

UNIVERSITÉ DE SHERBROOKE

Faculté de génie

Département de génie électrique et génie informatique

DÉVELOPPEMENT ET IMPLÉMENTATION D'UN
ALGORITHME DE COMMANDE D'UNE MACHINE
ÉLECTRIQUE ULTRA-HAUTE-VITESSE

Mémoire de maîtrise

Gabriel GUILMAIN

MEMBRE DU JURY

Mathieu Picard

Directeur

Jérôme Cros

Codirecteur

Minh Cao Ta

Évaluateur

Alexandre Girard

Évaluateur

RÉSUMÉ

Pour la génération d'énergie dans les applications mobiles, la densité de puissance est un enjeu important. Il y a en effet de plus en plus d'intérêt pour les systèmes de turbogénérateur où une machine électrique ultra-haute-vitesse est couplée directement à une turbine à gaz. La conception d'une machine ultra-haute-vitesse est un défi de taille. Dans ce contexte, la conception de l'algorithme de commande et sa mise en œuvre constituent l'un de ces défis. En effet, pour la maximisation de la densité de puissance d'une machine à pôles lisses, il importe de contrôler précisément l'angle de phase du courant en avance de 90° sur le vecteur flux magnétique du rotor. Or, les éléments constituant la boucle de commande comme les capteurs et autres composantes logicielles présentent des délais qui peuvent devenir non négligeables avec les hautes fréquences fondamentales. Pour la vitesse rotationnelle mécanique désirée de 130 krpm avec une machine à 4 pôles, les algorithmes sans capteurs comportent plusieurs lacunes au niveau de la précision. C'est pourquoi il est proposé dans ce projet de recherche de concevoir et d'implémenter un algorithme de commande vectorielle à flux orienté avec encodeur de position. Une étude est également réalisée dans le but de caractériser l'ensemble des délais de la boucle de commande pour en définir l'effet et les compenser pour optimiser la précision de l'angle de phase du courant. Un encodeur de position haute-vitesse est développé pour servir de référence pour la commande vectorielle. Les travaux se basent sur un encodeur existant de la compagnie Renishaw pour lequel la limitation principale pour l'opération à haute vitesse est les délais de la réponse des capteurs effet Hall jusqu'à la chaîne d'acquisition. En caractérisant minutieusement ces délais et en développant un algorithme d'estimation de la vitesse précis et rapide pour la compensation par extrapolation linéaire, il a été possible d'opérer cet encodeur jusqu'à la vitesse de 130 krpm avec une précision de 3° mécanique. Ensuite, une étude permet de caractériser précisément l'impact des délais de la boucle de commande vectorielle sur l'angle de phase du courant et de déterminer la meilleure technique de compensation. L'implémentation pour un prototype de machine ultra-haute-vitesse à 2 pôles a permis l'opération jusqu'à 101 krpm et 7,8 kW. Les performances de l'algorithme associé au capteur de position ont pu être démontrés, ainsi que la méthode de compensation.

Mots clés : ultra-haute-vitesse, commande vectorielle à flux orienté (FOC), machine synchrone à aimants permanents (PMSM), délais dans une boucle de commande, précision de couple, encodeur de position haute-vitesse, filtre de Kalman.

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE 1 INTRODUCTION.....	1
1.1 Mise en contexte.....	2
1.2 Définition du projet de recherche.....	4
1.3 Plan du document.....	5
CHAPITRE 2 ÉTAT DE L'ART.....	7
2.1 Systèmes ultra-haute-vitesse.....	8
2.2 Potentiel de maximisation de densité de puissance des méthodes de commande.....	15
2.3 Impact des délais dans l'asservissement d'une machine ultra-haute-vitesse.....	21
2.3.1 <i>Étude préliminaire de l'impact des délais en régime permanent.....</i>	<i>22</i>
2.3.2 <i>Étude préliminaire de l'impact des délais en régime transitoire.....</i>	<i>24</i>
2.4 Mesure de position angulaire à haute-vitesse.....	27
2.5 Conclusion de la revue de littérature.....	31
CHAPITRE 3 PROBLÉMATIQUE.....	33
3.1 Problématique.....	33
3.2 Question de recherche.....	34
3.3 Objectifs de la recherche.....	34
3.4 Méthodologie.....	35
3.4.1 <i>Développement d'une solution de rétroaction de position angulaire.....</i>	<i>35</i>
3.4.2 <i>Développement de l'entraînement pour la machine ultra-haute-vitesse.....</i>	<i>36</i>
CHAPITRE 4 ENCODEUR HAUTE-VITESSE.....	37
4.1 Caractérisation des délais de l'encodeur de position.....	37
4.2 Estimation de la vitesse rotationnelle.....	40
4.2.1 <i>Filtre passe-bas.....</i>	<i>44</i>
4.2.2 <i>Méthode MRAS.....</i>	<i>45</i>
4.2.3 <i>Filtre de Kalman.....</i>	<i>47</i>
4.2.4 <i>Comparaison des méthodes d'estimation de la vitesse.....</i>	<i>51</i>
4.3 Validation expérimentale de la compensation.....	52
4.3.1 <i>Implémentation de l'algorithme de compensation.....</i>	<i>53</i>
4.3.2 <i>Méthode de validation.....</i>	<i>55</i>
4.3.3 <i>Montage expérimental.....</i>	<i>57</i>
4.3.4 <i>Résultats de la validation.....</i>	<i>59</i>
4.4 Conclusion.....	62

CHAPITRE 5	ANALYSE THÉORIQUE ET SIMULATIONS	63
5.1	Machines électriques ultra-haute-vitesse	63
5.2	Analyse théorique de l'impact des délais sur la commande en courant	64
5.2.1	<i>Identification des délais</i>	65
5.2.2	<i>Délai sur la commande en tension</i>	66
5.2.3	<i>Délai sur la rétroaction du courant de phase</i>	71
5.2.4	<i>Délai sur la rétroaction de position angulaire</i>	75
5.3	Stratégie de compensation des délais	80
5.3.1	<i>Compensation par extrapolation linéaire</i>	80
5.3.2	<i>Compensation par filtre de premier ordre</i>	82
5.3.3	<i>Compensation dans le référentiel dq0</i>	84
5.3.4	<i>Compensation dans la transformée de Park</i>	85
5.4	Simulation de l'entraînement	87
5.4.1	<i>Configuration de la simulation</i>	87
5.4.2	<i>Résultats – délai sur la commande en tension</i>	90
5.4.3	<i>Résultats – délai sur la mesure du courant</i>	98
5.4.4	<i>Résultats – délai sur la rétroaction angulaire</i>	101
5.5	Conclusion	102
CHAPITRE 6	IMPLÉMENTATION DE LA COMMANDE	103
6.1	Description du système et du prototype	103
6.2	Implémentation de l'algorithme	105
6.3	Caractérisation des délais du système	108
6.4	Banc de test expérimental	110
6.5	Résultats expérimentaux	112
6.6	Conclusion	116
CHAPITRE 7	CONCLUSION	117
7.1	Contributions originales	119
7.2	Perspectives de recherche et travaux futurs	120
ANNEXE A	ALGORITHMES DE COMMANDE	121
A.1	Commande Volt/Hertz	121
A.2	Commande à courant rectangulaire	122
A.3	Commande directe du couple	124
A.4	Commande vectorielle à flux orienté	125
ANNEXE B	ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE	131

B.1	Méthodes de modulation	131
B.2	Semiconducteurs et pertes	133
B.3	Autres topologies d'onduleurs	135
ANNEXE C	PERTES MAGNÉTIQUES.....	139
C.1	Effet de peau et résistance AC	139
C.2	Pertes au rotor.....	140
ANNEXE D	REVUE DES MACHINES ULTRA-HAUTE-VITESSE	141
ANNEXE E	AJUSTEMENT DES CONTRÔLEURS.....	145
ANNEXE F	INTERFACE DE CONTRÔLE.....	147
ANNEXE G	MONTAGE EXPÉRIMENTAL.....	149

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Topologie d'un système turboélectrique en aéronautique [4]	2
Figure 1.2 : Turbogénérateur de Rolls-Royce destiné aux applications hybride-électrique [5]	2
Figure 1.3 : Premier prototype de turbogénérateur du groupe de recherche.....	3
Figure 1.4 : Positionnement de la caractéristique puissance(vitesse) désirée à la limite des technologies actuelles [7].....	3
Figure 2.1 : Positionnement en puissance et vitesse des machines ultra-haute-vitesse dans la littérature selon la méthode de commande.....	10
Figure 2.2 : Positionnement en puissance et tension des machines ultra-haute-vitesse dans la littérature selon la méthode de commande.....	10
Figure 2.3 : Positionnement selon la constante de temps électrique des machines ultra-haute-vitesse dans la littérature	11
Figure 2.4 : Implémentation standard de la commande à courant rectangulaire avec topologie PAM en haute vitesse [12]	11
Figure 2.5 : Analyse par éléments finis (FEM) des pertes aux aimants du premier prototype de machine électrique ultra-haute-vitesse du projet Ramjet-ICT. Une modulation sinusoïdale est employée.....	17
Figure 2.6 : Distribution des pertes dans un système de machine ultra-haute-vitesse basse puissance (314 W) de 100 krpm pour la topologie 2 niveaux avec modulation par PWM et la topologie PAM [36]	20
Figure 2.7 : Perte de couple d'une machine synchrone à aimants permanents découlant d'un délai de la mesure de courant.....	23
Figure 2.8 : Schéma bloc de la commande du courant sur l'axe q d'une machine synchrone avec l'introduction d'un délai.....	25
Figure 2.9 : Comparaison du lieu des racines pour deux délais différents introduit dans la commande du courant d'une machine synchrone.....	26
Figure 2.10 : Réponse transitoire du contrôleur en courant de la machine prototype avec un délai dans la boucle de commande.....	27
Figure 2.11 : Encodeur de position de la compagnie Renishaw. Vitesse maximale de 20 krpm [41]	28

Figure 2.12 : Résolveur de la compagnie LTN Servotechnik. Vitesse maximale de 20 krpm [42]	29
Figure 2.13 : Encodeur de position absolu Orbis de la compagnie Renishaw [47]	31
Figure 4.1 : Chronogramme de l'acquisition SPI de l'encodeur [47]	39
Figure 4.2 : Chronogramme des délais présents dans la lecture de la position. La croix rouge représente l'instant où la position lue de l'encodeur a réellement été mesurée. tp est le temps de pause minimal entre chaque lecture SPI	40
Figure 4.3 : Calcul de la vitesse de rotation de l'encodeur avec la méthode M	41
Figure 4.4 : Calcul de la vitesse de rotation de l'encodeur avec la méthode M pour l'opération à 130 krpm	42
Figure 4.5 : Compensation appliquée à la position angulaire sans filtration sur la vitesse rotationnelle à 130 krpm	43
Figure 4.6 : Profil utilisé pour la conception de l'estimation de la vitesse	44
Figure 4.7 : Bruit de mesure de position angulaire défini comme le pas de quantification	48
Figure 4.8 : Comparaison des performances des trois méthodes d'estimation de la vitesse rotationnelle	52
Figure 4.9 : Application du filtre de Kalman pour le profil de vitesse du premier test de rotation à 130 krpm de l'encodeur	53
Figure 4.10 : Schéma d'implémentation de l'algorithme sur un système embarqué. L'implémentation est faite avec LabVIEW sur la plateforme FPGA sbRIO-9607	54
Figure 4.11 : Montage pour la validation expérimentale de la compensation de l'encodeur de position	56
Figure 4.12 : Implémentation du calcul de l'angle entre l'encodeur de position haute-vitesse et l'encodeur optique	57
Figure 4.13 : Frette de retient en acier de l'aimant de l'encodeur haute-vitesse	58
Figure 4.14 : Montage expérimental pour la validation du développement de l'encodeur haute-vitesse	58
Figure 4.15 : Profils de vitesses pour la validation de l'encodeur haute-vitesse	59
Figure 4.16 : Zoom sur la position angulaire mesurée à vitesse maximale pour les tests de validation	60

Figure 4.17 : Courbe de Lissajou de la trajectoire de la position angulaire pour le test de validation à 130 krpm.....	60
Figure 4.18 : Déphasage mesuré de l'encodeur compensé en fonction de la vitesse rotationnelle	61
Figure 5.1 : Topologie typique de la commande FOC avec capteur de position	65
Figure 5.2 : Diagramme des phaseurs d'un délai de la tension ligne-neutre	67
Figure 5.3 : Commande en courant de l'axe q avec un délai sur la commande en tension.....	68
Figure 5.4 : Réponse transitoire de la commande en courant de la machine théorique avec délai sur la tension.....	70
Figure 5.5 : Réponse transitoire de la commande en courant de la machine théorique avec délai sur la tension et ajustement optimal du contrôleur.....	70
Figure 5.6 : Diagramme des phaseurs d'un délai de la mesure du courant de phase	71
Figure 5.7 : Commande en courant de l'axe q avec un délai sur la mesure de courant	72
Figure 5.8 : Diagramme des phaseurs de l'effet d'un délai sur la mesure du courant de phase	73
Figure 5.9 : Réponse transitoire de la commande en courant de la machine théorique avec délai sur la mesure de courant.....	74
Figure 5.10 : Réponse transitoire de la commande en courant de la machine théorique avec délai sur la mesure de courant et ajustement optimal du contrôleur	75
Figure 5.11 : Diagramme des phaseurs d'un délai de la position dans la transformée de Park	76
Figure 5.12 : Diagramme des phaseurs d'un délai de la position dans la transformée de Park inverse	77
Figure 5.13 : Commande en courant de l'axe q avec un délai sur la position angulaire.....	77
Figure 5.14 : Diagramme des phaseurs de l'effet d'un délai sur la rétroaction de position angulaire	78
Figure 5.15 : Réponse transitoire de la commande en courant de la machine théorique avec délai sur la position angulaire	79
Figure 5.16 : Structure d'une compensation par prédiction linéaire [50]	81
Figure 5.17 : Performances du prédicteur linéaire pour l'application.....	82
Figure 5.18 : Structure d'une compensation par FOF [50]	82
Figure 5.19 : Performances de la compensation par FOF	84
Figure 5.20 : Schéma de la simulation Simulink	87
Figure 5.21 : Contrôleur de courant de l'axe en quadrature.....	88

Figure 5.22 : Schéma de la modulation SPWM	89
Figure 5.23 : Formes d'ondes de la tension pour la simulation de la machine théorique	91
Figure 5.24 : Formes d'ondes du courant pour la simulation de la machine théorique	91
Figure 5.25 : Réponse transitoire pour la simulation de la machine théorique.....	92
Figure 5.26 : Réponse transitoire avec délai de modulation et compensation du délai	93
Figure 5.27 : Tensions de la simulation avec compensation du délai de modulation	93
Figure 5.28 : Réponse transitoire avec délai de modulation et ajustement du compensateur.....	94
Figure 5.29 : Tensions de la simulation avec délai de modulation et ajustement du compensateur	95
Figure 5.30 : Réponse transitoire avec délai de 7,5 μ s et ajustement du compensateur	96
Figure 5.31 : Tensions de la simulation avec délai de 7,5 μ s et ajustement du compensateur	96
Figure 5.32 : Réponse transitoire avec délai de 7,5 μ s et compensation du délai.....	97
Figure 5.33 : Tensions de la simulation avec compensation du délai de 7,5 μ s	98
Figure 5.34 : Formes d'ondes du courant avec un délai sur la mesure du courant de 7,5 μ s.....	99
Figure 5.35 : Réponse transitoire avec un délai sur la mesure du courant de 7,5 μ s	100
Figure 5.36 : Compensation de la commande avec un délai sur la mesure du courant de 7,5 μ s	100
Figure 5.37 : Formes d'ondes du courant avec un délai sur la mesure de position de 25 μ s.....	101
Figure 6.1 : Prototype de machine électrique ultra-haute-vitesse	103
Figure 6.2 : Onduleur de tension deux niveaux avec transistors SiC.....	105
Figure 6.3 : Schéma de l'implémentation de la commande FOC sur le système embarqué.....	105
Figure 6.4 : Schéma du banc d'essai expérimental	110
Figure 6.5 : Profils de la puissance résistive du montage expérimental de la machine électrique	111
Figure 6.6 : Ajustement de l'angle de l'encodeur de position	112
Figure 6.7 : Profil de vitesse ($n_{max} = 83$ krpm, $P_{mecmax} = 7,8$ kW).....	113
Figure 6.8 : Courants de phase expérimentaux (83 krpm, $P_{mec} = 7,8$ kW)	113
Figure 6.9 : Courants référentiel dq0 ($n_{max} = 83$ krpm, $P_{mecmax} = 7,8$ kW)	114
Figure 6.10 : Angle de phase du courant ($n_{max} = 83$ krpm, $P_{mecmax} = 7,8$ kW).....	114
Figure 6.11 : Profil de vitesse ($n_{max} = 101$ krpm, $P_{mecmax} = 2,1$ kW).....	115
Figure 6.12 : Angle de phase du courant ($n_{max} = 101$ krpm, $P_{mecmax} = 2,1$ kW).....	115

Figure 7.1 : Positionnement de la validation de la commande du premier prototype de machine électrique selon la définition de la courbe limite des machines ultra-haute-vitesse	119
Figure A.1 : exemple de commande scalaire V/Hz [52]	121
Figure A.2 : FCEM d'une machine BLDC et courant pour la commande à courant rectangulaire [54]	123
Figure A.3 : Commande DTC Classique [26].....	124
Figure A.4 : Secteurs de la commande DTC classique [26]	125
Figure A.5 : Changement de référentiel par les transformées de Clarke et de Park [58].....	126
Figure A.6 : Identifications des axes d et q sur le référentiel rotatif [59]	127
Figure A.7 : Diagramme FOC générique avec commande en vitesse et en courant [61]	128
Figure A.8 : Estimateur d'état par MRAS [62].....	129
Figure B.1 : Modulation SPWM : (a) comparaison des signaux de commande à une porteuse (b) tension de sortie pour la phase 1 de l'onduleur (c) tension ligne-ligne envoyer au moteur (d) tension ligne-neutre à la machine pour une connexion en étoile [65].....	132
Figure B.2 : Pertes par commutation et conduction d'un IGBT [68].....	133
Figure B.3 : Classification de l'utilisation des MOSFET et IGBT classiques [69]	134
Figure B.4 : Comparaison de l'efficacité d'un onduleur 1 phase pour plusieurs types de semiconducteurs [70]	135
Figure B.5 : Half bridge d'un onduleur 3 niveaux avec une topologie diode clamped [71].....	136
Figure F.1 : Interface LabVIEW réalisée dans de cadre de la démonstration expérimentale	147
Figure G.1 : Montage expérimental de l'onduleur de tension.....	149
Figure G.2 : Intégration du système SbRIO-9607.....	149

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 : Comparaison qualitative des méthodes de commande évaluées pour le contenu harmonique du courant.....	18
Tableau 4.1 : Paramètres calculés des méthodes d'estimation de la vitesse	51
Tableau 5.1 : Machines d'intérêt à l'étude	64
Tableau 5.2 : Compensation des délais dans les changements de référentiel	86
Tableau 5.3 : Paramètres de la simulation pour les machines d'intérêt	89
Tableau 6.1 : Paramètres de l'onduleur deux niveaux	104
Tableau 6.2 : Résumé des délais du système	109
Tableau A.1 : États de commutation de la commande à courant rectangulaire [54].....	122
Tableau A.2 : Commutation de la commande DTC classique [26]	125
Tableau B.1 : États des transistors et tensions produites pour un onduleur 3 niveaux [71].....	136
Tableau D.1 : Revue de littérature du contrôle des machines ultra-haute-vitesse	141
Tableau E.1 : Différents ajustements des contrôleurs de courant dans le mémoire.....	145

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Les machines électriques avec commande à vitesse variable sont utilisées dans une pluralité d'applications comme le domaine des véhicules électriques ou les appareils ménagers. Certaines applications demandent des vitesses de rotation de plus en plus élevées comme les outils rotatifs et les compresseurs électriques à couplage direct [1] dans des applications de performances automobiles (e.g., F1), les compresseurs pour piles à combustible ou les volants d'inertie pour le stockage d'énergie [2]. Des vitesses très élevées peuvent également être désirées pour la maximisation de la densité de puissance. En effet, en gardant la densité de courant constante pour minimiser les pertes cuivre et les aimants ayant une induction rémanente finie, il reste le volume de la machine (rayon à l'entrefer et longueur de la partie active) ainsi que la vitesse rotationnelle comme paramètres pour le dimensionnement en puissance. Naturellement, pour augmenter la densité de puissance, il faut tenter de maximiser la vitesse rotationnelle et minimiser le volume.

Une application émergente des machines hautes vitesses réside dans la génération d'énergie pour le couplage direct à une micro turbine à gaz [3]. Cette topologie est favorable pour les applications mobiles dans le but non seulement de maximiser la densité de puissance, mais pour permettre la distribution de la propulsion et permettre de nouvelles configurations de véhicules dans les applications aéronautiques [4]. Le schéma d'une telle topologie dite turboélectrique est présenté à la Figure 1.1. Certains manufacturiers comme Rolls-Royce dévoilent récemment de tels turbogénérateurs [5] (Figure 1.2). Dans la littérature, ce type de machines très rapides est habituellement répertorié comme ultra-haute-vitesse (*ultra-high-speed*).

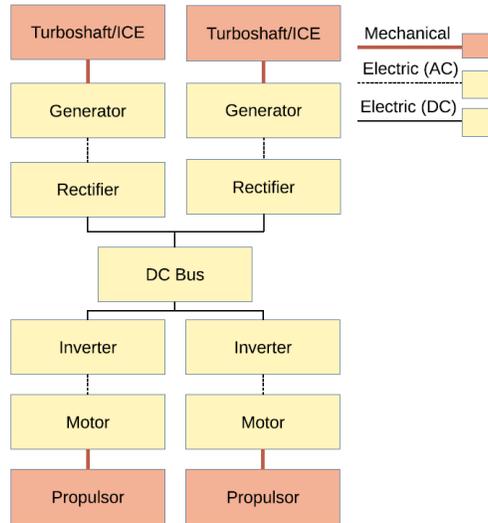


Figure 1.1 : Topologie d'un système turboélectrique en aéronautique [4]

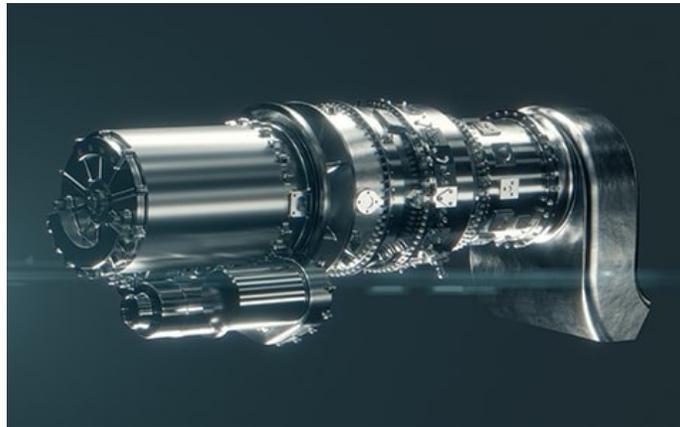


Figure 1.2 : Turbogénérateur de Rolls-Royce destiné aux applications hybride-électrique [5]

1.1 Mise en contexte

Le projet présenté dans ce mémoire s'inscrit dans un grand projet de recherche multidisciplinaire qui vise la conception d'un système turbogénérateur complet, dont la turbine et la machine électrique qui est utilisée comme démarreur et générateur. Ce grand projet, nommé Ramjet-ICT, est réalisé au sein du groupe Createk de l'Université de Sherbrooke en collaboration avec l'entreprise Exonetik Turbo. Une nouvelle technologie de pales en céramique renversées appliquée à la roue de turbine permet son opération à des températures très élevées ce qui maximise l'efficacité et diminue les émissions. Ce système est dédié à l'utilisation pour les applications mobiles dans l'aéronautique telles que les avions turboélectriques ou eVTOL (*electric vertical*

take-off and landing). La puissance visée d'un premier système incluant cette technologie est de 70 kW et la vitesse, de 130 krpm. Jusqu'à présent, les travaux du groupe résultent en un premier prototype de puissance moindre. Celui-ci est présenté à la Figure 1.3.

