

N° d'ordre : 03/2018-D/EL

République Algérienne Démocratique Et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure Et De La Recherche Scientifique
Université Des Science Et De La Technologie « Houari Boumediene »
Faculté D'électronique Et Informatique



Thèse

Présentée pour l'obtention du grade de Docteur en Science

En ELECTRONIQUE

Spécialité : Systèmes Electro-énergétiques

Par : TADRIST Nadia

Sujet :

Contribution

***à l'Etude de l'Influence des Stratégies de Commande
sur les Performances des Machines à Courant
Continu sans Collecteur pour des Applications de
Systèmes Embarqués***

Soutenue publiquement le 16 avril 2018 devant le jury composé de

M N. NACER	Professeur à l' U.S.T.H.B	Président
M H. ZEROUG	Professeur à l' U.S.T.H.B	Directeur de thèse
M M.E.H. ZAIM	Professeur au Polytechnique de Nantes ; France	Examinateur
M C. LARBES	Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique	Examinateur
M S.MOULAHOU	Professeur à l'Université de Médéa	Examinateur
M A. NAIT-SEGHIR	Maitre de Conférence/A à l' U.S.T.H.B	Examinateur

Sommaire

Sommaire	i
Liste des figures	iv
Liste des tableaux	xiii
Nomenclature	xiv
Remerciements	xvii
Dédicace	xix

Introduction générale	1
------------------------------------	---

Chapitre I: Généralités sur la machines à courant continu sans collecteur

I.1. Introduction	7
I.2. Les différentes structures des machines synchrone à aimant permanent à FEM trapézoïdale	8
I.2.1. Moteur à aimantation radiale	8
I.2.1. a Moteur à rotor interne (Inrunner)	9
I.2.1.b. Moteur à rotor externe (Outrunner) :	10
I.2.2. Moteur à aimantation axiale.....	11
I.3. Techniques de commande associées à la BDCM	13
I.3.1. Technique de commande avec capteurs.....	13
I.3.2. Techniques de commande sans capteur	14
I.3.2.a. Détection du passage par zéro de la FEM (ZCD).....	15
I.3.2.b. Méthodes indirectes.....	16
I.4. Conclusion	19

Chapitre II: Modélisation et commande de la BDCM

II.1. Introduction	20
II.2. Présentation des deux moteurs à étudier	20
II.3. Modélisation du système (Onduleur-BDCM)	21
II.3.1. Hypothèses simplificatrices	22
II.3.2. Modélisation du moteur	23
II.3.1.a. Modèle électrique du moteur	23
II.3.1.b. Élaboration du modèle mécanique	26
II.3.3. Modèle du convertisseur (Onduleur triphasé)	27

II.4 Commande avec capteur de position.....	33
II.4.1. Modèle du capteur de position.....	34
II.4.2 Commande 120° à pleine onde.....	35
II.4.3. Commande 120 à MLI.....	43
II.4.3.a. Commande Soft switching H_PWM/L_ON	43
II.4.3.b Commande Hard switching H_PWM/L_PWM.....	47
II.4.3.c. Commande MLI Mixte PWM_ON/ON_PWM.....	50
II.5 Etude de l'influence des stratégies de commande en boucle ouverte	53
II.6. Commande de la BDCM en boucle fermée	65
II.7. Commande 120° de la BDCM sans capteur de position	67
II.7.1. Modèle de la commande sans capteur	68
II.7.2. Résultats de simulation pour la commande sans capteur du moteur 1	71
II.8. Conclusion.....	73

Chapitre III: Implémentation numérique des différentes commandes de la BDCM

III.1. Introduction.....	74
III.2. Description du banc d'essai avec moteur 1.....	74
III.2.1. La machine synchrone à aimant permanent à FEM trapézoïdale à rotor interne	75
III.2.2. Onduleur de tension	76
III.2.3.1. La partie puissance	77
III.2.3.2. La commande rapprochée :.....	79
III.2.3. Interface de protection et d'adaptation pour le DSP	80
III.2.3.1. Protection des entrées (CAP/QEP) :.....	80
III.2.3.2. Amplification et protection des sorties MLI.....	81
III.2.3.3. Protection et adaptation des signaux de l'ADC.....	82
III.2.3.4. Alimentations stabilisées :	84
III.2.4. Circuits de mesure (Capteurs de Courant) :	85
III.2.5. DSP TMS320F2812	88
III.2.6. Autopilotage du moteur 1.....	89
III.2.6.a. Réalisation de la carte de commande à pleine onde	89
III.2.6.b. Résultats expérimentaux de la commande à pleine onde	90
III.2.7. Implémentation de la commande en vitesse.....	93
III.2.7.1. Analyse du fonctionnement en boucle ouverte.....	94

III.2.7.1.a. Commande avec MLI SOFT [Tad14, Tad 12]	95
III.2.7.1.b. Commande avec MLI Hard	100
III.2.7.1.c. Commande avec MLI MIXTE.....	101
III.2.7.2. Fonctionnement en boucle fermée.....	101
III.3. Banc d'essai avec moteur à rotor externe (BDCM2).....	109
III.3.1. description du banc d'essai 2	109
III.3.1.1. Moteur et roue	110
III.3.1.2. Support et mécanisme de freinage.....	111
III.3.1.3. Alimentation	111
III.3.1.4. Kit de développement expérimental	111
III.3.1.5. L'outil graphique expérimental	112
III.3.2. Architecture de la commande envisagée	112
III.3.2.1. Implémentation des commandes du moteur	112
III.3.3. Essais expérimentaux	114
III.3.3.1. Essais à vide.....	114
III.3.3.2. Essais en charge en boucle ouverte	116
III.3.3.3. Essais en charge en boucle fermée	117
III.4. Conclusion	119

Chapitre IV: Applications de la BDCM dans le transport urbain

IV.1 Introduction.....	120
IV.2 Développement d'un vélo électrique à Usage Urbain	120
IV.3 Choix du moteur pour la traction électrique	121
IV.4 Essais pratiques sur le vélo en boucle ouverte.....	123
IV.5. Essais pratique sur le vélo en boucle fermée	125
IV.6. Interprétations de résultats	125
IV.7. Conclusion	127

Conclusion générale	128
----------------------------------	-----

Bibliographie	131
----------------------------	-----

Annexe	140
---------------------	-----

Résumé

Chapitre I Généralités sur la machines à courant continu sans collecteur

Figure I.1 :	Structure à aimant déposés en surface	9
Figure I.2 :	Structure à aimants encastrés	10
Figure I.3.a :	Structure à aimants enterrés avec concentration de flux	10
Figure I.3.b :	Structure à aimant enterrés classique	10
Figure I.4 :	Moteur à rotor extérieur	11
Figure I.5 :	Structure à aimantation axiale avec double rotor et un stator	12
Figure I.6 :	Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor	12
Figure I. 7 :	Forme des courants, FEM et couple de la BDCM	14
Figure I. 8 :	Alimentation de la BDCM sans capteur de position	15
Figure I. 9 :	Instants de passage par zéro de la FEM et des courants	16
Figure I.10 :	Intégration de l'harmonique 3. La FEM ; 3eme harmonique de la tension, flux rotorique et son fondamental, courants de phase	17
Figure I.11 :	Représentation des surfaces d'intégration de la FEM au passage par zéro	19

Chapitre II Modélisation et commande de la BDCM

Figure II.1 :	BDCM à rotor interne	21
Figure II.2 :	Moteur 8Fun SWXK à rotor externe	21
Figure II.3 :	Système à modéliser	22
Figure II.4 :	Représentation du circuit électrique équivalent de la machine	24
Figure II.5.a :	FEM prélevée sur moteur à rotor interne (2 paires de pôles)	26
Figure II.5.b :	FEM prélevée sur moteur à rotor externe (10 paires de pôles)	26
Figure II.6 :	Reconstitution de la FEM d'une phase (Modèle sous Simulink)	26
Figure II.7 :	Le modèle mécanique sous Simulink	27
Figure II.8 :	Le modèle de la machine sous Simulink	27
Figure II.9 :	Représentation électrique de l'ensemble BDCM-convertisseur	28
Figure II.10 :	Fonctionnement du système machine-convertisseur pour un angle de calage nul	29
Figure II.11 :	Commutation des courants de phase	29
Figure II.12 :	Fonctionnement du système BDCM-Convertisseur durant la période de commutation	30

Figure II.13 :	Fonctionnement du système BDCM-Convertisseur durant la période de conduction $[0, 60^\circ]$	32
Figure II.14 :	Signaux du capteur à effet Hall, courants et FEM de chacune des phases a, b et c	34
Figure II.15 :	Modèle du capteur à effet Hall sur Matlab	35
Figure II.16 :	Modèle de la commande à pleine onde sous simulink	36
Figure II.17.a :	Simulation en charge nominale FEM et Tension par phase	37
Figure II.17.b :	Simulation en charge nominale vitesse de rotation	37
Figure II.17.c :	Simulation en charge nominale courant de phase	37
Figure II.17.d :	Simulation en charge nominale couple électromagnétique	37
Figure II.18.a :	Simulation de la dynamique après un démarrage à vide de la FEM et Tension par phase	38
Figure II.18.b :	Simulation de la dynamique après un démarrage à vide du courant de phase	39
Figure II.18.c :	Simulation de la dynamique après un démarrage à vide du couple électromagnétique	39
Figure II.18.d :	Simulation de la dynamique après un démarrage à vide de la vitesse de rotation	39
Figure II.19.a :	Simulation de l'essai en charge nominale pour le moteur 2 de vitesse de rotation	40
Figure II.19.b :	Simulation de l'essai en charge nominale pour le moteur 2 de la FEM	40
Figure II.19.c :	Simulation de l'essai en charge nominale pour le moteur 2 du courant de phase	40
Figure II.19.d :	Simulation de l'essai en charge nominale pour le moteur 2 du couple électromagnétique	40
Figure II.20.a :	Simulation du démarrage à vide et dynamique du moteur 2 de la FEM	41
Figure II.20.b :	Simulation du démarrage à vide et dynamique du moteur 2 du courant de phase	41
Figure II.20.c :	Simulation du démarrage à vide et dynamique du moteur 2 du couple électromagnétique	42
Figure II.20.d :	Simulation du démarrage à vide et dynamique du moteur 2 de la vitesse de rotation	42
Figure II.21 :	Séquences de fonctionnement du système (commande soft switching)	44

Figure II.22 :	Principe de la commande MLI soft des transistors	44
Figure II.23 :	Modèle de la commande MLI soft sous Simulink	45
Figure II.24.a :	Simulation de l'essai en charge avec MLI soft pour le moteur1, courant de phase et états logiques des interrupteurs	46
Figure II.24.b :	Simulation de l'essai en charge avec MLI soft pour le moteur1, vitesse de rotation	46
Figure II.24.c :	Simulation de l'essai en charge avec MLI soft pour le moteur1, couple électromagnétique	46
Figure II.25.a :	Essai en charge avec MLI soft pour le moteur1 du courant de phase et états logiques des interrupteurs	46
Figure II.25.b :	Essai en charge avec MLI soft pour le moteur1 de la vitesse de rotation	46
Figure II.25.c :	Essai en charge avec MLI soft pour le moteur1 du couple électromagnétique	46
Figure II.26 :	Séquences de fonctionnement du système pour la commande hard	47
Figure II.27 :	Signaux de commande des transistors avec la MLI hard	48
Figure II.28 :	Modèle de la commande MLI hard switching	48
Figure II.29.a :	Essai en charge avec MLI hard pour le moteur1 du courant de phase et états logiques des interrupteurs	49
Figure II.29.b :	Essai en charge avec MLI hard pour le moteur1 de la vitesse de rotation	49
Figure II.29.c :	Essai en charge avec MLI hard pour le moteur1 du couple électromagnétique	49
Figure II.30.a :	Essai en charge avec MLI soft pour le moteur 2, du courant de phase et états logiques des interrupteurs	49
Figure. II.30.b :	Essai en charge avec MLI soft pour le moteur 2 de la vitesse de rotation	49
Figure. II.30.c :	Essai en charge avec MLI soft pour le moteur 2 du couple électromagnétique	49
Figure II.31 :	Séquences de fonctionnement du système (commande MLI Mixte)	51
Figure II.32 :	Modèle de commande de T1	52
Figure II.33.a :	Essai en charge avec MLI mixte pour le moteur1 du courant de phase et états logiques des interrupteurs	52
Figure II.33.b :	Essai en charge avec MLI mixte pour le moteur1 de la vitesse de rotation	52
Figure II.33.c :	Essai en charge avec MLI mixte pour le moteur1 du couple	52

	électromagnétique	
Figure II.34.a :	Essai en charge avec MLI mixte pour le moteur 2 du courant de phase et états logiques des interrupteurs	53
Figure II.34.b :	Essai en charge avec MLI mixte pour le moteur 2 de la vitesse de rotation	53
Figure II.34.c :	Essai en charge avec MLI mixte pour le moteur 2 du couple électromagnétique	53
Figure II.35.a :	Simulation pour différentes commandes MLI pour une vitesse de 400 tr/mn du courant de phase	54
Figure II.35.b :	Simulation pour différentes commandes MLI pour une vitesse de 400 tr/mn du couple électromagnétique	54
Figure II.36 :	Couple pour une commande soft pour un courant de phase de 2A et rapport cyclique 40%	55
Figure II.37 :	Couple pour une commande hard pour un courant de phase de 2A et rapport cyclique 70%	55
Figure II.38 :	Couple pour une commande mixte pour un courant de phase de 2A et rapport cyclique 40%	56
Figure II.39 :	Caractéristique taux d'ondulation du couple en fonction de rapport cyclique	57
Figure II.40 :	Caractéristique taux d'ondulation du couple en fonction de tension d'alimentation	57
Figure II.41.a :	Essai pour différentes commandes MLI pour une vitesse de 1000 tr/mn du courant de phase	58
Figure II.41.b :	Essai pour différentes commandes MLI pour une vitesse de 1000 tr/mn du couple électromagnétique	58
Figure II.42 :	Couple pour une commande soft, courant de phase 1A et rapport cyclique 80%	59
Figure II.43 :	Courant pour une commande hard, courant de phase 1A et rapport cyclique 90%	59
Figure II.44 :	Couple pour une commande mixte, courant de phase 1A et rapport cyclique 80%	60
Figure II.45 :	Caractéristique taux d'ondulation du couple en fonction de rapport cyclique	61

Figure II.46 :	Caractéristique taux d’ondulation du couple en fonction de la tension d’alimentation	61
Figure II.47.a :	Résultats avec une vitesse de 3000 tr/mn du courant de phase	62
Figure II.47.b :	Résultats avec une vitesse de 3000 tr/mn du couple électromagnétique	62
Figure II.48 :	Caractéristique taux d’ondulation du couple en fonction du rapport cyclique	64
Figure II.49 :	Caractéristique taux d’ondulation du couple en fonction de la tension d’alimentation	64
Figure II.50 :	Schéma bloc du système équivalent en boucle fermée	65
Figure II.51.a :	Simulation de maintien de vitesse, vitesse de rotation	66
Figure II.51.b :	Simulation de maintien de vitesse, couple électromagnétique	66
Figure II.52.a :	Simulation de correspondance, vitesse de rotation	66
Figure II.52.b :	Simulation de correspondance, couple électromagnétique	66
Figure II.53.a :	Simulation de maintien avec commande hard, vitesse de rotation	67
Figure II.53.b :	simulation de maintien avec commande hard, couple électromagnétique	67
Figure II.54 :	Principe de la méthode d’intégration de la FEM	69
Figure II.55 :	Modèle de la commande sans capteur sous simulink	69
Figure II.56.a :	Comparaison entre la position estimée et position avec capteur à effet Hall moteur 1	70
Figure II.56.b :	Comparaison entre la position estimée et position avec capteur à effet Hall moteur 2	70
Figure II.57.a :	Simulation du régime nominal du moteur 1 sans capteur : tension et FEM de phase	71
Figure II.57.b :	Simulation du régime nominal du moteur 1 sans capteur : vitesse de rotation	71
Figure II.57.c :	Simulation du régime nominal du moteur 1 sans capteur : courant de phase	71
Figure II.57.d :	Simulation du régime nominal du moteur 1 sans capteur : couple électromagnétique	71
Figure II.58.a :	Simulation du régime nominal du moteur 2 sans capteur : tension et FEM de phase	72
Figure II.58.b :	Simulation du régime nominal du moteur 2 sans capteur : vitesse de rotation	72

Figure II.58.c :	Simulation du régime nominal du moteur 2 sans capteur : courant de phase	72
Figure II.58.d :	Simulation du régime nominal du moteur 2 sans capteur : couple électromagnétique	72
Chapitre III:	Implémentation numérique des différentes commandes de la BDCM	
Figure III.1 :	Schéma synoptique du banc d'essai	74
Figure III.2 :	Photo du Banc d'essai 1	75
Figure III.3 :	Signaux délivrés par le capteur à effet Hall	75
Figure III.4 :	Schéma synoptique de l'onduleur	76
Figure III.5 :	Photo de l'onduleur de tension réalisé	76
Figure III.6 :	Schéma bloc de l'étage redresseur	77
Figure III.7 :	Protection en courant	77
Figure III.8 :	Le montage des IGBT en module	78
Figure III.9 :	Partie puissance de l'onduleur	78
Figure III.10 :	Technique du bootstrap	79
Figure III.11 :	Circuit de commande rapprochée	80
Figure III.12 :	Principe du montage du régulateur	81
Figure III.13 :	Circuit de protection des entrées / sorties logiques	81
Figure III.14 :	Amplification du signal	82
Figure III.15 :	Ajustement de la référence	83
Figure III.16 :	Addition des deux signaux	83
Figure III.17 :	Circuit de protection de l'ADC	84
Figure III.18 :	Alimentation du circuit d'interface	84
Figure III.19 :	Fonctionnement d'un capteur de courant à effet Hall à boucle fermée	85
Figure III.20 :	Fonctionnement de l'amplificateur	86
Figure III.21 :	Caractéristique de transfert $V_M = f(i_{DC})$ du capteur de tension	87
Figure III.22 :	Circuit électrique du capteur à effet Hall et son alimentation $\pm 15V$	87
Figure III.23 :	Photo du capteur à effet Hall	88
Figure III.24 :	Le kit eZDSP TMS320f2812	88
Figure III.25 :	Schéma du circuit de commande 120° à pleine onde	90
Figure III.26 :	Circuit de commande logique	90
Figure III.27 :	Courant de phase mesuré à vide avec $V_{dc}=45V$	91

Figure III.28 :	CH1: courant de phase A, CH2 : courant I_{dc}	91
Figure III.29 :	CH1 : courant I_{dc} et CH2: courant i_a	92
Figure III.30 :	Tension entre phase	92
Figure III.31 :	CH1 : courant d'entrée, CH2 : courant de phase a	92
Figure III.32 :	CH1 : tension entre phase, CH2: courant de phase a	92
Figure III.33 :	Courant d'entrée	92
Figure III.34 :	Signaux du capteur à effet Hall	93
Figure III.35 :	Organigramme en boucle ouverte	95
Figure III.36 :	Signaux de commande des transistors issus des sorties MLI	96
Figure III.37 :	Résultats pour une faible charge	97
Figure III.38 :	Résultats pour une moyenne charge	97
Figure III.39 :	Résultats pour une faible charge	97
Figure III.40 :	Résultats pour une moyenne charge	97
Figure III.41 :	Allures des tensions (CH1) et courants (CH2) sous différentes fréquences de commutation	98
Figure III.42 :	Courant phase et l'image de la vitesse avant et après l'application du couple de charge CH1 : courant de phase et CH2 : image de vitesse	99
Figure III.43 :	Courant phase et l'image de la vitesse avant et après l'application du couple de charge. CH1 : courant de phase et CH2 : image de vitesse	99
Figure III.44 :	Signaux d'un bras	100
Figure III.45 :	Courant de phase	100
Figure III.46 :	MLI mixt appliquée pour un bras	101
Figure III.47 :	Courant de phase	101
Figure III.48 :	Organigramme de la régulation de la vitesse	104
Figure III.49 :	CH1 courant de phase, CH2 l'image de la vitesse	105
Figure III.50 :	Courant phase et l'image de la vitesse avant et après l'application du couple de charge	105
Figure III.51 :	Courant phase et l'image de la vitesse avant et après l'application du couple de charge	106
Figure III.52:	Courant phase et l'image de la vitesse avant et après l'application du couple de charge	106
Figure III.53 :	Courant i_{DC} et l'image de la vitesse avant et après l'application du couple de charge	107

Figure III.54 :	Courant phase et l'image de la vitesse avant et après l'application du couple de charge	107
Figure III.55 :	CH1 courant phase, CH2 la vitesse	108
Figure III.56 :	CH1 courant phase, CH2 la vitesse	108
Figure III.57.a :	Profile de vitesse	108
Figure III.57.b :	Vitesse pratique	108
Figure III.58 :	CH1 courant phase, CH2 la vitesse	109
Figure III.59 :	CH1 courant phase, CH2 la vitesse	109
Figure III.60 :	Banc d'essai compact à base du kit DRV8301-HC-C2-KIT	110
Figure III.61 :	Le banc installé au laboratoire	110
Figure III.62 :	Le DRV8301-HC-C2-KIT de Texas instrument	111
Figure III.63 :	Organigramme de la commande sans capteurs	113
Figure III.64 :	Signaux de commande générés par le microcontrôleur	114
Figure III.65 :	Cas d'une commutation avancée	115
Figure III.66 :	Cas d'une commutation retardée	115
Figure III.67 :	Cas d'une commutation adéquate	115
Figure III.68.a :	Tension V_a pour ($\alpha=0.3$), (b)	115
Figure III.68.b :	Tension V_a pour ($\alpha=0.9$)	115
Figure III.69 :	Mesure de la vitesse du moteur à vide	116
Figure III.70 :	Forme d'onde de la tension et courant de phase	116
Figure III.71 :	Forme d'onde du courant obtenue pour une vitesse de 480 tr/min	117
Figure III.72 :	Mesure de la vitesse du moteur en charge	117
Figure III.73 :	Schéma bloc de la commande en vitesse	117
Figure III.74 :	La vitesse du moteur en boucle fermée	118
Figure III.75 :	L'évolution de la vitesse lors du démarrage à vide	118
Figure III.76 :	L'évolution de la vitesse lors de l'application de la charge	118
Figure III.77 :	L'évolution de la vitesse lors du démarrage à vide	119
Figure III.78 :	Evolution de la vitesse lors de l'application de la charge	119

Chapitre IV : Applications de la BDCM dans le transport urbain

Figure IV.1 :	Vélo avec le système embarqué	122
---------------	-------------------------------	-----

Tableau II.1 :	Etat des interrupteurs pour une commande 120° pleine onde	36
Tableau II.2 :	Etat des interrupteurs pour une commande 120° à MLI soft	45
Tableau II.3 :	Etat des interrupteurs pour une commande 120° à MLI hard	48
Tableau II.4 :	Etat des interrupteurs pour une commande 120° à MLI mixte	51
Tableau II.5 :	Résultats pour un couple de charge de 0.3Nm, vitesse de 400tr/mn	56
Tableau II.6 :	Résultats pour un couple de charge de 0.7Nm, vitesse de 400tr/mn	57
Tableau II.7 :	Résultats pour un couple de charge de 0.3Nm et une vitesse de 1000tr/mn	60
Tableau II.8 :	Résultats pour un couple de charge de 0.7Nm	61
Tableau II.9 :	Résultats pour un couple de charge de 0.3Nm, vitesse 3000tr/mn	63
Tableau II.10 :	Résultats pour un couple de charge de 0.7Nm, vitesse 3000tr/mn	63
Tableau II.11 :	Résultats pour un couple de charge de 1.5Nm, vitesse 3000tr/m	63
Tableau II.12 :	Résultats d'essais du moteur 2 pour un couple de charge de 1Nm, vitesse 200tr/mn	65
Tableau III.1 :	Etats signaux de commande des transistors	96
Tableau III.2 :	Etats des signaux de commande pour le hard switching	100
Tableau III.3 :	Etats des signaux de commande pour soft switching	101
Tableau III.4 :	Correspondance courant-couple	102
Tableau VI.1 :	Mesure de l'autonomie de la batterie sur un parcours plat	124
Tableau VI.2 :	Mesure de l'autonomie de la batterie sur des pentes	124
Tableau VI.3 :	Mesure de l'autonomie de la batterie sur un parcours plat	125

V_a	Tension de la phase a
V_b	Tension de la phase b
V_c	Tension de la phase c
θ_e	Angle électrique
θ_m	Angle mécanique
ϕ_a	Flux de phase a
ϕ_b	Flux de phase b
ϕ_c	Flux de phase c
ϕ_{aa}	Flux propre de phase a
ϕ_{bb}	Flux propre de phase b
ϕ_{cc}	Flux propre de phase c
ϕ_{ba}	Flux de phase b par rapport à la phase a
ϕ_{ab}	Flux de phase a par rapport à la phase b
ϕ_{ac}	Flux de phase a par rapport à la phase c
ϕ_{ca}	Flux de phase c par rapport à la phase a
ϕ_{cb}	Flux de phase c par rapport à la phase b
ϕ_{bc}	Flux de phase b par rapport à la phase c
ϕ_{fa}	Flux créé par le rotor vu par la phase a
ϕ_{fb}	Flux créé par le rotor vu par la phase b
ϕ_{fc}	Flux créé par le rotor vu par la phase c
L_s	Inductance propre par phase
M_s	Inductance mutuelle
$L_c = L$	Inductance cyclique
E	Valeur du plateau de la FEM d'une phase
e_a	FEM de la phase a
e_b	FEM de la phase b
e_c	FEM de la phase c
E_A	Plateau de la FEM de la phase A
E_B	Plateau de la FEM de la phase B
E_C	Plateau de la FEM de la phase C

ω_m	Vitesse mécanique
ω_e	Vitesse électrique
p	Nombre de pair de pôles
C_e	Couple électromagnétique développé par le moteur
C_r	Couple résistant ou couple de charge
J	Inertie propre de la machine (Kg.m ²)
R	Résistance par phase
i_a	Courant de phase a
i_b	Courant de phase b
i_c	Courant de phase c
V_{dc}	Alimentation continu de l'onduleur
I_{dc}	Courant continu absorbé
V_s	Tension de sortie
V_e	Tension d'entrée
K_t	Constante du couple
K_f	Constante de la FEM
G_{bo}	Fonction de transfert en boucle ouverte
G_{bf}	Fonction de transfert en boucle fermée
E/S	Entrée / sortie
FIFO	First in first out
PWM	Puls Width Modulation
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
ADC	Analog to Digital Converter
QEP	Quadratur Encoder Puls
CAP	Capteurs
BDCM	Brushless DC Machine
DSP	Digital Signal Processor
MCC	Moteur à courant continu
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
FEM	Force Electro-Motrice
AC	Alternative current

<i>BLDC</i>	Brushless DC
<i>DC</i>	Direct Current
<i>I</i>	Valeur du plateau du courant
<i>Cosψ</i>	Angle de calage
<i>Ω</i>	Vitesse de rotation
<i>ZCD</i>	Zero Crossing detection
<i>ZCP</i>	Zero Crossing point
<i>V_{ab}</i>	Tension composée
<i>V_{bc}</i>	Tension composée
<i>V_{ca}</i>	Tension composée
<i>e₀</i>	Tension Homopolaire
<i>H1, H2, H3</i>	Signaux des capteurs a effet Hall
<i>T1 T6</i>	Transistors de l'onduleur triphasé
<i>t_c</i>	Temps de commutation

Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au sein de l'équipe Alimentations Statiques et Commande Numérique des machines Electriques du laboratoire des Systèmes Electriques et Industriel (LSEI) de l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (USTHB), Sous la direction de Monsieur le Professeur Houcine Zeroug.

Je tiens tout d'abord à exprimer mes remerciements à Monsieur le Professeur **Houcine Zeroug**. Pour sa confiance tout au long de ce travail. Qu'il trouve ici, à travers ces quelques lignes l'expression de mes remerciements pour avoir accepté d'encadrer ce travail et pour son suivi. Je le prie de trouver ici un témoignage de ma reconnaissance pour ses précieux conseils, pour son soutien et son encouragement constant malgré toutes les difficultés, ainsi que le climat de confiance dans lequel il fut très agréable de travailler. Ses compétences scientifiques ainsi que sa volonté permanente de partager son expérience et son savoir furent particulièrement enrichissantes et constructives pour moi.

Je suis très honoré de la participation au jury de Monsieur **A. Nacer**, Professeur à l'USTHB. Je tiens à le remercier pour avoir accepté de présider le jury de soutenance.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur **M.E.H. ZAIM**, Professeur à l'école Polytechnique de Nantes en France. Je tiens à lui exprimer mes remerciements pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Mes remerciements les plus chaleureux vont aussi à Monsieur **C. Larbes**, Professeur à l'Ecole Nationale polytechnique pour l'honneur qu'il me fait d'avoir accepté d'examiner la thèse

Je tiens aussi à remercier Monsieur **S. Moulahoum**, Professeur à l'université de Médéa, pour l'honneur qu'il me fait d'avoir accepté de faire partie de ce jury de soutenance et d'examiner le travail.

Ma profonde reconnaissance et remerciements vont à Monsieur **A.Nait Seghir**, Maitre de conférences à l'USTHB, pour avoir accepté de faire partie du jury de ma soutenance, je suis convaincu que ses remarques et critique me seront d'une grande utilité.

Je tiens à exprimer ma sympathie envers mes collègues de l'USTHB, pour leur soutien et leur encouragement.

Et en fin, je n'oublierai pas mes amies pour leur soutien et conseils, votre aide précieuse m'a été d'un grand réconfort.

A la mémoire de mon père, tu ne seras pas là cette fois ci et dieu seul sait combien

ton absence est dure... repose en paix

A la plus douce des mamans, ma petite maman qui restera toujours un exemple de

force et de sacrifice. Que dieu te comble de bonheur

A mon frère, sa femme, leur fils Amir et mes sœurs qui ont toujours été là pour me

soutenir, que dieu vous protège

A mon cœur Anas et mon époux

Introduction générale

Un système embarqué est un système composé d'une partie électronique et d'une partie informatique intégrées dans un environnement à fortes contraintes (faible consommation, capacité mémoire réduite, temps réel, sécurité, robustesse). La tendance est soutenue avec une croissance du marché de l'embarqué de +6 à +12% par an dans le monde. Les systèmes embarqués sont en développement et en exploitation croissante dans plusieurs domaines grâce à la technologie moderne. Nous les rencontrons dans les systèmes de transport, systèmes médicaux, applications de robots, automatisations industrielles et bien d'autres applications. Depuis bien des années déjà, ces systèmes ne cessent d'être perfectionnés afin de contribuer à la qualité de vie des êtres humains en matière de confort, de sécurité, de santé et préservation de l'environnement.

Dans la plus part des applications de systèmes embarqués, les moteurs synchrones à aimants permanent à FEM trapézoïdale (appelés moteur brushless ou BDCM) occupent une place très importante. Que ce soit en aimantation radiale ou axiale. Qu'ils soient en miniature ou bien volumineux, Ils sont aussi utilisés dans de nombreuses applications telles que la robotique [Zou14] [Hwa12][Azi11], la ventilation, les servo-systèmes [Gov11] la traction électrique sous toutes ses formes [Gie04] tels que l'automobile [Gui00][Fra17][Tas11][Kan07][Chu14][Par12], le vélo à assistance électrique [Hat13][Zha16][De10][Lin13], en aéronautique [bog11] et en aérospatial [Hua12].

Ce moteur trouve autant de succès grâce à ses nombreux avantages [Mil11][yed04] [Han94] liés à puissance massique élevée, une réponse dynamique rapide, et une couple volumique intéressant.

Le moteur à courant continu sans balais est un moteur électrique synchrone, lorsqu'il est associé à un convertisseur, présente des caractéristiques similaires à un moteur à courant continu telle que l'existence d'une relation linéaire entre le courant et le couple, ainsi que celle liant la tension à la vitesse. Pour ce faire, l'ensemble système balais/ commutateur est remplacé par un convertisseur et un contrôleur électronique assurant la commutation entre les phases.

Bien évidemment, toutes les commandes n'auraient pas pu être envisagées sans le développement de processeurs et outils numériques capables de mettre en œuvre des

commandes complexes qui permettent d'améliorer considérablement les performances du moteur brushless[Osm06][**Tad09**][Tse95].

Selon l'allure de leur force électromotrice induite et de leur mode d'alimentation, les machines synchrones à aimants permanents peuvent être classées en deux grandes familles. Celle des machines appelées PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motors), alimentées par des courants sinusoïdaux et présentant généralement des FEM sinusoïdales. L'autre famille est celle des machines appelées BDCM (Brushless Direct Current Motors), alimentées par des courants en créneaux et présentant généralement des FEM trapézoïdales. La facilité et le faible coût de réalisation ainsi que la simplicité de commande des BDCM, en comparaison aux PMSM, ont donné un essor considérable aux systèmes BDCM-(Onduleur de tension 120°), dans les applications commerciales de production en série (pompage, ventilation) où une grande précision n'est pas recherchée.

La BDCM est conçue pour développer un couple de valeurs moyennes relativement constantes. Mais, en pratique le courant ne peut pas s'établir instantanément à cause de l'effet des inductances, par conséquent des ondulations du couple apparaissent chaque 60° lors de la commutation. En effet, et d'une manière générale, les facteurs limitant leur utilisation sont les ondulations de couple dues aux couples de détente, et aux phénomènes de commutation lors de l'alimentation d'une phase à une autre. Une approche permettant de minimiser ces ondulations, soit par des techniques de commande de l'alimentation, soit par conception de la géométrie de la machine [Kim17][Luo10]. En effet, les couples de détente sont liés aux encoches. Ces derniers peuvent être réduits par un placements des aimants sous forme inclinée. Par contre les couples de commutation peuvent être soit compensés par les formes segmentés des aimants [**Zer02**][**Bou12**], soit par la forme des courant d'alimentation. En effet, plusieurs auteurs ont exploité des techniques de contrôle de courant soit par PWM [Dum17][Zia11], soit par la technique à hystérésis, soit par un profil de courant approprié [Lee17][Won02]. Mais un choix judicieux de la commande doit être fait pour minimiser les ondulations du couple et satisfaire les exigences de la charge en terme de réponses en vitesse [Ghe12][Gua09][Fan12]. Dans notre travail, nous nous sommes focalisés sur les stratégies de commandes et leurs influences sur les ondulations du couple ainsi que les réponses en vitesse [**Tad10**][**Zer10-2**][**Zer11**][**Tad12**][**Tad13**][**Tad14**].

A ce propos, l'alimentation devient un élément important qui contribue à améliorer les performances de la machine. Les auteurs [Dum17][Haj17][Bha10][Bha08][Zia11][Lee03-1] ont étudié l'influence de l'alimentation sur les ondulations du couple ; ainsi la réponse transitoire de deux stratégies de commande : Hystérésis, et la PWM sur ces performances en comparant ces deux stratégies de commande. Le travail cité dans la référence [Men10] décrit deux modèles de commande pour minimiser ces ondulations. Dans [Zer02][Bou12] propose une segmentation des aimants pour la réduction de ces pulsations. Dans la référence [Ash08] une commande est proposée pour la minimisation en agissant sur la tension ou le courant d'entrée. Les auteurs de [Ozt11] comparent les performances de la DTC et la PWM sur les performances de la machine. Les auteurs [Zho17-1][Xia05] ont considéré le modèle analytique du couple afin de minimiser ses ondulations. Ces techniques montrent une limite quant à leur exploitation sur une large gamme de vitesse, ainsi dépendent de la valeur de la FEM lors de ces fonctionnements par rapport à la tension d'entrée. Par ailleurs, il est clair que pendant les phases de defluxage en fonction de l'avance d'angle de calage, la compensation des ondulations par ces techniques devient difficile à accomplir vue la variation du courant. D'autres travaux intéressants ont été appliqués concernant la commutation 120° aux faibles vitesses et 180° aux grandes vitesses. Des artifices de compensations ont été aussi exploités dans la référence [Kim17], où la MLI a été implémentée dans une phase, tout en maintenant l'autre phase conductrice, dans le but de réduire les variations du courant dans la phase en voie d'extinction. Cette technique a l'avantage de réduire ces ondulations sur une large gamme de vitesse, tout en maintenant les pertes par commutation assez faibles. Dans cette exploration, la MLI s'avère être un bon candidat et peut être appliquée pour le contrôle de la BDCM. En effet, cette commande offre une souplesse dans son implémentation, et présente moins d'ondulations par rapport à d'autres stratégies [Tad09]. Elle peut être appliquée sous plusieurs modes : Soft, Hard et mixte.

Dans le présent travail, nous nous intéressons à l'élaboration de ces techniques de commande et leur extension sous différents aspects. Ces dernières peuvent être définies par la MLI H_PWM/L_ON(Soft), H_PWM/L_PWM (Hard), et PWM_ON/ON_PWM (Mixte). Nous étudions ces techniques de point de vue théorique et pratique, ainsi que leur influence sur les ondulations de couple, ainsi que sur les réponses en vitesse, appliquées à deux moteurs BDCM de structures différentes, en associant un régulateur Proportionnel-Intégral (PI). La première technique utilise la MLI avec une fréquence fixe et un rapport cyclique variable à

l'ensemble des commutateurs de la topologie d'alimentation, qui peut être décrite par H_PWM/L_PWM. Quant à la deuxième technique (Soft), la MLI s'applique seulement à la partie supérieure des commutateurs sur la durée de 120° . Quant à la troisième technique (mixte), la commande combine sur la durée de 120° , la MLI sur 60° , et un signal carré sur le reste. Cette technique est appliquée sur l'ensemble des commutateurs de l'onduleur.

Le moteur est alimenté par un onduleur commandé suivant une MLI et reçoit son énergie des batteries ou d'un réseau alternatif d'énergie. Cependant, les performances sont étroitement liées aux types des commandes envisagées avec un capteur de position pour la synchronisation. Ce dernier constitue un coût supplémentaire non négligeable à celui de la machine, et affecte sa fiabilité [Par17] surtout dans les applications industrielles à environnement hostile (Humidité, température excessive). Les techniques où l'utilisation de capteurs plus fiable où des techniques d'estimation effectives sont très recherchées. De ce point de vue, nous envisageons une utilisation de ces commandes dans les systèmes embraqués tel que la traction électrique. Plusieurs techniques sans capteur peuvent être envisagées. Ces dernières présentent des avantages et des inconvénients surtout liées à leur implémentation et leurs champs d'application. Dans notre cas, nous avons privilégiée l'exploitation de la technique de passage à zéro et l'intégration de la FEM de la phase non excitée. Cette technique s'avère moins sensible aux parasites liés aux signaux MLI, et apparait comme une solution plus adaptée à la traction électrique de point de vue implémentation dans les parcours où la FEM est présente. Les performances de cette technique sont évaluées, théoriquement et expérimentalement sur plusieurs parcours de traction, associées à plusieurs types de régulateurs : de couple et de vitesse. Mais, étant donné que les valeurs de la FEM sont faibles dans la plage de fonctionnement basse vitesse, une commande en boucle ouverte, sans synchronisation avec la position, a été retenue avant le basculement vers le sans capteur.

En vue d'étudier et analyser des techniques MLI sur les performances du moteur avec capteur, ainsi que celles liées au fonctionnement sans capteur, nous avons élaboré un modèle suivi de la simulation. En effet, deux approches de base existent pour l'analyse des systèmes machine-convertisseur avec couplage entre les équations du champ magnétique par la méthode des éléments finis (MEF) et les équations du circuit électrique d'alimentation.

La première consiste en un couplage direct (couplage fort) où les équations du champ magnétique et celles du circuit électrique sont directement couplées et résolues simultanément. Dans ce cas, certains auteurs [Moh05] proposent une procédure de calcul pas à pas avec un couplage fort entre les équations du modèle électrique du circuit et celles du modèle par MEF de la machine avec une résolution simultanée du système. Ceci donne des résultats très précis, cependant l'établissement de ce type de modèle demeure complexe à élaborer et nécessite des temps de calcul très importants.

La deuxième approche est une méthode de couplage indirect (semi-couplage) où les équations du champ magnétique et celles du circuit électrique sont traitées et résolues séparément [Bha10][Tad12][Gir13]. Ainsi, la simulation du système d'entraînement devient beaucoup plus rapide avec le même niveau de précision que celle du modèle à couplage fort. Nous avons retenu cette méthode dans notre étude pour l'élaboration de notre modèle, néanmoins sans calcul des paramètres de la machine avec la méthode éléments finis, en ayant recours directement à la FEM réelle des moteurs.

Le travail que nous avons mené dans cette thèse sera d'abord présenté dans une introduction générale, suivi d'un premier chapitre, où nous présentons des généralités concernant les machines à aimants permanents de points de vue structures et commande.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons un modèle de la BDCM associée à son onduleur de tension ainsi que les modèles des trois techniques de commande MLI (soft, hard et mixte) sous un environnement MATLAB-SIMULINK. Le présent travail a été initié dans ce contexte et porte sur les systèmes BDCM-Onduleur de tension 120° pilotés par un simple capteur de position à trois sondes à effet Hall. Un modèle semi-couplé du système machine-convertisseur, dans le repère naturel abc, tenant compte des six séquences d'alimentation et des deux périodes de conduction et de commutation a été élaboré. Les paramètres du moteur : tels que l'inductance, la mutuelle, l'allure de la FEM déterminée expérimentalement sont introduites dans le modèle de l'ensemble machine-convertisseur. Ce dernier est implémenté sous l'environnement Matlab/simulink. Le modèle du système ainsi élaboré est utilisé pour intégrer les différentes techniques MLI, et étudier leurs influences sur leurs performances de point de vue ondulations et réponses en couple et en vitesse.

Etant donné que ces moteurs sont appelés à travailler à vitesse variable avec des consignes spécifiées, nous avons appliqué à chacune de ces stratégies étudiées une boucle de régulation de vitesse. Ensuite, les résultats de simulation des différentes commandes sont présentés afin d'examiner leur performances, et de mener une étude comparative entre ces techniques de point de ondulations de couple et réponse en vitesse. Dans cette partie, nous avons aussi présentés les résultats de simulation en mode sans capteur, afin d'évaluer les performances de la technique de l'intégration FEM sur les deux moteurs.

Afin de valider les résultats de simulation, nous avons élaborés deux bancs d'essais comprenant les deux moteurs ; l'un essentiellement dédié à une commande de process et l'autre à la traction électrique. Une description de la conception et la réalisation des circuits comprenant ces deux bancs est abordée dans le troisième chapitre. Cette partie est suivie par la présentation des résultats expérimentaux obtenus sous différentes conditions de fonctionnement.

Le dernier chapitre est consacré à l'évaluation des performances du moteur 2 dans une application sans capteur de traction électrique de type vélo à usage urbain. Les résultats des tests sur plusieurs parcours sont présentés, en mettant en relief le courant consommé, les vitesses atteintes avec régulation, ainsi l'autonomie de la batterie, avec et sans pédalage.

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives de travail.

Chapitre I

Généralités sur la machines à courant continu sans collecteur

I.1. Introduction

Durant plusieurs décennies, l'industrie a utilisé le moteur à courant continu (MCC) qui offre le principal avantage d'être facilement commandé grâce au découplage naturel du flux et du couple.

Aujourd'hui et grâce aux progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique, les moteurs synchrones autopilotés peuvent remplacer les moteurs à courant continu dans la majorité des entraînements à vitesse variable.

Ces moteurs sont généralement alimentés avec un onduleur conventionnel de tension contrôlé grâce à la position du rotor obtenue soit avec un capteur à effet Hall, un encodeur optique ou bien un résolveur [Akh12][Bha09][Oli06]. Ces capteurs augmentent le coût et le volume ainsi que la complexité de contrôle.

Les machines synchrones à aimants permanents sont très attractives et fortement utilisées actuellement car elles répondent aux exigences de la technologie ; qu'elles soient en mode moteur ou bien génératrice. En effet, elles sont plus adaptées pour les applications de commande en position et en vitesse des systèmes d'entraînement électriques industriels, et ceci pour leurs excellentes caractéristiques dynamiques, faibles pertes et couple massique important.

L'avantage dont ont bénéficié ces machines c'est le développement des matériaux à aimants permanents. Ces matériaux ont pour effet non seulement d'augmenter la densité d'énergie de ces machines, mais aussi de réduire leurs dimensions et leurs pertes. L'excitation à aimants permanents a permis à ces machines de fonctionner sans collecteur (Brushless), et par conséquent d'augmenter la durée de vie et minimiser le coût de la maintenance.

Les différentes configurations de ces machines incluent les machines synchrones à FEM sinusoïdale (PMSM) qui sont généralement utilisées pour assurer une position à haute résolution, [Mar17] par l'intermédiaire d'un capteur de position numérique à haute résolution [Jah96]. Cette machine développe un couple ne comportant que de faibles ondulations. Elle trouve son application dans le domaine des grandes vitesses, telles que le polissage et la rectification. Elle est toujours en continuel développement afin d'améliorer ses performances [Afi16].

La machine synchrone à FEM trapézoïdale (BDCM) présente un couple élevé mais comporte des oscillations. Ces ondulations sont dues essentiellement à la commutation des

courants en raison de la constante de temps électrique du bobinage (effet retardataire de l'inductance de l'enroulement du stator) [Jah96].

L'alimentation des moteurs synchrones à aimants permanents dépend fortement de la distribution des forces électromotrices produites dans les enroulements statoriques. Si la forme de la force électromotrice est trapézoïdale, on alimentera la machine en quasi-crêteaux de courant. Par contre si elle est sinusoïdale, l'alimentation appropriée est un système de tension triphasé sinusoïdal.

Avec l'avènement de l'électronique de puissance, Ces machines ont trouvé un vaste champ d'application allant dans la gamme des microwatts jusqu'aux mégawatts telles que les équipements domestiques [Ho12], transport, aérospatiales, outils industriels [Ber12] et aussi équipement médical, la propulsion marine, l'avionique, les énergies renouvelables, et les voitures hybrides.

Par ailleurs, l'introduction des technologies modernes numériques, telles que les microcontrôleurs et les processeurs de traitement de signaux ont permis l'implémentation des algorithmes de commande sophistiquée sur ces machines pour des applications variées de processus industriels.

Nous consacrons le présent chapitre à la présentation des différents types de machine synchrone à aimant permanent à FEM trapézoïdale ainsi que les techniques de commande associées.

I.2. Les différentes structures des machines synchrone à aimant permanent à FEM trapézoïdale

Il existe plusieurs structures de moteurs synchrones à aimant permanent monophasé et polyphasé, chacune possède ses avantages et ses inconvénients et le choix de la structure revient à l'application à laquelle est destiné ce moteur. On notera globalement une différence concernant la structure générale (rotor interne ou externe), une différence concernant la structure et l'emplacement des aimants et leur disposition sur le rotor (encastrés, disposés en surface...), une différence concernant l'orientation du champ (aimantation radiale ou axiale)

I.2.1. Moteur à aimantation radiale

Deux types de moteurs à aimantation radiale existent, à rotor externe et à rotor interne

I.2.1. a Moteur à rotor interne (Inrunner)

Les structures des machines à aimant à rotor interne et stator externe (simple ou double stator [Fri12]) sont classées suivant la disposition des aimants :

- Structure à aimants déposés en surface

Elles sont dites machines à inducteur lisse, les aimants sont disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse (Figure I.1). L'induction dans l'entrefer est celle des aimants. Ces structures existent aussi pour des rotors externes mais la topologie intérieure est généralement la plus utilisée et étudiée afin d'optimiser le fonctionnement [luo10][Ran11][Zha17][Wan12] [Wu16][Zhu16]. L'avantage principal est sa simplicité et par conséquent son faible coût de construction comparée à d'autres types de machines à aimant. L'inconvénient principal est l'exposition des aimants permanents aux champs de démagnétisation [Sin06].

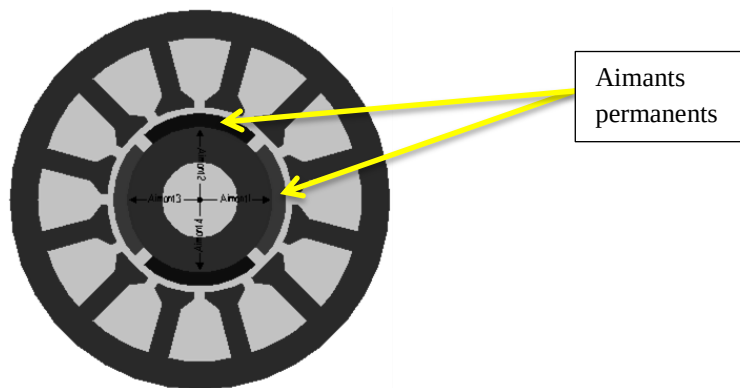


Figure I.1 : Structure à aimants déposés en surface

- Structure à aimants encastrés

Les aimants sont insérés dans le rotor (Figure I.2), ce qui permet d'avoir une bonne tenue mécanique, ils peuvent être d'aimantation radiale, azimutale ou bien mixte.

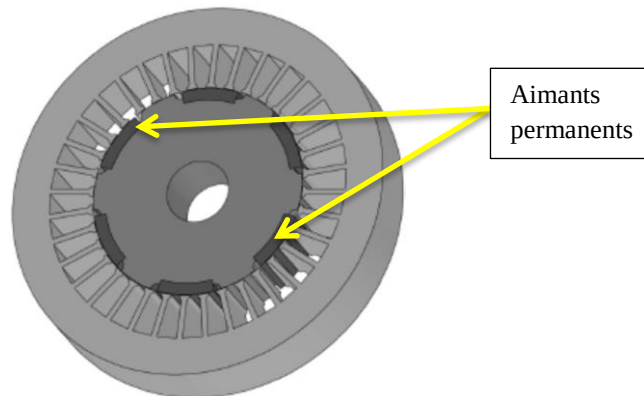


Figure I.2 : Structure à aimants encastrés

- Structure à aimant enterré

Dans cette structure on trouve celle avec une concentration de flux (Figure I.3.a) ou à structure classique (Figure I.3.b) [Pav05]. L'avantage de ces configurations réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants ce qui permet d'assurer des niveaux d'inductions élevés dans l'entrefer [luo10]. La structure classique est optimisée en générale afin de réduire les ondulations du couple [Lee12-1]. Par ailleurs, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation et les contraintes mécaniques.

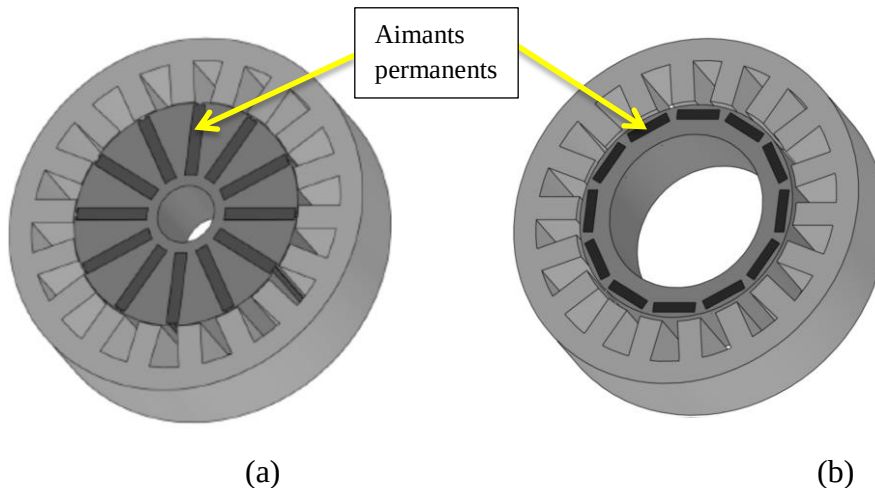


Figure I.3 : Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique

I.2.1.b. Moteur à rotor externe (Outrunner) :

Le deuxième type de moteur à aimantation radiale est le moteur à rotor externe. La figure I.4 montre la disposition des aimants sur le rotor.

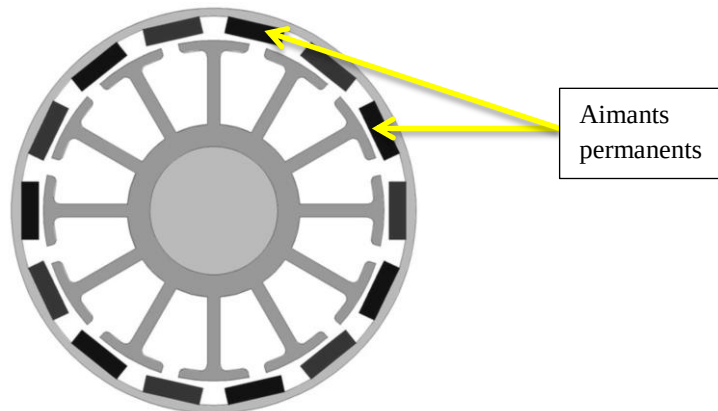


Figure I.4 : Moteur à rotor extérieur

Les tôles utilisées au stator ressemblent à celles de l'induit de la machine à courant continu à balais. Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge. Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa facilité de fabrication et aussi dans des applications où l'entraînement direct est nécessaire [Bog11] tels que les vélos électriques [Dig13][Adn09], machines à laver [Oun11] [Dig13], lecteur CD [Che13].

Les avantages de cette configuration sont :

- le diamètre du rotor, plus grand que pour les machines conventionnelles à flux radial, permet un nombre plus élevé de pôles et un couple plus grand.
- pendant la rotation, les forces centrifuges exercent une pression sur les aimants permanents rendant leur détachement improbable.
- la structure est bien adaptée aux turbines d'éolienne, car le hub portant les pâles peut être fixé directement au rotor externe.

I.2.2. Moteur à aimantation axiale

Dans ces machines, la direction du flux est axiale contrairement à celle radiale. Les différentes structures peuvent se présenter avec un seul rotor associé à un stator [Mar17], ou un stator inséré entre deux rotors (double entrefer) comme présenté sur figure I.5 ou bien un seul rotor inséré entre deux stators (double entrefer) comme présenté sur la figure I.6. Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (Inférieure à 1000 tr/min). Les avantages du moteur à aimantation axiale sont : un faible coût, sa forme plate et

l'absence de couple reluctant à faible vitesse. Ces structures sont utilisées dans la roue d'une bicyclette, et leur exploitation dans la traction électrique dans les véhicules est prometteuse [Sin06]. Elles sont généralement utilisées aussi pour une commande direct sans besoin de boîte d'engrenage tel que les moteur de lave-linge par exemple à entraînement directe. Traction ferroviaire et génération d'énergie (éolienne) et aéronautique [De10][Azz11]

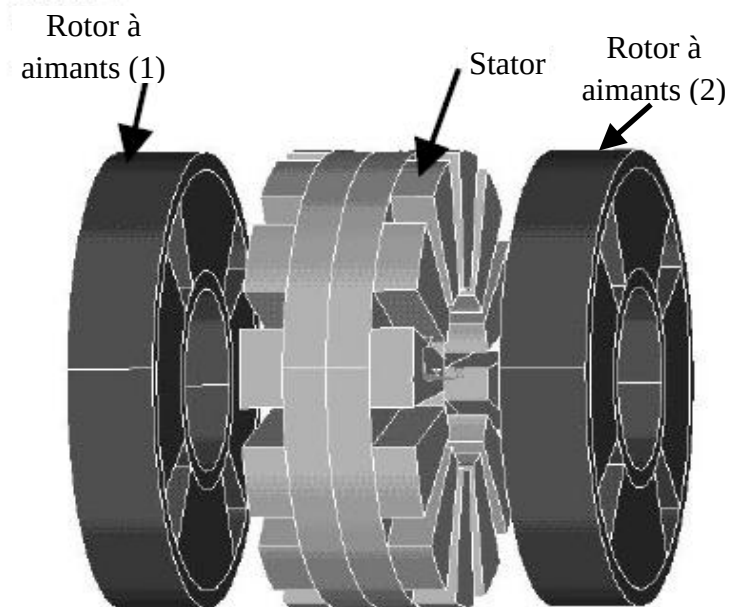


Figure I.5 : Structure à aimantation axiale avec double rotor et un stator

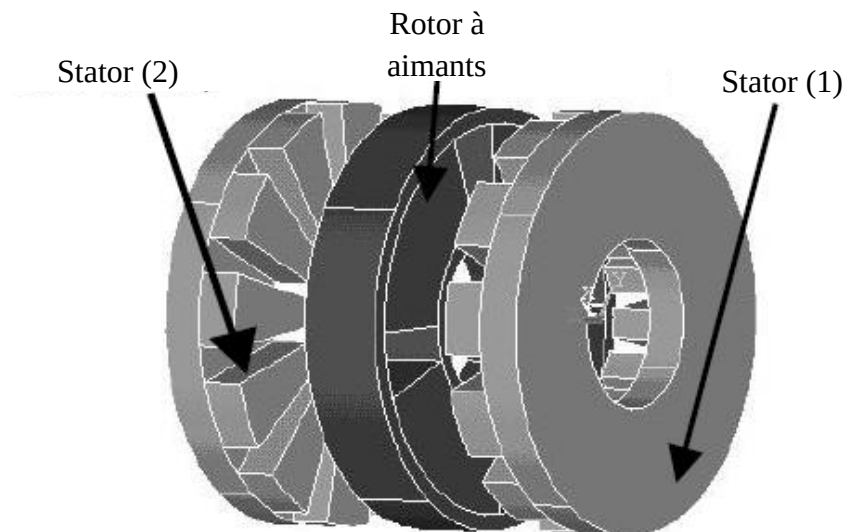


Figure I. 6 : Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor

I.3. Techniques de commande associées à la BDCM

La BDCM est une machine très intéressante de par ses avantages, c'est pour cela que les chercheurs et industriels se sont intéressés à sa commande et plusieurs techniques de commandes ont résulté de ça. Les premières techniques concernaient la commande avec capteur de position (type Hall) avec simple commande (sans hachage ni améliorations des caractéristiques) et les dernières techniques sont sans capteur avec méthodes d'optimisation des caractéristiques.

