \quad (4.13)$$

4.3 Implémentation matérielle et paramètres des contrôleurs

Cette section présente l'implémentation pratique des contrôleurs développés pour la commande du moteur BLDC. Après l'étape de modélisation et de discrétisation des lois de commande, les algorithmes ont été intégrés sur la plateforme FPGA afin d'assurer une

exécution temps réel.

4.3.1 Détermination des paramètres des contrôleurs

En substituant les paramètres identifiés du système (équation (4.1)) dans les équations analytiques des différentes méthodes de réglage (Ziegler–Nichols (Tableau 2-6), Cohen–Coon (Tableau 2-9), Chien–Hrones–Reswick (Tableau 2-8)), ainsi que dans les formules du régulateur IMC–PID et du Compensateur robuste du temps mort à deux degrés de liberté (DTC-2DOF) (Tableau 2-10). Les valeurs obtenues sont présentées dans les Tableaux 4-1, 4-2, 4-3, 4-4.

Tableau 4-1 Paramètres du contrôleur PI obtenus par différentes méthodes de réglage.

Méthode de réglage	k_p	t_i
Ziegler–Nichols (ZN)	848.1285	0.239
Cohen–Coon (CC)	893.1735	0.1111
Chien–Hrones (CH)	329.8277	0.1458
Chien–Hrones–Reswick (CHR)	565.419	0.125

Tableau 4-2 Paramètres du contrôleur PID obtenus par différentes méthodes de réglage.

Méthode de réglage	k_p	t_i	t_d
Ziegler–Nichols (ZN)	1130.8	0.1434	0.0359
Cohen–Coon (CC)	1391.6	0.1445	0.0236
Chien–Hrones (CH)	565.419	0.125	0.5
Chien–Hrones–Reswick (CHR)	895.2467	0.1696	0.4737

4.3.2 Implémentation FPGA

Afin de valider expérimentalement les stratégies de commande proposées, un banc d'essai expérimental a été développé. Ce banc d'essai permet l'implémentation en temps

Tableau 4-3 Paramètres du contrôleur IMC–PID pour différentes valeurs de τ_c .

Paramètre IMC	k_p	t_i	t_d
$\tau_c = \tau/1 = 0.1250$	379.4167	0.1381	0.0108
$\tau_c = \tau/2 = 0.0625$	893.451	0.1249	0.0211
$\tau_c = \tau/3 = 0.0417$	1.26×10^3	0.1137	0.0252

Tableau 4-4 Paramètres du compensateur robuste à deux degrés de liberté du temps mort (DTC-2DOF).

Retard équivalent T_e	D_m	T_0	T_1
$T_e = (\tau + L)/1$	0.0072	0.011	0.2110
$T_e = (\tau + L)/3$	0.0072	0.011	0.0799
$T_e = (\tau + L)/10$	0.0072	0.011	0.034

réel des contrôleurs et l'évaluation des performances dynamiques du système.

La Figure 4.4 présente le schéma bloc global du banc d'essai expérimental dédié à la commande d'un moteur BLDC triphasé. L'architecture repose sur une source d'énergie continue fournie par une batterie (12 V), alimentant un onduleur triphasé CC–CA conçu spécifiquement pour ce banc d'essai. Cet onduleur convertit la tension continue en tensions triphasées nécessaires à la commutation électronique du moteur BLDC.

La génération des signaux de commande est assurée par une plateforme FPGA (Artix-7, XC7A100T-1CSG324C), responsable de la production des signaux MLI destinés aux interrupteurs de puissance. Les algorithmes de contrôle (PI, PID, IMC–PID et DTC-2DOF) sont implémentés en FPGA à l'aide de Xilinx Vivado System Generator, garantissant une exécution déterministe en arithmétique à virgule fixe.

Une carte Raspberry Pi 4 est interfacée avec la carte FPGA via une communication SPI. Elle assure les fonctions de passerelle de données, notamment l'acquisition, l'enregistrement et la visualisation des grandeurs expérimentales.

Le moteur BLDC utilisé est équipé de capteurs à effet Hall et d'un encodeur incrémental. Les signaux de retour sont exploités pour la commande en boucle fermée et pour l'évaluation des performances dynamiques du système.

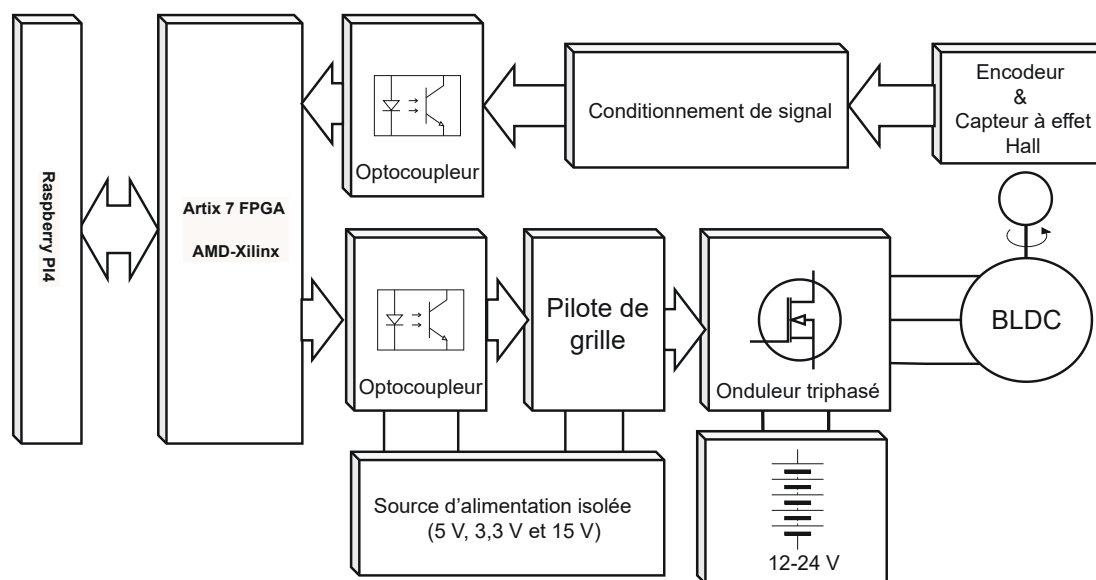
La Figure 4.4 présente une vue réelle du banc d'essai expérimental développé. On y distingue la plateforme FPGA, les cartes d'isolation, le driver de grille, l'onduleur triphasé, ainsi que le moteur BLDC instrumenté.

4.4 Implémentation et validation du contrôleur PI

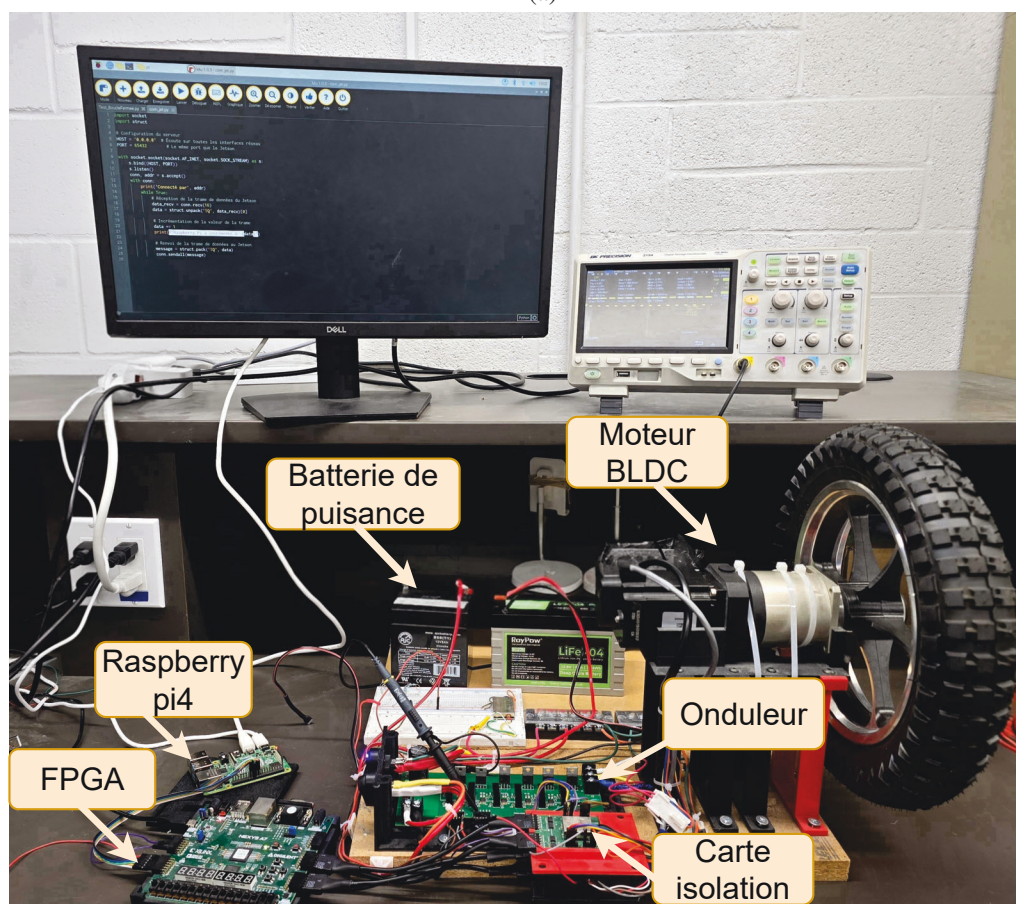
La Figure 4.5 présente l'architecture du contrôleur PI discrétisé par la méthode de Tustin et implémenté en FPGA à l'aide de Xilinx System Generator. Dans cette approche, les signaux de référence (*Ref*) et de mesure (*Mes*) sont adaptés et convertis en format numérique à virgule fixe, puis comparés afin de générer l'erreur de régulation.

La loi de commande est structurée en deux branches. La partie proportionnelle agit sur la variation de l'erreur, tandis que la partie intégrale repose sur une formulation récursive utilisant la moyenne des erreurs successives, conformément à l'approximation bilinéaire de Tustin. Les éléments de retard (z^{-1}) assurent la mémorisation des valeurs passées, permettant une implémentation efficace en FPGA. La mise à jour du contrôleur est synchronisée par la période d'échantillonnage T_s , garantissant la cohérence avec le modèle discret.

La Figure 4.6 présente l'architecture du contrôleur PI discrétisé selon la méthode du maintien d'ordre zéro (ZOH). Contrairement à la méthode de Tustin, la partie intégrale est ici obtenue par une accumulation discrète directe de l'erreur à chaque période d'échantillonnage, ce qui conduit à une structure plus simple.



(a)



(b)

Figure 4.4 (a) Schéma bloc du banc d'essai expérimental pour la commande d'un moteur BLDC triphasé., (b) Vue réelle du banc d'essai expérimental développé pour la validation des contrôleurs.

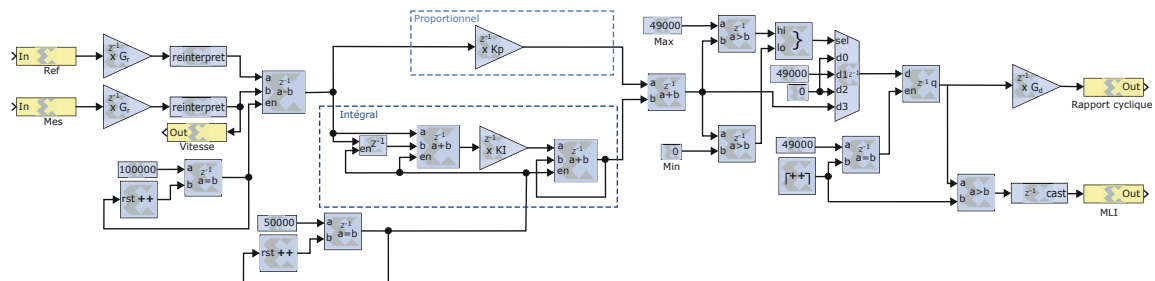


Figure 4.5 Architecture FPGA du contrôleur PI discrétisé par la méthode de Tustin.

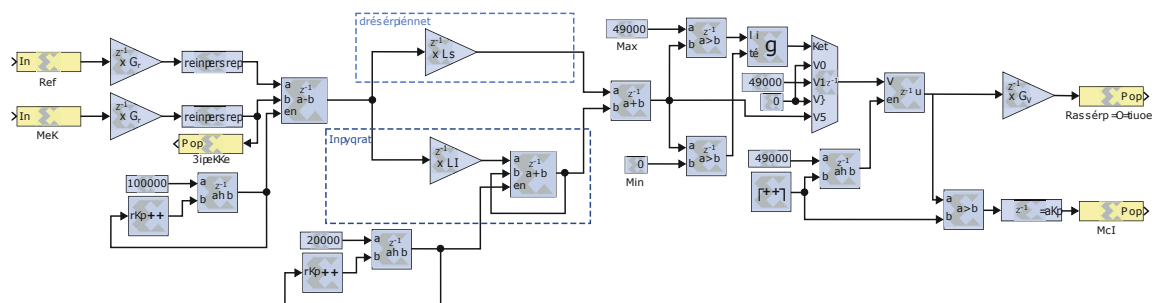


Figure 4.6 Architecture FPGA du contrôleur PI discrétisé par la méthode de ZOH.

Dans les deux cas, la commande calculée est soumise à une saturation afin de respecter les contraintes physiques du système, puis comparée à un compteur périodique pour générer le signal MLI appliqué à l'onduleur.

Les performances du contrôleur PI implémenté en FPGA ont été évaluées à la fois par simulation et par validation expérimentale, en utilisant différentes méthodes classiques de réglage : Ziegler–Nichols (ZN), Chien–Hrones–Reswick (CHR) avec 20 % de dépassement, CHR sans dépassement (CH), ainsi que Cohen–Coon (CC).

Pour chacune de ces méthodes, deux techniques de discrétisation ont été comparées : la méthode ZOH et l'approximation bilinéaire de Tustin. Les résultats illustrés à la Figure 4.7 montrent une cohérence satisfaisante entre les réponses simulées et expérimentales, validant ainsi l'implémentation matérielle du contrôleur.