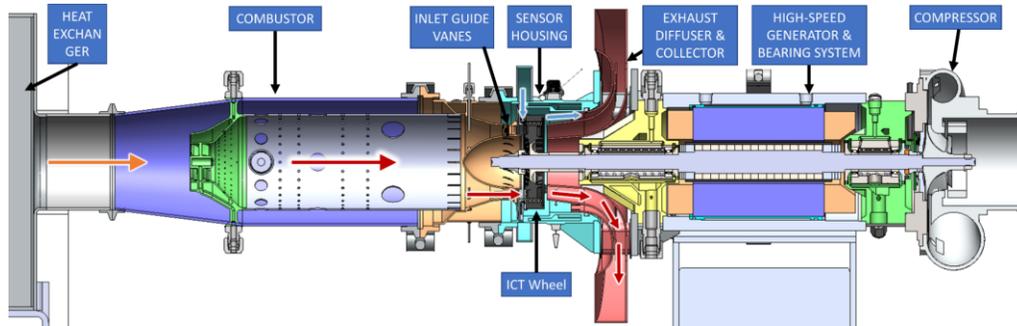


Figure 1.3 : Premier prototype de turbogénérateur du groupe de recherche

L'objectif de maximisation de la densité de puissance est appliqué à l'ensemble du système, dont la machine électrique. Cela justifie l'utilisation d'une machine à aimants permanents à pôles lisses (PMSM) [6]. Pour surpasser la limite couple-vitesse atteignable avec les technologies actuelles (Figure 1.4), la machine électrique ultra-haute-vitesse est conçue sur mesure par optimisation multidisciplinaire qui inclue les limites mécaniques, thermiques, magnétiques et électriques. Les phénomènes de pertes aux aimants sont également inclus à l'optimisation.

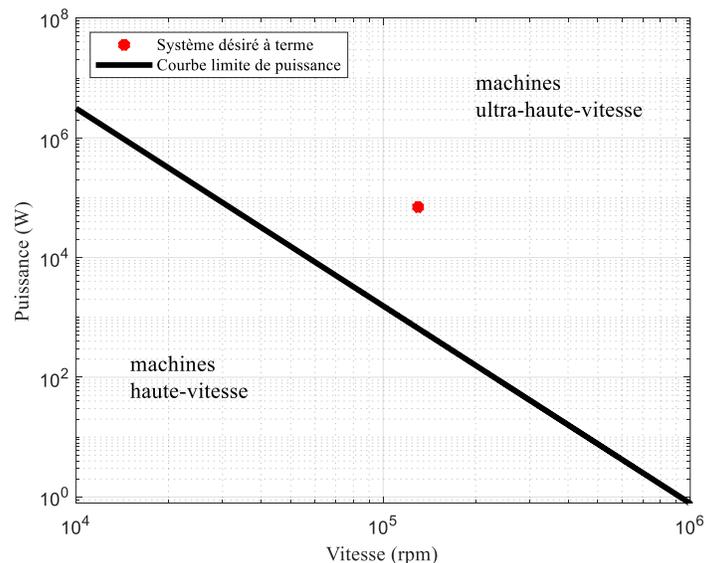


Figure 1.4 : Positionnement de la caractéristique puissance(vitesse) désirée à la limite des technologies actuelles [7]

Les hautes fréquences fondamentales apportent également des défis de conception au niveau de l'électronique de puissance et de l'implémentation de la stratégie de commande. C'est pourquoi, pour l'électronique de puissance, des transistors MOSFETs au carbure de silicium (SiC) sont employés pour le système. Cette gamme de semiconducteurs permet non seulement de meilleures performances thermiques dues à la plus grande conductivité thermique du matériau, mais également des fréquences de commutations élevées par les pertes de commutation inférieures aux semiconducteurs classiques. Ces avancés permettent donc de débloquer pleinement le potentiel des applications à haute fréquence telles que les machines ultra-haute-vitesse et maximiser les avantages en densité de puissance du système onduleur et machine.

Pour la commande, l'algorithme développé doit permettre (1) le contrôle précis de l'angle de phase du courant pour maximiser le couple et donc la densité de puissance, (2) la mesure la plus précise possible de l'angle du rotor pour réaliser un balancement dynamique du rotor à toutes les vitesses critiques et (3) une minimisation du contenu harmonique du courant. Afin d'assurer une densité de puissance maximale pour une machine sans saillance, l'angle du courant doit avoir un décalage de $\pm 90^\circ$ relativement au vecteur flux magnétique du rotor. Dans le cas du mode moteur, ce décalage est positif et dans le mode générateur, celui-ci est négatif. Bien que l'application à terme concerne un générateur, les travaux sont initialement effectués pour le mode moteur comme le prototype employé n'est pas d'emblée couplé à une turbine. Pour minimiser les pertes magnétiques qui deviennent importantes pour les hautes fréquences, l'algorithme de contrôle doit rendre possible la minimisation du contenu harmonique du courant. Finalement, pour l'architecture visée de turbogénérateur où toutes les composantes rotatives sont montées sur un même arbre flexible, il est important de connaître l'angle du rotor en tout temps pour identifier l'angle de phase du balourd et optimiser le balancement dynamique de l'assemblage.

1.2 Définition du projet de recherche

À la suite d'une comparaison des méthodes basée sur la littérature, la stratégie de commande qui répond le mieux aux requis du turbogénérateur est la commande vectorielle à flux orienté avec capteur de position angulaire absolue. Il s'agit d'un défi d'implémentation de taille puisque cette approche n'a pas été présentée dans la littérature à d'aussi hautes fréquences fondamentales. En effet, un de ces défis pour les machines ultra-haute-vitesse réside dans la mesure de la position rotorique pour le contrôle précis de l'angle de phase du courant. Une accumulation de délais trop

élevés dans la boucle d'asservissement peut résulter en un écart sur la commande en couple et une densité de puissance plus basse. Dans l'implémentation d'une commande pour machine ultra-haute-vitesse, il faut donc prendre compte de cette limitation qui peut s'avérer considérable.

Pour implémenter la commande vectorielle avec encodeur de position, les deux objectifs principaux de ce projet sont donc de :

1. Développer et valider expérimentalement une solution d'encodeur de position haute vitesse précise pour permettre l'implémentation d'une commande avec capteur et servir d'outil de développement pour tout type de commande de machine en général dans des vitesses de plus de 100 krpm.
2. Implémenter un algorithme de commande pour la machine électrique ultra-haute-vitesse cible. L'implémentation se base sur l'état de l'art, les paramètres de la machine et les conditions d'opération. La conception considère les défis liés à l'implémentation tels que les limites engendrées par les capteurs et les limites logicielles aux fréquences d'intérêt causant des délais importants.

1.3 Plan du document

Au chapitre 2, la revue de l'état de l'art est présentée afin de situer les choix de conception des auteurs pour divers systèmes ultra-haute-vitesse au niveau onduleur, selon les algorithmes de commande, l'électronique de puissance et la mesure de position. Cela permet de positionner le système désiré à terme et d'effectuer les choix de conception les mieux adaptés au cahier des charges pour la réalisation du projet.

La revue de littérature permet de cibler l'approche la mieux adaptée au niveau de la commande pour les critères du projet. Cette revue permet également de soulever les limitations principales dans la littérature afin de formuler la problématique au chapitre 3.

Un encodeur commercial de la compagnie Renishaw est adapté afin de compenser les différents délais de la chaîne de lecture de la position. Cet encodeur est également adapté au niveau mécanique afin de permettre à l'aimant de l'encodeur de résister aux forces de tension à la vitesse désirée. Il en résulte le développement d'un encodeur de position absolu démontré expérimentalement jusqu'à 130 krpm. Ce développement est présenté au chapitre 4.

Finally, le chapitre 5 présente le développement de l'algorithme de commande de la machine électrique ultra-haute-vitesse. Cet algorithme est développé selon la sélection faite basée sur la revue de littérature. Une analyse théorique est réalisée afin d'identifier les délais présents dans la boucle de commande et d'établir la compensation requise pour assurer la précision de l'angle de phase du courant. Cette analyse est réalisée pour le prototype initial du groupe de recherche, mais également pour un concept de machine ultra-haute-vitesse optimisé pour le cahier des charges à terme. La fréquence fondamentale élevée de cette machine constitue un défi plus important.

Enfin, au chapitre 6 la commande est implémentée expérimentalement sur un système FPGA de National Instrument en utilisant un banc d'essai basé sur un onduleur deux niveaux avec transistors au carbure de silicium (SiC). Les essais expérimentaux du prototype jusqu'à 101 krpm et 7,8 kW permettent de valider le développement théorique au niveau des compensations de délais de la commande.

CHAPITRE 2

ÉTAT DE L'ART

Les études antérieures de la littérature par le groupe de recherche et les analyses préliminaires définissent la machine synchrone à aimants permanents comme la meilleure solution potentielle pour la haute densité de puissance requise dans le projet de turbogénérateur Ramjet-ICT [8]. En effet, contrairement à d'autres solutions potentielles comme les machines à induction, la machine à aimants permanents ne requiert aucune excitation au rotor, l'entière du courant statorique peut être contrôlée pour la génération d'un couple utile. La révision de littérature se concentre donc essentiellement sur la commande des machines synchrones à aimants permanents (PMSM) ultra-haute-vitesse.

Une revue des systèmes ultra-haute-vitesse existants positionne le choix des auteurs pour la stratégie de commande selon les caractéristiques du système. Cette revue permet de mettre en évidence les tendances pour un cas de figure similaire au système désiré à terme et aide à effectuer les choix de conception initiaux pour la stratégie de commande employée. Les avantages et désavantages de chaque type de commande sont listés selon le potentiel à maximiser la densité de puissance au niveau système. La topologie de l'électronique de puissance est également abordée dans l'objectif de faire un choix de conception initial. Ensuite, les potentiels facteurs limitants quant à la densité de puissance pour l'entraînement de la machine sont identifiés. D'autres défis potentiels de la mise en œuvre de l'entraînement d'une machine ultra-haute-vitesse sont également étudiés. Finalement, la revue de littérature permet d'effectuer les choix de conception initiaux pour l'entraînement de la machine et identifie les défis à relever pour l'implémentation avec comme intérêt, la maximisation de la densité de puissance. Cela mène ultimement à la formulation de la question de recherche.

Il est à noter que dans le contexte de ce projet de maîtrise, la densité de puissance résultante des choix de conception n'est pas chiffrée exactement, car cela nécessiterait une optimisation globale du système machine et onduleur. Il est plutôt souhaité de mettre en œuvre le système onduleur le plus approprié à la machine désirée, en mettant en évidence les défis pour la maximisation de la densité de puissance pour la commande et par la suite, adresser les défis les plus importants.

La revue de littérature réfère au cadre de référence aux annexes suivantes. Ce survol de la théorie plus générale couvre les éléments d'importance pour le sujet de recherche.

1. Annexe A : Survol des méthodes de commande pour machines à aimants permanents;
2. Annexe B : Électronique de puissance et techniques de modulation;
3. Annexe C : Phénomènes de pertes dans les machines électriques.

2.1 Systèmes ultra-haute-vitesse

La littérature définit une machine ultra-haute-vitesse comme une machine qui présente des caractéristiques aux limites de ce que la physique permet et donc qui demandent des précautions additionnelles dans leur conception [7]. À partir de données des machines existantes dans la littérature, une équation empirique d'une droite est proposée pour séparer les machines haute vitesse et ultra-haute-vitesse :

$$P \leq \frac{6.2 * 10^6}{n^{3.3}} \quad (2.1)$$

où P est la puissance en kW et n est la vitesse en krpm. Pour une vitesse donnée, si la machine est en haut de la puissance extraite de cette formule, la machine est considérée ultra-haute-vitesse. Les auteurs dans ce domaine se rapportent généralement à cette formule.

Des revues antérieures étudient les technologies et accomplissements du domaine des machines ultra-haute-vitesse [9], [10], mais peu de points sont rapportés sur les choix des auteurs pour la commande. Une revue axée sur les machines ultra-haute-vitesse est donc faite en se concentrant principalement sur les choix de conception des auteurs au niveau de la topologie de la commande en fonction des paramètres des machines et du système. Étant donné que l'algorithme de commande utilisé et ses paramètres exercent une influence sur l'électronique de puissance, cet aspect est aussi exploré sommairement. Il est à noter que la revue de littérature comporte des recherches selon les termes *ultra-high-speed* et *super-high-speed* puisque les auteurs utilisent souvent indifféremment ces deux termes. L'annexe D présente l'entièreté des cas révisés selon plusieurs paramètres :

1. Vitesse mécanique et nombre de paires de pôles;
2. Puissance mécanique;
3. Tension DC ou Ligne-Ligne de la machine;

4. Inductance de phase et constante de temps de la machine;
5. Fréquence de commutation;
6. Topologie de l'électronique de puissance;
7. Algorithme de commande;
8. Méthode de mesure de position angulaire;
9. Loi de commande;
10. Unité de contrôle / microprocesseur.

Les algorithmes de commandes utilisés par les auteurs sont les suivants :

1. Commande V/Hz scalaire;
2. Commutation à courant rectangulaire (avec six commutations en pleine onde) ou *Block commutation*;
3. Commande directe du couple ou *Direct torque control* (DTC);
4. Commande vectorielle à flux orienté ou *Field oriented control* (FOC).

Une attention particulière est portée afin de réviser des cas où une démonstration expérimentale est faite pour s'assurer que les auteurs démontrent ce qu'ils avancent. Le positionnement de chaque cas révisé en termes de vitesse et puissance est présenté dans la Figure 2.1 avec la droite de puissance limite. La Figure 2.2 positionne chaque cas en termes de puissance et tension d'alimentation DC. La Figure 2.3 positionne les cas révisés en termes de constante de temps de la machine. La machine électrique désirée à terme pour lequel la commande est conçue est mise en évidence.

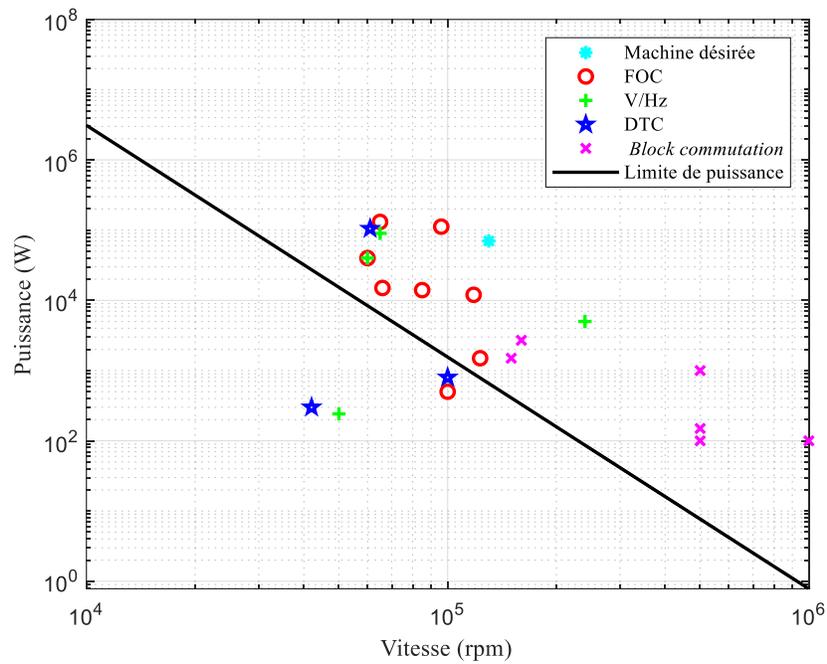
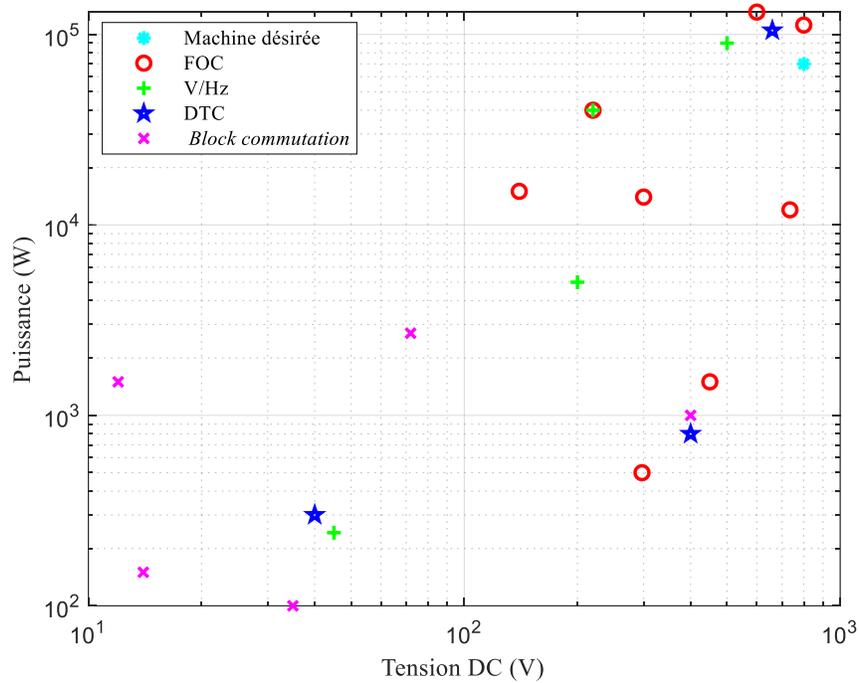


Figure 2.1 : Positionnement en puissance et vitesse des machines ultra-haute-vitesse dans la littérature selon la méthode de commande



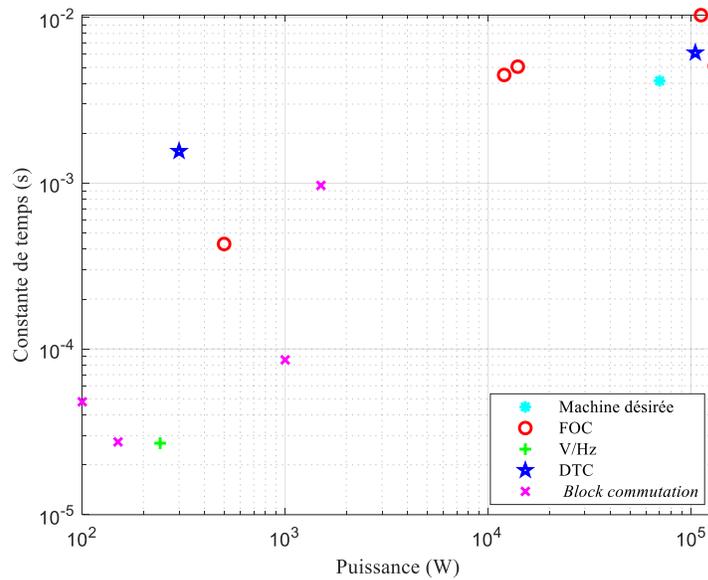


Figure 2.3 : Positionnement selon la constante de temps électrique des machines ultra-haute-vitesse dans la littérature

Les figures montrent une tendance des auteurs d'opter pour la commande à courant rectangulaire (*Block commutation*) pour des vitesses plus élevées et puissances plus faibles. En effet, l'implémentation est simple et il est possible d'avoir une méthode sans capteur fiable à de très grandes fréquences. Certaines implémentations de la commande à courant rectangulaire avec PAM reposent sur une logique avec des composants discrets pour les changements d'état de commutation sans microcontrôleur ce qui rend encore plus simple cet algorithme [11]–[16]. En général, cette topologie très souvent utilisée est implémentée selon les schémas présentés à la Figure 2.4.

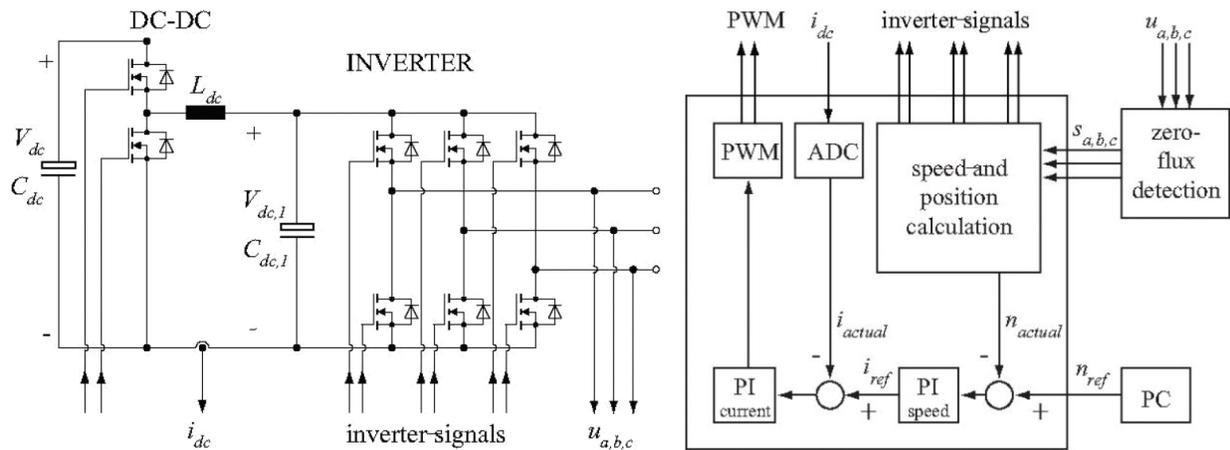


Figure 2.4 : Implémentation standard de la commande à courant rectangulaire avec topologie PAM en haute vitesse [12]

Un seul cas révisé de commande à six commutations utilise une topologie avec trois capteurs effet Hall discret et une circuiterie logique simple pour initier les changements d'état de commutation [16]. Comme mentionné, la méthode sans capteur pour la commande à six commutations est très fiable puisqu'elle ne se base pas sur un observateur d'état et utilise directement la mesure de la force contre-électromotrice (FCEM).

Pour les machines ultra-haute-vitesse, la commande FOC est généralement utilisée pour les plus hautes puissances et vitesses intermédiaires. Les calculs étant plus complexes, il y a une limite à la fréquence de commutation possible, même pour le système embarqué le plus puissant. Cela limite la fréquence fondamentale maximale atteignable. La commande est aussi avantageuse d'un point de vue harmoniques de courant. L'implémentation est majoritairement sans capteur dans les cas révisés. Dans certains cas, les auteurs choisissent des méthodes sans capteur basées sur le modèle dq0 en régime permanent où la commande de tension v_d additionnelle requise à la commande prédictive pour contrôler le courant i_d à zéro correspond à la proportion de la FCEM sur l'axe d. Cela permet de déduire l'erreur sur l'orientation estimée du référentiel dq0 [17]–[20]. La méthode de base reste la même pour ces différents auteurs et c'est la méthode sans-capteur pour commande FOC la plus utilisée à ultra-haute-vitesse selon la revue de littérature.

Cependant les performances de la commande FOC sans capteur, en régime transitoire ne sont pas bien démontrées et le démarrage d'une telle technique doit être fait en commande scalaire V/Hz sur des durées de quelques secondes avant que l'observateur d'état soit assez précis. Un cas répertorié utilise une technique sans capteur similaire avec la considération de la saillance de la machine [21]. Cependant, la position angulaire estimée présente une erreur importante en régime permanent. Un autre cas utilise la même méthode, mais convient que plusieurs sources d'erreur empêchent une estimation précise de la position du rotor. Avec cette méthode, l'auteur mentionne une erreur d'estimation en régime permanent de 36° pour le système étudié. Une stratégie de compensation est implémentée afin de corriger l'angle en régime permanent. À l'estimation d'angle est ajouté un écart et l'effet sur l'amplitude du courant i_q est supervisé. Cet écart est ajusté jusqu'à minimiser l'amplitude du courant [22]. Cette méthode est appelée *minimum-current-tracking* (MCT). Cette méthode est efficace que pour des systèmes où la puissance varie très peu donc potentiellement inefficace pour les applications mobiles comme c'est le cas pour le projet de recherche.