I.3.1. Technique de commande avec capteurs

La commande avec capteur de position était la première commande appliquée à la BDCM vu sa simplicité. Elle est utilisée sans commande complexe c'est-à-dire à pleine onde [Tad09].

Le principe se base est l'alimentation des phases à travers chaque transistor qui conduit pendant un tiers de période, la séquence de commutation correspond à une succession de six combinaisons, le passage d'une combinaison à une autre s'effectue chaque 60° électrique en fonction de la position du rotor qui est donnée grâce à trois sondes placées au stator et décalées l'une par rapport à l'autre de 120° sous formes de trois signaux carrés de largeurs 180° .

La FEM par phase est de forme trapézoïdale de plateau égale à E et les courants statoriques sont en créneau de 120° de plateau égale à I , alors on aura l'expression (I.1):

$$C_e = \frac{EI}{w} \cos \Psi \quad (\text{I.1})$$

Où Ψ est le décalage angulaire entre la FEM et les courants.

Cela permet de conclure que pour avoir un couple maximal, il faut que les courants soient en phase avec la FEM.

En effet, le moteur brushless est caractérisé par l'alimentation de deux phases de la machine chaque 60° électrique produisant un couple maximal. Pour optimiser ce phénomène, la FEM de forme trapézoïdale est combiné au courant carré produit un couple en théorie constant [Fai96] mais en pratique, le courant ne peut pas s'établir instantanément à cause de l'effet des

inductances, par conséquent, des ondulations du couple apparaissent chaque 60° lors de la commutation (Figure I.7).

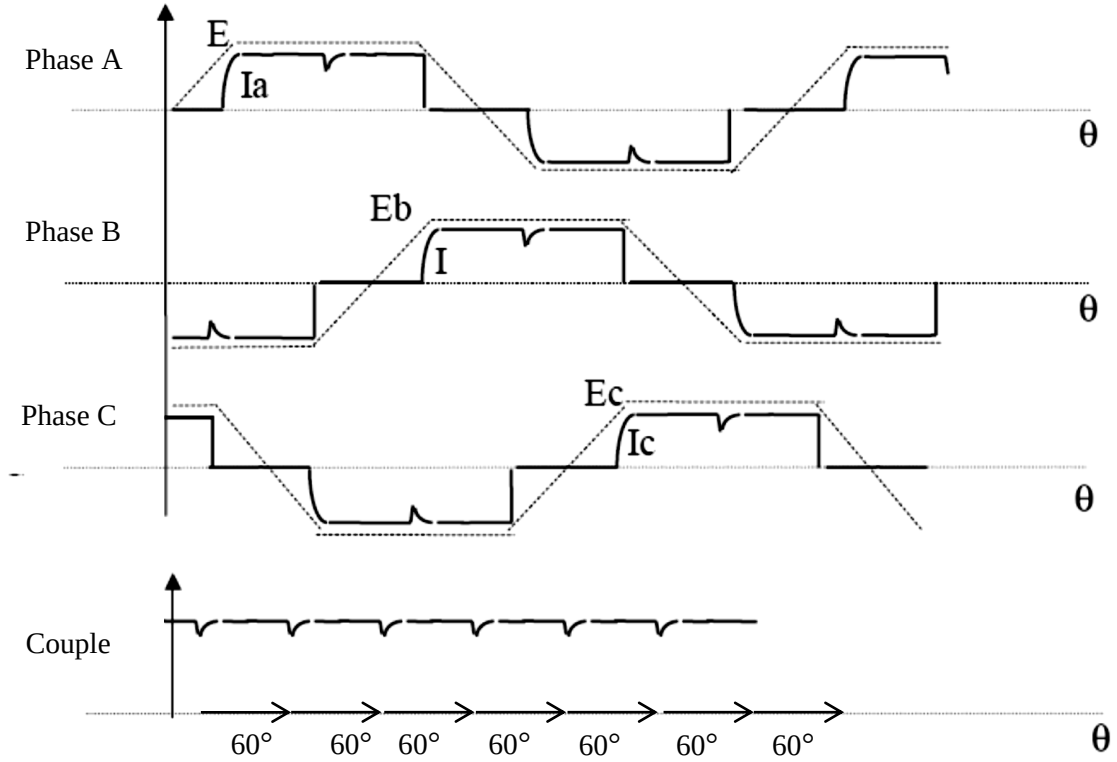


Figure I.7 : Forme des courants, FEM et couple de la BDCM

I.3.2. Techniques de commande sans capteur

Les capteurs de position peuvent être complètement éliminés, réduisant ainsi les coûts et la taille de l'assemblage du moteur, dans les applications dans lesquelles seul le contrôle de la vitesse variable est nécessaire (c'est-à-dire pas de positionnement) et la dynamique du système n'est pas particulièrement exigeante (c'est-à-dire lentement ou, au moins, Charge variant de manière prévisible) [Yon16]. En fait, certaines méthodes de contrôle, telles que la détection de la FEM induite et du courant fournissent, dans la plupart des cas, suffisamment d'informations pour estimer avec une précision suffisante la position du rotor. [Che17][chi13][Dee12][Zho15][Cab16][Vin16][Zha16][Den08].

Le moteur BLDC est un candidat intéressant pour un fonctionnement sans capteur (Figure I.8), car la nature de son excitation offre intrinsèquement un moyen peu coûteux

d'extraire l'information de position du rotor. Lorsque les deux phases sont alimentées au même temps, sur la phase non conductrice la FEM évolue d'une valeur minimale négative vers sa valeur maximale positive et inversement en passant par zéro. Il existe plusieurs catégories de stratégies de contrôle sans capteur; Cependant, la catégorie la plus populaire est basée sur les forces électromotrices. La détection des FEM de la phase inactive est la méthode la plus rentable pour obtenir la séquence de commutation dans les moteurs en étoile [Kan16]. Étant donné que le retour est nul à l'arrêt et proportionnel à la vitesse, la tension mesurée qui a un rapport signal / bruit important ne permet pas de détecter le passage à zéro à faible vitesse. C'est la raison pour laquelle, dans toutes les méthodes sans capteur avec FEM, la performance à faible vitesse est limitée et une stratégie du démarrage en boucle ouverte est requise.

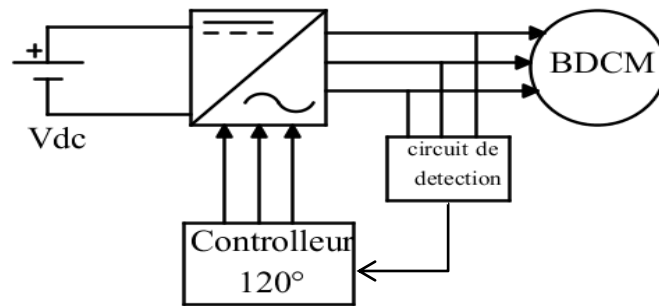


Figure I.8 : Alimentation de la BDCM sans capteur de position

Les méthodes sans capteurs basées sur la FEM peuvent être classées comme suit :

- Détection directe de la FEM
- Méthode indirecte

I.3.2.a. Détection du passage par zéro de la FEM (ZCD)

La méthode directe est basée sur la détection des zéros de la FEM de la phase non excitée (Figure I.9). Elle est caractérisée par sa simplicité. Dans un fonctionnement approprié, les 'zero crossing' commutent le courant avec un déphasage de 30° [Lee12][Lee16][Yon16][Yin10][Par12]. Ici, la détection nécessite un filtre passe bas [Lea12][Lee15], qui permet l'élimination des harmoniques supérieures dans la phase de la machine susceptible de se produire lors de la commutation de l'onduleur d'alimentation. Ainsi par ce fonctionnement, les signaux des 'zero crossing' interviennent à l'instant où la tension de la phase non excitée égalise la moitié de celle du terminal DC. Cela permet un échantillonnage sans bruit à ces instants. Les inconvénients de cette méthode résident dans la détection des

signaux du zéro avec un certain bruit, qui provoque la détérioration des performances sur une large gamme de vitesse, à moins que l'intervalle de commutation soit programmé en fonction de la vitesse. De plus, on admet des limites de fonctionnement dans la gamme des faibles vitesses y compris bien entendu dans la phase de démarrage. L'exploitation de cette méthode est rencontrée souvent dans des applications telles que la ventilation, le pompage et les compresseurs, où la variation de vitesse n'est pas exigée.

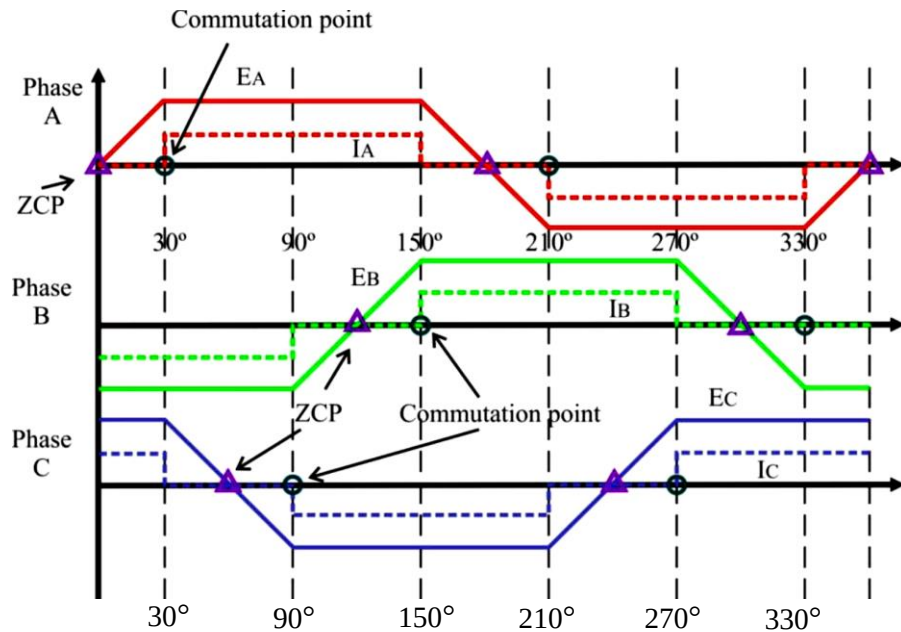


Figure I.9 : Instants de passage par zéro de la FEM et des courants

Vu que le filtrage introduit un délai de commutation à grande vitesse et l'atténuation entraîne une réduction de la sensibilité du signal à de faibles vitesses, la plage de vitesse est réduite dans les méthodes de détection directe de la FEM. Afin de réduire le bruit de commutation, on utilise les méthodes indirectes de détection de la FEM [Gir13].

I.3.2.b. Méthodes indirectes

Les méthodes de détection Indirecte de la FEM sont les suivantes:

- intégration de l'harmonique trois de la tension
- Conduction de diodes à roue libre
- Intégration de la FEM

- **Méthode de l'intégration de l'harmonique trois de la tension :**

Cette méthode utilise l'harmonique trois de la FEM pour déterminer les instants de commutation (Figure I.10). En effet, la sommation des tensions des trois phases aboutit à l'annulation du fondamental, des harmoniques tels que 5eme, 7eme, [Cui15]. La résultante est dominée par la troisième composante qui admet un déphasage constant avec le fondamental et ceci pour différentes charges et vitesses. Un traitement de signal adéquat de cette composante permet d'estimer la position du flux et du coup assurer la commutation de l'onduleur. Pour obtenir les instants de commutation, la composante est ainsi intégrée pour estimer le flux rotorique. Les avantages de cette méthode est que cette approche permet de produire des instants correspondants à un couple maximal. De plus, elle est caractérisée par sa simplicité d'implémentation, faible sensibilité aux bruits électriques. Ceci lui confère une large utilisation sur une gamme de vitesse.

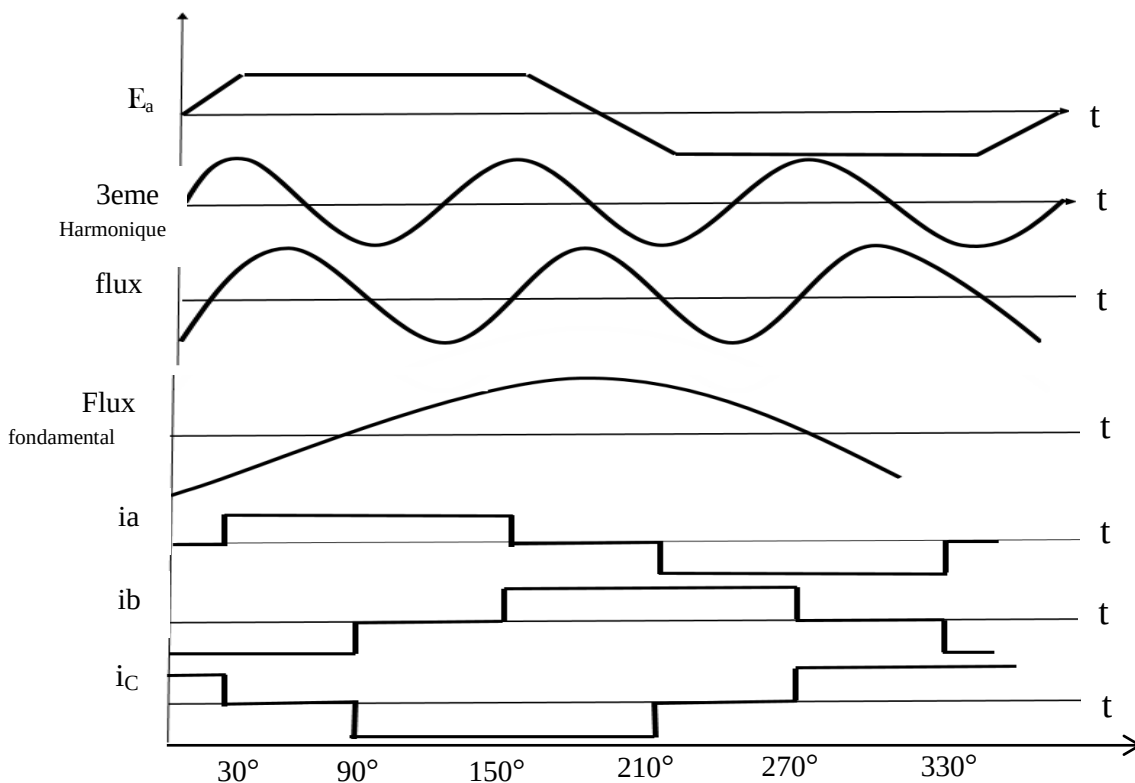


Figure I.10 : Intégration de l'harmonique 3. La FEM ; 3eme harmonique de la tension, flux rotorique et son fondamental, courants de phase

- **Conduction de diodes à roue libre**

Ici la détection du courant de la diode de roue libre de la phase non excitée permet de fournir l'information sur la position. En effet, durant cet intervalle, le courant circule via les commutateurs supérieurs et inférieurs. Cette détection permet de confirmer les instants où la FEM et les courants sont en phase et permettant de produire un couple maximal.

- **Détection de la FEM et son Intégration :**

Dans cette technique, l'instant de commutation est déterminé par l'intégration de la FEM de la phase non excitée. La caractéristique principale est que la surface intégrée obtenue de la FEM comme indiqué sur la figure I.11, est pratiquement la même sur toute la gamme de vitesse de fonctionnement. L'intégration débute à partir de l'instant de passage par zéro de la FEM. Quand la valeur de l'intégration arrive à un seuil prédéfini, la commutation de la phase se produit. Lors de l'opération de defluxage, l'avance du courant est effectuée à travers le changement de la valeur seuil du flux. En effet, l'approche de l'intégration est moins sensible aux bruits de commutation, et s'adapte aux changements de la vitesse. Cependant, elle se trouve limitée aux basses vitesses, à cause des erreurs cumulées et au problème de la tension d'offset lors de l'opération d'intégration. Comme la FEM est supposée varier comme une fonction linéaire du négative vers le positive, avec une rampe insensible à la vitesse, par conséquent, le seuil de la tension est maintenu constant sur une large plage de vitesse. Cette opération est effectuée une seule fois pour chaque passage par zéro de la FEM, après avoir entamé une remise à zéro après l'intégration. Finalement, vu ces caractéristiques, cette approche permet de disposer de meilleures performances par rapport aux autres techniques suscitées, de point de vue implémentation, et sensibilités réduites aux bruits de commutation. Dans ce cadre, nous avons favorisé l'exploitation de cette méthode dans le présent travail. Une solution numérique est proposée pour la commande d'un moteur BDCM intégré dans un vélo électrique. Cette solution sera examinée et ses performances évaluées. Les détails seront exposés dans les chapitres prochains relatifs à l'implémentation.

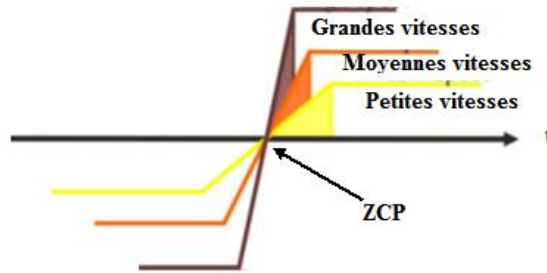


Figure I.11 : Représentation des surfaces d'intégration de la FEM au passage par zéro

Bien entendu, il existe d'autres techniques plus complexes qui font appel à des observateurs [Dee12], filtre de Kalman étendu, réseaux de neurones [Liu11] où la position est estimée dans un modèle qui produit des paramètres de sorties estimées qui sont comparés aux références de consignes. Les écarts sont réintroduits pour corriger les sorties estimées. Ces méthodes font appel aux techniques telles que la DTC [Che17] ou la commande vectorielle. Toutefois, ces observateurs restent difficiles à implémenter et nécessitent des capacités de calcul importantes.

I.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait le point sur les différentes structures des moteurs synchrones à aimants permanents ainsi que leur commande vu que notre travail est axé sur ce dernier. L'amélioration des caractéristiques de la BDCM dépend de plusieurs paramètres : structure, commande et alimentation. Pour cela, nous avons présenté les machines à aimant en ce qui concerne leurs structures et leurs commandes.

Nous nous focalisons sur ce type de moteur afin d'étudier ses performances sous différentes stratégies de commande MLI (du point de vue ondulation du couple) et l'intégrer dans un système embarqué en utilisant la commande sans capteur en exploitant la technique d'intégration de la FEM. A cet effet, le prochain chapitre sera consacré à la modélisation de la BDCM et des techniques appliquées sur la commande avec et sans capteur de position.

Chapitre II

Modélisation et commande de la BDCM

II.1. Introduction

Les moteurs BDCM sont très attractifs par rapport aux autres et s'y prêtent mieux pour les systèmes embarqués. Leurs performances restent tributaires d'un couple moyen avec un taux d'ondulation faible et un fonctionnement sans capteur. A cet effet, nous nous concentrons dans la première partie de ce chapitre à la minimisation des ondulations du couple en étudiant l'effet de l'alimentation sous plusieurs techniques MLI. Dans la deuxième étape, nous étudions la commande sans capteur.

Pour évaluer ces performances, nous avons élaboré deux modèles de commande avec et sans capteur de position utilisant les techniques de commande MLI afin d'étudier l'influence des stratégies sur les performances de la BDCM. Le système à modéliser est constitué de l'alimentation (Batterie + Onduleur), de la BDCM et sa commande basée sur le mode 120° . Nous allons présenter les divers phénomènes qui doivent être pris en compte pour estimer correctement les performances de la machine. A partir de ce modèle et en appliquant les modèles des différentes commandes, nous cherchons à estimer le taux d'ondulation du couple électromagnétique qui est un élément très important pour optimiser le fonctionnement de la BDCM ainsi que le comportement dynamique.

Nous allons présenter les différentes simulations obtenues en utilisant les différents modèles présentés pour deux BDCM (le moteur D92C4-32 à rotor interne et du moteur 8Fun SWXK à rotor externe).

II.2. Présentation des deux moteurs à étudier

Le premier est un moteur avec un rotor interne. Cette machine synchrone à aimants permanents (dont la photo est présentée sur la figure II.1) possède deux paires de pôles avec un diamètre extérieur de 40mm et une longueur utile 86mm [Bou02]. Celle-ci est constituée d'un stator cylindrique en tôles magnétiques à 12 encoches, comportant un enroulement triphasé à une seule couche à bobines concentriques. Chaque phase comporte deux bobines montées en parallèle. Le nombre de conducteurs par bobine est de 164. Un rotor lisse en matériau magnétique sur lequel sont collés quatre aimants du type *Samarium cobalt*, présentant une aimantation radiale. Ces derniers sont conçus en un seul segment en forme de tuile épousant parfaitement la surface du rotor.

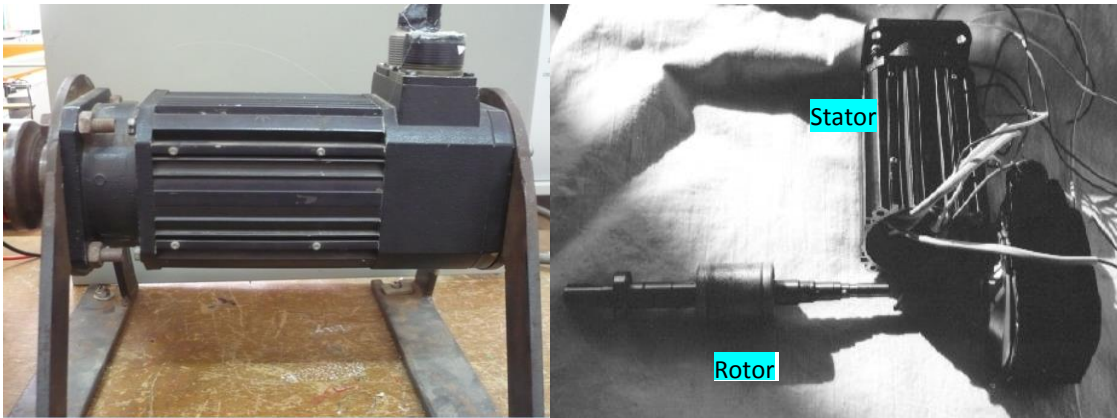


Figure II.1 : BDCM 1 à rotor interne

Le deuxième moteur 8Fun SWXK est un moteur à rotor externe. Ce moteur triphasé possède 20 pôles. Le stator bobiné est fixé sur l'arbre et visible #1. Les aimants sont plaqués sur la paroi interne du disque rotorique (cloche #2). Il est muni d'un réducteur de vitesse (#5) qui permet de réduire la vitesse mais surtout d'augmenter la valeur du couple. Ce moteur peut être muni ou pas d'un capteur à effet Hall (Source OZO).

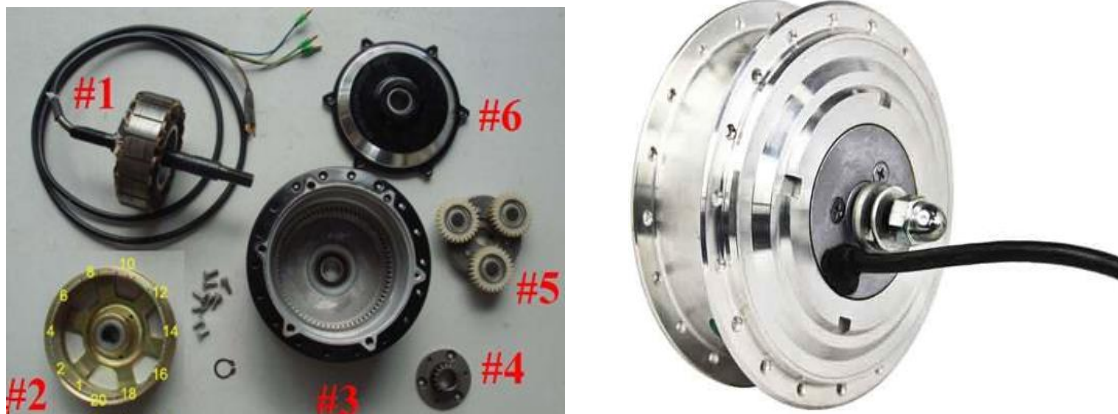


Figure II.2 : Moteur 8Fun SWXK à rotor externe

II.3. Modélisation du système (Onduleur-BDCM)

La plupart des machines à aimants fabriquées actuellement sont conçues pour s'insérer dans une chaîne de commande, composée d'un élément de pilotage, d'un convertisseur statique, du moteur et de la charge. La machine est alimentée par un onduleur de courant ou

de tension. Les signaux de commande de l'onduleur sont générés à partir de la position du rotor.

Le système à modéliser est constitué de l'onduleur triphasé alimenté avec une tension V_{dc} , alimentant à son tour la BDCM avec un contrôleur qui va assurer plusieurs stratégies de commande. Le mode retenu pour notre commande est le 120° (L'autre mode est celui de 180° aussi très étudié en littérature [Bha09]).

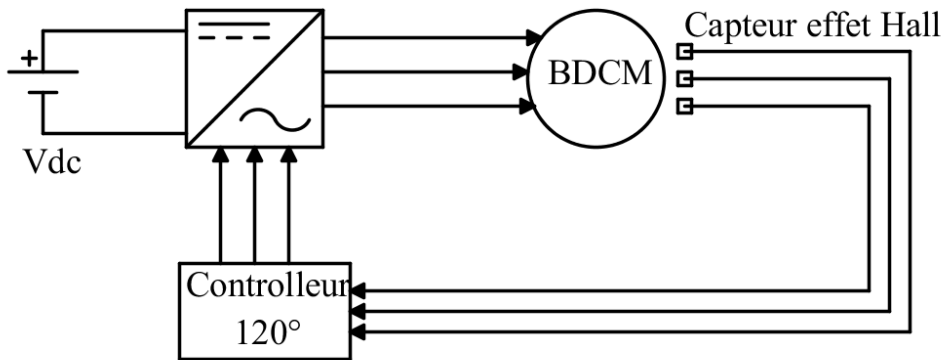


Figure II.3 : Système à modéliser

II.3.1. Hypothèses simplificatrices

Lors du développement du modèle de la machine, certains phénomènes ne seront pas considérés car d'une part leur formulation mathématique reste difficile, et d'autre part leur incidence sur le comportement de la machine est négligeable. Mais tout en gardant un modèle qui soit représentatif de la réalité.

De ce fait, certaines hypothèses simplificatrices seront nécessaires afin d'aboutir à un modèle simple. Ces hypothèses seront comme suit:

- L'entrefer est uniforme
- La densité du flux magnétique créé par les pôles du rotor est trapézoïdale
- Les trois phases du stator sont identiques, distribuées uniformément et elles possèdent les mêmes paramètres
- Les trois phases du stator sont raccordées en étoile
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants)
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.

- Le phénomène d'hystérésis et l'effet de peau sont négligeables.
- On suppose que les aimants permanents ont une perméabilité presque égale à celle de l'air.

II.3.2. Modélisation du moteur

L'étude de tout système et plus particulièrement des machines électriques s'appuie sur un modèle de représentation des deux aspects électrique et mécanique. L'objectif de cette modélisation est le développement d'un outil mathématique représentant fidèlement les caractéristiques électriques, magnétiques et mécaniques de la machine.

II.3.1.a. Modèle électrique du moteur

Afin de modéliser le moteur, il est nécessaire d'utiliser les variables de phase (abc). Plusieurs auteurs ont adopté ce modèle compte tenu de sa simplicité et son efficacité à représenter fidèlement la réalité [Moh05][Tib11][Sti12][Sia16][Mur08][Tad09].

• Equation des tensions simples et des flux dans les trois phases du stator :

Les équations des tensions simples par phase:

$$\begin{cases} V_a = R_a i_a + \frac{d\Phi_a}{dt} \\ V_b = R_b i_b + \frac{d\Phi_b}{dt} \\ V_c = R_c i_c + \frac{d\Phi_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Sachant que les flux par phase des trois enroulements s'écrivent :

$$\begin{cases} \Phi_a = \Phi_{aa} + \Phi_{ab} + \Phi_{ac} + \Phi_{fa} \\ \Phi_b = \Phi_{ba} + \Phi_{bb} + \Phi_{bc} + \Phi_{fb} \\ \Phi_c = \Phi_{ca} + \Phi_{cb} + \Phi_{cc} + \Phi_{fc} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Après développement (II.2) s'écrit :

$$\begin{cases} \Phi_a = L_s i_a + M_s i_b + M_s i_c + \Phi_{fa} = L_s i_a + M_s (i_b + i_c) + \Phi_{fa} \\ \Phi_b = L_s i_b + M_s i_a + M_s i_c + \Phi_{fb} = L_s i_b + M_s (i_a + i_c) + \Phi_{fb} \\ \Phi_c = L_s i_c + M_s i_a + M_s i_b + \Phi_{fc} = L_s i_c + M_s (i_a + i_b) + \Phi_{fc} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Les courants statoriques constituent un système triphasé équilibré : $i_a + i_b + i_c = 0$, d'où :

$$\begin{cases} i_a = -(i_b + i_c) \\ i_b = -(i_a + i_c) \\ i_c = -(i_a + i_b) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

En portant (II.4) dans (II.3), cette dernière s'écrira :

$$\begin{cases} \Phi_a = L_s i_a - M_s(i_b + i_c) + \Phi_{fa} = (L_s - M_s)i_a + \Phi_{fa} \\ \Phi_b = L_s i_b - M_s(i_a + i_c) + \Phi_{fb} = (L_s - M_s)i_b + \Phi_{fb} \\ \Phi_c = L_s i_c - M_s(i_a + i_b) + \Phi_{fc} = (L_s - M_s)i_c + \Phi_{fc} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

En pose : $L_c = L_s - M_s$, L'expression finale des flux sera :

$$\begin{cases} \Phi_a = L_c i_a + \Phi_{fa} \\ \Phi_b = L_c i_b + \Phi_{fb} \\ \Phi_c = L_c i_c + \Phi_{fc} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

L'expression finale des tensions est :

$$\begin{cases} V_a = R i_a + L_c \frac{di_a}{dt} + \frac{d\Phi_{fa}}{dt} = R i_a + L_c \frac{di_a}{dt} + e_a \\ V_b = R i_b + L_c \frac{di_b}{dt} + \frac{d\Phi_{fb}}{dt} = R i_b + L_c \frac{di_b}{dt} + e_b \\ V_c = R i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + \frac{d\Phi_{fc}}{dt} = R i_c + L_c \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

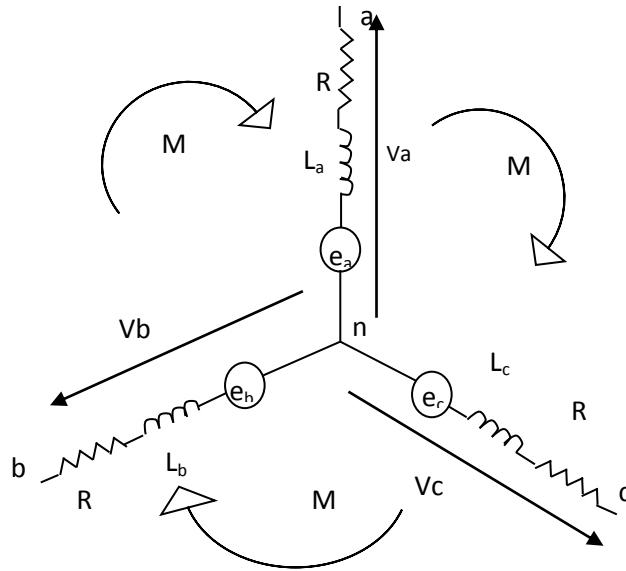


Figure II.4 : Représentation du circuit électrique équivalent de la machine

• Etude de la force Electromotrice

La forme de la force électromotrice (FÉM), aussi appelée tension induite, dépend non seulement de la configuration des encoches des pôles statoriques, mais aussi de la disposition des aimants permanents sur le rotor. En effet, le nombre d'encoches par pôle et la densité du flux magnétique du rotor dictent une forme plus ou moins trapézoïdale. L'étude qui suit portera donc sur la théorie générale de la FÉM.

En utilisant la distribution du flux induit, il est possible de déterminer la tension induite dans la bobine du stator. L'équation (II-8) représente la loi de Faraday.

$$e = \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{II.8})$$

A partir de cette équation, il est possible de déterminer la tension induite en fonction de la position du rotor.

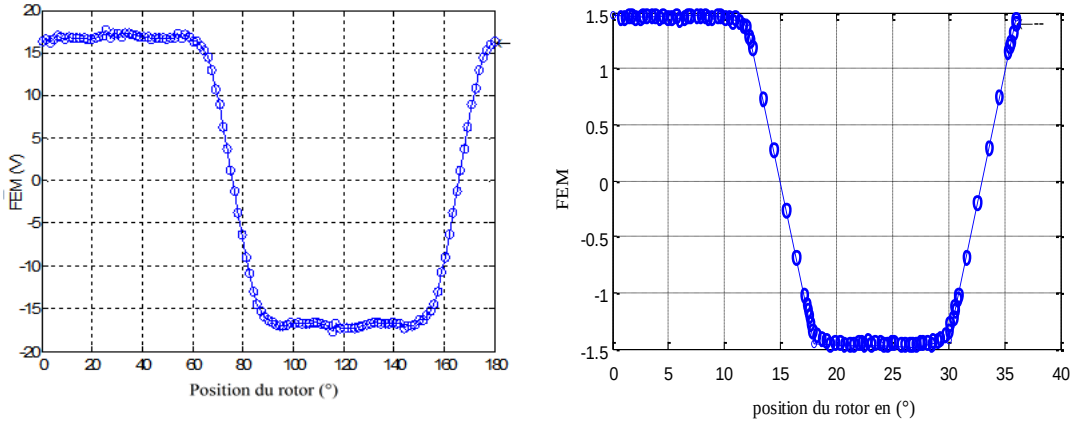
$$\begin{cases} e_a = \frac{d\Phi_{fa}}{dt} = \frac{d\Phi_{fa}}{d\theta_e} \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\Phi_{fa}}{d\theta_e} \frac{d(p\theta_m)}{dt} = p \omega_m \frac{d\Phi_{fa}}{d\theta_e} \\ e_b = \frac{d\Phi_{fb}}{dt} = \frac{d\Phi_{fb}}{d\theta_e} \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\Phi_{fb}}{d\theta_e} \frac{d(p\theta_m)}{dt} = p \omega_m \frac{d\Phi_{fb}}{d\theta_e} \\ e_c = \frac{d\Phi_{fc}}{dt} = \frac{d\Phi_{fc}}{d\theta_e} \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\Phi_{fc}}{d\theta_e} \frac{d(p\theta_m)}{dt} = p \omega_m \frac{d\Phi_{fc}}{d\theta_e} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

- **Etude de la forme réelle de la FEM**

Plusieurs travaux ont pris en considération la FEM réelle de la BDCM vu que cela permet de simuler de manière plus précise le comportement de la machine [Tad09], cela avec plusieurs méthodes. Se basant principalement sur la décomposition en série de Fourier ou bien sur le modèle à élément finis [Moh05][Bou12].

Les valeurs e_a , e_b et e_c de l'équation (II.9) qui sont les dérivées du flux induit par les aimants sont mesurées à partir de l'essai à vide.

Dans notre travail, nous avons introduit une FEM réelle prélevée directement de l'essai pratique en entrainant le moteur. Elle est introduite dans le modèle en utilisant les blocs look up table de SIMULINK, leurs formes est représenté sur la figure II.5, le modèle sous Simulink est présenté sur la figure II.6



a : FEM du Moteur à rotor interne

b: FEM du moteur à rotor externe

Figure II.5 FEM prélevée sur les deux moteurs

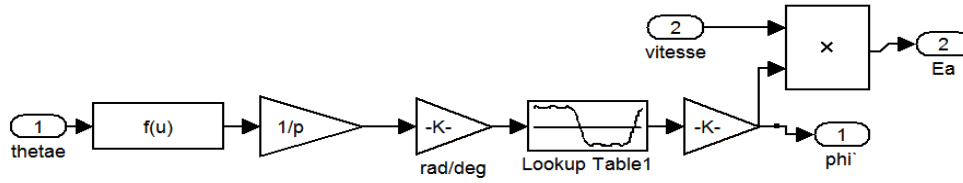


Figure II.6 : Reconstitution de la FEM d'une phase (Modèle sous Simulink)

II.3.1.b. Élaboration du modèle mécanique

Cette partie porte sur l'étude du modèle mécanique de la machine. Ce modèle est beaucoup plus simple que le modèle électrique. En effet, la modélisation de la dynamique du rotor est standard dans le domaine des machines électriques et en exploitant l'équation (II.9).

$$C_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} = \frac{1}{\omega_m} \left\{ p \omega_m \left(\frac{d\Phi_{fa}}{d\theta_e} i_a + \frac{d\Phi_{fb}}{d\theta_e} i_b + \frac{d\Phi_{fc}}{d\theta_e} i_c \right) \right\} \quad (\text{II.10})$$

De la , le couple électromagnétique peut s'écrire sous la forme :

$$C_e = \left\{ p \left(\frac{d\Phi_{fa}}{d\theta_e} i_a + \frac{d\Phi_{fb}}{d\theta_e} i_b + \frac{d\Phi_{fc}}{d\theta_e} i_c \right) \right\} \quad (\text{II.11})$$

$$C_e - C_r = J \frac{d\omega_m}{dt} + f \omega_m = \frac{J}{p} \frac{d\omega_e}{dt} + \frac{f}{p} \omega_e = \frac{J}{p} \frac{d^2\theta_e}{dt^2} + \frac{f}{p} \frac{d\theta_e}{dt} \quad (\text{II.12})$$

Le modèle sous simulink sera comme suit

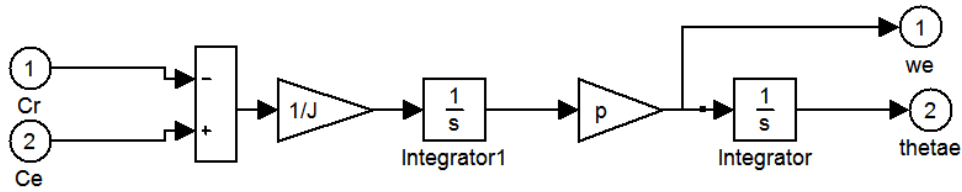


Figure II.7 : Le modèle mécanique sous Simulink

L'ensemble des équations analytiques permet de modéliser le moteur synchrone à aimants permanents dans le repère 'abc'. Son modèle sous Simulink est représenté sur la figure II.8.

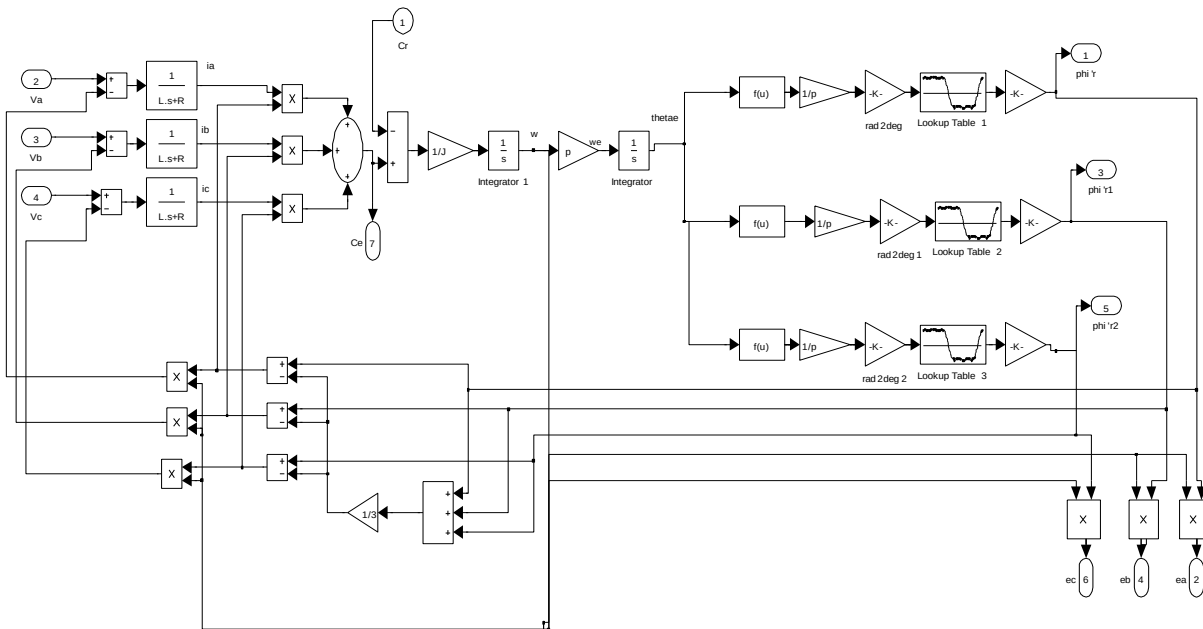


Figure II.8 : Le modèle de la machine sous Simulink

II.3.3. Modèle du convertisseur (Onduleur triphasé)

Le convertisseur est un ensemble d'interrupteurs, représentant les transistors et les diodes, qui sont soit à l'état conducteur (on) soit à l'état bloqué (off). le schéma électrique du convertisseur et de la machine est donné sur la figure II.9.

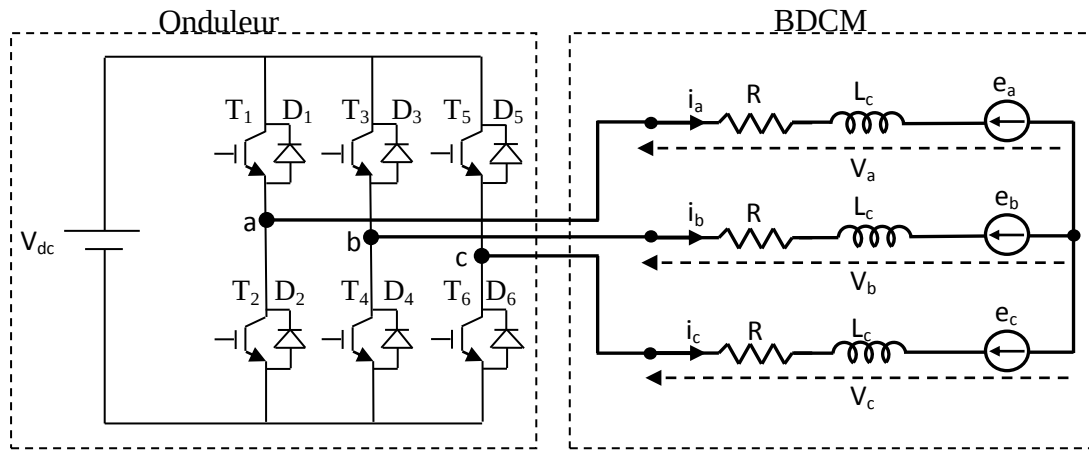


Figure II.9 : Représentation électrique de l'ensemble BDCM-convertisseur

Le modèle adopté pour le convertisseur consiste en un circuit ouvert idéal lorsque les transistors et diodes sont à l'état bloqué (off) et un circuit fermé à résistance nulle à l'état conducteur (on). Ainsi, les tensions entre phases appliquées à la BDCM (tensions de sortie du convertisseur) ne peuvent être égales qu'à $(+V_{dc})$, (0) ou $(-V_{dc})$.

La figure II.10 montre le fonctionnement du système convertisseur - BDCM et donne les différentes séquences des courants et des FEM sur une période électrique complète. Celle-ci est utile pour la détermination des équations régissant le système puisqu'elle permet de faire la correspondance entre les FEM et les courants différents instants.

Etant donné que la machine est commutée 6 fois par période électrique, l'étude peut être réduite à un intervalle de 60° électriques. Les équations sont valables pour les différentes séquences, seuls leurs coefficients changent.

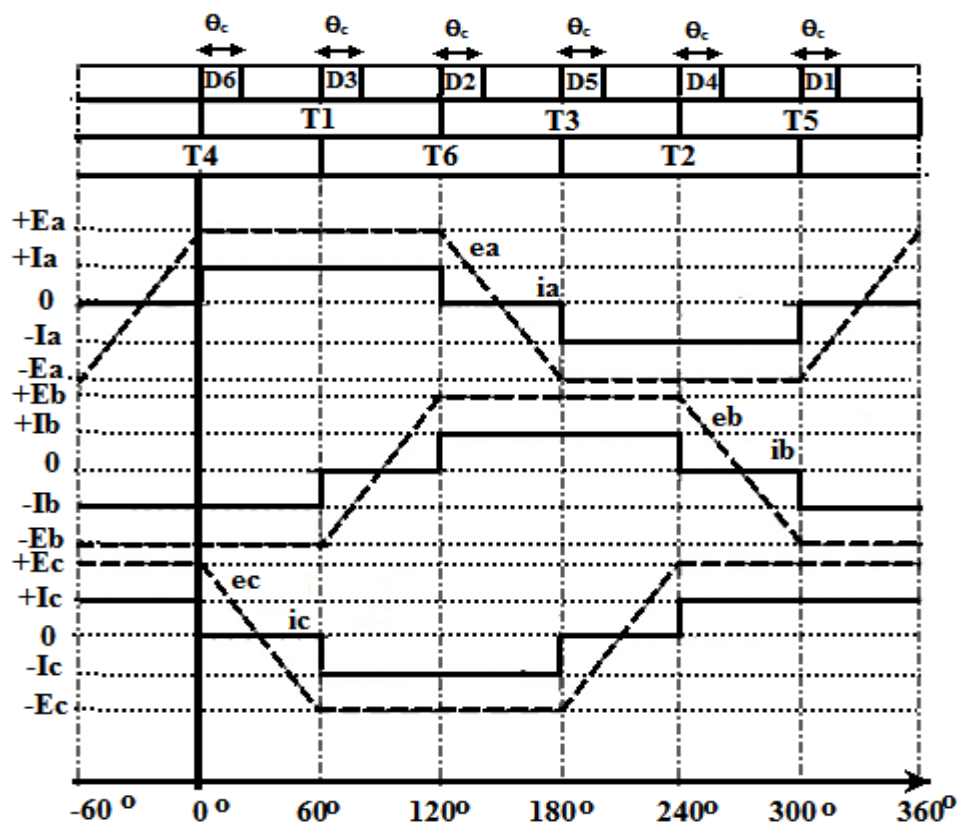


Figure II.10 : Fonctionnement du système machine-convertisseur pour un angle de calage nul

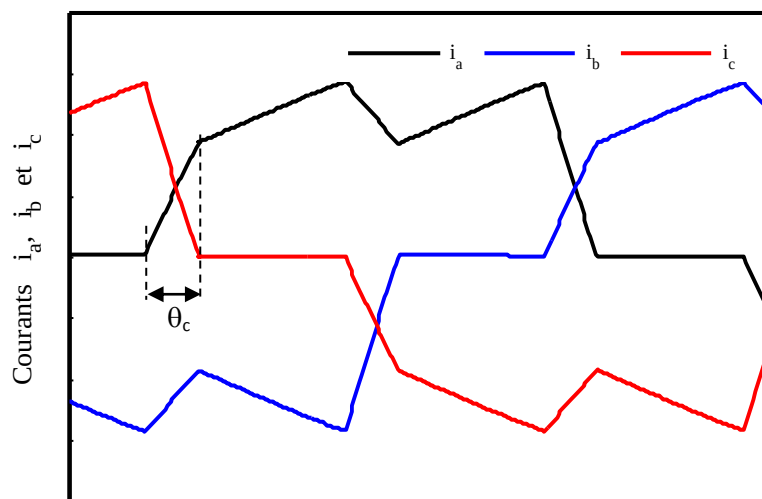


Figure II.11 : Commutation des courants de phase

La commutation du courant d'une phase à une autre décrite par la figure II.10, ne peut se faire instantanément à cause de l'effet des inductances des enroulements de la machine. Par conséquent, il existe une période de temps (période de commutation) où les trois phases de la machine conduisent.

Ce phénomène de commutation a un effet indésirable sur les performances de la BDCM, il est donc important de déterminer le modèle du système durant cette période. En outre, la détermination de la durée de commutation permet de diviser le fonctionnement du système en deux périodes distinctes : (i) La période de conduction assurée par les transistors de puissance où seulement deux phases conduisent et (ii) La période de commutation où les trois phases conduisent.

La détermination des tensions simples est effectuée sur l'intervalle $[0^\circ, 60^\circ]$ qui comporte une période de commutation $[0^\circ, \theta_c]$ et une période de conduction $[\theta_c, 60^\circ]$.

La détermination du modèle du convertisseur revient à déterminer les expressions de ses tensions simples de sortie en fonction de ses grandeurs d'entrée, qui sont la tension d'entrée du bus continu (V_{dc}) et les trois FEM de la machine (e_a , e_b et e_c). Les expressions de ces tensions de sorties seront déterminées durant chacun des six secteurs et chaque période de commutation et de conduction. En effet, chaque secteur est subdivisé en deux périodes: Période de commutation et période de conduction.

Nous nous limiterons à donner le modèle de détermination des tensions simples durant le secteur1. La même procédure est utilisée durant les autres secteurs.

a. Tensions simples de sortie de l'onduleur durant la période de commutation du secteur 1: $\theta \in [0 \theta_c]$

Une commutation de la phase c vers la phase a, le courant de la phase c va s'annuler au bout de $\theta = \theta_c = \omega.t_c$ pendant que celui de la phase a va s'établir. Le fonctionnement de l'onduleur alimentant la BDCM durant cette période est représenté par la figure II.12.

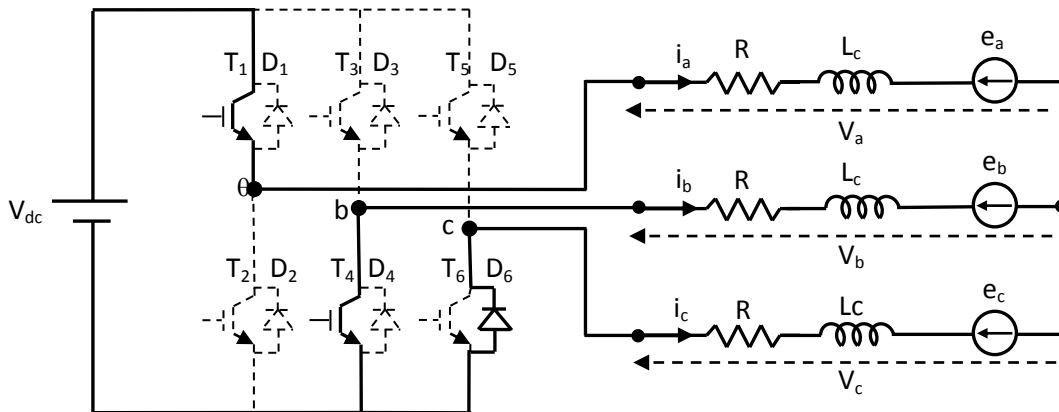


Figure II.12 : Fonctionnement du système BDCM-Convertisseur durant la période de commutation

Pendant cette période de commutation les expressions des tensions simples de sortie de l'onduleur peuvent être déterminées comme suit :

A $\theta = 0$, lorsque le transistor T_5 s'ouvre et le transistor T_1 se ferme, l'énergie électromagnétique emmagasinée dans la phase c est évacuée vers la source, le courant continue ainsi va circuler à travers la diode D_6 . Durant cette période, on aura donc, conduction des trois phases a, b et c.

En se référant au schéma électrique de la figure II.12, on en déduit le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_a - V_b = V_{dc} \\ V_{bc} = V_b - V_c = 0 \\ V_{ca} = V_c - V_a = -V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

En utilisant les équations (II.4), (II.7) et (II.13) et après simplifications, on obtient l'équation

$$V_{ca} = V_c - (e_a + e_b + e_c) = -V_{dc} \quad (\text{II.14})$$

Et on en déduit l'expression de la tension simple de la phase c:

$$V_c = -\frac{V_{dc}}{3} + \frac{e_0}{3} \quad (\text{II.15})$$

A partir des équations (II.13) et (II.15), on peut déterminer les expressions des tensions simples des deux autres phases b et a:

$$V_b = -\frac{V_{dc}}{3} + \frac{e_0}{3} \quad (\text{II.16})$$

$$V_a = \frac{2V_{dc}}{3} + \frac{e_0}{3} \quad (\text{II.17})$$

Les équations (II.15), (II.16) et (II.17) peuvent s'écrire sous forme de système d'équations représentant les expressions des tensions simples de sortie de l'onduleur durant la période de commutation (60°).

$$\begin{cases} V_a = \frac{2V_{dc}+e_0}{3} \\ V_b = \frac{-V_{dc}+e_0}{3} \\ V_c = \frac{-V_{dc}+e_0}{3} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

b. Tensions simples de sortie de l'onduleur durant la période de conduction

$$\theta \in [\theta_c \ 60^\circ]$$

A la fin de la période de commutation, le courant i_c s'annule et le courant i_a s'établit, alors uniquement les deux phases 'a' et 'b' conduisent du courant. Le parcours du courant dans les phases durant cette période est illustré par la figure II.13.

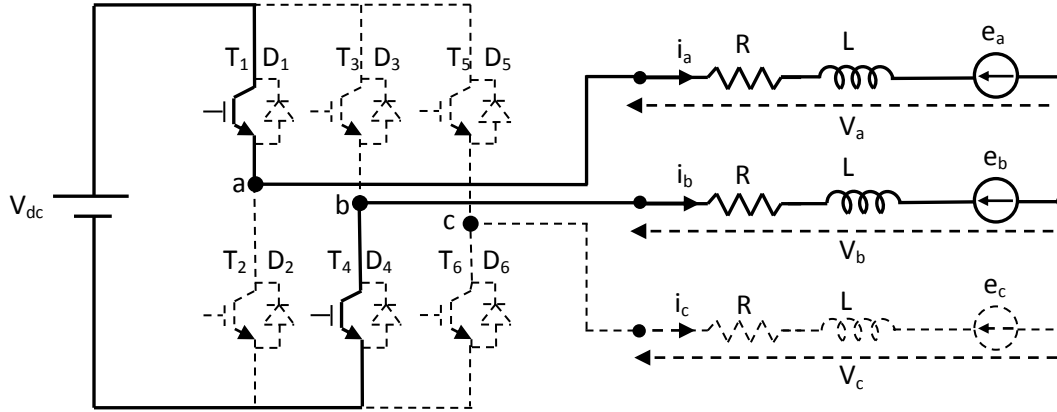


Figure II.13 : Fonctionnement du système BDCM-Convertisseur durant la période de conduction $[0, 60^\circ]$

Pendant cette période, à partir du schéma électrique de la figure II.13, les courants circulant dans les phases peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} i_a = i_a \\ i_b = -i_a \\ i_c = 0 \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

La tension entre les deux phases a et b, s'écrit :

$$V_{ab} = V_a - V_b = V_{dc} \quad (\text{II.19})$$

La substitution des équations du système (II.18) dans le système (II.7), permet d'écrire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_a = Ri_a + L_c \frac{di_a}{dt} + e_a \\ V_b = -Ri_a - L_c \frac{di_a}{dt} + e_b \\ V_c = e_c \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

A partir du système (II.20), on peut déduire l'expression de la tension V_{ab} , tel que :

$$V_{ab} = V_a - V_b = 2(Ri_a + L_c \frac{di_a}{dt}) + (e_a - e_b) \quad (\text{II.21})$$

L'équation (II.21) peut se mettre sous la forme suivante :

$$V_{ab} = 2 \left(R i_a + L_c \frac{di_a}{dt} + e_a \right) - (e_a + e_b) = 2V_a - (e_a + e_b) \quad (\text{II.22})$$

Des équations (II.19) et (II.22), on en déduit l'expression de la tension simple de la phase `a`, tel que

$$V_a = \frac{V_{dc}}{2} + \frac{(e_a + e_b)}{2} \quad (\text{II.23})$$

L'expression de la tension de phase V_b est obtenue en utilisant les équations (II.19) et (II.23)

$$V_b = -\frac{V_{dc}}{2} + \frac{(e_a + e_b)}{2} \quad (\text{II.24})$$

L'expression de la tension V_c est directement déduite du système d'équations (II.20), celle-ci s'écrit :

$$V_c = e_c \quad (\text{II.25})$$

En rassemblant (II.23), (II.24) et (II.25), on obtient le système d'équations représentant les expressions des tensions simples de sortie de l'onduleur durant la période de conduction du secteur 1, tel que :

$$\begin{cases} V_a = \frac{V_{dc} + (e_a + e_b)}{2} \\ V_b = \frac{-V_{dc} + (e_a + e_b)}{2} \\ V_c = e_c \end{cases} \quad \text{avec } i_a = -i_b \text{ et } i_c = 0 \quad (\text{II.26})$$

La période de conduction de l'intervalle $[0 \ 60^\circ]$ démarre lorsque le courant i_c dans la phase `c` est inférieur à ε , $i_c < \varepsilon$.

II.4 Commande avec capteur de position

La commande 120° consiste à maintenir chacun des interrupteurs constituant l'onduleur à l'état conducteur pendant 120° . Ce qui se traduit par l'obtention de courant de formes carrées d'une durée de 120° électrique pour l'alternance positive et 120° électrique pour l'alternance négative (Figure II.14). La commande est dans ce cas faite sans ou avec MLI.

La particularité de cette commande provient du fait qu'il est nécessaire de connaître la position du rotor par rapport au stator. Cela permet de se synchroniser avec la tension induite de chaque phase afin de fournir le courant de phase au bon moment. Le dispositif généralement utilisé pour la BDCM est le capteur à effet Hall, car son utilisation est moins onéreuse que les codeurs de positions. Trois de ces capteurs sont disposés autour du stator et décalés de 120° degrés les uns des autres. Les signaux obtenus sont représentés sur la figure II.14 et avec un angle de calage de 0° , les formes des courants et des FEM obtenues sont également représentées sur la même figure.