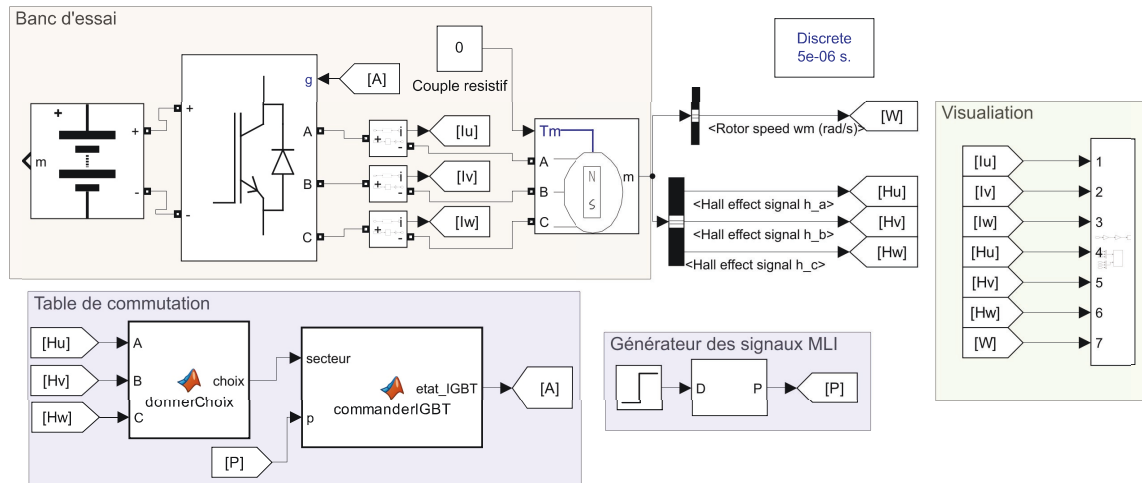


Figure 4.7 Résultats de simulation et validation expérimentale du contrôleur PI implémenté en FPGA pour différentes méthodes de réglage : (a) Cohen–Coon(CC), (b) Chien–Hrones–Reswick sans dépassement(CH), (c) Chien–Hrones–Reswick avec dépassement(CHR), (d) Ziegler–Nichols(ZN).

Le réglage de Ziegler–Nichols conduit à une dynamique rapide, mais génère un dépassement important et des oscillations marquées, particulièrement visibles dans les essais expérimentaux. Ces phénomènes sont plus prononcés lorsque la discrétisation ZOH est utilisée.

La méthode CHR avec 20 % de dépassement améliore la rapidité de la réponse, mais au prix d'un effort de commande accru et d'oscillations transitoires plus significatives. En revanche, le réglage CHR sans dépassement (CH) produit une réponse plus amortie, réduisant notablement les oscillations et améliorant la stabilité globale.

La méthode de Cohen–Coon présente un comportement plus agressif, caractérisé par des variations plus importantes du rapport cyclique et une sensibilité accrue aux effets de discrétisation.

De manière générale, le contrôleur PI discrétisé à l'aide de l'approximation de Tustin

offre de meilleures performances que celui basé sur la méthode ZOH.

La méthode de Tustin permet d'obtenir des réponses plus lisses, une meilleure concordance entre simulation et expérimentation, ainsi qu'une réduction des oscillations en régime permanent. Ces résultats confirment l'intérêt de la discrétisation bilinéaire pour les applications de commande numérique en FPGA, notamment en termes de fidélité au modèle continu et de robustesse vis-à-vis des effets de discrétisation.

4.4.1 Analyse des performances du contrôleur PI

Les performances du contrôleur PI ont été évaluées de manière quantitative à l'aide de trois critères classiques d'évaluation : l'Intégrale de l'Erreur Quadratique (ISE), l'Intégrale de l'Erreur Absolue Pondérée par le Temps (ITAE), ainsi que l'indice d'effort de commande (I). Ces indicateurs ont été calculés pour les différentes méthodes de réglage étudiées, en considérant les deux techniques de discrétisation : le maintien d'ordre zéro (ZOH) et l'approximation bilinéaire de Tustin.

Comme indiqué dans le Tableau 4-5, le réglage de Ziegler–Nichols associé à la discrétisation de Tustin présente une légère amélioration des indices ISE et ITAE par rapport à l'implémentation ZOH. Cette amélioration traduit une meilleure précision de suivi et une atténuation plus rapide de l'erreur, tout en maintenant un effort de commande globalement comparable.

La méthode de réglage de Cohen–Coon se caractérise par des valeurs plus élevées des indices ISE et ITAE, ce qui reflète une stratégie de commande plus agressive. Bien que l'approximation de Tustin permette de réduire l'erreur pondérée par le temps par rapport à la méthode ZOH, elle entraîne une augmentation de l'effort de commande.

Tableau 4-5 Indices de performance du contrôleur PI.

Méthode	ISE		ITAE		I	
	ZOH	Tustin	ZOH	Tustin	ZOH	Tustin
PI-ZN	45.81	44.49	166.47	162.45	57080.08	56977.39
PI-CC	59.28	51.50	209.08	197.18	52402.74	58240.81
PI-CH	62.20	61.69	164.28	165.03	57088.17	57471.26
PI-CHR	49.51	56.32	164.33	162.43	57200.58	56895.72

Pour le réglage de Chien–Hrones-Reswick sans dépassement (CH), des valeurs relativement importantes de l’ISE sont observées, en particulier avec la discrétisation ZOH. Cela confirme une dynamique plus lente et une précision de suivi moins performante. En revanche, la méthode de Chien–Hrones–Reswick avec dépassement (CHR) offre un compromis plus équilibré entre performance de suivi et effort de commande. Comme le montre le Tableau 4-5, l’association du réglage CHR avec la discrétisation de Tustin conduit à des valeurs ITAE plus faibles et à une réduction des oscillations en régime permanent.

D’une manière générale, les résultats présentés dans le Tableau 4-5 montrent que les méthodes de discrétisation ZOH et Tustin présentent des performances globalement comparables. La discrétisation par la méthode de Tustin permet toutefois une amélioration notable des indices ISE et ITAE pour certains réglages, notamment pour les méthodes ZN, CC et CH. Cependant, pour d’autres réglages tels que CHR, la méthode ZOH demeure compétitive et peut offrir des performances similaires voire légèrement supérieures pour certains indices.

4.4.2 Analyse expérimentale sous perturbation de la tension d’alimentation

La robustesse des contrôleurs a été évaluée à partir de courbes expérimentales obtenues lors d’une perturbation de la tension d’alimentation, générée à l’aide d’une alimentation

programmable (HPT5K0TS200-L). La tension d'alimentation a été augmentée de 12.60 V à 15.60 V, la perturbation étant appliquée pendant une durée de 10 s après l'établissement du régime permanent, comme illustré à la Figure 4.8. À la suite de l'analyse comparative des différentes méthodes de réglage du PI, les réglages Chien–Hrones sans dépassement (CH) et Ziegler–Nichols (ZN), tous deux implémentés avec la discrétisation de Tustin, ont été retenus pour cette étude de robustesse.

Comme le montre la Figure 4.8, le contrôleur PI basé sur le réglage CH présente une faible déviation transitoire ainsi qu'une action de commande stable, ce qui traduit une bonne capacité de rejet de perturbation. En revanche, le contrôleur PI réglé selon Ziegler–Nichols se révèle plus sensible à la variation de la tension d'alimentation, avec des écarts de vitesse plus importants et des fluctuations plus marquées du signal de commande. Ces résultats confirment qu'un réglage plus agressif peut offrir de bonnes performances en conditions nominales, mais devient plus vulnérable en présence de perturbations externes. À l'inverse, un réglage plus amorti permet d'améliorer la robustesse vis-à-vis des variations de la tension d'alimentation.

4.4.3 Analyse de l'utilisation des ressources FPGA du contrôleur PI

Le Tableau 4-6 présente l'utilisation maximale des ressources FPGA pour l'implémentation du contrôleur PI selon les deux méthodes de discrétisation étudiées : le maintien d'ordre zéro (ZOH) et l'approximation bilinéaire de Tustin.

Tableau 4-6 Utilisation maximale des ressources FPGA du contrôleur PI pour les méthodes ZOH et Tustin (XC7A100T-1CSG324C).

Contrôleur	Discrétisation	Slice LUTs (%)	Slice Registers (%)
PI	ZOH	501 (0.79%)	292 (0.23%)
PI	Tustin	580 (0.91%)	339 (0.27%)

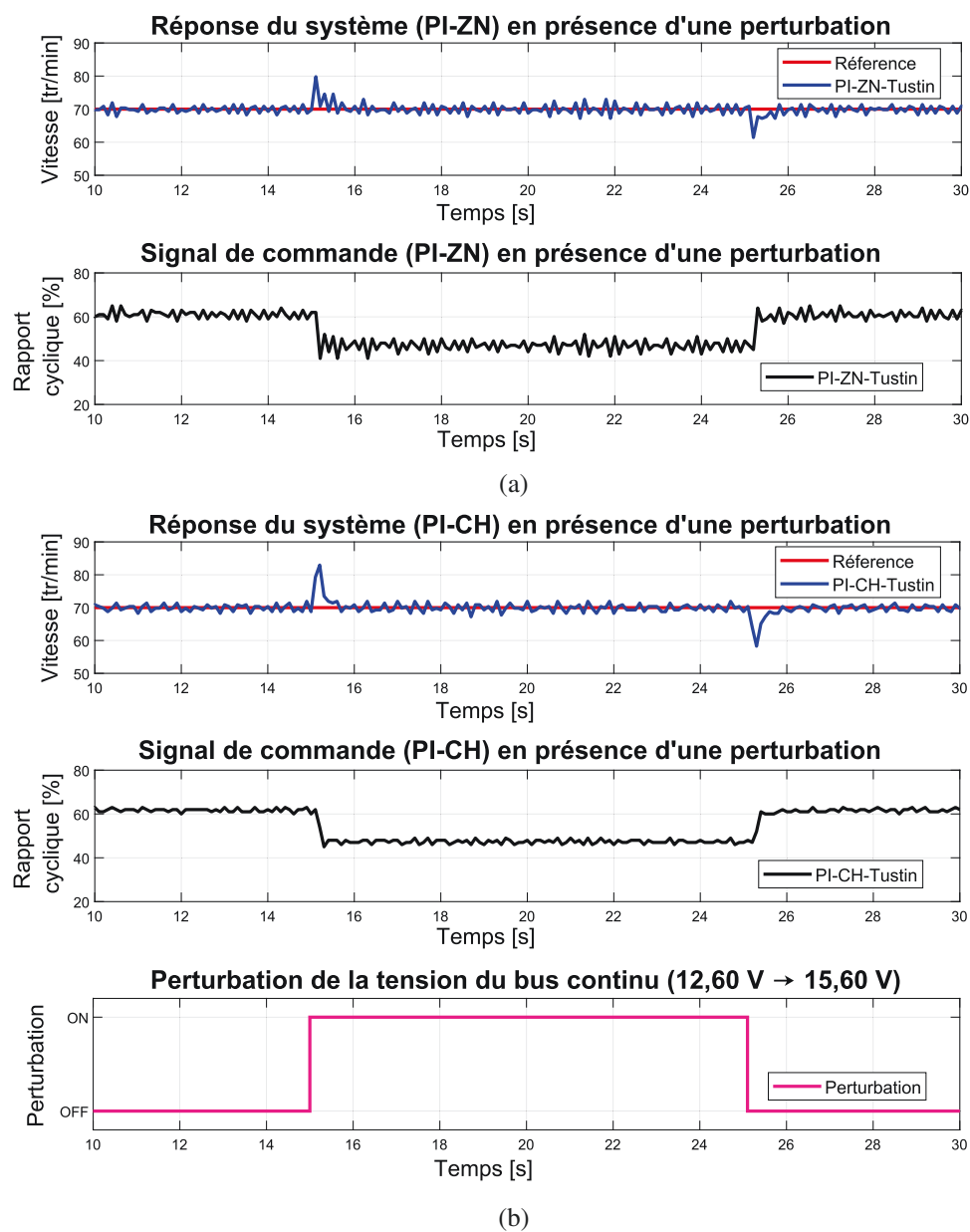


Figure 4.8 Résultats expérimentaux des contrôleurs PI sous perturbation de la tension d'alimentation. **(a)** PI-(ZN) (discrétisation de Tustin), **(b)** PI-(CH) (discrétisation de Tustin).

L'implémentation basée sur la méthode de Tustin nécessite un nombre légèrement plus élevé de ressources logiques, en raison d'une complexité arithmétique plus importante liée aux opérations supplémentaires introduites par la discrétisation bilinéaire.

Néanmoins, dans les deux cas, le taux d'occupation des ressources reste inférieur à 1 % des capacités totales du FPGA (XC7A100T-1CSG324C). Ces résultats démontrent que les architectures proposées sont particulièrement adaptées aux applications de commande numérique en temps réel, tout en laissant une marge importante pour l'intégration d'algorithmes de contrôle plus avancés.

4.5 Implémentation et validation du contrôleur PID

La Figure 4.9 présente l'architecture du contrôleur PID discrétisé par la méthode bilinéaire de Tustin et implémentée en FPGA à l'aide de Xilinx System Generator. L'organisation générale reste proche de celle du contrôleur PI présenté précédemment, avec l'ajout d'une action dérivée.

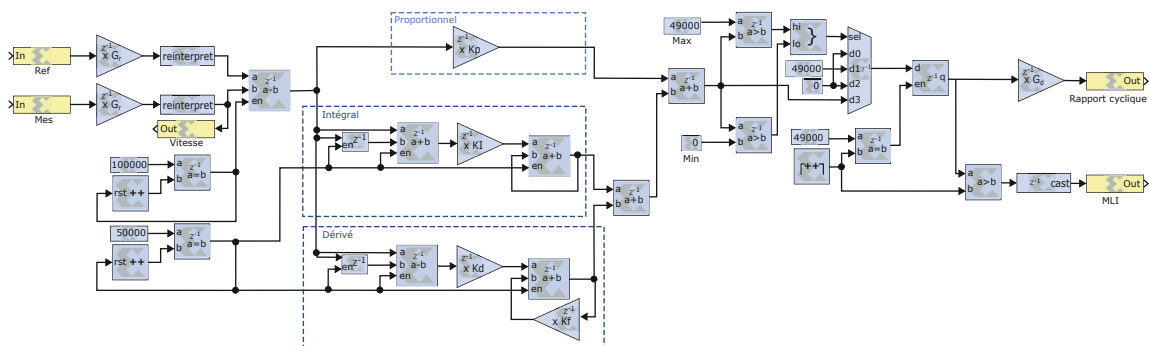


Figure 4.9 Architecture FPGA du contrôleur PID discrétisé par la méthode de Tustin.