D'autres méthodes plus avancées sont étudiées dans certains cas comme les filtres de Kalman ou *extended Kalman filter* (EKF) [23]. La conception est faite pour une machine à 1400 Hz de fréquence fondamentale, mais la démonstration expérimentale est à basse vitesse. La technique par EKF est aussi utilisée pour un cas de machine à 2080 Hz [24], mais dans ce cas, la démonstration expérimentale est faite à pleine vitesse ce qui prouve la possibilité d'implémentation temps réel de ce type d'algorithme pour ces ordres de fréquences. L'auteur indique que l'algorithme a une bonne réponse aux variations de la consigne. Dans ce cas encore une fois, le démarrage doit être effectué avec une commande scalaire. Il n'est pas désiré dans une application aéronautique de reposer sur une méthode en boucle ouverte pour le démarrage.

Dans les rares cas où la position angulaire est mesurée par capteur, ce sont un arrangement de trois capteurs effet Hall discrets qui sont utilisés [17], [25]. Le décodage de l'information des capteurs permet d'avoir une résolution angulaire de 60° électriques. Pour améliorer la résolution, les auteurs utilisent des interpolations linéaires et observateurs d'état. Dans les articles révisés, un auteur s'intéressant à la rapidité de la commande en couple et en vitesse d'une machine ultra-haute-vitesse utilise une méthode FOC avec capteurs effet Hall discrets [25].

Il n'y a pas beaucoup de cas de commande DTC en ultra-haute-vitesse. Elle a été utilisée à des vitesses plus élevées que ce qui a été vu pour la FOC et également, jusqu'à des puissances similaires au maximum vu pour la FOC. Les performances dynamiques pour la DTC sont bonnes et la commande est plus simple que la FOC, donc il est probablement possible de réussir une implémentation à plus haute fréquence, mais aussi avec un même niveau de puissance que le FOC. Le point négatif ici est le taux d'harmoniques généralement plus élevé qu'avec la commande FOC. Puisque la période d'échantillonnage de la boucle de commande influence directement la modulation PWM pour la commande, c'est un paramètre d'étude dans plusieurs cas pour la réduction des harmoniques pour la commande de machine ultra-haute-vitesse [26], [27].

Les articles traitant de la commande scalaire V/Hz à ultra-haute-vitesse sont relativement anciens, selon la revue, il n'y a pas de nouveaux cas après 2007. Les auteurs justifient l'emploi de cette méthode lorsque l'application est à vitesse constante avec une charge mécanique régulière. Les quelques cas vus sont généralement à vitesses relativement basses bien qu'un rare cas soit à vitesse plus élevée que tous les cas révisés pour la commande FOC. Il est certain que cette commande très simple présente un avantage par rapport aux commandes FOC et DTC pour l'implémentation. Des

défis rapportés à ultra-haute-vitesse pour cette commande est que le profil V/Hz doit être optimisé pour prendre en compte la résistance de phase qui peut habituellement être négligée [28]–[30]. En effet, l'effet de proximité augmente considérablement la résistance AC pour les hautes fréquences. Cependant, il faut également noter que la résistance DC est relativement élevée puisque dans le cas de ces auteurs, ce sont des machines basse puissance dans les ordres de 300 W.

Certains auteurs mentionnent qu'il est important de considérer les délais de filtrage et le temps des calculs pour l'utilisation d'un algorithme de commande FOC [17], [18]. Aucune démarche ou résultat n'est cependant illustré pour ce point.

Dans une bonne partie des cas révisés, la constante de temps électrique des machines est relativement faible (Figure 2.3) puisque plusieurs applications des machines ultra-haute-vitesse sont à basse puissance et demandent une densité de puissance élevée. Plusieurs auteurs mentionnent que c'est un facteur nuisant potentiellement à la stabilité de la commande. Également, cela impose de plus grandes fréquences d'échantillonnage et de commutation [17]–[19], [23], [24]. En effet, à cause des petites dimensions des machines ultra-haute-vitesse en général ainsi que l'entrefer généralement grand pour accommoder une frette de retient des aimants, ce type de machines pourrait avoir un ratio L_s/R_s relativement petit. Cependant, il est possible que la recherche d'une bonne efficacité diminue la résistance et augmente la constante de temps dans d'autres cas où la maximisation de la densité de puissance n'est pas un objectif. Ainsi, pour le premier prototype de machine électrique du projet de recherche (15 kW), la constante de temps électrique étant à 4 ms, les fréquences d'échantillonnage requises pour l'asservissement sont dans l'ordre du raisonnable pour les microcontrôleurs modernes. Il en est également le cas pour le concept de machine désiré à terme où la constante de temps serait un ordre de grandeur plus élevé à 55 ms. Cependant, dans la construction de cette machine, le résultat pourrait s'avérer différent, par exemple si le facteur de remplissage d'encoche désiré n'est pas atteignable. Les performances des systèmes embarqués modernes sont suffisantes pour l'implémentation de la commande pour ces machines.

Au niveau de l'électronique de puissance, la majorité des auteurs utilise la topologie standard d'onduleur de tension deux niveaux pour des raisons de simplicité et de coûts. Un convertisseur DC/DC peut être utilisé sur le bus DC dans le cas de la commande à six commutations, en pleine onde, avec PAM. Pour les topologies à multiniveaux, plusieurs justifient leur utilisation pour la réduction du taux de distorsion harmonique (THD) ou l'augmentation de la densité de puissance

[31], [32]. Bien qu'elles puissent s'avérer intéressantes pour le projet de recherche, on suppose que l'utilisation de transistors à large bande interdite permettant une fréquence de commutation suffisamment élevée, offre des performances similaires en termes de THD. Ce type de topologie pourrait tout de même être étudié dans une étape de développement future du projet.

Également, pour les hautes fréquences fondamentales requises pour les machines ultra-haute-vitesse, les fréquences de commutation doivent être élevées afin de conserver un ratio suffisant entre ces deux fréquences pour tout type de commande n'employant pas la topologie PAM. Les transistors à large bande interdite tels que les SiC sont avantageux puisque par les temps mort d'allumage plus courts, il est possible de réduire l'erreur sur la tension commandée et la distorsion harmonique qui en résulte [27]. En effet, pour certains systèmes haute-vitesse employant des transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) [17], [18], beaucoup d'importance est accordée à la compensation des temps mort. Selon les choix de conception du projet, une vérification pourrait être effectuée pour valider le besoin pour ce type de compensation.

Finalement, selon cette révision, les auteurs semblent prioriser la commande FOC pour les mêmes ordres de puissances, vitesses et tensions que la machine du projet de recherche. La commande FOC est assez rapide et avec la modulation sinusoïdale, il est possible d'avoir une meilleure forme d'onde de courant. Les topologies d'onduleur souvent utilisées sont à 2 niveaux et avec l'ajout d'un convertisseur DC/DC pour la topologie PAM. Les auteurs mettent en lumière certains avantages des semiconducteurs à large bande pour le contrôle des machines ultra-haute-vitesse et dans les applications de ces machines où l'efficacité et la densité de puissance importent. Des auteurs mentionnent les difficultés de l'implémentation d'une commande lorsque les constantes de temps sont relativement petites, mais cela ne s'applique pas nécessairement à tous les cas d'ultra-haute-vitesse. Un point important est que dans la majorité des cas révisés, les auteurs appliquent d'emblée des méthodes sans capteurs. Dans le cas du projet de recherche, même si une solution sans capteur pourrait à terme être explorée, le contexte d'aéronautique implique le besoin d'une redondance. L'utilisation d'une méthode sans capteur serait donc combinée à un capteur de position.

2.2 Potentiel de maximisation de densité de puissance des méthodes de commande

Un défi connu pour la réalisation d'un système onduleur-machine ultra-haute-vitesse se situe dans les pertes engendrées par les harmoniques du courant, soit les harmoniques de temps de l'onduleur.

Cela est une considération importante pour les ordres de fréquences du projet de recherche. Les pertes par courant de Foucault aux aimants et les pertes dues à l'effet de proximité aux enroulements sont importantes à haute fréquence. Il en découle de devoir concevoir un algorithme de commande qui donne la possibilité de minimiser le contenu harmonique du courant de ligne. Il peut également être souhaité d'avoir le contrôle sur ce contenu harmonique. En effet, dans la maximisation de la densité de puissance d'une machine ultra-haute-vitesse, des méthodes de refroidissement optimisées peuvent être utilisées au niveau du stator si la stratégie est d'augmenter la densité de courant, mais l'extraction de chaleur du rotor est plus complexe et la nécessité de la minimisation des pertes peut s'avérer nécessaire. Ce point est important à considérer en aéronautique électrique où la gestion thermique est un enjeu émergent [4]. L'annexe C résume certains phénomènes de pertes dans les machines électriques.

En effet, pour le premier prototype de machine ultra-haute-vitesse du projet Ramjet-ICT, une analyse préliminaire est réalisée lors de la conception du rotor afin de mettre en évidence l'effet des harmoniques de courant sur les pertes aux aimants de la machine. Pour un courant de ligne de 21,5 A crête commandé en avance de 90° sur l'axe direct du rotor, les résultats de l'analyse sont présentés à la Figure 2.5. L'analyse utilise la méthode par éléments finis et emploie une modulation sinusoïdale SPWM. Les pertes seraient gérables pour 50 kHz et 100 kHz de fréquence de commutation, mais à une plus basse fréquence, il deviendrait difficile d'extraire ces pertes et maintenir la température sous le seuil de démagnétisation pour les aimants, et ce même pour des grades élevés en température. Cela pourrait sembler contre-intuitif, car les pertes par courant de Foucault sont proportionnelles au carré de la fréquence. Cependant, en augmentant la fréquence de commutation, l'amplitude des harmoniques devient moindre, car la période inférieure résulte en des variations de courant également inférieures pour une même tension d'alimentation DC. Également, l'épaisseur de peau dans les aimants devient plus faible avec les fréquences plus élevées augmentant la résistance réduisant l'amplitude des courants de Foucault.

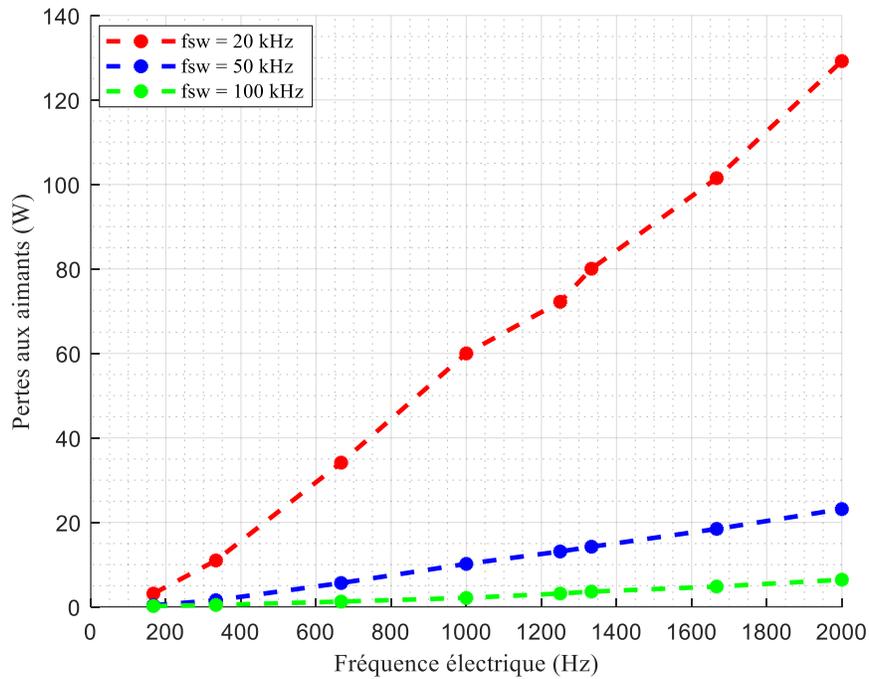
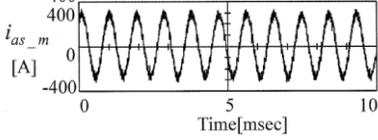
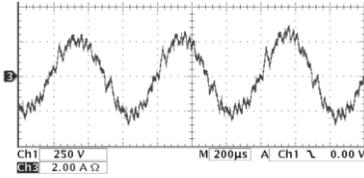
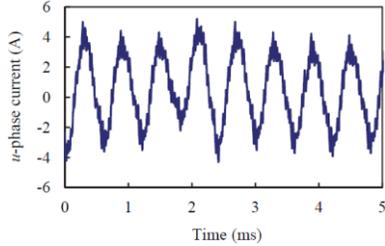
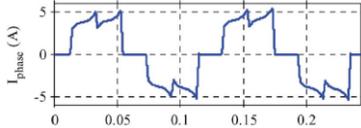
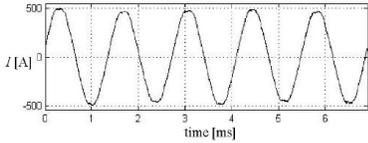


Figure 2.5 : Analyse par éléments finis (FEM) des pertes aux aimants du premier prototype de machine électrique ultra-haute-vitesse du projet Ramjet-ICT. Une modulation sinusoïdale est employée

Ce résultat est uniquement appliqué à la commande vectorielle à flux orienté et la modulation sinusoïdale. Au Tableau 2.1, une comparaison qualitative est donnée pour le contenu harmonique du courant découlant des différentes méthodes de commande. Les exemples de formes d'onde de courant sont tirés de la revue de littérature des systèmes ultra-haute-vitesse. Pour cette comparaison, seulement des cas répertoriés utilisant un onduleur à deux niveaux de tension sont retenus.

Tableau 2.1 : Comparaison qualitative des méthodes de commande évaluées pour le contenu harmonique du courant

Méthode	Vitesse d'exécution	Sensible à la variation des paramètres	Niveau d'harmoniques – Ajustement du niveau d'harmoniques possible	Contrôle du couple précis
FOC avec capteur	Moyenne	Peu	Bas – Oui  [17]	Oui
FOC sans capteur	Basse	Oui	Bas – Oui  [18]	Oui
DTC	Moyenne	Moyen	Moyen – Non  [33]	Moyen
Commande à courant rectangulaire	Vraiment haute	Peu	Moyen – Non  [11]	Moyen
V/Hz scalaire	Vraiment haute	Oui	Bas – Oui  [34]	Non

Dans les méthodes de commande répertoriées, les commandes DTC et PAM ont un contrôle inadéquat sur le contenu harmonique du courant puisque la fréquence de commutation est la même que la fréquence fondamentale pour la commande PAM. Pour la commande DTC, la fréquence de commutation dépend de la fréquence d'échantillonnage dans la boucle de contrôle. Pour la commande FOC avec ou sans capteur de position et la commande scalaire Volt par Hertz, il est possible d'avoir un contrôle précis du contenu harmonique du courant avec la fréquence de commutation et la méthode de modulation. Par exemple, comme rapporté à l'annexe B, la méthode du vecteur spatial (SVM) offre la possibilité d'un taux d'harmoniques inférieur à la modulation standard sinusoïdale (SPWM) en plus de la possibilité d'un indice de modulation supérieur. Il existe d'autres méthodes souvent utilisées pour des puissances élevées dans le but de diminuer les pertes par commutation à l'onduleur au détriment du taux d'harmoniques. L'une d'elles est la modulation discontinue (DPWM), mais celle-ci n'est pas bien adaptée pour les machines ultra-haute-vitesse. Elle est utilisée davantage pour les démarrages à haut courant et basses vitesses dans les applications de traction.

Outre les pertes par harmoniques du courant comme frein à l'augmentation de la densité de puissance d'un système machine-onduleur ultra-haute-vitesse, le contrôle de l'angle de phase du courant peut représenter une limitation. En effet, pour une commande scalaire V/Hz, l'angle du courant relatif au flux rotorique dépend de la charge. Il est difficile d'assurer un contrôle optimal du couple. L'utilisation de cette méthode pour les systèmes ultra-haute-vitesse est surtout répertoriée pour des cas datant de plusieurs années où les performances des microprocesseurs étaient moindres pour l'implémentation d'algorithmes moins avancés. Dans le cas de la commande PAM, l'orientation du vecteur tension pour un stator triphasé est mise à jour à chaque 60 degrés électriques comme c'est illustré dans l'exemple de forme d'onde du Tableau 2.1. Ce faisant, le couple n'est pas toujours optimal pour toute position du rotor. Il est à noter que cela dépend également de la forme d'onde du flux rotorique en fonction de l'angle du rotor. Plus de détails sont donnés dans le cadre théorique de l'annexe A. Pour la commande FOC sans capteur, la précision de la régulation du couple dépend fortement de l'algorithme d'estimation dans le cas d'une commande sans capteur. Pour des raisons de limitations logicielles, les méthodes rapportées utilisent souvent des estimateurs simples et moins précis comme mentionné à la section 2.1. Des méthodes plus avancées implémentent également des observateurs pour les autres paramètres variables de la machine comme la résistance de phase et la température des aimants pour donner

une estimation de l'angle rotorique plus précise et plus robuste [35]. Cependant, dans les algorithmes répertoriés dans la revue des systèmes ultra-haute-vitesse, aucune méthode aussi avancée n'a été utilisée. L'utilisation d'un capteur de position offre un meilleur contrôle de l'angle de phase du courant pour toutes conditions sous la variation des paramètres de la machine.

Pour l'électronique de puissance, la topologie utilisée est intimement liée à la méthode de commande employée. Pour la commande en pleine onde à six commutations avec PAM, la topologie de l'onduleur demande l'utilisation d'un convertisseur DC/DC puisque la modulation n'est pas faite au niveau du pont de transistors triphasé deux niveaux. Bien qu'il ait été observé que cela pouvait augmenter l'efficacité relativement à la commande FOC [36], cela résulte en l'utilisation de plus d'interrupteurs en série ce qui pourrait découler en une réduction de la densité de puissance. L'étude confirme aussi les pertes fixes pour la topologie PAM. Cela est illustré à la Figure 2.6. Pour un pont à deux niveaux avec modulation sinusoïdale, une fréquence de commutation suffisamment élevée minimise les pertes aux aimants, celles-ci ayant été identifiées comme les plus problématiques

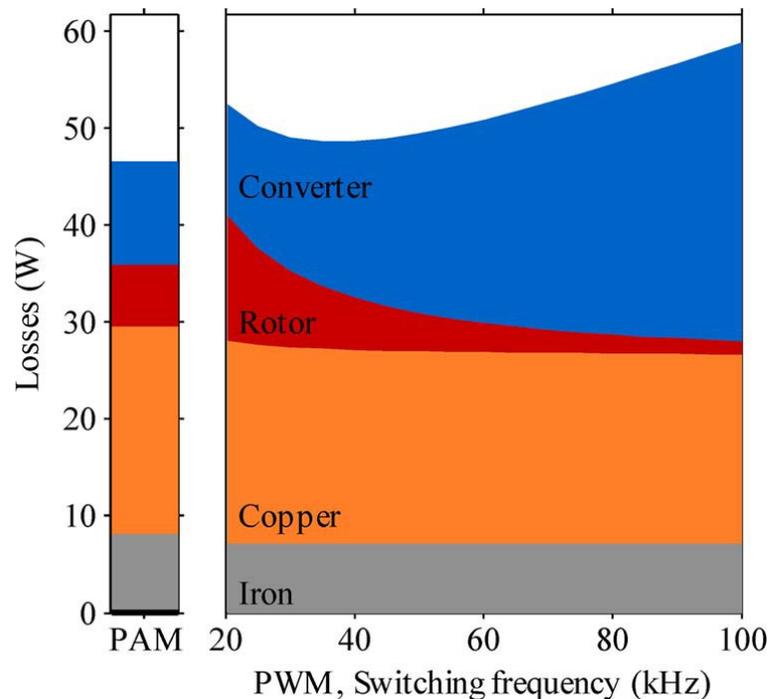


Figure 2.6 : Distribution des pertes dans un système de machine ultra-haute-vitesse basse puissance (314 W) de 100 krpm pour la topologie 2 niveaux avec modulation par PWM et la topologie PAM [36]

La commande FOC se trouve donc plus avantageuse au niveau de la densité de puissance à condition d'une fréquence de commutation élevée pour limiter ou éliminer entièrement le filtrage additionnel des phases qui peut être requis dû à l'inductance de phase généralement faible des machines ultra-haute-vitesse. Or, à de hautes fréquences, les pertes par commutation deviennent prédominantes. Les IGBT deviennent inutilisables à plus de 20 kHz à cause des pertes par commutation. La nouvelle gamme de transistors à large bande interdite tels que les transistors au carbure de silicium (SiC) qui sont déjà bien présents sur le marché règle cette limitation. En effet, les pertes par commutations sont beaucoup plus faibles ce qui permet des fréquences de l'ordre des centaines de kHz à de hautes puissances et le fonctionnement à plus haute température permet une conception plus dense en puissance. Bien qu'à l'heure actuelle, ces transistors coûtent plus cher que les IGBT, cette différence devient de moins en moins importante et est négligeable surtout dans le contexte aéronautique du projet de recherche. Une discussion à l'annexe B donne de plus amples détails au niveau des semiconducteurs.

Les topologies d'onduleurs multiniveaux amènent un taux d'harmoniques plus faible pour une même fréquence de commutation qu'une topologie deux niveaux ce qui permet par le fait même d'utiliser un onduleur multiniveaux à base de IGBT à de plus hautes fréquences que ce qu'il serait possible avec une topologie deux niveaux. Pour une topologie à plus de deux niveaux, l'algorithme pour la modulation est généralement plus complexe au niveau de l'implémentation. Il y a plusieurs cas d'utilisation de topologies multiniveaux en aéronautique, principalement pour l'optimisation de l'efficacité, mais aussi pour pallier d'autres aspects limitants comme la tension DC limite et les hauts dV/dt des modules SiC. Cela se présente donc comme un avantage des méthodes de commande FOC ou V/Hz puisque le passage d'un pont deux niveaux à un pont multiniveaux affecte l'implémentation de la modulation, mais pas la stratégie de commande.

2.3 Impact des délais dans l'asservissement d'une machine ultra-haute-vitesse

Précédemment, l'importance du contrôle précis de l'angle de phase du courant pour maximiser la densité de puissance est soulevée. Or, indépendamment de l'algorithme utilisé, une accumulation de délais trop importants dans la boucle de commande peut entraîner le contrôle imprécis de l'angle de phase du courant pour des fréquences fondamentales élevées. Également, il est rapporté que les machines ultra-haute-vitesse, dans un contexte de maximisation de densité de puissance, peuvent

avoir une constante de temps relativement faible comparativement aux machines conventionnelles en raison de leur volume généralement petit. En effet, cela peut résulter en des oscillations pour la commande en courant, voir l'instabilité. La présente section étudie cette limitation.