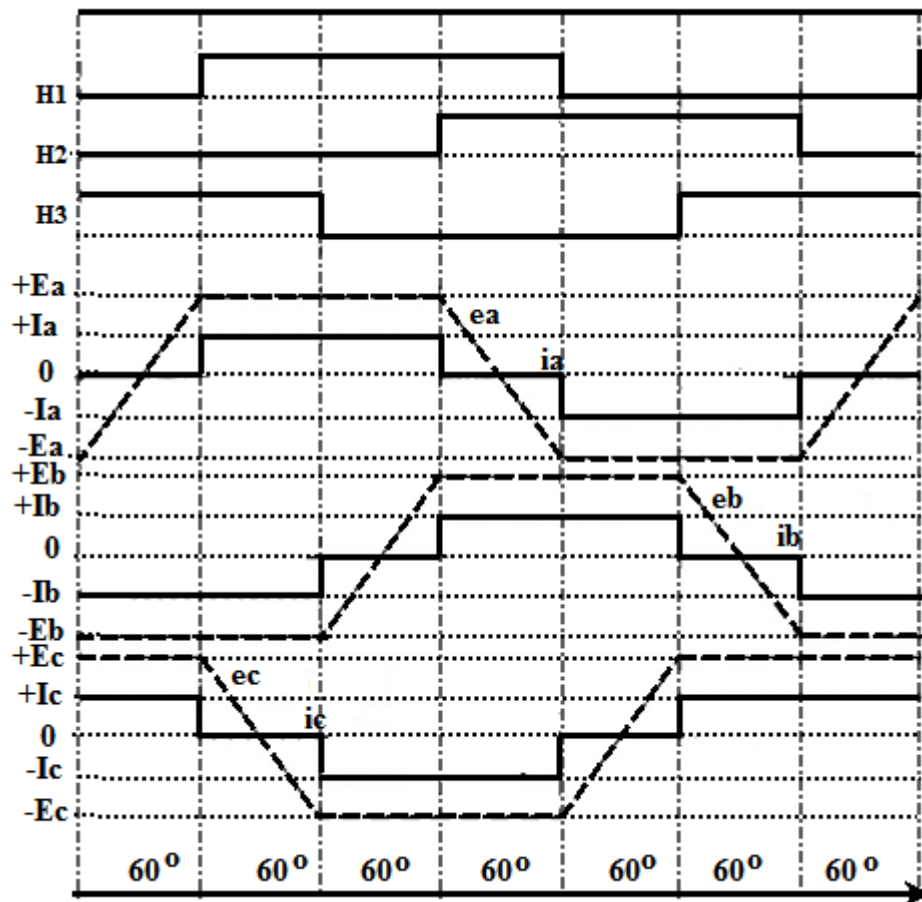


Figure II.14 : signaux du capteur à effet Hall, courants et FEM de chacune des phases a, b et c

II.4.1. Modèle du capteur de position

Le modèle du capteur de position se repose sur des équations logiques simple car la nature du mode 120° nous procure l'avantage d'avoir six état de commutation par période électrique afin d'assurer l'alimentation en créneau de la BDCM. [Tad12][Tad14]

Les capteurs à effet Hall permettent d'obtenir l'information sur la position de la tension interne de la machine en fonction de la position rotorique. Les capteurs à effet Hall fournissent un signal logique en fonction du passage à zéro de la tension interne de ligne. Ces signaux doivent être décodés afin de pouvoir extraire l'information sur la tension interne de phase. Les signaux correspondant aux tensions E_{ac} , E_{ba} et E_{cb} serviront à déterminer l'emplacement des tensions E_a , E_b et E_c ,

Le modèle du capteur sur Matlab est représenté sur la figure II.15

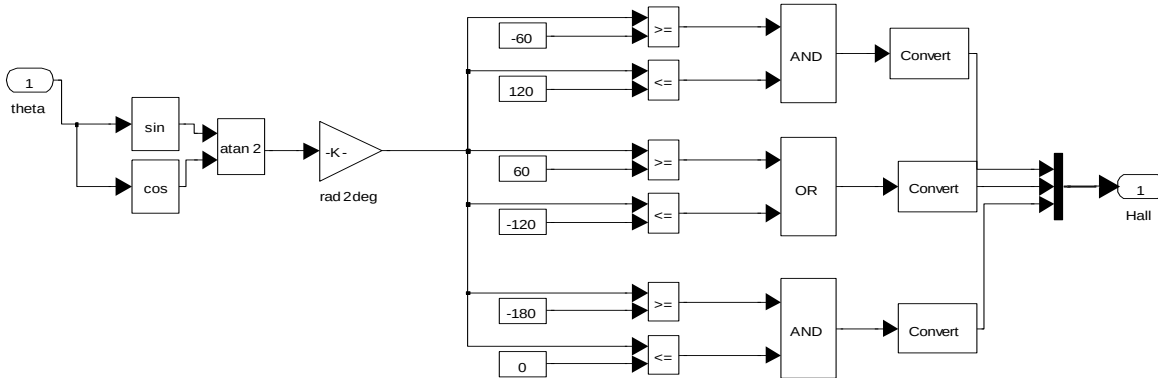


Figure II.15 : Modèle du capteur à effet Hall sur Matlab

II.4.2 Commande 120° à pleine onde

La commande à pleine onde qualifie toute commande faite avec un semi-conducteur de puissance travaillant sans commutation pendant toute la durée de sa mise à l'état ON

Le tableau II.1 résume l'état des interrupteurs (T1 à T6) pour une commande à pleine onde de 120° [Ale10].

En utilisant l'opérateur logique AND, les états logiques des transistors sont calculés et sont donnés sur le tableau II.2

$$\begin{cases} T_1 = E_{a+} = H_1 \text{ AND } \overline{H_2} \\ T_3 = E_{b+} = H_2 \text{ AND } \overline{H_3} \\ T_5 = E_{c+} = H_3 \text{ AND } \overline{H_1} \\ T_2 = E_{a-} = H_2 \text{ AND } \overline{H_1} \\ T_4 = E_{b-} = H_3 \text{ AND } \overline{H_2} \\ T_6 = E_{c-} = H_1 \text{ AND } \overline{H_3} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Tableau II.1 : Etat des interrupteurs pour une commande 120° pleine onde

H1	H2	H3	T1	T2	T3	T4	T5	T6
1	0	0	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
1	1	0	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	ON
0	1	0	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF
0	1	1	OFF	ON	OFF	OFF	ON	OFF
0	0	1	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF
1	0	1	ON	OFF	OFF	ON	OFF	OFF

Cette commande peut être représentée par des fonctions logiques construites à partir des signaux du Capteur à effet Hall (H1 H2 H3) dont les signaux sont représentés soit par l'état ON (1 logique) ou bien par l'état OFF (0 logique). Le modèle correspondant sur Matlab est représenté sur la figure II.16

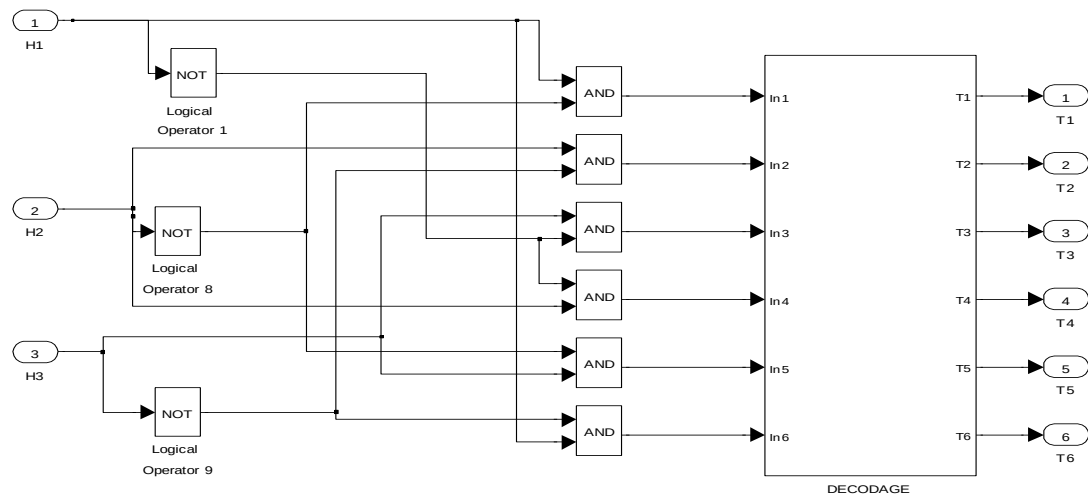


Figure II.16 Modèle de la commande à pleine onde sous simulink

Simulation du fonctionnement en régime nominal du moteur 1

En alimentant la BDCM avec une tension d'entrée de l'onduleur $V_{dc} = 190V$ et en appliquant un couple de charge de 1.5 Nm qui correspond au fonctionnement nominal de la machine, nous déterminons les caractéristiques en fonction du temps de la FEM par phase, vitesse du rotor, du courant de phase, tension simple, ainsi que le couple électromagnétique. Ces résultats sont donnés sur la figure II.17.

Nous trouvons bien le mode de fonctionnement 120° électrique dans les tracés des Tension, FEM et courant de phases. Le courant présente des plateaux de conduction égale à 2/3 de la période sauf que le plateau n'est pas lisse et cela à cause de l'effet retardataire de l'inductance de

la machine lors de la commutation contrairement aux représentations habituelles données en littérature (Tels qu'ils sont indiqués sur les figure II.10 et II.14). L'effet de la commutation apparait aussi sur la tension de phase (figure II.17 (a)).

Sur la figure II.17.(c) nous pouvons voir que le démarrage du courant de phase correspond exactement à la détection de l'état haut du capteur à effet Hall H1 et par conséquent au plateau de la FEM correspondante, ce qui prouve que l'angle de calage est nul.

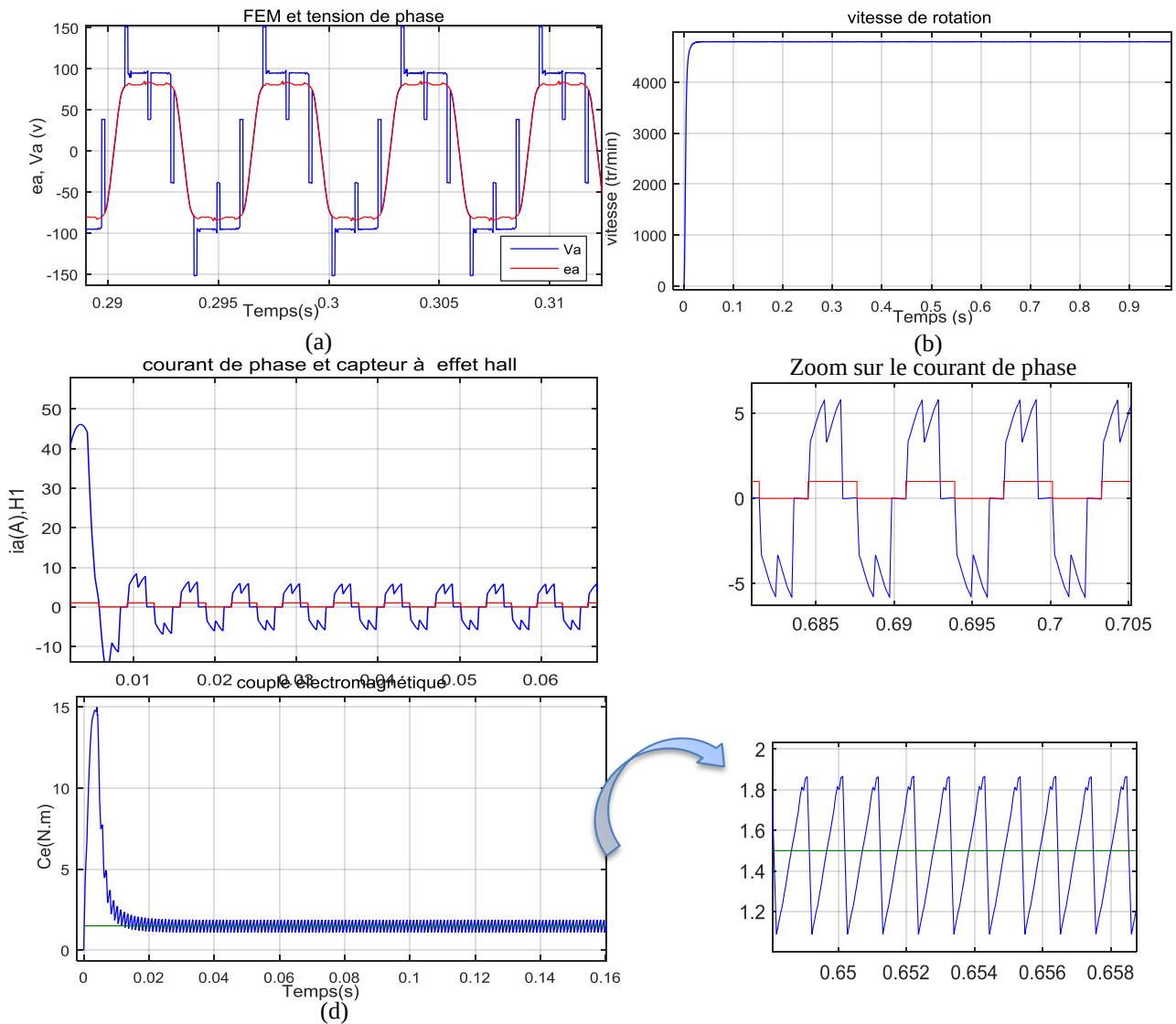


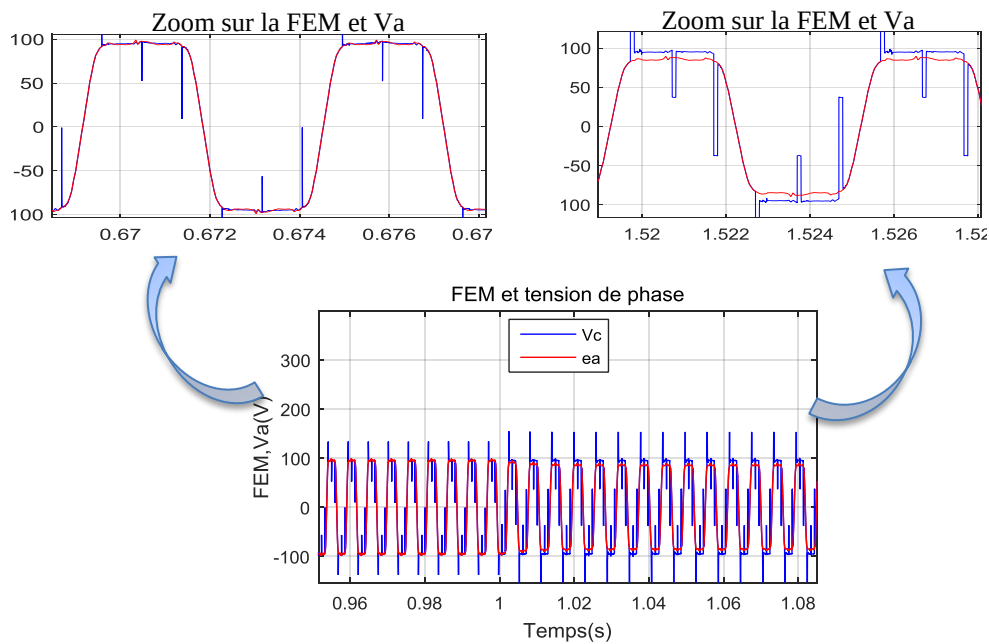
Figure II.17. Simulation en charge nominale (a) FEM et Tension par phase, (b) vitesse de rotation, (c) courant de phase et (d) couple électromagnétique

La vitesse de rotation représentée sur la figure II.17.(b) atteint son régime permanent dans une durée de 0.025s et sa valeur est de 4800 tr/mn qui correspond à la vitesse nominal

Le couple est assez ondulé. Ceci est dû essentiellement à la commutation des phases car les inductances des phases sont relativement élevées et l'établissement du courant n'est pas instantané. Sa valeur moyenne est d'environ 1.5 N.m qui correspond à la valeur du couple résistant. Le produit des courants de phase par les FEM par la vitesse donne l'image du couple électromagnétique de la machine illustré par la figure II.17.(d). Du fait que ces FEM présentent des plateaux presque lisses, nous pouvons déduire que les ondulations du couple sont dues en grande partie à la déformation de la forme des courants durant la période de commutation.

Simulation du fonctionnement dynamique du moteur 1:

Cet essai représente un démarrage direct de la machine à vide puis nous appliquons une augmentation brusque en échelon du couple résistant 1N.m à 1s, lorsque la machine fonctionne en régime établi.



(a)

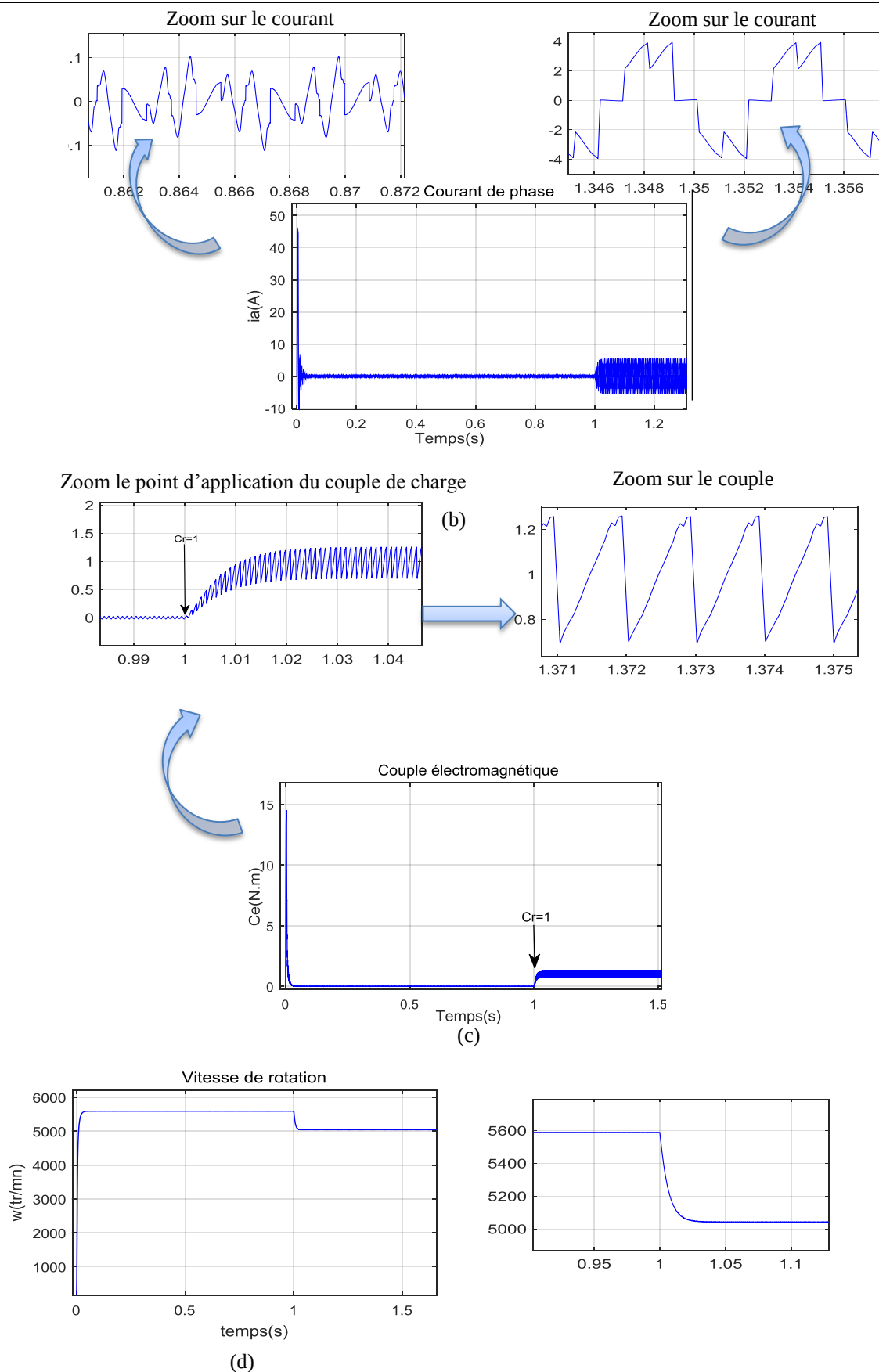


Figure II.18. Simulation de la dynamique après un démarrage à vide: (a) FEM et Tension par phase, (b) courant de phase, (c) couple électromagnétique et (d) vitesse de rotation

Les résultats montrent que pour l'application d'un couple de charge implique l'augmentation du courant et du couple électromagnétique, et de façon opposée, la vitesse de rotation diminue et atteint son régime permanent dans une durée de 0.025s

Simulation du fonctionnement en régime nominal du moteur 2

L'essai en charge nominale sera aussi effectué pour le moteur 2, la tension d'alimentation vaut 36v, le couple de démarrage appliqué est de 2N.m. Les résultats de la simulation pleine onde sans réducteur sont présentés sur la figure II.19.

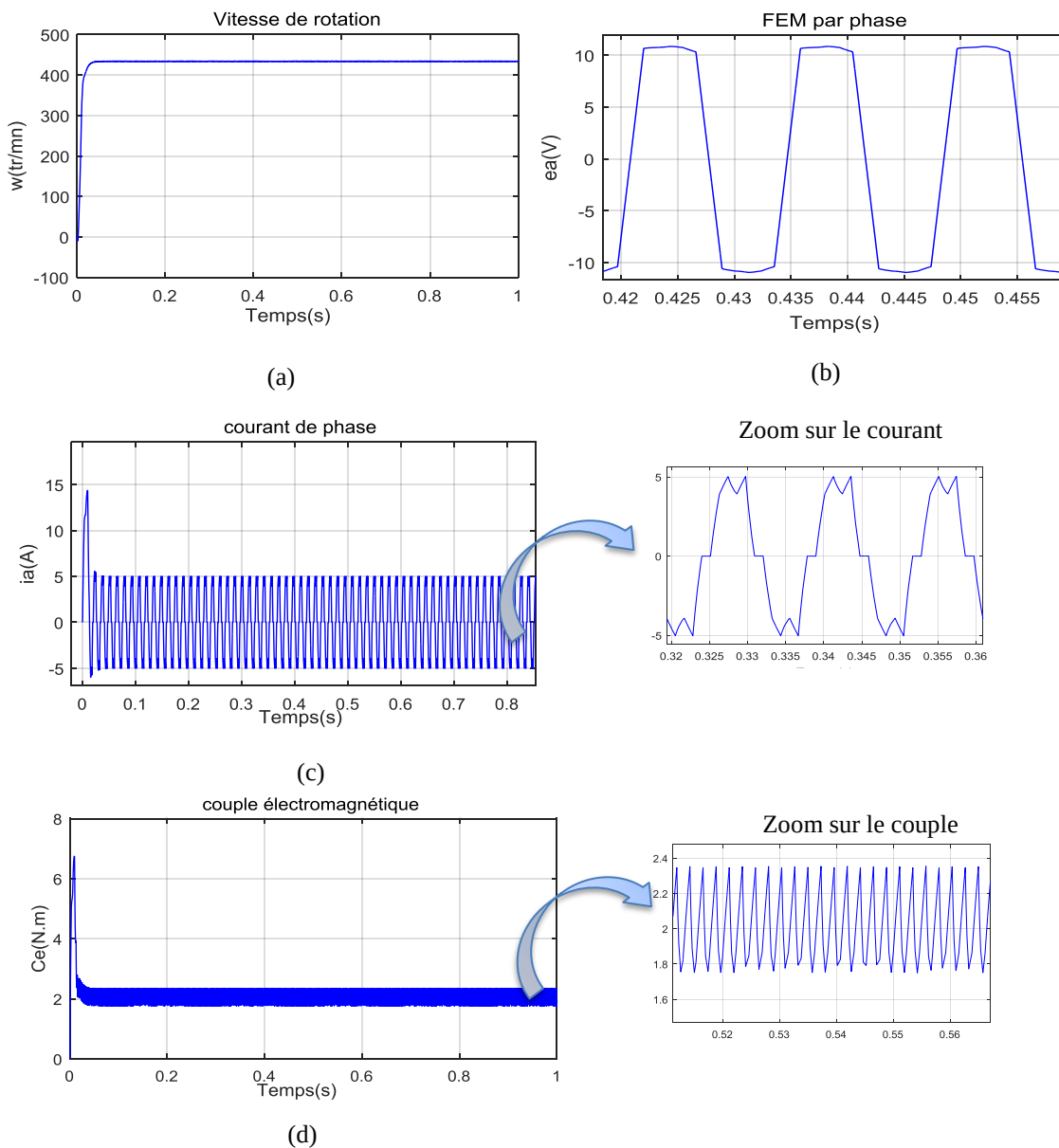
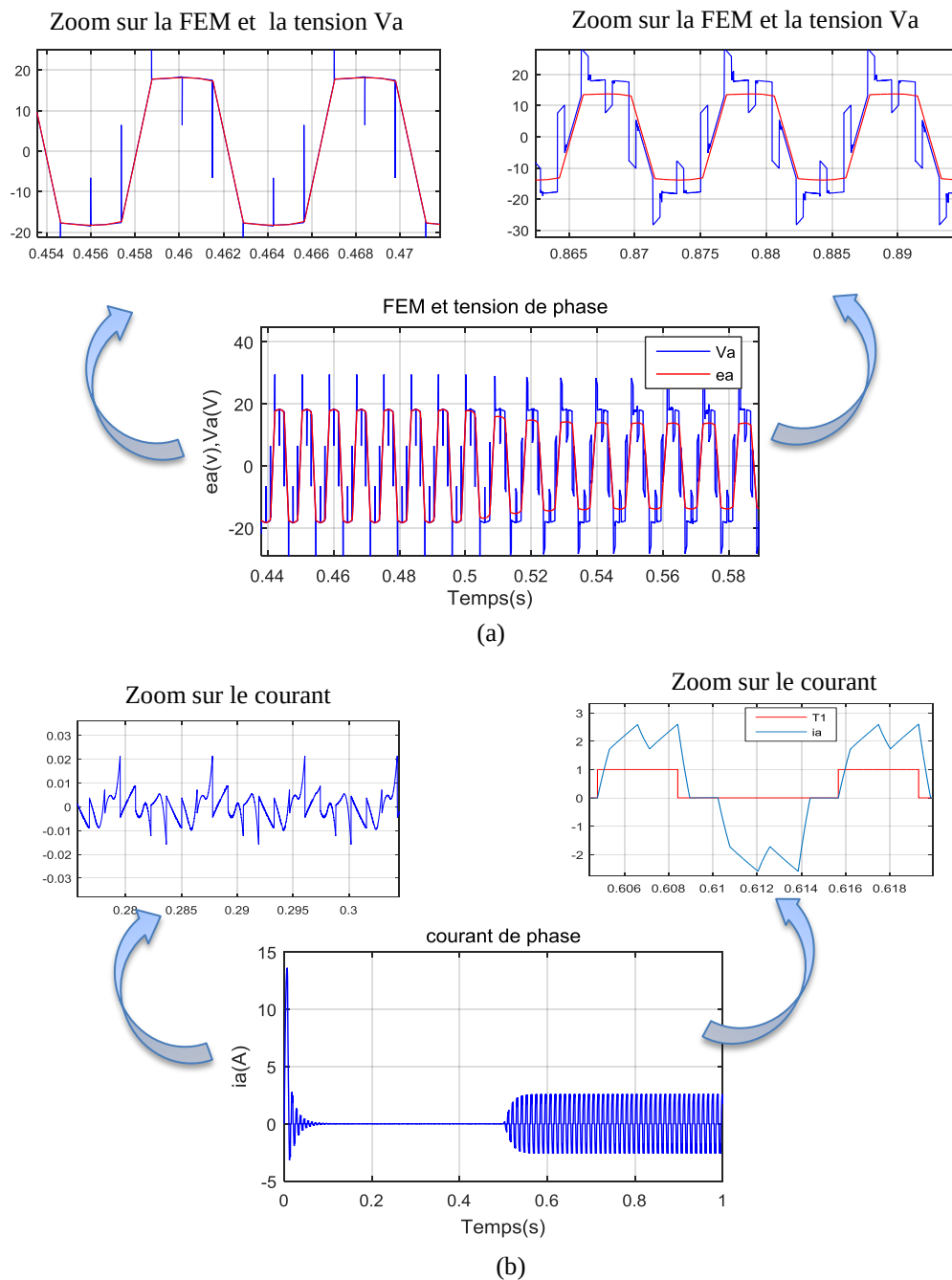


Figure II.19 : simulation de l'essai en charge nominale pour le moteur 2 : (a) vitesse de rotation, (b) FEM, (c) courant de phase et (d) couple électromagnétique

On retrouve bien le mode de fonctionnement 120° électrique dans les tracés des FEM et courant de phases. Le courant présente des plateaux de conduction égale à $2/3$ de la période avec l'effet visible de la commutation sur le courant et aussi sur la tension de phase ainsi que le couple électromagnétique.

Simulation du fonctionnement dynamique du moteur 2

De même que pour le moteur1, l'essai dynamique sur moteur 2 est simulé avec un démarrage à vide suivi de l'Application d'une charge égale à 1N.m à 0.5s , l'alimentation du bus continu est $V_{dc}=36\text{v}$.



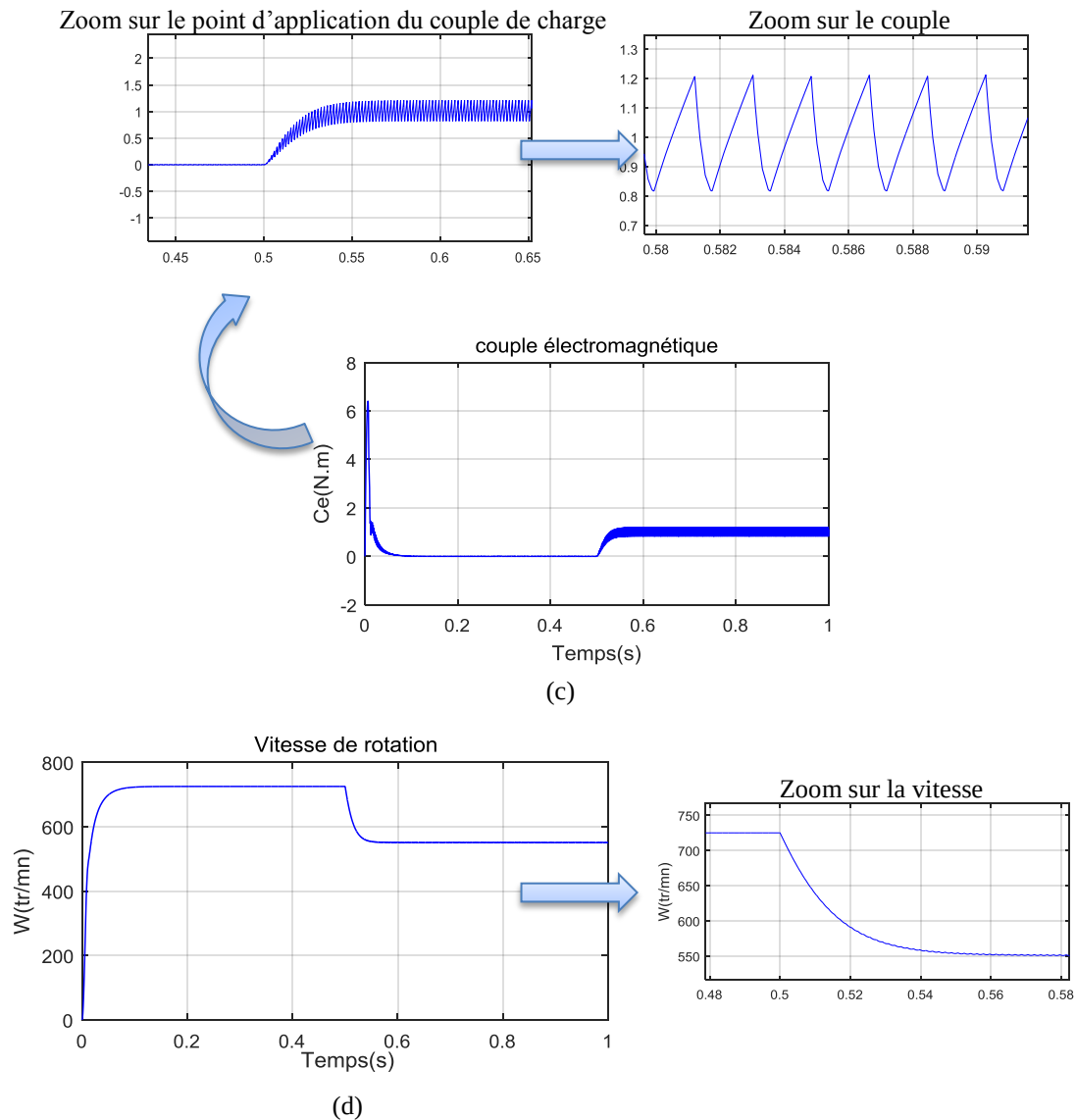


Figure II.20. Simulation du démarrage à vide et dynamique du moteur 2 : (a) FEM, (b) courant de phase, (c) couple électromagnétique et (d) vitesse de rotation

Les résultats obtenus montrent que l'application d'un couple de charge implique l'augmentation du courant et du couple électromagnétique, et de façon opposée, la vitesse de rotation diminue et atteint son régime permanent dans une durée de 0.05s.

La vitesse maximale de ce moteur est donnée sur la courbe de vitesse au démarrage à vide, elle vaut 720tr/mn, le moteur atteint cette vitesse à 0.07s.

Les limites de cette commande est que la contrôle en vitesse n'est pas envisageable si l'alimentation de l'onduleur est fixe (batterie par exemple) car la variation de la tension ne sera pas possible contrairement à une commande à MLI.

II.4.3. Commande 120 à MLI

Dans notre travail, nous avons introduit une MLI à fréquence fixe (20khz). La MLI permet à l'interrupteur de travailler en commutation. Nous avons exploré trois techniques de commande MLI [Tad12][Tad14][Tad10].

II.4.3.a. Commande Soft switching H_PWM/L_ON

La commande ``Soft switching`` consiste à appliquer la technique MLI aux transistors de l'étage du haut ou celui du bas de l'onduleur comme montré dans la figure (II.21) où la MLI est appliquée à l'étage du haut, cette technique permet de minimiser les pertes en puissance dans le convertisseur. [Tad12][Tad14].

À base des signaux de sorties du capteur à effet Hall, les signaux de commande des six transistors sont générés. Le principe de base à modéliser sur Matlab est proposé sur la figure II.21 [Tad12][Tad14]. Les signaux obtenus pour une commande pleine onde seront associés à la MLI en utilisant les opérateurs logiques.

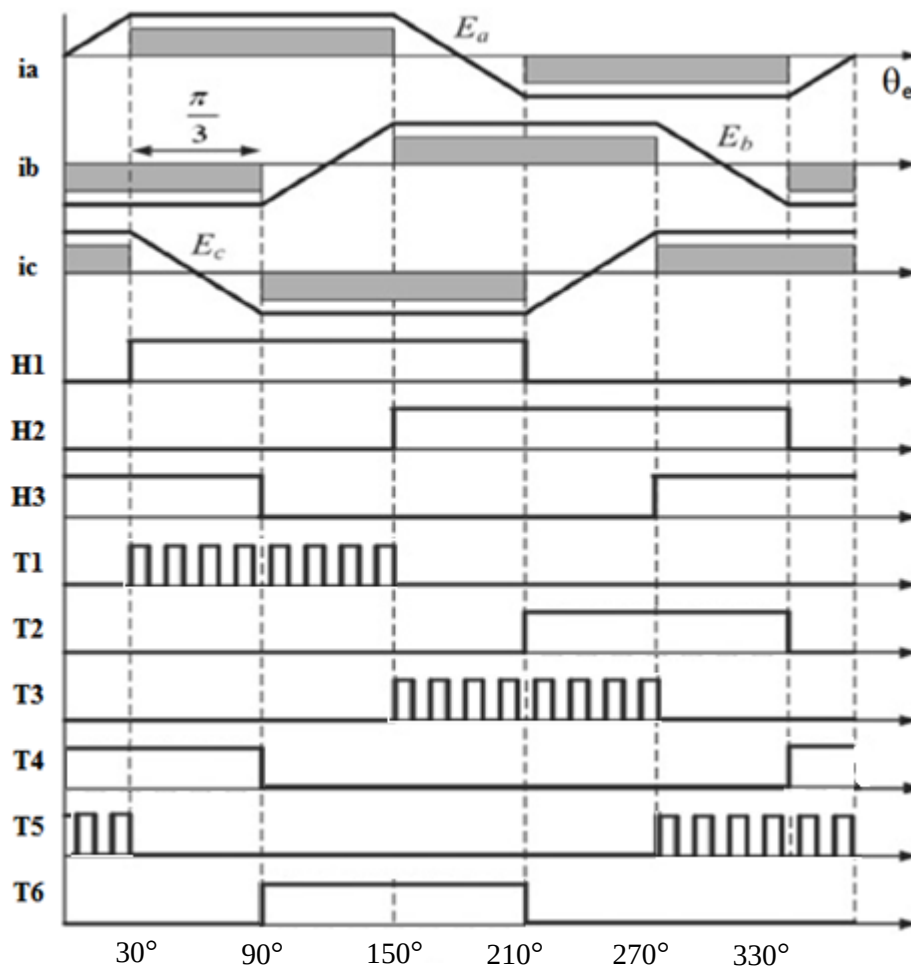


Figure II.21. Séquences de fonctionnement du système (commande soft switching)

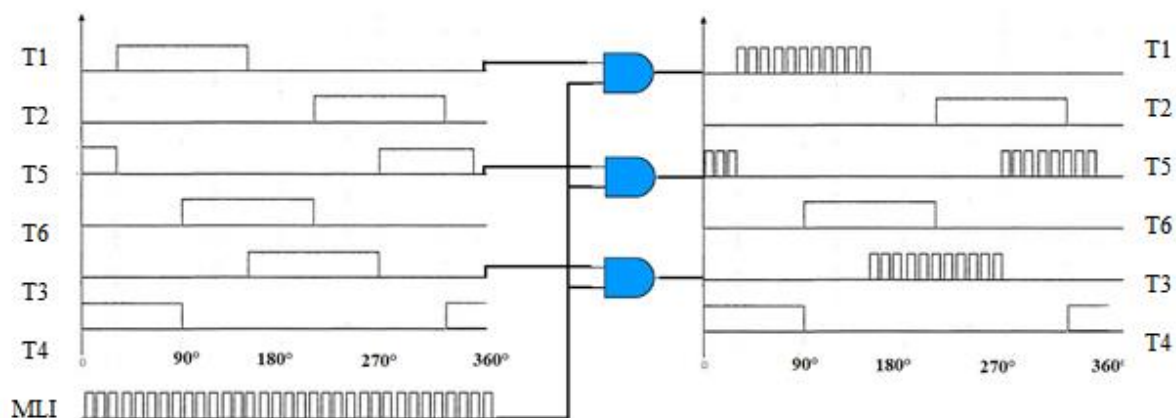


Figure II.22: Principe de la commande MLI soft des transistors

Le tableau II.2 montre les états logiques de la commande 120° MLI soft, le modèle sous Simulink est représenté sur la figure II.23

Tableau II.2 : Etat des interrupteurs pour une commande 120° à MLI soft

H1	H2	H3	T1	T2	T3	T4	T5	T6
1	0	0	PWM	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
1	1	0	OFF	OFF	PWM	OFF	OFF	ON
0	1	0	OFF	ON	PWM	OFF	OFF	OFF
0	1	1	OFF	ON	OFF	OFF	PWM	OFF
0	0	1	OFF	OFF	OFF	ON	PWM	OFF
1	0	1	PWM	OFF	OFF	ON	OFF	OFF

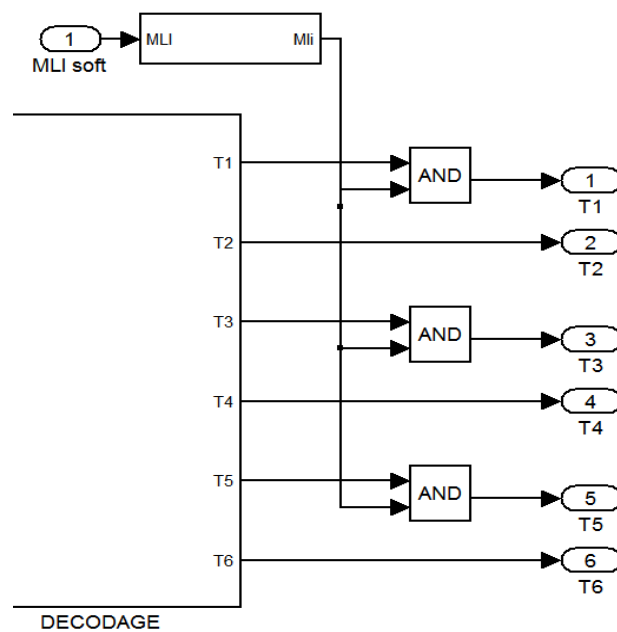


Figure II.23. Modèle de la commande MLI soft

Les résultats de la simulation pour la MLI soft avec une alimentation $V_{DC}=190V$ et un rapport cyclique de 50% sont représentés sur la Figure II.24. La machine démarre avec un couple de charge égale à 1N.m. Sur la figure II.25 sont représentés les résultats pour le moteur 2 alimenté avec une tension de 36v et un rapport cyclique de 50%, le couple de charge appliqué vaut 1N.m.

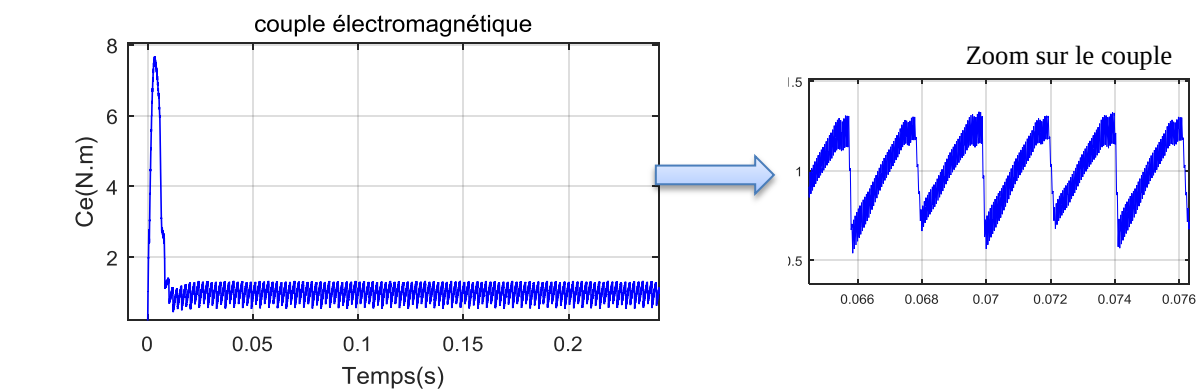
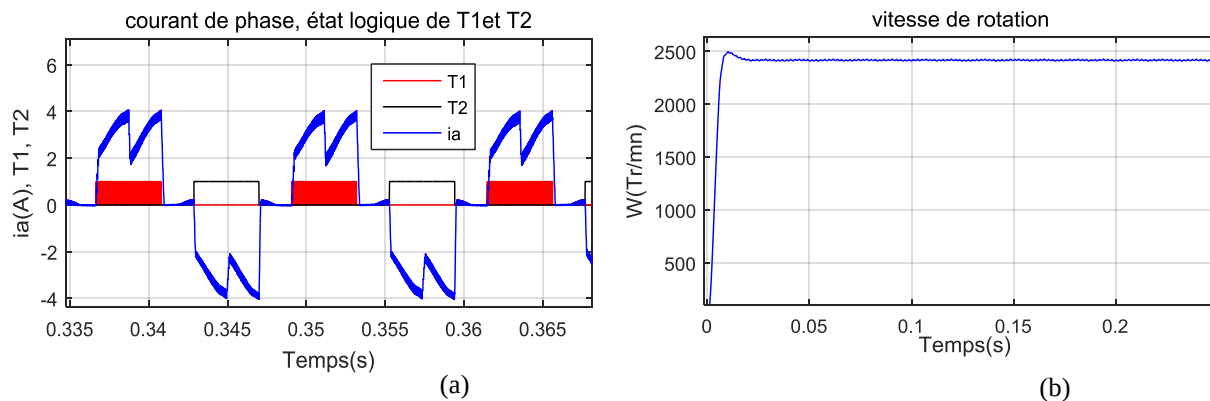


Figure II.24: simulation de l'essai en charge avec MLI soft pour le moteur1(a) courant de phase et états logiques des interrupteurs, (b) vitesse de rotation, (c) couple électromagnétique

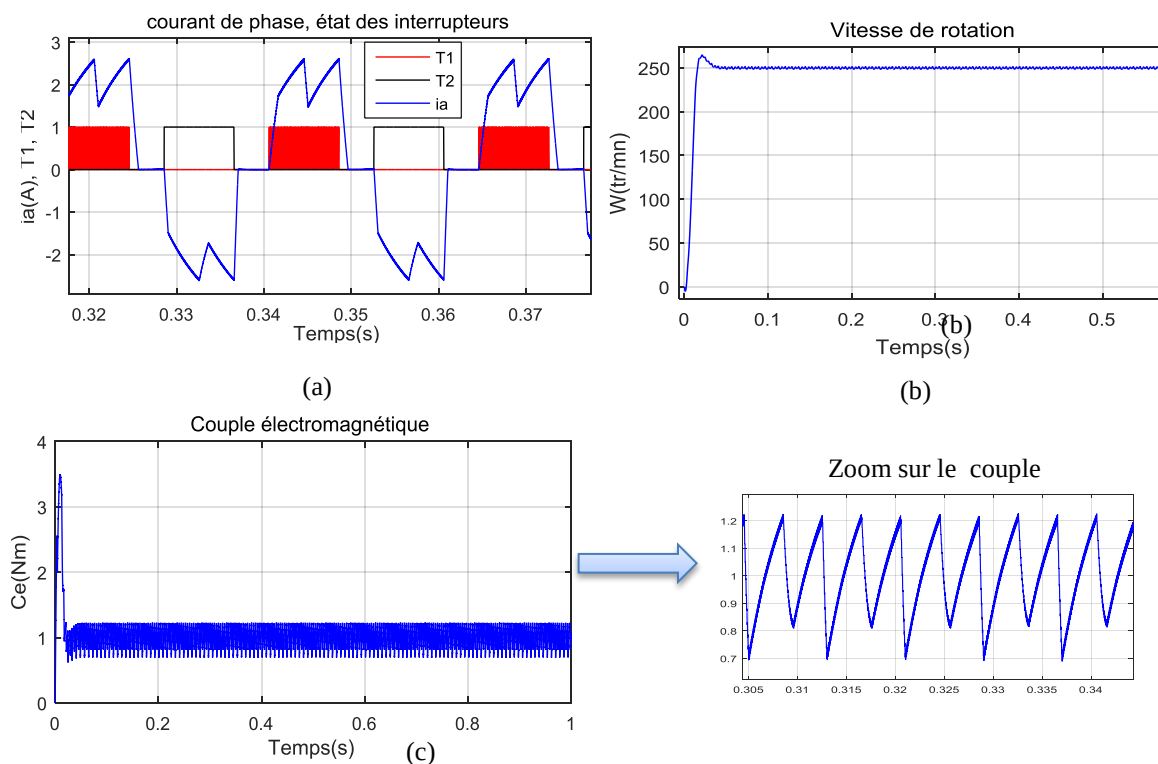


Figure II.25: Essai en charge avec MLI soft pour le moteur2(a) courant de phase et états logiques des interrupteurs, (b) vitesse de rotation (c) et couple électromagnétique

II.4.3.b Commande Hard switching H_PWM/L_PWM

La commande ``Hard switching`` consiste à appliquer la technique MLI à tous les transistors de l'onduleur (figure II.26) [Tad12][Tad14].

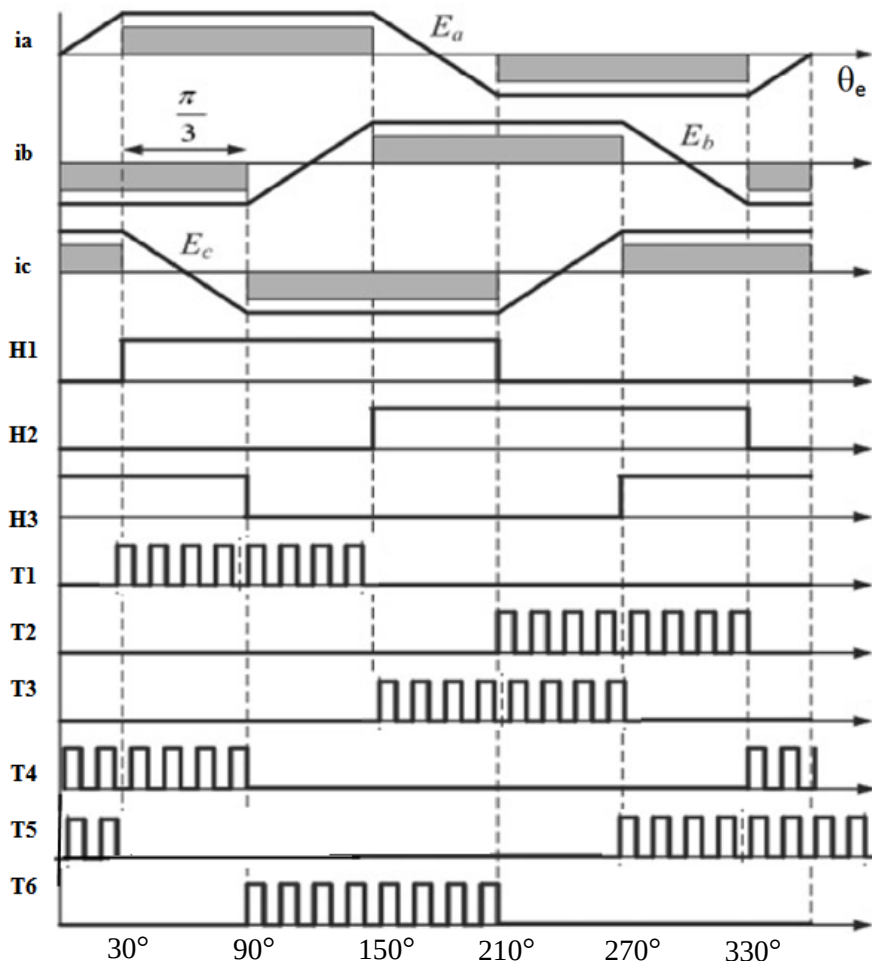


Figure II.26 Séquences de fonctionnement du système pour la commande hard

De manière similaire à la commande soft, Le principe de base à modéliser sur MATLAB est proposé sur la figure II.27. Les signaux obtenus pour une commande pleine onde seront associés à la MLI en utilisant les opérateurs logiques. [Tad12][Tad14].

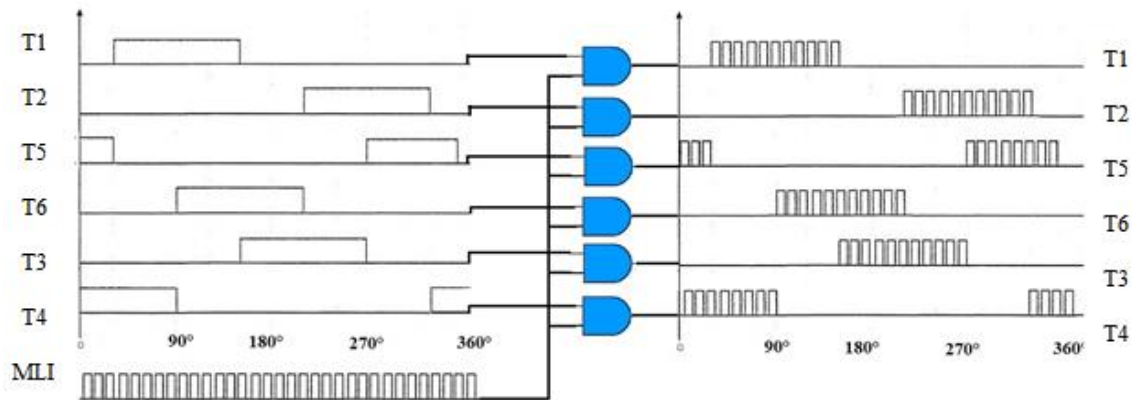


Figure. II.27 : Signaux de commande des transistors avec la MLI hard

Le tableau II.3 résume l'état des trois signaux du capteur à effet Hall et celui des 6 transistors

Tableau II.3 : état des interrupteurs pour une commande 120° à MLI hard

H1	H2	H3	T1	T2	T3	T4	T5	T6
1	0	0	PWM	OFF	OFF	OFF	OFF	PWM
1	1	0	OFF	OFF	PWM	OFF	OFF	PWM
0	1	0	OFF	PWM	PWM	OFF	OFF	OFF
0	1	1	OFF	PWM	OFF	OFF	PWM	OFF
0	0	1	OFF	OFF	OFF	PWM	PWM	OFF
1	0	1	PWM	OFF	OFF	PWM	OFF	OFF

Le modèle de simulation de la commande MLI hard sur SIMULINK est illustré la figure II.28 :

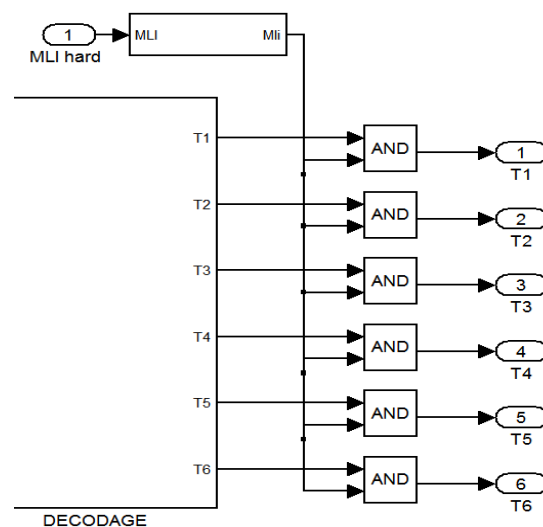


Figure II.28. Modèle de la commande MLI hard switching

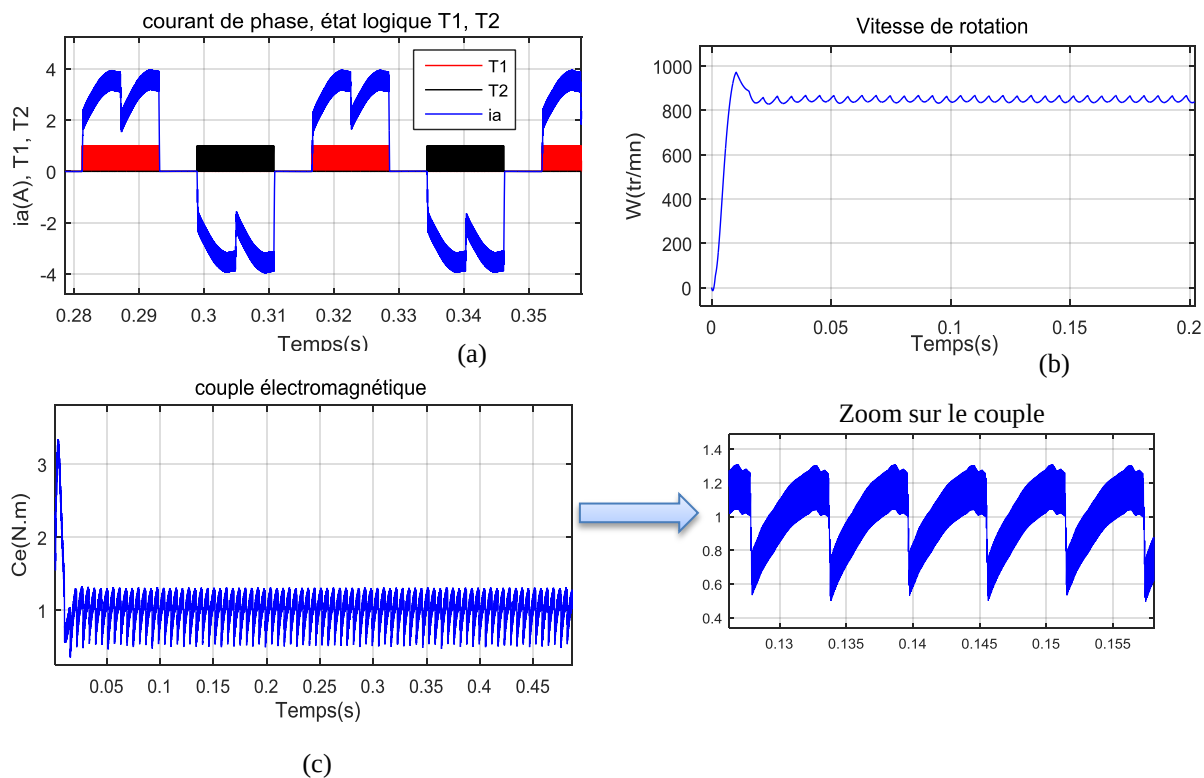


Figure. II.29 : Essai en charge avec MLI hard pour le moteur1, (a) courant de phase et états logiques des interrupteurs, (b) vitesse de rotation (c) et couple électromagnétique.