Dans cette structure, les blocs proportionnel, intégral et dérivé sont calculés à partir de l'erreur de régulation. La branche dérivée prend en compte la variation de l'erreur entre deux instants d'échantillonnage successifs, ce qui permet d'améliorer la rapidité

de réponse et d'anticiper les variations du système. Les trois contributions sont ensuite combinées pour générer la commande discrète appliquée au procédé.

La Figure 4.10 présente l'architecture du contrôleur PID discrétisé selon la méthode du maintien d'ordre zéro (ZOH) et implémenté sur FPGA. La structure globale demeure similaire à celle du contrôleur PI obtenu par la même méthode de discrétisation.

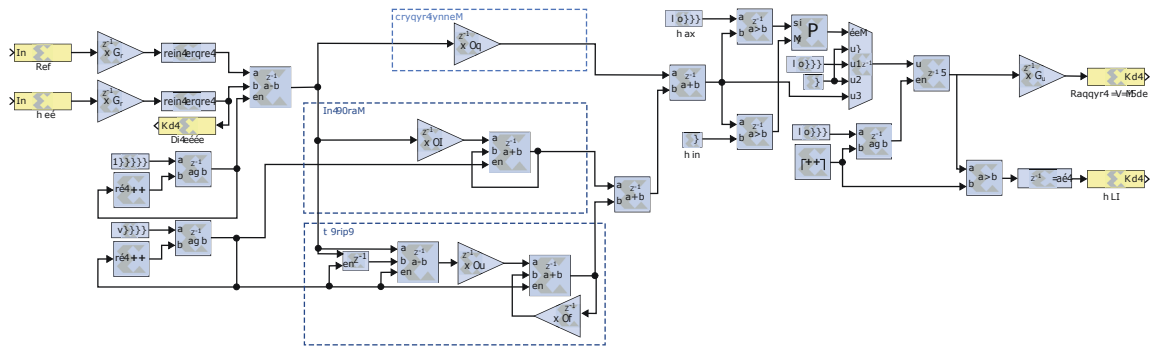


Figure 4.10 Architecture FPGA du contrôleur PID discrétisé par la méthode de ZOH.

Les performances du contrôleur PID implémenté en FPGA ont été évaluées à travers des études de simulation et des validations expérimentales, en utilisant les mêmes méthodes que celles utilisées dans le contrôle PI.

Les résultats présentés à la Figure 4.11 montrent une bonne concordance globale entre les réponses simulées et expérimentales, confirmant ainsi la validité et la fiabilité de l'implémentation matérielle en FPGA.

Le réglage de Ziegler–Nichols se distingue par une réponse dynamique rapide, mais génère un dépassement important et des oscillations marquées, notamment dans les résultats expérimentaux. Ces phénomènes sont accentués lorsque la discrétisation ZOH est utilisée, en raison de la sensibilité accrue de l'action dérivée aux effets de discrétisation et au bruit de mesure.

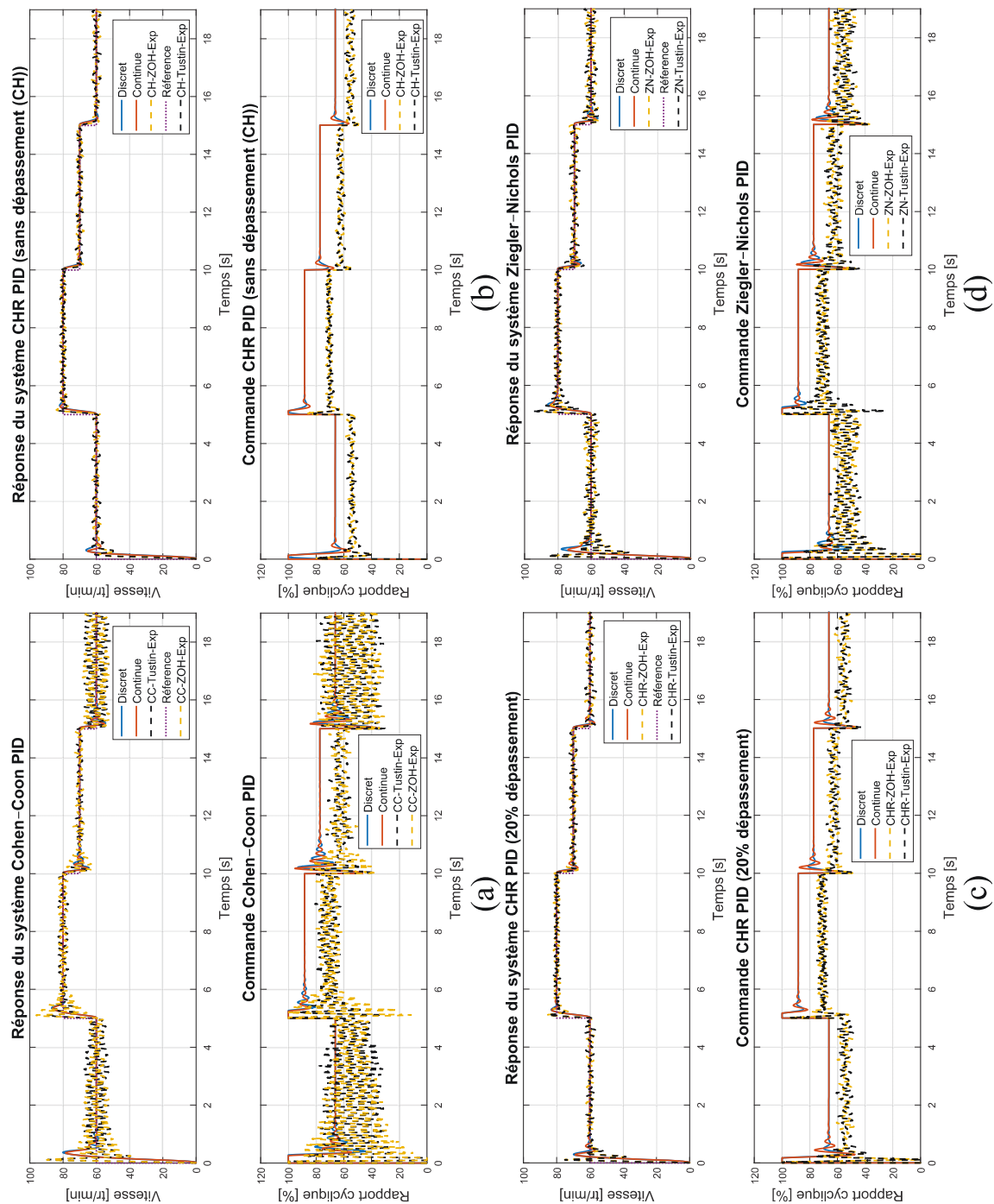


Figure 4.11 Résultats de simulation et validation expérimentale du contrôleur PID implémenté en FPGA pour différentes méthodes de réglage : (a) Cohen–Coon(CC), (b) Chien–Hrones–Reswick sans dépassement(CH), (c) Chien–Hrones–Reswick avec dépassement(CHR), (d) Ziegler–Nichols(ZN).

La méthode CHR avec 20% de dépassement améliore la rapidité de la réponse transitoire, mais au prix d'un effort de commande plus élevé et d'oscillations plus prononcées. À l'inverse, le réglage CHR sans dépassement (CH) offre un comportement plus amorti, réduisant les oscillations et améliorant la stabilité en boucle fermée, ce qui le rend mieux adapté aux applications nécessitant une commande robuste.

La méthode de Cohen–Coon produit une commande plus agressive et plus sensible aux effets de discrétisation. Globalement, le contrôleur PID discrétisé par la transformation bilinéaire de Tustin surpasse celui obtenu par la méthode ZOH, grâce à des réponses plus lisses, une réduction des oscillations et une meilleure concordance entre les résultats de simulation et les essais expérimentaux.

Ce comportement s'explique par la capacité de la transformation bilinéaire à préserver plus fidèlement la dynamique du modèle continu, en particulier en présence du terme dérivé.

4.5.1 Analyse des performances du contrôleur PID

Comme le montre le Tableau 4-7, le réglage de Ziegler–Nichols appliqué au contrôleur PID conduit à des valeurs ITAE relativement élevées et à un comportement oscillatoire marqué, en particulier lorsqu'il est associé à la discrétisation de Tustin. Bien que la méthode ZOH fournisse un ISE légèrement plus faible, les deux approches présentent un dépassement transitoire important, ce qui confirme le caractère agressif du réglage Ziegler–Nichols pour un contrôleur PID.

La méthode de Cohen–Coon affiche les valeurs d'ISE et d'ITAE les plus élevées parmi l'ensemble des méthodes étudiées, ce qui traduit une précision de suivi limitée et une atténuation lente de l'erreur. Si la discrétisation de Tustin améliore significativement les

Tableau 4-7 Indices de performance du contrôleur PID.

Méthode	ISE		ITAE		Effort de commande (I)	
	ZOH	Tustin	ZOH	Tustin	ZOH	Tustin
PID–ZN	58.07	82.24	223.23	232.25	57096.44	56655.65
PID–CC	168.86	123.79	390.99	353.65	56894.09	57554.53
PID–CH	57.64	47.06	161.50	155.08	56441.95	56308.64
PID–CHR	42.72	42.39	165.56	170.07	57143.00	56729.20

indices ISE et ITAE par rapport à la méthode ZOH, cette amélioration s'accompagne d'un effort de commande plus important, ce qui peut entraîner une augmentation de la consommation énergétique ainsi que des pertes dans l'onduleur et les actionneurs.

À l'inverse, le réglage de Chien–Hrones (CH) présente une amélioration notable des performances. Comme indiqué dans le Tableau 4-7, la version discrétisée par la méthode de Tustin conduit à des valeurs plus faibles d'ISE et d'ITAE comparativement à la méthode ZOH, ce qui traduit une réponse plus lisse et une meilleure qualité de suivi. Par ailleurs, l'effort de commande reste modéré, rendant cette stratégie adaptée à une implémentation pratique.

Les meilleures performances globales sont obtenues avec le réglage Chien–Hrones–Reswick (CHR). Cette méthode fournit les plus faibles valeurs d'ISE pour les deux techniques de discrétisation, tout en maintenant des indices ITAE et un effort de commande relativement faibles. La discrétisation par Tustin permet une légère amélioration de l'ISE tout en conservant un effort comparable, ce qui confirme sa robustesse et son efficacité.

D'une manière générale, les résultats présentés dans le Tableau 4-7 montrent que les méthodes de discrétisation ZOH et Tustin présentent des performances globalement comparables. La méthode de Tustin permet toutefois une amélioration notable pour

certaines réglages, notamment pour les méthodes CH et CC, CHR où des valeurs plus faibles d'ISE et d'ITAE sont observées. Cependant, dans le cas du réglage ZN la discrétisation ZOH reste compétitive et peut conduire à des performances légèrement supérieures, pour certains indices.

4.5.2 Analyse expérimentale sous perturbation de la tension d'alimentation

La robustesse des contrôleurs PID a été évaluée dans les mêmes conditions de perturbation, comme illustré à la Figure 4.12. La variation de la tension d'alimentation a été appliquée après stabilisation du régime permanent, afin d'analyser la capacité du système à rejeter une perturbation externe affectant l'étage de puissance. L'augmentation de la tension du bus continu entraîne une augmentation du gain statique du procédé, puisque, pour un même rapport cyclique, une tension plus élevée est appliquée au moteur. Cette augmentation du gain réduit les marges de stabilité du système en boucle fermée, ce qui le rend plus sensible aux perturbations et aux variations des paramètres.

Le contrôleur PID basé sur le réglage CH présente une déviation transitoire limitée de la vitesse ainsi qu'une action de commande relativement lisse, ce qui traduit une bonne capacité de rejet de perturbation. En revanche, le contrôleur PID réglé selon Ziegler–Nichols se montre plus sensible aux variations de la tension d'alimentation, avec des écarts de vitesse plus importants et des fluctuations plus marquées du signal de commande.

Ces observations confirment qu'un réglage plus agressif, bien qu'efficace en conditions nominales, devient plus vulnérable en présence de perturbations. À l'inverse, un réglage plus amorti permet d'améliorer la robustesse du système vis-à-vis des variations de la tension du bus continu, tout en maintenant une dynamique satisfaisante.

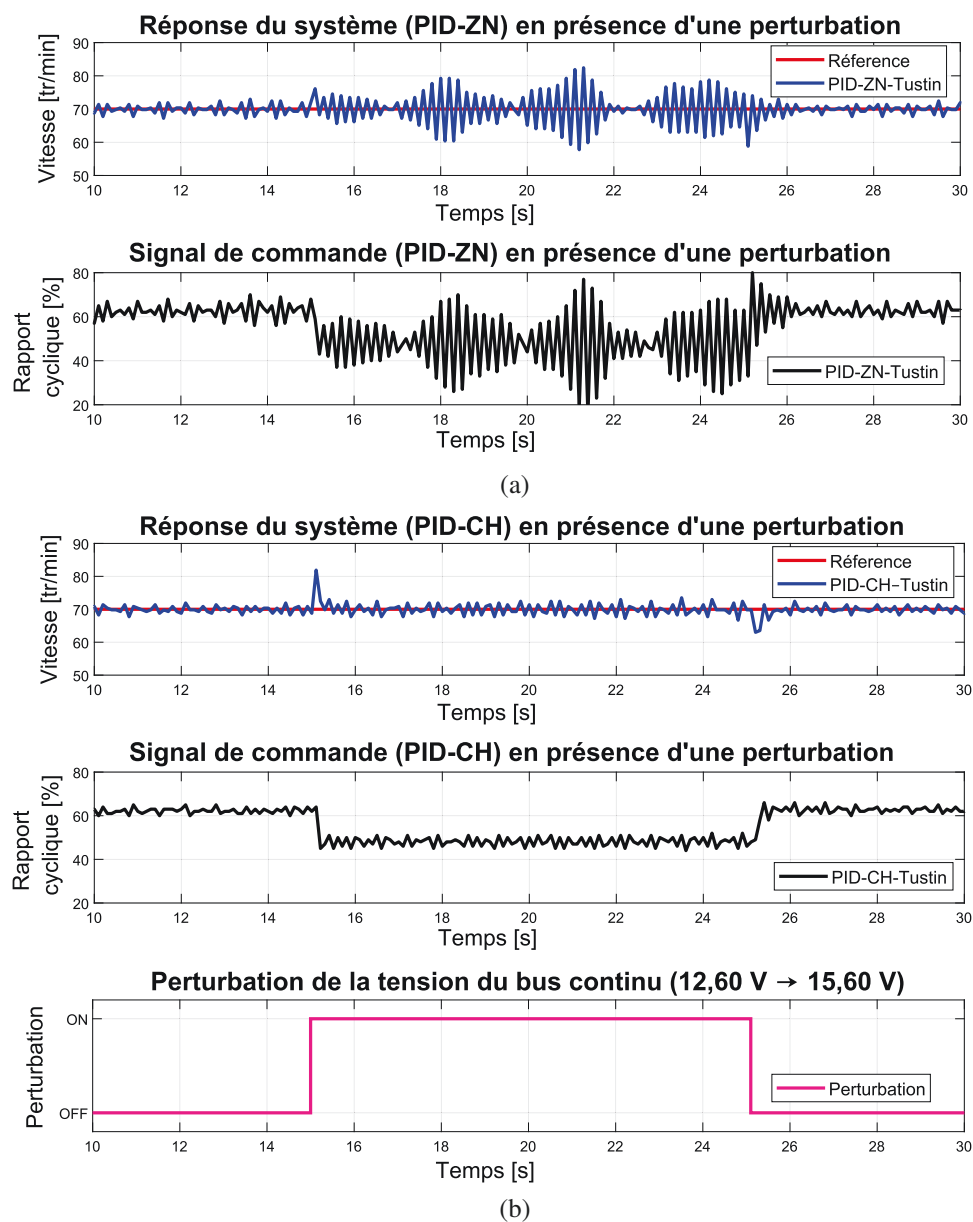


Figure 4.12 Résultats expérimentaux des contrôleurs PI sous perturbation de la tension d'alimentation. (a) PID-(ZN) (discrétisation de Tustin), (b) PID-(CH) (discrétisation de Tustin).