2.3.1 Étude préliminaire de l'impact des délais en régime permanent

Les cas de machines ultra-haute-vitesse révisés de la littérature utilisent généralement une paire de pôles. La recherche d'une densité de puissance supérieure peut nécessiter un nombre de pôles supérieur. En effet, pour un plus grand nombre de pôles et un rayon du rotor constant, la densité de flux à l'entrefer pour chaque pôle est moindre et la section de la culasse du stator pourrait être diminuée. Un auteur en arrive à cette conclusion pour la conception d'une machine électrique pour l'entraînement en aéronautique [37]. La machine désirée à terme dans le programme de recherche Ramjet-ICT va dans la direction d'utiliser deux paires de pôles au lieu d'une paire de pôles illustrant le même principe [6]. Plus le nombre de paires de pôles est élevé, plus un délai dans la rétroaction du courant créera une perte de couple. En effet, le couple électromagnétique de la machine à aimants permanents est défini comme suit :

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \phi_v I_L \cos(\theta) \quad (2.2)$$

Où

- T_{em} est le couple électromagnétique (Nm)
- p est le nombre de paires de pôles
- ϕ_v est la valeur crête du flux rotorique dans une phase (Wb)
- I_L est la valeur crête du courant de phase (A)
- θ est l'angle entre la FCEM à vide E_0 et le courant I_L (rad)

Si la rétroaction du courant présente un délai t_d , la boucle d'asservissement ajustera la commande pour que ce courant mesuré soit à un angle de zéro degré avec la FCEM de la machine. Ce faisant, le courant réel à la machine sera à l'avance sur la FCEM et une proportion du courant sera contrôlé sur l'axe direct du rotor ne produisant aucun couple utile. Cette perte de couple peut être définie comme suit en fonction de la vitesse mécanique de la machine, et du délai de mesure de courant :

$$T_{em_{perte}} = \left(\cos(p\omega_m T_{D_{I_L}}) - 1 \right) * 100 \quad (2.3)$$

Où

- $T_{emperte}$ est la fraction de couple perdu en fonction du délai en pourcentage (%)
- $T_{D_{I_L}}$ est le délai dans la mesure du courant (s)
- ω_m est la vitesse mécanique de la machine (rad/s)
- p est le nombre de paires de pôles

La Figure 2.7 présente le résultat pour une vitesse mécanique de 130 krpm. La perte de couple est moins importante pour une machine à une paire de pôles, mais devient rapidement considérable pour deux et trois paires de pôles.

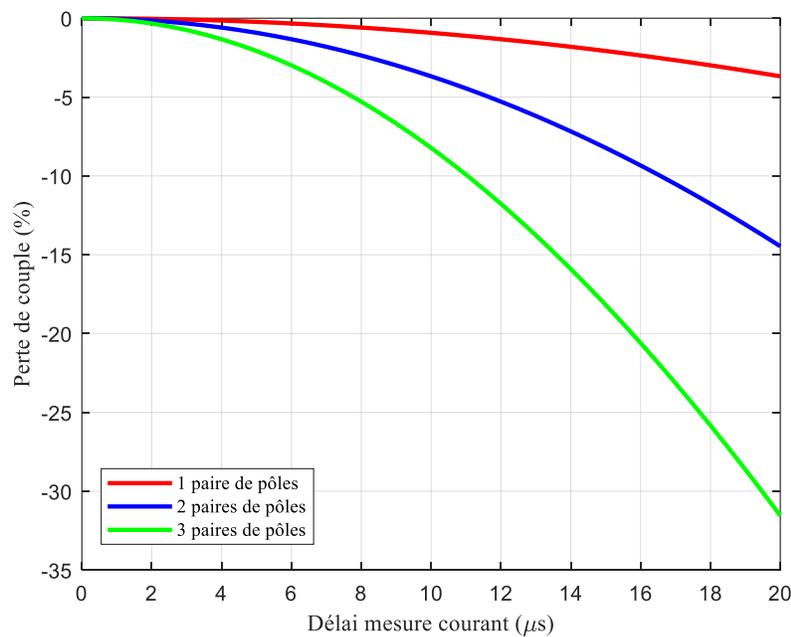


Figure 2.7 : Perte de couple d'une machine synchrone à aimants permanents découlant d'un délai de la mesure de courant

Pour la maximisation de la densité de puissance du système onduleur-machine désirée dans le programme de recherche, il est donc important de bien caractériser les délais existants du système et d'établir une stratégie de compensation dans la mise en œuvre de l'entraînement si les délais découlent en une perte de couple considérable. Ici, seulement le délai dans la mesure du courant de phase est analysé. Des délais dans d'autres parties de la boucle de commande peuvent avoir un impact différent. Une analyse est nécessaire pour identifier ces différents délais.

2.3.2 Étude préliminaire de l'impact des délais en régime transitoire

L'étude préliminaire précédente vérifie l'impact des délais dans la commande sur le couple de la machine. Ce délai est aussi un potentiel problème quant aux performances de la régulation du courant et peut ultimement causer l'instabilité. L'impact de l'introduction d'un délai dans l'asservissement en courant d'une machine à aimants permanents est étudié pour les machines d'intérêt dans la recherche.

Le système est représenté dans le référentiel dq0 comme suit :

$$\frac{d}{dt}i_d = \frac{1}{L_s}v_d - \frac{R}{L_s}i_d + p\omega_m i_q \quad (2.4)$$

$$\frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L_s}v_q - \frac{R}{L_s}i_q - p\omega_m i_d - \frac{\phi_v p \omega_m}{L_s} \quad (2.5)$$

Où

- i_d est le courant sur l'axe direct (A)
- i_q est le courant sur l'axe en quadrature (A)
- v_d est la tension sur l'axe direct (A)
- v_q est le courant sur l'axe en quadrature (A)
- L_s est l'inductance synchrone de la machine (H)
- R est la résistance de phase de la machine (Ω)
- p est le nombre de paires de pôles
- ω_m est la vitesse mécanique de la machine (rad/s)
- ϕ_v est le flux rotorique (Wb)

Dans le domaine de Laplace, le courant de l'axe en quadrature est représenté comme suit :

$$i_q(s) = \left(v_q(s) - p\omega_m(L_s i_d(s) + \phi_v) \right) \left(\frac{1}{sL_s + R} \right) \quad (2.6)$$

Le terme $p\omega_m(L_s i_d(s) + \phi_v)$ agit comme une perturbation au système de premier ordre. Afin d'utiliser les techniques standards pour la conception de l'asservissement du système, ce terme peut être annulé à l'aide d'une commande prédictive (*feedforward*), ce qui permet de ne pas en tenir compte dans les analyses. Il en résulte le système présenté à la Figure 2.8 avec l'introduction d'un délai.

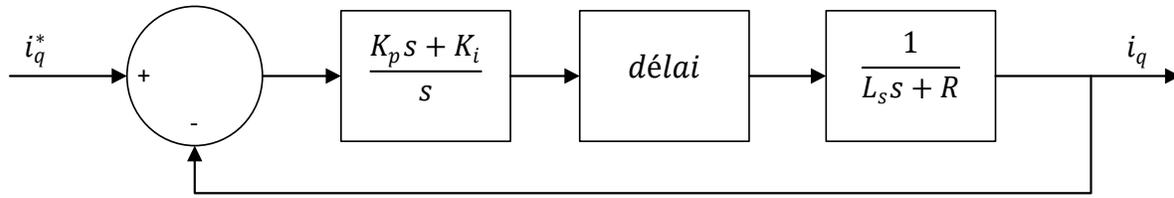


Figure 2.8 : Schéma bloc de la commande du courant sur l'axe q d'une machine synchrone avec l'introduction d'un délai

Il est possible d'estimer le délai avec une approximation de Paddé de premier ordre ou une approximation *all-pole* :

$$e^{-sT_D} \approx \frac{1 - \frac{T_D}{2}s}{1 + \frac{T_D}{2}s} \quad (\text{Paddé premier ordre}) \quad (2.7)$$

$$e^{-sT_D} \approx \frac{1}{1 + T_D s} \quad (\text{all - pole}) \quad (2.8)$$

Où

- T_D est le délai dans la boucle de commande (s)

Pour effectuer l'analyse, le contrôleur PI est conçu dans le domaine continu avec les méthodes classiques pour les systèmes linéaires [39]. Le système est discrétisé avec un *zero-order-hold* (ZOH) pour simuler le retard d'une période d'échantillonnage qu'entraîne la commande dans le domaine discret. Le PI est discrétisé avec la méthode de Tustin qui a été démontrée comme ayant de bonnes performances comparativement à la méthode d'Euler [38]. Une première analyse est effectuée pour la première machine prototype du projet de recherche. La fréquence d'échantillonnage est de 100 kHz et le PI est conçu pour un temps de stabilisation désiré à 5 ms avec aucun dépassement. Le lieu des racines à la Figure 2.9 montre pour cette conception que l'introduction d'un délai cause le risque d'instabilité pour un délai plus grand. Les pôles sont plus près de l'axe imaginaire pour le délai de 1200 μ s et pour un gain plus élevé en boucle fermée les pôles se retrouveraient rapidement du côté droit de l'axe imaginaire. Ce lieu des racines est calculé dans le domaine continu.

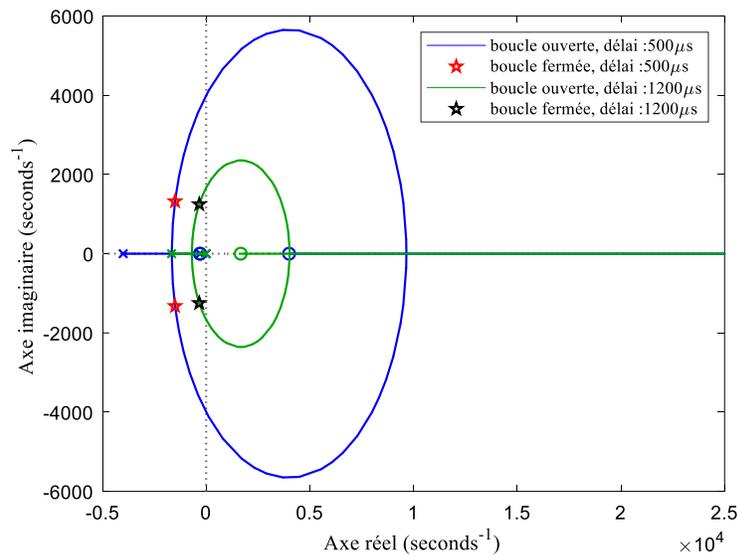


Figure 2.9 : Comparaison du lieu des racines pour deux délais différents introduit dans la commande du courant d'une machine synchrone

La Figure 2.10 montre une comparaison faite pour différents délais sur la réponse transitoire de l'asservissement du même système. La simulation est faite pour le système discrétisé pour une consigne de 5 A. Il est généralement désiré de limiter le dépassement maximal pour plusieurs raisons. Pour les machines ultra-haute-vitesse, du côté mécanique, puisque la conception du rotor est faite à la limite des matériaux pour la maximisation de la densité de puissance, il est en effet désiré de limiter le dépassement pour ne pas engendrer de fluctuation de vitesse.

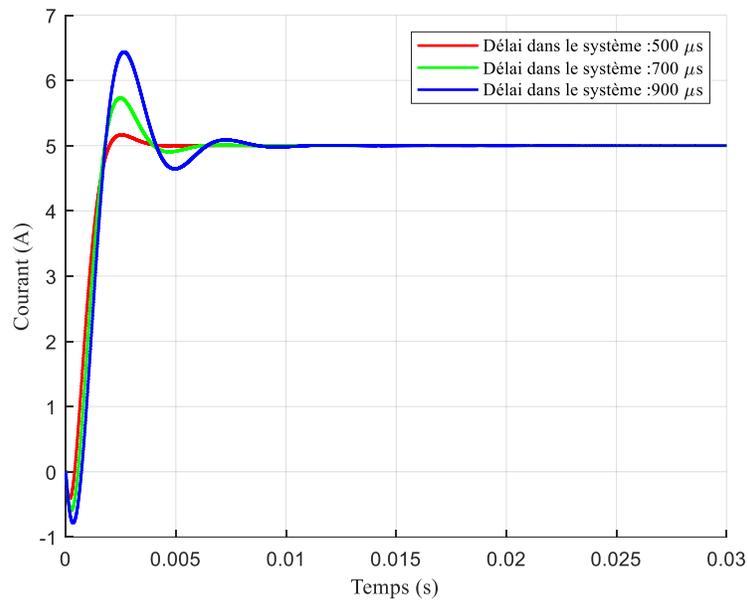


Figure 2.10 : Réponse transitoire du contrôleur en courant de la machine prototype avec un délai dans la boucle de commande

Afin de maximiser la vitesse de la réponse transitoire tout en limitant le dépassement maximal, il est possible de faire la conception du PI en incluant le délai comme proposé par Odo et al. [40]. La méthode décrite dans cet article résulte en la réponse transitoire la plus rapide tout en limitant le dépassement au maximum désiré. À la Figure 2.10, la réponse reste acceptable malgré l'ajout d'un délai très élevé pour la machine prototype du projet de recherche. Avec les microcontrôleurs, capteurs et autres éléments matériels modernes, le délai total dans la commande ne serait pas aussi important pour l'implémentation et l'impact du délai pour l'asservissement deviendrait négligeable.

2.4 Mesure de position angulaire à haute-vitesse

Dans la section précédente, une étude préliminaire quantifie l'impact d'un délai de la rétroaction du courant sur le couple généré par une machine électrique ultra-haute-vitesse. Cela confirme ce que plusieurs auteurs mentionnent dans la revue des machines ultra-haute-vitesse de la littérature à la section 2.1. L'impact des délais est important sur la régulation du couple. Il est donc primordial, dans un contexte de maximisation de densité de puissance, d'assurer une rétroaction précise de l'angle du rotor dans toutes conditions.

Il a été soulevé que des méthodes sans capteurs de positions sont fréquemment utilisées pour la rétroaction de l'angle du rotor des machines ultra-haute-vitesse. Celles-ci sont moins rapides, un démarrage V/Hz est souvent requis et sont généralement plus sensibles à la variation des paramètres et autres effets non-linéaires. Les auteurs optent pour ces méthodes, car peu de solutions d'encodeurs commerciaux existent pour la rétroaction angulaire dans des ordres de vitesse élevée de plus de 100 krpm. Cela est dû à la fois à des limitations d'ordres mécaniques et électriques. Au niveau mécanique, les encodeurs commerciaux présentent souvent un contact avec l'arbre. Un exemple d'un tel encodeur est donné à la Figure 2.11. L'ajout de ce type d'encodeur à un rotor ajoute plus de contraintes à la conception de la machine électrique. L'utilisation d'un roulement à billes conventionnel pour ce type de capteur n'est pas conçue pour les vitesses très élevées.



Figure 2.11 : Encodeur de position de la compagnie Renishaw. Vitesse maximale de 20 krpm [41]

Un autre type de capteur de position, les résolveurs, utilise une structure semblable à une machine électrique. Un signal d'excitation à l'enroulement primaire du stator est envoyé au rotor du résolveur par un transformateur. L'enroulement du rotor alimenté par cette excitation génère un flux qui est ensuite capté par deux enroulements placés à 90 degrés au stator. Ces deux enroulements génèrent alors une tension sinusoïdale sinus et cosinus respectivement. Ces signaux sont démodulés pour retirer le signal d'excitation et la tangente est appliquée pour en extraire l'angle. Dans les produits commerciaux en général, les vitesses ne vont pas à plus de 20 krpm, car la structure d'enroulements au rotor ne soutient pas les fortes forces centrifuges. Un exemple de résolveur est donné à la Figure 2.12.



Figure 2.12 : Résolveur de la compagnie LTN Servotechnik. Vitesse maximale de 20 krpm [42]

Cependant, certains fabricants développent des résolveurs à vitesses très élevées. La compagnie Admotec propose en effet un résolveur avec un rotor solide sans enroulements qui permet l'opération à 160 krpm pour son modèle le plus petit en diamètre [43]. En revanche, le rotor a une longueur de 20 mm ce qui peut rendre l'intégration à une conception problématique pour la dynamique de rotor. Également, ce type de capteur n'inclut pas le circuit et les algorithmes nécessaires pour la lecture de la position angulaire, il faut le développement d'un circuit adéquat pour assurer une bonne précision. L'aspect mécanique est prometteur. Ce capteur se présente comme une potentielle solution pour les spécifications du projet de recherche.

Certains articles présentent des solutions de capteurs optiques de position angulaire haute résolution pour des vitesses jusqu'à 3200 Hz, mais ne prouvent pas expérimentalement le fonctionnement [44], [45].

Pour les machines ultra-haute-vitesse, les auteurs qui implémentent la commande FOC avec capteur utilisent parfois une méthode comportant 3 capteurs effet Hall discrets détectant la polarité des aimants du rotor ou d'un aimant additionnel sur l'arbre de la machine. Les 3 capteurs sont espacés de 120° sur la circonférence. Cela procure une information sur la position angulaire tous les 60° après décodage des trois signaux. Les signaux de sortie de cette topologie de capteur sont souvent utilisés directement pour contrôler l'état des transistors selon l'algorithme de commande à six commutations pour un moteur à deux pôles. Or, pour la commande FOC, l'information angulaire doit être mise à jour à une fréquence d'échantillonnage supérieure. En utilisant cette topologie de capteur, il faut donc utiliser un observateur d'état ou simplement une interpolation linéaire pour reconstruire la position angulaire réelle et pouvoir l'utiliser dans l'algorithme de commande [12], [19]. Un avantage de cette méthode est que cela n'ajoute pas une longueur importante à l'arbre du

rotor. Même lorsqu'un aimant additionnel est employé, la longueur de celui-ci peut être dimensionnée très court dans l'axe du rotor.

Pour obtenir une meilleure résolution que la méthode avec les trois capteurs effet Hall discrets souvent utilisée, deux capteurs effet Hall linéaires sont implémentés pour la commande FOC d'une machine haute-vitesse [46]. Les deux capteurs sont positionnés à 90° d'espacement au stator ce qui résulte en une sortie sinusoïdale sinus et cosinus similaire à un résolveur, mais sans la modulation. L'auteur s'intéresse à la compensation des signaux de sortie qui ne sont pas parfaitement sinusoïdaux. En effet, plusieurs effets comme le positionnement des deux capteurs et le fait que la machine utilisée a un rotor à lévitation magnétique introduisent des harmoniques dans les signaux. La validation expérimentale est faite jusqu'à 23 krpm, mais il est supposé qu'une telle méthode s'adapterait bien à des vitesses beaucoup plus élevées.

Un encodeur commercial utilisant une technologie similaire avec des capteurs effet Hall linéaires est fabriqué par la compagnie Renishaw [47] (Figure 2.13). Tout comme les autres solutions à capteurs effet Hall discrets ou linéaires mentionnées, un avantage est la courte dimension axiale nécessaire pour l'ajout du capteur à une machine électrique. En effet, celle-ci est de 3 mm. Le capteur possède une certaine tolérance de positionnement mécanique ce qui indique que le fabricant implémente possiblement un algorithme de compensation. Cependant, la vitesse spécifiée est de seulement 12 krpm. Une des raisons pour la limitation est les faibles propriétés mécaniques de l'aimant au néodyme. Une frette de renfort pour l'aimant donnerait la possibilité d'améliorer grandement la vitesse. Cet encodeur pourrait donc se présenter comme une possibilité pour le contexte du projet de recherche si cette limitation est la principale raison de la limitation en vitesse. En revanche, comme il a été discuté précédemment, les délais peuvent également être un facteur d'importance pour la perte de précision à haute-vitesse.

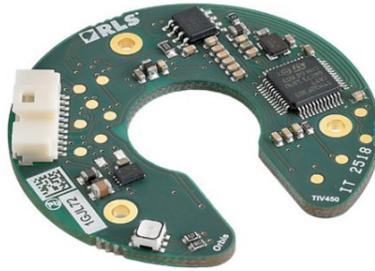


Figure 2.13 : Encodeur de position absolu Orbis de la compagnie Renishaw [47]

Finalement, pour la maximisation de la densité de puissance d'une machine ultra-haute-vitesse, la mesure de position angulaire est abordée. Il est mentionné par plusieurs auteurs que l'utilisation d'un capteur de position comparativement à une solution sans capteur élimine le risque d'imprécision provenant de diverses sources. L'implémentation d'un capteur de position dans les ordres de vitesses du projet de recherche comporte plusieurs défis. Peu de solutions commerciales potentielles existent, mais certaines comportent un bon potentiel.

2.5 Conclusion de la revue de littérature

Une revue de littérature des machines ultra-haute-vitesse a été menée avec comme focus la topologie des algorithmes de commande ainsi que l'électronique de puissance. Les caractéristiques puissance-vitesse de la machine désirée à terme présentent un pas important relativement à l'état de l'art actuel. Dans l'optique de maximiser la densité de puissance du système, il est donc important de faire une sélection judicieuse des choix de conception initiaux pour ce qui est le mieux adapté aux caractéristiques désirées. Ce faisant, les méthodes de commandes employées par les différents auteurs dans la revue des systèmes ultra-haute-vitesse sont comparées quant au potentiel pour la maximisation de la densité de puissance du système visé. Une étude préliminaire révèle l'importance du contenu harmonique dans la forme d'onde de courant sur les pertes par courants de Foucault aux aimants de la première machine prototype du groupe de recherche. Ces pertes difficiles à extraire sont susceptibles d'être une limitation importante pour la maximisation de la densité de puissance de la machine électrique. C'est pourquoi la méthode de commande sélectionnée doit présenter un potentiel de contrôle du contenu harmonique de la forme d'onde du courant. Les commandes avec un étage de modulation comme la commande FOC offrent cette

possibilité. Au niveau de l'électronique de puissance, certains auteurs mentionnent la possibilité d'augmenter la densité de puissance grâce à une topologie multiniveaux.

Indépendamment des méthodes employées, il est important que l'angle de phase du courant soit commandé avec précision pour assurer le transfert optimal de la puissance électrique à mécanique ou vice versa pour assurer la maximisation de la densité de puissance. Certains auteurs mentionnent l'importance de la prise en compte des délais de la boucle de commande pour la conception de l'entraînement. En effet, une étude préliminaire confirme que pour la machine désirée à terme, l'impact des délais est potentiellement important et doit être adéquatement géré. En revanche, les délais ne devraient pas avoir un impact important sur la dynamique du système. Les méthodes sans capteur de position utilisées fréquemment pour l'entraînement des machines ultra-haute-vitesse n'assurent pas un contrôle optimal de l'angle de phase du courant dans toutes conditions, certaines corrections proposées sont inadéquates dans le contexte de puissance variable du projet de recherche. Il est donc nécessaire d'employer une solution précise pour la rétroaction de position du rotor pour, encore une fois, assurer le contrôle précis de l'angle de phase. Peu de solutions de capteurs de position existent dans les ordres de plus de 100 krpm, mais certaines solutions commerciales ont un certain potentiel.

CHAPITRE 3

PROBLÉMATIQUE

3.1 Problématique

La revue de littérature met en évidence plusieurs défis pour la considération de la maximisation de la densité de puissance du système dans la mise en œuvre de l'entraînement d'une machine ultra-haute-vitesse. Parmi ces défis, il y a la gestion des pertes entre la machine et l'onduleur. Dans les mécanismes de pertes à la machine, les courants de Foucault dans les aimants montés sur la surface du rotor sont l'un des facteurs importants pour lequel les choix de conception de l'algorithme de commande et la topologie de l'électronique de puissance ont un impact direct. Avec des choix de conception judicieux, il est possible de bien gérer ces pertes. Pour le présent projet de recherche, la topologie de commande vectorielle à flux orienté est sélectionnée, car elle permet d'adresser ces différents défis pour les ordres de fréquences du prototype de machine et du système à terme. Un onduleur deux niveaux aux transistors SiC est utilisé pour également répondre aux besoins en fréquence. Même si certains avantages des topologies multiniveaux sont soulevés, cela constituerait un défi trop important pour une première implémentation expérimentale.

Ces choix de conception assurent la possibilité du contrôle des harmoniques du courant et donc de la distribution des pertes. Cependant, lors de l'implémentation expérimentale, il faut s'assurer du contrôle précis de l'angle de phase du courant pour maximiser la densité de puissance possible pour le système. L'optimisation en densité de puissance de la machine électrique à terme indique que deux paires de pôles est désiré ce qui accentue cette problématique davantage en amenant la fréquence fondamentale à 4000 Hz.

Le défi principal de l'implémentation pour la maximisation de la densité de puissance est donc l'identification et la caractérisation des différents délais dans la boucle de commande ainsi que la compensation de ces délais. Selon la revue de littérature, les limitations des algorithmes sans capteur dans cette optique amènent au choix de l'utilisation d'un encodeur de position. En effet, plusieurs solutions potentielles existent sur le marché jusqu'à la fréquence mécanique désirée de 2166 Hz.