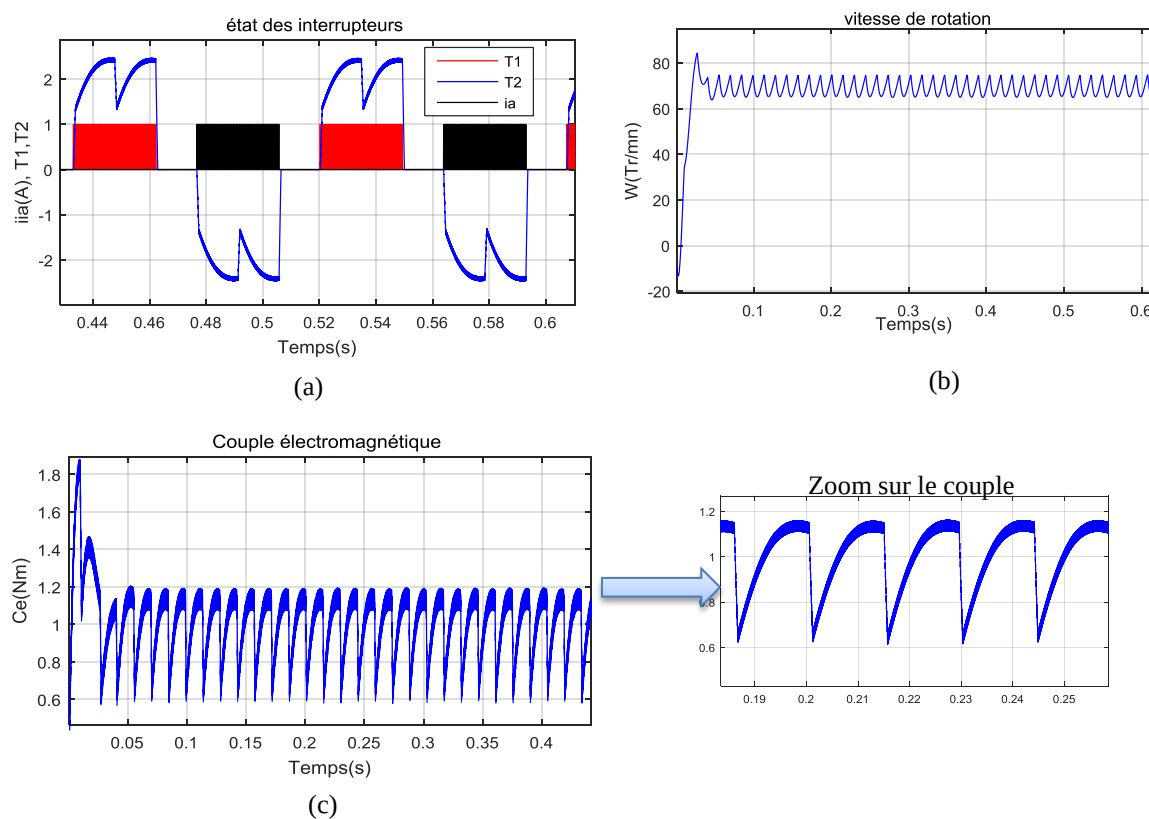


Figure. II.30: simulation en charge avec MLI soft pour le moteur 2, (a) courant de phase et états logiques des interrupteurs, (b) vitesse de rotation (c) et couple électromagnétique

Afin de voir le comportement de la BDCM avec cette commande, le démarrage de la machine 1 se fait sous un couple charge égale à 1N.m pour une alimentation $V_{DC}=190V$ et un rapport cyclique de 60%, Les résultats de la simulation de l'essai en charge sont portés Sur la figure II.29. Pour le moteur 2, les résultats pour une alimentation de 36V, un couple de charge de 1N.m et un rapport cyclique de 60% sont portés sur la figure II.30.

- La vitesse des deux machines est plus faible comparées à celles obtenues pour la commande soft ceci est dû au fait que les transistors de l'étage du bas fonctionnent en MLI et non pas à onde pleine.
- Les courants de phase et le couple électromagnétique sont très ondulés à cause de la commutation élevée de tous les transistors.

II.4.3.c. Commande MLI Mixte PWM_ON/ON_PWM

Dans cette technique de commande, nous avons appliqué une MLI sur une durée de 60° électriques du signal de commande des transistors en laissant la deuxième partie (60° restant) à l'état ON [Gua09]. Le principe de la commande est présenté sur la figure II.31.

L'état des transistors est choisi en fonction des capteurs H1, H2, H3. Le tableau suivant montre l'état des signaux de commande des transistors. Le modèle de cette commande sur Simulink présenté sur la figure II.32 concerne l'interrupteur T1, le principe est le même pour tous les autres interrupteurs.

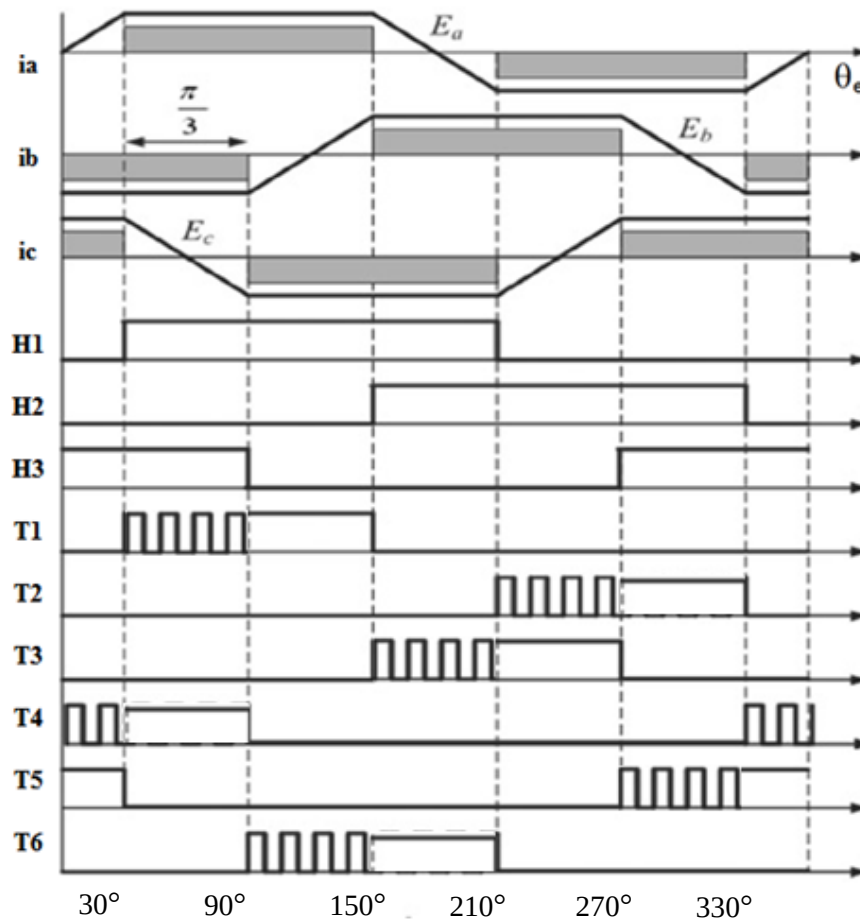


Figure II.31 Séquences de fonctionnement du système (commande MLI Mixte)

Tableau II.4 : Etat des interrupteurs pour une commande 120° à MLI mixte

H1	H2	H3	T1	T2	T3	T4	T5	T6
1	0	0	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	MLI
1	1	0	OFF	OFF	MLI	OFF	OFF	ON
0	1	0	OFF	MLI	ON	OFF	OFF	OFF
0	1	1	OFF	ON	OFF	OFF	MLI	OFF
0	0	1	OFF	OFF	OFF	MLI	ON	OFF
1	0	1	MLI	OFF	OFF	ON	OFF	OFF

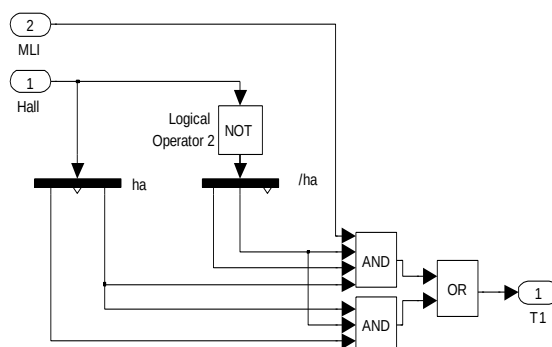


Figure II.32. Modèle de commande de T1

Les résultats de la simulation pour une alimentation $V_{DC}=190V$ et un rapport cyclique de 50% sont présentés sur la figure II.33. La machine 1 démarre avec un couple de charge égale à $1N.m$. Pour le moteur 2, la tension d'alimentation est de $36V$, le couple est de $1N.m$ et le rapport cyclique est fixé à 50%. Les résultats sont présentés sur la figure II.34.

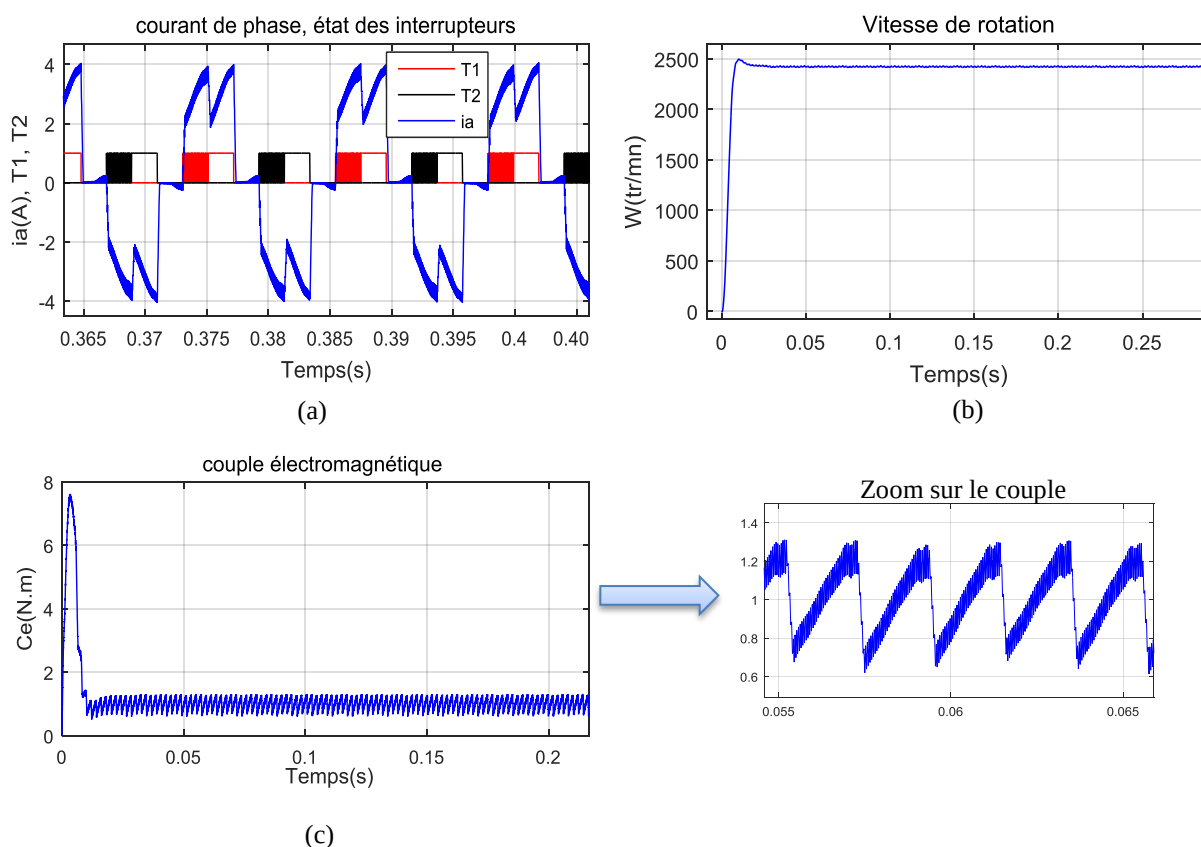


Figure II.33. Simulation en charge avec MLI mixte pour le moteur1, (a) courant de phase et états logiques des interrupteurs, (b) vitesse de rotation (c) et couple électromagnétique.

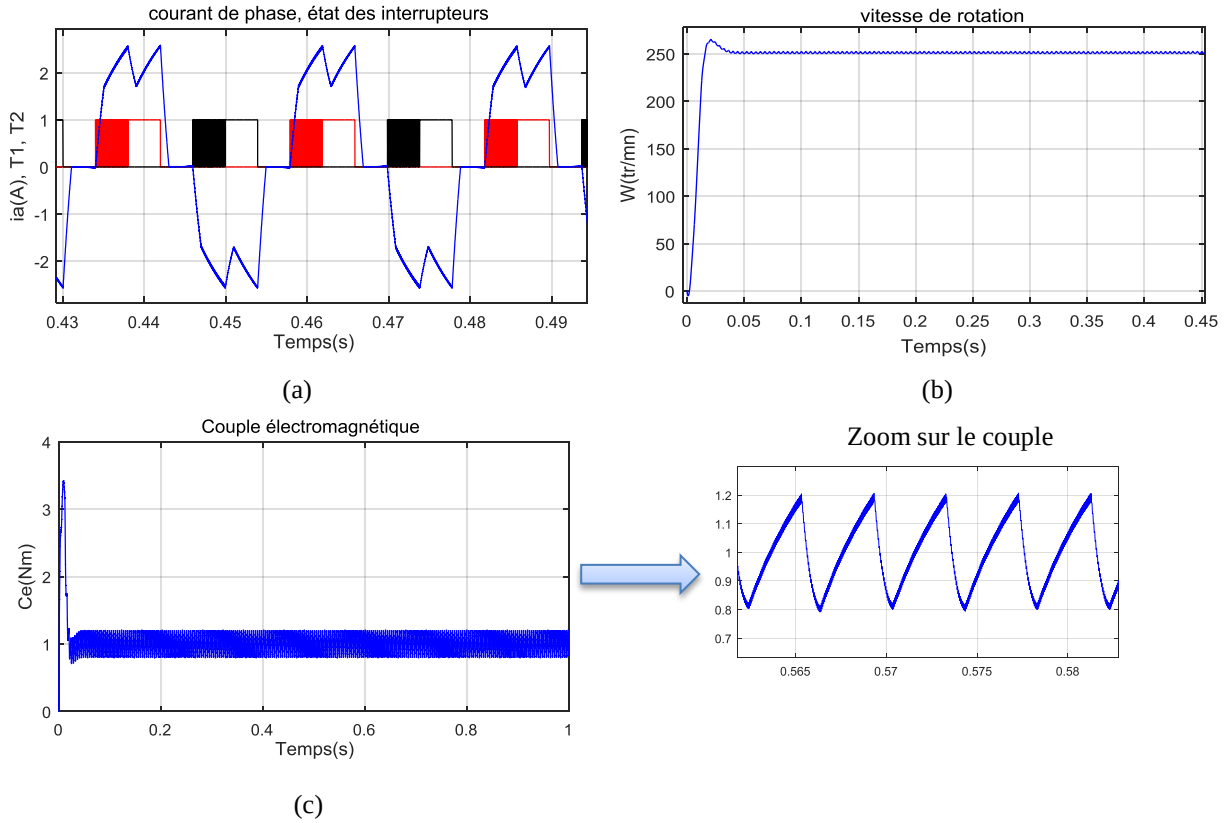


Figure II.34. Simulation en charge avec MLI mixte pour le moteur 2, (a) courant de phase et états logiques des interrupteurs, (b) vitesse de rotation (c) et couple électromagnétique

II.5 Etude de l'influence des stratégies de commande en boucle ouverte

Nous allons nous intéresser, dans cette partie, à l'influence des stratégies présentées précédemment sur les performances de la BDCM. Les grandeurs sur lesquels nous nous sommes basées afin de construire notre étude sont : Le taux d'ondulation du couple et le temps de réponses en vitesse.

Dans cette partie, la vitesse de rotation du rotor est fixée à la même valeur pour les trois techniques de commande (MLI soft, hard et mixte) et cela afin de pouvoir analyser l'influence des trois techniques de commande sur les performances de la machine. Des simulations sont effectuées pour trois gammes de vitesses : faible à 400 tr/mn, moyenne à 1000 tr/mn et grande à 3000 tr/mn) et pour différents couples de charge.

Les ondulations du couple sont calculées lorsque le régime statique est atteint à travers la loi II.28

$$\tau\% = \frac{C_{emax} - C_{emin}}{C_{emoy}} \times 100 \quad (II.28)$$

c. Etude des ondulations pour un fonctionnement à faible vitesse :

Dans cette partie, nous examinons les ondulations de couple pour une gamme de vitesse faible en fonction de trois stratégies MLI. La figure II.35 représente les résultats pour une vitesse de 400 tr/mn, $V_{dc}=90V$ et Couple résistant $C_r=0.3Nm$.

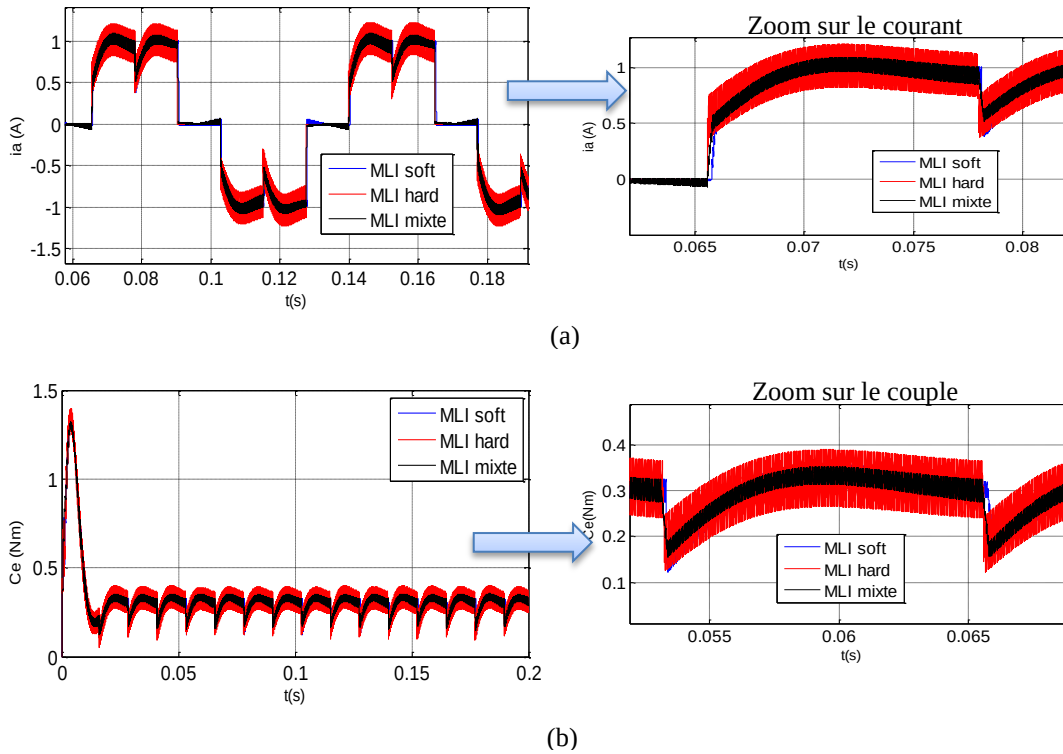


Figure II.35 : simulation pour différentes commandes MLI pour une vitesse de 400 tr/mn, (a) courant de phase et (b) couple électromagnétique

Les résultats portés sur la figure II.35 montrent qu'une différence existe entre ces techniques, et plus précisément entre la MLI (soft et mixte) et la MLI hard. Il est bien visible que la largeur de la bande du courant est celle du couple est plus importante pour une commande MLI hard.

Pour mieux apprécier la différence entre ces stratégies nous calculons le Taux d'ondulations du couple. Sur les figures II.36, II.37 et II.38 sont portés les formes du couple ainsi que leur $\tau\%$ pour une vitesse de 400tr/mn, $V_{dc}=45V$, $C_r=0.5Nm$.

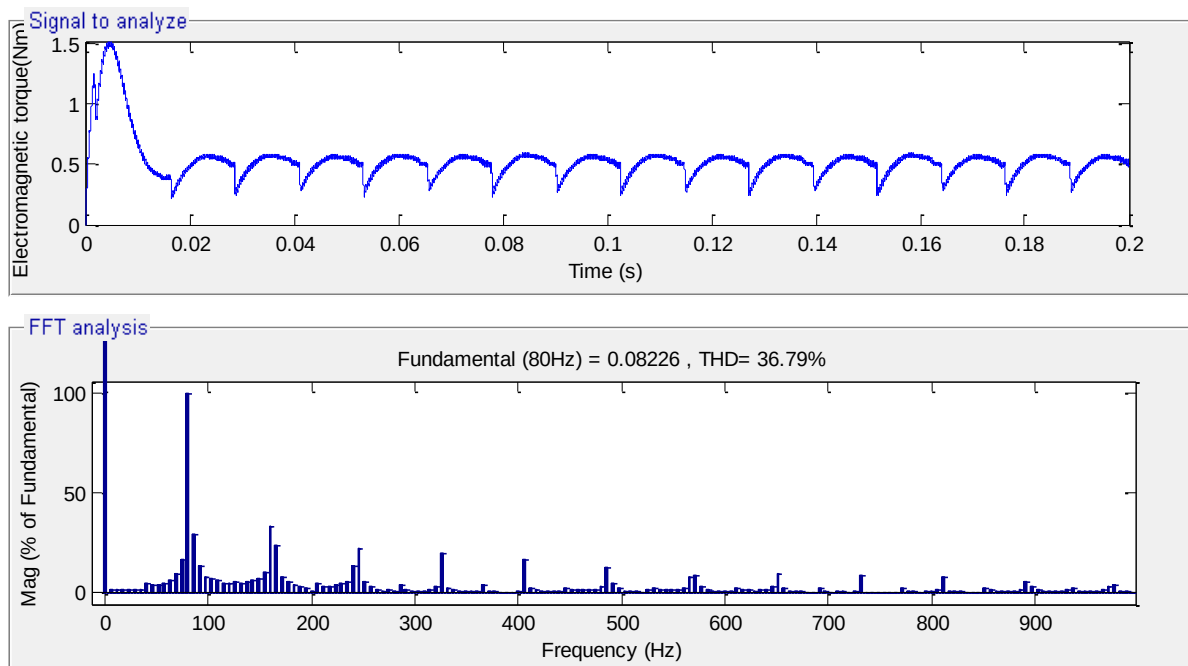


Figure.II.36: couple pour une commande soft pour un courant de phase de 2A et rapport cyclique 40%

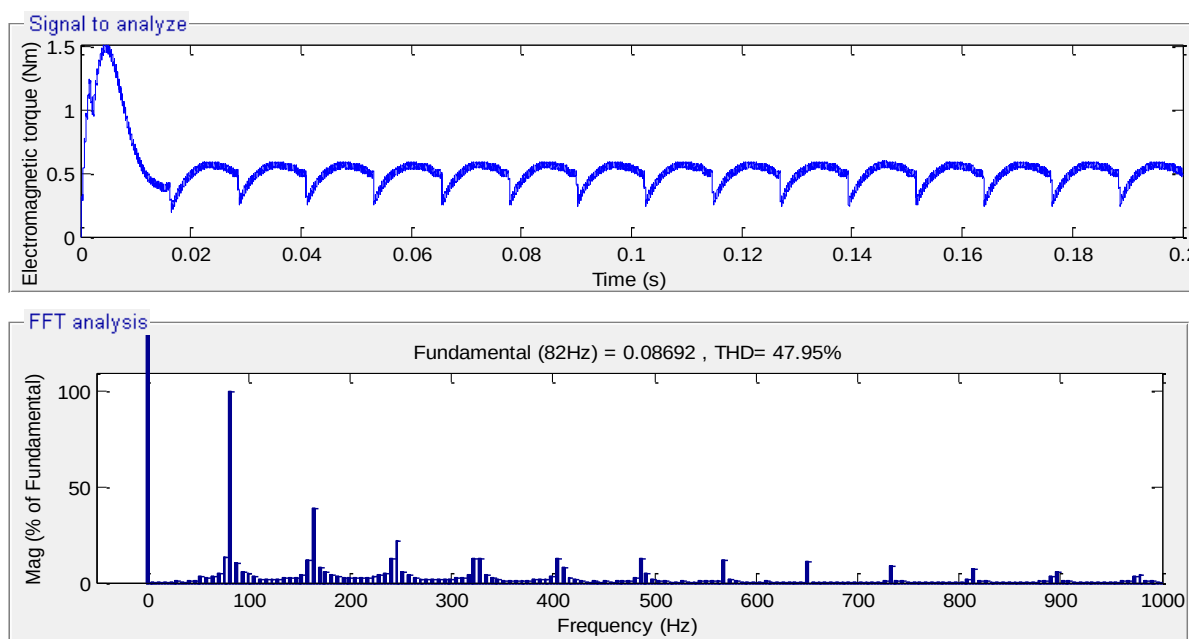


Figure II.37 : couple pour une commande hard pour un courant de phase de 2A et rapport cyclique 70%

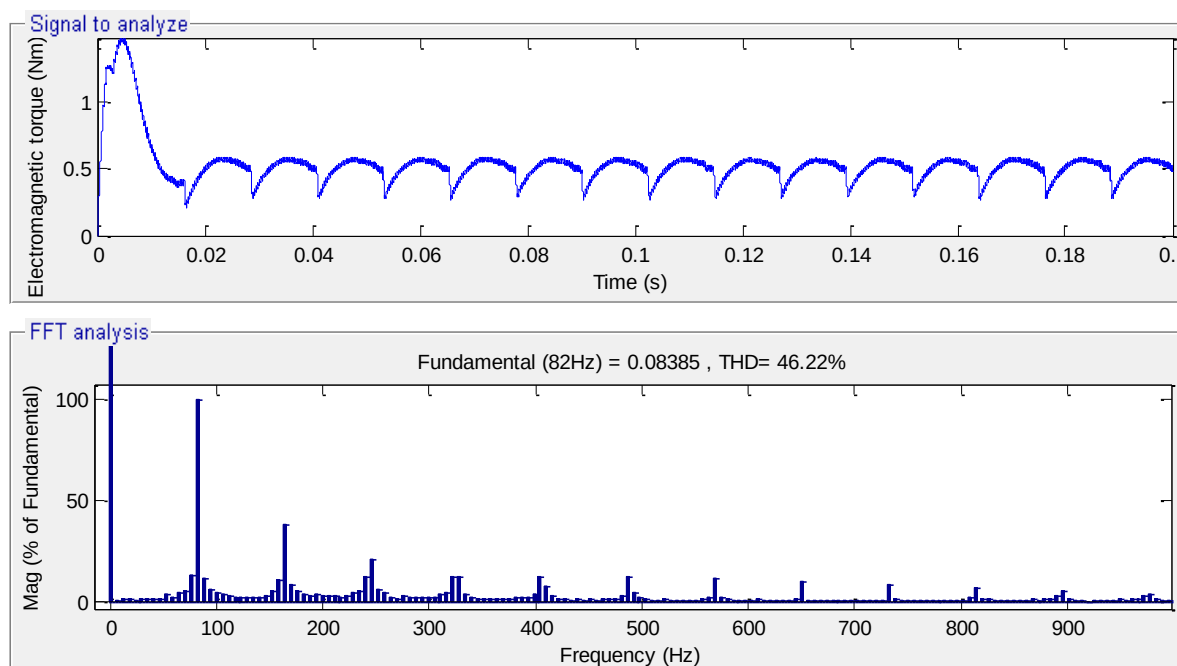


Figure II.38: Couple pour une commande mixte pour un courant de phase de 2A et rapport cyclique 40%

L'analyse spectrale a montré que pour le cas des faibles vitesses, la commande hard présente plus d'ondulation du couple par rapport aux autres. Pour résumer tous les essais que nous avons effectués, nous avons transcrit les valeurs suivantes : taux d'ondulation du couple électromagnétique ($\tau\%$) et temps de réponse en vitesse (tableaux II.5 et II.6).

Tableau II.5. Résultats pour un couple de charge de 0.3Nm, vitesse de 400tr/mn

	MLI MIXTE				MLI HARD				MLI SOFT			
Vdc (V)	α (%)	τ %	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ %	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ %	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)
30	54	60	400	15.88	77	64.5	400	15.95	54	63.6	400	15.95
60	27	60.7	400	15.83	63.5	81	400	15.89	27	69	400	15.98
90	18	62.33	400	15.81	59	92.3	400	15.86	18	71.3	400	15.99

Tableau II.6. Résultats pour un couple de charge de 0.7Nm, vitesse de 400tr/mn

	MLI MIXTE				MLI HARD				MLI SOFT			
Vdc (V)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)
30	65	53	400	17.11	82.5	55.5	400	17.13	65	55	400	17.22
60	32	53.43	400	16.35	66.3	65.3	400	17.15	32.5	59.4	400	17.29
90	22	54.43	400	17.31	60.7	71.2	400	16.79	21.6	60.8	400	17.3

Les tableaux II.5 et II.6 résument l'influence des trois techniques de commande (MLI hard, soft et mixte) sur les performances de la machine en termes de temps de réponse en vitesse ainsi que le taux d'ondulation du couple pour différentes conditions de fonctionnement. Pour mieux voir ces influences, nous avons tracé les caractéristiques $\tau = f(\alpha)$ et $\tau = f(V_{dc})$ présentées sur les figures II.39 et II.40

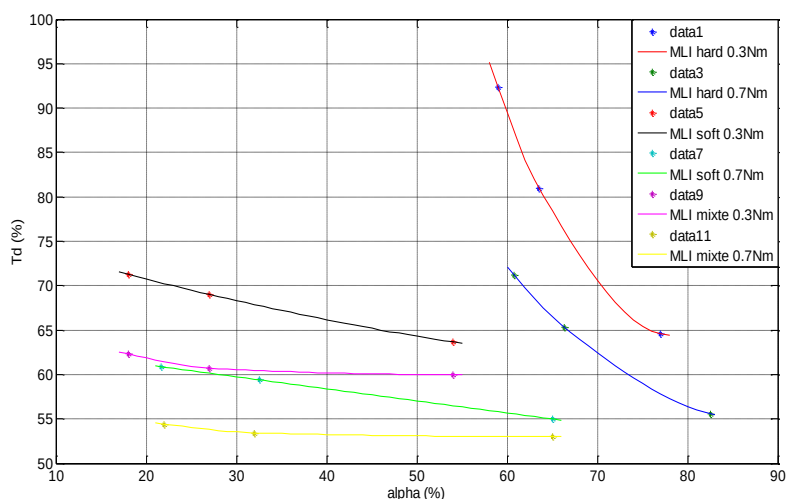


Figure II.39. Caractéristique taux d'ondulation du couple en fonction de rapport cyclique

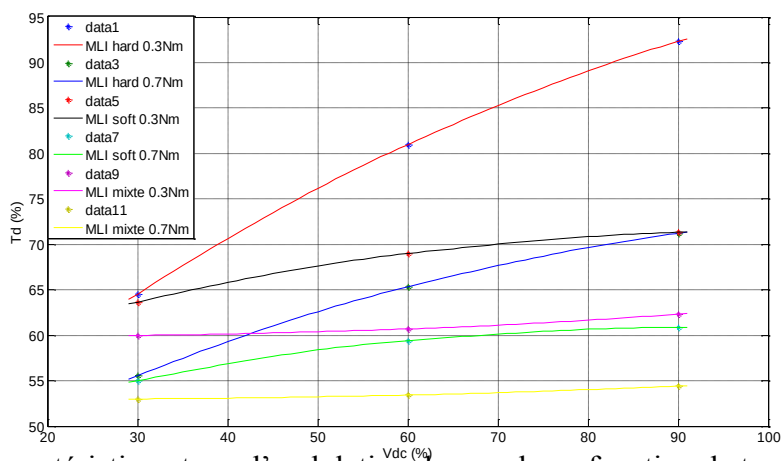


Figure II.40. Caractéristique taux d'ondulation du couple en fonction de tension d'alimentation

Les caractéristiques montrent que le taux d'ondulation du couple électromagnétique, pour les trois techniques de commande à MLI (MLI hard, soft et mixte) décroît en fonction du rapport cyclique, et inversement avec la tension d'alimentation pour les mêmes conditions la MLI mixte présente de meilleures performances (couple est moins ondulé). Le taux d'ondulation est plus faible avec des charges plus élevées.

D'après ces caractéristiques, l'évolution des ondulations du couple est faible comparée aux deux autres commandes, nous pouvons citer en exemple le tableau II.5 où la variation se fait de 53% à 54.43 % contrairement à la MLI soft qui est de 55% à 60.8% et plus importante encore dans le cas hard qui est de 55.5% à 71.2% .

Les deux Figures II.39 et II.40 confirment que cette variation est plus faible dans le cas soft et que les ondulations sont moins importantes.

Les réponses en vitesses sont sensiblement les mêmes pour ces trois commandes pour les basses vitesses.

d. Etude des ondulations pour un fonctionnement à moyenne vitesse :

Les résultats de simulation avec $V_{dc}=90V$, couple résistant $C_r=0.3Nm$ et une vitesse de 1000 tr/mn sont donnés sur Figure II.41.

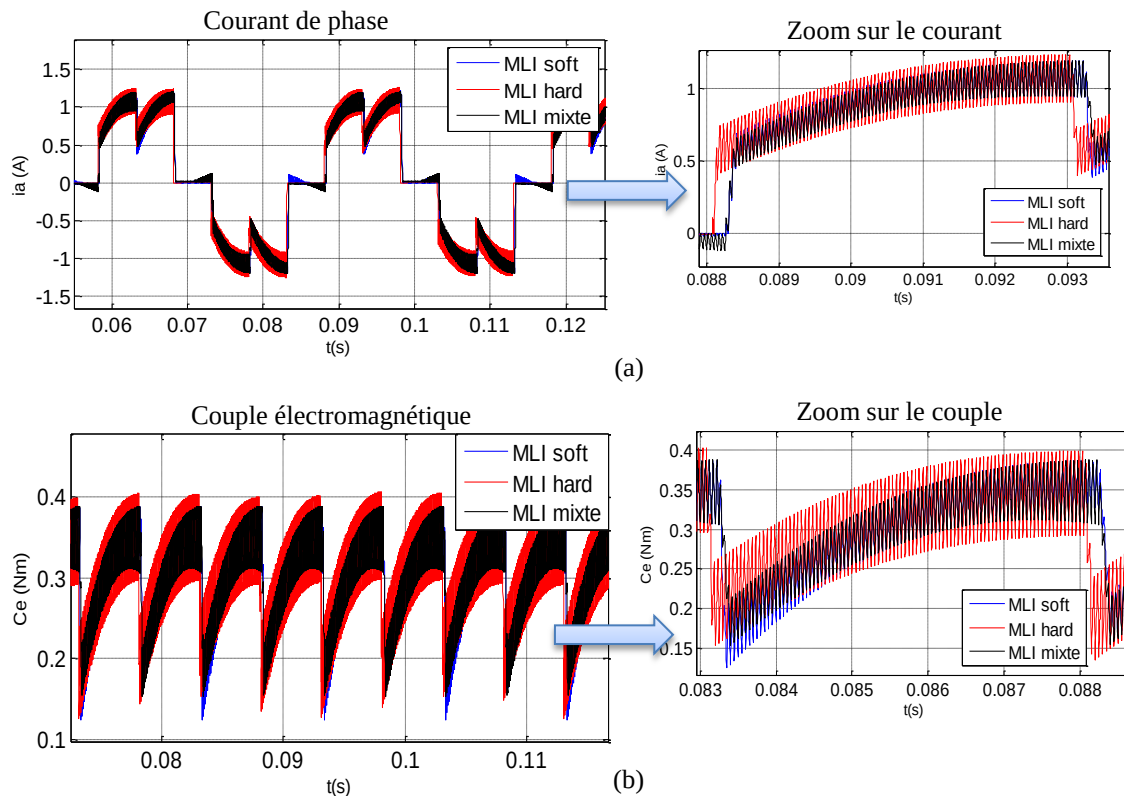


Figure II.41 : simulation pour différentes commandes MLI pour une vitesse de 1000 tr/mn
(a) courant de phase, (b) Couple électromagnétique

De même que pour les faibles vitesses, une différence existe entre ces techniques à moyenne vitesse. Nous remarquons que la bande de variation du courant et du couple est plus importante dans le cas MLI hard. Pour conclure concernant leurs effets sur d'autres points de fonctionnement, d'autres simulations sont menées.

Sur les figures II.42, II.43 et II.44 sont portés les résultats des couple ainsi que leur THD pour une vitesse de 1000tr/mn, $V_{dc}=45V$ et couple de charge $C_r=0.3Nm$.

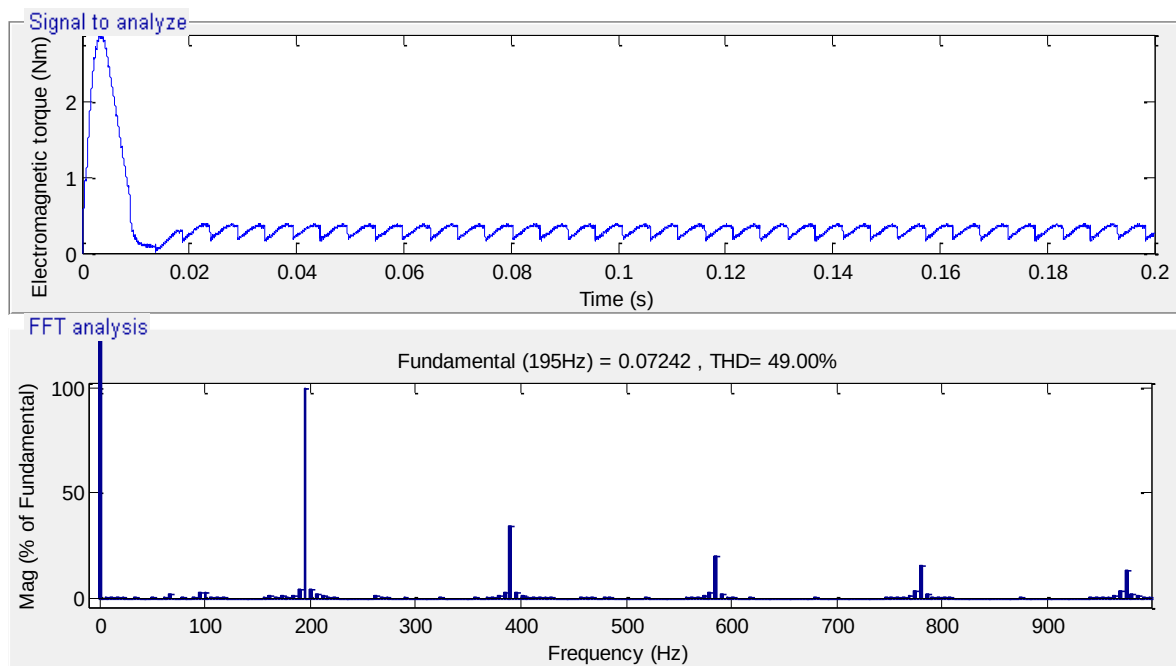


Figure II.42 : Couple pour une commande soft, courant de phase1A et rapport cyclique 80%

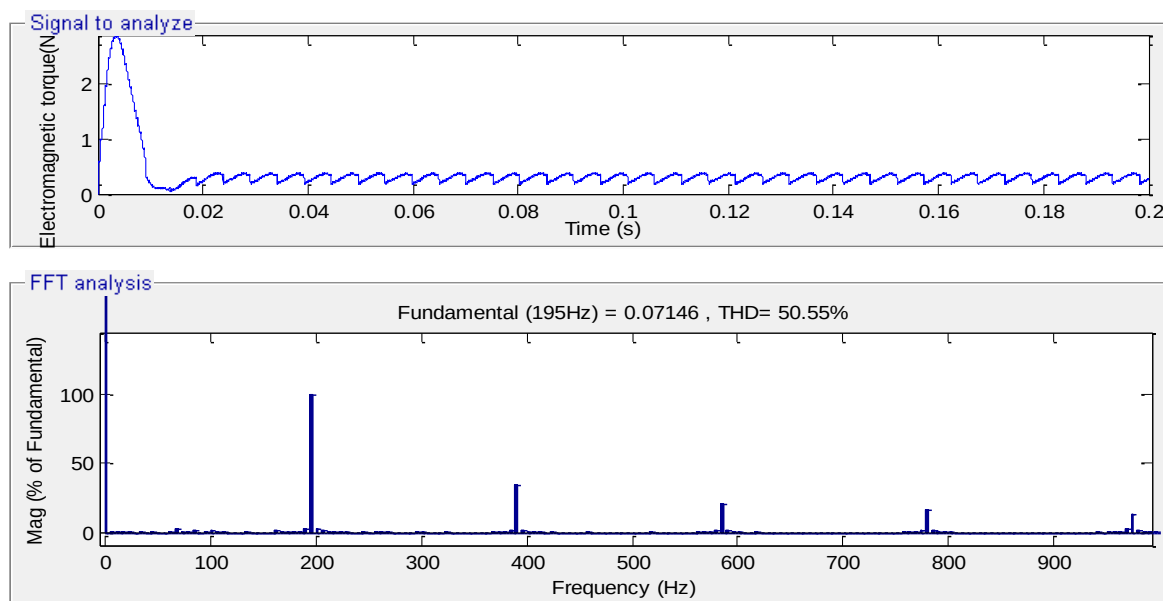


Figure II. 43: courant pour une commande hard, courant de phase1A et rapport cyclique 90%

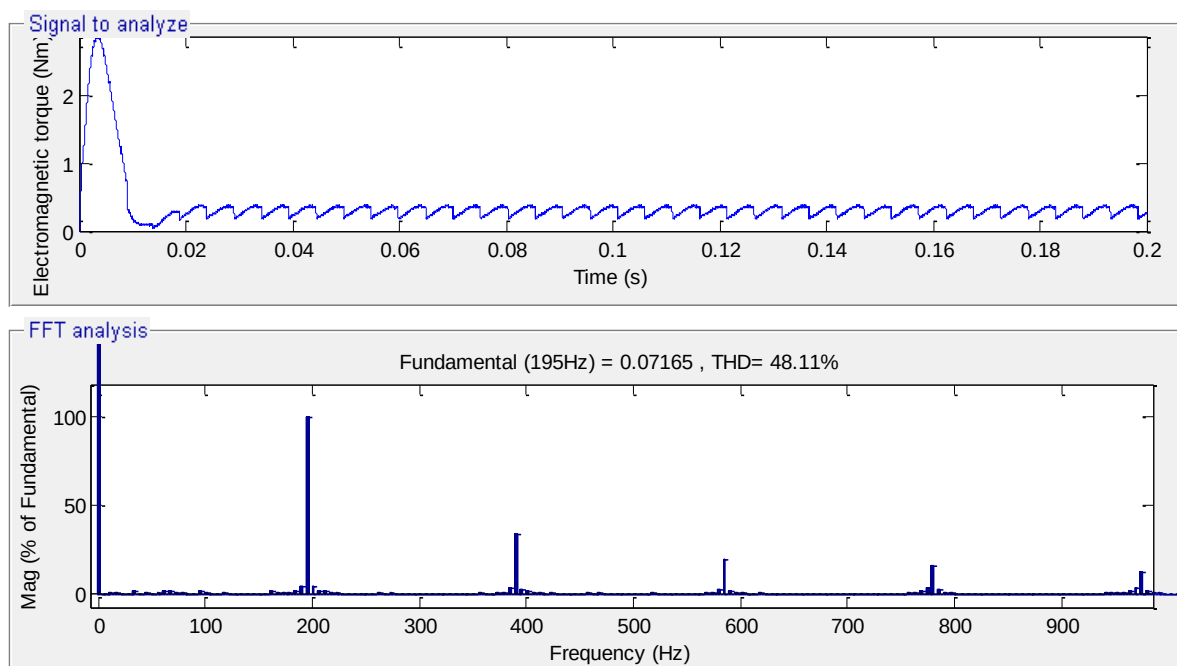


Figure II.44 : Couple pour une commande mixte, courant de phase1A et rapport cyclique 80%

L'analyse spectrale montre que pour le cas des moyennes vitesses la commande hard présente plus d'ondulation du couple par rapport aux autres. Pour résumer tous les essais que nous avons effectués, nous avons transcrits les valeurs suivantes : taux d'ondulation du couple électromagnétique ($\tau\%$), temps de réponse en vitesse (Tableaux II.7 et II.8).

Tableau II.7. Résultats pour un couple de charge de 0.3Nm et une vitesse de 1000tr/mn

	MLI MIXTE				MLI HARD				MLI SOFT			
Vdc (V)	α (%)	τ %	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ %	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ %	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)
45	82	61	1000	13.55	91	62	1000	13.55	82	62.33	1000	13.59
60	62	70.66	1000	13.65	80.5	71	1000	13	61.5	71.66	1000	13.59
90	41	77.33	1000	13.51	70.5	85	1000	13.56	41	78.66	1000	13.61

Tableau II.8. Résultats pour un couple de charge de 0.7Nm

	MLI MIXTE				MLI HARD				MLI SOFT			
Vdc (V)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)
45	91	52.7	1000	14	95.3	52.8	1000	14.06	90.5	53.14	1000	14.02
60	68	54.3	1000	13.98	84	58.5	1000	14.08	67.87	56.85	1000	14.05
90	45	57.7	1000	14.04	72.6	65.2	1000	13.95	45.25	61.71	1000	14.03

Les tableaux II.7 et II.8 montrent l'influence des trois techniques de commande (MLI hard, soft et mixte) sur le taux d'ondulation du couple et le temps de réponse en vitesse pour des différentes conditions de fonctionnement. Nous avons tracé les caractéristiques $\tau = f(\alpha)$ et $\tau = f(V_{dc})$ présentées sur les figures II.45, III.46 qui nous permettent de voir mieux les variations des taux d'ondulation du couple.

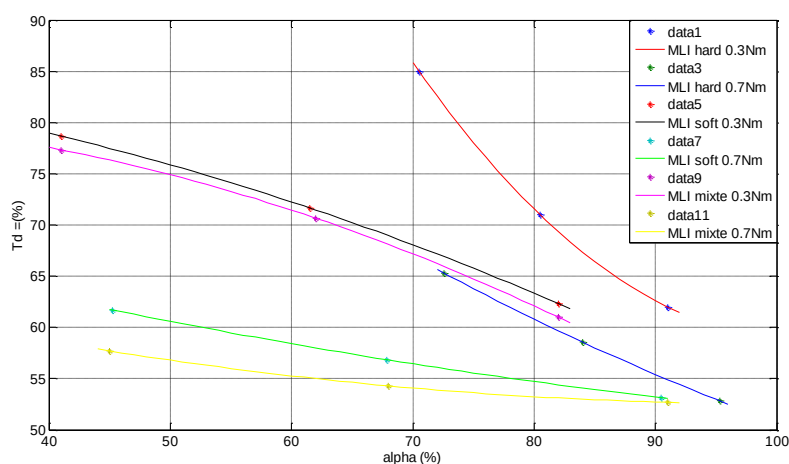


Figure II.45. Caractéristique taux d'ondulation du couple en fonction de rapport cyclique

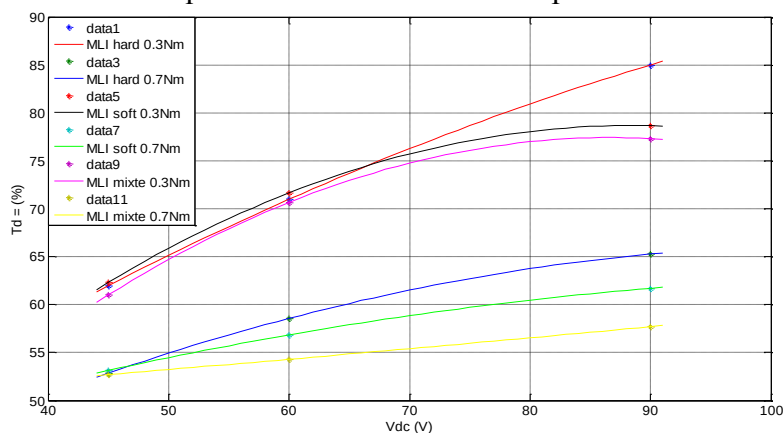


Figure II.46. Caractéristique taux d'ondulation du couple en fonction de la tension d'alimentation

Le taux d'ondulation du couple électromagnétique décroît en fonction du rapport cyclique pour les trois techniques de commande, croît en fonction de la tension d'alimentation. En augmentant la charge, les ondulations du couple se rapprochent (figure II.45).

Pour un fonctionnement à moyenne vitesse l'influence des deux techniques (MLI soft et mixte) se rapproche. Le taux d'ondulation est moins élevé avec des charges plus élevées.

La commande mixte permet d'avoir des croissances minimales d'ondulation en comparant aux deux autres commandes.

Les ondulations du couple restent les plus faibles avec MLI Mixte et plus importantes avec MLI hard. Les temps de réponses restent rapprochés pour cette vitesse.

e. Comparaison pour un fonctionnement à grande vitesse

Pour les grandes vitesses, l'étude est faite avec les conditions suivantes : sur la figure II.47 sont portés les résultats obtenus en grandes vitesse pour une alimentation de 190V et des couples de charge de 1.5Nm.

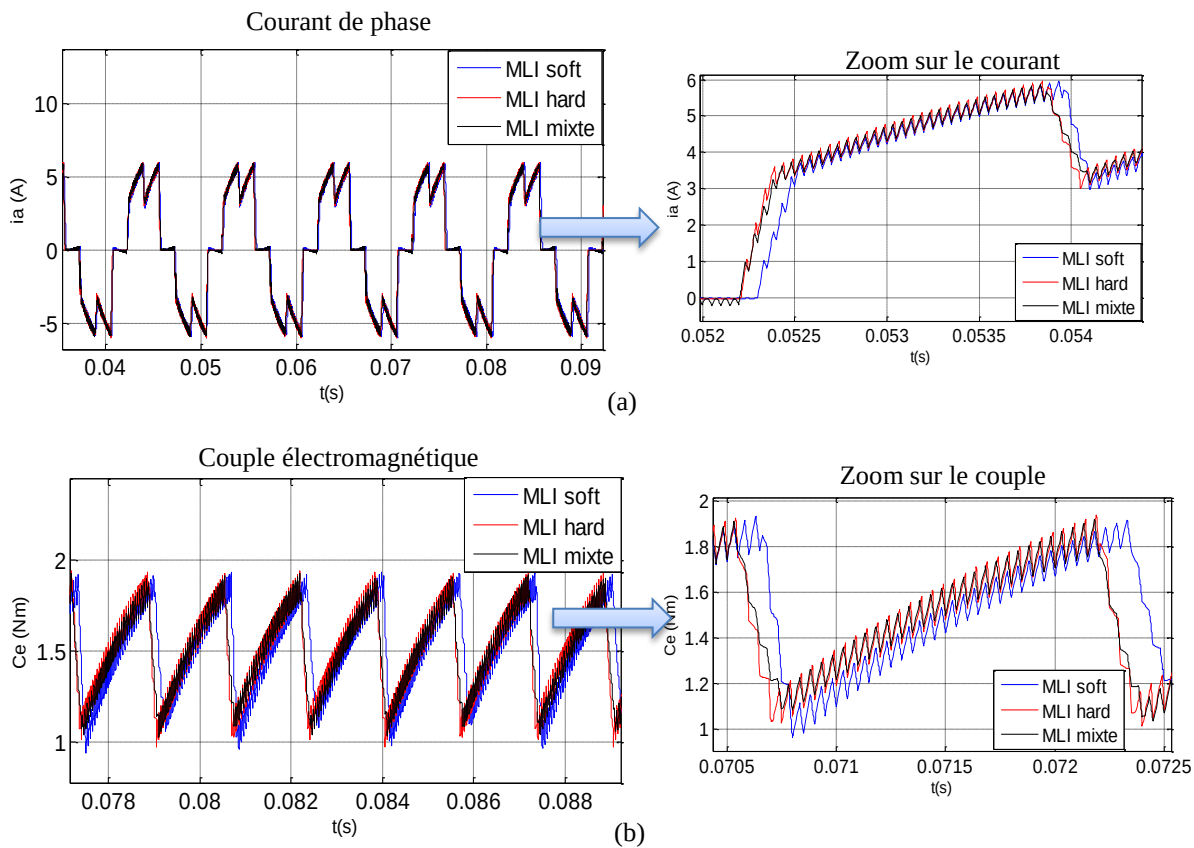


Figure II.47 : Résultats avec une vitesse de 3000 tr/mn, (a) courant de phase et (b) couple électromagnétique

La forme des courants et du couple électromagnétique se rapproche dans le cas d'une charge et vitesse élevées, les autres valeurs obtenues en simulation pour d'autres points de fonctionnement sont données sur les tableaux II.9, II.10 et II.11

Tableau II.9. Résultats pour un couple de charge de 0.3Nm, vitesse 3000tr/mn

	MLI MIXTE				MLI HARD				MLI SOFT			
Vdc (V)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)
150	74	65.7	3000	7.27	87.2	68.5	3000	7.342	74.6	67.1	3000	7.245
190	59	72	3000	7.22	79.5	80.7	3000	7.377	58.9	80	3000	7.239

Tableau II.10. Résultats pour un couple de charge de 0.7Nm, vitesse 3000tr/mn

	MLI MIXTE				MLI HARD				MLI SOFT			
Vdc (V)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)
150	71	88.33	3000	7.46	85.5	90	3000	7.66	71	91.6	3000	7.527
190	56	98.33	3000	7.48	78	115	3000	7.741	56	110	3000	7.553

Tableau II.11. Résultats pour un couple de charge de 1.5Nm, vitesse 3000tr/m

	MLI MIXTE				MLI HARD				MLI SOFT			
Vdc (V)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)
150	82	54	3000	7.08	91	54.6	3000	7.103	82	54.6	3000	7.111
190	64	56.33	3000	7.095	82.5	62	3000	7.145	64.6	59.6	3000	7.102

D'après les tableaux ci-dessus nous remarquons une légère déférence entre les trois techniques de commande de point de vu ondulation de couple, pour mieux voir les variations nous avons tracé les figures II.48, II.49.

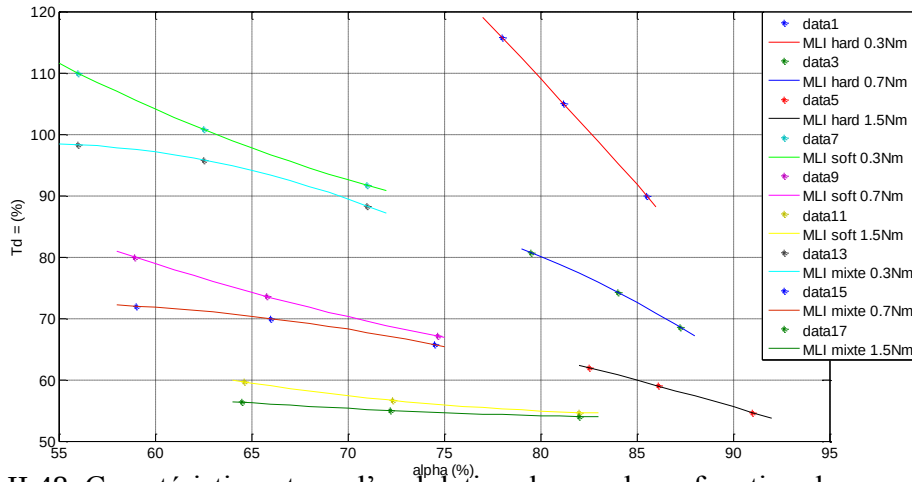


Figure II.48. Caractéristique taux d'ondulation du couple en fonction du rapport cyclique

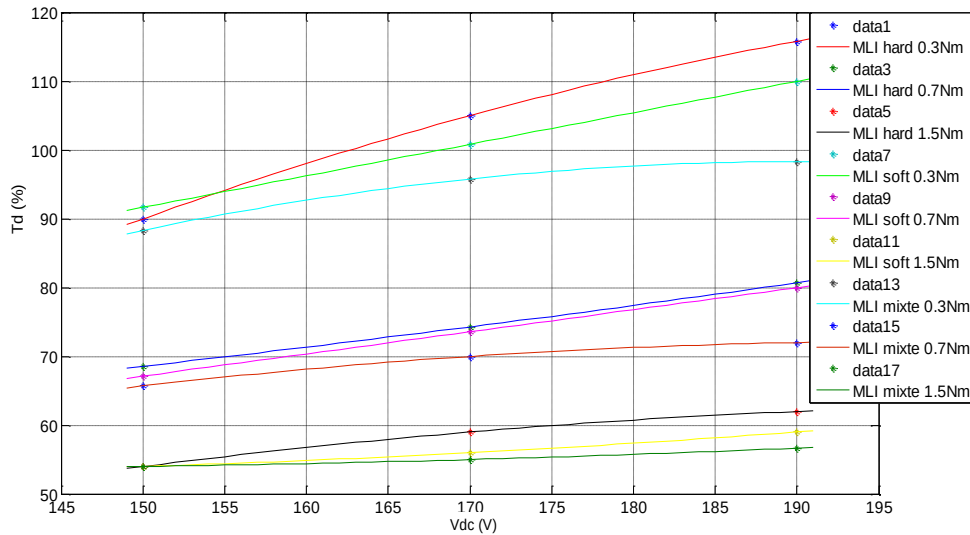


Figure II.49. Caractéristique taux d'ondulation du couple en fonction de la tension d'alimentation

Pour le fonctionnement de la machine à grande vitesse, la différence entre les trois techniques de commande MLI reste la même : le couple électromagnétique avec une commande MLI mixte est le moins ondulé la commande hard garde toujours sa propriété d'engendrer plus d'ondulation. Pour les faibles charges et tension d'alimentation nominale les ondulations sont plus élevées.