4.5.3 Analyse de l'utilisation des ressources FPGA du contrôleur PID

Le Tableau 4-8 présente l'utilisation maximale des ressources FPGA pour l'implémentation du contrôleur PID selon les deux méthodes de discrétisation étudiées.

Tableau 4-8 Utilisation maximale des ressources FPGA du contrôleur PID pour les méthodes ZOH et Tustin (XC7A100T-1CSG324C).

Contrôleur	Discrétisation	Slice LUTs (%)	Slice Registers (%)
PID	ZOH	944 (1.49%)	434 (0.34%)
PID	Tustin	1032 (1.63%)	474 (0.37%)

Comme attendu, l'implémentation basée sur la méthode de Tustin requiert un nombre plus élevé de ressources logiques et de registres. Cette augmentation s'explique par la complexité arithmétique supplémentaire introduite par la transformation bilinéaire, notamment en présence du terme dérivé.

Cependant, l'occupation globale des ressources demeure inférieure à 2 % des capacités totales du FPGA (XC7A100T-1CSG324C). Ces résultats confirment que le contrôleur PID proposé peut être implémenté efficacement sur des plateformes FPGA à coût modéré, tout en respectant les contraintes des applications de commande moteur en temps réel.

4.6 Implémentation et validation du contrôleur PID-IMC

Après l'implémentation et la validation des contrôleurs PID discrétisés par les méthodes de Tustin et du maintien d'ordre zéro (ZOH), le contrôleur PID réglé selon l'approche Internal Model Control (IMC) a également été étudié. L'architecture FPGA utilisée pour ce contrôleur reste similaire à celle du PID discret classique, la différence réside principalement dans les paramètres de réglage obtenus par la méthode IMC. L'analyse a été réalisée pour différentes valeurs du paramètre de robustesse λ , variant de 1 à 3. Les résultats temporels obtenus en simulation et en expérimentation sont présentés

à la Figure 4.13.

Les résultats montrent que le paramètre λ joue un rôle déterminant dans le compromis entre la rapidité de réponse et l'effort de commande.

Pour $\lambda = 1$, le système présente une réponse bien amortie et particulièrement robuste, mais au prix d'une dynamique relativement lente.

Lorsque λ prend des valeurs intermédiaires (comprises entre 1 et 4), la réponse devient plus rapide tout en conservant un comportement stable et des oscillations limitées. Ce réglage constitue ainsi un compromis satisfaisant dans le cadre d'une implémentation embarquée en FPGA.

En revanche, pour des valeurs plus élevées de λ (supérieures à 3), l'action de commande devient plus agressive, avec une augmentation notable des variations du rapport cyclique et une sensibilité accrue aux effets de discrétisation et au bruit de mesure.

Ces observations confirment que le choix du paramètre λ est un élément clé dans la synthèse du contrôleur PID-IMC. Une valeur modérée permet d'obtenir un équilibre pertinent entre performance dynamique, robustesse et limitation de l'effort de commande.

4.6.1 Analyse des performances du contrôleur PID-IMC

Comme l'indique le Tableau 4-9, le contrôleur PID-IMC réglé avec $\lambda = 1$ offre le meilleur compromis entre précision de suivi et effort de commande. Les valeurs d'ISE et d'ITAE restent faibles pour les deux méthodes de discrétisation, traduisant une bonne qualité de suivi et un comportement transitoire satisfaisant. Par ailleurs, l'effort de commande demeure modéré, ce qui réduit les sollicitations de l'onduleur et des interrupteurs de puissance tout en limitant les risques de saturation des actionneurs.

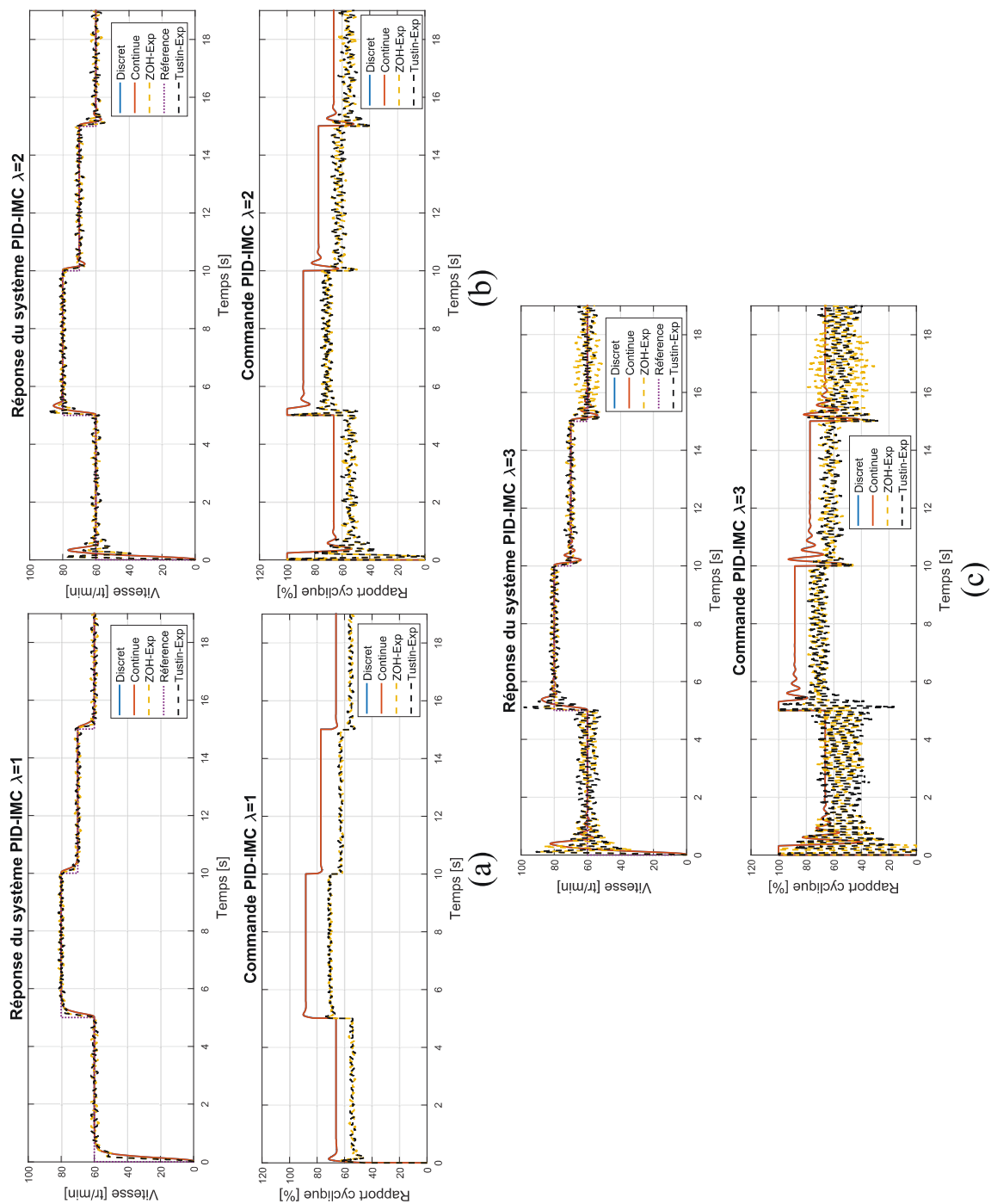


Figure 4.13 Résultats de simulation et validation expérimentale du contrôleur PID-IMC implémenté en FPGA : (a) $\lambda = 1$, (b) $\lambda = 2$ et (c) $\lambda = 3$.

Tableau 4-9 Indices de performance du contrôleur PID-IMC.

Méthode	ISE		ITAE		Effort de commande (I)	
	ZOH	Tustin	ZOH	Tustin	ZOH	Tustin
IMC-PID ($\lambda = 1$)	51.49	57.80	161.09	158.65	56489.09	57041.18
IMC-PID ($\lambda = 2$)	52.73	61.34	189.51	202.81	56809.90	57172.55
IMC-PID ($\lambda = 3$)	118.62	124.55	364.63	285.63	57950.35	56863.52

Lorsque le paramètre de robustesse est augmenté à $\lambda = 2$, une dégradation des indices de performance est observée. Les valeurs d'ISE et d'ITAE augmentent par rapport au cas $\lambda = 1$, pour la discrétisation Tustin. Bien que le système reste stable, l'accroissement de l'effort de commande témoigne d'une action de régulation plus exigeante, ce qui peut réduire les marges de robustesse dans des applications embarquées réelles.

Pour des valeurs plus élevées du paramètre $\lambda = 3$, la détérioration des performances devient plus marquée. Comme le montre le Tableau 4-9, l'indices ITAE augmente significativement, en particulier pour l'implémentation basée sur ZOH, indiquant une atténuation plus lente de l'erreur et un comportement plus oscillatoire. De plus, l'indice d'effort de commande croît de manière notable, confirmant que l'action de commande devient plus agressive et plus sensible aux effets de discrétisation ainsi qu'au bruit de mesure.

Pour l'ensemble des valeurs de λ étudiées, les méthodes de discrétisation ZOH et Tustin présentent des performances globalement comparables. La discrétisation ZOH conduit généralement à des valeurs légèrement plus faibles de l'indice ISE, tandis que la méthode de Tustin peut offrir une amélioration de l'indice ITAE et une réduction de l'effort de commande pour certaines valeurs du paramètre de robustesse. Ces résultats montrent que les deux approches permettent une implémentation efficace du contrôleur PID-IMC en FPGA, la méthode de Tustin assurant toutefois une meilleure préservation

de la dynamique du contrôleur continu dans certaines conditions.

4.6.2 Analyse expérimentale sous perturbation de la tension d'alimentation

La robustesse des contrôleurs PID-IMC a été évaluée dans les mêmes conditions de perturbation, comme illustré à la Figure 4.14. Pour les différentes valeurs du paramètre de robustesse testées, le contrôleur PID-IMC présente une déviation transitoire limitée de la vitesse ainsi qu'une adaptation progressive et régulière du rapport cyclique durant l'intervalle de perturbation.

L'augmentation du paramètre λ conduit à un comportement plus amorti et à une réduction de la sensibilité aux variations de la tension d'alimentation. Cela se traduit par une meilleure stabilité et une atténuation plus efficace des effets de la perturbation sur la vitesse.

Ces résultats confirment que la stratégie PID-IMC assure un fonctionnement stable et un rejet efficace des perturbations liées aux variations de la tension d'alimentation. De plus, le paramètre λ permet d'ajuster de manière contrôlée le compromis entre performance dynamique et robustesse, ce qui constitue un avantage significatif pour les applications de commande numérique implémentées en FPGA.

4.6.3 Analyse de l'utilisation des ressources FPGA du contrôleur PID-IMC

L'utilisation des ressources FPGA du contrôleur PID-IMC suit la même tendance que celle observée pour le contrôleur PID classique. Ce comportement est attendu, puisque la structure du PID-IMC n'introduit aucun bloc arithmétique supplémentaire, aucun état interne additionnel ni aucun élément dynamique additionnel par rapport à une implémentation PID standard.