3.2 Question de recherche

Pour les caractéristiques au niveau machine électrique des premiers systèmes de turbogénérateur du projet Ramjet-ICT, des choix de conception initiaux adéquats permettent de débloquent le potentiel pour la maximisation de la densité de puissance. Cependant, la limitation restante à adresser dans l'implémentation de l'algorithme de commande est la possibilité d'un contrôle précis de l'angle de phase du courant.

Pour cette raison, la question de recherche suivante est formulée :

Pour une machine électrique ultra-haute-vitesse à 70 kW, 130 krpm et deux paires de pôles, quelle précision maximale est-il possible d'atteindre pour le contrôle de l'angle de phase du courant avec l'utilisation d'un encodeur de position?

3.3 Objectifs de la recherche

La réalisation de l'objectif principal suivant permet de répondre à la question de recherche :

Identifier et quantifier les délais de la boucle de commande d'une machine électrique ultra-haute-vitesse et concevoir une stratégie de compensation afin de maximiser la précision de l'angle de phase du courant.

L'objectif principal se divise en plusieurs objectifs secondaires :

1. Développer une solution de rétroaction de position angulaire du rotor offrant le meilleur potentiel de précision;
2. Démontrer expérimentalement la précision de cette solution jusqu'à la vitesse désirée de 130 krpm;
3. Développer l'algorithme de contrôle pour la machine à 70 kW, 130 krpm et 2 paires de pôles en y intégrant la méthode développée pour la rétroaction de position angulaire du rotor;
4. Caractériser théoriquement et par simulations, l'impact des délais présents dans la boucle de commande pour l'entraînement développé et concevoir une méthode de compensation pour ces délais;
5. Démontrer expérimentalement l'ensemble de la solution de commande avec le premier prototype de machine électrique ultra-haute-vitesse du groupe de recherche.

3.4 Méthodologie

La démarche employée pour réaliser l'objectif principal de recherche et les objectifs secondaires est divisée en deux étapes. Il faut tout d'abord réaliser une solution d'encodeur de position présentant de bonnes performances jusqu'à la vitesse désirée de 130 krpm. Il est primordial de développer une méthode de validation adéquate, car cet encodeur sert de base, non seulement pour la commande vectorielle, mais aussi pour le balançage dynamique des différents rotors conçus dans le projet Ramjet-ICT. En second lieu, la commande vectorielle est conçue et implémentée. Le développement vise une machine théorique à deux paires de pôles comme il faut adresser le défi de la précision de l'angle de phase du courant pour la fréquence électrique fondamentale plus élevée. L'implémentation expérimentale est appliquée à un premier prototype à une paire de pôles.

3.4.1 Développement d'une solution de rétroaction de position angulaire

Pour l'encodeur de position sélectionné, les défis d'ordre mécanique sont adressés. Une frette de retient de l'aimant au néodyme est développée pour maintenir l'aimant en compression jusqu'à la vitesse désirée de 130 krpm. Au niveau électronique, la limitation de l'encodeur pour la précision à haute vitesse réside dans les délais de traitement du capteur et le temps de transmission. Un partenariat avec Renishaw permet en premier lieu de modifier le logiciel embarqué de l'encodeur *Orbis*, celui sélectionné pour le projet. Cela permet d'obtenir le temps écoulé entre l'instant d'échantillonnage des capteurs effet Hall linéaires de l'encodeur et l'instant de la requête de lecture de position. Ce délai peut être compensé avec la connaissance de la vitesse actuelle et une extrapolation linéaire. Le calcul précis de la vitesse est donc de mise pour assurer une compensation précise et une réponse transitoire rapide. À partir d'un profil de vitesse cible, plusieurs méthodes de calcul de la vitesse sont comparées et la plus performante est sélectionnée. Le développement est effectué avec le logiciel Matlab. Une fois démontrée théoriquement, l'algorithme temps réel est programmé avec LabVIEW sur une plateforme FPGA de National Instrument (sbRIO-9607). Pour la démonstration expérimentale, l'encodeur est installé sur un montage de validation du groupe de recherche. Celui-ci utilise un turbocompresseur automobile alimenté par un compresseur mécanique dont la courroie est entraînée par une machine électrique industrielle. Ce montage permet d'atteindre les vitesses requises. Comme référence, un encodeur optique sur le montage donne le zéro une fois par tour. La précision de l'encodeur compensé peut donc être validée avec comme limite, la précision connue de cet encodeur optique.

3.4.2 Développement de l'entraînement pour la machine ultra-haute-vitesse

Pour l'entraînement de la machine, selon les choix de conception initiaux, l'équipe de recherche a préalablement fait la sélection d'un étage de puissance à deux niveaux de la compagnie Semikron incluant des transistors SiC. Cet étage de puissance est une plateforme d'évaluation de leurs transistors SiC SKM350MB120SCH17. Elle inclut des capteurs de courants de phase de la compagnie LEM et le circuit d'attaque de grille (*gate driver*). Grâce à cette solution qui intègre déjà les choix de conception initiaux, il est possible de se consacrer principalement à l'algorithme de la commande FOC. Une analyse théorique de la commande à flux orienté est menée dans le but d'identifier les différents éléments de délais présents dans la boucle de commande et d'en caractériser l'effet sur la précision de l'angle de phase du courant. Cette analyse est soutenue par des simulations de l'algorithme de commande avec Matlab Simulink et le *toolbox* SimPowerSystems pour les paramètres de la machine désirée à terme et la machine prototype du projet de recherche. Ensuite, en fonction des résultats, une stratégie de compensation des délais est développée. Plusieurs méthodes sont comparées et la plus performante est retenue. Pour la démonstration expérimentale, les algorithmes de commande et de compensation de délai sont implémentés avec LabVIEW et la plateforme sbRIO-9607 en y intégrant l'encodeur haute-vitesse préalablement développé. La première machine prototype du projet Ramjet-ICT est utilisée. La charge mécanique est soit, un turbocompresseur ou seulement l'inertie du rotor de la machine et de rondelles de balançage. Ces tests permettent de valider la méthode de compensation de délais sélectionnée et l'implémentation.

CHAPITRE 4

ENCODEUR HAUTE-VITESSE

La limitation principale de l'encodeur de position *Orbis* de Renishaw réside dans les délais s'accumulant de l'acquisition jusqu'à l'utilisation de la position dans les algorithmes de contrôle de la machine électrique. Pour compenser ces délais, il est possible d'utiliser une simple extrapolation linéaire :

$$\theta_{comp}(k) = \theta(k) + \hat{\omega}(k) * \tau(k) \quad (4.1)$$

Où

- $\tau(k)$ est la somme des délais à considérer pour l'échantillon k (s)
- $\hat{\omega}(k)$ est la vitesse rotationnelle estimée (rad/s)
- $\theta(k)$ est la position angulaire mesurée (rad)
- $\theta_{comp}(k)$ est la position angulaire compensée (rad)

Il faut cependant deux éléments clés pour cette compensation : (1) une connaissance exacte de ces délais et (2) une estimation précise et rapide de la vitesse rotationnelle. Ces deux éléments sont traités dans les sous-sections suivantes. Pour la limitation mécanique de cet encodeur de position, une frette de retient de l'aimant est conçue. Les détails de la conception sont donnés dans la partie expérimentale à la section 4.3.3.

4.1 Caractérisation des délais de l'encodeur de position

Pour ce type d'encodeur, les délais peuvent être divisés en plusieurs catégories :

1. Les délais matériels de l'encodeur : réponse fréquentielle des capteurs effet Hall linéaires, filtres, conversion analogue à digitale (ADC), décodage et autres algorithmes au niveau du logiciel embarqué de l'encodeur;
2. Pour cet encodeur, l'initialisation de la communication pour la transmission de la position est asynchrone avec la mesure au niveau du capteur;
3. La communication digitale pour l'acquisition de la mesure de position angulaire par une unité de contrôle, microcontrôleur;

La première catégorie est principalement basée sur les spécifications des fiches techniques et est donc considérée fixe. Pour la deuxième catégorie, il n'y a pas de moyen direct d'estimation, car l'information n'est connue que sur le microcontrôleur de l'encodeur. Il faut donc que cette information soit rendue disponible à l'unité de contrôle principale. La troisième catégorie est basée sur des paramètres de communication dictés par l'unité de contrôle principale, donc est connue avec précision. Par la suite, les délais sont définis avec précision selon les données de la fiche technique et un partenariat avec le manufacturier Renishaw.

Pour la première catégorie de délai, le manufacturier partage l'information quant à la réponse fréquentielle des capteurs effets Hall de l'encodeur. L'erreur entraînée par celle-ci est assez faible, soit de $0,68^\circ$ à 2 kHz de fréquence mécanique. Ce délai est dénoté t_{ENC} .

Pour la deuxième catégorie de délai, le temps de calcul de l'algorithme du logiciel embarqué de l'encodeur est de 15 μ s, la fréquence d'acquisition est donc de 66,6 kHz. L'acquisition par l'unité de contrôle est asynchrone à l'acquisition interne de l'encodeur. Ce faisant, pour une fréquence d'acquisition égale, le délai minimal est de 15 μ s si l'acquisition est au même instant que la fin du calcul pour un échantillon donné. Le délai maximal est de 30 μ s si l'acquisition par l'unité de contrôle est tout juste avant la fin du calcul d'un échantillon donné : la position est donc celle de l'échantillon précédent. Puisque ce délai est variable, il est plus difficile à compenser. Grâce au partenariat avec le manufacturier, le logiciel embarqué de l'encodeur est modifié pour l'application. Un compteur est remis à zéro à chaque instant d'acquisition des ADCs de l'encodeur. Lorsque l'acquisition est déclenchée par l'unité de contrôle principale, l'état de ce compteur est envoyé dans la même trame que la position mesurée de l'encodeur. À chaque acquisition, ce délai variable peut ainsi être compensé. Pour la suite, ce délai est dénoté t_{ACQ} .

Pour la troisième catégorie de délai, le protocole de communication utilisé par l'encodeur est le SPI. Le chronogramme est présenté à la Figure 4.1. En parallèle à l'écriture de l'adresse désirée sur le signal MOSI, la position est envoyée sur le signal MISO. Dans le cas de l'encodeur utilisé pour la recherche, l'adresse écrite est toujours celle de la donnée du compteur pour la deuxième catégorie de délai t_{ACQ} . La position est une donnée de 14 bits et la donnée du délai d'acquisition est la valeur d'un compteur de 16 bits pour l'horloge de 72 MHz du microcontrôleur STM32 de l'encodeur.

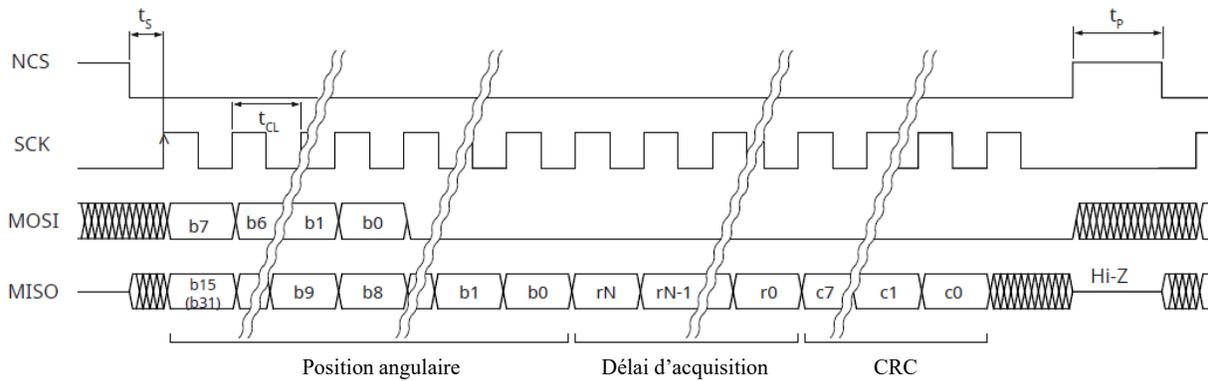


Figure 4.1 : Chronogramme de l'acquisition SPI de l'encodeur [47]

Le délai total dû à l'acquisition SPI peut alors être défini comme suit :

$$t_{SPI} = (n_{bits}pos + n_{bits}t_{ACQ} + n_{bits}CRC) * t_{CL} + t_s \quad (4.2)$$

Où

- t_{SPI} est le délai total de la communication SPI (s)
- $n_{bits}pos$ est le nombre de bits de la position angulaire
- $n_{bits}t_{ACQ}$ est le nombre de bits du délai d'acquisition t_{ACQ}
- $n_{bits}CRC$ est le nombre de bits du contrôle de redondance cyclique (CRC)
- t_{CL} est la période de l'horloge de la communication SPI (s)
- t_s est le temps nécessaire entre la descente du signal *chip select* (CS) et la montée du premier cycle d'horloge (s)

Pour les premiers développements, pour garantir la rapidité, le contrôle de redondance cyclique n'est pas utilisé. Pour la période d'horloge minimale de 250 ns et le temps t_s minimal de 1,25 μ s, le délai total de la communication SPI est de 8,75 μ s.

Ainsi, la Figure 4.2 résume les différents délais de l'acquisition des capteurs effet Hall linéaires de l'encodeur jusqu'à la fin de l'acquisition par l'unité de contrôle principale. Avec une connaissance exacte des délais par l'unité de contrôle, une compensation avec une extrapolation linéaire peut être appliquée. Cependant, la problématique liée à l'estimation de la vitesse est traitée à la section suivante.

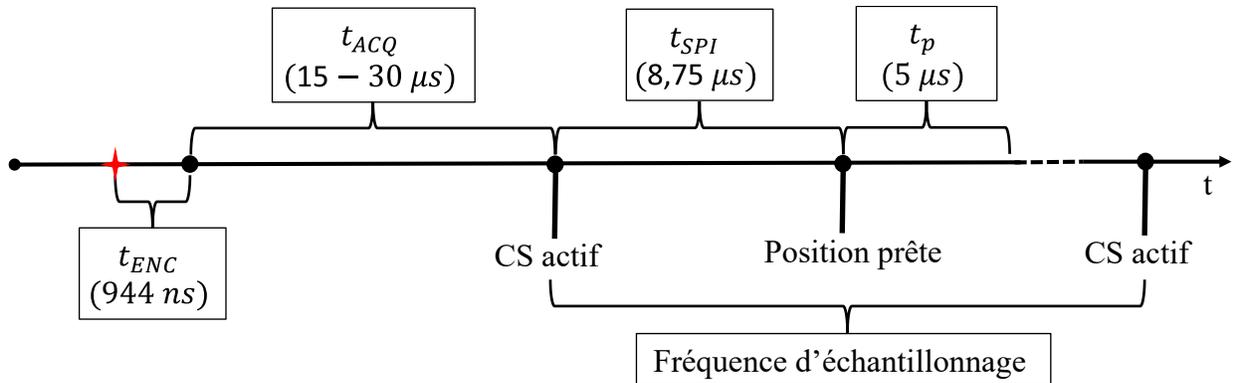


Figure 4.2 : Chronogramme des délais présents dans la lecture de la position. La croix rouge représente l'instant où la position lue de l'encodeur a réellement été mesurée. t_p est le temps de pause minimal entre chaque lecture SPI

4.2 Estimation de la vitesse rotationnelle

Les délais étant définis avec précision, une méthode précise pour la mesure de la vitesse rotationnelle doit être déterminée. Certains critères doivent être satisfaits :

1. Le calcul de la vitesse doit pouvoir se faire d'une vitesse quasi nulle jusqu'à la vitesse maximale désirée de 130 krpm;
2. Il est préférable que ce calcul soit exécuté en synchronisme avec l'échantillonnage de la position angulaire et la boucle de commande de la machine électrique.

Il y a deux méthodes générales pour le calcul de la vitesse, la méthode M et la méthode T [48]. La méthode M consiste à mesurer le nombre d'événements par période fixe. La méthode T consiste à mesurer le temps entre l'occurrence de deux événements. La méthode M est efficace à des vitesses plus élevées, mais est moins performante à basse vitesse, elle ne peut fonctionner à vitesse nulle. Si une bonne précision est souhaitée à basse vitesse, la précision à haute vitesse doit alors être sacrifiée. La méthode T est très précise à basse vitesse, même à des vitesses quasi nulles, mais a une faible précision à haute vitesse si le compteur n'a pas une fréquence suffisamment élevée. Cependant, dans un contexte d'asservissement, une période d'échantillonnage fixe est préférable pour l'implémentation numérique des fonctions de transfert et filtres. La méthode M est donc retenue.

Un test est réalisé pour le calcul de la vitesse avec la méthode M pour une faible vitesse de rotation de l'encodeur étudié. Le code pour l'acquisition est développé avec LabVIEW et la plateforme

FPGA sbRIO-9607. Seulement l'acquisition SPI de la position est programmée et la vitesse est calculée *offline* avec Matlab. L'objectif de ces mesures initiales est d'obtenir des échantillons de position de l'encodeur pour le développement des algorithmes. La Figure 4.3 présente les résultats de ce premier test. Tous les tests effectués dans ce chapitre ont une fréquence d'échantillonnage fixe de 40 kHz pour l'acquisition de la position de l'encodeur. Ce taux de rafraîchissement permet d'utiliser une fréquence d'horloge du bus SPI inférieure à la limite maximale du capteur et assure l'intégrité des signaux en phase de développement.

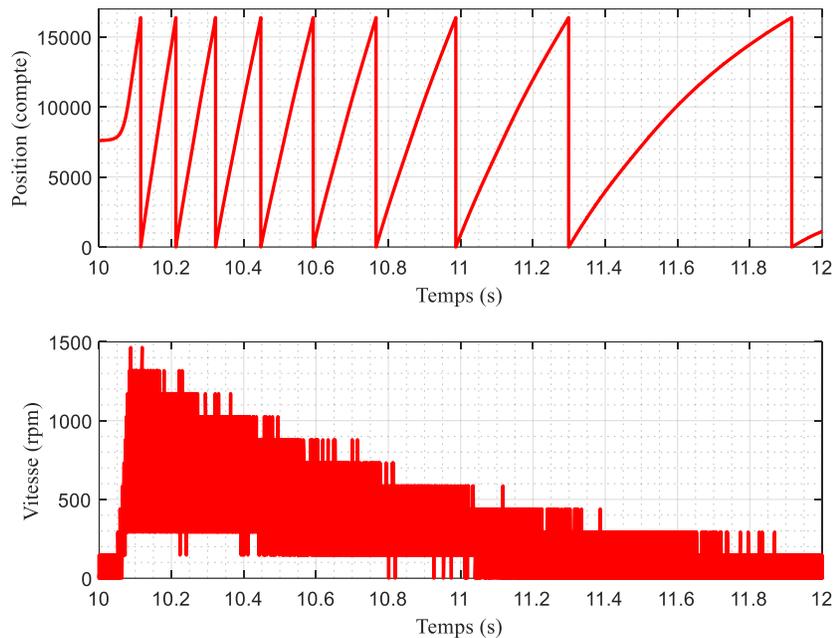


Figure 4.3 : Calcul de la vitesse de rotation de l'encodeur avec la méthode M

Le bruit observé sur le calcul de la vitesse est dû à la quantification. En effet, l'incrément de vitesse minimum se calcule comme suit :

$$\Delta\omega_{m_{min}} = \frac{1}{count_{MAX}} 2\pi f_s \quad (4.3)$$

Où

- $\Delta\omega_{m_{min}}$ est l'incrément de vitesse mécanique minimal (rad/s)
- f_s est la fréquence d'échantillonnage (Hz)
- $count_{MAX}$ est la résolution de l'encodeur

Pour la résolution de 14 bits de l'encodeur et la fréquence d'échantillonnage à 40 kHz, cet incrément minimal est de 146 rpm. Également, un échantillon de la position angulaire est pris jusqu'à la vitesse désirée de 130 krpm. L'encodeur est monté sur l'arbre d'un turbocompresseur alimenté par un deuxième compresseur mécanique. Plus de détails sont donnés sur le montage expérimental à la section 4.3.3. La Figure 4.4 présente le profil de vitesse rotationnelle calculée avec la méthode M.

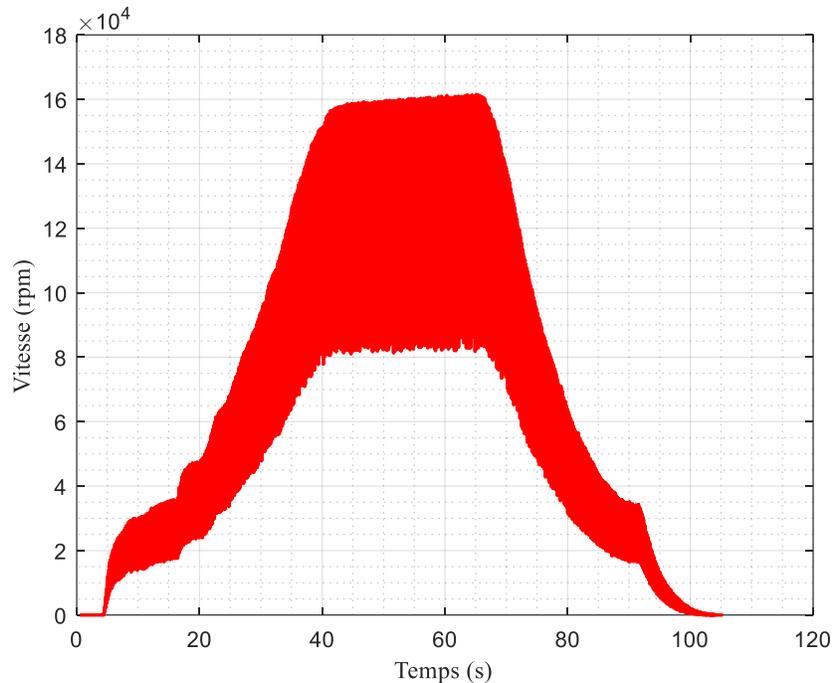


Figure 4.4 : Calcul de la vitesse de rotation de l'encodeur avec la méthode M pour l'opération à 130 krpm

À ces ordres de vitesse pour le montage expérimental, le bruit provenant du système cause des écarts de vitesse très importants. Ce bruit est important devant le bruit de quantification. Si la compensation de l'équation (4.1) est appliquée à la position angulaire de l'encodeur avec les délais définis à la section précédente, cela ajoute une variation importante à la position compensée. Ce résultat est présenté à la Figure 4.5. Même si l'inertie du turbogénérateur d'intérêt est faible ($0,0001615 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$), l'inertie du banc d'essai employé pour l'encodeur est trois fois plus faible. Ces résultats sont donc un pire cas, comme la filtration des ondulations du couple est moindre. Ainsi, s'il est possible de développer une méthode qui filtre adéquatement ce niveau de bruit tout en

présentant une réponse transitoire rapide, cela assurera de répondre également aux besoins de l'application désirée.