Les ondulations croient avec la tension d'alimentation et sont plus faibles avec une charge de 1.5 Nm.

Les résultats de simulation effectués ont révélé que ces les techniques MLI ont un effet important sur les ondulations de couple liés à la commutation. La meilleure commande présentant moins d'ondulation est la MLI mixte (PWM_ON/ON_PWM). Quant à la technique hard (H_PWM/L_PWM) les ondulations du couple sont plus importantes et les réponses en vitesses sont légèrement plus lentes que les deux autres.

Cette étude a été menée aussi pour le moteur 2 afin de confronter les résultats et de vérifier l'impact de ces stratégies sur les ondulations du couple. Effectivement, les simulations sur plusieurs points de fonctionnement rejoignent celles obtenues pour le moteur 1 (Dont deux points de fonctionnements sont présentées sur le tableau II.12).

Tableau II.12. Résultats d'essais du moteur 2 pour un couple de charge de 1Nm, vitesse 200tr/mn

	MLI MIXTE				MLI HARD				MLI SOFT			
Vdc (V)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)	α (%)	τ (%)	vitesse (tr/mn)	Tr (ms)
36	41	40	200	32	71	50	200	35	42	40	200	31
24	63	40	200	35	81	44	200	35	62	44	200	32

II.6. Commande de la BDCM en boucle fermée

La commande en boucle fermée consiste à placer un régulateur dans le système de commande qui permet de maintenir ou réguler une grandeur de la machine (vitesse, couple) par une référence imposée par l'utilisateur.

La commande pleine onde ne permet pas la variation de la vitesse, pour cela, un régulateur qui contrôle la vitesse par la variation du rapport cyclique de MLI ne peut pas s'appliquer. De ce fait, la régulation ne se fait qu'avec les commandes MLI. Les régulateurs utilisés sont des régulateur PI car ils sont simples et répondent parfaitement aux besoins d'une commande en vitesse. Le calcul des paramètres du régulateur est donné en annexe 2, le schéma fonctionnel de la commande en boucle fermée est donné sur la figure II.50

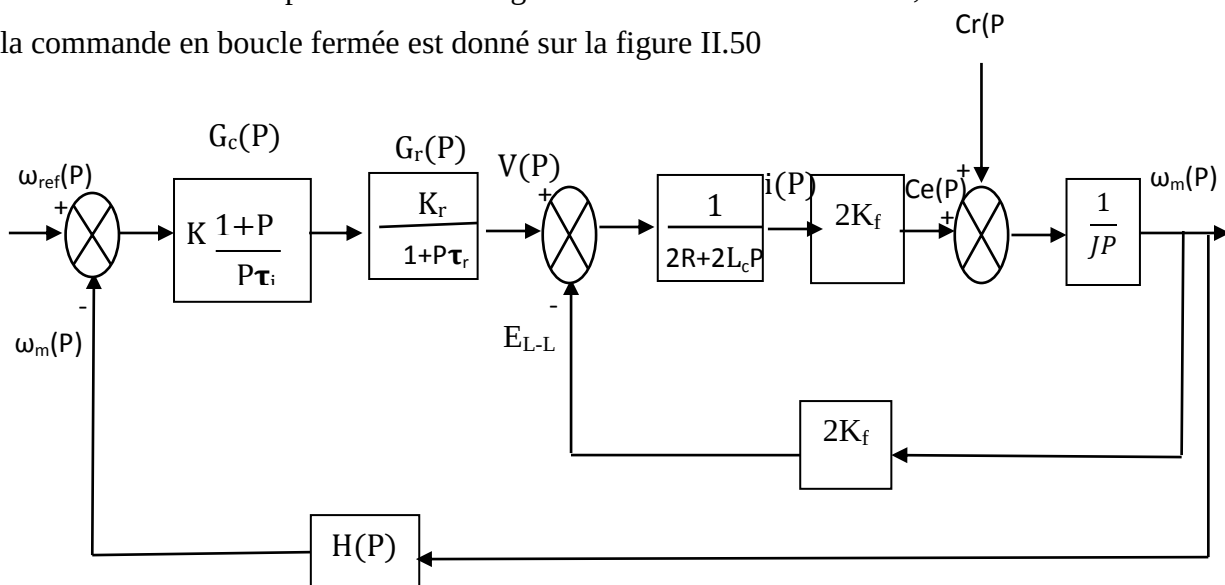


Figure II.50. Schéma bloc du système équivalent en boucle fermée

Les résultats de la simulation pour la régulation de maintien ($V_{DC}=50V$, $w_{ref}=1000tr/mn$, la machine démarre à vide, un couple de charge égale à $0.5N.m$ est appliqué à l'instant $0.25s$.

Sur la figure. II.51 sont représentés la vitesse de rotation et le couple électromagnétique

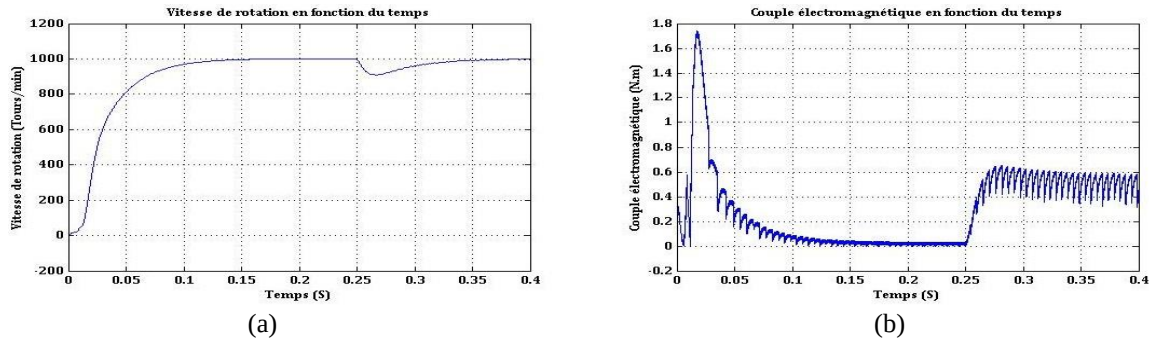


Figure II.51 : simulation de maintien de vitesse, (a)vitesse de rotation et (b) couple électromagnétique

Les résultats de la simulation pour la régulation de correspondance ($V_{DC}=50V$, couple de charge $C_r=0.5N.m$, $w_{ref}=1000tr/mn$, on change la consigne à $800tr/mn$ à l'instant $0.25s$). Sur la figure II.52 sont représentés la vitesse de rotation et couple électromagnétique.

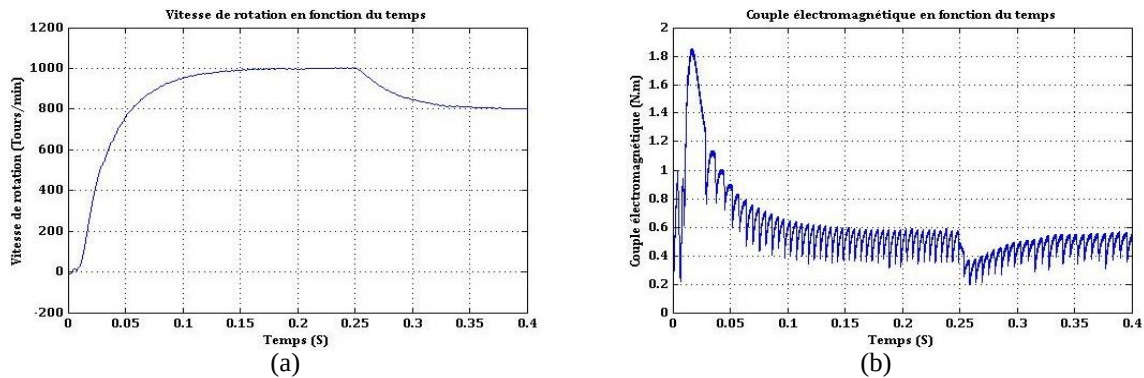


Figure II.52 : essai de correspondance, (a)vitesse de rotation et (b) couple électromagnétique

Le régulateur assure la régulation de maintien : la vitesse reste constante à $1000tr/mn$ malgré la perturbation du couple de charge appliqué. Le régulateur assure aussi la régulation de correspondance : la vitesse suit la consigne lors de changement de 1000 à $800 tr/mn$.

Comparaison avec la régulation avec MLI hard :

Les résultats de la simulation pour la régulation de maintien avec $V_{DC}=50V$ et $w_{ref}=1000tr/mn$, la machine démarre à vide, un couple de charge égale à $0.5N.m$ est appliqué à l'instant $0.2s$. Sur la figure II.53 sont représentés la vitesse de rotation et couple électromagnétique.

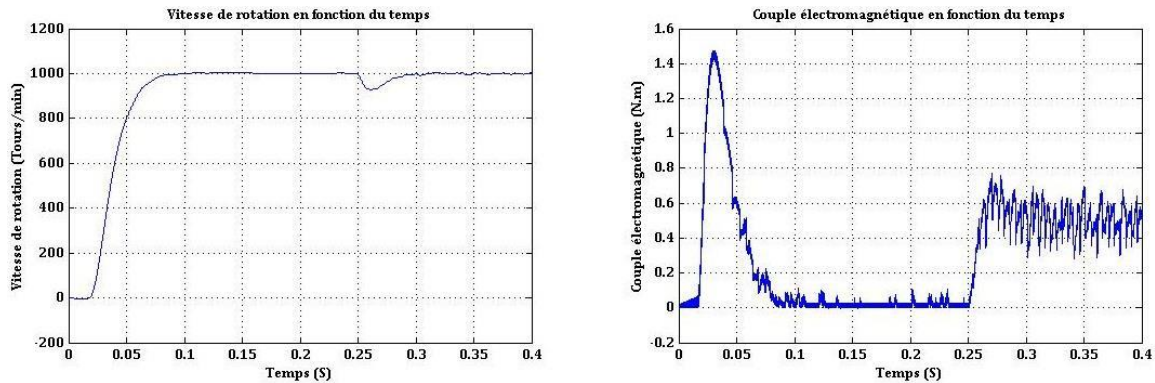


Figure. II.53: Simulation de maintien avec commande hard, (a)vitesse de rotation et (b) couple électromagnétique

Sur la courbe de vitesse, Le temps de repense au démarrage avec MLI hard est inférieur au temps de repense de démarrage avec MLI mixte.

Le régulateur maintien la vitesse de rotation à la référence rapidement par rapport à la régulation avec MLI mixte.

II.7. Commande 120° de la BDCM sans capteur de position

L'introduction du capteur de position diminue la fiabilité du système et introduit des contraintes supplémentaires c'est pour cela que la configuration du système sans capteur est très recherchée, surtout dans des systèmes embarqués.

La commande sans capteur se base sur le passage par zéro de la force contre-électromotrice aux bornes de la bobine non alimentée, détectée afin de réaliser la commande sans capteur. Cependant, pour avoir un angle de calage nul, le plateau de la FEM doit être synchronisé avec celui du courant de phase. Par conséquent, vu que le plateau de la FEM est détecté par le capteur à effet Hall, ce point correspond au point de commutation.

Nous avons le choix entre deux méthodes afin de déterminer le point de commutation :

- (i) Retarder la commutation de 30° électrique (voir Figure I. 9, entre ZCD et le point de commutation 30°) Le temps est mesuré entre les deux derniers passages par zéro et utilisé comme base de temps pour la prochaine commutation qui doit se produire. Cette solution fonctionne bien à vitesse constante mais pas très bien lorsque des changements de vitesse se produisent. Si la vitesse est soudainement changée (accélération ou décélération), une commutation peut être ratée et le couple sera perturbé, la solution (ii) est dans ce cas la plus adaptée.
- (ii) Intégrer la FEM et fixer la valeur du flux coïncidant avec cette commutation (figure II.56), cela représente un filtre passe-bas, de sorte que même s'il y a des ondulations de la tension, cela peut être négligé et la synchronisation de la commutation ne sera pas affectée

Plus la vitesse du moteur est importante plus la détection du zéro de la FEM est meilleur. La FEM du moteur est proportionnelle à la vitesse du rotor. Pour cela, la détection de la position en utilisant le passage par zéro de la FEM à très faibles vitesses n'est pas possible. Néanmoins, il existe de nombreuses applications (par exemple, des ventilateurs et pompes) qui ne nécessitent pas un contrôle de position à basse vitesse. Pour ces applications, un procédé de démarrage est appliqué afin d'avoir des FEM de valeur assez élevée pour que le passage à zéro soit facilement détectée.

II.7.1. Modèle de la commande sans capteur

Le passage par zéro est détecté lorsque la FEM passe par le point neutre. Le point neutre est calculé en mesurant la tension sur les phases, pour le moteur BLDC, le passage par zéro est observé sur la tension de la phase non-alimentée.

La relation entre le flux et la FEM du moteur est donné par la loi suivante :

$$e = \frac{d\Phi}{dt} \quad (II.41)$$

En intégrant la valeur de la FEM à partir de son passage par zéro, l'expression (II.9) devient

$$\begin{cases} \int e_a = \int \frac{d\Phi_{fa}}{dt} = p \omega_m \int \frac{d\Phi_{fa}}{d\theta_e} = p \omega_m \Phi_{fa} \\ \int e_b = \int \frac{d\Phi_{fb}}{dt} = p \omega_m \int \frac{d\Phi_{fb}}{d\theta_e} = p \omega_m \Phi_{fb} \\ \int e_c = \int \frac{d\Phi_{fc}}{dt} = p \omega_m \int \frac{d\Phi_{fc}}{d\theta_e} = p \omega_m \Phi_{fc} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Le résultat de l'intégral qui n'est autre que le flux atteint une valeur sensiblement constante lorsque les FEM e_a, e_b, e_c atteignent leurs valeurs maximales (plateau de la FEM), cette valeur qu'on notera Φ seuil est sensiblement identique pour une large gamme de vitesse. Le choix des commutations va déterminer l'angle de calage. Voir Φ seuil et les FEM sur la figure II.54

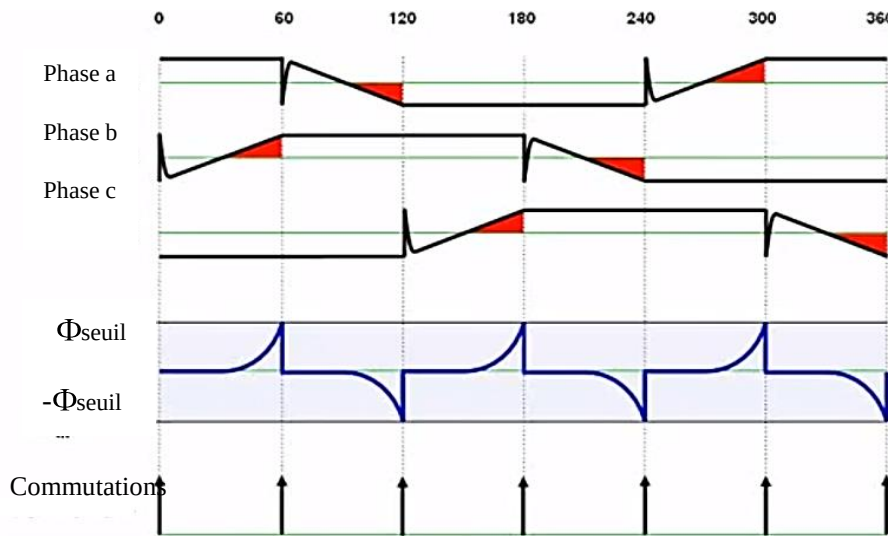


Figure II.54. Principe de la méthode d'intégration de la FEM

Le modèle sous Simulink est représenté sur la figure II.55

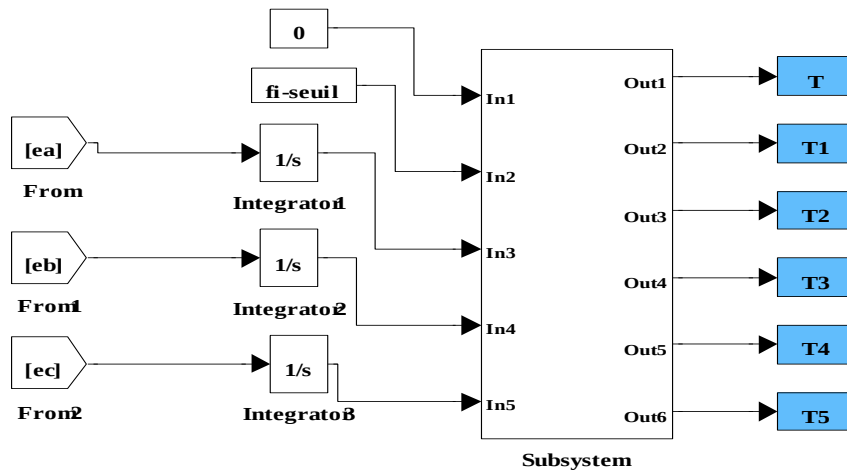


Figure II.55. Modèle de la commande sans capteur sous simulink

Nous avons simulé le modèle sans capteur et avons comparé la position obtenue avec un capteur à effet Hall avec celle obtenue à travers l'intégration de la FEM. Les résultats (portés sur la figure II.56) montrent que la position estimée pour les deux moteurs rejoint la position obtenue par capteur à effet Hall.

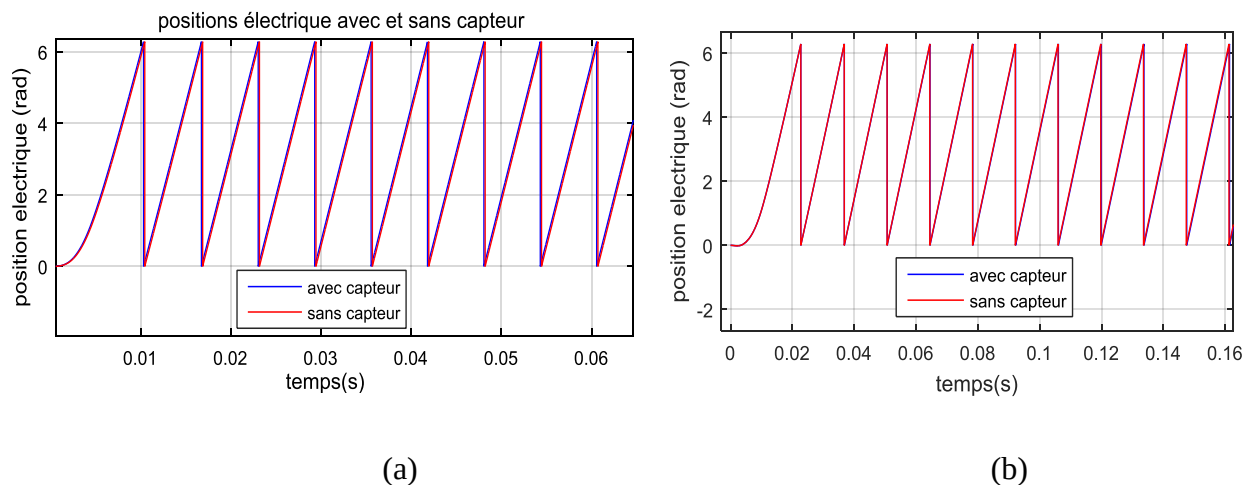


Figure II.56. Comparaison entre la position estimée et position avec capteur à effet Hall

(a) moteur 1, (b) moteur 2

II.7.2. Résultats de simulation pour la commande sans capteur du moteur 1

La simulation est menée sous la tension nominale de 190v est un couple résistant nominal de 1.5Nm, les résultats obtenus

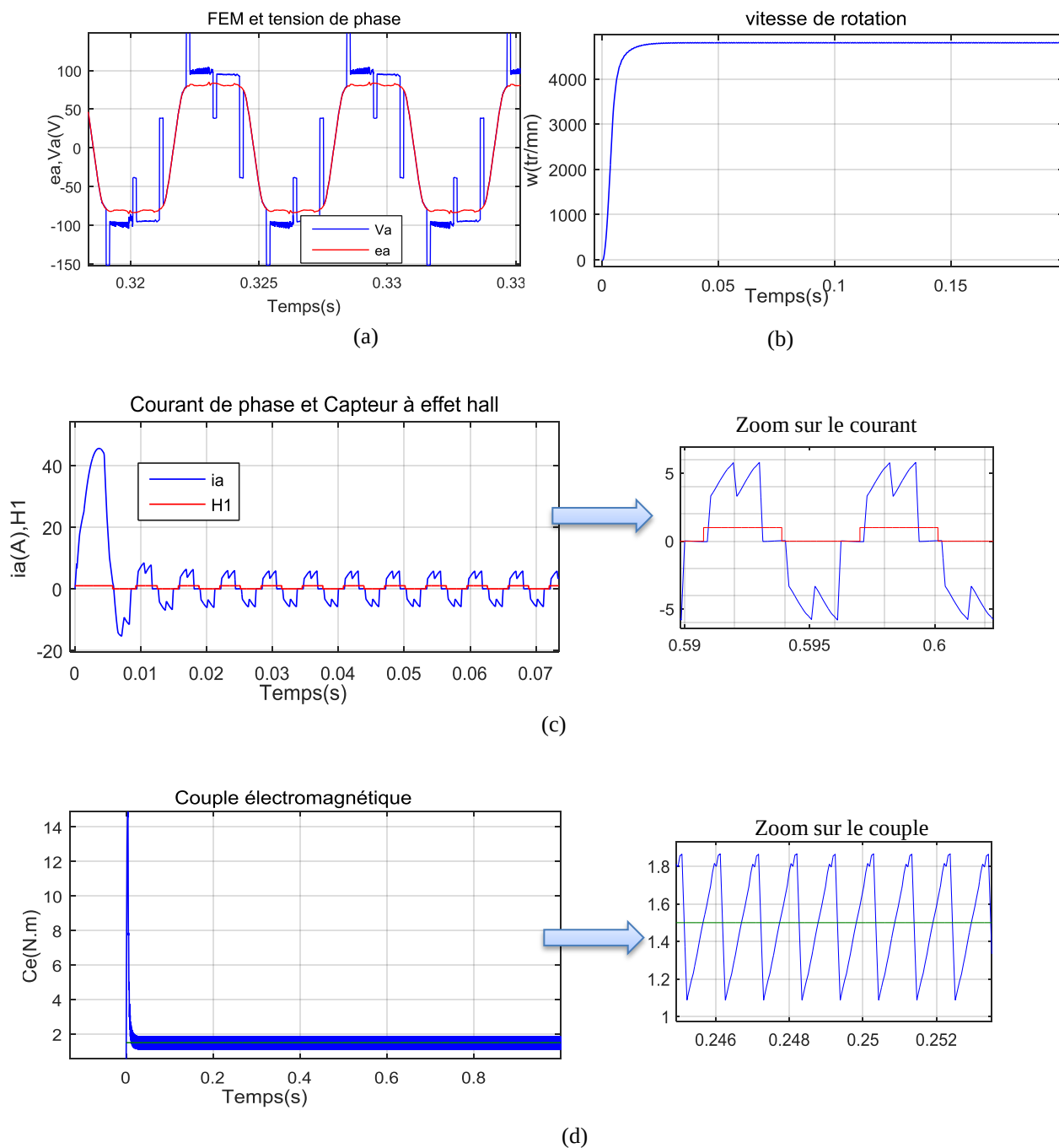


Figure II.57 Simulation du régime nominal du moteur 1 sans capteur : (a) tension et FEM de phase, (b) vitesse de rotation, (c) courant de phase et (d) couple électromagnétique

II.7.2.b. Résultats de simulation pour la commande sans capteur du moteur 2

Le moteur est alimenté avec une tension $V_{DC}=36V$, un couple de charge égale à 2 N.m est appliqué.

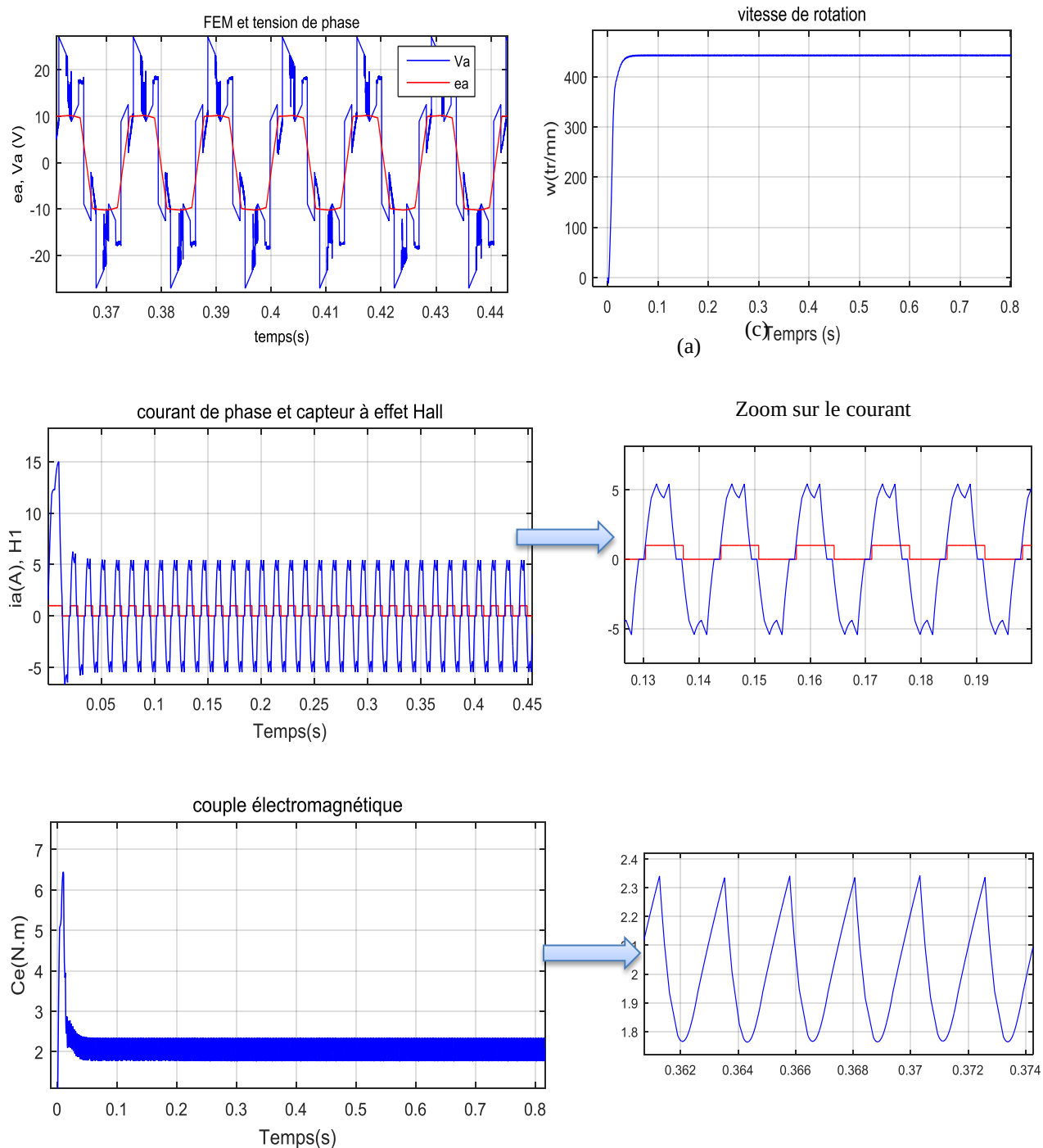


Figure II.58. Simulation du régime nominal du moteur 2 sans capteur : (a) tension et FEM de phase, (b) vitesse de rotation, (c) courant de phase et (d) couple électromagnétique

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons en premier lieu simulé le modèle du système (machine-convertisseur-commande). La simulation avec capteur de position avec les différentes techniques modélisées a donné des résultats satisfaisants pour les deux moteurs étudiés. Les résultats de la commande sans capteur appliquée ont aussi montré son efficacité, les réponses des deux moteurs sont identiques et l'erreur entre la position estimée et la position réelle est pratiquement faible. Ce qui nous permet d'éliminer le capteur à effet Hall.

Ajouter à cela, nous avons modélisé ce système sans le capteur de position en utilisant une technique de commande avancée (intégration de la FEM).

Nous avons présenté, dans ce chapitre, le modèle de simulation développé. Le modèle concerne tout le système qui est l'alimentation/convertisseur/BDCM avec (ou sans) capteur. Dans ce modèle, nous avons mis en relief le fonctionnement réel du moteur en appliquant les différentes commandes envisagées et modélisées, à savoir une commande pleine onde, soft, hard et mixte, afin d'étudier leur influence sur les ondulations de couple.

Le modèle que nous avons adopté concerne aussi une commande avec régulateur de vitesse pour une application ultérieure d'une commande en vitesse de la machine utilisant un banc d'essai mis en œuvre à cet effet.

Chapitre III

Implémentation numérique des différentes commandes de la BDCM

III.1. Introduction

Afin d'étudier les deux moteurs (à rotor interne et à rotor externe) sous l'influence des stratégies de commande étudiées, nous avons monté deux bancs d'essais orientés chacun d'eux à une application bien déterminée.

Le premier banc d'essai est une application pour servo-moteur dont l'environnement est fixé. Ce dernier est à base du moteur 1 présenté dans le chapitre II et dont les caractéristiques sont données en annexe 1. Ce moteur est muni d'un capteur à effet Hall qui nous permettra d'appliquer la commande avec capteur pour l'autopilotage et la commande en vitesse en utilisant les techniques de commandes étudiées dans le chapitre II. La première partie de ce chapitre est dédiée à la présentation de ce banc d'essai et aux résultats obtenus.

Le deuxième banc d'essai est destiné à une application d'un système embarqué dont les éléments doivent être en déplacement tout en optimisant l'espace (compact) et en gardant les performances du moteur intéressantes, en vue de son intégration dans un vélo électrique. Le banc d'essai mis en œuvre à cet effet est à base du moteur 2. Ce banc sera présenté dans la deuxième partie de ce chapitre suivi des résultats expérimentaux.

III.2. Description du banc d'essai avec moteur 1

Le premier banc d'essai dont le schéma synoptique est représenté sur la Figure III.1 comprend la BDCM 1, un redresseur monophasé à diode, un onduleur de tension, les capteurs de courant, le DSP et son circuit d'adaptation et de protection). La figure III.2 est une photographie du banc d'essai installé au laboratoire

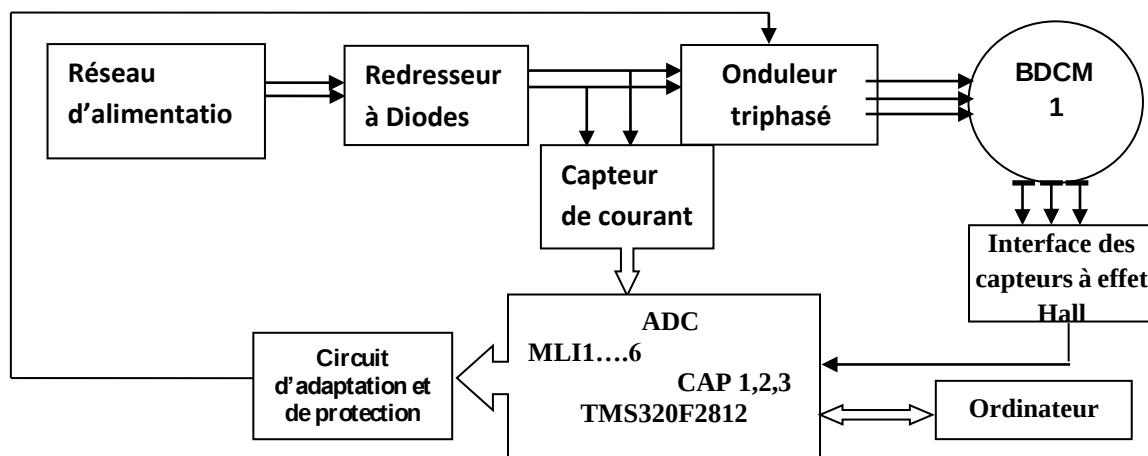


Figure III.1 : Schéma synoptique du banc d'essai

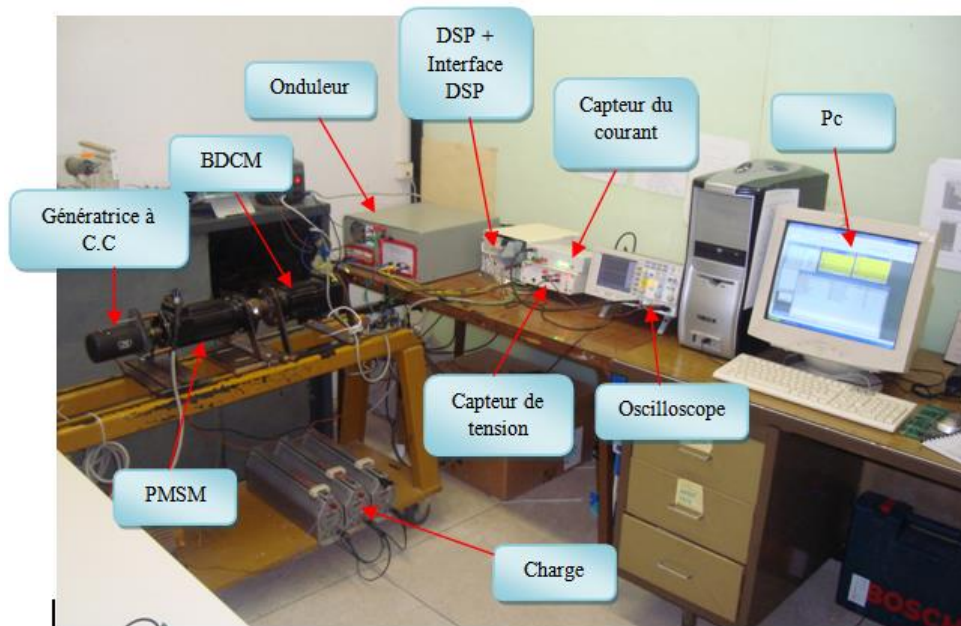


Figure III.2: Photo du Banc d'essai 1

III.2.1. La machine synchrone à aimant permanent à FEM trapézoïdale à rotor interne

La BDCM1 comporte un capteur de position à effet hall, il est constitué de quatre aimants d'ouverture 90° (mécanique) et monté sur une bague solidaire au rotor. Les trois semi-conducteurs commutent sous l'effet de l'amplitude du champ créé par les aimants. Dans la figure III.3, nous présentons les signaux de sortie du capteur, les signaux sont au nombre de trois et chaque combinaison des trois sur une durée de 60° électrique correspond au fonctionnement de deux phases de la machine.

Ces signaux nous permettent de caler les signaux en les comparant à ceux de la FEM afin d'avoir un déphasage nul entre le courant et la FEM, cela permettra de démarrer la machine avec un couple maximal.

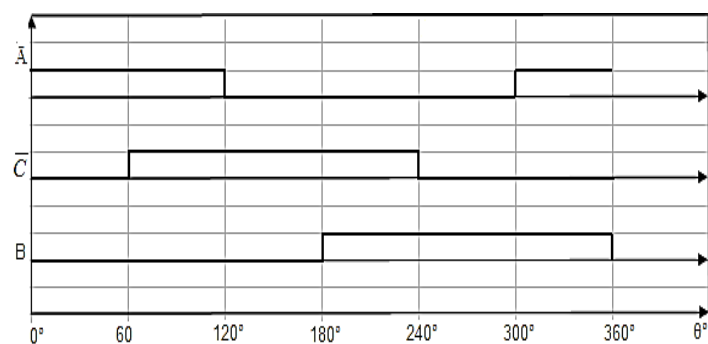


Figure III.3 : Signaux délivrés par le capteur à effet Hall

III.2.2. Onduleur de tension

Le rôle de l'onduleur est de transmettre à la machine des tensions triphasées élaborées à partir des signaux de référence de l'unité de commande. Ces signaux de commande nécessitent des algorithmes complexes, les dispositifs numériques à base de microprocesseur s'imposent. Les circuits numériques les plus adaptés sont les DSP, ils sont spécialement dédiés au traitement de signal en temps réel et offrant des performances inégalées dans ce domaine d'application.

Dans cette partie, nous décrivons les différentes parties constituant l'onduleur triphasé que nous avons réalisé. Sa structure générale est illustrée par la Figure III.4, elle comporte essentiellement deux parties, la commande rapprochée des interrupteurs et la partie puissance.

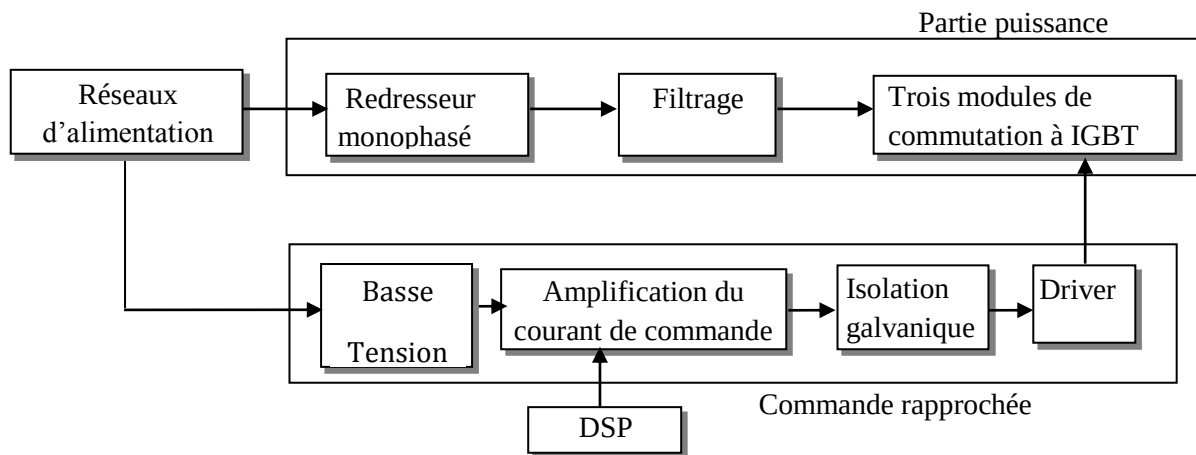


Figure III.4 : Schéma synoptique de l'onduleur

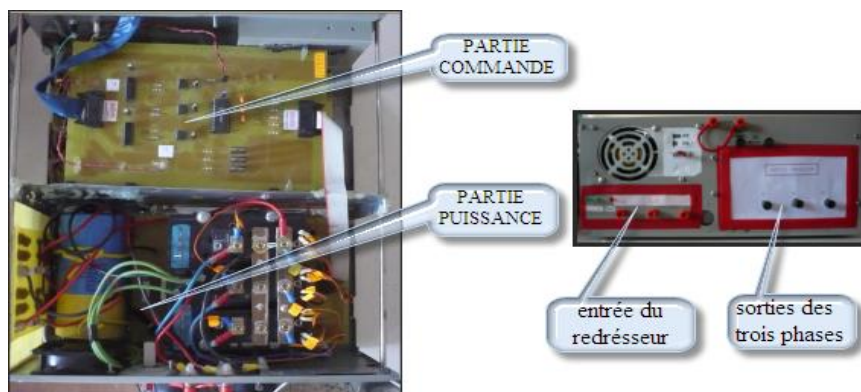


Figure III.5 : photo de l'onduleur de tension réalisé

III.2.3.1. La partie puissance

Elle comporte le réseau d'alimentation, les transistors et le circuit de puissance.

L'alimentation en tension continue est réalisée avec un redresseur monophasé alimenté à travers un Variac. Cette tension est filtrée grâce à une capacité d'une valeur de $330\mu\text{f}$ avec une tension de service de 350V. La figure III.5 représente le schéma synoptique de l'alimentation continue.

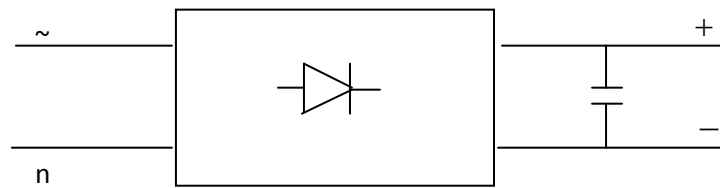


Figure III.6 : Schéma bloc de l'étage redresseur

Le circuit de puissance :

Il contient essentiellement les protections en tension et en courant des transistors.

Protection en tension :

Les transistors utilisés ont une tension maximale V_{CE} qu'il ne faut pas dépasser. Pour cela, des diodes Zener sont placées entre collecteur et émetteur de chaque transistor.

Protection en courant

La protection en courant est assurée en utilisant le IR2130, dans ce circuit, un système nous permet de limiter le courant qui circule dans les transistors.

Afin d'y parvenir, il suffit de capter la tension entre I_{trip} et V_{SS} à l'aide d'un shunt, cette tension est comparée à une tension égale à 0,5V. (figure III.7).

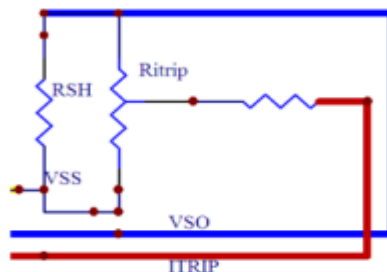


Figure III.7 : Protection en courant

Lorsqu'un courant d'une intensité donnée passe, la tension aux bornes de la résistance entre I_{trip} et V_{ss} doit être au-dessous de 0.5V, si on atteint cette tension, l'IR2130 bloque toutes ses sorties, donc il suffit de choisir la résistance adéquate pour atteindre la tension de 0.5V lorsqu'un courant max choisi est atteint.

- **les transistors de puissance :**

Les transistors que nous avons utilisés sont du type IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), ces transistors sont montés en bras (voir Figure III.8); les transistors sont du type MG50Q2YS40. Ils supportent un courant maximal de 50A et une tension maximale de 1200V.

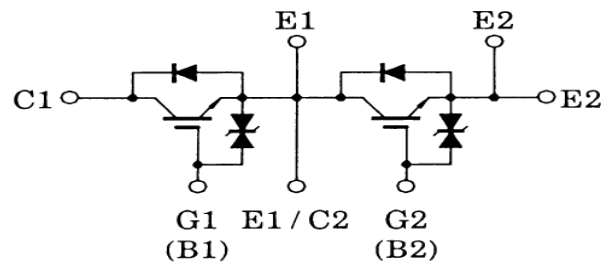


Figure III.8 : Le montage des IGBT en module

Pour une bonne dissipation de chaleur et un refroidissement rapide, les transistors sont placés sur un radiateur et nous avons incorporé un ventilateur qui permet d'évacuer cette chaleur. La photo de la partie puissance est présentée sur la figure III.8.

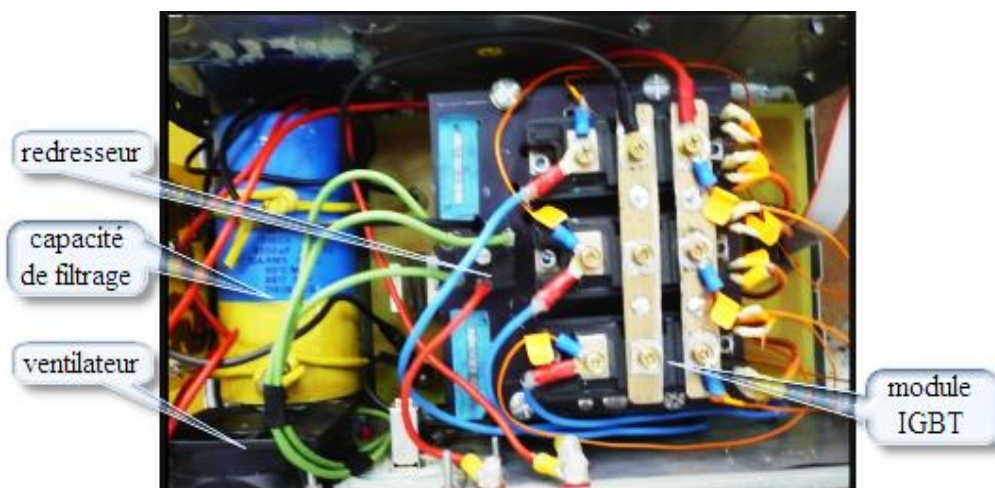


Figure III.9 : Partie puissance de l'onduleur

III.2.3.2. La commande rapprochée :

Ce circuit assure la liaison entre le circuit de commande et les cellules de commutations, il comporte trois parties : (i) une amplification du courant de commande : pour assurer le courant nécessaire aux circuits intégrés utilisés, pour cela des amplificateurs de ligne 74LS244 sont utilisés. (ii) une Isolation galvanique assurée par des opto-coupleurs de type HCPL 2530 afin d'isoler le circuit de commande de celui de puissance. Ainsi nous protégeons notre circuit de commande contre d'éventuel retour de puissance. (iii) Circuit driver IR2130 : Ce circuit est conçu spécialement pour la commande des transistors d'un convertisseur (IGBT et MOSFET). Il possède la caractéristique de générer six signaux destinés à la commande d'un onduleur

La technique du bootstrap :

La tension de commande de l'IGBT doit être au-dessus d'un seuil donné (10 V au minimum). Une alimentation avec une référence de 0V serait le moyen nécessaire pour le commander. Mais dans le cas des montages en demi-pont, le problème de la référence flottante se pose.

Pour pouvoir commander le transistor du haut, la tension V_{GE} doit être de 10V lorsque celui-ci conduit, l'émetteur se trouve porté à une tension égale à +HT d'où le potentiel de l'émetteur évoluera entre la masse et la haute tension, mais il ne faut pas perdre de vue que la tension de commande V_{GE} ne doit pas dépasser la valeur maximale que peut supporter le transistor.

Pour remédier à ce problème, une solution existe, elle est proposée par le constructeur du driver. Elle consiste en l'usage de la technique du bootstrap (Figure III.10).

Lorsque le transistor du bas conduit (T2), la capacité C_b se charge à travers D_b et R_b . Lorsque le transistor du haut conduit, le point milieu passe de 0 à +HT, le potentiel positif de la capacité se trouve alors porté à $V_{GE} = +HT$ d'où la diode D_b est polarisée en inverse donc bloquée.

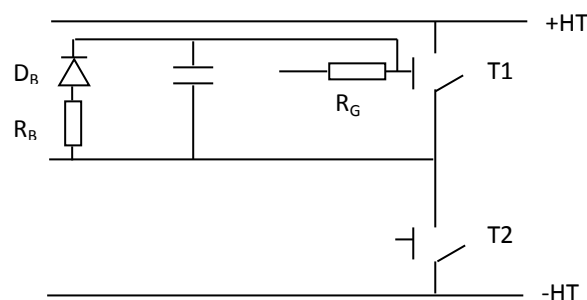


Figure III.10 : Technique du bootstrap

Le choix du circuit Bootstrap

Le choix du circuit se repose sur des critères bien définis :

- La diode utilisée pour la charge de la capacité doit être assez rapide pour pouvoir travailler à des fréquences élevées, la diode utilisée est du type STTA12.
- La capacité C_b devra assurer la charge du transistor pour qu'elle le maintienne saturé durant la période de conduction, C_b est d'une valeur de $10\mu\text{f}$.

Le circuit réalisé est présenté sur la figure III.11.



Figure III.11 : Circuit de commande rapprochée.

- **Alimentation stabilisée**

Les circuits IR2130 et l'opto-coupleur HCPL 2530 doivent être alimentés avec une tension continue égale à +15V. Les amplificateurs 74LS244 doivent être alimentés avec une tension de 5V et pour évacuer la chaleur, le ventilateur a besoin d'une tension d'alimentation de 12V.

III.2.3. Interface de protection et d'adaptation pour le DSP

Le circuit d'interface est nécessaire dans ce type d'application car, d'une part, il faut protéger le circuit de commande qui est le DSP en cas de fausse manœuvre et protéger les sorties ainsi que les entrées (ADC, CAP et QEP). De plus, il faut réaliser une adaptation pour pouvoir utiliser l'ADC dans le cas où les signaux sont alternatifs. En effet l'ADC ne peut supporter des tensions qui n'appartiennent pas à l'intervalle $[0,3]$.

III.2.3.1. Protection des entrées (CAP/QEP) :

Les entrées CAP/QEP ne supportent pas une tension supérieure à 3.3V alors nous avons opté pour l'utilisation du circuit HEF4050BP et l'alimenter avec une tension de 3.3V, cela permettra de réduire les signaux de 5V à 3.3V. Pour cela, une alimentation à base du

régulateur ajustable LM317 est réalisée. Sur la figure III.12 nous présentons le schéma de principe du montage. Les signaux provenant des capteurs doivent être des 0 et des 1 donc une mise en forme de ces signaux est nécessaire avec des trigger de Schmitt. Sur la figure III.14 est représenté le schéma électrique du circuit de protection et la figure III.16 présente le circuit réalisé.

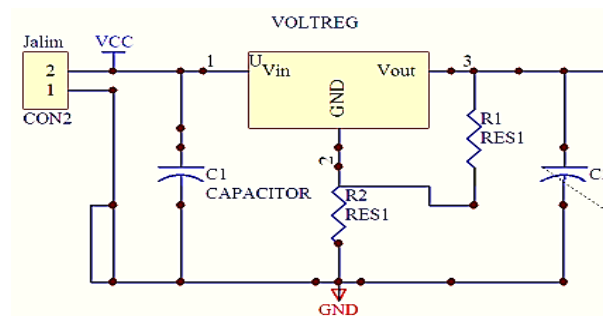


Figure III.12 : Principe du montage du régulateur

III.2.3.2. Amplification et protection des sorties MLI

Les signaux provenant du DSP sont d'une valeur de 3.3V, nous avons placé des circuits 74LS244 afin d'augmenter la valeur de la tension d'attaque d'une part et protéger le DSP lors des essais d'autre part. Le circuit réalisé est présenté sur la figure III.13.



Figure III.13 : Circuit de protection des entrées / sorties logiques

III.2.3.3. Protection et adaptation des signaux de l'ADC

Pour que la tension ne dépasse pas la valeur de 3V tolérée par l'ADC, des diodes zener sont mises en parallèle avec les entrées ADC.

D'autre part, les ADC n'acceptent pas des signaux alternatifs ou négatifs, un circuit d'amplification et de décalage est mis en œuvre utilisant les amplificateurs opérationnels $\mu A741$.

- Amplification du signal d'entrée

Le capteur de courant utilisé possède un gain égale à 2.5 ce qui donne une tension de 3V pour un courant alternatif de valeur maximale égale à 7.5A

Nous allons dans un premier temps diviser la tension par deux comme le montre la figure III.14.

L'amplificateur est utilisé en inverseur, la relation III.1 permet de calculer la valeur nécessaire des résistances.

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-R_5}{R_4} \quad (\text{III.1})$$

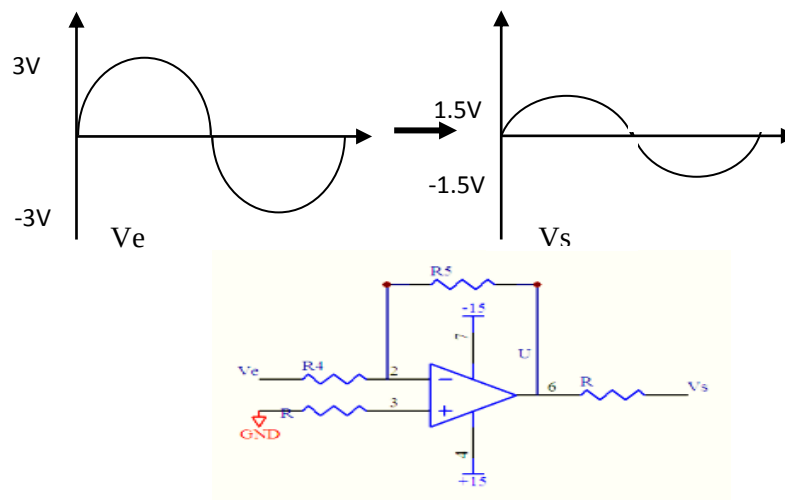


Figure III.14 : Amplification du signal

- Décalage : La nouvelle référence doit être à 1.5V, elle est réalisée en utilisant l'OP en inverseur ;

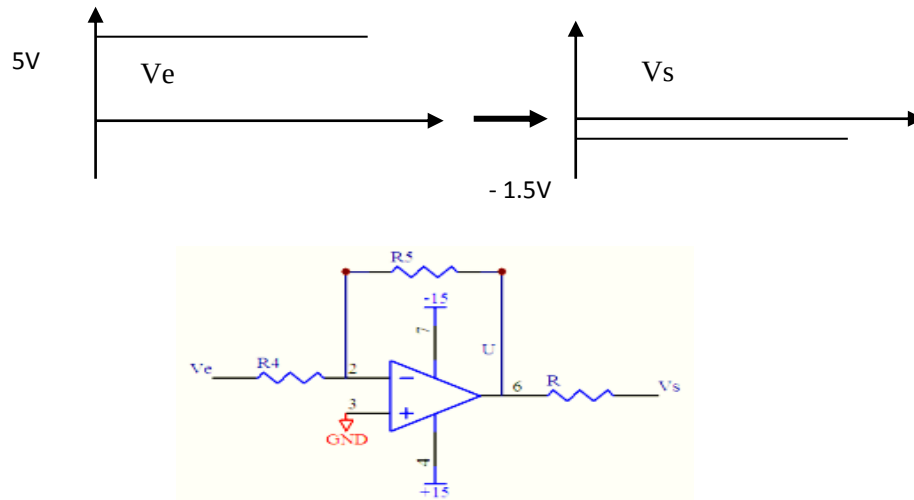


Figure III.15 : Ajustement de la référence

- L'amplification et décalage est fait en additionnant les deux signaux générés précédemment avec un OP utilisé en additionneur (Figure III.16).

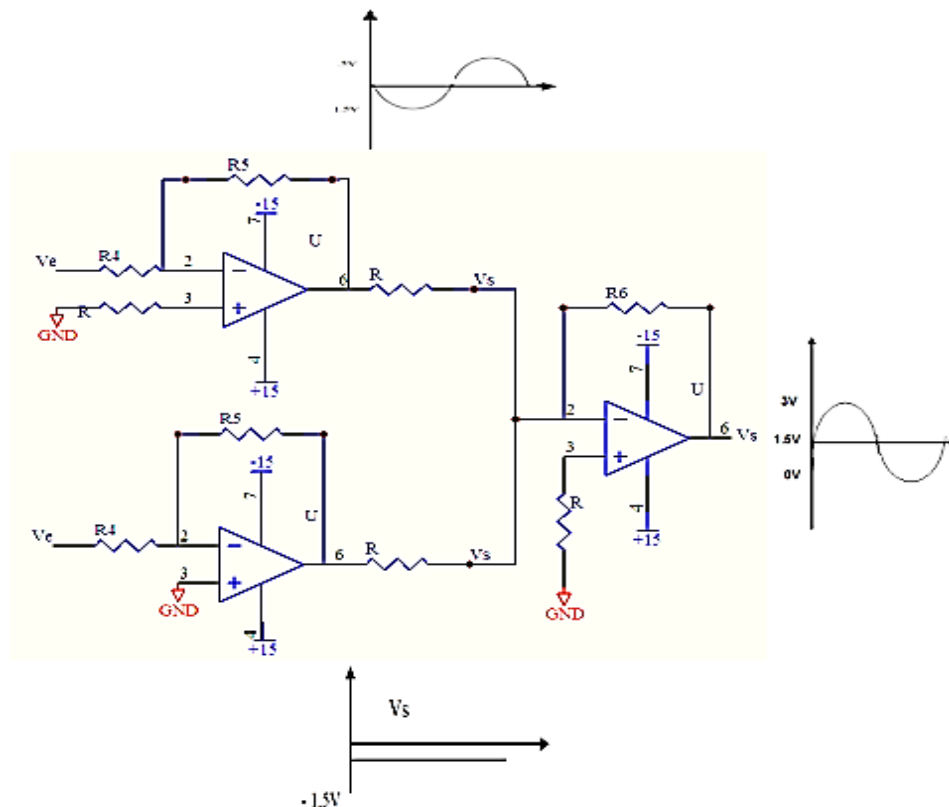


Figure III.16 : Addition des deux signaux

Nous avons développé les circuits de protection de l'ADC avec les alimentations nécessaires, La figure III.17 présente la photo du circuit de protection de l'ADC

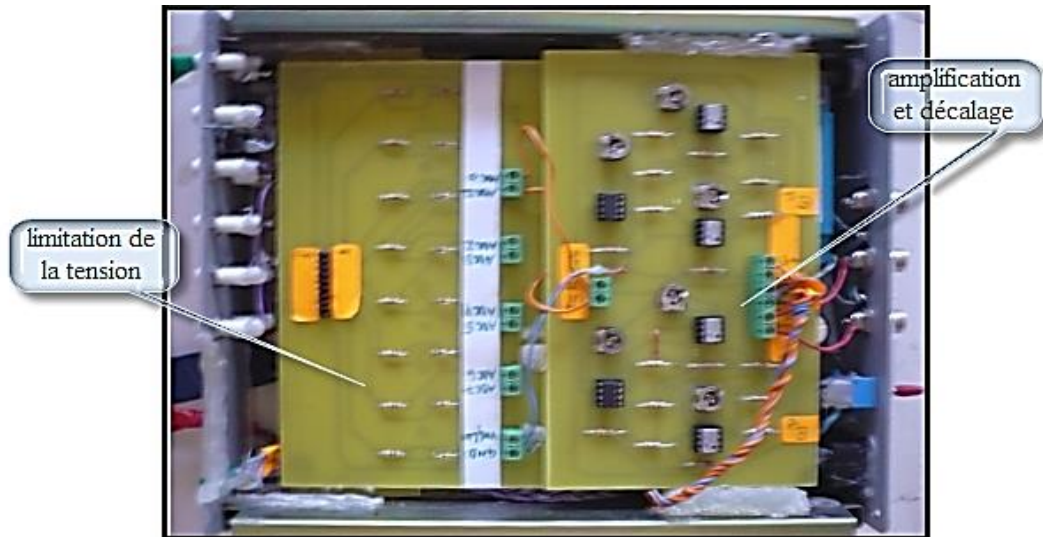


Figure III.17 : Circuit de protection de l'ADC

III.2.3.4. Alimentations stabilisées :

Les circuits de protection doivent être alimentés avec deux alimentations stabilisées :

Une alimentation symétrique $\pm 15V$ pour les amplificateurs opérationnels et une alimentation de 5V pour les buffers de lignes et les triggers ainsi que l'alimentation du régulateur LM317. Le schéma électrique de l'alimentation est donné sur la figure III.18.