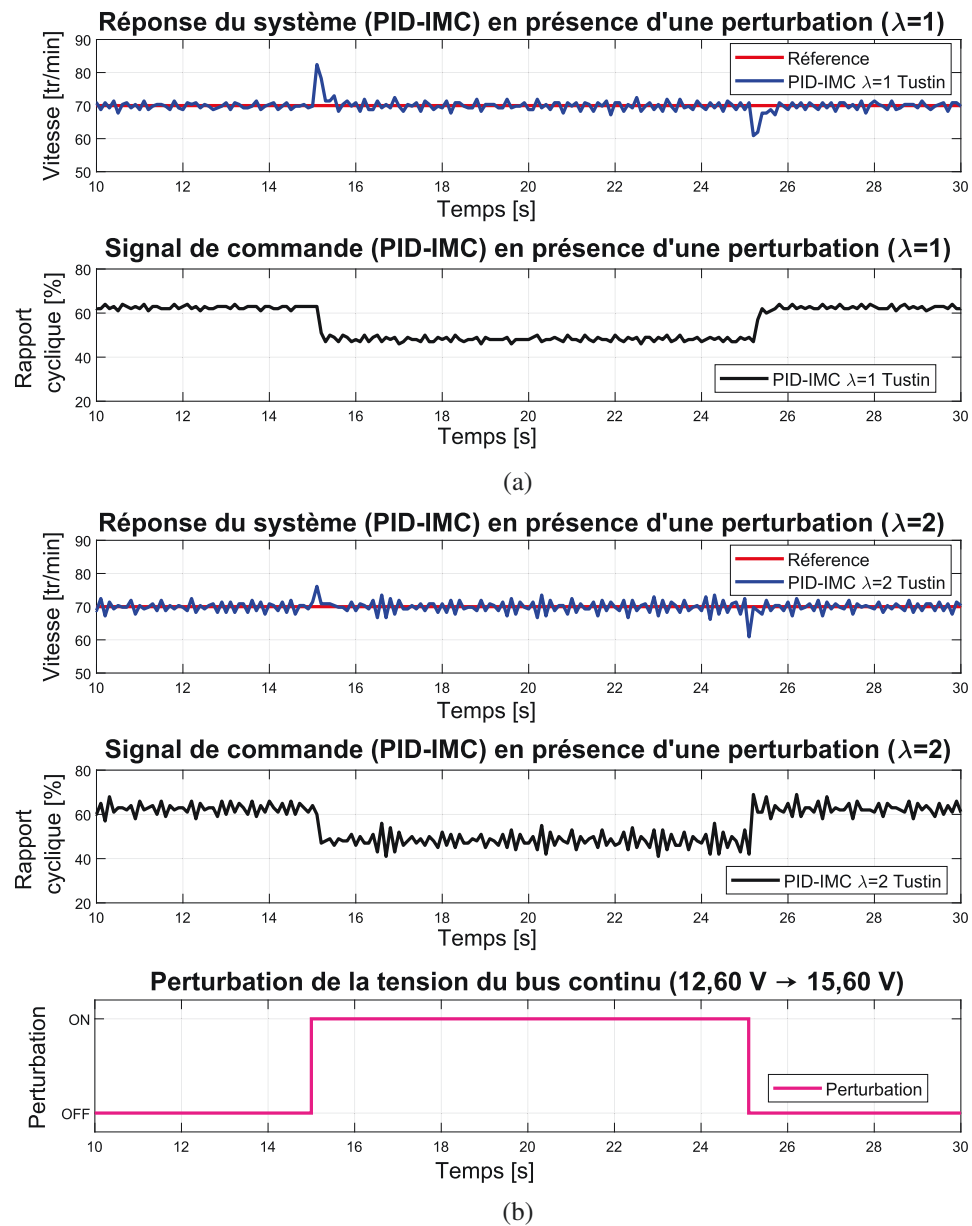


Figure 4.14 Résultats expérimentaux des contrôleurs PI sous perturbation de la tension d'alimentation. (a) PID-IMC ($\lambda = 1$), (b) PID-IMC ($\lambda = 2$).

$G_m(s)$ et $G(s)$, sont utilisés pour estimer l'effet du retard introduit dans la chaîne de puissance. La différence entre la réponse estimée et la sortie réelle génère une action corrective permettant de compenser dynamiquement ce retard.

La commande obtenue est ensuite convertie en signal MLI destiné à l'onduleur triphasé. L'implémentation par la méthode de Tustin permet ainsi une compensation précise du temps mort avec une exécution efficace en FPGA.

La Figure 4.16 présente l'architecture du compensateur DTC-2DOF discrétisé selon la méthode du maintien d'ordre zéro (ZOH) et implémenté en FPGA. La structure générale demeure identique à celle présentée précédemment.

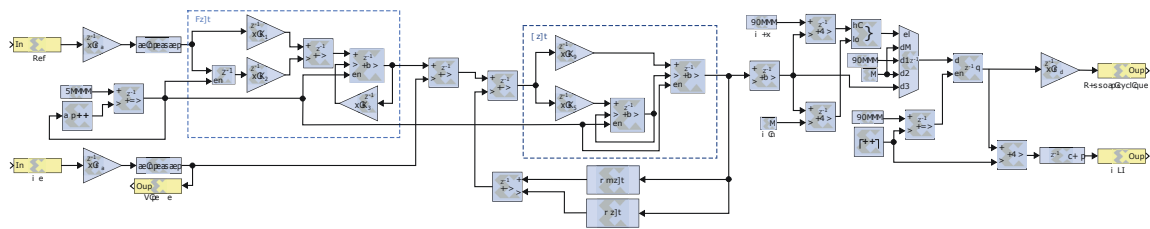


Figure 4.16 Architecture FPGA du contrôleur DTC-2DOF discrétisé par la méthode de ZOH.

Cette architecture conserve le préfiltre $F(s)$, le compensateur $C(s)$, ainsi que les modèles avec et sans temps mort. La principale différence réside dans la discrétisation des blocs continus selon l'approche ZOH, conduisant à une représentation numérique basée sur le maintien d'ordre zéro.

La commande discrète calculée est ensuite utilisée pour générer le signal MLI appliqué à l'étage de puissance, assurant la compensation du retard et le fonctionnement temps réel du système.

Comme illustré à la Figure 4.17, les performances du compensateur robuste du temps mort à deux degrés de liberté (DTC-2DOF) ont été évaluées à travers des études de

simulation et des essais expérimentaux pour différentes valeurs du paramètre de réglage σ , à savoir $\sigma = 1$, $\sigma = 3$ et $\sigma = 10$. Les résultats obtenus mettent clairement en évidence l'influence de ce paramètre sur le compromis entre rapidité de réponse, robustesse et effort de commande.

Pour $\sigma = 1$, le système présente une réponse relativement lente, caractérisée par un temps de montée plus important et une atténuation progressive de l'erreur. Cette configuration privilégie la robustesse vis-à-vis des effets de retard et des incertitudes du modèle, au détriment des performances dynamiques. L'effort de commande reste modéré, ce qui se traduit par des variations limitées du rapport cyclique.

Lorsque σ est porté à une valeur intermédiaire ($\sigma = 3$), une amélioration significative de la dynamique du système est observée. La réponse devient plus rapide, tout en conservant un comportement stable et bien amorti. Les oscillations transitoires restent limitées, et une bonne concordance entre simulation et résultats expérimentaux est obtenue. Cette configuration constitue un compromis optimal entre performances dynamiques et robustesse.

En revanche, pour une valeur élevée ($\sigma = 10$), la réponse du système devient nettement plus agressive. Bien que le suivi de la consigne soit plus rapide, des oscillations plus marquées apparaissent, notamment au niveau du signal de commande. Le rapport cyclique présente des variations importantes, traduisant un effort de commande accru et une sensibilité plus élevée au bruit et aux effets de discrétisation. Si cette configuration améliore la rapidité, elle peut compromettre la robustesse globale et impacter la durée de vie des composants de puissance.

Globalement, ces résultats confirment l'efficacité du DTC-2DOF pour compenser les

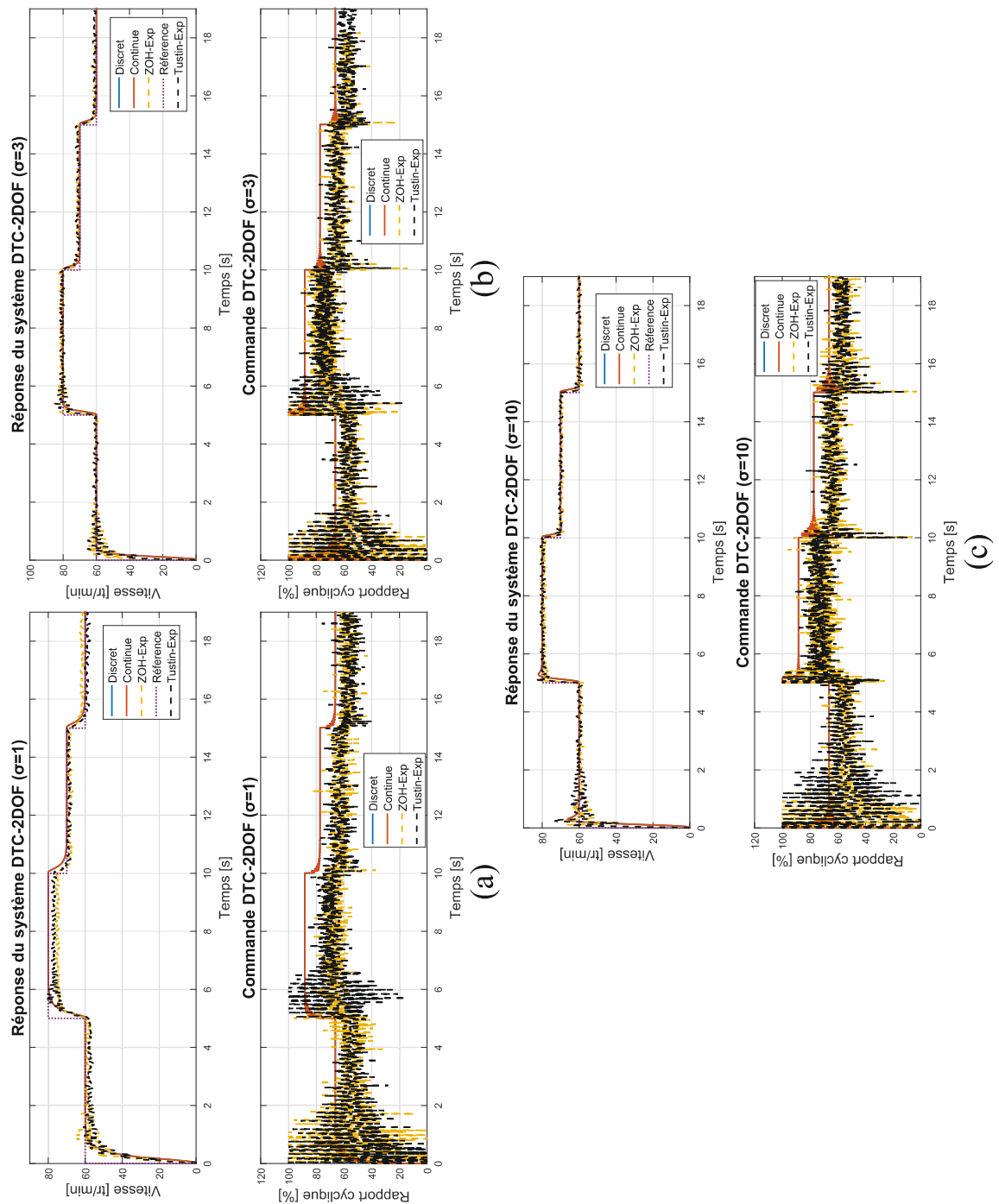


Figure 4.17 Résultats de simulation et validation expérimentale du contrôleur DTC-2DOF implémenté en FPGA : (a) $\sigma = 1$, (b) $\sigma = 3$ et (c) $\sigma = 10$.

effets de retard dans l'ensemble onduleur–moteur. Ils démontrent également que le choix du paramètre σ est déterminant : une valeur intermédiaire permet d'obtenir un compromis satisfaisant entre rapidité, stabilité et effort de commande, tout en assurant une bonne cohérence entre validation expérimentale et simulation.

4.7.1 Analyse des performances du contrôleur DTC-2DOF

L'analyse a été réalisée pour différentes valeurs du paramètre de conception T_e , défini par $T_e = (\tau + L)/\sigma$ avec $\sigma = 1$, $\sigma = 3$ et $\sigma = 10$, et pour les deux techniques de discrétisation.

Comme indiqué dans le Tableau 4-10, la configuration correspondant à $T_e = (\tau + L)/1$ présente les performances les plus faibles parmi les cas étudiés. Cette configuration conduit à des valeurs très élevées de l'ISE et de l'ITAE, quelle que soit la méthode de discrétisation, ce qui traduit une atténuation lente de l'erreur et des performances transitoires limitées. Bien que l'effort de commande reste modéré, la qualité globale du suivi de consigne demeure insuffisante, rendant ce réglage peu adapté aux applications pratiques de commande moteur.

Tableau 4-10 Indices de performance du contrôleur DTC-2DOF.

Méthode	ISE		ITAE		Effort de commande (I)	
	ZOH	Tustin	ZOH	Tustin	ZOH	Tustin
$T_e = (\tau + L)/1$	230.37	150.83	423.71	289.64	54771.73	56403.50
$T_e = (\tau + L)/3$	45.69	55.15	189.90	191.41	61026.12	61332.70
$T_e = (\tau + L)/10$	31.67	25.49	125.29	98.88	58390.60	60042.57

Lorsque le paramètre est réduit à $T_e = (\tau + L)/3$, une amélioration des performances dynamiques est observée. Les indices ISE et ITAE diminuent fortement par rapport au cas précédent, ce qui reflète une convergence plus rapide et un comportement transitoire amélioré. Cette amélioration s'accompagne toutefois d'une augmentation de

l'indice d'effort de commande, traduisant une action de commande plus sollicitée. Les discrétisations ZOH et Tustin présentent des performances comparables, la méthode de ZOH offrant cependant des indices de performance légèrement meilleurs pour cette configuration.

Les meilleures performances sont obtenues pour la configuration la plus agressive, $T_e = (\tau + L)/10$. Dans ce cas, le contrôleur DTC-2DOF fournit les plus faibles valeurs d'ISE et d'ITAE pour les deux méthodes de discrétisation, ce qui témoigne d'une excellente précision de suivi et d'une réponse transitoire rapide. L'implémentation basée sur Tustin améliore davantage les performances en réduisant sensiblement l'ITAE par rapport à la méthode ZOH. Bien que l'effort de commande augmente par rapport aux cas précédents.

Globalement, les résultats présentés dans le Tableau 4-10 confirment que les performances du DTC-2DOF sont fortement dépendantes du choix du paramètre T_e . Des valeurs plus faibles de T_e améliorent la dynamique du système au prix d'un effort de commande accru. Par ailleurs, la discrétisation par transformation bilinéaire (Tustin) offre de manière générale de meilleures performances que la méthode ZOH, notamment en termes d'atténuation de l'erreur et de régularité du signal de commande. Ces résultats mettent en évidence l'efficacité du DTC-2DOF pour la compensation des effets de retard dans les systèmes de commande moteur implémentés en FPGA, à condition d'un réglage approprié.

4.7.2 Analyse expérimentale du contrôleur DTC-2DOF sous perturbation de la tension du'alimentation

Le contrôleur DTC-2DOF a été évalué dans les mêmes conditions de perturbation que celles décrites précédemment, comme illustré à la Figure 4.18.