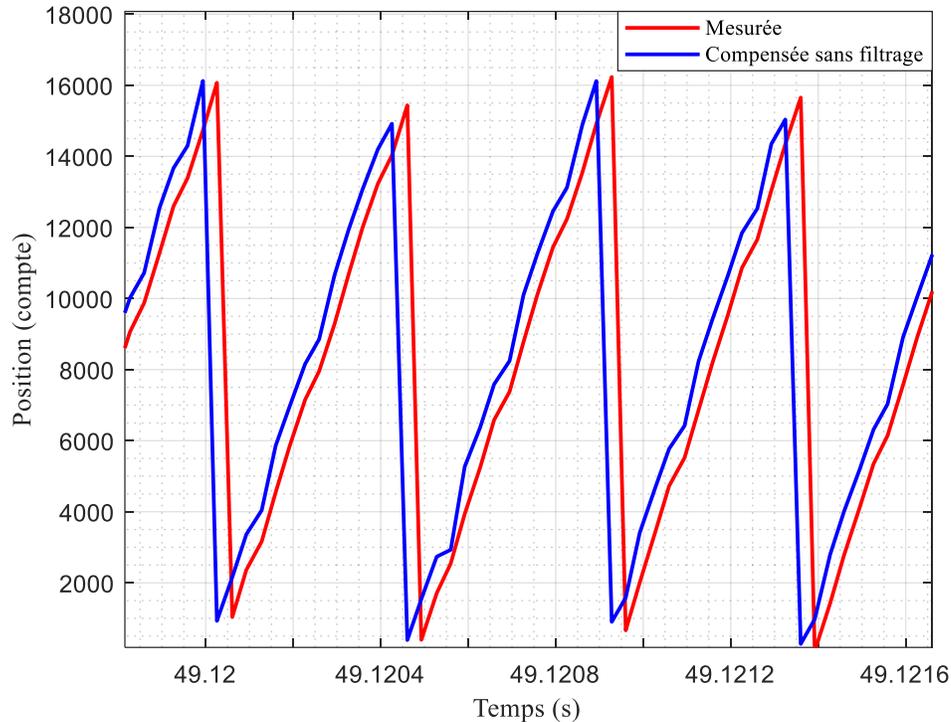


Figure 4.5 : Compensation appliquée à la position angulaire sans filtration sur la vitesse rotationnelle à 130 krpm

Les performances désirées pour la réponse transitoire sont définies par l'accélération potentielle du système pour le prototype de turbogénérateur du projet Ramjet-ICT. La vitesse rotationnelle et l'inertie du système sont connues. La puissance est fixée à 30 kW. Dans un pire cas, lorsque l'arbre tourne à vitesse constante à puissance faible et qu'une demande de puissance maximale survient, la décélération instantanée de l'arbre est :

$$\alpha_{max} = \frac{P_{mec}}{\omega_m * J} \quad (4.4)$$

Où

- α_{max} est l'accélération rotationnelle instantanée maximale (rad/s²)
- P_{mec} est la puissance à l'arbre du système (W)
- ω_m est la vitesse rotationnelle (rad/s)
- J est le moment d'inertie des parties tournantes du moteur et de la charge (kg*m²)

L'accélération instantanée maximale est donc de 13645 rad/s^2 pour le prototype de turbogénérateur du groupe de recherche. Ce faisant, il est possible de créer un profil de vitesse incluant cette accélération et un bruit additionnel de même variance que l'échantillon de vitesse de l'encodeur à 130 krpm de la Figure 4.4. Le profil résultant est présenté à la Figure 4.6. Il est utilisé pour la conception de l'estimation de la vitesse rotationnelle. Le niveau d'accélération du profil de vitesse est théorique et ne devrait pas survenir sur le système physique. Toutefois, une méthode d'estimation filtrant ce bruit et présentant une bonne réponse transitoire même pour ce niveau d'accélération assurerait une compensation précise des délais.

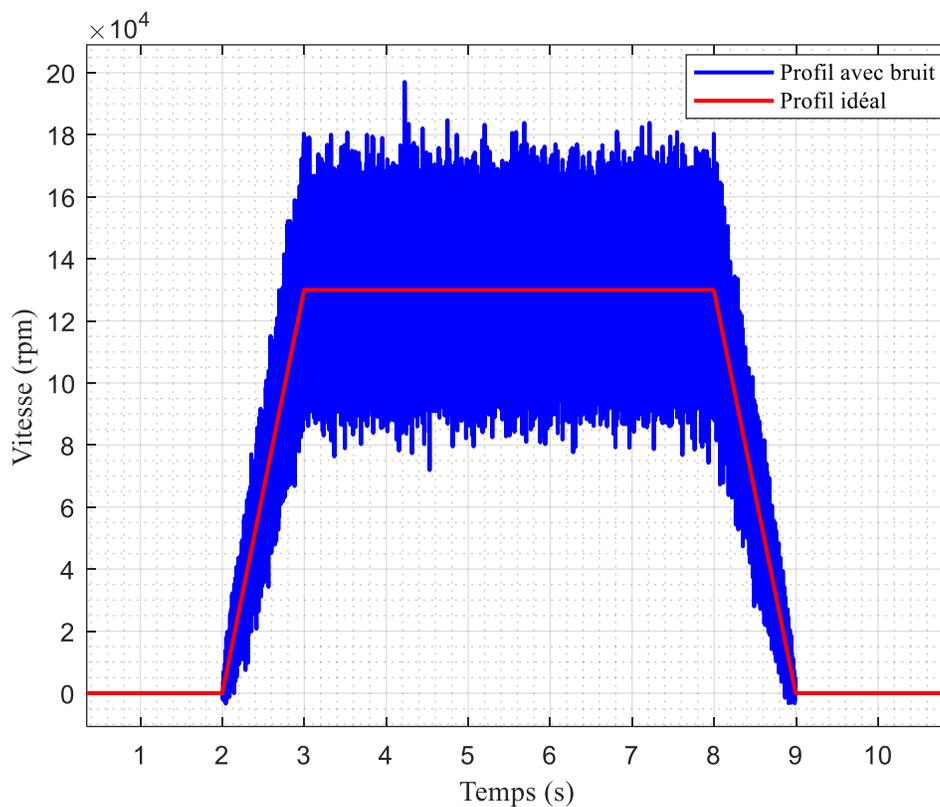


Figure 4.6 : Profil utilisé pour la conception de l'estimation de la vitesse

Plusieurs méthodes d'estimation de la vitesse rotationnelle sont par la suite comparées et la meilleure est retenue pour l'implémentation de la compensation.

4.2.1 Filtre passe-bas

La méthode la plus simple pour l'estimation de la vitesse rotationnelle est le filtrage du bruit avec un filtre passe-bas. Un filtre passe-bas d'ordre un est utilisé pour filtrer la vitesse calculée avec la

méthode M. Le calcul de la fonction de transfert du domaine continu à discret avec la méthode de Tustin donne :

$$\frac{\omega_{m_{filt}}(s)}{\omega_{m_{mes}}(s)} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (4.5)$$

$$\omega_{m_{filt}}(k) = \frac{T_s}{T_s + 2\tau} \left(\omega_{m_{mes}}(k) + \omega_{m_{mes}}(k-1) \right) - \frac{T_s - 2\tau}{T_s + 2\tau} \omega_{m_{filt}}(k-1) \quad (4.6)$$

Où

- $\omega_{m_{mes}}$ est la vitesse rotationnelle calculée avec la méthode M (rad/s)
- $\omega_{m_{filt}}$ est la vitesse rotationnelle filtrée (rad/s)
- τ est la constante de temps du filtre
- T_s est la période d'échantillonnage (s)

En considérant que la vitesse est toujours constante, le filtrage avec une constante de temps basse serait la meilleure méthode. Cependant, comme le système présente un potentiel d'accélération rapides, cette méthode est assez limitée.

4.2.2 Méthode MRAS

La méthode *model referenced adaptive system* (MRAS) consiste à amplifier l'erreur entre une mesure et la sortie d'une simulation du système afin de minimiser cette erreur. Ce faisant, la valeur observée d'un paramètre du système dans la simulation tend vers la valeur réelle. Un mécanisme d'adaptation typiquement utilisé pour l'amplification de l'erreur est un régulateur PI. Pour le présent système, la simulation peut être représentée par un modèle où la vitesse est constante puisque c'est ce qui est le cas la plupart du temps. Ainsi, la position estimée selon ce modèle dans le domaine discret est :

$$\theta_{est}(k) = \theta_{est}(k-1) + \omega_{m_{obs}}(k-1) * T_s \quad (4.7)$$

Où

- θ_{est} est la position angulaire estimée du modèle (rad)
- T_s est la période d'échantillonnage (s)
- $\omega_{m_{obs}}$ est la vitesse rotationnelle observée (rad/s)

Pour observer la vitesse rotationnelle, l'erreur entre la position estimée θ_{est} et la position mesurée avec l'encodeur est amplifiée avec un régulateur PI implémenté avec la méthode de Tustin dans le domaine discret :

$$\theta_{err}(k) = \theta_{est}(k) - \theta_{mes}(k) \quad (4.8)$$

$$\theta_{err_{int}}(k) = K_I \frac{T_s}{2} * (\theta_{err}(k) + \theta_{err}(k-1)) + \theta_{err_{int}}(k-1) \quad (4.9)$$

$$\omega_{m_{obs}}(k) = K_p * \theta_{err}(k) + \theta_{err_{int}}(k) \quad (4.10)$$

Où

- θ_{err} est l'erreur entre la position observée et la position mesurée (rad)
- θ_{est} est la position angulaire estimée du modèle (rad)
- θ_{mes} est la position mesurée (rad)
- $\theta_{err_{int}}$ est l'intégrale de l'erreur multipliée par le gain K_I
- T_s est la période d'échantillonnage (s)
- $\omega_{m_{obs}}$ est la vitesse rotationnelle observée (rad/s)
- K_I et K_p sont les gains du compensateur PI

Ils existent plusieurs méthodes pour déterminer les gains optimaux du compensateur PI pour la méthode MRAS. L'une d'elles consiste à trouver les gains qui minimisent l'erreur quadratique moyenne entre la vitesse observée et la vitesse idéale du profil de vitesse :

$$MSE = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M (\omega_{m_{real}}(k) - \omega_{m_{obs}}(k))^2 \quad (4.11)$$

Où

- $\omega_{m_{real}}$ est la vitesse mécanique idéale du système (rad/s)
- $\omega_{m_{obs}}$ est la vitesse observée avec la méthode MRAS (rad/s)
- M est le nombre d'échantillons du profil de vitesse
- MSE est l'erreur quadratique moyenne

Pour déterminer ces gains, un balayage paramétrique est effectué sur K_I et K_p . Cette méthode dépend fortement du profil de vitesse utilisé. Si la période de vitesse constante durait plusieurs heures, les accélérations auraient moins d'impact sur l'erreur quadratique moyenne. Le bruit serait davantage rejeté à vitesse constante, mais les performances de l'estimation seraient inadéquates pour les variations de vitesse. Il y a un compromis à effectuer.

4.2.3 Filtre de Kalman

Le principe d'un filtre de Kalman est de minimiser la variance du résultat du filtre comparativement à la variance du modèle à variables d'état du système et la variance de la mesure. La méthode employée est basée sur les travaux de M. Hilaret et al. [49]. La représentation d'état discret du système est le suivant en considérant une vitesse constante tout comme pour la méthode MRAS :

$$X(k) = A X(k-1) + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} v(k) \quad (4.12)$$

$$y(k) = C X(k) + w(k), \quad (4.13)$$

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad X(k) = \begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{pmatrix}, \quad (4.14)$$

$$C = (1 \quad 0) \quad (4.15)$$

Où

- x_1 est la position angulaire θ idéale (rad)
- x_2 est l'incrément de position $\omega_m T_s$ selon la vitesse ω_m et la période d'échantillonnage T_s (rad)
- y est la position angulaire incluant un bruit sur la mesure (rad)
- w est le bruit sur la mesure de position (rad)
- v est le bruit du processus, c'est-à-dire la variation de vitesse du système (rad)

Pour un encodeur à N nombre de bits, le bruit de quantification est défini comme suit :

$$q = \frac{360}{2^N} \quad (4.16)$$

Où

- q est le pas de quantification en degrés
- N est le nombre de bits de l'encodeur

Le bruit de mesure w est donc directement défini comme ce bruit de quantification. En effet, la position mesurée par l'encodeur est soit plus élevée ou plus faible que la moitié du pas de quantification relativement à la position réelle. Ceci est illustré à la Figure 4.7.

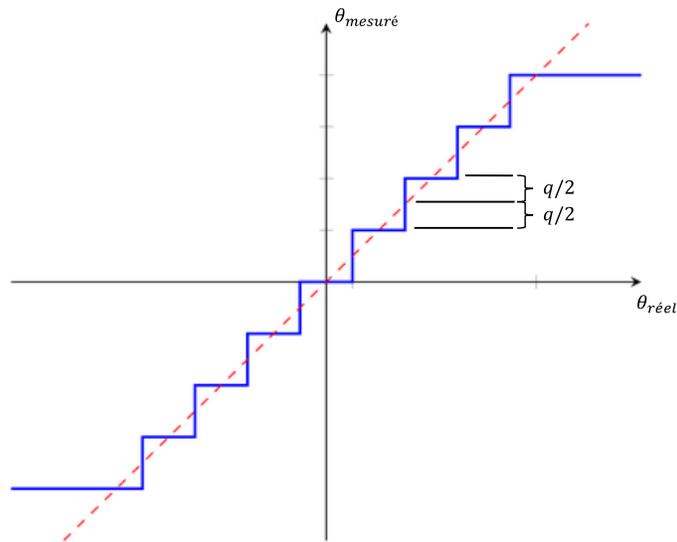


Figure 4.7 : Bruit de mesure de position angulaire défini comme le pas de quantification

Le bruit sur la mesure de position est donc :

$$-\frac{q}{2} < w(k) < +\frac{q}{2} \quad (4.17)$$

Où

- q est le pas de quantification
- w est le bruit sur la mesure de position (rad)

Par la définition du bruit de quantification, ce bruit varie selon une distribution uniforme au lieu d'une distribution normale. La variance de ce bruit est alors :

$$\sigma_w^2 = \frac{q^2}{12} \quad (4.18)$$

Où

- σ_w^2 est la variance du bruit sur la mesure de position
- q est le pas de quantification

La variance du bruit sur la mesure est donc $\sigma_w^2 = 4,0 * 10^{-5}$ pour le pas de quantification donné en degrés. Pour ce qui est de la variance du bruit du processus, v , il suffit de considérer l'accélération maximale définie pour le système. Pour l'analyse, il est supposé que la probabilité que la valeur absolue de l'accélération soit supérieure à la valeur maximale définie pour le système

est presque nulle. En effet, cela constitue le pire cas possible. Aussi, puisque le système a une vitesse constante presque la plupart du temps, la loi normale avec une moyenne à zéro est bien adaptée pour le représenter. Pour la loi normale, les extrémités de la courbe où la probabilité est quasi nulle est à $\pm 3\sigma$. Ainsi, la variance du bruit de processus sur l'incrément de position se calcule ainsi :

$$\Delta\omega_m = \alpha_{max} \left(\frac{1}{f_s} \right) \quad (4.19)$$

$$\Delta inc_{pos} = \Delta\omega_m \left(\frac{1}{f_s} \right) \left(\frac{360}{2\pi} \right) \quad (4.20)$$

$$\sigma_{\Omega}^2 = \left(\frac{\Delta inc_{pos}}{3} \right)^2 \quad (4.21)$$

Où

- $\Delta\omega_m$ est la variation de vitesse maximale pour la période d'échantillonnage (rad/s)
- f_s est la période d'échantillonnage (Hz)
- Δinc_{pos} est l'incrément de position maximal pour la période d'échantillonnage (deg)
- σ_{Ω}^2 est la variance sur le bruit de processus

Pour un incrément de position donné en degrés, la variance du bruit de processus est $\sigma_{\Omega}^2 = 8,1 * 10^{-12}$ en fonction de l'accélération maximale possible définie pour le système. Selon la définition du système donnée des équations (4.12) à (4.15), le filtre de Kalman permettant d'observer la vitesse rotationnelle et la position angulaire peut être formulé comme suit :

$$\hat{x}_{1p}(k) = \hat{x}_1(k-1) + \hat{x}_2(k-1) \quad (4.22)$$

$$P_p(k) = A P(k-1) A^T + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{\Omega}^2 \end{pmatrix} \quad (4.23)$$

$$K(k) = \frac{P_p(k) C^T}{C P_p(k) C^T + \sigma_w^2} \quad (4.24)$$

$$\hat{x}_1(k) = \hat{x}_{1p}(k) + k_1(k) \times \left(y(k) - \hat{x}_{1p}(k) \right) \quad (4.25)$$

$$\hat{x}_2(k) = \hat{x}_2(k-1) + k_2(k) \times \left(y(k) - \hat{x}_{1p}(k) \right) \quad (4.26)$$

$$P(k) = P_p(k) - K(k)C P_p(k) \quad (4.27)$$

Où

- \hat{x}_{1p} est l'estimation a priori de la position angulaire (rad)
- \hat{x}_1 est l'estimation a posteriori de la position angulaire (rad)
- \hat{x}_2 est l'estimation a posteriori de l'incrément de position angulaire (rad)
- y est la position mesurée définie dans l'équation (4.13) (rad)
- P_p est la matrice d'estimation a priori de la covariance de l'erreur
- P est la matrice d'estimation a posteriori de la covariance de l'erreur
- A et C font partie de la représentation d'état du système défini aux équations (4.14) et (4.15)
- K est la matrice des gains k_1 et k_2 du filtre de Kalman
- σ_Ω^2 est la variance du bruit de processus v
- σ_w^2 est la variance du bruit de mesure w précédemment défini

À chaque échantillon, le filtre fonctionne de la manière suivante. Les étapes 1 et 2 correspondent à l'étape de prédiction et les étapes 3, 4 et 5 correspondent à l'étape de mise à jour :

1. **Estimation des variables d'état a priori:** dans l'équation (4.22), l'échantillon k de l'estimation de la position est calculée selon l'échantillon $k - 1$ de l'estimation de la position et de l'incrément de position. Cette estimation est basée sur le modèle à vitesse constante des équations (4.12) à (4.15);
2. **Covariance de l'erreur a priori :** dans l'équation (4.23), l'échantillon k de la matrice de covariance de l'erreur est estimée selon l'échantillon $k - 1$ de la covariance de l'erreur et la variance du bruit de processus;
3. **Gains du filtre de Kalman :** dans l'équation (4.24), les gains optimaux du filtre de Kalman sont calculés selon la matrice de covariance a priori et la variance du bruit sur la mesure;
4. **Estimation des variables d'état a posteriori:** dans l'équation (4.25) et (4.26) les estimations de la position et de l'incrément de position sont mises à jour avec les gains de Kalman calculés pour cet échantillon;
5. **Covariance de l'erreur a posteriori :** dans l'équation (4.27) la matrice de covariance de l'erreur est mise à jour. Elle indique la covariance de l'estimation des variables d'état a posteriori.

Les gains du filtre de Kalman sont mis à jour à chaque période d'échantillonnage. Or, pour un système linéaire, les gains sont constants pour $t = +\infty$. Ainsi, pour l'implémentation sur un

système embarqué, seulement les équations (4.22), (4.25) et (4.26) peuvent être utilisées en ayant préalablement déterminé les gains en régime permanent par calcul. De la même manière que la méthode MRAS, il y a un compromis à faire entre une meilleure estimation de la vitesse dans les régimes transitoires et l'élimination du bruit. En effet, si la variance du bruit de processus est définie plus faible, cela signifie que le modèle à vitesse constante est un bon prédicteur et donc l'estimation est davantage basée sur le modèle. Le filtre de Karman réagit alors moins aux accélérations. De la même manière, si la variance du bruit de mesure de la position est plus faible, l'estimation de la vitesse est surtout basée la mesure. Ainsi, il est également possible pour la méthode du filtre de Kalman d'utiliser la minimisation de l'erreur quadratique moyenne comme critère pour la sélection du bruit de processus (σ_{Ω}^2) et du bruit de mesure (σ_w^2). Même s'il est possible de faire la sélection de ces deux paramètres selon la description du système, il est possible d'optimiser la performance du filtre avec cette méthode.

4.2.4 Comparaison des méthodes d'estimation de la vitesse

Les méthodes étudiées sont comparées pour le profil de vitesse défini précédemment pour l'analyse. Les paramètres optimaux découlant de l'analyse pour chacune des méthodes sont présentés au Tableau 4.1.

Tableau 4.1 : Paramètres calculés des méthodes d'estimation de la vitesse

Méthode d'estimation de la vitesse	Paramètres calculés
Filtre passe-bas	<ul style="list-style-type: none"> • Fréquence de coupure : $f_c = 35 \text{ Hz}$
Méthode MRAS	<ul style="list-style-type: none"> • Gain proportionnel : $K_p = 80$ • Gain intégral : $K_I = 155000$
Filtre de Kalman	<ul style="list-style-type: none"> • Gain $k_1 = 0,0295$ • Gain $k_2 = 0,0004$

La Figure 4.8 présente une comparaison des trois méthodes pour l'estimation de la vitesse. Le résultat est donné en termes de différence entre l'estimation et la vitesse idéale.

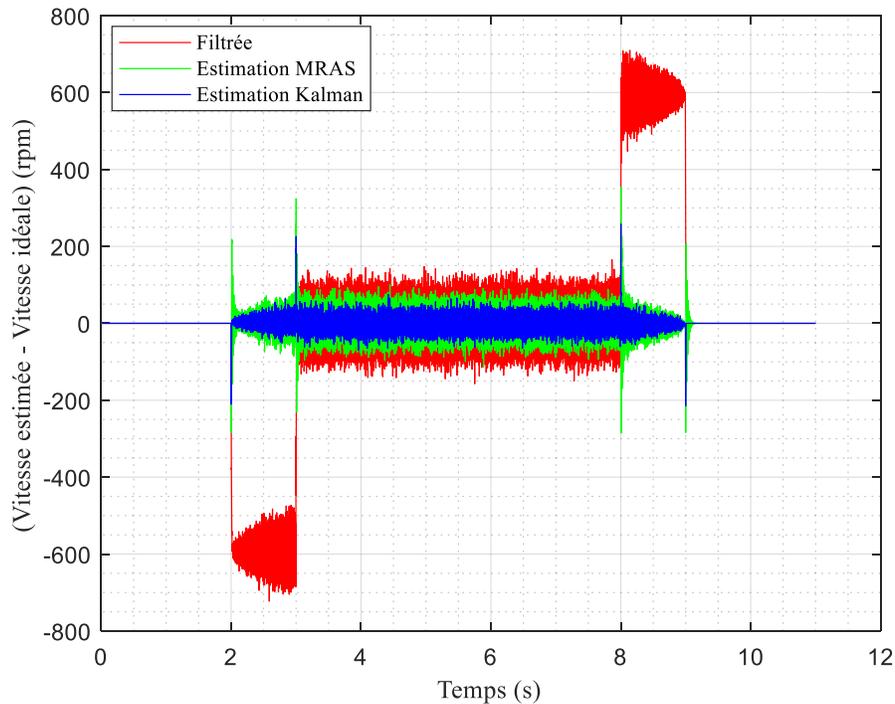


Figure 4.8 : Comparaison des performances des trois méthodes d'estimation de la vitesse rotationnelle

Les méthodes par MRAS et filtre de Kalman présentent une performance similaire. Les deux observateurs d'états sont avantageux relativement à l'utilisation d'un filtre. En effet, il est possible à la fois d'obtenir de meilleures performances en régime transitoire et en régime permanent comparativement au filtre passe-bas. Le filtre de Kalman donne une erreur quadratique moyenne minimale et est donc sélectionné comme méthode d'estimation de la vitesse rotationnelle pour l'implémentation de la compensation des délais de l'encodeur.

4.3 Validation expérimentale de la compensation

Les délais dans le système de l'encodeur sont définis et une méthode adéquate est développée pour le calcul de la vitesse rotationnelle afin de compenser les délais avec une extrapolation linéaire. Pour le profil de vitesse découlant du premier test de rotation à 130 krpm, l'observateur d'état découlant de l'analyse est appliqué. La Figure 4.8 présente ce résultat.