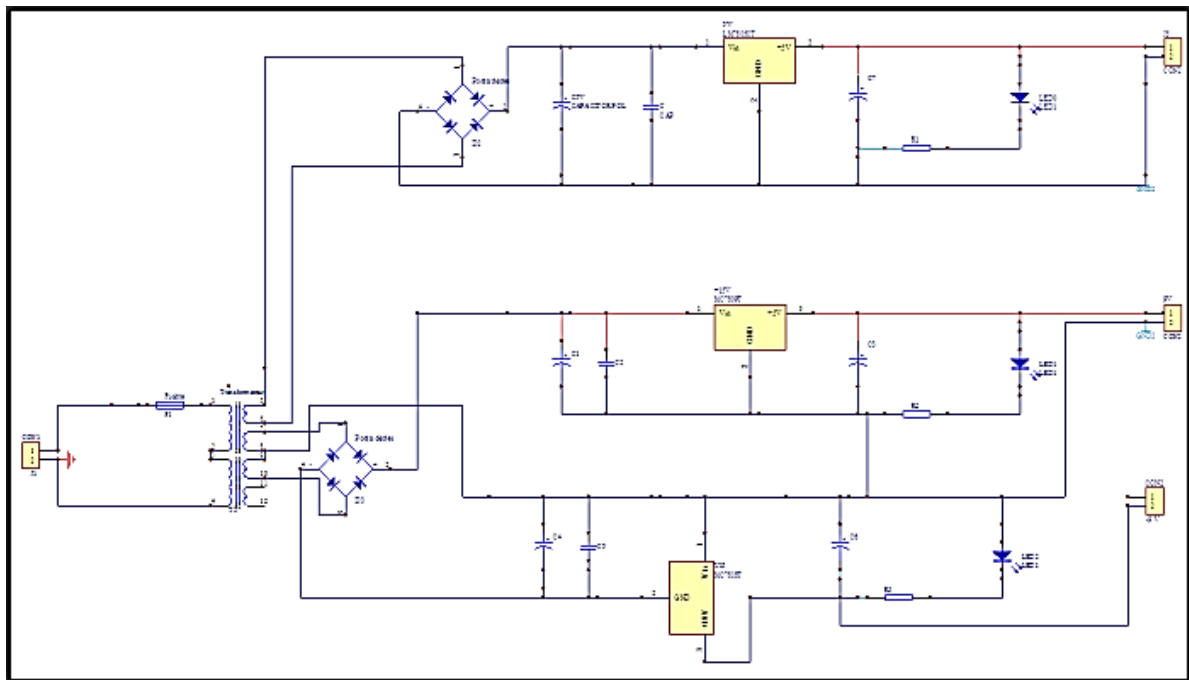


Figure III.18 : Alimentation du circuit d'interface

III.2.4. Circuits de mesure (Capteurs de Courant) :

Afin de mesurer et de visualiser la forme du courant d'entrée i_{DC} , nous avons réalisé une maquette de mesure avec un capteur de courant à effet Hall à boucle fermée de type LEM (LA55-P). Ce type de capteur présente les avantages suivants :

- Mesure des courants alternatifs, continus et de forme d'onde complexe.
- Isolation galvanique du système de mesure face au circuit à mesurer.
- Excellente précision et très bonne linéarité.
- Faible dérive thermique.
- Temps de retard très court et large gamme de fréquences.
- Bonne tenue aux surcharges de courant.

Les capteurs à boucle fermée (dits également à compensation ou à flux nul) comprennent un circuit de compensation intégré qui en améliore sensiblement les performances. Tandis que les capteurs à boucle ouverte fournissent comme tension de sortie la tension de Hall amplifiée, les capteurs à boucle fermée (Figure III.19) utilisent la tension Hall comme signal de contre réaction. Ce signal pilote le courant I_s d'un bobinage secondaire de manière que ce flux secondaire compense exactement le flux créé par le courant primaire i_{DC} à mesurer.

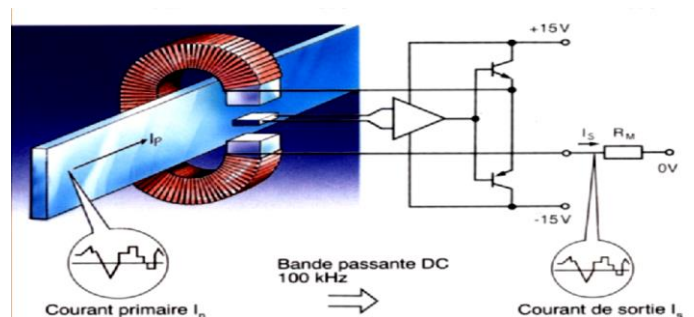


Figure III.19: Fonctionnement d'un capteur de courant à effet Hall à boucle fermée

- **Dimensionnement de la résistance de mesure R_M :**

La fiche technique du capteur LA55-P/SP1 précise les conditions d'utilisation pour une plage de mesure de courant allant jusqu'à 2 fois le courant nominal I_n . Il est toutefois possible de mesurer des courants plus élevés pour autant qu'on tienne compte des deux paramètres suivants :

- La résistance de mesure ne doit pas être inférieure à la valeur R_m (min) indiquée sur la fiche technique, cela afin de limiter la puissance dissipée par l'électronique du capteur.

- La température maximale du conducteur primaire doit être inférieure à 100°C (valeur indiquée par le constructeur) pour éviter d'endommager les éléments du capteur.

Dans le cas du capteur LA55-P/SP1, la résistance de mesure minimale dépend de la tension d'alimentation, la valeur maximale du courant primaire à mesurer et de la température ambiante. Les principales caractéristiques du capteur LA55-P/SP1, données par le constructeur pour une alimentation symétrique de ± 15 V, sont :

- Courant nominal primaire: $I_{Pn} = 50$ A.
- Courant nominal primaire: $I_{Sn} = 25$ mA.
- Rapport de transformation: 1 / 2000.
- Résistance de mesure: $0 \Omega < R_M < 335 \Omega$ (à $T=70^\circ\text{C}$)

Dans notre étude, le courant nominal de la BDCM1 est de 4.8 A et nous avons fixé le courant de mesure maximal à 6 A. Nous avons enroulé 4 spires au primaire pour avoir un courant de mesure total maximal $N_P \times I_P = 4 \times 6 = 24$ A.

Le rapport de transformation étant de 1/2000, le courant secondaire I_S serait alors de 12 mA.

La tension de mesure V_M maximale est fixée par la caractéristique des entrées analogiques du bloc ADC de la carte numérique TMS320F2812, celles-ci n'admettent pas des tensions de plus de 3V.

Nous avons : $R = 3/0.012 = 250 \Omega$.

La puissance maximale dissipée par la résistance est : $P = R \times I^2 = 250 \times 0.012^2 = 0.036$ W.

Pour des raisons de non disponibilité, nous avons monté une résistance normalisée de valeur $R_M = 120 \Omega$. Dans ce cas la tension maximale à mesurer : $V_M = 120 \times 0.012 = 1.44$ V. Nous pouvons calculer le gain $K = 6/1.44 = 4.167$. Dans ce cas les valeurs faibles du courant seront dans les bits moins significants (LSB) sur le bloc ADC du DSP, et elles vont être confondues avec l'erreur. Afin d'éviter ce problème, nous augmentons la valeur max de la tension. Pour cela, un amplificateur de type LM324 est intégré (Figure III.20)

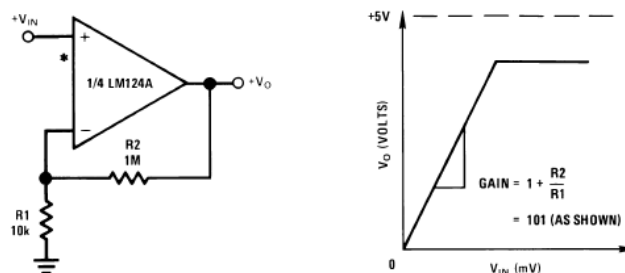


Figure III.20: Fonctionnement de l'amplificateur.

Pour vérifier la linéarité et de déterminer la constante de mesure du capteur dans notre zone de travail, nous déterminons sa caractéristique de transfert expérimentale $V_M = f(i_{DC})$.

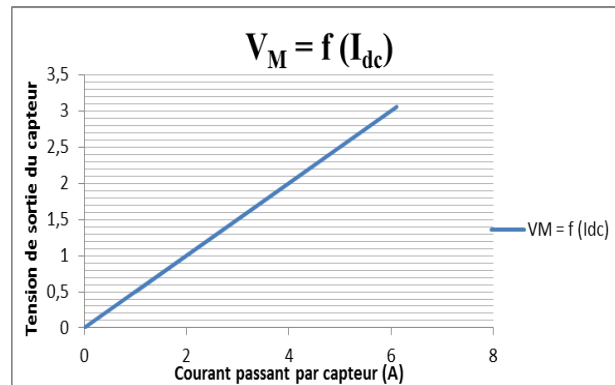


Figure III.21 : Caractéristique de transfert $V_M = f(i_{DC})$

La Figure III.21 montre que la caractéristique $V_M = f(i_{DC})$ est une droite de pente $K_A = 2$ A/V. De là, nous concluons que la tension V_M est l'image du courant d'entrée i_{DC} , $i_{DC} = 2 \times V_M$. Nous constatons aussi que la caractéristique ne débute pas du point (0,0), le capteur présente un offset, mesuré à 0.005V.

- **Alimentation stabilisée :**

Le capteur de courant doit être alimenté avec deux alimentations stabilisées : une alimentation symétrique $\pm 15V$ pour le capteur à effet Hall et une alimentation de 5V pour l'amplificateur LM 324. Le schéma électrique de l'alimentation et l'amplificateur est donné sur la Figure III.22. La Photo du circuit réalisé est présentée sur la figure III.23

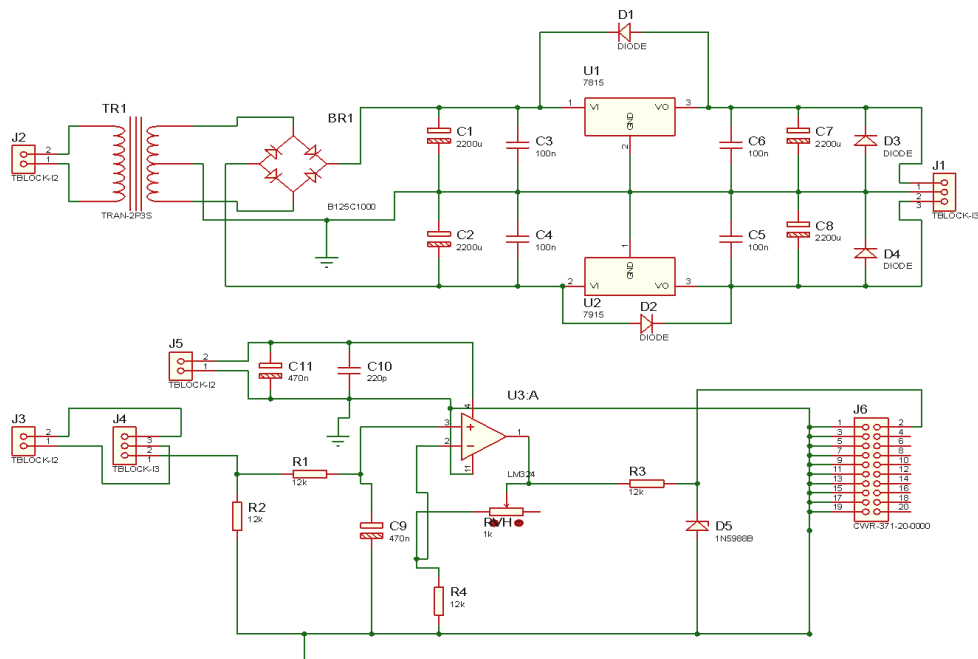


Figure III.22 : Circuit électrique du capteur à effet Hall et son alimentation $\pm 15V$

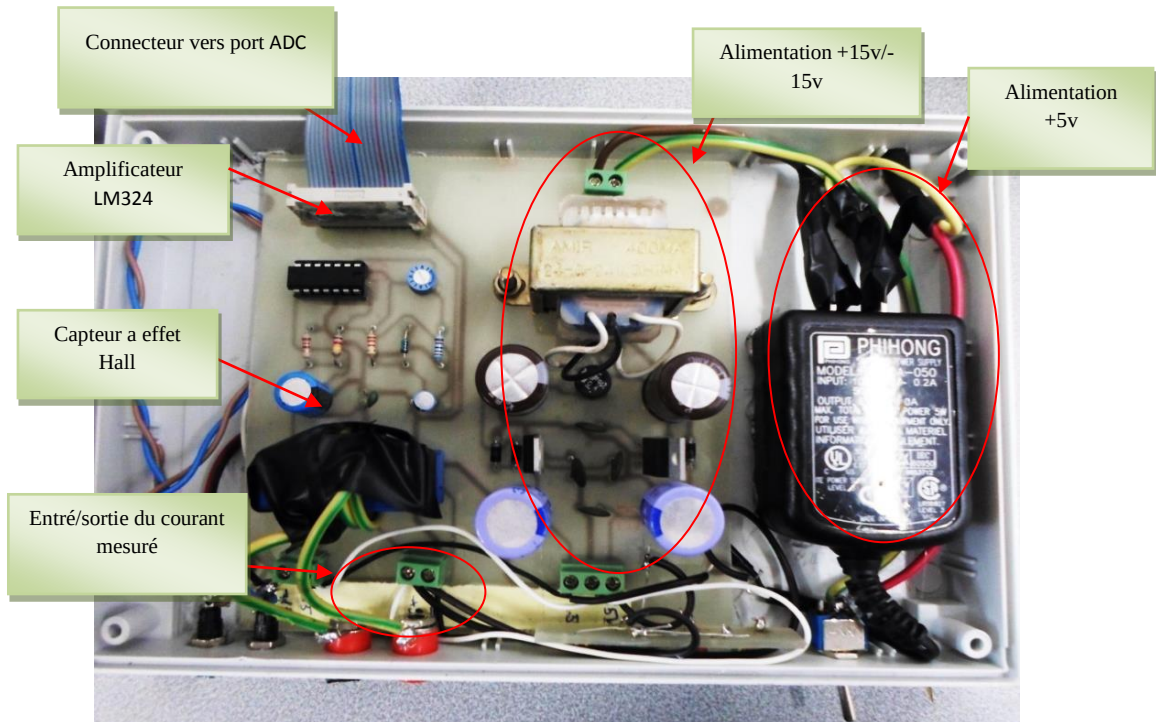


Figure III.23 : Photo du capteur de courant

III.2.5. DSP TMS320F2812

Le TMS320f2812 de Texas instrument, issu de la génération 28x et appartenant à la famille TMS320 est conçu pour le contrôle numérique des moteurs (BDCM, réluctance variable, pas à pas, MCC...) ainsi qu'à d'autres applications de commande (robotique) et de traitement de signaux. Ce processeur de 176 broches travaille sur des mots de 32bit à virgule fixe, possède une horloge interne qui peut atteindre les 150MHz. (figure III.24).



Photo III.24 : Le kit eZDSP TMS320f2812

Il est constitué d'un noyau dit CPU (Core processor) associé à une mémoire et des périphériques. La communication entre eux se fait à travers des bus (bus de périphérique pour la communication noyau/périphérique et bus de mémoire pour la communication noyau/mémoire). Ce DSP est construit selon l'architecture Harvard qui consiste à avoir des bus de données et d'adresses différents vers la mémoire de donnée et la mémoire de programme. La programmation du f2812 se fait en assembleur et/ou en langage C/C⁺⁺ à travers le logiciel C2000 code composer

III.2.6. Autopilotage du moteur 1

Les premiers essais préliminaires que nous avons effectués se sont déroulés en utilisant une carte de commande que nous avons développée. Cette carte est à base de circuits logiques. Ce test nous permettra de vérifier le bon fonctionnement du banc avant d'aller vers les différentes techniques de commande que nous avons implémenté sur le DSP

III.2.6.a. Réalisation de la carte de commande à plaine onde

A partir des signaux à effet Hall, nous pouvons déterminer les fonctions de chaque transistor (blocage et conduction) car chaque 60° électrique correspond à la mise en marche de deux phases de la machine pour avoir les courants de phases (Tableau II.1 du chapitre II).

Nous considérons chaque état du transistor comme une fonction logique construite à partir des trois signaux du capteur à effet Hall, une table est dressée en fonction de ces signaux. Les fonctions sont réalisées avec les circuits logiques 4081 et 4069, du capteur à effet HALL. Le schéma de la commande logique est donné sur la Figure III.25. La photo du circuit de commande développé est présentée sur la figure III.26.

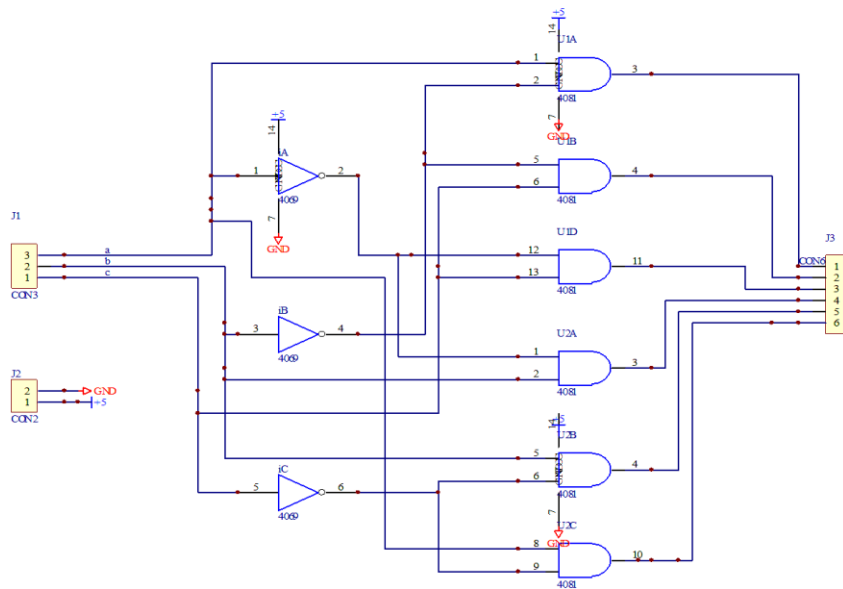


Figure III.25 : Schéma du circuit de commande 120° à pleine onde

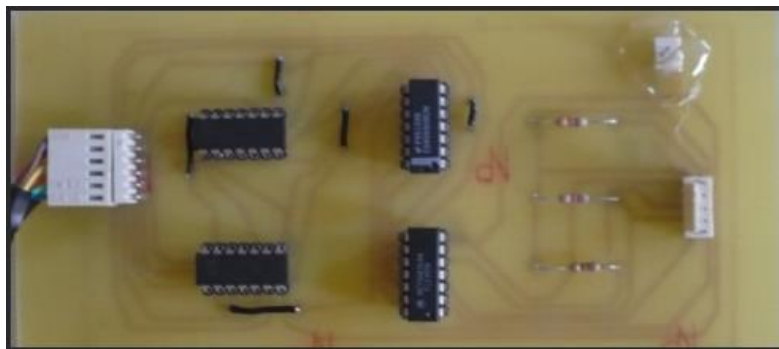


Figure III.26: Circuit de commande logique

III.2.6.b. Résultats expérimentaux de la commande à pleine onde

Les essais ont été effectués dans des conditions analogues à celles étudiées en simulation, les courbes des tensions et des courants ont été prélevées grâce à des capteurs de courant et de tension à base d'éléments à effet Hall. Pour une simplicité de lecture et une meilleure appréciation des grandeurs, nous donnons directement sur les graphes relevés avec l'oscilloscope les valeurs de l'échelle des tensions et courant.

- **Essai à vide**

Le premier essai est réalisé à vide avec une alimentation $V_{dc}=45V$, la vitesse de rotation est de 1310 tr/mn. La figure III.27 représente le courant de phase (a) mesuré en utilisant le capteur de courant. La valeur du courant de phase est évidemment très faible.

Le courant de phase possède un plateau de conduction de 120° électrique sur chaque alternance séparé par des séquences de 60° où le courant s'annule, cela correspond au courant théorique avec l'effet de l'inductance.

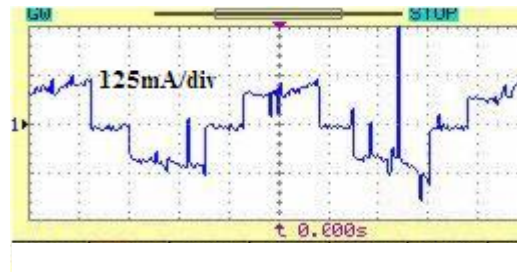


Figure III.27 : Courant de phase mesuré à vide avec

- **Essai en charge**

La BDCM est soumise à une charge mécanique qui consiste en une génératrice synchrone à aimant permanent débitant sur une charge triphasée résistive

A faible vitesse

L'essai à faible vitesse pour une alimentation $V_{dc}=20V$. La vitesse mesurée est de 250 tr/mn, le courant présente des pulsations qui sont visibles sur les calottes. La figure III.28 représente le courant de phase et le courant I_{dc}

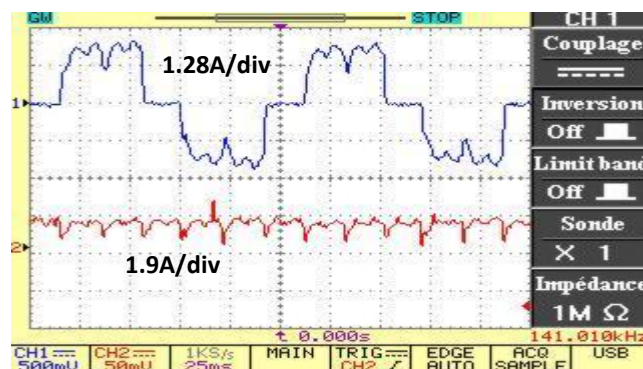


Figure III.28 : CH1: courant de phase a, CH2 : courant I_{dc}

Nous avons alimenté la machine avec une tension $V_{dc} = 25V$: la vitesse est de 500 tr/mn les formes d'onde du courant et du courant continu I_{dc} montrent moins de pulsations comparées à l'essai précédent (figure III.29). La tension composée est donnée sur la (figure III.30)

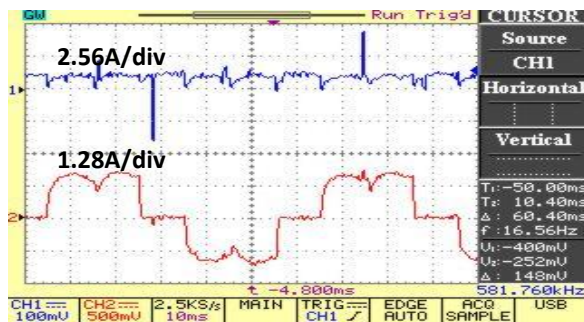
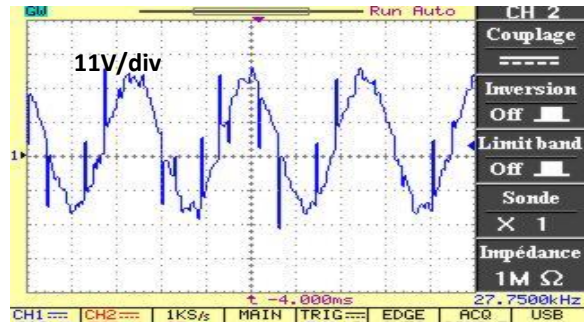
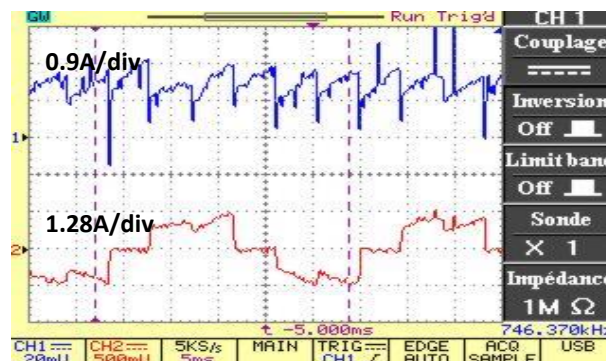
Figure III.29 : CH1 : courant I_{dc} et CH2: courant i_a 

Figure III.30 : Tension entre phase

A moyenne vitesses

La figure III.31 représente les résultats expérimentaux pour une tension d'alimentation de 43V, la machine est soumise à une charge faible d'environ 25% de la charge nominale, la vitesse mesurée est de 1150 tr/mn.

Figure III.31 : CH1 : Courant d'entrée I_{dc} , CH2 : courant de phase A

Les résultats portés sur les figures III.32 et III.33 correspondent à une alimentation de 42V, nous appliquons un échelon de couple dans le cas du fonctionnement précédent, la charge est approximativement 35% de la charge nominale et la vitesse mesurée est de 967 tr/mn

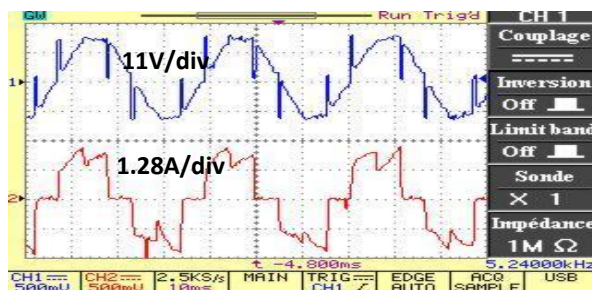


Figure III.32 : CH1: Tension entre phase,

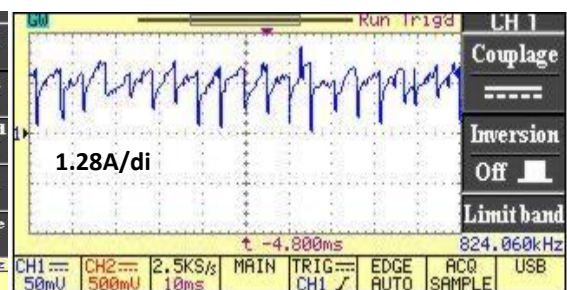


Figure III.33 : Courant d'entrée

CH2: courant de phase a

Sur la figure III.34 sont représentés les signaux provenant du capteur à effet Hall. Ils sont représentés deux à deux sur l'oscilloscope. Ils seront injectés dans les CAP du DSP.

Ces signaux sont atténués avant de les injectés grâce au circuit de protection car les entrées ne doivent pas dépassées la valeur de 3.3V.

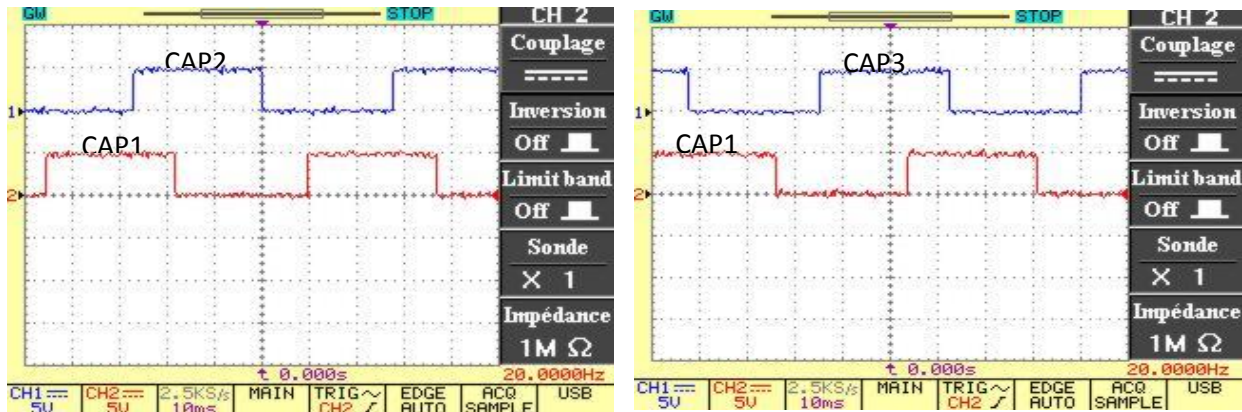


Figure III.34 : Signaux du capteur à effet Hall

Les résultats précédents qui correspondent au fonctionnement de la machine en moteur utilisant une alimentation à onde pleine confirment le bon fonctionnement du banc mis en place pour l'implémentation de la commande en vitesse de la BDCM avec le DSP f2812.

III.2.7. Implémentation de la commande en vitesse

Pour la mise en route de la commande en vitesse de la BDCM1, nous avons fait appel aux circuits numériques pour réaliser cette commande. Avant d'entamer ce travail, nous assurons l'autopilotage du moteur avec des cartes intelligentes. Nous avons préconisé deux solutions : FPGA et DSP. Nous avons élaboré les programmes d'autopilotage sur les deux circuits. Les essais étaient probants pour les deux solutions, mais en envisageant une commande plus complexe (en boucle fermée), la solution DSP était plus attractive vu que Texas instrument a élaboré des bibliothèques dédiées à la commande des moteurs ce qui nous offre plus de souplesse pour notre travail. Les essais en boucle ouverte avec FPGA sont portés en annexes 3. Nous présentons dans ce chapitre les essais effectués avec le DSP TMS320F2812. [Tad14],[Tad12].

III.2.7.1. Analyse du fonctionnement en boucle ouverte

Pour le démarrage du moteur, les sorties des capteurs à effet Hall sont injectées dans les CAP1, 2 et 3. Les fronts sont acceptés et validés, à travers les entrées du CAP nous devons générer des signaux MLI pour la commande des transistors, il faut par conséquent définir la période et les secteurs de 60° électrique, En effet, pour les trois CAP chaque deux fronts consécutifs détectés correspondent à 60° et lorsque 6 fronts sont validés, la période est achevée.

Pour éviter les pics de courant au démarrage et à l'accélération une rampe est utilisée, lorsqu'une valeur du rapport cyclique est donnée, la valeur du CMPR est incrémentée au rythme d'une horloge jusqu'à atteindre la valeur imposée.

L'exécution du programme de commande se fait en faisant fonctionner le programme exécutable injecté dans la mémoire du DSP, nous choisissons le mode real time pour pouvoir agir en temps réel et apporter des changements pendant le fonctionnement de la machine.

L'organigramme du programme en boucle ouverte est donné sur la Figure III.35.

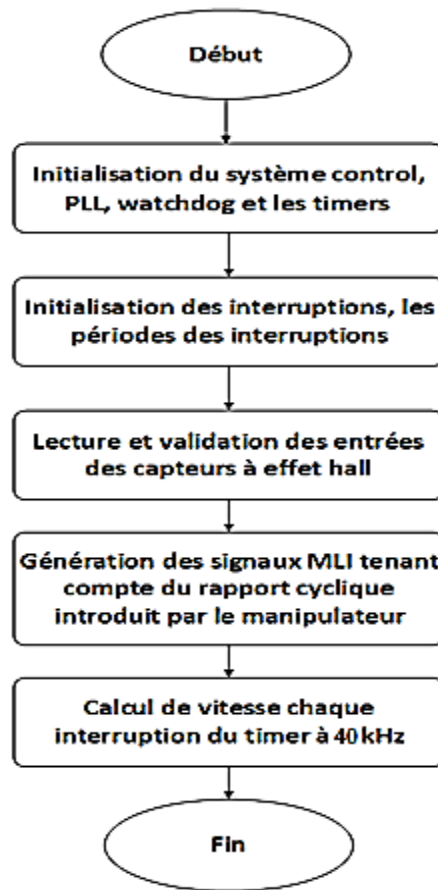


Figure III.35 : Organigramme en boucle ouverte

III.2.7.1.a. Commande avec MLI SOFT [Tad14, Tad 12]

La MLI utilisée est appliquée aux transistors de l'étage supérieur (soft swiching), Le tableau III.1 résume les états des différents transistors en fonction du compteur MOD6, l'état PWM correspond à un signal de commande MLI (mis à l'état 'active low' dans le registre ACTRA) généré par le DSP. L'état OFF correspond à une sortie mise à l'état 'forced low'(0V) dans le registre ACTRA et l'état ON correspond à une sortie mise à l'état 'forced high' dans le registre ACTRA (3.3V).

Tableau III.1 : Etats signaux de commande des transistors

Etats	Cmntnpointer	ACTR	T1	T2	T3	T4	T5	T6	A	B	C
1	0	00C2	MLI	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	+ve	-ve	0
2	1	0C02	MLI	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	+ve	0	-ve
3	2	0C20	OFF	OFF	MLI	OFF	OFF	ON	0	+ve	-ve
4	3	002C	OFF	ON	MLI	OFF	OFF	OFF	-ve	+ve	0
5	4	020C	OFF	ON	OFF	OFF	MLI	OFF	-ve	0	+ve
6	5	02C0	OFF	OFF	OFF	ON	MLI	OFF	0	-ve	+ve

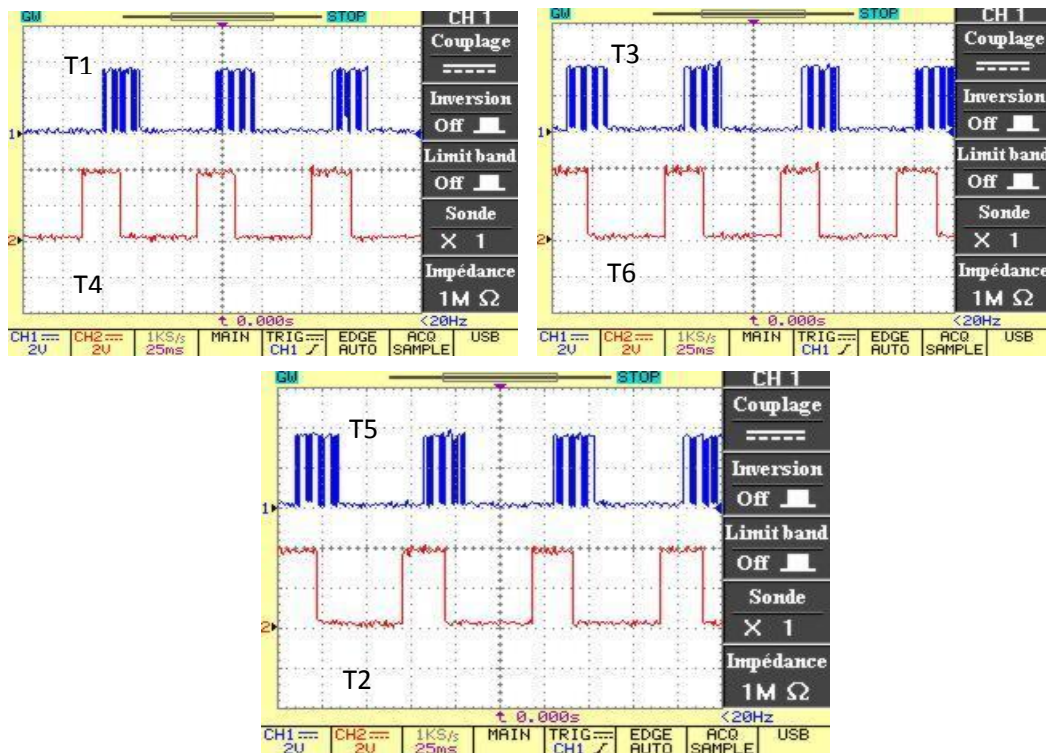


Figure III.36 : Signaux de commande des transistors.

- Comportement en régime statique en charge

Basses vitesses 45V avec rapport cyclique de 0.5 sous faible et moyenne charge.

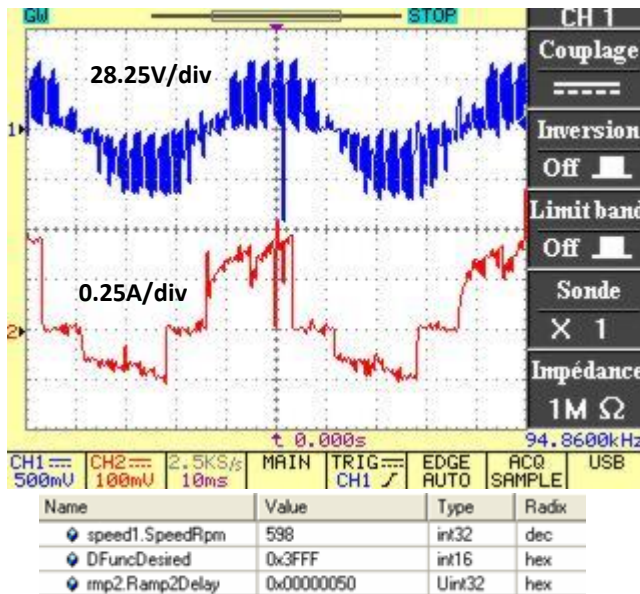


Figure III.37 : Résultats pour une faible charge

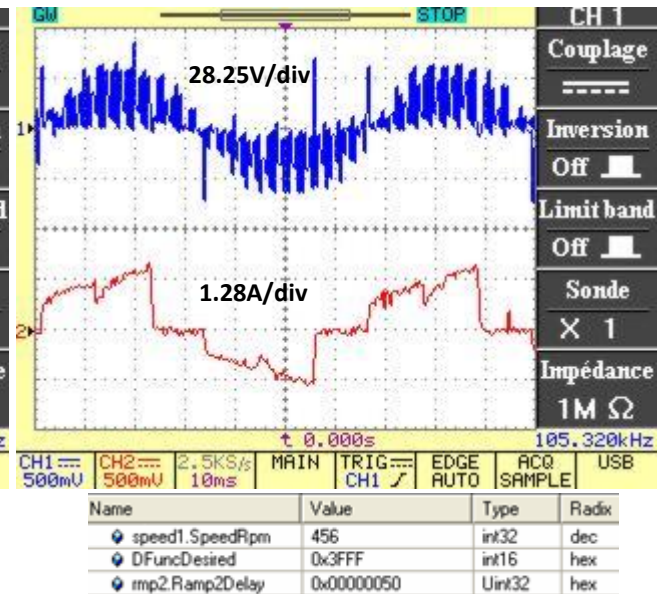


Figure III.38 : Résultats pour une moyenne charge

A moyenne vitesse, $V_{dc}=45V$ avec rapport cyclique de 1, en faible et moyenne charge

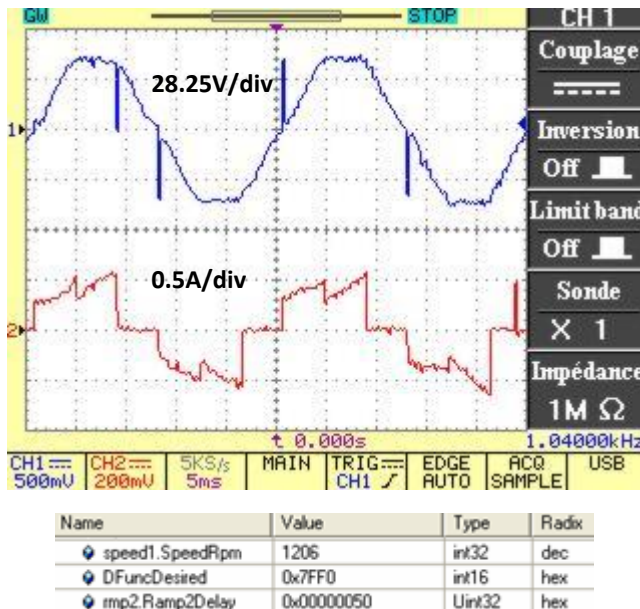


Figure III.39 : Résultats pour une faible charge

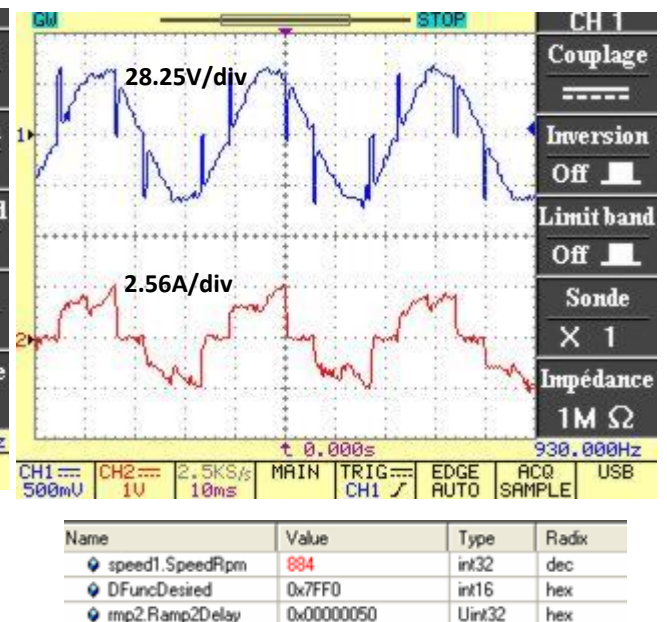


Figure III.40 : Résultats pour une moyenne charge

- Résultats sous différentes fréquences de la MLI

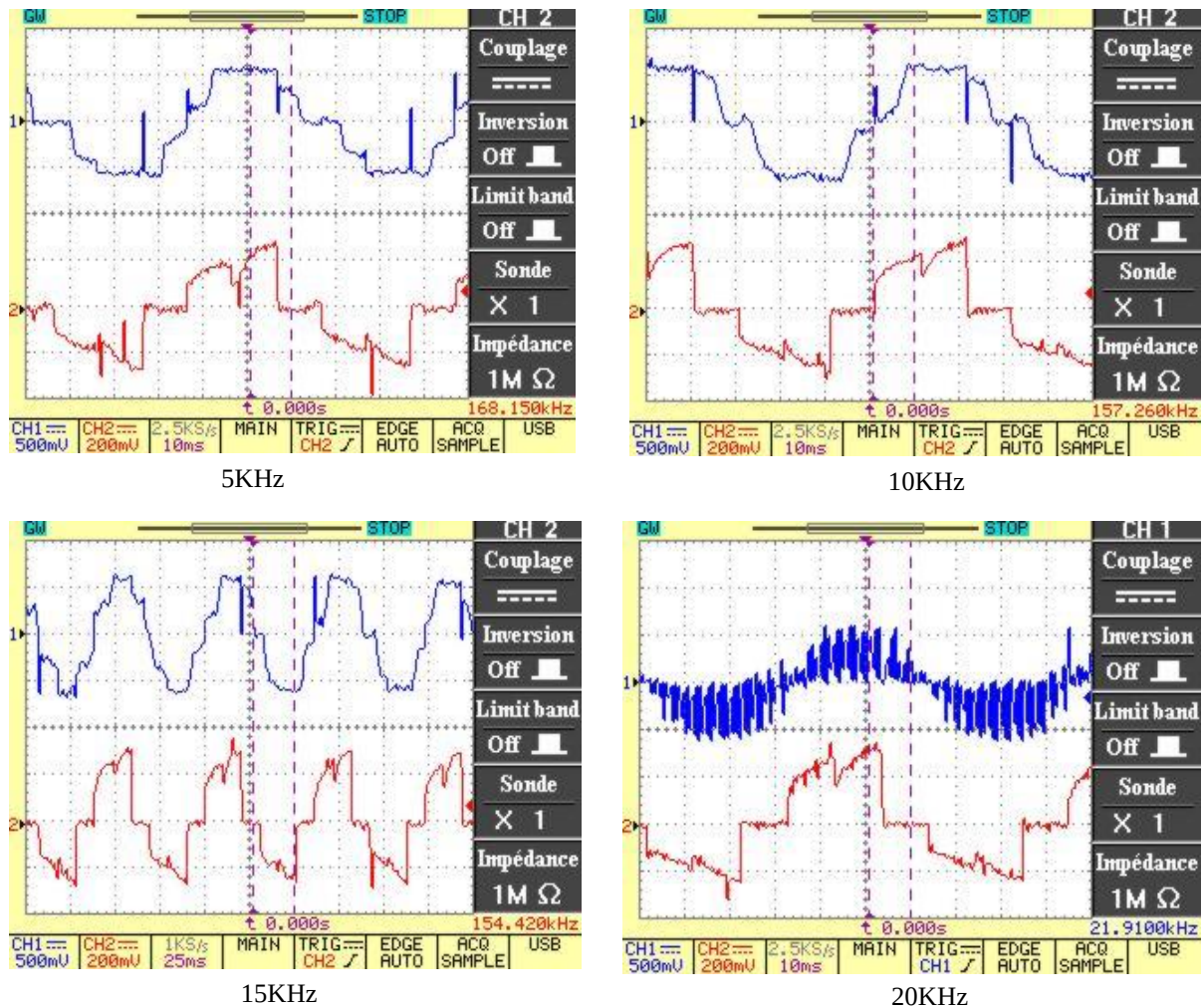


Figure III.41 : Allures des tensions (CH1) et courants (CH2) sous différentes fréquences de commutation

La fréquence de commutation agit légèrement sur la forme des courants, mais considérablement sur la tension des phases. Lors du fonctionnement à fréquences au-dessous de 20KHz un bruit désagréable et assez important provient de la machine. La fréquence de 20Khz correspond aussi aux valeurs de la fréquence du son inaudible pour l'être humain

- **Application d'un couple de charge en régime statique**

Pour les essais qui vont suivre, gain du courant $K_I = 2.56$. gain de la tension $K_V = 56.17$
 Pour bien suivre l'évolution de la vitesse, nous avons couplé à notre machine une génératrice à courant continu de vitesse maximale 1000tr/mn qui correspond à une tension de 40V, alors le rapport est $K_w = 40/1000 \Rightarrow K = 0.04 \text{ v / (tr/mn)}$.

On maintient la vitesse de rotation à 800tr/mn puis nous appliquons un couple de charge $C=0.3$ N.m. (Figure III.42). Pour une vitesse de 1000 tr/mn et un couple de charge $C=0.3$ N.m. (Figure III.43)

La vitesse de rotation de la génératrice à courant continu utilisée pour la mesure de la vitesse est de 1000tr/mn, correspondant à une tension de 40v

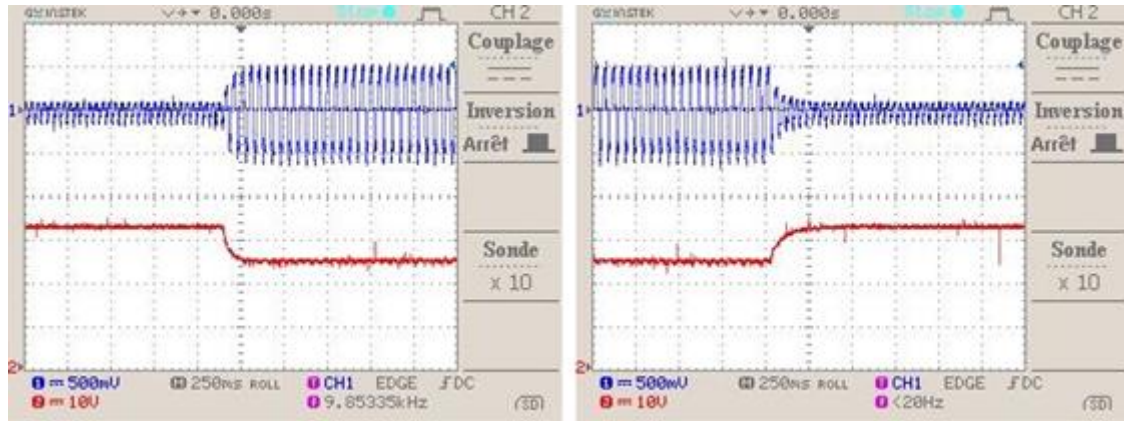


Figure III.42 : Courant phase et l'image de la vitesse avant et après l'application du couple de charge CH1 : courant de phase et CH2 : image de vitesse

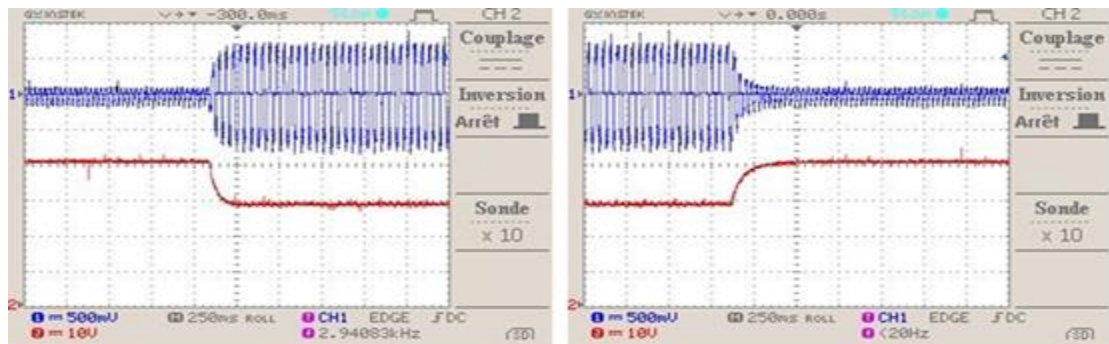


Figure III.43 : Courant phase et l'image de la vitesse avant et après l'application du couple de charge. CH1 : courant de phase et CH2 : image de vitesse

Avant d'appliquer un couple de charge la vitesse du moteur suit la consigne, mais dès qu'on charge le moteur, on voit que la vitesse baisse et elle ne revient pas à sa vitesse de référence. Et cela est un inconvénient majeur pour des applications spécifiques dans l'industrie ce qui nécessite un régulateur qui maintient la vitesse à la référence.

III.2.7.1.b. Commande avec MLI Hard

La MLI utilisée est appliquée aux transistors des deux étages (hard swiching), Le tableau III. 2 résume les états des différents transistors en fonction du compteur MOD6, l'état MLI correspond à un signal de commande MLI (mis à l'état 'active low' dans le registre ACTRA) généré par le DSP. L'état OFF correspond à une sortie mise à l'état 'forced low'(0V) dans le registre ACTRA. [Tad14], [Tad12]

Tableau III.2 : Etats des signaux de commande pour le hard switching

T1	T2	T3	T4	T5	T6	A	B	C
MLI	OFF	OFF	MLI	OFF	OFF	+ve	- ve	0
MLI	OFF	OFF	OFF	OFF	MLI	+ ve	0	- ve
OFF	OFF	MLI	OFF	OFF	MLI	0	+ ve	- ve
OFF	MLI	MLI	OFF	OFF	OFF	- ve	+ ve	0
OFF	MLI	OFF	OFF	MLI	OFF	- ve	0	+ ve
OFF	OFF	OFF	MLI	MLI	OFF	0	- ve	+ ve

Les essais que nous avons menés nous ont permis d'avoir les résultats montrés sur les figures III.44 et III.45 (signaux de commande d'un bras de l'onduleur et courant de phase)

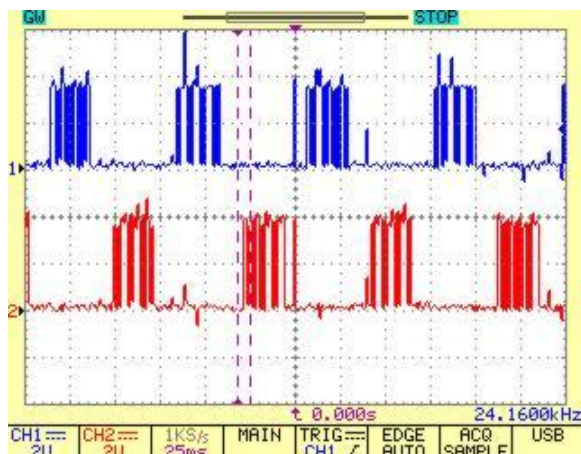


Figure III.44: Signaux d'un bras

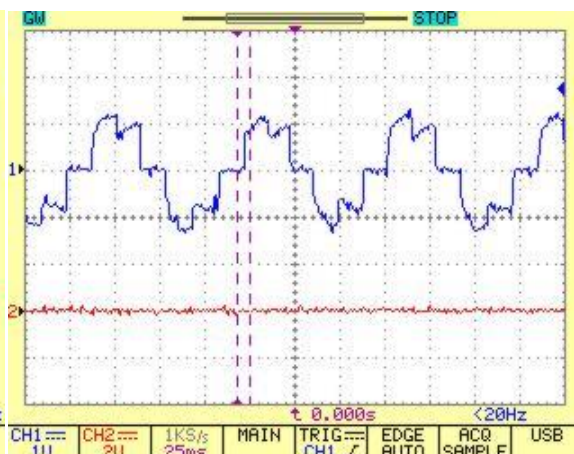


Figure III.45 : courant de phase

III.2.7.1.c. Commande avec MLI MIXTE

La MLI utilisée est appliquée aux transistors des deux étages avec 60° ON et 60° suivant MLI (mixt swiching), Le tableau III.3 résume les états des différents transistors en fonction du compteur MOD6, l'état MLI correspond à un signal de commande PWM (mis à l'état 'active low' dans le registre ACTRA) généré par le DSP. L'état OFF correspond à une sortie mise à l'état 'forced low'(0V) dans le registre ACTRA et l'état ON correspond à une sortie mise à l'état 'forced high' dans le registre ACTRA (3.3V).

Tableau III.3 : Etats des signaux de commande pour soft switching

T1	T2	T3	T4	T5	T6	A	B	C
MLI	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	+ve	- ve	0
ON	OFF	OFF	OFF	OFF	MLI	+ ve	0	- ve
OFF	OFF	MLI	OFF	OFF	ON	0	+ ve	- ve
OFF	MLI	ON	OFF	OFF	OFF	- ve	+ ve	0
OFF	ON	OFF	OFF	MLI	OFF	- ve	0	+ ve
OFF	OFF	OFF	MLI	ON	OFF	0	- ve	+ ve

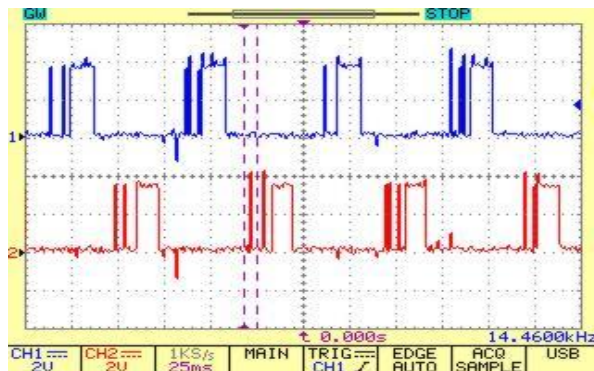


Figure III.46: MLI mixte appliquée pour un bras

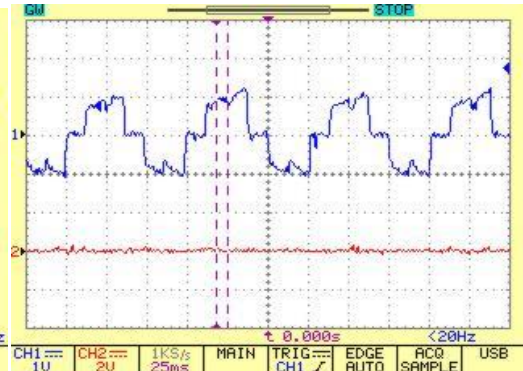


Figure III.47 : Courant de phase

III.2.7.2. Fonctionnement en boucle fermée

Afin de montrer l'efficacité de la régulation, nous avons fait les essais en deux modes :

- Régulation de correspondance (tracking, poursuite), où le but essentiel est de poursuivre une consigne.

- Régulation de maintien, où le régulateur a pour tâche principale de maintenir la grandeur réglée égale à la consigne.

Dans la réalité, les deux modes coexistent le plus souvent, le régulateur réagissant à toute forme d'erreur, quelle qu'en soit la cause (consigne variable ou perturbation aléatoire). Pour assurer la régulation de correspondance, nous avons fixé deux valeurs de vitesse 800tr/mn et 1000tr/m, malheureusement on ne peut pas aller au-delà de 1000tr/mn parce que c'est la vitesse maximale que peut atteindre la génératrice, et pour la régulation de maintien on a exercé à la machine deux couple $C = 0.5 \text{ N.m}$ et $C = 0.3 \text{ N.m}$. Ces derniers sont obtenus en mesurant le courant I_{dc} à partir de la simulation qui correspond à un couple donné :

Tableau III.4 : Correspondance courant-couple

La valeur du couple (N.m)	Le courant correspond (A)
0.3	0.425
0.5	0.9

❖ Le choix du régulateur

Nous choisissons un régulateur PI qui comporte une action proportionnelle qui sert à régler la dynamique avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur réglée et la consigne. Un régulateur PID est à écarter, car bien qu'une action dérivée permis d'anticiper et d'accélérer la régulation, elle amplifie néanmoins le moindre bruit. Nous avons utilisé le module de régulation à partir la librairie Reg.lib.