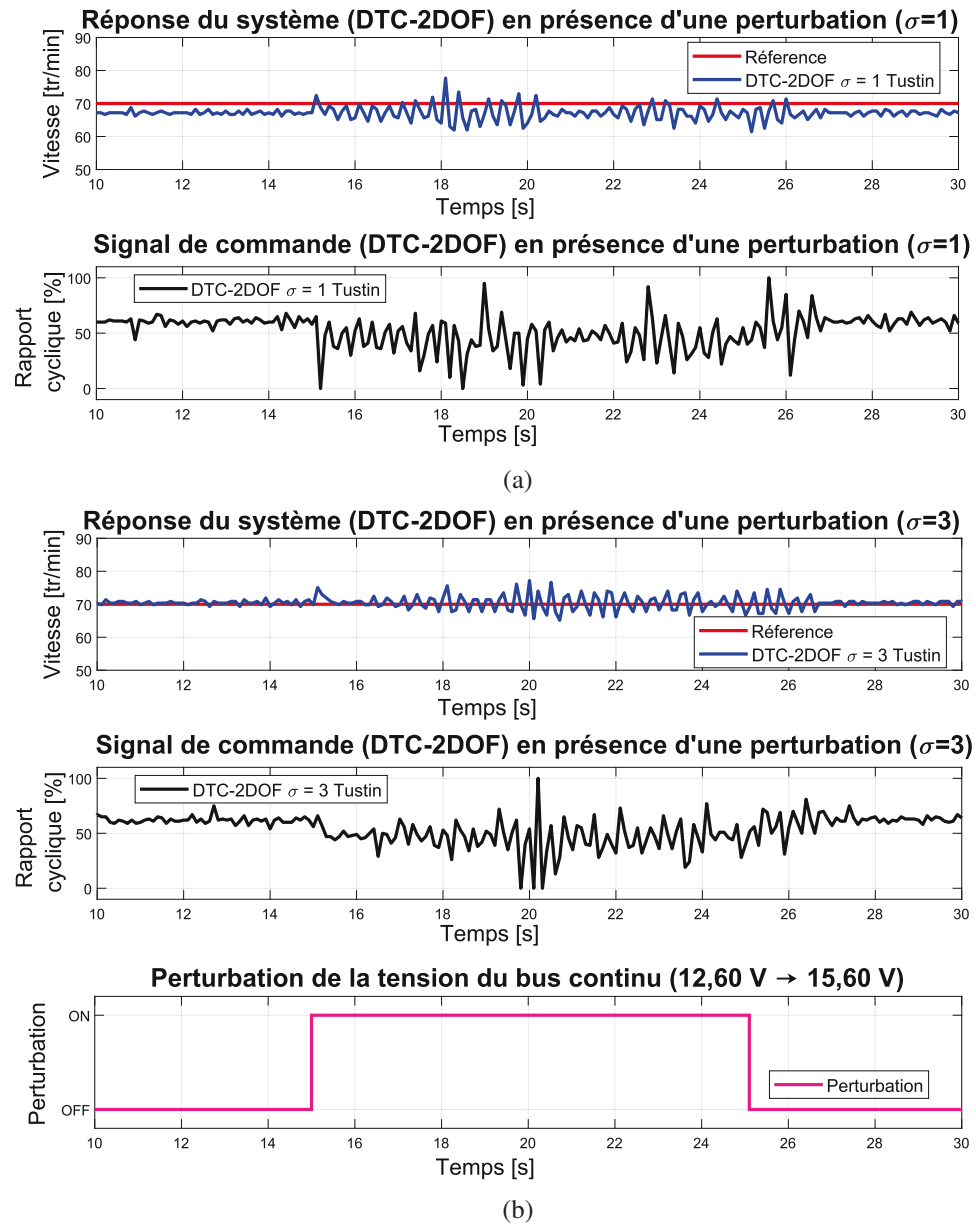


Figure 4.18 Résultats expérimentaux des contrôleurs DTC-2DOF sous perturbation de la tension d'alimentation.
(a) DTC-2DOF ($\sigma = 1$), (b) DTC-2DOF ($\sigma = 3$).

Lorsque le paramètre de robustesse est augmenté à $\sigma = 3$, la réponse devient plus amortie et la sensibilité aux variations de la tension d'alimentation est réduite. La déviation de vitesse est plus faible et le signal de commande présente des variations moins marquées, indiquant une meilleure capacité de rejet de perturbation.

Ces résultats confirment que la stratégie DTC-2DOF assure un fonctionnement stable en présence de perturbations d'alimentation. Ils mettent également en évidence l'influence du paramètre σ : une augmentation de σ améliore la robustesse et réduit le comportement oscillatoire, au prix d'un compromis inhérent entre rapidité de réponse et performance dynamique.

4.7.3 Analyse de l'utilisation des ressources FPGA du contrôleur DTC-2DOF

Le Tableau 4-11 présente l'utilisation maximale des ressources FPGA du contrôleur DTC-2DOF, implémenté selon les méthodes de discrétisation ZOH et Tustin. Les résultats mettent en évidence le coût matériel relativement élevé de la structure DTC-2DOF, lié à son architecture à deux degrés de liberté et à l'intégration explicite de modèles internes dédiés à l'estimation et à la compensation du retard.

Tableau 4-11 Utilisation maximale des ressources FPGA du contrôleur DTC-2DOF pour les discrétisations ZOH et Tustin (XC7A100T-1CSG324C).

Discrétisation	Slice LUTs (%)	Slice Registers (%)
ZOH	2453 (3.87%)	941 (0.74%)
Tustin	2063 (3.25%)	1155 (0.91%)

L'implémentation basée sur la méthode ZOH nécessite 2453 Slice LUTs (3.87%) et 941 Slice Registers (0.74%). Cette utilisation importante des LUTs s'explique par le nombre élevé d'opérations arithmétiques, de blocs de gains et d'éléments de retard requis pour réaliser le mécanisme de compensation du retard dans le domaine discret.

Lorsque la discrétisation de Tustin est adoptée, l'utilisation des LUTs diminue à 2063 (3.25%), soit une réduction d'environ 16% par rapport à l'implémentation ZOH. Cette diminution s'accompagne toutefois d'une augmentation du nombre de registres, qui atteint 1155 (0.91%). Ce comportement est cohérent avec la transformation bilinéaire, qui introduit davantage d'états internes et donc des besoins accrus en stockage.

Globalement, les résultats mettent en évidence un compromis clair entre l'utilisation des ressources logiques et celle des registres, selon la méthode de discrétisation retenue. Malgré sa complexité computationnelle supérieure à celle des contrôleurs PI et PID, le DT-2DOF demeure largement compatible avec les ressources disponibles du FPGA XC7A100T-1CSG324C. Ces résultats confirment qu'une compensation robuste du retard peut être implémentée efficacement en FPGA, tout en garantissant un fonctionnement temps réel et une robustesse numérique satisfaisante.

4.8 Implémentation en virgule fixe et effets de quantification

Les formats en virgule fixe ont été sélectionnés afin d'assurer un compromis optimal entre précision numérique et complexité matérielle. Comme indiqué dans le Tableau 4-12, pour les contrôleurs PI et PID, un format Fix_25_7 a été adopté pour les opérations d'addition et de multiplication par constante. Ce choix garantit une plage dynamique suffisante pour couvrir les variations maximales du rapport cyclique, tout en évitant les phénomènes de dépassement.

Dans le cas du contrôleur DTC-2DOF, un format légèrement plus large (Fix_26_7) a été retenu pour les opérations de multiplication. Cette augmentation d'un bit est justifiée par la présence de termes supplémentaires liés à la compensation du retard. Elle permet d'améliorer la robustesse numérique tout en maintenant un surcoût matériel limité.

Tableau 4-12 Besoins maximaux en ressources arithmétiques en virgule fixe (sans blocs DSP) pour les contrôleurs PI/PID et DTC-2DOF sous discrétisations ZOH et Tustin.

Contrôleur	Opération	Format virgule fixe	Longueur de mot (bits)
PI / PID	Addition	Fix_25_7	25
PI / PID	Multiplication	Fix_25_7	25
DTC-2DOF	Addition	Fix_25_7	25
DTC-2DOF	Multiplication	Fix_26_7	26

Les effets de quantification ont été évalués expérimentalement en comparant les résultats obtenus en simulation flottante avec ceux issus de l'implémentation en virgule fixe. Les écarts observés, tant en régime permanent qu'en phase transitoire, se sont révélés négligeables, ce qui confirme que les longueurs de mot retenues offrent une résolution adéquate pour la structure de commande implémentée.

La prévention des dépassements numériques a été assurée par une mise à l'échelle appropriée des variables intermédiaires, ainsi que par l'intégration de blocs de saturation dans l'architecture numérique. Toutes les opérations arithmétiques ont été vérifiées dans des conditions de perturbation sévères, et sont restées dans l'intervalle représentable.

4.9 Conclusion

Les résultats expérimentaux obtenus montrent que les différentes stratégies de commande étudiées permettent d'assurer une régulation correcte du système. Parmi les contrôleurs analysés, les méthodes CH, CHR, IMC-PID et DTC-2DOF présentent les meilleures performances en termes de précision de suivi et de réponse transitoire.

L'analyse sous perturbation met également en évidence la bonne robustesse du contrôleur IMC-PID, qui démontre une capacité efficace de rejet des perturbations appliquées sur la tension d'alimentation.

Par ailleurs, l'implémentation des différents contrôleurs en FPGA montre une utilisation relativement faible des ressources matérielles, les architectures testées occupant une portion limitée des ressources disponibles dans le dispositif, ce qui confirme la faisabilité de leur intégration dans des systèmes embarqués de commande moteur.

Chapitre 5 - Conclusion

5.1 Résultats du travail

Ce travail a été centré sur la conception, l'implémentation en FPGA et l'analyse des performances de différents contrôleurs appliqués à la commande d'un moteur BLDC, notamment les contrôleurs PID classiques, le PID basé sur l'approche de modèle interne (IMC) et le compensateur de temps mort à deux degrés de liberté (DTC-2DOF).

Ce projet s'inscrit dans le contexte de l'utilisation croissante des moteurs BLDC dans de nombreux domaines, notamment les véhicules électriques, les drones et les systèmes robotiques. Malgré leurs nombreux avantages, ces moteurs présentent une commande complexe qui nécessite des stratégies de régulation adaptées.

L'étude a débuté par une analyse des différents types de moteurs BLDC et des principales stratégies de commande. Une attention particulière a été portée à la commande en six étapes, largement utilisée dans les applications industrielles. Plusieurs méthodes de réglage des contrôleurs PID ont ensuite été étudiées, notamment Ziegler–Nichols (ZN), Cohen–Coon (CC) et Chien–Hrones–Reswick (CHR), ainsi que des approches plus robustes telles que le PID-IMC et le DTC-2DOF.

Dans une seconde étape, un travail de conception matérielle a été réalisé afin de mettre en place la chaîne complète de commande du moteur. Un onduleur triphasé a été conçu à l'aide du logiciel Altium Designer, et des cartes d'isolation ont été développées pour assurer l'interface entre la plateforme FPGA et l'étage de puissance. Ces éléments ont permis la réalisation d'une plateforme expérimentale dédiée à l'étude et à la validation des stratégies de commande proposées.

Les résultats expérimentaux obtenus ont permis d'évaluer les performances des

différents contrôleurs en termes de précision de suivi, de comportement transitoire et de robustesse face aux perturbations. Les contrôleurs basés sur les méthodes CHR, PID-IMC et le compensateur DTC-2DOF ont montré de bonnes performances globales en termes de suivi de consigne et de dynamique du système. En revanche, les méthodes classiques telles que Ziegler-Nichols et Cohen-Coon ont présenté des performances moins satisfaisantes, notamment en raison d'un comportement plus oscillatoire et d'une atténuation plus lente de l'erreur.

L'étude des perturbations appliquées sur la tension d'alimentation a également permis de mettre en évidence la robustesse de certains contrôleurs. Les contrôleurs IMC-PID, PID-CH et PI-CH ont montré une bonne capacité de rejet des perturbations, avec un retour rapide vers la consigne et des oscillations limitées. À l'inverse, l'implémentation du compensateur DTC-2DOF a présenté un comportement plus oscillatoire lors de l'application des perturbations, ce qui traduit une sensibilité plus élevée aux variations de la tension d'alimentation.

Par ailleurs, l'implémentation des différents contrôleurs en FPGA a montré une utilisation relativement faible des ressources matérielles, ce qui facilite l'intégration de nouvelles stratégies de commande et ouvre la voie à des travaux de recherche futurs utilisant la même plateforme expérimentale.

5.2 Limites de l'étude

Malgré les résultats satisfaisants obtenus dans ce travail, certaines limites doivent être mentionnées. Tout d'abord, l'étude des perturbations a été réalisée principalement à l'entrée du système, à travers des variations de la tension d'alimentation. Les perturbations appliquées directement à la sortie, telles que les variations de charge mécanique, n'ont pas

pu être étudiées de manière approfondie, en raison de difficultés liées à la mise en place d'un dispositif expérimental adéquat permettant de générer et contrôler ces variations de charge.

Par ailleurs, certaines contraintes liées à la sécurité et à la fiabilité du système doivent être prises en considération. L'onduleur conçu dans le cadre de ce projet ne dispose pas encore de mécanismes de protection avancés. En particulier, l'activation simultanée des interrupteurs d'un même bras de l'onduleur pourrait entraîner un court-circuit et endommager les composants de puissance.

Ainsi, une amélioration de la conception de l'onduleur, notamment par l'intégration de circuits de protection et de stratégies de commande sécurisées, constitue une étape importante pour renforcer la fiabilité du système et permettre son utilisation dans des conditions de fonctionnement plus exigeantes.

5.3 Perspectives

Les résultats obtenus dans ce travail ouvrent plusieurs perspectives d'amélioration et d'extension de l'étude. Tout d'abord, l'intégration d'un système permettant de réaliser des essais sous charge mécanique constituerait une étape importante pour compléter l'analyse expérimentale des performances des contrôleurs. Cela permettrait d'évaluer plus précisément le comportement du système dans des conditions proches des applications réelles.

Par ailleurs, l'amélioration de la conception de l'onduleur représente une perspective importante. L'intégration de mécanismes de protection, tels que des circuits de verrouillage (dead-time), des protections contre les courts-circuits et des systèmes de détection de défauts, permettrait d'augmenter la sécurité et la fiabilité du système.

5.4 Travaux futurs

Dans la continuité de ce travail, plusieurs pistes de recherche peuvent être envisagées afin d'améliorer les performances et les fonctionnalités du système de commande du moteur BLDC.

Tout d'abord, l'étude pourrait être étendue à l'implémentation de stratégies de commande plus avancées, telles que la commande prédictive (Model Predictive Control – MPC), la commande adaptative ou encore les méthodes de commande robuste basées sur l'optimisation. Ces approches pourraient permettre d'améliorer la robustesse du système face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations externes.

Par ailleurs, l'intégration de techniques de commande sans capteur (sensorless control) constitue également une perspective intéressante. Ces méthodes permettraient de réduire le nombre de capteurs utilisés dans le système et de diminuer ainsi le coût et la complexité matérielle.