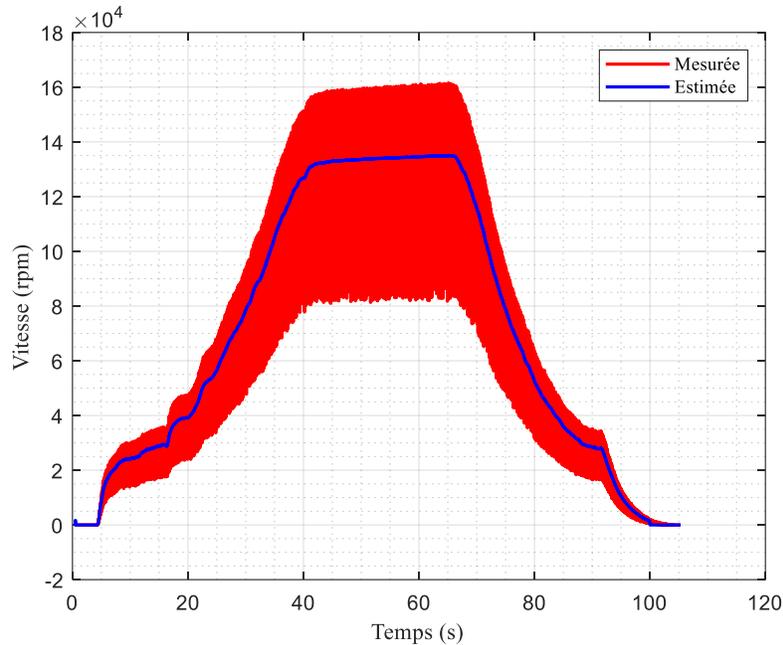


Figure 4.9 : Application du filtre de Kalman pour le profil de vitesse du premier test de rotation à 130 krpm de l'encodeur

4.3.1 Implémentation de l'algorithme de compensation

Pour l'implémentation expérimentale, la plateforme FPGA National Instrument sbRIO 9607 est utilisée. C'est la plateforme déjà utilisée pour les mesures effectuées du premier test de rotation de l'encodeur à 130 krpm. L'avantage de la possibilité d'effectuer les calculs en parallèle pour un FPGA est utilisé afin de structurer le code pour maximiser la rapidité de l'exécution des algorithmes. En effet, puisque la communication SPI est séquentielle, la première trame communique l'information de la position et la trame suivante communique le délai d'acquisition entre la mesure des capteurs effet Hall et la requête de communication SPI. Cette donnée est appelée *position latency* pour la suite. Lorsque l'acquisition de la position est effectuée, les calculs du filtre de Kalman pour cette période d'échantillonnage peuvent être effectués en parallèle à l'acquisition de la donnée de *position latency*. Ainsi, après l'acquisition de la deuxième trame, la compensation peut être calculée immédiatement sans délai additionnel. Cela résulte en la structure présentée à la Figure 4.10.

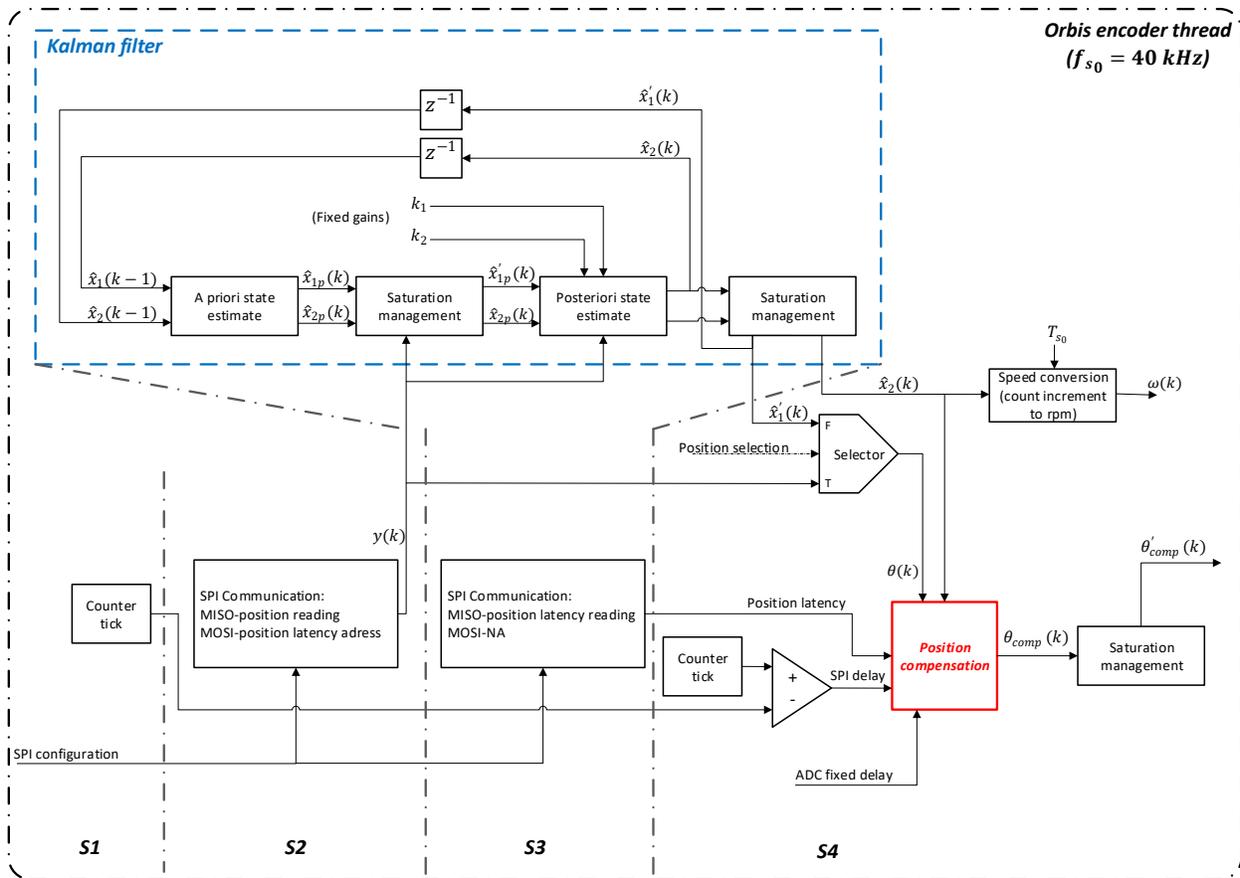


Figure 4.10 : Schéma d'implémentation de l'algorithme sur un système embarqué.
L'implémentation est faite avec LabVIEW sur la plateforme FPGA sbRIO-9607

De gauche à droite, le schéma représente la séquence exécutée à chaque période d'échantillonnage en mettant en évidence les calculs parallèles. Au tout début d'une nouvelle période d'échantillonnage, le temps actuel d'un compteur à 40 MHz est enregistré à l'instant **S1**. Par la suite, à l'instant **S2**, l'acquisition de la position angulaire de l'encodeur est effectuée via le bus SPI. L'adresse pour la lecture de la donnée de *position latency* est transmise à l'encodeur au même moment que la lecture. À la suite de la lecture, la position est donnée en entrée au filtre de Kalman. À l'instant **S3**, en parallèle à la lecture de la donnée de *position latency* sur le bus SPI, les estimations du filtre de Kalman sont mises à jour pour cette période d'échantillonnage. Plusieurs blocs de gestion du passage à zéro de la position sont implémentés. En effet, les équations de cet observateur d'état (4.22), (4.25) et (4.26) telles quelles impliquent que la variable de position est continue et n'a pas de passage par zéro. Pour un système embarqué implémenté en points fixes, un passage par zéro est de mise comme autrement, la position tendrait vers l'infinie pour un fonctionnement continu du système dans la recherche. Pour minimiser le nombre de calculs, la

représentation de la position et de la vitesse sont en comptes et comptes par seconde respectivement pour utiliser directement la position mesurée de l'encodeur. Finalement, à l'instant **S4**, le temps du compteur à 40 MHz est pris afin de calculer le délai d'acquisition du bus SPI dépendamment de la configuration. Tous les éléments sont maintenant disponibles afin d'effectuer la compensation des délais avec une extrapolation linéaire de l'équation (4.1). La position compensée est disponible pour l'utilisation dans les algorithmes de contrôle de la machine électrique. Cependant, dans ce contexte, une limitation survient. En effet, si la boucle de contrôle de la machine électrique n'est pas synchronisée avec cette boucle de lecture de la position et si les périodes d'échantillonnage ne sont pas les mêmes, un délai additionnel s'inclut entre la disponibilité de la position compensée et son utilisation. Une compensation locale doit être incluse à l'instant d'utilisation de la position. Pour ce faire, le temps d'un compteur est capturé à l'instant **S4**, à la fin des calculs et est disponible pour le calcul du délai additionnel.

4.3.2 Méthode de validation

Afin de valider la précision de la mesure de position angulaire compensée, il faut déterminer une référence de position. Puisqu'il existe peu de solutions de mesure de position dans ces ordres de vitesse rotationnelle sur le marché, un compromis est fait en utilisant une référence précise, mais avec une résolution faible. En effet, une solution est de sélectionner un encodeur plus simple qui donne une seule référence par tour avec une bonne précision et de comparer cette référence avec le retour à zéro de l'encodeur de position compensé. Pour ce faire, un encodeur optique OPB618 de la compagnie TT Electronics est implémenté à un montage pour les tests de rotation de l'encodeur compensé de l'étude. Il consiste en une diode électroluminescente (DEL) et une photodiode comme récepteur. Le montage expérimental utilisé comprend un turbocompresseur automobile atteignant les vitesses désirées. L'aimant de l'encodeur de position *Orbis* est installé sur l'arbre de celui-ci. Une rondelle en acier montée sur l'arbre du turbocompresseur permet la lecture de l'encodeur optique grâce à un trou à l'extrémité de son diamètre. La Figure 4.11 présente ce montage.

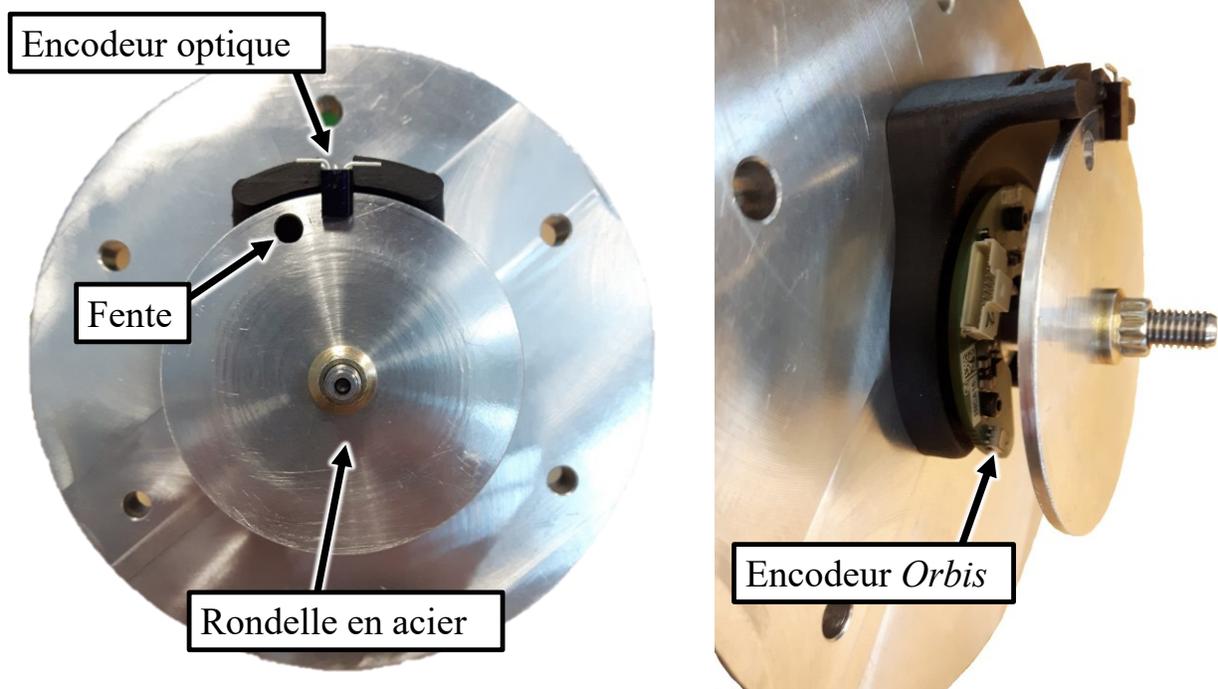


Figure 4.11 : Montage pour la validation expérimentale de la compensation de l'encodeur de position

L'algorithme de validation est également implémenté sur la plateforme de National Instrument. Cet algorithme fonctionne comme suit. L'impulsion de passage par zéro de l'encodeur optique est détectée. Il est utilisé comme signal d'initialisation pour une bascule SR (*set-reset*) qui démarre l'intégration de la vitesse. La détection du passage à zéro de la position compensée de l'encodeur *Orbis* réinitialise cet intégrateur. L'angle de déphasage résultant est enregistré à chaque rotation. La vitesse observée étant utilisée pour la validation, le test doit donc être effectué à vitesse constante pour assurer une erreur nulle du filtre de Kalman. Il est possible de précisément mesurer le temps entre le passage à zéro des deux encodeurs, mais il faut transférer cette information en angle, c'est pourquoi la vitesse observée doit être employée dans le calcul. Le schéma de l'implémentation de l'algorithme est présenté à la Figure 4.12. Comme discuté à la section précédente, une compensation locale de l'angle doit être incluse à la boucle de l'algorithme de validation comme celle-ci n'est pas synchronisée à la boucle de lecture et compensation de l'encodeur haute-vitesse. La même validation est effectuée avec la position non compensée de l'encodeur *Orbis* comme comparaison.

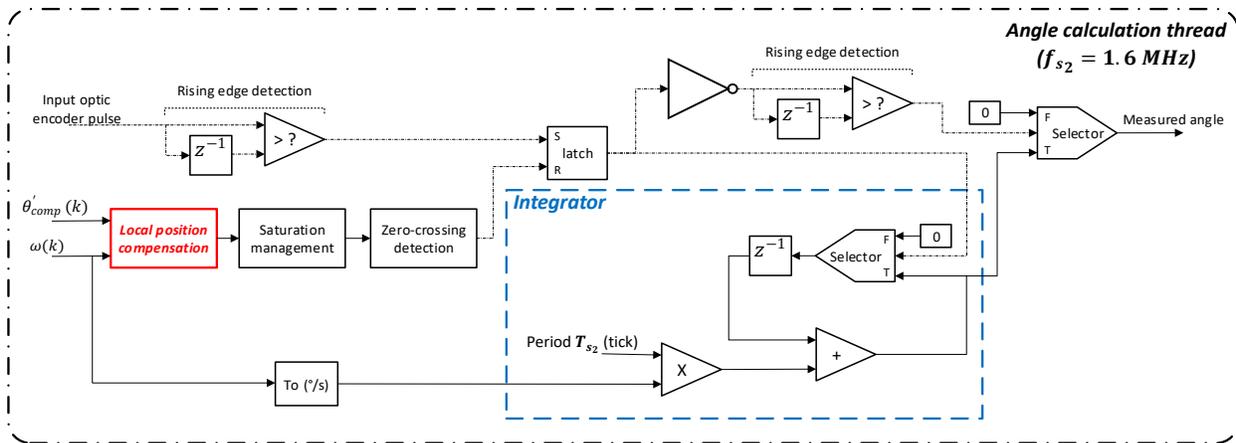


Figure 4.12 : Implémentation du calcul de l'angle entre l'encodeur de position haute-vitesse et l'encodeur optique

Plusieurs inexactitudes temporelles de la validation expérimentale amènent une limite à la précision de cette validation. En effet, la circuiterie logique de l'encodeur optique présente un délai de $3 \mu\text{s}$. Un délai additionnel de $0,5 \mu\text{s}$ d'un filtre anti-rebond sur le signal logique de cet encodeur s'ajoute. Finalement, un dernier délai de $0,625 \mu\text{s}$ découlant de la fréquence d'échantillonnage de la boucle de l'algorithme de validation est ajouté au délai total. À la vitesse désirée de 130 krpm , cela résulte en une imprécision de $3,3^\circ$ sur la validation de la compensation. Cette imprécision constitue une limitation importante de la validation expérimentale, mais le résultat est tout de même valide comme première étape de validation.

4.3.3 Montage expérimental

La limite mécanique de l'encodeur *Orbis* est une autre limitation de son utilisation à des vitesses rotationnelles très élevées. En effet, l'aimant au néodyme de cet encodeur possède de faibles propriétés mécaniques pour résister aux fortes forces en tension à 130 krpm . Pour assurer l'intégrité de l'aimant, une frette en acier est conçue pour que l'aimant reste en compression pour toute la plage de vitesse. Cependant, l'insertion ajustée (*press-fit*) de l'aimant dans la frette d'acier n'est pas suffisante pour atteindre le chargement nécessaire. Une force axiale additionnelle est donc appliquée au montage. Par le coefficient de Poisson, cette force permet de produire un chargement additionnel en compression permettant de garantir le fonctionnement aux vitesses désirées. La Figure 4.13 illustre cette frette en acier montée sur l'aimant dans le montage de validation.

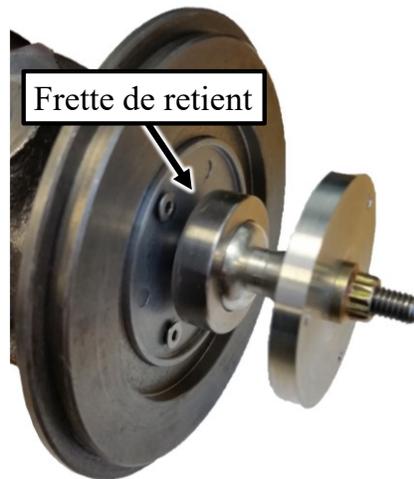


Figure 4.13 : Frette de retient en acier de l'aimant de l'encodeur haute-vitesse

Comme décrit précédemment, un turbocompresseur automobile est utilisé comme instrument pour l'atteinte d'une vitesse de 130 krpm. Celui-ci est alimenté en air comprimé par un compresseur mécanique automobile. Une machine électrique industrielle entraine ce compresseur mécanique. Pour assurer la protection contre un bris des pièces rotatives, une enceinte protectrice est assemblée au montage comme illustré à la Figure 4.14.

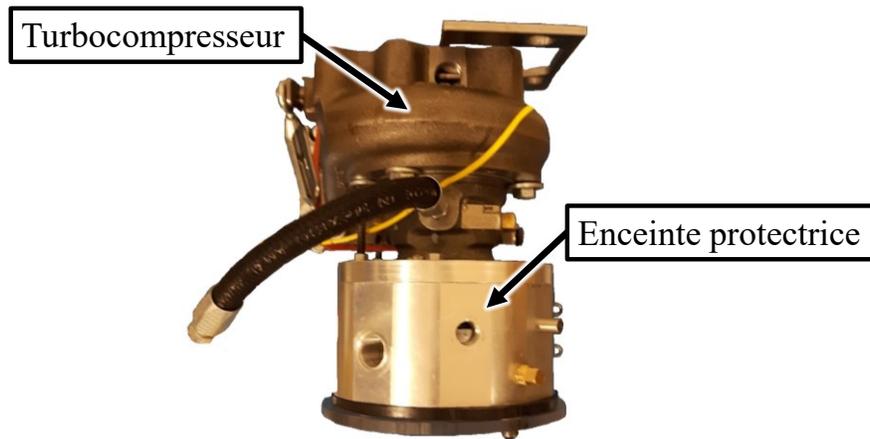


Figure 4.14 : Montage expérimental pour la validation du développement de l'encodeur haute-vitesse

4.3.4 Résultats de la validation

La validation est effectuée à quatre vitesses différentes de 20 krpm jusqu'à 130 krpm. Les profils de vitesse pour ces tests sont présentés à la Figure 4.15. La validation est effectuée pour le plateau de vitesse maximale de chacun de ces profils. En effet, cette précaution est de mise afin de garantir une bonne précision de l'algorithme de mesure du déphasage entre l'encodeur haute-vitesse compensé et l'encodeur optique. De plus, la vitesse est calculée à partir de l'encodeur optique afin de fournir une validation additionnelle à l'estimation du filtre de Kalman. Dans ce cas, la vitesse est calculée avec la méthode T qui est plus performante pour la résolution d'un pulse par rotation de l'encodeur optique.

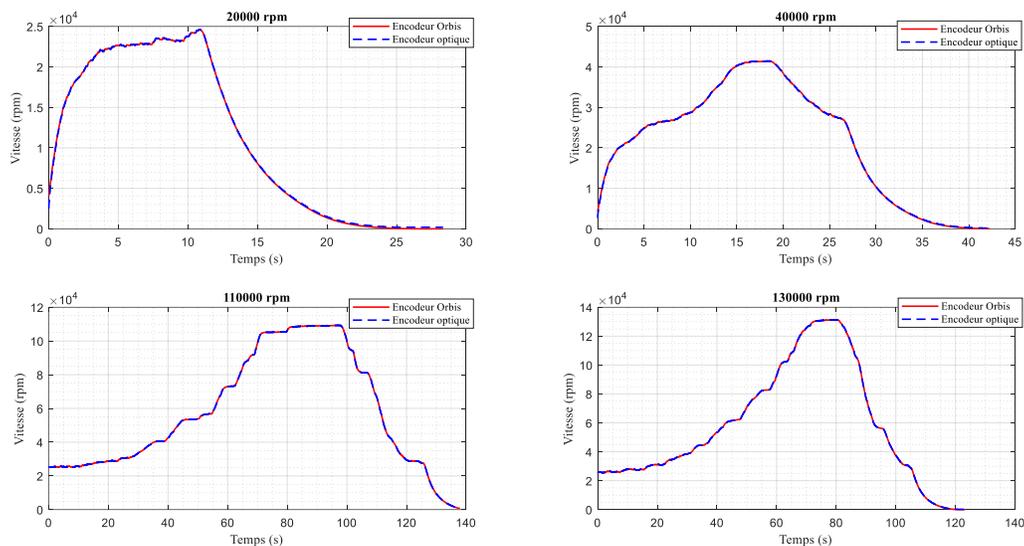


Figure 4.15 : Profils de vitesses pour la validation de l'encodeur haute-vitesse

Un zoom est effectué sur la position angulaire au plateau de vitesse maximale à la Figure 4.16. La précision de la position observée du filtre de Kalman y est démontrée. À la vitesse de 130 krpm, l'effet des délais et de la compensation est important. Également, l'importance de la compensation locale discutée à la section précédente est mise en évidence à haute vitesse. Pour l'utilisation de cet encodeur dans l'implémentation de l'entraînement de la machine ultra-haute-vitesse, il sera de mise de compenser les délais de la position angulaire à l'instant de l'utilisation dans les transformées de la commande vectorielle.

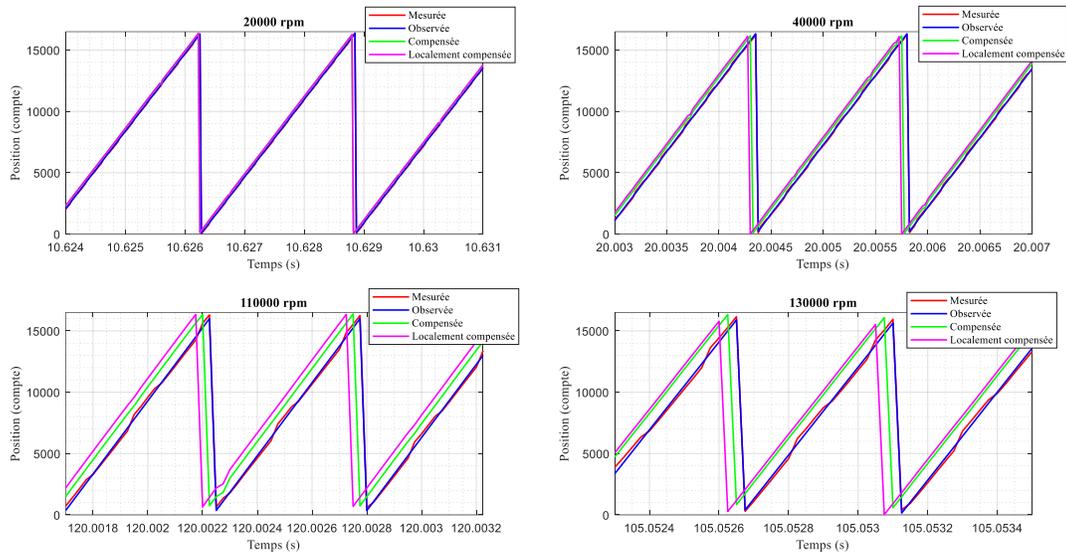


Figure 4.16 : Zoom sur la position angulaire mesurée à vitesse maximale pour les tests de validation

De plus, la trajectoire est affichée à l'aide d'une courbe de Lissajou comparativement à la trajectoire idéale de l'angle pour l'entièreté du profil du test à 130 krpm. Cette courbe donne une bonne validation qualitative de la filtration du bruit et valide que même à haute vitesse aucun effet non linéaire ne survient, par exemple, à cause d'un alignement imprécis du capteur et l'aimant.