La fonction de transfert implanté dans ce module est définit comme suit :

$$\text{La fonction du transfert en domaine } S : G_R(S) = \frac{U(S)}{E(S)} = K_p + \frac{K_I}{S}. \quad (\text{III.1})$$

Tel que : $U(S)$ c'est la sortie du régulateur (la valeur de commande) et $E(S)$ est l'entrée du régulateur (la valeur de l'erreur).

La transformation vers le domaine discret Z :

$$\text{On place } S = \frac{2}{T_s} \frac{Z-1}{Z+1}. \quad (\text{III.2})$$

$$\text{Alors on aura la fonction suivante : } G_R(S) = \frac{U(Z)}{E(Z)} = K_p + \frac{K_I T_s}{2} \frac{Z-1}{Z+1}. \quad (\text{III.3})$$

$$\text{Expression on } Z^{-1} : \frac{U(Z^{-1})}{E(Z^{-1})} = \frac{\left(\frac{K_I T_S}{2} + K_p\right) + \left(\frac{K_I T_S}{2} - K_p\right) Z^{-1}}{1 - Z^{-1}}. \quad (\text{III.4})$$

On revient vers le domaine temporel :

$$[K] = \left(\frac{K_I T_S}{2} + K_p\right) \varepsilon[K] + \left(\frac{K_I T_S}{2} - K_p\right) \varepsilon[K - 1] + U[K - 1]. \quad (\text{III.5})$$

$\varepsilon[K]$: C'est l'erreur numérique de la vitesse, qui est la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée.

- **Organigramme de la commande avec régulation de la vitesse**

L'exécution du programme de commande se fait en faisant fonctionner le programme exécutable injecté dans la mémoire du DSP, nous choisissons le mode real time pour pouvoir agir en temps réel et apporter des changements pendant le fonctionnement de la machine.

L'organigramme du programme du fonctionnement en boucle fermée avec régulation de la vitesse est donné sur la figure III.48.

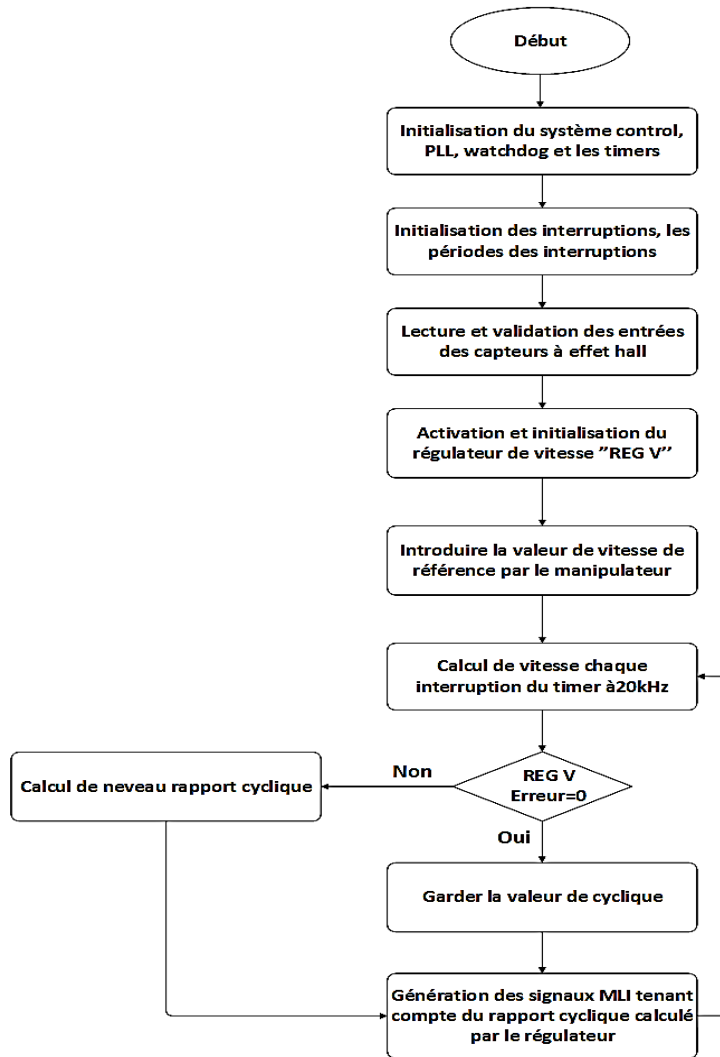


Figure III.48 : Organigramme de la régulation de la vitesse

- **Essais de suivi de référence:**

La figure III.49 présente le démarrage de la machine en charge avec $w_{ref} = 1000$ tr/mn. CH1 en bleu représente l'allure du courant de phase et CH2 en rouge représente l'image de vitesse. Nous pouvons observer que la vitesse démarre de façon progressive jusqu'à atteindre la vitesse de référence

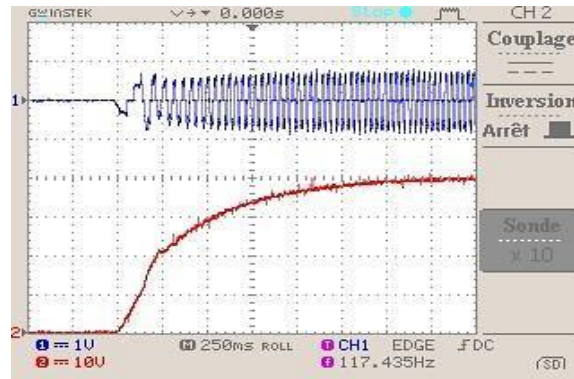


Figure III.49 : CH1 courant de phase, CH2 l'image de la vitesse

- Essais de maintien en régime statique

On maintient la vitesse de rotation $w_{ref} = 800$ tr/mn, nous visualisons la tension fournie par la génératrice et le courant d'une phase du moteur avant et après l'application du couple de charge $C=0.5$ N.m. (La figure III.50).

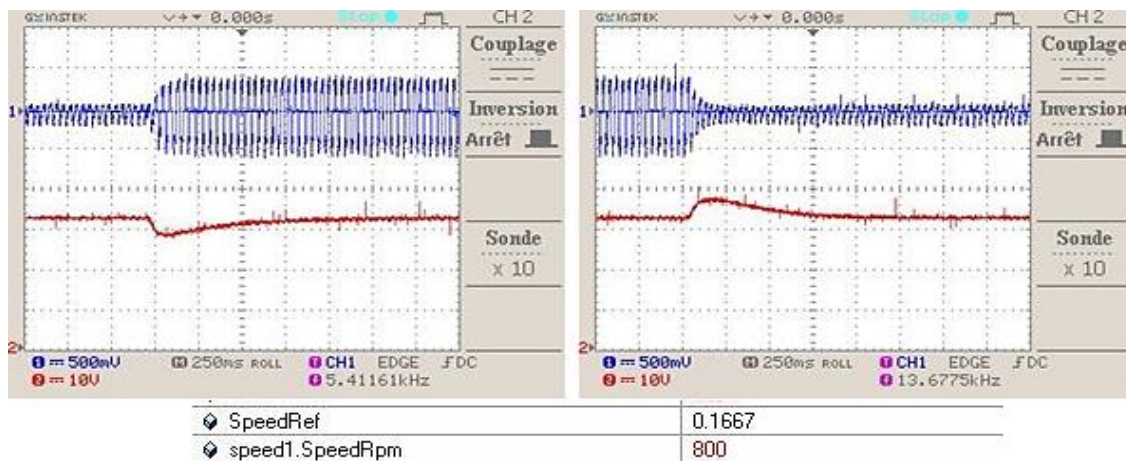


Figure III. 50 : Courant phase et l'image de la vitesse avant et après l'application du couple de charge

- Pour $w_{ref} = 1000$ tr/mn et un couple de charge $C=0.5$ N.m. on a la figure III.51.

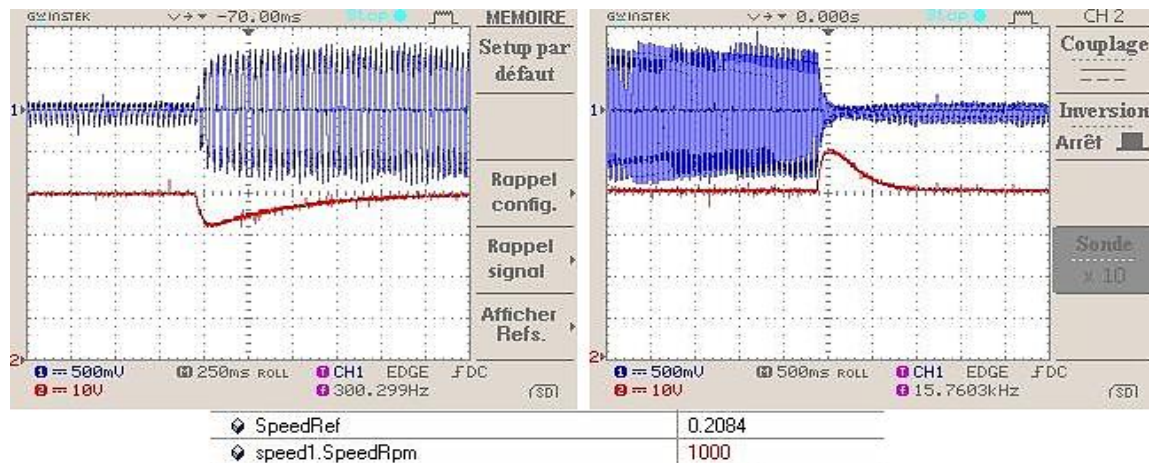


Figure III.51 : Courant phase et l'image de la vitesse avant et après l'application du couple de charge

- On change la valeur du couple à $C=0.3$ N.m et $w_{ref} = 1000$ tr/mn on a la figure III.52.

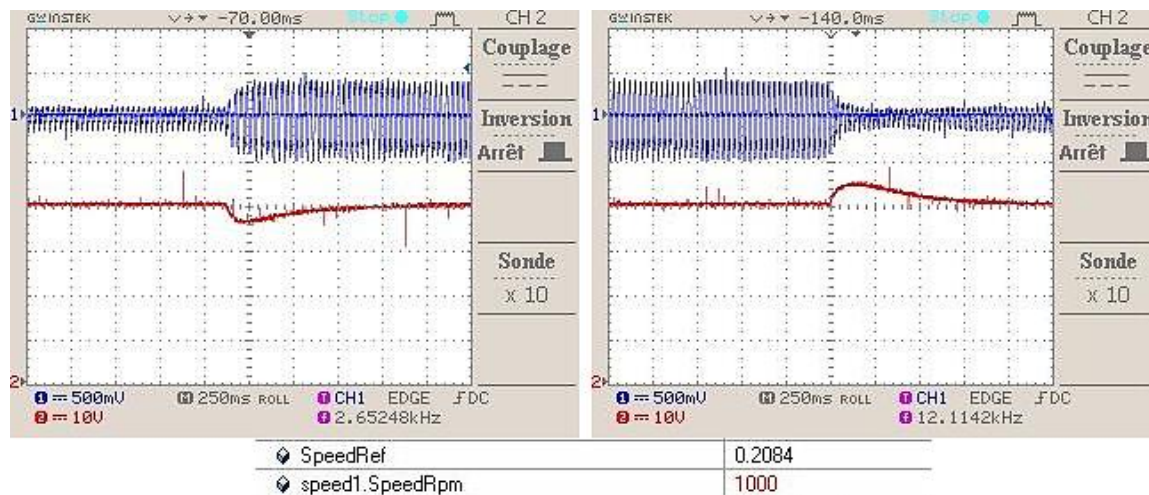


Figure III.52: Courant phase et l'image de la vitesse avant et après l'application du couple de charge

La vitesse suit sa consigne correctement, avec une petite durée de transitoire $T_r = 1s$. En effet, le temps est ajustable selon le domaine d'application du moteur, pour ajuster ce temps nous ajustons les valeurs de K_p et K_i . La figure III.53 et la figure III.54 montrent l'influence de cette correction.

- Pour $w_{ref} = 1000$ tr/mn et un couple de charge $C=0.5$ N.m.

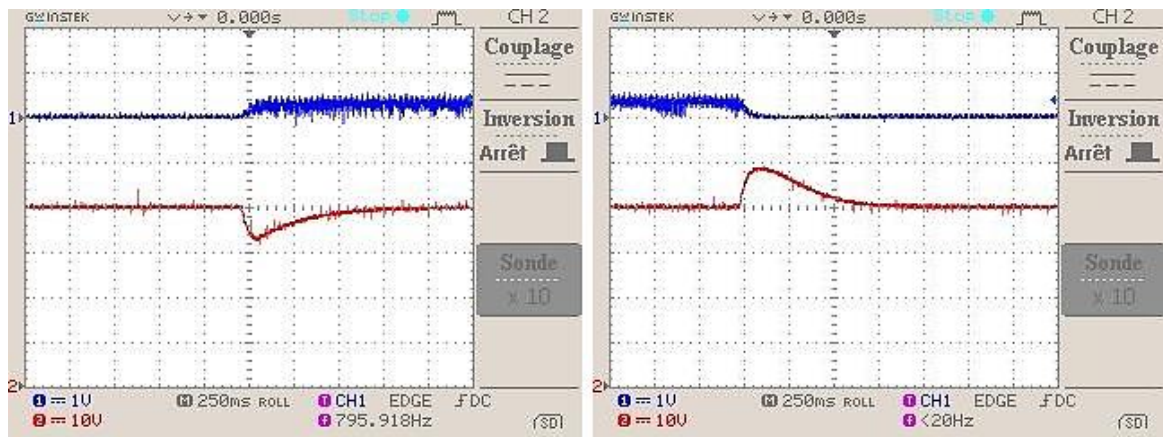


Figure III.53 : Courant i_{DC} et l'image de la vitesse avant et après l'application du couple de charge

La régulation devient plus rapide par rapport au même test sur la figure III.51, le temps de réponse est $T_r = 0.375$ s.

- Pour $w_{ref} = 500$ tr/mn et un couple de charge $C=0.3$ N.m.

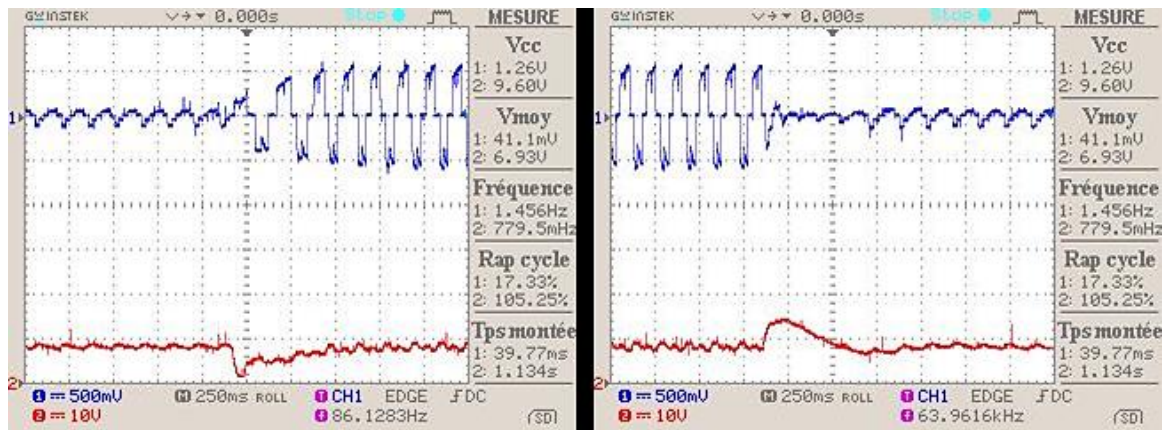


Figure III.54: Courant phase et l'image de la vitesse avant et après l'application du couple de charge

• Essais de correspondance :

Afin de vérifier la correspondance, nous avons appliqué un couple de charge de $C = 0.3$ N.m et nous avons appliqué plusieurs références de vitesse (La figure III.55).

Sur la figure. III.55, les vitesses de référence appliquées sont 1000tr/mn, 800 tr/mn et 500 tr/mn. Sur la figure. III.56, les vitesses de références sont 800tr/mn, 500 tr/mn et enfin 1000 tr/mn. On voit bien que la courbe de la vitesse suit la référence, ce qui implique que la régulation de correspondance est vérifiée.

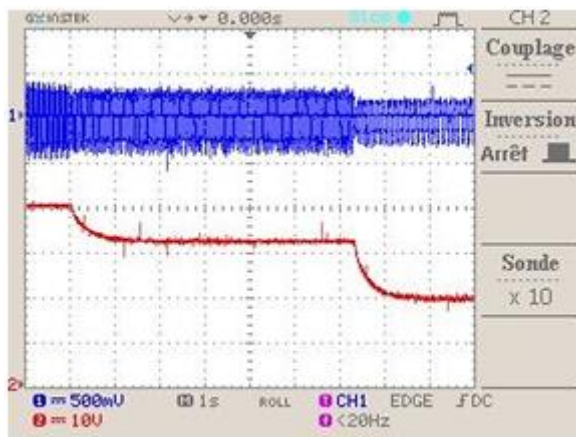


Figure III.55 : CH1 courant phase,
CH2 la vitesse

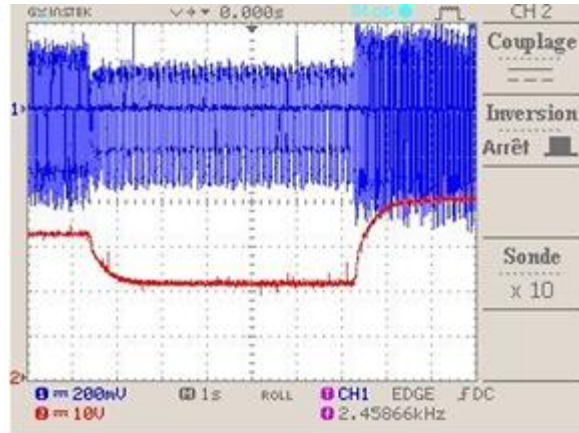


Figure III.56 : CH1 courant phase,
CH2 la vitesse

La commande en vitesse exige le suivi d'un profil. De ce point de vue on a choisi le profil idéal représenté sur la figure II.57. La vitesse mesurée suit correctement le profil

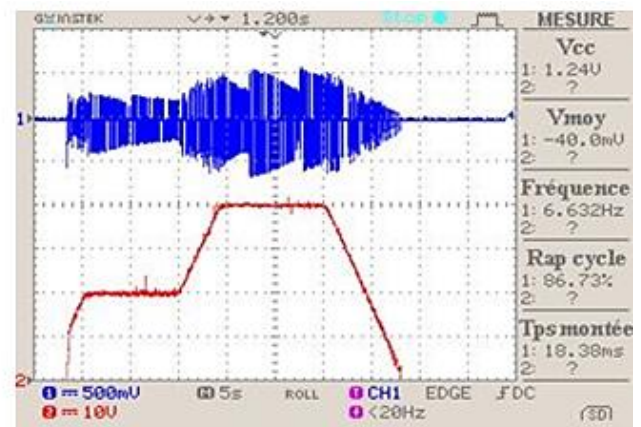
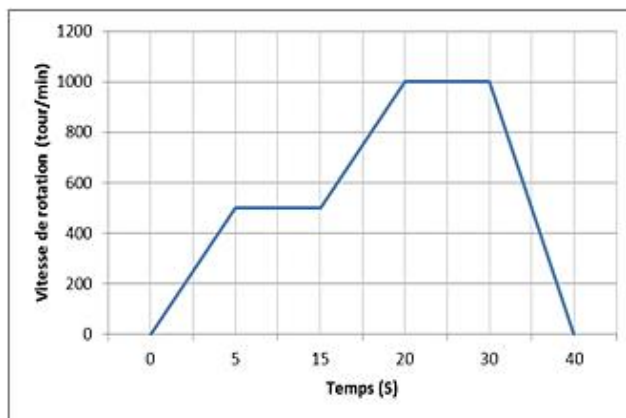


Figure III.57 : (a) profile de vitesse, (b) vitesse pratique

• Amélioration de la réponse en vitesse avec la commande MLI Hard

L'étude menée dans le chapitre II a montré que la MLI hard répond mieux que les deux autres en terme de temps de réponse en boucle fermée. Afin de valider et vérifier ce résultat, nous avons fixé une vitesse de référence $w_{ref} = 1000$ tr/mn et nous avons appliqué un couple charge de $C = 0.3$ N.m. Les mêmes conditions sont appliquées dans les deux essais, la figure III.58 représente la réponse avec MLI Soft et la figure III.59 illustre la réponse avec MLI Hard.

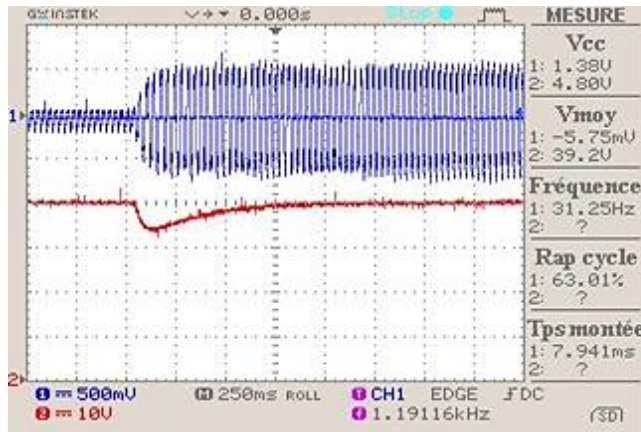


Figure III.58 : CH1 courant phase,
CH2 la vitesse

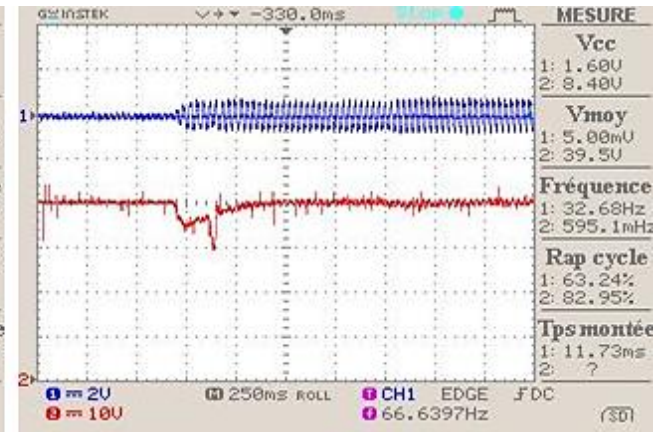


Figure III.59 : CH1 courant phase,
CH2 la vitesse

Nous remarquons que la réponse en vitesse avec MLI Hard est plus rapide ($T_r=0.75s$), moins de la moitié du temps de réponse avec MLI Soft ($T_r=0.25s$). En revanche la MLI Soft présente une réponse stable et la vitesse est moins ondulée comparée à la MLI Hard où la vitesse est moins stable et ondulée.

La stratégie MLI soft est plus intéressante du point de vue ondulations de couple et pertes en commutation. Tandis que la technique MLI hard permet au moteur de présenter de meilleures réponses dynamiques en vitesse lors des changements de couple de charge.

III.3. Banc d'essai avec moteur à rotor externe (BDCM2)

Dans cette partie nous allons présenter le banc d'essai 2 qui est destiné à l'entraînement de la BDCM2. Cette dernière est à rotor externe et spécialement dédiée aux vélos à assistance électrique.

III.3.1. description du banc d'essai 2

Le système d'entraînement du moteur brushless est constitué du moteur, alimenté à travers un onduleur triphasé commandé par le DSP F28035. L'onduleur est à son tour alimenté par une tension continue 24V ou 36V. Le schéma synoptique du banc est représenté sur la figure III.60

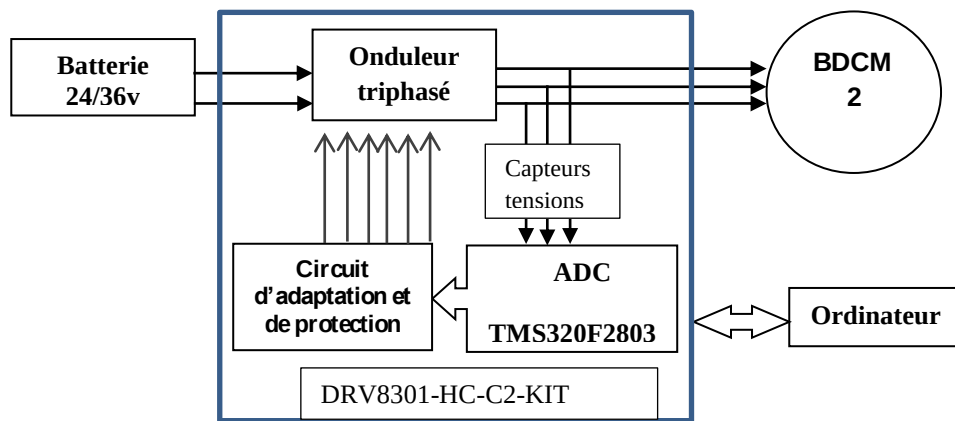


Figure III.60: Banc d'essai compact à base du kit DRV8301-HC-C2-KIT



Figure III.61 : le banc installé au laboratoire

III.3.1.1. Moteur et roue

Le Moteur utilisé est la BLDC2 présenté dans la partie II.2 du chapitre II, ce moteur est monté sur la roue avant de 26 pouces. Comme ce moteur est destiné à assister au pédalage le cycliste, il n'est pas nécessaire d'avoir un actionneur ayant des caractéristiques de traction complète (démarrage en côte très abrupte, accélération fulgurante...). Aussi Pour des raisons de réglementation, la vitesse du vélo ne doit pas dépasser 25 km/h dans le cas de la traction seule (sans l'aide du cycliste). Ainsi, pour un diamètre de roue classique (26 pouces), la vitesse de rotation maximale du moteur ne doit pas dépasser $N=200$ tr/min [sin11], [Chr14]. Ce à quoi la BDCM2 répond parfaitement car sa vitesse maximale avoisine 740tr/mn (simulations chapitre II) sans réducteur de vitesse dont la valeur de réduction est (4.1), ce qui offre une vitesse avec réducteur de 180 tr/mn.

Nous avons placé ce moteur dans la roue avant du vélo, nous avons conduit nos essais sans intégrer la roue au vélo afin d'évaluer les performances sur un banc fixé et immobile.

Vu que le vélo électrique doit être léger, performant, et la commande doit être fiable, la BDCM2 est dépourvu de capteurs à effet Hall (moins de volume et poids).

III.3.1.2. Support et mécanisme de freinage

Nous avons utilisé une fourchette de vélo dotée d'un mécanisme de freinage à patins afin de pouvoir appliquer des charges et simuler des parcours de vitesse (plat ou pente).

III.3.1.3. Alimentation

Le moteur utilisé est un moteur 24/36V, pour cela nous avons utilisé une alimentation stabilisée, équipée d'un dispositif d'affichage de tension et de courant. Tous les essais ont été effectués sous une tension de 24V continu.

III.3.1.4. Kit de développement expérimental

L'objectif principal étant d'intégrer la BDCM2 dans le système vélo avec une commande sans capteur et une technique hard qui répond mieux au changement de vitesses. La partie puissance et commande doivent être compact, ayant un minimum de poids, contenant les éléments nécessaires pour la réalisation de la commande (capteurs de tension, protection) et répondant aux besoins de puissance nécessaire pour le fonctionnement. En tenant compte de cela, notre choix s'est porté sur le DRV8301-HC-C2-KIT (figure III.62) qui est une plateforme de puissance, efficace et à haute performance



Figure III.62 : Le DRV8301-HC-C2-KIT de Texas instrument

III.3.1.5. L'outil graphique expérimental

Le kit de développement expérimental DRV8301-HC-C2 inclut une interface graphique utilisateur (GUI). Elle permet de définir les paramètres du système et observer sa performance. L'interface graphique nous donne des informations sur la tension de l'alimentation fournie, la vitesse du moteur, la FEM de la phase A, le flux du moteur et la forme d'onde du courant de la phase (a) du moteur.

III.3.2. Architecture de la commande envisagée

Le système de commande sans capteurs est la technique la mieux adapté au vélo électrique vu sa fiabilité [Zha16-1]. Le moteur BLDC 2 est commandé par TMS320F28035 via un étage de puissance composé de six transistors à effet de champ intégrés dans le kit DRV8301. Les tensions de phase et le courant du moteur sont mesurés et envoyés au microcontrôleur à travers le convertisseur analogique-numérique (ADC).

Le Code Composer Studio (CCS) est un environnement de développement intégré qui prend en charge le Microcontrôleur et processeurs embarqués de TI. Il inclue une suite d'outils intégrés utilisés pour la construction et la mise au point des programmes développés.

Il comprend un compilateur de langage C/C++, un éditeur de code source, et un environnement d'exécution qui permet de télécharger un programme exécutable, de l'exécuter et de le déboguer au besoin.

III.3.2.1. Implémentation des commandes du moteur

Un programme a été élaboré sous l'environnement CCS qui utilise les différents libraires disponibles. Ce dernier contient des exemples de projets, des manuels d'utilisation et d'autres informations. Le logiciel est téléchargeable depuis le site web de Texas instrument. L'organigramme de cette commande est représenté par la figure III.63.

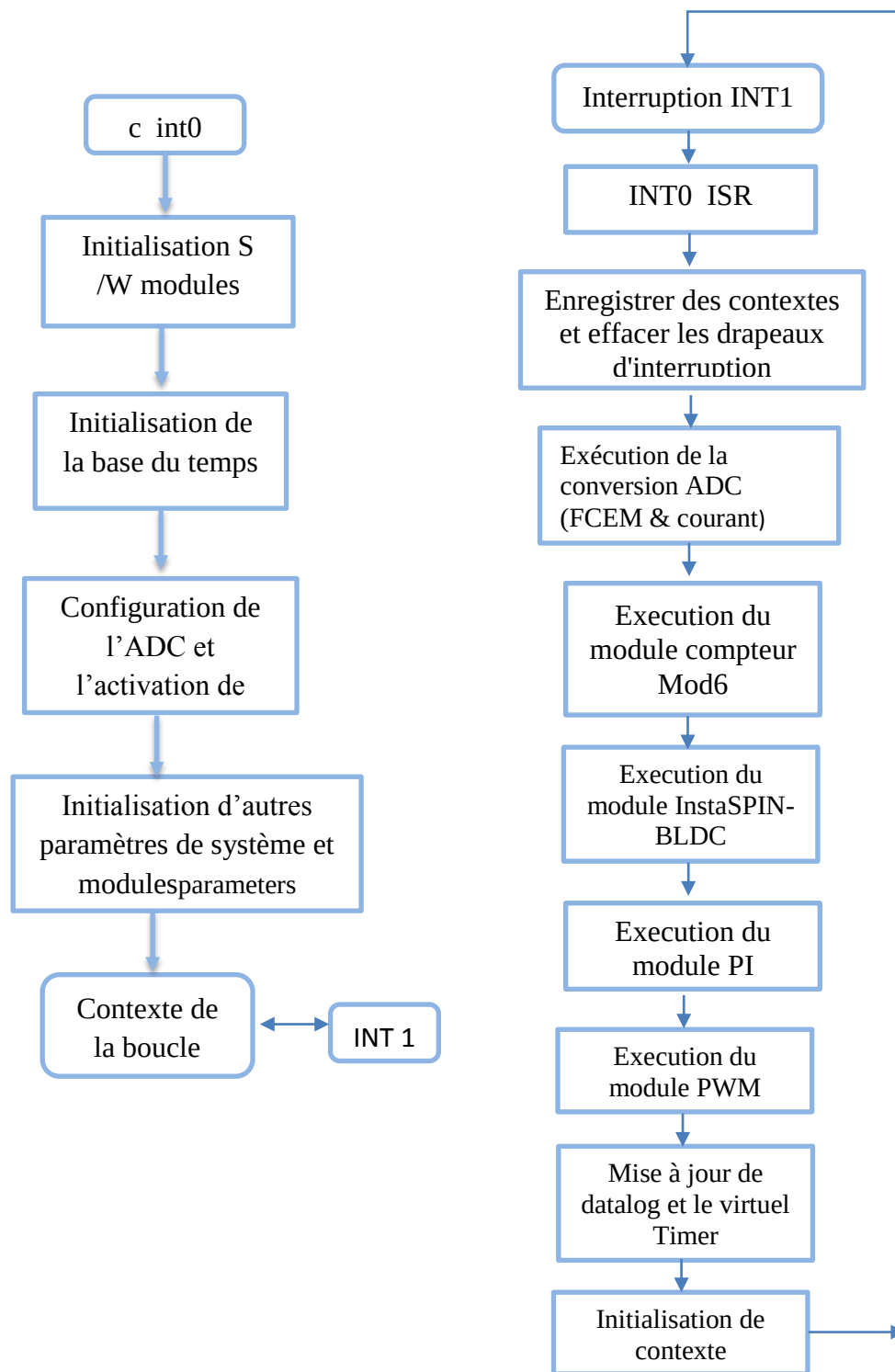


Figure III.63 : Organigramme de la commande sans capteur

III.3.3. Essais expérimentaux

Le moteur utilisé est un moteur avec réducteur de vitesse, et qui devrait fonctionner dans un seul sens à cause de son système d'engrenage. Pour cela, nous avons vérifié le sens de rotation indiqué sur le moteur.

III.3.3.1. Essais à vide

Nous avons visualisé les six signaux de commande à la sortie du microcontrôleur, la figure III.64 (a) représente les signaux de commande pour le premier bras de l'onduleur (T1 et T4), la figure III.64 (b) représente les signaux de commande envoyés aux deux premiers interrupteurs de haut T1et T2. Ces signaux ont été obtenus avec un rapport cyclique (α) égale à 90%.

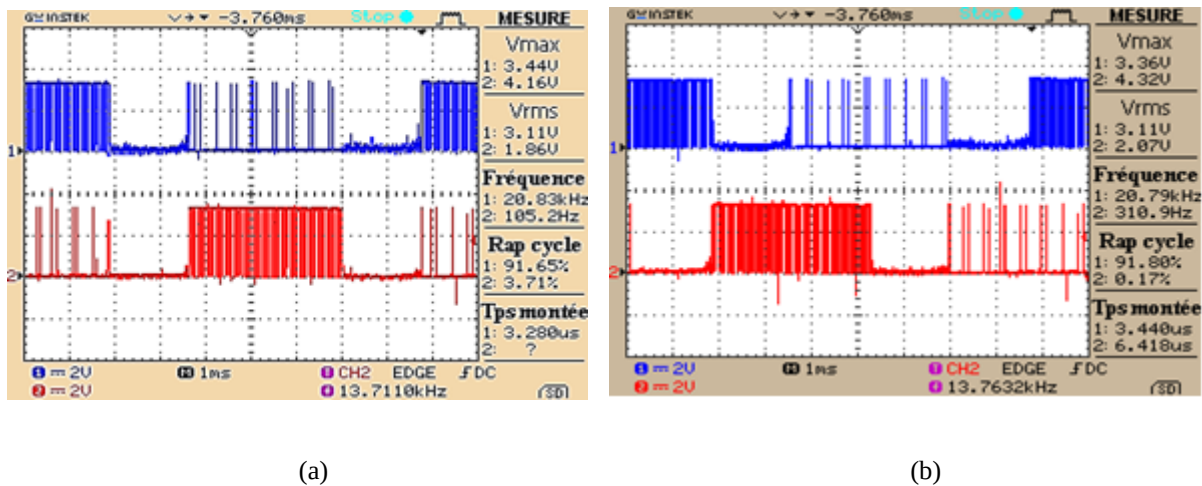


Figure III.64 : Signaux de commande générés par le microcontrôleur

- **Ajustement de la commutation**

Nous avons ajusté les instants de commutations en se basant sur la forme de la FEM obtenue en temps réel. La bonne commutation est obtenue en introduisant la bonne valeur seuil de l'intégral de la FEM du moteur.

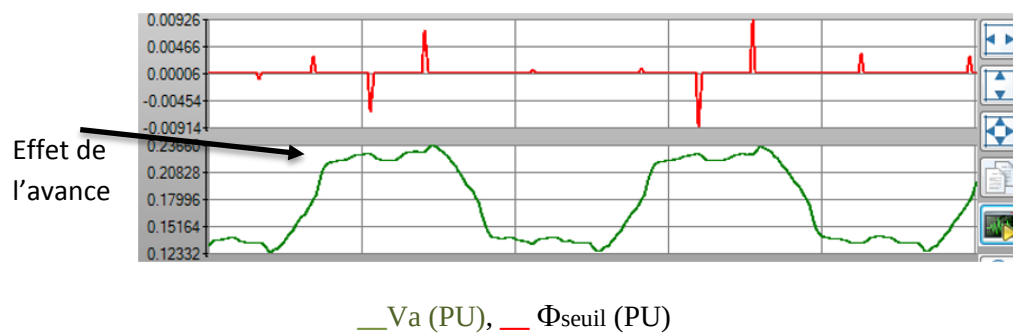
Cas d'une commutation avancée : $\Phi_{\text{seuil}} = 0.01$ PU

Figure III.65 : Cas d'une commutation avancée

Cas d'une commutation retardée : $\Phi_{\text{seuil}} = 2$ PU

Figure III.66 : Cas d'une commutation retardée

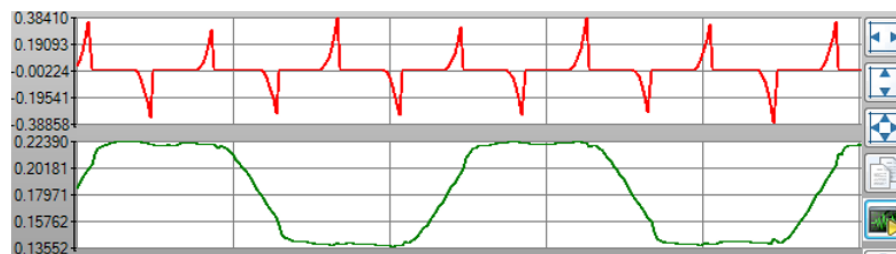
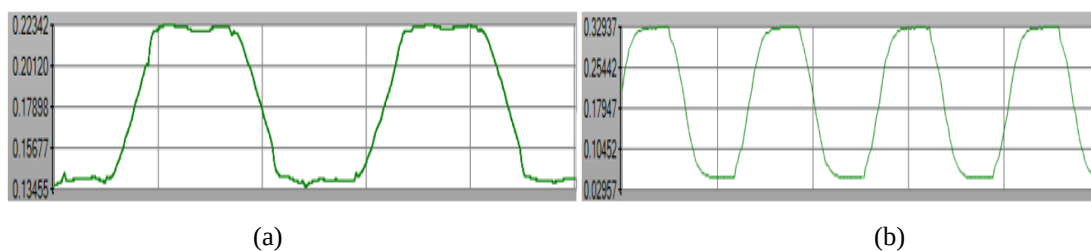
Cas d'une commutation correcte : $\Phi_{\text{seuil}} = 0.4$ PU

Figure III.67 : Cas d'une commutation adéquate

Mesure de la vitesse de rotationFigure III.68 : (a): tension V_a pour ($\alpha=0.3$), (b): tension V_a pour ($\alpha=0.9$)

Les résultats des mesures de la vitesse pour différentes valeurs de rapport cyclique (α) sont présentés sur la figure III.69.

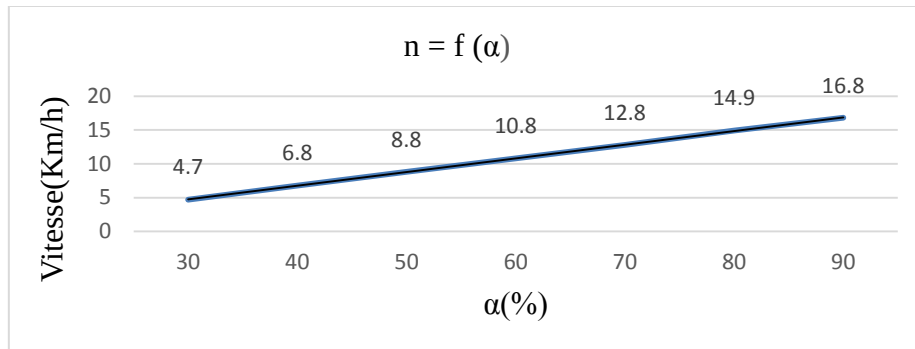


Figure III.69 : Mesure de la vitesse du moteur à vide

A partir de la FEM de la phase (a), on voit bien que la forme d'onde de la FEM est trapézoïdale et que la bonne commutation se fait avec une valeur Φ_{seuil} correspondante de 0.4PU

La variation de la vitesse en fonction du rapport cyclique (α) représentée sur la figure III.69 montre que celle-ci est une droite de pente positive, confirmant ainsi la proportionnalité entre la tension d'alimentation et la vitesse. Un contrôle de la vitesse par la variation de la tension peut se faire suivant une loi linéaire.

III.3.3.2. Essais en charge en boucle ouverte

▪ Forme d'onde de la tension et courant de phase

La figure III.70 représente la forme d'onde de la tension et du courant de la phase (a). Les courbes ont été obtenues pour un courant de phase de 3.5A, et pour une vitesse du moteur égale à 480 tr/min.

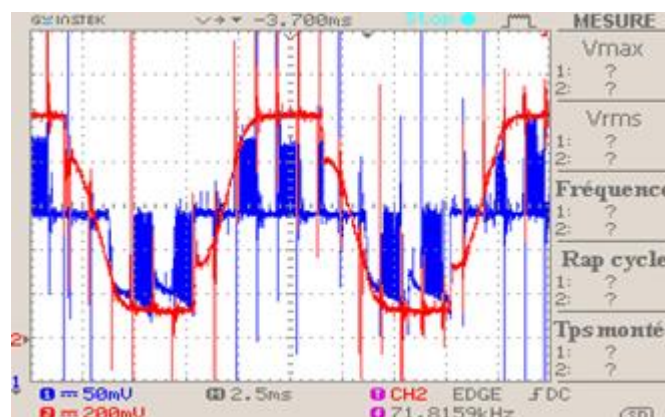


Figure III.70 : Forme d'onde de la tension et courant de phase (mesuree)

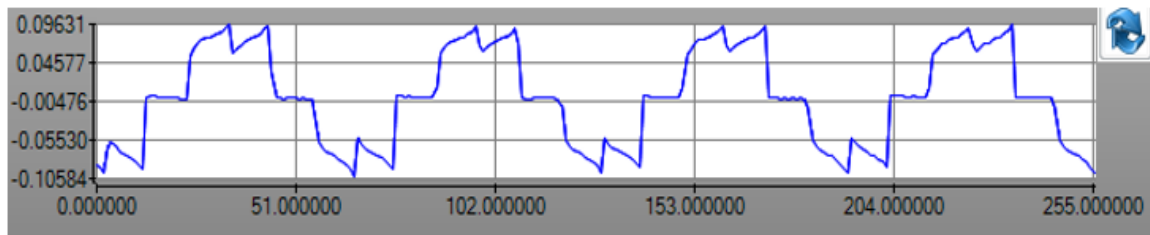


Figure III.71 : Forme d'onde du courant obtenue pour une vitesse de 480 tr/min (interface graphique)

▪ Mesure de la vitesse de rotation

La figure III.72, représente les résultats des mesures de la vitesse pour différentes charges.

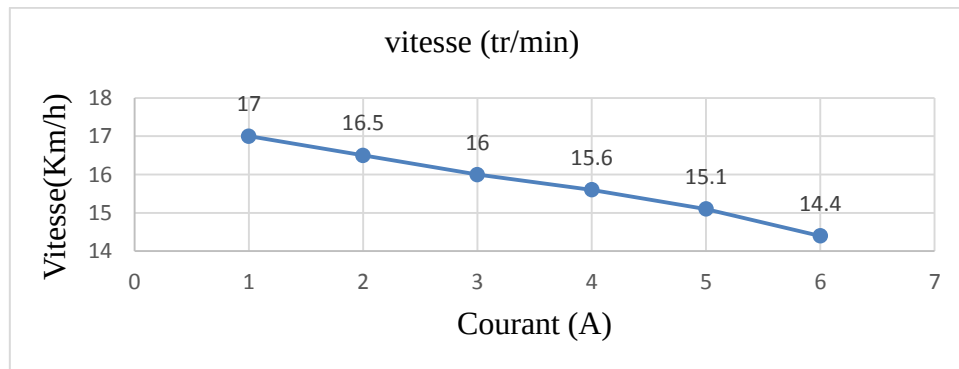


Figure III.72 : Mesure de la vitesse du moteur en charge

III.3.3.3. Essais en charge en boucle fermée

Les essais sur le moteur en boucle fermée est très intéressant vu que la commande en vitesse ou en couple se base sur cela.

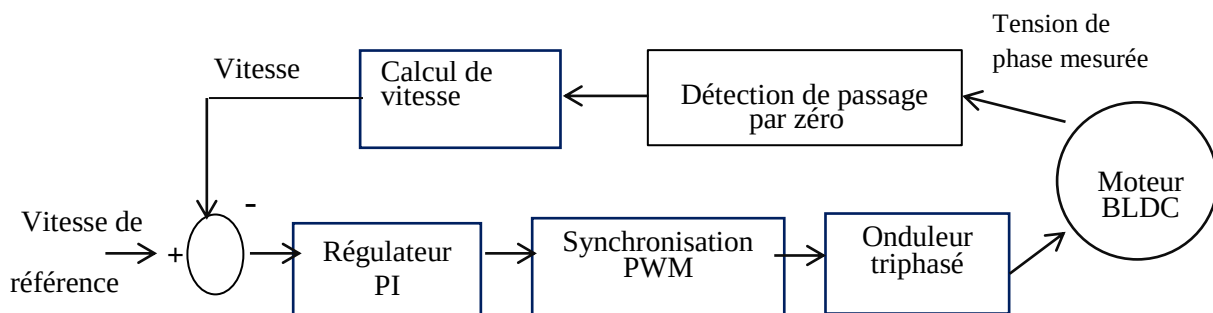


Figure III.73 : schéma bloc de la commande en vitesse

▪ **Commande en courant avec : $K_p=1$, $K_i=20$**

La figure III.74 représente les différentes vitesses obtenues pour chaque valeur de courant de référence.

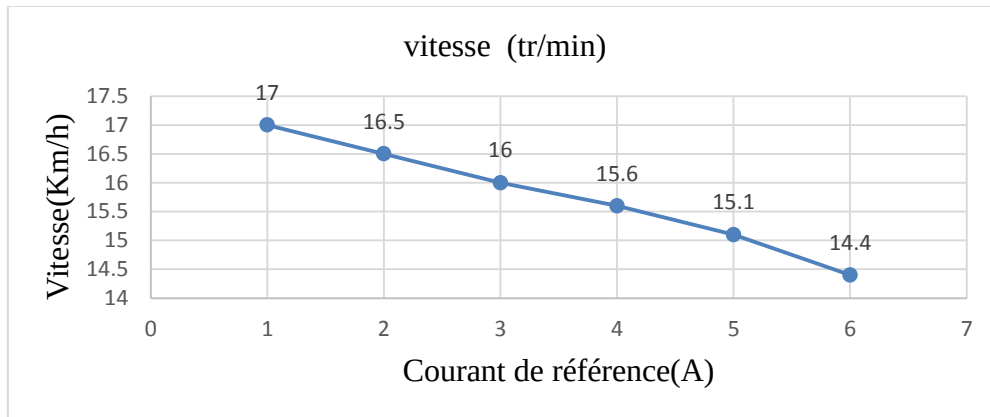


Figure III.74 : La vitesse du moteur en boucle fermée

▪ **Commande en vitesse avec : $K_p=0.5$, $K_i=3$**

Démarrage : $V_{\text{réf}} = 0.9$ PU, Vitesse initiale obtenue : 612 tr/min

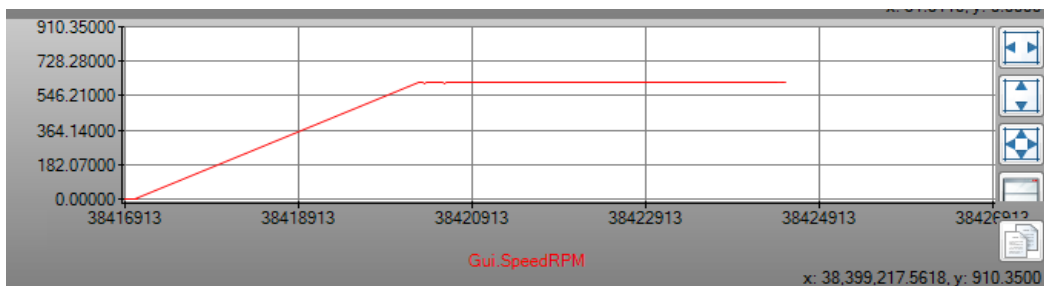


Figure III. 75: L'évolution de la vitesse lors du démarrage à vide

Application de charge : $I = 4$ A, vitesse stabilisée à 530 tr/min.

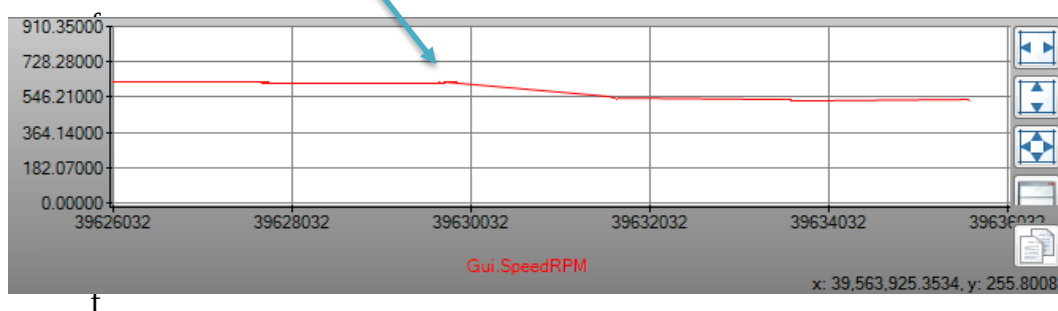


Figure III.76 : L'évolution de la vitesse lors de l'application de la charge

Démarrage : $V_{\text{réf}} = 0.4 \text{ PU}$, Vitesse initiale obtenue : 480 tr/min

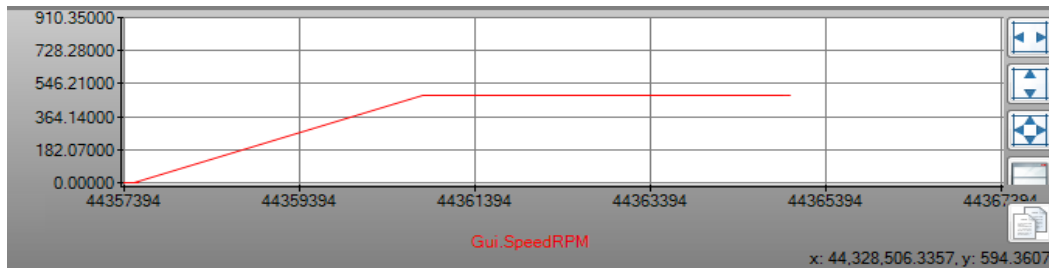


Figure III.77 : L'évolution de la vitesse lors du démarrage à vide

Application de charge : $I = 4 \text{ A}$, vitesse stabilisée à 480 tr/min.

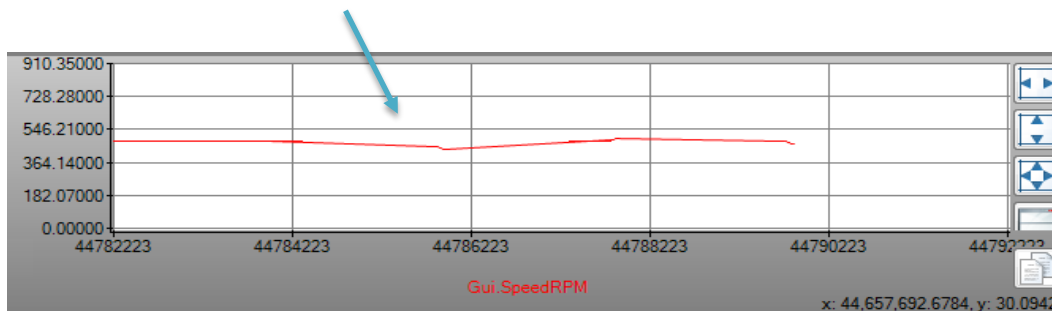


Figure III. 78 : Evolution de la vitesse lors de l'application de la charge

- La consigne de vitesse inférieure à 0.5 PU et pour un courant de charge de 5A la vitesse est maintenue constant. Pour des consignes de vitesse supérieure à 0.5 PU et pour le même courant de charge, la vitesse est légèrement inférieure à la vitesse de consigne

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis en œuvre deux bancs d'essais incluant les deux moteurs étudiés dans le chapitre II ainsi que les techniques de commande envisagées.

Les tests réalisés sur les deux bancs d'essais sont très satisfaisants, les conclusions et remarque concernant les résultats rejoignent la simulation ce qui valide d'une part le modèle élaboré et d'autre part l'étude menée pour la minimisation des ondulations du couple dans la BDCM.

Nous allons dans le prochain chapitre exploité la machine 2 dans une application de système embarqué qui est un vélo à assistance électrique. Cela fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre IV

Applications de la BDCM dans le transport urbain

IV.1 Introduction

En vue de mettre en valeur l'intérêt de la BDCM à l'industrie, et à l'amélioration des performances. Nous avons considéré, dans cette partie, son intégration dans une roue d'un vélo conventionnel pour en faire un vélo électrique à usage urbain, qui répond à une motorisation avec de meilleurs avantages, de point de vue pollution, et confort dans la mobilité. Nous décrivons la commande développées sur des parcours variés.

IV.2 Développement d'un vélo électrique à Usage Urbain

L'un des enjeux auxquels est confronté l'homme en ce début du troisième millénaire, est la préservation de l'environnement, en luttant contre les industries qui sont en grande partie, responsables des émissions des gaz à effet de serre (CO, CO₂...). Ajouter à cela, les prix des hydrocarbures qui ne cessent de flamber, ce qui l'oblige à trouver d'autres énergies, moins chères et moins polluantes en vue de les utiliser pour le moyen de transport (trains, voitures et vélos électriques).

C'est dans cette perspective, que beaucoup de projets de recherche ont vu le jour, pour développer des voitures et des vélos électriques, plus performants, et moins polluants.

Le marché des vélos électriques connaît une progression importante, surtout dans les pays industrialisés comme les Etats-Unis, Japon, l'Europe, l'Inde et la Chine. Et pourquoi pas l'envisager en Algérie.

L'objectif de vélo électrique est généralement de fournir une assistance au pédalage ou le moteur aide le cycliste dans ses efforts (surtout sur les pentes les plus rudes). Les promoteurs de ces vélos mettent l'accent sur la possibilité de rouler sans pollutions gazeuses ni sonores.

Plusieurs prototypes ont été proposés, et qui se basaient sur des technologies différentes. Les prototypes développés et qui sont commercialisés sont donc en général équipé d'un moteur intégré dans l'axe de la roue arrière (ou avant).

Bien entendu, ces vélos sont généralement équipés par des moteurs sans balais à courant continu (Brushless DC) avec un rotor externe. Par ailleurs, ces moteurs sont à entraînement

direct ou réductés. Ces derniers sont plus petits et plus légers que ceux à entraînement direct de couple identique. A l'inverse, les moteurs à entraînement direct possèdent simplement un rotor et un stator (pas d'engrenages). De plus, ils offrent un confort de roulage supérieur à un moteur à entraînement direct lorsque le système n'est pas alimenté ou que la batterie est vide.

IV.3 Choix du moteur pour la traction électrique

Le moteur devrait fournir un effort de 6-8 N.m , transportant une personne de 80 kg, y compris le poids du vélo, sur un parcours 30 km, avec une vitesse de 16km/h avec une batterie de 24V, et une vitesse de 25km/h avec une batterie de 36V. L'autonomie de la batterie doit présenter au moins une autonomie minimum de 20km. Le bilan des forces peuvent être calculées à partir d'un cycliste se déplaçant sur un terrain plat

On suppose qu'il n'y a pas de vent.

A vitesse constante, la force de déplacement $\vec{F}$ frottement de l'air F_{air} .

$$\vec{F}_{air} + \vec{F} = 0 \quad (IV.1)$$

En intensité : $|\vec{F}_{air}| = |\vec{F}| \quad (IV.2)$

Le frottement de l'air se traduit par une force F_{air} opposée au déplacement du cycliste.

Elle est définie par :

$$F_{air} = KV^2 \quad (IV.3)$$

F_{air} se mesure en newton (N),

V vitesse de déplacement (m/s)

K coefficient de frottement de l'air (Ns²/m²).

Pour un cycliste donné K = 0,20 Ns²/m²

La puissance mécanique fournie par le cycliste est liée à la force de déplacement et à la vitesse en (m/s) par la relation :

$$P = FV \quad (IV.3)$$

Pour la même vitesse, nous trouvons une puissance de 17,5W pour une batterie de 24Volts. Cette puissance augmente à 70 W pour une batterie de 36V, sous une vitesse maximum de 25Km/h.

Par ailleurs, cette puissance est appelée à s'élever si nous tenons en compte d'un vent de 20km/h en face et un parcours d'une pente de 6% au maximum avec un poids de cycliste de 80Kg et un vélo de 10kg. Ainsi la puissance estimée est d'environ 229W. Par conséquent, le moteur 2 ayant une puissance de 250W, devient un candidat très intéressant pour le développement d'un prototype de vélo électrique, partant d'un vélo traditionnel. Ce vélo intègre ce moteur réducté et placé dans la roue avant avec un couple de roue qui satisfait les conditions de fonctionnement mentionnées ci-dessus. Ce moteur nécessite une alimentation adéquate pour une commande en vitesse.