Enfin, l'extension de la plateforme expérimentale vers des applications plus exigeantes, telles que les systèmes de propulsion pour véhicules électriques, les drones ou les applications robotiques, pourrait permettre de valider les performances des stratégies de commande étudiées dans des conditions de fonctionnement réelles.

Références

- [1] K. Liu, F. Liu, and C. Guo, “Carbon reduction potential of private electric vehicles: Synergistic effects of grid carbon intensity, driving intensity, and vehicle efficiency,” *Processes*, vol. 13, no. 6, 2025. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2227-9717/13/6/1740>
- [2] G. Adu-Gyamfi, H. Song, A. N. Asamoah, L. Li, E. Nketiah, B. Obuobi, M. Adjei, and D. Cudjoe, “Towards sustainable vehicular transport: Empirical assessment of battery swap technology adoption in china,” *Technological Forecasting and Social Change*, vol. 184, p. 121995, 2022. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0040162522005169>
- [3] Ressources Naturelles Canada, “Fuel consumption guide 2022 and CO2 emissions data for vehicles (1995–2022),” 2022, accessed 2026. [Online]. Available: <https://natural-resources.canada.ca/sites/nrcan/files/oe/pdf/transportation/fuel-efficient-technologies/2022%20Fuel%20Consumption%20Guide.pdf>
- [4] X. Guo, R. Kou, and X. He, “Towards carbon neutrality: Machine learning analysis of vehicle emissions in canada,” *Sustainability*, vol. 16, no. 23, 2024. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2071-1050/16/23/10526>
- [5] J. King, *The King Review of low-carbon cars: part I: the potential for CO2 reduction*. London, UK: HM Treasury, 2007.
- [6] N. Prabhu, R. Thirumalaivasan, and B. Ashok, “Critical review on torque ripple sources and mitigation control strategies of BLDC motors in electric vehicle applications,” *IEEE Access*, vol. 11, pp. 115 699–115 739, 2023.
- [7] J. A. Sanguesa, V. Torres-Sanz, P. Garrido, F. J. Martinez, and J. M. Marquez-Barja, “A review on electric vehicles: Technologies and challenges,” *Smart Cities*, vol. 4, no. 1, pp. 372–404, 2021. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2624-6511/4/1/22>
- [8] D. Mohanraj, J. Gopalakrishnan, B. Chokkalingam, and L. Mihet-Popa, “Critical aspects of electric motor drive controllers and mitigation of torque ripple—review,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 73 635–73 674, 2022.
- [9] N. Hashemnia and B. Asaei, “Comparative study of using different electric motors in the electric vehicles,” in *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, Vilamoura, Portugal, 2008, pp. 1–5.
- [10] M. Yildirim, M. Polat, and H. Kürüm, “A survey on comparison of electric motor types and drives used for electric vehicles,” in *2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*, Antalya, Turkey, 2014, pp. 218–223.
- [11] G. Nanda and N. C. Kar, “A survey and comparison of characteristics of motor drives used in electric vehicles,” in *2006 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Ottawa, ON, Canada, 2006, pp. 811–814.

- [12] D. Mohanraj, R. Arul david, R. Verma, K. Sathiyasekar, A. B. Barnawi, B. Chokkalingam, and L. Mihet-Popa, "A review of BLDC motor: State of art, advanced control techniques, and applications," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 54 833–54 869, 2022.
- [13] D. Das, N. Kumaresan, V. Nayanar, K. Navin Sam, and N. Ammasai Gounden, "Development of BLDC motor-based elevator system suitable for DC microgrid," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 21, no. 3, pp. 1552–1560, 2016.
- [14] D. M, K. M, S. C, M. J, and K. K, "Design and analysis of different rotor structures in-wheel brushless DC motor performance for electric vehicle applications," in *2024 International Conference on Advancements in Power, Communication and Intelligent Systems (APCI)*, KANNUR, India, 2024, pp. 1–6.
- [15] V. Bogdan, M. Adrian, L. Leonard, B. Alexandra, S. Alecsandru, and N. Ionut, "Design and optimization of a BLDC motor for small power vehicles," in *2021 International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN)*, Iasi, Romania, 2021, pp. 438–443.
- [16] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling of permanent magnet motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 35, no. 4, pp. 537–541, 1988.
- [17] —, "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. the permanent-magnet synchronous motor drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 2, pp. 265–273, 1989.
- [18] S. Gebremariam and T. Wondie, "Comparative analysis of electric motor drives employed for propulsion purpose of battery electric vehicle (BEV) systems," *International Journal of Science and Research Archive*, vol. 10, pp. 1097–1112, 12 2023.
- [19] Horizon Technology, "Induction vs permanent magnet motor efficiency in auto electrification," Jun. 2024. [Online]. Available: <https://www.horizontechnology.biz/blog/induction-vs-permanent-magnet-motor-efficiency-auto-electrification>
- [20] S.-H. Kim, *Electric Motor Control: DC, AC, and BLDC Motors*. Oxford, UK: Elsevier Science, 2017.
- [21] P. Pillay and R. Krishnan, "Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless DC motors for servo drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 986–996, 1991.
- [22] E. Idoko, F. Ikule, and P. Udenze, "Performance of brushless permanent magnet DC motor with different rotor positions using ANSYS," *International Journal of Advanced Engineering Research and Technology (IJAERT)*, vol. 7, pp. 7–16, 03 2019.
- [23] H. S. Gerçekcioğlu, "Design and performance comparison of rotor-optimized flux reversal machines (frms) with axial and radial flux topologies," *Karadeniz Fen Bilimleri Dergisi*, vol. 16, no. 2, p. 781–805, 2026. [Online]. Available: <https://izlik.org/JA55XJ37KC>

- [24] M. Korkosz, J. Prokop, B. Pakla, G. Podskarbi, and P. Bogusz, "Analysis of open-circuit fault in fault-tolerant BLDC motors with different winding configurations," *Energies*, vol. 13, no. 20, 2020. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/20/5321>
- [25] S.-H. Lee, S.-B. Park, S.-O. Kwon, J.-Y. Lee, J.-J. Lee, J.-P. Hong, and J. Hur, "Characteristic analysis of the slotless axial-flux type brushless DC motors using image method," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 4, pp. 1327–1330, 2006.
- [26] M. Nicola, C.-I. Nicola, D. Selişteanu, C. Ionete, and D. Şendrescu, "Improved performance of the permanent magnet synchronous motor sensorless control system based on direct torque control strategy and sliding mode control using fractional order and fractal dimension calculus," *Applied Sciences*, vol. 14, no. 19, 2024. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2076-3417/14/19/8816>
- [27] R. B. Sabau and R. Etz, "An open-source software framework for direct field-oriented control of a BLDC with only one sensor for ARM," *Applied Sciences*, vol. 15, no. 20, 2025. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2076-3417/15/20/11018>
- [28] A. Sathyan, "Digital PWM control of brush-less DC (BLDC) motor drives," Ph.D. dissertation, Illinois Institute of Technology, Chicago, USA, December 2008.
- [29] T. Instruments, "Interface to sin/cos encoders with high-resolution position interpolation," 2025, design Guide, TIDUA05B. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ug/tidua05b/tidua05b.pdf?ts=1782454507971>
- [30] —, "Brushless DC motor commutation using hall-effect sensors," 2023, application Brief, SLVAEG3B. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ab/slvaeg3b/slvaeg3b.pdf?ts=1782453096619>
- [31] N. L, B. Sree, K. Varsha, I. A. K, D. T, and R. V, "Speed control of BLDC motor using six-step commutation," in *2025 11th International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, Chennai, India, 2025, pp. 592–596.
- [32] Y. Lee and J. Kim, "Analysis of the three-phase inverter power efficiency of a BLDC motor drive using conventional six-step and inverted pulsewidth modulation driving schemes," *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 42, no. 1, pp. 34–40, 2019.
- [33] J. Jomsa-Nga, P. Teesakul, P. Poolphaka, and U. Supatti, "Performance analysis comparison between six step with hysteresis and field oriented control," in *2024 International Conference on Materials and Energy: Energy in Electrical Engineering (ICOME-EE)*, Bangkok, Thailand, 2024, pp. 1–5.
- [34] L. Yang, Z. Q. Zhu, H. Bin, and L. Gong, "Spectral analysis and sideband harmonic cancellation of six-step operation with low carrier–fundamental frequency ratio for high-speed brushless DC drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 9, pp. 7778–7792, 2021.

- [35] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986.
- [36] F. B. Salem, *Direct Torque Control Strategies of Electrical Machines*. London: IntechOpen, Jan 2021. [Online]. Available: <https://doi.org/10.5772/intechopen.80103>
- [37] B. Housseini, "Prototypage rapide à base de FPGA d'un algorithme de contrôle avancé pour le moteur à induction," Master's thesis, Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, Canada, Décembre 2010.
- [38] C. Liu, K. T. Chau, C. H. T. Lee, and Z. Song, "A critical review of advanced electric machines and control strategies for electric vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 109, no. 6, pp. 1004–1028, 2021.
- [39] M. Lemaire, "Émulation d'un moteur synchrone À aimants permanents," Master's thesis, Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, Canada, Avril 2017.
- [40] M. Sadaf, A. Farooq, Z. Ullah, and M. Ahsan, "Control strategies for electric vehicle drives: FOC implementation with MTPA and field weakening," in *2024 ELEKTRO (ELEKTRO)*, Zakopane, Poland, 2024, pp. 1–6.
- [41] M. L. De Klerk and A. K. Saha, "A comprehensive review of advanced traction motor control techniques suitable for electric vehicle applications," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 125 080–125 108, 2021.
- [42] N. Huh, H.-S. Park, M. H. Lee, and J.-M. Kim, "Hybrid PWM control for regulating the high-speed operation of BLDC motors and expanding the current sensing range of DC-link single-shunt," *Energies*, vol. 12, no. 22, 2019. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/12/22/4347>
- [43] Q. Li, H. Huang, and B. Yin, "The study of PWM methods in permanent magnet brushless DC motor speed control system," in *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Wuhan, China, 2008, pp. 3897–3900.
- [44] H.-J. Kim, H.-S. Park, and J.-M. Kim, "Expansion of operating speed range of high-speed BLDC motor using hybrid PWM switching method considering dead time," *Energies*, vol. 13, no. 19, 2020. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/19/5212>
- [45] A. O'Dwyer, *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*. Imperial College Press, June 2009. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1142/p575>
- [46] K. H. Ang, G. Chong, and Y. Li, "PID control system analysis, design, and technology," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 13, no. 4, pp. 559–576, 2005.
- [47] K. J. Åström and T. Hägglund, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Ltd, Jan 1995.
- [48] L. Wang, *PID control system design and automatic tuning using MATLAB/Simulink*. John Wiley & Sons, Ltd, February 2020. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/9781119469414>

- [49] M. Shamsuzzoha and G. L. Raja, *PID Control for Linear and Nonlinear Industrial Processes*. London: IntechOpen, May 2023. [Online]. Available: <https://doi.org/10.5772/intechopen.100749>
- [50] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers," *Transactions of the ASME*, vol. 64, no. 11, pp. 759–768, 1942.
- [51] D. Ouardani, A. Bodian, and A. Cardenas, "Comparative analysis of PID and robust IMC control in cascaded processes with time-delay," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 141 999–142 014, 2024.
- [52] I. L. Chien, J. A. Hrones, and J. B. Reswick, "Proportional-integral-derivative control of processes with dead time: settings for optimum response," *Transactions of the ASME*, vol. 74, pp. 175–185, 1952.
- [53] G. H. Cohen and G. A. Coon, "Theoretical consideration of retarded control," *Transactions of the ASME*, vol. 75, no. 1, pp. 827–834, 1953.
- [54] J. Normey-Rico and E. Camacho, "Robust tuning of dead-time compensators for processes with an integrator and long dead-time," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 8, pp. 1597–1603, 1999.
- [55] N. Abe and K. Yamanaka, "Smith predictor control and internal model control - A tutorial," in *SICE 2003 Annual Conference (IEEE Cat. No.03TH8734)*, vol. 2, Fukui, Japan, 2003, pp. 1383–1387 Vol.2.
- [56] B. Verma and P. Padhy, "Indirect IMC-PID controller design," *IET Control Theory and Applications*, vol. 13, p. 297 – 305, 01 2019.
- [57] J. Normey-Rico and E. Camacho, "A unified approach to design dead-time compensators for stable and integrative processes with dead-time," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 47, no. 2, pp. 299–305, 2002.
- [58] C. E. Garcia and M. Morari, "Internal model control. A unifying review and some new results," *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development*, vol. 21, pp. 308–323, 1982. [Online]. Available: <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:93361479>
- [59] M. Shamsuzzoha and M. Lee, *IMC Filter Design for PID Controller Tuning of Time Delayed Processes*. London: IntechOpen, 2012, ch. 12. [Online]. Available: <https://doi.org/10.5772/31478>
- [60] Y. Zhong, J. Zhang, S. Wu, L. Jia, X. Yang, Y. Liu, Y. Zhang, and Q. Sun, "A review on the GaN-on-Si power electronic devices," *Fundamental Research*, vol. 2, no. 3, pp. 462–475, 2022. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2667325821002867>
- [61] Efficient Power Conversion Corporation, *EPC23101 ePower™ Stage IC Datasheet*, Efficient Power Conversion Corporation (EPC), 2024, accessed: 2026-06-25. [Online]. Available: https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/epc23101_datasheet.pdf
- [62] M. Buffolo, D. Favero, A. Marcuzzi, C. De Santi, G. Meneghesso, E. Zanoni, and M. Meneghini, "Review and outlook on GaN and SiC power devices: Industrial

- state-of-the-art, applications, and perspectives,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 71, no. 3, pp. 1344–1355, 2024.
- [63] Efficient Power Conversion Corporation, *GaN Fundamentals*, Efficient Power Conversion Corporation (EPC), accessed: 2026-06-25. [Online]. Available: https://epc-co.com/epc/portals/0/epc/documents/product-training/appnote_ganfundamentals.pdf
 - [64] X. Ding, Y. Zhou, and J. Cheng, “A review of gallium nitride power device and its applications in motor drive,” *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 3, no. 1, pp. 54–64, 2019.
 - [65] J.-G. Tartarin, “La technologie GaN et ses applications pour l’électronique robuste, haute fréquence et de puissance,” *hal.science*, Mar. 2008, veille technologique sur la filière GaN. [Online]. Available: <https://hal.science/hal-00341009>
 - [66] X. Yuan, I. Laird, and S. Walder, “Opportunities, challenges, and potential solutions in the application of fast-switching SiC power devices and converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 4, pp. 3925–3945, 2021.
 - [67] M. Kamiński, K. Król, N. Kwietniewski, M. Myśliwiec, M. Sochacki, B. Stonio, R. Kisiel, A. Martychowicz, K. Racka-Szmidt, A. Werbowy, J. Żelazko, P. Niedzielski, J. Szmidt, and A. Stróżywaś, “The overview of silicon carbide technology: Status, challenges, key drivers, and product roadmap,” *Materials*, vol. 18, no. 1, 2025. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1944/18/1/12>
 - [68] E. Bashar, N. Agbo, R. Wu, S. Mendy, S. Jahdi, M. Jennings, A. Withey, S. Evans, G. Davies, J. Demitrova, J. Ortiz Gonzalez, and O. Alatise, “A review of short circuit performance in 650 V power devices: SiC MOSFETs, silicon super-junction MOSFETs, SiC cascode JFETs, silicon MOSFETs and silicon IGBTs,” in *PCIM Europe 2022; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nuremberg, Germany, 2022, pp. 1–8.
 - [69] A. Albanna, A. Malburg, M. Anwar, A. Guta, and N. Tiwari, “Performance comparison and device analysis between Si IGBT and SiC MOSFET,” in *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Dearborn, MI, USA, 2016, pp. 1–6.
 - [70] A. H. Niasar, H. Moghbelli, and A. Vahedi, “Modeling, simulation and implementation of four-switch, brushless DC motor drive based on switching functions,” in *IEEE EUROCON 2009*, St. Petersburg, Russia, 2009, pp. 682–687.
 - [71] K. Xia, Y. Ye, J. Ni, Y. Wang, and P. Xu, “Model predictive control method of torque ripple reduction for BLDC motor,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 56, no. 1, pp. 1–6, 2020.
 - [72] M. Karabacak, D. Hrvanovic, E. Ipek, E. Blazhevskaya Ivanoski, N. Köster, H. Haberl, and G. Prochart, “Accurate BLDC modeling and interleaved control for multi-motor powertrains with improved FOC to mitigate battery current and torque ripples,” *IEEE Access*, vol. 13, pp. 209 328–209 355, 2025.