Le système embarqué de vélo va contenir le moteur 2, une batterie, onduleur et la carte de commande), les freins à contacts, l'accélérateur et le système d'affichage d'état de batterie et le courant consommé par le moteur. La figure V.1 représente le vélo avec le système embarqué que nous avons réalisé.



Figure IV.1 : Vélo avec le système embarqué.

IV.4 Essais pratiques sur le vélo en boucle ouverte

Le vélo a subi différents essais sur route pour évaluer l'efficacité de la commande développée. Des essais d'autonomie sans et avec pédalage ont été effectués sur un parcours de 4km, des essais en montée ont été réalisés sur des pentes connues et en fin des essais pour différents types de régulation (régulation en vitesse /régulation en courant) terminent ces essais.

Les essais ont été réalisés avec les caractéristiques suivantes :

- Poids du cycliste : $P_c = 73.7 \text{ kg}$
- Poids du vélo : $P_v = 30.0 \text{ kg}$
- Poids total : $P_t = 103.7 \text{ kg}$

▪ Tests sur le plat

Lieu de l'essai : Faculté des Maths, USTHB

Tableau IV.1. Mesure de l'autonomie de la batterie sur un parcours plat

	Mesure d'autonomie sous 24V		Mesure d'autonomie sous 36V	
	sans pédalage	avec pédalage	sans pédalage	avec pédalage
Type de parcours	Plat	Plat	Plat	Plat
Date de l'essai	24.05.2016	24.05.2016	30.05.2016	30.05.2016
Heure du début de l'essai	16h 45min	17h	16h 10min	16h 20min
Heure de fin de l'essai	16h 53min	17h 8min	16h 15min	16 h 25min
Niveau de charge de la batterie au début de l'essai	80%	60%	100%	80%
Niveau de charge de la batterie à la fin de l'essai	60%	50%	84%	72%
Vitesse moyenne	15 km/h	7.5 km/h	24 km/h	24 km/h
Distance parcourue	2km	2km	2km	2km
Autonomie de la batterie	10km	20km.	12.5km	25km.

• Tests sur des pentes

Nous avons subi le vélo à des tests sur quelques pentes disponibles au niveau de l'université

Tableau IV.2. Mesure de l'autonomie de la batterie sur des pentes

	Pente de 6.5%	Pente de 10%
Date de l'essai	25.05.2016	25.05.2016
Correspondance entre la vitesse et le courant consommé	8 km/h ~ 6.5A 10 km/h ~ 5.5A	8 km/h ~ 7.5A 10km/h ~ 6.5A

IV.5. Essais pratique sur le vélo en boucle fermée

Vis-à-vis de la nécessité de changement de vitesse pour l'usage du vélo dans un milieu urbain et le besoin du couple pour des raisons de démarrage en cote ou pour des utilisations en pentes, nous avons opté pour la commande en cascade afin de contrôler la vitesse et le couple en même temps.

Lieu de l'essai Faculté des Maths

Tableau IV.3. Mesure de l'autonomie de la batterie sur un parcours plat

	Test sous 36V	
	sans pédalage	avec pédalage
Type de parcours	Plat	Plat
Date de l'essai	31.05.2016	31.05.2016
Correspondance entre la vitesse et le courant consommé	25Km/h ~ 7A à 8A 15 Km/h ~ 4A à 6A 8Km/h ~ 2A à 3A 4Km/h ~ 1.5A à 2A 2Km/h ~ 0.6A à 1A	25Km/h ~ 4.2A à 4.8A 15 Km/h ~ 2.3A à 3.7A 8Km/h ~ 1.4A à 1.9A 4Km/h ~ 0.9A à 1.2A 2Km/h ~ 0.4A à 0.6A

IV.6. Interprétations de résultats

Nous nous sommes intéressés au développement d'un vélo électrique, et une évaluation de ses performances pour un usage urbain. En effet, nous avons intégré un moteur initialement dédié pour une traction avant dans un vélo conventionnel.

Le model de simulation nous a permis d'examiner ses performances, avec et sans capteur. Les résultats obtenus montrent que le moteur assiste l'utilisateur dans son parcours, en développant un couple moteur pouvant atteindre des efforts allant jusqu'à 10 Nm sur des routes de fortes pentes allant jusqu'à 10% et avec un poids n'excédant pas les 100 kg. Dans ces conditions, l'utilisateur trouverait un confort, et ne développerait qu'un effort minimal en pédalant par de petits coups, sur des vitesses allant de 5 à 25Km/h. Par ailleurs, la commande sans capteur a montré son efficacité en pratique en ajustant les instants de commutation par rapport à l'air du triangle reflétant le flux en comparaison avec celui de la machine. Le principe du sans

capteur a été testé et a montré que la machine est capable de démarrer et fonctionner à faible vitesse sous très faible charge (avec une technique en boucle ouverte à l'aide d'une rampe), cependant, ce fonctionnement n'est plus possible sous moyenne et grande charge, car la commande en rampe ne permet pas au moteur de disposer d'un couple suffisant. Dans ce cas, en fonctionnement vélo, une assistance au pédalage est nécessaire au démarrage. Nous avons estimé la vitesse minimale pour le fonctionnement en sans capteur et elle avoisine les 4Km/h. Par ailleurs, nous avons aussi testé les différentes commandes sur des parcours définis au préalable sur un terrain plat et en présentant des rampes jusqu'à 10%, sous une alimentation de 12, 24 et 36V avec le vélo mené de son alimentation et accessoires de visualisation et de freinage. Il s'avère que la commande en courant permet de contrôler le couple du moteur, sous un fonctionnement avec des vitesses assez importantes et restent tributaire de la tension d'alimentation. La commande avec régulateur en boucle fermée de courant et vitesse a montré son avantage que ce soit en faible et grande vitesse. Néanmoins, ce fonctionnement devient apprécié, et confère un confort, et une stabilité au cycliste lorsque les références de vitesses sont ajustés graduellement en fonction de la vitesse de marche du vélo. Ici, les courants absorbés restent acceptables (moins de 5A), aux faibles vitesses sans échauffement du moteur, et deviennent importants aux grandes vitesses. Ceci confirme bien la caractéristique du moteur fourni par le constructeur.

L'autonomie de la batterie a été aussi évaluée par rapport au parcours utilisé. Nous avons estimé cette autonomie pour 25km, avec une vitesse moyenne de 10km/h. Bien entendu, cette autonomie est tributaire du choix de type de la batterie. Dans notre cas, la batterie à Plomb a montré ses limites, et une recharge régulière est plutôt nécessaire. Cette autonomie peut être étendue à deux fois dans le cas d'une Batterie à Lithium, bien entendu au détriment d'un coût qui reste assez élevée (10fois, 500\$). Dans notre cas, un palliatif pour augmenter l'autonomie serait avec un fonctionnement intermittent avec et sans pédalage.

De plus, une alimentation adéquate a été mise œuvre, dans un but de valeur ajoutée au prototype élaboré, substituant ainsi le kit de développement, et qui intègre toutes les spécificités et les tâches de motorisation de points de vue hardware et software. Les tests préliminaires sur la carte développée ont été concluants, d'autres tests sont à prévoir pour confirmer sa fiabilité sur le terrain.

Les résultats obtenus permettent d'envisager des applications particulièrement intéressantes, outre le vélo électrique qui est une solution écologique aux problèmes de transport, d'autres types de véhicules de loisirs ou utilitaires (chaises roulantes, chariots de transport, trottinettes...etc) pourraient recevoir une motorisation de ce type compatible, et bien adaptée à leurs caractéristiques

Les essais effectués ont montré que le vélo électrique possédait de bonnes caractéristiques (couple/Vitesse). Une autonomie de 12.5Km sans pédaler et du double en pédalant donne un avantage conséquent à ce concept. La vitesse du vélo atteint les 25km/h mais ne les dépasse pas.

IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'application du deuxième moteur afin de réaliser un vélo à assistance électrique. Sa structure avec rotor externe, associé à un réducteur, sans énergie de récupération montre qu'elle s'adapte à avec ce type d'application. En exploitant le banc d'essai utilisé dans le chapitre III et en appliquant la commande sans capteur avec la méthode intégration de la FEM. Les résultats obtenus sont assez satisfaisants et révèlent le bon choix du moteur, ainsi que la commande adaptée pour réaliser des parcours pratiques offrant au cycliste une assistance électrique, avec une autonomie suffisante en harmonie avec les critères envisagés dans la vie quotidienne.

Conclusion générale

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à l'étude de la machine BDCM, et à l'amélioration de ses performances pour son intégration dans un système embarqué. En effet, cette étude concerne d'une part la minimisation des ondulations de couple liées aux effets de la commutation en agissant sur l'alimentation de point de vue techniques de commande. D'autre part, ces dernières sont examinées pour évaluer leur influence sur les réponses en vitesse de la machine.

Par ailleurs, nous nous sommes intéressés à son fonctionnement de point vue fiabilité en éliminant son capteur de position. Dans ce mode, les performances sont évaluées sous différentes conditions de charge. De plus, nous avons élaboré et évalué des programmes de commande pour son application dans un vélo classique à usage urbain. Pour cela, nous avons développé un modèle, en boucle ouverte et fermée en vitesse, dont les équations électriques et mécaniques ont été mises sous forme de bloc de diagramme pour être résolus dans un environnement Matlab-Simulink. Ce modèle comporte les caractéristiques réelles de la FEM, ainsi que les paramètres électriques et mécanique, après identification. Les moteurs considérés dans notre étude concernent deux moteurs BDCM à aimantation radiale. Le premier admet une structure de rotor à l'intérieure et le deuxième est à rotor extérieur.

En premier lieu, les résultats de simulation effectuée sur le premier moteur ont révélé que les techniques MLI ont un effet important sur les ondulations de couple liés à la commutation, et aussi sur les réponses en vitesse. Un compromis a été obtenu quant à la MLI mixte (PWM_ON/ON_PWM) qui permet d'avoir un faible taux d'ondulations, sans sacrifice du couple nominale, et des pertes de commutation moins importantes. Quant à la technique hard (H_PWM/L_PWM), cette dernière permet d'obtenir des réponses en vitesses très appréciables surtout lors des changements de charge ou de consigne de vitesse sur une large plage de fonctionnement. Ces résultats ont été confirmé grâce à un banc d'essai réalisé au laboratoire, et utilisant une programmation numérique sur un DSP de type TMS320F2812, mais en se référant à l'évolution surtout de la vitesse. Par manque du couple-mètre, l'approche liée à celle de la variation du courant a révélé la supériorité de la MLI mixte. Cette tendance a été aussi observée en examinant les ondulations de couple du deuxième moteur. Cependant, ce dernier présente des ondulations plus faibles par rapport au premier. Ceci peut être expliqué par le fait que le nombre de paires important a certainement contribué à cette diminution.

D'autre part, le même modèle a été étendu pour examiner les performances du fonctionnement sans capteur, en utilisant la technique de l'intégration de la FEM avec le passage par zéro. Les résultats théoriques et pratiques obtenus confirment le bien-fondé de la technique. En effet, les résultats confirment bien le fonctionnement de la machine avec et sans charge jusqu'à 4800 tr/mn pour le premier moteur, et 400tr/mn pour le deuxième. Cependant, ce fonctionnement reste tributaire d'une technique de démarrage et aux faibles vitesses (moins de 100 tr/mn) lorsque le moteur est sous charge nominale. Il faut signaler que la technique en boucle ouverte en se basant sur la tension d'alimentation avec une rampe croissante dans le cas pratique, sous une commande 120° à pleine onde, permet un démarrage progressive jusqu'au basculement vers la commande sans capteur, ou l'amplitude de FEM devient suffisant, lors de faibles charge ou à vide. Ce fonctionnement serait très intéressant pour les charges telles que la pompe ou autres n'ayant pas de contraintes au démarrage et aux faibles vitesses. Les résultats de simulation concordent bien avec ceux dans le cas pratique conduits sur un moteur à rotor extérieure, et commandé en sans capteur avec la technique de l'intégration de flux. Ici cette technique a montré sa robustesse en boucle ouverte et fermée, par rapport à celle basée sur la capture des instants de passage par zéro de la FEM seulement accompagné de MLI. Dans ce cas, une détérioration des signaux est observée vraisemblablement liée aux perturbations générées par la commande MLI sur les signaux de passage par zéro de la FEM. De plus, la technique MLI hard associée dans le cas d'un asservissement de vitesse, se présente comme une solution optimale dans le cas de la traction, car les ondulations de couple sont minimisées sous l'effet des régulateurs de vitesse. Bien entendu, cette technique reste tributaire d'un réglage approprié du seuil de flux de référence pour les différentes vitesses de fonctionnement, afin d'assurer des instants commutations où le couple est à son maximum. Ici, dans notre cas, le réglage a été conduit lors des essais préliminaires, et au préalable sur le banc d'essai utilisant le moteur-roue avec son alimentation seulement.

Suite aux résultats très appréciables obtenus par simulation et par expérimentation, nous avons étudié l'application du moteur et son exploitation dans la traction, où il a été placé dans la roue avant d'un vélo traditionnel à usage urbain.

La commande développée dans le cas du vélo électrique a aussi montré que la commande sans capteur conduit à des performances très intéressantes. En se basant sur cette

technique, la commande en boucle de régulation en vitesse, en cascade utilisant un PI interne de courant et externe en vitesse, avec des coefficients appropriés, permet d'accomplir un fonctionnement adéquat et confortable de l'utilisateur sur une gamme de vitesse allant jusqu'à 25Km/h, sous une alimentation de batterie de 36Volts, et de 16Km/h sous 24Volts. En effet, elle est plus avantageuse que celles d'une commande séparée soit en couple ou en vitesse. Les courants délivrés par la batterie sont nettement plus importants (12-16A) lors des parcours de rampe (<6%), entraînant un échauffement du moteur. Néanmoins, un démarrage et accélération en faibles vitesses jusqu'à 4Km/h sont requis avant de basculer sur le sans capteur. Du coup, un pédalage est nécessaire dans cette phase. Les résultats obtenus montrent que la commande développée en exploitant les modules associés, a été bien adaptée à notre moteur, avec une configuration appropriée des périphériques de commande. Elle se présente comme une solution prometteuse pour développer davantage ce type d'applications avec d'autres types de BDCM de puissances plus importantes pour des parcours de transport plus exigeants. De plus, la commande en vitesse implémentée pour le vélo a révélé que moyennant un pédalage intermittent, des parcours avec les pentes jusqu'à 10% peuvent être entamés sans pédalage, moyennant une vitesse initiale de plus de 4Km/h. Par ailleurs, l'autonomie de la batterie (ici de type Plombs) peut être étendue à plus de 30Km, avec une vitesse moyenne de 16-20Km/h.

Enfin, les résultats des modèles élaborés concordent dans l'ensemble à ceux obtenus par l'expérimentation. Ceci valide les modèles présentés avec et sans capteur, ainsi que le choix des commandes MLI proposés dans ce travail, bien entendu en exploitant les caractéristiques intrinsèques obtenues expérimentalement avec des deux moteurs examinés. De plus, à travers l'application de la BDCM présentée dans cette thèse, nous avons mis en évidence que la commande 120° , associée aux techniques de bases proposées peut être appliquée aux différents types de topologie de BDCM, que ce soit avec capteur ou sans capteur afin d'accomplir des performances meilleures, et satisfaire les exigences en charge, et en vitesse. Par conséquent, leur utilisation peut être étendue à différentes applications de système d'entraînements embarqués ou des performances statiques et dynamiques en couple, et en vitesse sont recherchées.

Bibliographie

-
- [Adn09] Azira Adnan and Dahaman Ishak, "Finite Element Modeling and Analysis of External Rotor Brushless DC Motor for Electric Bicycle", IEEE Student Conference on Research and Development (SCORD), 2009.
- [Afi16] Ibrahim A. A. Afinowi, Z. and all, "A Novel Brushless AC Doubly Salient Stator Slot Permanent Magnet Machine", IEEE Transactions On Energy Conversion, vol. 31, NO :1, march 2016.
- [Akh12] Akhila.R and Nikhil.S, "A Comparative Study of Sensor and Sensor less Control of Four-Switch Inverter Fed Permanent Magnet Brushless DC Motor", International Conference On Power, Signal, Control and Computation, 2012.
- [Ale10] Bogdan Alecsa,Alexandru Onea,"An FPGA Implementation of a Brushless DC Motor Speed Controller", IEEE 16th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2010.
- [Ama03] Yoko Amano (formerly bing Hong Xu) and all, "A Sensorless Drive System for Brushless DC Motors Using a Digital Phase-Locked Loop", Electrical Engineering in Japan, Vol. 142, No. 1, 2003, Translated from Denki Gakkai Ronbunshi, Vol. 121-D, No. 11, November 2001, pp. 1155–1162.
- [Aru11] R. Arulmozhiyal, R.Kandiban, "An Intelligent Speed Controller for Brushless DC Motor", 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2012.
- [Ash08] Mahdi Ashabani and all "Minimization of Commutation Torque Ripple in Brushless DC Motors with Optimized Input Voltage Control",International Symposium on Power Electronics, Tehran, Iran, 2008.
- [Azi11] Ali Azidehae, Mohammad Hoshyari, Maziar Ahmad Sharbafi"Design and Implementation of Minimal Components Brushless DC Motor Driver for Mobile Robots", Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics, Istanbul, Turkey ,April 13-15, 2011.
- [Azz11] Jaouad AZZOUZI, "Contribution à la modélisation et à l'optimisation des machines synchrones à aimants permanents à flux axial. Application au cas de l'aérogénérateur", thèse doctorat: Génie Electrique, 08 mars 2007.
- [Ben10] Asma Ben Rhouma and Ahmed Masmoudi, "Torque and Speed Estimators To Be Implemented In A Control Strategy Dedicated To TSTPI-FED BDCM Drives", 7th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, 2010.
- [Ber12] Nicolas Bernard, Floran Martin, and Mohamed El-Hadi Za'im, "Design Methodology of a Permanent Magnet Synchronous Machine for a Screwdriver Application", IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 27, NO. 3, September 2012.
- [Bha08] S. S. Bharatkar and all,"Reduction of Commutation Torque Ripple in a Brushless DC Motor Drive", 2 nd IEEE International Conference on Power and Energy (PECon 08), Johor Baharu, Malaysia. ,December 1-3, 2008.

-
- [Bha09] S.S.Bharatkar and all, "Comparison of Switching Schemes for Brushless DC Motor Drives", ECTI International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, India, 2009.
- [Bha10] S.S. Bharatkar and all, "Dual-Mode Switching Technique For Reduction Of Commutation Torque Ripple Of Brushless DC Motor", IET Electric Power Applications, 2010.
- [bog11] Piotr Bogusz , Mariusz Korkosz , Jan Prokop , "A Study of Design Process of BLDC Motor for Aircraft Hybrid Drive", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2011
- [Bou02] H. Zeroug, B. Boukais, and H. Sahraoui, "Analysis of Torque Ripple in a BDCM", IEEE Transactions On Magnetics, VOL. 38, NO. 2, March 2002
- [Bou12]** Boukais BoussadB , "Contribution A La Modelisation Des Systèmes Couples Machines Convertisseurs: Application Aux Machines A Aimants Permanents (BDCM-PMSM), Mémoire de Doctorat, 21 Fevrier 2012
- [Cab16] Aurélien Cabarbaye , Rogelio Lozano Leal , Moiss Bonilla Estrada , "Sensorless adaptive field oriented control of brushless motor", European Control Conference (ECC), Aalborg, Denmark , June 29 - July 1, 2016.
- [Cav14] Andrea Cavagnino, Seyedamin Saied, and Silvio Vaschetto, "Experimental Identification and Reduction of Acoustic Noise in Small Brushed DC Motors", IEEE Transactions On Industry Applications, VOL. 50, NO. 1, January/February 2014.
- [Che08] H.-C. Chen, T.-Y. Tsai and C.-K. Huang, "Low-Speed Performance Comparisons Of Back-EMF Detection Circuits With Position-Dependent Load Torque", Published in IET Electric Power Applications, 2008
- [Che13] Yie-Tone Chen, Chun-Lung Chiu, Yi-Ruey Jhang, Zong-Hong Tang, and Ruey-Hsun Liang, "A Driver for the Single-Phase Brushless DC Fan Motor With Hybrid Winding Structure", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 60, NO. 10, OCTOBER 2013.
- [Che17] Shaohua Chen, Gang Liu and Lianqing Zhu, "Sensorless Control Strategy of a 315 kW High-Speed BLDC Motor Based on a Speed-Independent Flux Linkage Function", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS ,China:, 2017.
- [Chi13] Wen-Chun Chi , Ming-Yang Cheng , Cheng-Hu Chen , "Position-sensorless method for electric braking commutation of brushless DC machines", Published in IET Electric Power Applications, Taiwan, 12th August 2013.
- [Chu14] Tae-Won Chun and all, "Sensor less Control of BLDC Motor Drive for an Automotive Fuel Pump Using a Hysteresis Comparator", IEEE Transactions on

Power Electronics, Volume 29 Issue3, March 2014.

- [Cui15] Chenjun Cui, Gang Liu, Kun Wang, and Xinda Song, "Sensorless Drive for High-Speed Brushless DC Motor Based on the Virtual Neutral Voltage", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2014.
- [De10] Sukumar De and all, "Low Inductance Axial Flux BLDC Motor Drive for More Electric Aircraft", Honeywell International and IEEE, IncIndia , 2010.
- [Dee12] A.Deenadayalan and G. Saravana Ilango, "Position Sensorless Sliding Mode Observer with Sigmoid Function for Brushless DC Motor", [International Conference on Advances in Power Conversion and Energy Technologies \(APCET\)](#), 2012.
- [Den08] Li Deng and all, "Study on Commutation for Permanent Magnet Brushless DC Motor", [World Automation Congress](#), 2008.
- [Dig13] Silvia-Maria Digă and all, "Considerations on 2D Numerical Modelling of Permanent Magnet Synchronous Motors for Driving Electric Bicycles", [4th International Symposium on Electrical and Electronics Engineering \(ISEEE\)](#), 2013.
- [Dum17] Florin Dumitrache, Mihai Romanca, Gheorghe Pana, "Methods for Optimizing BLDC Motors Performance by Using Different Control Schemes" ,Transilvania University of Brasov, Romania, 2017.
- [Fan12] Jiancheng Fang, Haitao Li, and Bangcheng Han "Torque Ripple Reduction in BLDC Torque Motor With Nonideal Back EMF" IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 27, NO. 11, NOVEMBER 2012.
- [Fai96] Jawad Faiz, M.R. Azizian and M. Aboulghasemian-Azami, "Simulation and analysis of brushless DC motor drives using hysteresis, ramp comparison and predictive current control techniques", ELSEVIER, Simulation Practice and Theory 3 (1996) 347-363.
- [Fra17] [Antonio Franchi](#) and [Anthony Mallet](#), "Adaptive closed-loop speed control of BLDC motors with applications to multi-rotor aerial vehicles", International Conference on Robotics and Automation (ICRA) IEEE May 29 -June 3 2017.
- [Ghe12] Ursanu Gheorghe, Diaconescu Cristina and Baluta Gheorghe, "Torque Ripple Reduction in Brushless DC Motor Drives", International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE 2012), 25-27 October, Iasi, Romania.
- [Gua09] Guangwei Meng, Hao Xiong and Huaishu Li, "Commutation Torque Ripple Reduction in BLDC Motor Using PWM_ON_PWM Mode", [International Conference on Electrical Machines and Systems](#), 2009.

-
- [Gui00] Gui-Jia Su and John W. McKeever, "Design of a PM Brushless Motor Drive for Hybrid Electrical Vehicle Application", PCIM 2000, Boston, MA, October 1-5, 2000.
- [Gie04] Jacek F. Gieras & Nicola Bianchi, "Electric Motors for Light Traction", EPE Journal, 14:1, 2004.
- [Gir13] A.Girolkar and G. Bhuvaneswari, "Control of PMBLDC Motor Using Back EMF Sensing with Adaptive Filtering", 2013 International Conference on Computer Communication and Informatics (ICCCI-2013), Jan. 09 – 11, 2013, Coimbatore, INDIA.
- [Gov11] Vandana Govindan ,Anish Gopinath and S.Thomas George,"A Simple commutation method for PMBLDC motor used in Speed Servo System", International Conference on Computer, Communication and Electrical Technology – ICCET, 18 th & 19 th March, 2011.
- [Haj17] Salman Hajiaghasi, Ahmad Salemnia and Fateme Motabarian, "Four Switches Direct Power Control of BLDC Motor With Trapezoidal Back-EMF" ,8th Power Electronics, Orive Systems & Technologies ConferenceMashhad, Mashhad, Iran,2017.
- [Han94] Duane C. Hanselman, "Brushless Permanent-Magnet Motor Design", McGraw-Hill, Inc., 1994
- [Hat13] Nikhil Hatwar and all, " Design Approach for Electric Bikes Using Battery and Super Capacitor For Performance Improvement", 16th International IEEE Annual Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC 2013), The Hague, The Netherlands, October 6-9, 2013
- [Ho12] Tze-Yee Ho and all, "The Design and Implementation of the BLDC Motor Drive for a Washing Machine", IEEE Global Conference On Consumer Electronics, 2012.
- [Hua12] Xiaoyan Huang and all, "A Single Sided Matrix Converter Drive for a Brushless DC Motor in Aerospace Applications", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 59, NO. 9, SEPTEMBER 2012.
- [Hwa12] C.C. Hwang and all, "Design and analysis of a brushless DC motor for applications in robotics", IET Electric Power Applications, 2012
- [Jah96] T.M. Jahns and Wen L. Soong, "Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives – A Review", IEEE Trans.Ind. Electron., Vol.43, No.2, April1996.
- [Kan07] Jinsong Kang and all, "Research on Field-Weakening Based on Reactive Power with BLDC Motor for Electric Vehicle Application", IEEE International Conference on Integration Technology March 20 - 24, 2007, Shenzhen, China
- [Kan16] Nehal kanhare and B.S.Dani, "Brushless DC Motor Drive Using Sensorless Control back EMF zero crossing detection and filter technique", International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT) - 2016
- [Kim17] Hong-seok Kim and Byung-il Kwon, "Optimal design of motor shape and magnetisation direction to obtain vibration reduction and average torque improvement in IPM BLDC motor", IET Electr. Power Appl., 2017, Vol. 11, Iss. 3, pp. 378–385-378 & The Institution of Engineering and Technology 2017.

-
- [Kri11] V.Krishnakumar and S.Jeevanandhan, "Four Switch Three Phase Inverter Control of BLDC Motor", IEEE, India 2011.
 - [Kri97] R. Krishnan and S. Lee, "PM brushless DC motor drive with a new power-converter topology", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 33, No. 4, pp. 973-982, Jul./Aug., 1997.
 - [Lee03] B. K. Lee, J. P. Hong and M. Ehsani, "Generalized Design Methodology of Reduced Parts Converters for Low Cost BLDC Motor Drives", IEEE, Korea 2003.
 - [Lee03-1] B. K. Lee, J. P. Hong and M. Ehsani, "Generalized Design Methodology of Reduced Parts Converters for Low Cost BLDC Motor Drives", [Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE](#)
 - [Lee08] Lee, D, "Wireless and Powerless Sensing Node System Developed for Monitoring Motors", *Sensors* 2008, 8, 5005-5022.
 - [Lee12] Su-Jin Lee and all, "Characteristics Comparison of BLDC Motor according to the Load Angles", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Oct. 9-12, 2012, Seoul, Korea.
 - [Lee12-1] Sun-Kw and all, "Stator and Rotor Shape Designs of Interior Permanent Magnet Type Brushless DC Motor for Reducing Torque Fluctuation", *IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS*, VOL. 48, NO. 11, NOVEMBER 2012.
 - [Lee15] An-Chen Lee, Samuel Wang and Chia-Juei Fan, "A Current Index approach to Compensate Commutation Phase Error for Sensorless Brushless dc Motors with Non-ideal Back EMF", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015
 - [Lee16] Hyun-Young Lee and all, "Design and Verification of sensorless BLDC Motor Start-up Logic With FPGA" IEEE ISOC 2016
 - [Lee17] Myoungseok Lee and Kyoungchul Kong, "Fourier-series-based Phase Delay Compensation of Brushless DC Motor Systems", *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 2018.
 - [Lin13] Jianing Lin, Nigel Schofield and Ali Emadi, "External-Rotor 6-10 Switched Reluctance Motor for an Electric Bicycle", [IEEE Transactions on Transportation Electrification](#), Volume: 1, [Issue](#): 4, Pages: 348 – 356, 2015
 - [Liu11] Baifen Liu and Ying Gao, "An Extended-State Observer based system of Brushless DC Motor using fuzzy logic", Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference, 2011.
 - [Luo10] Ling Luo, Weiguo Liu, Manfeng Dou, "Two High Speed Brushless DC Motors of Different Rotor Configuration", IEEE, China, 2010.
 - [Mar17] Fabrizio Marignetti and all, "Electromagnetic Design and Modeling of a Two Phase Axial Flux Printed Circuit Board Motor", 2017 ref.
 - [Mas14] Mourad Masmoudi, Bassem El Badsy and Ahmed Masmoudi, "DTC of B4-Inverter Fed BLDC Motor Drives with Reduced Torque Ripple During Sector-to-Sector Commutations", *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL.29,

- NO. , 2014.
- [Men10] Guangwei Meng, Hao Xiong and Huaishu Li, "Commutation Torque Ripple Reduction in BLDC Motor Using PWM_ON_PWM Mode", IEEE, Wuhan, China, 2010.
 - [Mil11] Nikola Milivojevic and all, "Theory and Implementation of a Simple Digital Control Strategy for Brushless DC Generators", IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 26, No. 11, November 2011.
 - [Moh05] Osama A. Mohammed, S. Liu and Z. Liu, "A Phase Variable Model of Brushless DC Motors Based on Finite Element Analysis and Its Coupling With External Circuits", IEEE transactions on magnetics, VOL. 41, NO. 5, Miami, USA, MAY 2005.
 - [Mur08] R. Murugan, S. Nandakumar and M. S. Mohiyadeen, "DSP-based electric power assisted steering using BLDC motor" , *Sadhana* Vol. 33, Part 5, October 2008, pp. 581–590, India.
 - [Oli06] Olivier Tremblay, ‘ ‘ modélisation, simulation et commande de la machine synchrone à aimant à force contre électromotrice trapézoïdale ‘ ‘ thèse doctorat, Montréal, 2006
 - [Osm06] Luka.s Osmanckl and all, "Digital Signal Processor TMS320F28 12 and Its Application in Electric Drives", applied electronics 2006.
 - [Oun11] OUNNADI Mohammed, Mémoire de Magister, "Elaboration d'un Modèle d'Etude En Régime Dynalique d'Une Machine à Aimants Permanents", 07/04/2011.
 - [Ozt10] Salih Baris Ozturk, William C. Alexander, and Hamid A. Toliyat, "Direct Torque Control of Four-Switch Brushless DC Motor With Non-Sinusoidal Back EMF", IEEE transactions on power electronics, vol. 25, no. 2, february 2010 .
 - [Ozt11] Salih Baris Ozturk and Hamid A. Toliyat, "Direct Torque and Indirect Flux Control of Brushless DC Motor", iee/asme transactions on mechatronics, VOL. 16, NO. 2, APRIL 2011 .
 - [Par12] Joon Sung Park and all, "Development of BLDC Motor and Drive of VV A module for Automotive application", EEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Oct. 9-12, 2012, Seoul, Korea.
 - [Par17] Do-Hyeon Park, Anh Tan Nguyen and Dong-Choon Lee, "Compensation of Misalignment Effect of Hall Sensors for BLDC Motor Drives", **IEEE Conference Publications**. Korea, 2017.
 - [Pav05] A. Parviainen, "Design of axial flux permanent magnet low speed machines and performance comparison between radial flux and axial flux machines", thèse de Doctorat, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2005.
 - [Pav16] S. Naga Pavithra and S. Umamaheswari, "Zeta converter fed BLDC motor for power factor correction and speed control", [Conference on Emerging Devices and Smart Systems \(ICEDSS\)](#), 2016.
 - [Ran11] Yuqi Rang and all, "FEM Simulation and Harmonic Torque Analysis of Six-Phase BLDC Motor", [2nd International Conference on Artificial Intelligence](#),

[Management Science and Electronic Commerce \(AIMSEC\)](#), 2011.

- [Shi09] Tingna Shi and all, "A New Approach of Minimizing Commutation Torque Ripple for Brushless DC Motor Based on DC-DC Converter", [IEEE Transactions on Industrial Electronics](#), Volume: 57, [Issue](#): 10, Pages: 3483 – 3490, 2009
- [Sia16] Alireza Siadatan and all, "Design and Simulation of new method of a sensorless control of BLDC motor by using of speed and rotor position method", International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2016.
- [Sin12] Sanjeev Singh, Member, IEEE, and Bhim Singh, Fellow, IEEE, "A Voltage-Controlled PFC Cuk Converter-Based PMBLDCM Drive for Air-Conditioners", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 48, NO. 2, MARCH/APRIL 2012.
- [Sin06] 31 B. Singh B.P. Singh, S. Dwivedi, "A State of Art on Different Configurations of Permanent Magnet Brushless Machines", IE(I) Journal–EL, pp. 63-73, vol87, June 2006.
- [Sin15] Bhim Singh and all, "Power Factor Correction in Bridgeless-Luo Converter Fed BLDC Motor Drive", [IEEE Transactions on Industry Applications](#), Volume: 51, [Issue](#): 2, Pages: 1179 – 1188, 2015.
- [Sti12] Alexandra-Iulia Stînean and all, "Hybrid Fuzzy Control Solutions for Brushless DC Drives with Variable Moment of Inertia", IEEE 10th Jubilee International Symposium on Intelligent Systems and Informatics, September 20-22, 2012, Subotica, Serbia
- [Tad09] TADRIST Nadia, Mémoire Présenté pour l’obtention du diplôme de Magister en : Electronique, Spécialité : systèmes Electro- Energétiques, "Implémentation par DSP d’une commande en vitesse d’une machine à courant continu sans collecteur (BDCM) ", 10/11/2009.
- [Tad10] N.Tadrist, H.Zeroug and B.Boukais, "Investigation into Commutation Torque Ripple Reduction in a BDCM Drive Using Various Combined PWM-Square-PWM Control" International conference on electrical engineering, electronics and automatic’10, ICEEA’10 Bejaia, Algeria 2,3 November 2010.
- [Tad12] Tadrist Nadia and Zeroug Houcine; Boukais Boussad, "Development of brushless DC motor drive system for teaching purposes using various PWM control techniques" [International Journal of Electrical Engineering Education](#), Volume 49, Number 3, July 2012 , pp. 210-231(22)
<http://journals.sagepub.com/doi/pdf/10.7227/IJEEE.49.3.3>
- [Tad13] N.Tadrist and H.Zeroug, "DSP Based Digital Speed Controller of BLDC Using Two PWM Control scheme" 1st International Conference on Power electronics and their Applications ICPEA’2013, 6-7 Novembre, Djelfa, Algérie.
- [Tad14] N.Tadrist and H.Zeroug, "Development of brushless DC motor drive system for teaching purposes using various PWM control techniques for speed control", *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL) 2014 IEEE 15th Workshop on*, pp. 1-4, 2014. Santander, Spain.

<http://ieeexplore.ieee.org/document/6020625/citations?tabFilter=papers>

- [Tas11] A. Tashakori, M. Ektesabi and N. Hosseinzadeh, "Modeling of BLDC Motor with Ideal Back-EMF for Automotive Applications," in Proceedings of the World Congress on Engineering 2011 Vol II, London, U.K, July 6 - 8, 2011.
- [Tib11] Balogh Tibor, Viliam Fedák and František Ďurovský, "Modeling and Simulation of the BLDC Motor in MATLAB GUI", [IEEE International Symposium on Industrial Electronics](#), Pages: 1403 – 1407, 2011.
- [Tse95] K J Tseng, "DSP-based control of brushless DC drives for direct-driven robotic arms", Elsevier Science B.V, 1995 .
- [Vin16] K. Vinida and Mariamma Chacko, "A novel strategy using H infinity theory with optimum weight selection for the robust control of sensorless brushless DC motor", Kerala, India, 2016.
- [Wan12] Daohan Wang and all, "Integrated Optimization of Two Design Techniques for Cogging Torque Reduction Combined With Analytical Method by a Simple Gradient Descent Method", IEEE transactions on magnetics, VOL. 48, NO. 8, august 2012
- [Won02] Chang-hee Won, Joong-Ho Song and Ick Choy, "Commutation Torque Ripple Reduction in Brushless DC Motor Drives Using a Single DC Current Sensor," in Intelligent System Control Research Center, KOREA, 2002.
- [Wu16] Shuai Wu and all, "Multi-Objective Optimal Design of a Toroidally Wound Radial-Flux Halbach Permanent Magnet Array Limited Angle Torque Motor", [IEEE Transactions on Industrial Electronics](#) , Volume: 64, [Issue: 4](#) Pages: 2962 – 2971, 2016.
- [Xia05] Xi Xiao and all, "A Novel Control Strategy for Brushless DC Motor Drive With Low Torque Ripples", in Tsinghua University, Beijing, China , 2005.
- [Yed04] Padmaraja Yedamale , "Brushless DC Motor Control Using PIC18FXX31 MCUs" , 2004
- [Yin10] Mei Ying and Pan Zaiping, "A Novel Starting Method of Sensorless BLDC Motors for Electric Vehicles", International Conference on Electrical and Control Engineering, 2010.
- [Yon16] CHEN Yongjun and RUAN Bo, "Sensorless Control of BLDC Motor Drive for a Drilling Rig System in Shale Gas Development", in publication IEEE, China, 2016 .
- [Zer02] H. Zeroug, B. Boukais, and H. Sahraou, "Analysis of Torque Ripple in a BDCM", IEEE transactions on magnetics, VOL. 38, NO. 2, MARCH 2002.
- [Zer10-2] H.Zeroug, N.Tadrist and B.Boukais, "Analysis of Various Control Strategy Performances of BDCM for Industrial Applications", The 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, PEMD2010, 19-21 April 2010, Brighton, UK

<http://ieeexplore.ieee.org/document/5523654/>

- [Zer11] H.Zeroug, N.Tadrist, B.Boukais and H.Sahraoui: "Investigation into Commutation Torque Ripple Reduction in a BDCM Drive Using Various Combined PWM-Square-PWM Control". Power Electronics and Adjustable speed drive, EPE 2011, 30 August to September 2011, Birmingham,UK.

<http://ieeexplore.ieee.org/document/6020625/>

Annexes

Tableau 1.1 : Caractéristique du moteur 1 avec rotor interne

Résistance par phase R	1.25Ω
Inductance de phase Ls	2.84mH
Inductance Mutuelle Ms	0.38mH
Tension nominale Vdcn	190V
Courant nominal In	4.8A
Puissance nominale Pn	700W
Couple maximal Ce	1.5 Nm
Inertie propre J	128e-6 Kgm ²
Constante de la FEM K _f	0.16
Constante de couple K _t	0.312Nm/A
Nombre de pair de pôles p	2
Nombre de phases	3

Tableau 1.2 : Caractéristiques du moteur 2

Tension nominale Vdcn	24/36 v
Puissance nominale Pn	180-250 W
Résistance de phase	0.75 Ω
Inductance par phase	0.004 H
Couple nominal	8 N.m
Courant nominal	5 A
Inertie propre J	0.00092 Kgm ²
Vitesse maximale	285 tr/mn
Nombre de pair de pôles p	20
Coefficient de reduction	01 :04.1
Poids (Kg)	≤3.0
Coefficient de transformation vitesse rd/s vers Km/h	0.029
Constante de la FEM K _f	0.16
Constante de couple K _t	0.312Nm/A

2.1. Linéarisation du système :

Le moteur brushless est caractérisé par l'alimentation de deux phases de la machine chaque 60° électrique. Son principe est d'alimenter les deux phases produisant un couple maximal.

A partir des séquences de commutation des phases alimentées, les courants délivrés au moteurs sont fixes (l'effet des inductances est négligé). Donc le moteur brushless va se comporter comme un moteur à courant continue chaque 60° .

Durant le premier intervalle $[0 \ 60^\circ]$, les phases a et b sont alimentés :

$$\text{Donc : } \begin{cases} V_a = R i_a + L_c \frac{di_a}{dt} + e_a \\ V_b = R i_b + L_c \frac{di_b}{dt} + e_b \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\text{On a aussi : } \begin{cases} i_a = -i_b \\ E_a = -E_b \end{cases} \quad \text{Donc : } V_a - V_b = V_{ab} = 2R i_a + 2L_c \frac{di_a}{dt} + E_{ab} = V \quad (2.2)$$

Dans le domaine de Laplace :

$$V(P) = 2R i_a(P) + 2L_c P i_a(P) + 2E_a(P) \quad (2.3)$$

$$i_a(P) = \frac{V(P) - 2E_a(P)}{2R + 2L_c P} \quad (2.4)$$

$$E_{ab}(P) = 2E_a(P) = 2Kf \omega_m(P) \quad (2.5)$$

$$Ce(P) = \frac{E_a i_a(P) + E_b i_b(P)}{\omega_m(P)} = \frac{2E_a(P) i_a(P)}{\omega_m(P)} = 2Kf i_a(P) \quad (2.6)$$

$$\omega_m(P) = (Ce(P) - Cr(P)) / JP \quad (2.7)$$

La figure 2.1, illustre le schéma bloc de la BDCM alimentée en tension. Étant donné que la tension ligne-à-ligne est appliquée au modèle ($V(P)$), la relation $e = 2Kf\omega_m$ est utilisée pour calculer la tension interne ligne-à-ligne et les paramètres électriques du stator (R et L_c) sont doublés.

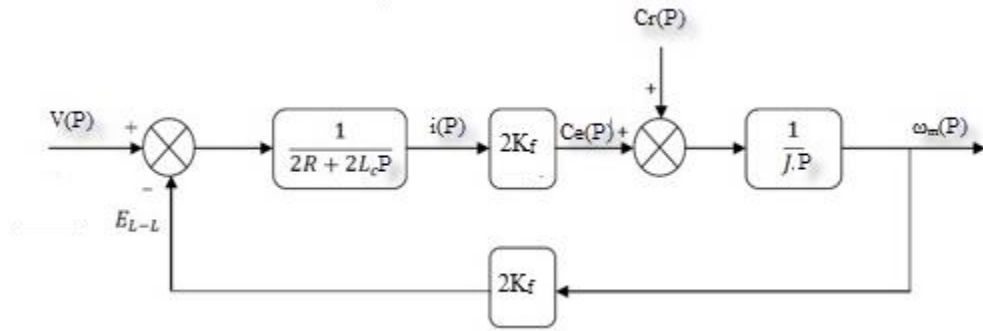


Figure :2.1 : Schéma fonctionnel de la BDCM

2.2. Fonction de transfert du convertisseur :

La commande 120° (avec et sans MLI) rend le convertisseur comme un hacheur série chaque 60°, les transistors servent à hacher la tension V_{DC} selon le signal MLI d'entrée U_{cm} d'amplitude égale à 15V pour pouvoir contrôler la tension moyenne V appliqué au moteur.

On peut représenter l'onduleur par la fonction de transfert suivante :

$$G_r(P) = \frac{K_r}{1 + P\tau_r} \quad (2.8)$$

$$K_r = \frac{190}{15} = 12.66; \text{ Gain du convertisseur.}$$

$\tau_r = 2.5 \cdot 10^{-5} ms$; Constante de temps du convertisseur (on prend la moitié de la période de MLI).

2.3. Fonction de transfert du capteur de courant :

Le capteur du courant est modélisé par un gain unitaire $H(P) = 1$
Dimensionnement du régulateur de courant (couple) :

La fonction de transfert du système à régler est ($\tau_m \gg \tau_e$):

$$G_{ui}(P) = \frac{i(P)}{V(P)} = \frac{JP}{4} \frac{1}{1 + \tau_m P + \tau_m \tau_e P^2} \cong \frac{K_0 P}{(1 + \tau_e P)(1 + \tau_m P)} \quad (2.9)$$

$$\tau_e = \frac{L_c}{R} = \frac{L_c}{R} = 2.46 \cdot 10^{-3} / 1.25 = 1.968 ms : \text{ Constantes de temps électrique.}$$

$$\tau_m = \frac{JR}{2K_f^2} = 0.0032 \cdot 1.25 / 2 \cdot 0.16^2 = 0078.125 ms : \text{ Constantes de temps mécanique.}$$

$$K_0 = \frac{J}{4} : \text{ Gain de la fonction de transfert du système à régler } G_{ui}(P)$$

La fonction de transfert du régulateur PI de courant est : $G_c(P) = K_p \frac{1+P\tau_i}{P\tau_i}$ (2.10)

Le schéma bloc globale de la régulation est représenté par la figure suivante

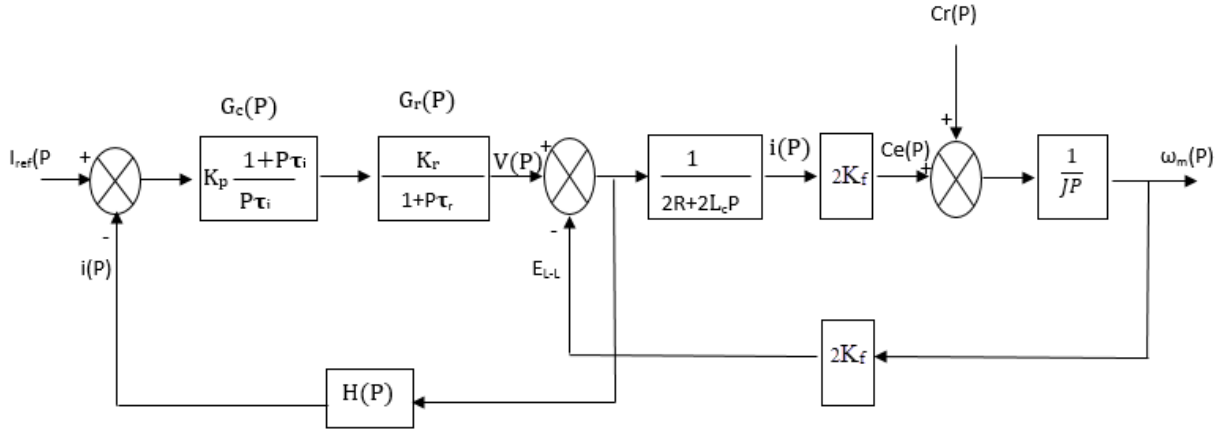


Figure : 2.2 : Schéma fonctionnel du système de régulation de courant de la BDCM

La fonction de transfert de boucle de régulation de courant est :

$$G_i(P) = G_r(P) G_c(P) G_{ui}(P) H(P) = \left\{ \frac{K_p K_r K_0 H(P)}{\tau_i} \right\} \frac{1+P\tau_i}{(1+\tau_e P)(1+\tau_m P)(1+P\tau_r)} \quad (2.11)$$

$$\text{On met } K = \left\{ \frac{K_p K_r K_0 H(P)}{\tau_i} \right\} \quad (2.12)$$

On a : $\tau_r < \tau_e < \tau_m$

On utilise la méthode de compensation de la constante de temps dominante, on pose

$$\tau_i = \tau_m.$$

La fonction de transfert $GH_i(P)$ s'écrit :

$$G_i(P) \cong \frac{K}{(1+\tau_e P)(1+\tau_r P)} \quad (2.13)$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$GH_i(P) = \frac{G_i(P)}{G_i(P)+1} = \frac{K}{(1+\tau_e P)(1+\tau_r P)+K} \quad (2.14)$$

L'équation caractéristique de la fonction de transfert $GH_i(P)$ s'écrit :

$$\tau_e \tau_r \left\{ P^2 + P \left(\frac{\tau_r + \tau_e}{\tau_e \tau_r} \right) + \frac{K+1}{\tau_e \tau_r} \right\} \quad (2.15)$$

Par comparaison avec la fonction de transfert d'un système fondamental du second

$$\text{ordre : } \frac{K}{\frac{p^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n} p + 1}$$

$$\text{On trouve : } \begin{cases} \omega_n = \frac{K+1}{\tau_e \tau_r} \\ \xi = \frac{(\tau_r + \tau_e)}{2 \sqrt{\frac{K+1}{\tau_e \tau_r}}} \end{cases} \quad (2.16)$$

Pour des bonnes performances dynamiques on choisit $\xi = 0.707$, donc : à partir de II. On trouve :

$$K + 1 = \frac{\left(\frac{\tau_r + \tau_e}{\tau_e \tau_r}\right)^2}{\frac{2}{\tau_e \tau_r}} \quad (2.17)$$

Sachant que : $K \gg 1$ et $\tau_e \gg \tau_r$, on peut approximer K comme suit :

$$K \cong \frac{\tau_e^2}{2\tau_e \tau_r} = \frac{\tau_e}{2\tau_r} \quad (2.18)$$

A partir de l'équation 2.12 et 2.18, le gain K_p s'écrit :

$$K_p = \frac{1}{2} \frac{\tau_m \tau_e}{\tau_r} \left(\frac{1}{K_r K_0 H(P)} \right) \quad (2.19)$$

Après le calcul, on trouve : $K_p = 25421,625$, $\tau_i = 0078.125 \text{ ms}$

Dimensionnement du régulateur de vitesse :

La fonction de transfert du notre système en boucle fermée est :

$$G_{uw}(P) = \frac{\omega_m(P)}{V(P)} = \frac{1}{2K_f} \frac{1}{1 + \tau_m P + \tau_m \tau_e P^2} \cong \frac{K_1}{(1 + \tau_e P)(1 + \tau_m P)} \quad (2.20)$$

$K_1 = \frac{1}{2K_f}$: Gain de la fonction de transfert du système à régler $G_{uw}(P)$

La fonction de transfert du régulateur PI de courant est :

$$G_c(P) = K_p \frac{1 + P\tau_i}{P\tau_i} \quad (2.21)$$

Le schéma bloc globale de la régulation est représenté par la figure suivante :

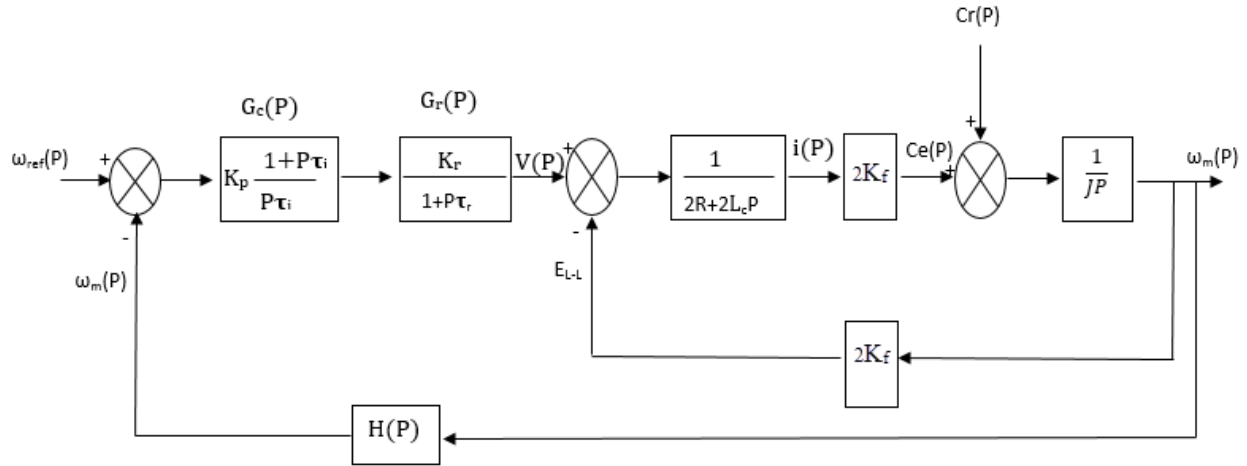


Figure 2.3 : Schéma fonctionnel du système de régulation de vitesse de la BDCM

La fonction de transfert de boucle de régulation de courant est :

$$G_v(P) = G_r(P) G_c(P) G_{uw}(P) H(P) = \left\{ \frac{K_p K_r K_1 H(P)}{\tau_i} \right\} \frac{1 + P\tau_i}{(1 + \tau_e P)(1 + \tau_m P)(1 + P\tau_r)} \quad (2.22)$$

$$\text{On met } K = \left\{ \frac{K_p K_r K_1 H(P)}{\tau_i} \right\} \quad (2.23)$$

On a : $\tau_r < \tau_e < \tau_m$

On utilise la méthode de compensation du la constante de temps dominante, on pose : $\tau_i = \tau_m$.

La fonction de transfert $GH_i(P)$ s'écrit :

$$G_v(P) \cong \frac{K}{(1 + \tau_e P)(1 + \tau_r P)} \quad (2.24)$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$GH_v(P) = \frac{G_v(P)}{G_v(P) + 1} = \frac{K}{(1 + \tau_e P)(1 + \tau_r P) + K} \quad (2.25)$$

L'équation caractéristique de la fonction de transfert $GH_v(P)$ s'écrit :

$$\tau_e \tau_r \left\{ P^2 + P \left(\frac{\tau_r + \tau_e}{\tau_e \tau_r} \right) + \frac{K + 1}{\tau_e \tau_r} \right\} \quad (2.26)$$

Par comparaison avec la fonction de transfert d'un système fondamental du second

$$\text{ordre : } \frac{K}{\frac{P^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n} P + 1}$$

$$\text{On trouve : } \begin{cases} \omega_n = \frac{K+1}{\tau_e \tau_r} \\ \xi = \frac{(\tau_r + \tau_e)}{2 \sqrt{\frac{K+1}{\tau_e \tau_r}}} \end{cases} \quad (2.27)$$

Pour des bonnes performances dynamiques on choisit $\xi = 0.707$, donc : à partir de II. On trouve :

$$K + 1 = \frac{\left(\frac{\tau_r + \tau_e}{2}\right)^2}{\tau_e \tau_r} \quad (2.28)$$

Sachant que : $K \gg 1$ et $\tau_e \gg \tau_r$, on peut approximer K comme suit : $K \cong \frac{\tau_e^2}{2\tau_e \tau_r} = \frac{\tau_e}{2\tau_r}$

$$\text{le gain } K_p \text{ s'écrit : } K_p = \frac{1}{2} \frac{\tau_m \tau_e}{\tau_r} \left(\frac{1}{K_r K_1 H(P)} \right) \quad (2.29)$$

Après le calcul, on trouve : $K_p = 0.078$, $\tau_i = 0.078125$

Résumé

Résumé - Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à l'étude de la machine BDCM, et à l'amélioration de ses performances pour son intégration dans un système embarqué. Nous avons étudié son fonctionnement avec capteur et par la suite sans capteur en exploitant la technique de l'intégration de la FEM afin améliorer ses qualités en terme de fiabilité et de coût. Nous avons développé un modèle de simulation sous MATLAB-Simulink en boucle ouverte et en boucle fermée (commande en vitesse) en utilisant trois types de MLI. Les moteurs considérés dans notre étude sont de type BDCM à aimantation radiale, l'un est un moteur à rotor externe et l'autre à rotor interne. Les résultats de simulation techniques MLI ont un effet sur les ondulations de couple liées à la commutation, et par conséquent sur les réponses en vitesses. Un compromis a été obtenu quant à la MLI mixte PWM_ON/ON_PWM. Les résultats de simulation sont validés expérimentalement et une intégration du moteur dans un system embarqué a été réalisée.

Mots clés : commande MLI, sans capteur, BDCM, capteur à effet Hall, DSP, VAE, Ondulations du couple.

Abstract - In this work, we are interested in the study of the BLDC machine to improve its performances for embedded system integration. We studied sensed control and sensorless control using back EMF integration to improve reliability and cost. We have developed a simulation model under MATLAB-Simulink in open loop and closed loop (speed control) using three PWM scheme. The considered motors under study are radial magnetization BLDC, first one is an in runner motor, and second one is an out runner motor. Simulation results show that torque ripples are affected by PWM schemes, and therefore on the velocity responses. PWM_ON / ON_PWM leads to less torque ripples. The simulation results are validated experimentally and an embedded system based on BLDC has been set.

Key words: PWM control, sensorless, BLDC, Hall effect sensor, DSP, E-bike, Torque ripples

ملخص - في هذا العمل ، نحن مهتمون بدراسة آلة متزامنة مع قوة كهربي شبه منحرف (BDCM) ، وتحسين أدائها من أجل تكاملها في نظام مدمج. درسنا تشغيلها مع جهاز استشعار وبعد ذلك بدون جهاز استشعار من خلال استغلال تقنية تكامل القوة الكهربائية (FEM) لتحسين صفاته من حيث الموثوقية والتكلفة. لقد قمنا بتطوير نموذج محاكاة تحت MATLAB-Simulink في الحلقة المفتوحة والمغلقة (التحكم في السرعة) باستخدام ثلاثة أنواع من تعديل عرض النبض. المحركات المذكورة في دراستنا هي نوع BDCM مع مغنطة شعاعية ، واحد هو محرك دوار خارجي والآخر يحتوي على دوار داخلي. تؤثر نتائج المحاكاة الفنية تعديل عرض النبض (MLI) على تموجات العزم المتعلقة بالتحويل ، وبالتالي على استجابات السرعة. تم التوصل إلى حل وسط في MLI PWM_ON / ON_PWM المختلط. يتم التحقق من صحة نتائج المحاكاة تجريبيا وقد تم تحقيق التكامل بين المحرك في نظام مضمن.

الكلمات المفتاحية.

تعديل عرض النبض ، بدون مستشعر ، آلة متزامنة مع قوة كهربي شبه منحرف ، استشعار تأثير Hall ، معالج إشارة رقمية ، دراجة كهربائية ، تموج عزم الدوران الكهرومغناطيسي