- [73] Z. Q. Zhu and X. M. Wu, *Fundamental Model-Based Sensorless Control*. Wiley-IEEE Press, 2024, pp. 33–54.
- [74] U. K. Soni and R. K. Tripathi, “Novel back EMF zero difference point detection based sensorless technique for BLDC motor,” in *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Toronto, ON, Canada, 2017, pp. 330–335.
- [75] V. R. Kasi, S. Majhi, and A. K. Gogoi, “Estimation of stable FOPDT and SOPDT process using dual input describing function,” in *2016 11th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*, Roorkee, India, 2016, pp. 810–814.
- [76] J.-P. Richard, “Time-delay systems: an overview of some recent advances and open problems,” *Automatica*, vol. 39, no. 10, pp. 1667–1694, 2003. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0005109803001675>
- [77] A. Pomerleau and E. Poulin, “Manipulated variable based PI tuning and detection of poor settings: An industrial experience,” *ISA Transactions*, vol. 43, no. 3, pp. 445–457, 2004. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0019057807601608>
- [78] M. Pal, K. Banerjee, and B. Dam, “Efficient parameter estimation for second order plus dead time systems in process plant control,” *Advanced Control for Applications: Engineering and Industrial Systems*, vol. 6, 07 2024.

Annexe A - Paramètres du moteur BLDC LIN Engineering

Tableau A.1 – Paramètres du moteur BLDC

Paramètre	Valeur
Nombre de phases	3
Tension nominale	24 V DC
Puissance nominale	120 W
Vitesse nominale	4000 tr/min
Vitesse maximale (moteur seul)	5000 tr/min
Couple nominal (moteur seul)	0.29 N·m
Couple maximal	0.58 N·m
Courant nominal	6.9 A
Résistance de phase	0.18 Ω
Inductance de phase	0.18 mH
Constante de couple	0.042 N·m/A
Inertie du rotor	279 g·cm ²
Constante de temps électrique	1 ms
Constante de temps mécanique	3 ms

Annexe B - Utilisation des ressources FPGA par bloc fonctionnel

Tableau B.1 – Utilisation des ressources FPGA pour les différents blocs

Bloc	Slice LUTs (%)	Slice Registers (%)
Table de commutation	35 (0,06%)	84 (0,07%)
Communication RPI	79 (0,12%)	130 (0,10%)
Data to send	25 (0,04%)	69 (0,05%)
Encoder	96 (0,15%)	247 (0,19%)
ADC	35 (0,06%)	51 (0,04%)

sous Vivado

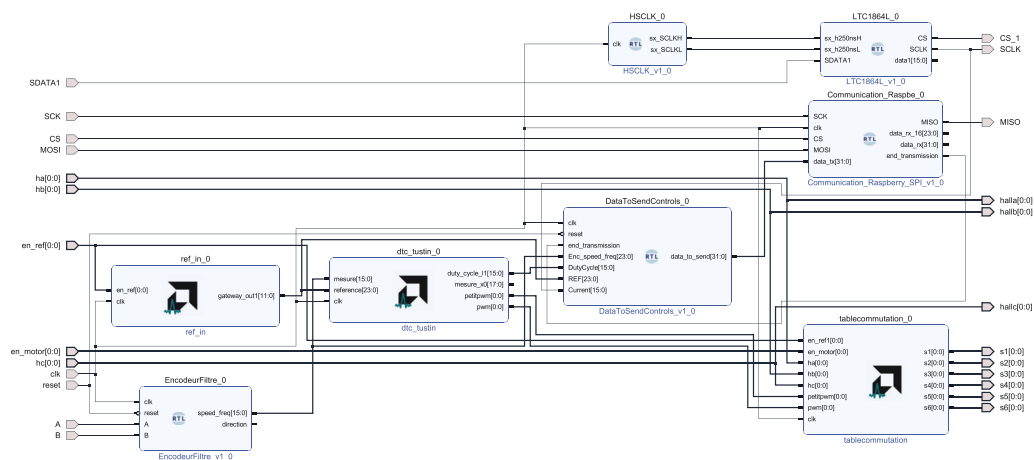
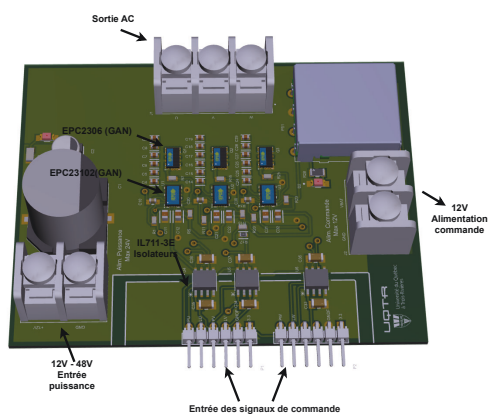
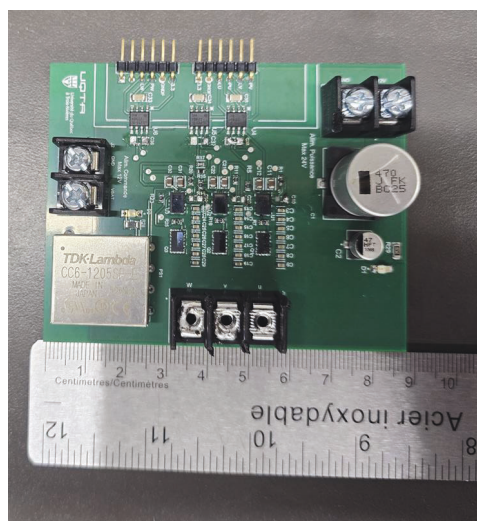


FIGURE C.1 – Architecture du système implémenté sur FPGA (Vivado Block Design)

Annexe D - Vue du PCB sous Altium et prototype réel de la carte onduleur GaN



(a)



(b)

FIGURE D.1 – Carte onduleur GaN : conception sous Altium et réalisation expérimentale
(a) Conception de la carte sous Altium, (b) Carte onduleur GaN réalisée.

Annexe E - FPGA Implementation and Performance Evaluation of Classic PID, IMC and DTC for BLDC Motor Control



Article

FPGA Implementation and Performance Evaluation of Classic PID, IMC and DTC for BLDC Motor Control

Jaber Ouakrim [†], Abdoulaye Bodian ^{*,†}, Dina Ouardani [†] and Alben Cardenas ^{*,†}

Research Group in Industrial Electronics (GREI), Electrical and Computer Engineering Department, University of Quebec at Trois-Rivières, Trois-Rivières, QC G8Z 4M3, Canada; jaber.ouakrim@uqtr.ca (J.O.); dina.ouardani@uqtr.ca (D.O.)

* Correspondence: abdoulaye.bodian@uqtr.ca (A.B.); alben.cardenasgonzalez@uqtr.ca (A.C.)

[†] These authors contributed equally to this work.

Abstract

Brushless DC (BLDC) motors are widely used in mobile robotics and off-road vehicles due to their high efficiency, reliability, and compactness. However, achieving robust, high-performance speed control in embedded environments remains challenging due to nonlinearities, dead-time effects, parameter uncertainties, and strict real-time constraints. This paper presents a comprehensive experimental study of classical and robust control strategies for BLDC motor speed control, fully implemented on an FPGA platform. Classical PI and PID controllers tuned using Ziegler–Nichols, Cohen–Coon, and Chien–Hrones–Reswick methods are first investigated and discretized using both Zero-Order Hold (ZOH) and Tustin (bilinear) approximations. Model-based approaches, including IMC-based PID controllers, are then introduced to enhance robustness. In addition, a robust two-degree-of-freedom dead-time compensator (DTC) is implemented to explicitly address dead-time uncertainties inherent to inverter-based motor drives. All controllers are implemented using fixed-point arithmetic on a Xilinx Nexys A7 FPGA and validated experimentally on a BLDC motor test bench representative of semi-autonomous robotic applications. Performance is evaluated through time-domain responses and quantitative indices, including ISE, ITAE, I, control effort, and FPGA resource utilization. Experimental tests under controlled DC bus voltage disturbances are conducted to assess disturbance rejection capability and robustness under realistic operating conditions. Experimental results demonstrate that Tustin discretization consistently improves tracking performance, while IMC-PID and DTC strategies provide superior robustness against dead-time and modeling uncertainties, making them particularly suitable for embedded FPGA-based motor control.

Keywords: BLDC motor control; PID control; IMC-based control; Dead-Time Compensator; FPGA implementation; discretization methods; disturbance



Academic Editor: Adolfo Dannier

Received: 17 January 2026

Revised: 12 February 2026

Accepted: 13 February 2026

Published: 22 February 2026

Copyright: © 2026 by the authors.

Licensee MDPI, Basel, Switzerland.

This article is an open access article

distributed under the terms and

conditions of the [Creative Commons](https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/)

[Attribution \(CC BY\)](https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/) license.

1. Introduction

The digital and energy transition is accelerating automation in key sectors such as transportation, healthcare, and agriculture. At the heart of these systems, electric motors play a fundamental role by converting electrical energy into mechanical energy to perform functions such as traction, motion, or positioning. Owing to their high efficiency, power density, and modularity, electric motors have become the most widespread energy conversion machines worldwide, with efficiencies exceeding 95% [1,2]. Their deployment contributes significantly to the reduction in greenhouse gas emissions, while improving

Annexe F - Implementing Wireless Charging System for Semi-Autonomous Agricultural Robots



Article

Implementing Wireless Charging System for Semi-Autonomous Agricultural Robots

Abdoulaye Bodian ^{1,*}, Alben Cardenas ^{1,*}, Dina Ouadani ¹, Jaber Ouakrim ¹ and Afef Bennani-Ben Abdelghani ²

¹ Research Group in Industrial Electronics (GREI), Electrical and Computer Engineering Department, University of Quebec at Trois-Rivières, Trois-Rivières, QC G8Z 4M3, Canada; dina.ouadani@uqtr.ca (D.O.); jaber.ouakrim@uqtr.ca (J.O.)

² Electrical Systems Laboratory, University of Tunis El Manar, Tunis 1068, Tunisia; afef.bennani@enit.utm.tn

* Correspondence: abdoulaye.bodian@uqtr.ca (A.B.); alben.cardenasgonzalez@uqtr.ca (A.C.)

Abstract

The modernization of agriculture can help humanity address major challenges such as population growth, climate change, and labor shortages. Semi-autonomous agricultural robots offer clear advantages in automating tasks and improving efficiency. However, in open-field conditions, their autonomy is limited by the size and weight of onboard batteries. Wireless charging is a promising solution to overcome this limitation. This work proposes a methodology for the design, modeling, and experimental validation of a wireless power transfer (WPT) system for battery recharging of agricultural robots. A brief review of WPT technologies is provided, followed by key design considerations, co-simulation, and testing results. The proposed WPT system uses a resonant inductive power transfer topology with series-series (SS) compensation, a high-frequency inverter (85 kHz), and optimized spiral planar coils, enabling medium-range operation under agricultural conditions. The main contribution lies in the first experimental assessment of WPT performance under real agricultural environmental factors such as soil moisture and water presence, combined with electromagnetic safety evaluation and robust component selection for harsh conditions. Results highlight both the potential and limitations of this approach, demonstrating its feasibility and paving the way for future integration with intelligent alignment and adaptive control strategies.

Keywords: wireless power transfer (WPT); agricultural robots (Agribots); electromagnetic circuits; power electronics; inverters



Academic Editor: Lionel Pichon

Received: 17 July 2025

Revised: 11 August 2025

Accepted: 27 August 2025

Published: 30 August 2025

Citation: Bodian, A.; Cardenas, A.; Ouadani, D.; Ouakrim, J.; Bennani-Ben Abdelghani, A. Implementing Wireless Charging System for Semi-Autonomous Agricultural Robots. *Energies* **2025**, *18*, 4624. <https://doi.org/10.3390/en18174624>

Copyright: © 2025 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

1. Introduction

Agricultural activities are undergoing a profound transformation to address demographic and environmental challenges such as population growth, increasing energy demands, climate change, labor shortages, population aging, and pandemic-related risks [1,2]. In this context, the new paradigm of smart agriculture incorporates the use of semi-autonomous agricultural robots, known as Smart Agribots, characterized by their hybrid electric drivetrain. These technologies offer significant advantages for automating agricultural processes and improving the energy efficiency of operations [2–4]. These robots can be deployed in greenhouses or open fields, with the ability to perform various tasks in different agricultural environments.