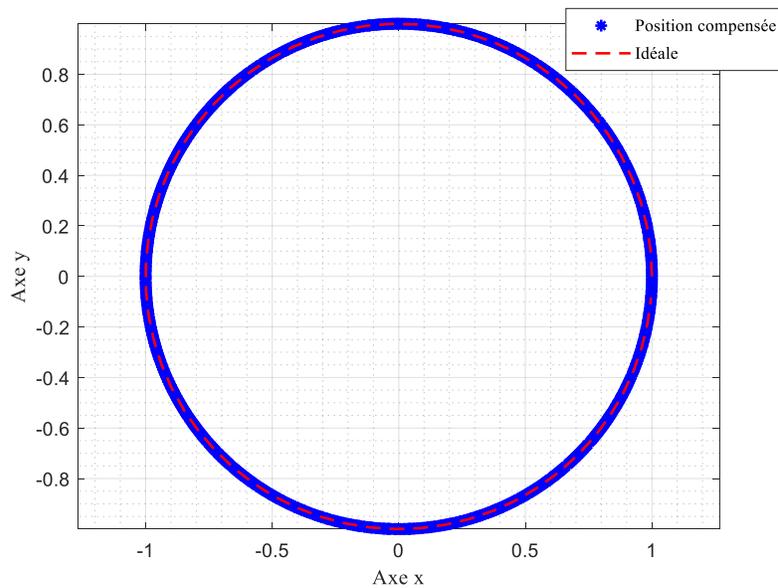


Figure 4.17 : Courbe de Lissajou de la trajectoire de la position angulaire pour le test de validation à 130 krpm

Finalement, la Figure 4.18 présente le résultat du déphasage observé de la position de l'encodeur *Orbis* en fonction de la vitesse rotationnelle avec et sans compensation. Le déphasage mesuré pour la position compensée reste sous la limite de la précision de la validation expérimentale. Puisque le délai qui introduit cette limite de précision de la validation est supposé constant, il est attendu d'avoir un profil de déphasage linéaire d'une vitesse nulle jusqu'à la vitesse maximale avec le maximum de déphasage à 3,3 °. En effet, le profil observé est similaire, mais il est difficile de valider avec certitude cette hypothèse. Également, un déphasage légèrement négatif est observé au test de 20 krpm. Cela peut être dû à une surcompensation de la position angulaire. En effet, une estimation à la hausse peut avoir été faite sur l'un des délais du système résultant en ce léger écart. Toutefois, la validation, malgré les limites connues et caractérisées, permet tout de même de confirmer le fonctionnement à haute-vitesse

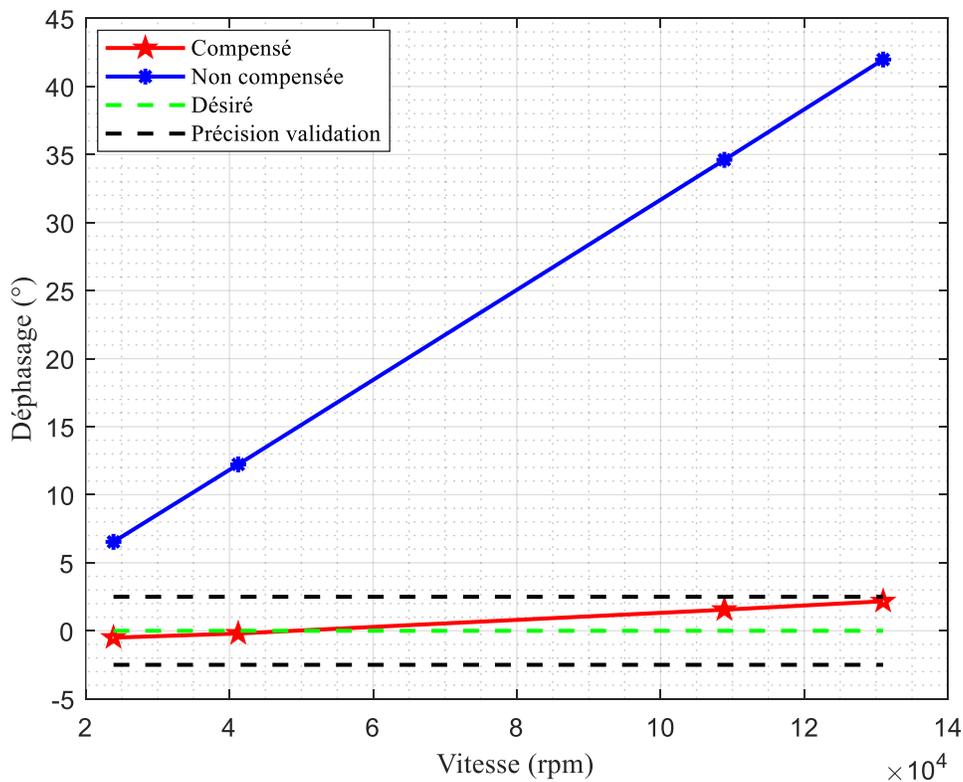


Figure 4.18 : Déphasage mesuré de l'encodeur compensé en fonction de la vitesse rotationnelle

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, un encodeur haute-vitesse a été développé dans le but de commander une machine électrique ultra-haute-vitesse. Pour ce faire, les limitations de l'encodeur sélectionné pour ce travail ont été adressées. La première limitation affectant la précision de la mesure est la présence de délais importants au niveau de la lecture. Une caractérisation de ces délais a été effectuée dans le but de les compenser avec une extrapolation linéaire et la connaissance de la vitesse actuelle. Pour avoir une compensation précise, une estimation adéquate de la vitesse est de mise. C'est pourquoi un profil de vitesse cible a été défini selon la description du système afin de développer la meilleure solution d'estimation de la vitesse possible. Une fois la solution de compensation développée, une méthode de validation a été conçue dans le but de vérifier la précision de la mesure de position. Un encodeur optique d'une résolution d'un pulse par rotation a été implémenté afin de donner une référence de position suffisamment précise. Ce montage a permis de valider l'algorithme de compensation développée, mais certaines limitations de la validation expérimentale empêchent de vérifier la précision de la mesure de l'angle avec une certitude en deçà de trois degrés. Néanmoins, ce travail résulte tout de même en un encodeur assez précis jusqu'à 130 krpm pour l'implémentation de celui-ci dans l'entraînement d'une machine ultra-haute-vitesse. En effet, cet encodeur sera inclus dans la mise en œuvre expérimentale du chapitre suivant pour le premier prototype de machine électrique ultra-haute-vitesse du groupe de recherche. Une validation plus précise et même un ajustement additionnel à la compensation seraient possibles avec quelques ajustements supplémentaires à l'algorithme de validation ainsi qu'à l'encodeur optique utilisé. Les limitations d'ordre mécanique ont également été adressées pour assurer l'intégrité des pièces rotatives de l'encodeur pour toute la plage de vitesse désirée.

CHAPITRE 5

ANALYSE THÉORIQUE ET SIMULATIONS

Afin d'avoir un contrôle précis de l'angle de phase du courant, une solution de mesure de position angulaire à haute vitesse est développée et démontrée au chapitre précédent. Pour la commande FOC sélectionnée pour le projet de recherche, cela permet d'assurer l'alignement du référentiel $dq0$ avec le rotor de la machine. Cependant, même avec la position angulaire connue avec précision, plusieurs autres éléments dans la boucle de contrôle comportent un potentiel d'imprécision pour la commande d'une machine ultra-haute-vitesse. Il faut donc identifier ces éléments et quantifier l'impact sur la précision de l'angle de phase du courant. Des simulations valident les développements théoriques.

Il est noté que dans les développements de ce chapitre, plusieurs ajustements différents des compensateurs PI pour la commande en courant sont proposés. Un résumé de ces différents ajustements ainsi que les conditions y étant associées est présenté à l'annexe E.

5.1 Machines électriques ultra-haute-vitesse

Les développements de ce chapitre sont appliqués à deux machines électriques ultra-haute-vitesse. Les paramètres de celles-ci sont présentés ci-dessous.

La première machine est une machine théorique qui résulte de l'optimisation multi-domaine en densité de puissance mené dans les travaux de doctorat de Mathieu Kirouac pour le projet Ramjet-ICT [6]. Cette machine constitue l'objectif à terme, mais plusieurs travaux sont requis avant d'en arriver à un prototype physique. Pour le présent projet de maîtrise, un point d'intérêt est les deux paires de pôles qui résultent en une fréquence électrique fondamentale de 4000 Hz. Dans l'étude de la précision de la commande en courant dans ce chapitre, il est pertinent d'appliquer les développements à cette machine puisque l'impact des délais est plus important à cette fréquence.

La deuxième machine est une machine physique qui est le premier prototype du groupe de recherche vers l'atteinte de la machine théorique visée. À partir du stator existant d'une machine d'un turbogénérateur pour la génération d'énergie stationnaire, un rotor est développé dans l'objectif de tester une nouvelle topologie avec aimants montés en surface. Dans ce cas, les aimants

sont montés librement contrairement aux conceptions conventionnelles. Cela permet d'offrir des vitesses de rotation tangentielle supérieures en maximisant l'utilisation des propriétés de la frette de fibre de carbone. Cette machine est également utilisée dans l'objectif de tester l'entraînement développé dans le présent projet de maîtrise. Les paramètres des deux machines sont présentés au Tableau 5.1.

Tableau 5.1 : Machines d'intérêt à l'étude

Paramètre	Machine prototype	Machine théorique
Puissance maximale	15 kW	70 kW
Vitesse maximale	130 krpm	120 krpm
Couple	1,1 Nm	5,6 Nm
Courant nominal	18 Arms	58 Arms
Résistance de phase	50 mΩ	44,5 mΩ
Inductance synchrone	160 μH	127,3 μH
Flux rotorique crête (20 ° C)	0,0285 wb	0,0226 wb
Paires de pôles	1	2
Tension DC	800 V	1000 V

5.2 Analyse théorique de l'impact des délais sur la commande en courant

La commande vectorielle à flux orientée (FOC) est sélectionnée pour le projet de maîtrise selon la revue de littérature. La caractéristique principale de cette topologie est le changement de référentiel des grandeurs physiques de tensions et de courants à la machine qui permet d'effectuer l'asservissement sur des valeurs continues plutôt qu'alternatives.

5.2.1 Identification des délais

La topologie générale de la commande avec capteur de position est présentée à la Figure 5.1.

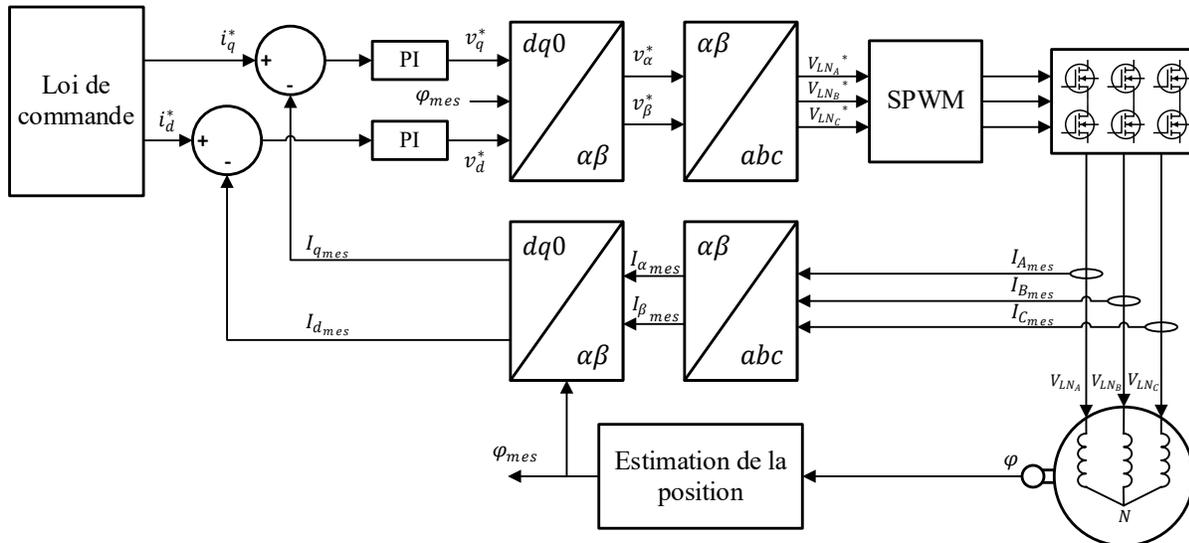


Figure 5.1 : Topologie typique de la commande FOC avec capteur de position

Dans le schéma de la commande FOC de la Figure 5.1, plusieurs délais potentiels surviennent. Ceux-ci comportent le risque de fausser plusieurs grandeurs de la commande vectorielle comme la précision du référentiel dq0, les valeurs des courants i_d et i_q en rétroaction ainsi que les tensions ligne-neutre V_{LN_A} , V_{LN_B} et V_{LN_C} . L'identification de ces délais est donnée ci-dessous :

1. **Délai entre le calcul des tensions v_d et v_q au contrôleur de courant et tensions de phase V_{LN_A} , V_{LN_B} et V_{LN_C} à la sortie de l'onduleur :**

- Délai de calculs pour le passage du référentiel dq0 au référentiel stationnaire;
- Délais du modulateur PWM;
- Délai de propagation des signaux logiques au niveau matériel;
- Délai du circuit d'attaque de grille de l'onduleur et de la commutation des transistors de puissance.

2. Délai et imprécision de la rétroaction de la position angulaire :

- Comme il a été analysé au chapitre 4, cela peut être les délais de traitement d'un encodeur de position ainsi que les tolérances en jeu dans la mesure dépendamment de la technologie utilisée;
- Si une solution sans capteur est employée, davantage de mesures résultent en plus d'imprécision, des effets non linéaires comme le temps mort du rapport cyclique ont le potentiel d'amener une erreur sur l'estimation des variables d'état du système.

3. Délai de la mesure de courant :

- Réponse fréquentielle des capteurs de mesure du courant de phase;
- Délais dus à la conversion analogique à digitale (ADC);
- Autres délais du logiciel embarqué entre la conversion analogique à digitale et l'utilisation des valeurs converties dans la boucle de commande.

Comme il a été soulevé dans les analyses préliminaires de l'état de l'art, ces délais présentent le risque de causer l'imprécision de la commande en couple pour les machines ultra-haute-vitesse. Cela est en effet surtout le cas pour la machine théorique à deux paires de pôles qui a une fréquence fondamentale de 4000 Hz. Ainsi, une analyse générique est effectuée afin d'identifier l'impact sur l'asservissement en courant de ces trois différents types de délais dans la boucle de commande FOC.

5.2.2 Délai sur la commande en tension

À un instant donné, lors de l'opération du système, le vecteur de tension ligne-neutre à la machine est décalé par rapport à la tension de commande V_{LN}^* dû par exemple, au délai de la modulation PWM et au circuit d'attaque de grille. Ce décalage est représenté avec le diagramme des phaseurs à la Figure 5.2.

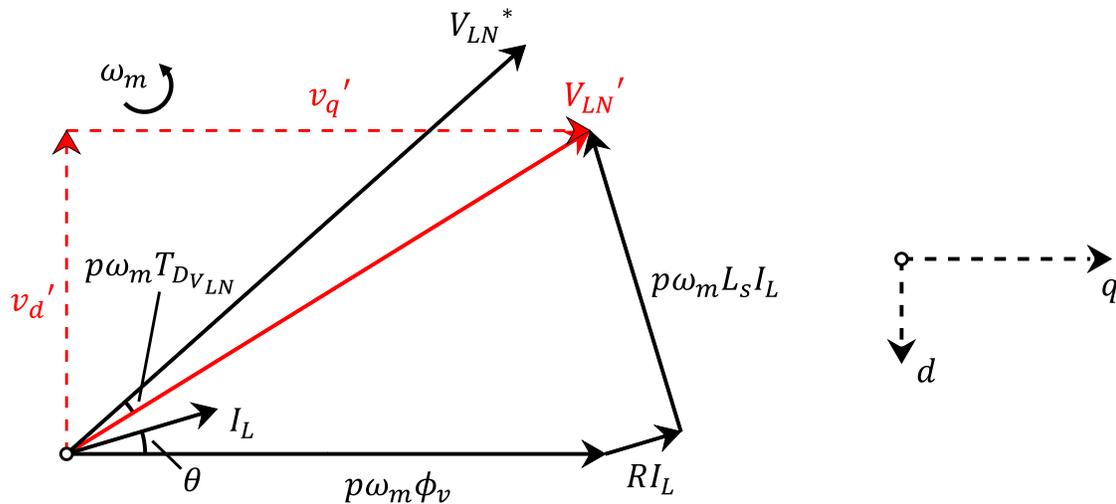


Figure 5.2 : Diagramme des phaseurs d'un délai de la tension ligne-neutre

La variable $T_{D_{V_{LN}}}$ représente le délai sur la commande en tension. Les tensions décalées v_d' et v_q' peuvent être calculées en appliquant une matrice de rotation aux tensions de commande v_d^* et v_q^* :

$$\begin{bmatrix} v_d' \\ v_q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-p\omega_m T_{D_{V_{LN}}}) & -\sin(-p\omega_m T_{D_{V_{LN}}}) \\ \sin(-p\omega_m T_{D_{V_{LN}}}) & \cos(-p\omega_m T_{D_{V_{LN}}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Cela devrait résulter en un décalage du vecteur courant I_L . Pour une commande à $i_d^* = 0$, cela découlerait en une composante non nulle pour i_d et le couple électromagnétique de la machine diminuerait. Or, la présence d'un intégrateur dans le compensateur devrait assurer une erreur nulle en régime permanent. Cela est vérifié avec le théorème de la valeur finale. Pour la commande en courant, la rotation du vecteur de tension causée par le délai agit comme l'ajout d'un gain et d'une perturbation à la sortie du contrôleur. Cela est illustré à la Figure 5.3 pour la commande du courant de l'axe q. La dynamique du délai n'est pas incluse dans l'analyse comme il a été observé en analyse préliminaire que seulement un délai très important présentait un impact considérable sur la commande en courant.

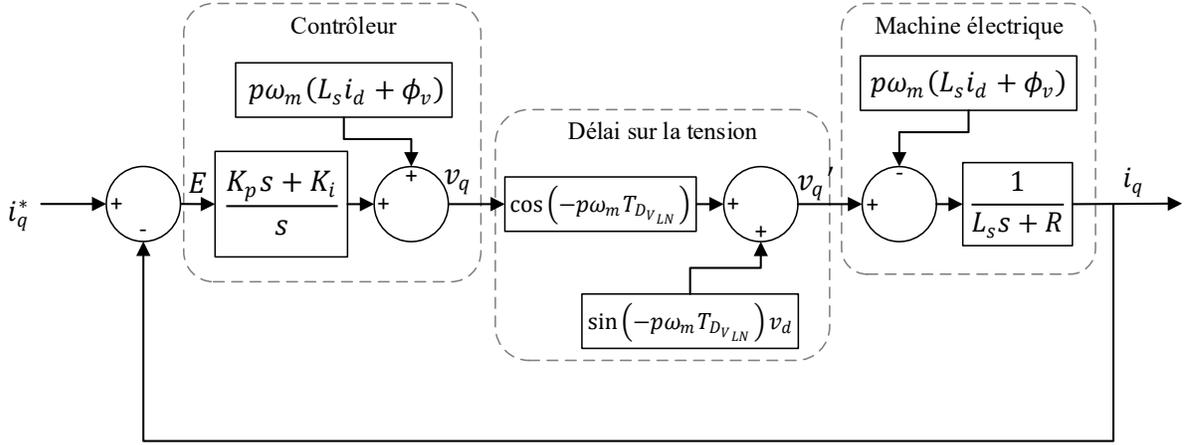


Figure 5.3 : Commande en courant de l'axe q avec un délai sur la commande en tension

Pour l'analyse avec le théorème de la valeur finale, le compensateur PI est représenté par la fonction $G_{PI}(s)$, le système de premier ordre de la machine est représenté par la fonction $G_M(s)$. La perturbation et la commande prédictive pour le système de l'axe q sont représentées par la constante A . Finalement, le gain découlant du délai et la perturbation sont respectivement représentés par les constantes B et C . Le terme C dépend de la tension v_d qui est variable, mais pour cette analyse, seulement le régime permanent importe. La définition des termes A , B et C est donné ci-contre :

$$A = p\omega_m(L_s i_d + \phi_v), B = \cos(-p\omega_m T_{D_{V_{LN}}}), C = \sin(-p\omega_m T_{D_{V_{LN}}}) v_d \quad (5.2)$$

L'analyse est ensuite faite ainsi avec $E(s) = i_q^*(s) - i_q(s)$:

$$i_q(s) = [(E(s)G_{PI}(s) + A) * B + C - A]G_M(s) \quad (5.3)$$

$$E(s) = \frac{i_q^*(s) - [AB + C - A]G_M(s)}{1 + BG_{PI}(s)G_M(s)} \quad (5.4)$$

L'application du théorème donne :

$$e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{i_q^*(s) - [AB + C - A]G_M(s)}{1 + BG_{PI}(s)G_M(s)} \quad (5.5)$$

$$\Rightarrow e_{ss} = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{i_q^*(s) - [AB + C - A] \frac{1}{L_s s + R}}{1 + B \frac{K_p(s) + K_i}{s} \frac{1}{L_s s + R}} \quad (5.6)$$

En appliquant la limite, l'expression résultante pour l'erreur en régime permanent e_{ss} est donc nulle. Il en est de même pour l'axe direct. Cela confirme que le délai sur la commande en tension n'a pas d'impact sur la précision de la régulation du couple en régime permanent.

Cependant, les termes additionnels du délai dans la boucle de commande des courants i_q et i_d peuvent affecter la dynamique du système à cause du couplage entre l'axe d et q. Ainsi, il faut vérifier l'impact sur la réponse transitoire. Puisque le couplage entre les axes d et q rend difficile l'analyse par le lieu des racines ou diagramme de Bode, des simulations simplifiées du système sont effectuées avec Matlab Simulink. L'analyse est effectuée pour la machine théorique selon la même structure de la Figure 5.3. Le système est opéré en mode moteur puisque c'est ce mode de fonctionnement qui sera utilisé pour la première démonstration expérimentale. Pour le système sans délai, le PI est conçu pour un temps de stabilisation de 1 ms et une réponse sous amortie. Cela résulte aux gains suivants : $K_p = 0,6365$, $K_i = 222,5$. Les valeurs de référence sont $i_d^* = -60$ A et $i_q^* = 82$ A. Pour cette analyse, une limite de 1000 V est fixée pour le bus DC avec un indice de modulation maximal de 1,0. Les résultats pour la réponse dynamique sont présentés à la Figure 5.4 pour un délai de $5 \mu\text{s}$ et $7,5 \mu\text{s}$ en conservant la même configuration du compensateur que pour le système sans délai. La réponse est considérablement affectée.

Or, cet effet ne demeure pas nécessairement considérable avec un ajustement différent du compensateur. Pour vérifier cela, un balayage paramétrique de K_i et K_p est effectué comme il n'est pas possible d'utiliser les méthodes classiques pour la conception à cause du couplage entre l'axe d et q dû au délai. Les critères pour l'optimisation sont la minimisation de l'erreur quadratique moyenne entre la réponse avec et sans délai en respectant une limite fixe pour le dépassement. Le résultat est donné à la Figure 5.5. Afin de limiter le dépassement, les résultats convergent à des gains relativement élevés pour compenser pour l'effet du couplage. Il a été possible de garder un dépassement inférieur à 15 %. Il n'est pas possible de minimiser davantage le dépassement comme à des gains encore plus élevés qui permettrait de compenser pour le couplage, l'effet de la dynamique du délai devient considérable. Il est tout de même possible d'obtenir un dépassement acceptable avec une configuration raisonnable pour le compensateur.

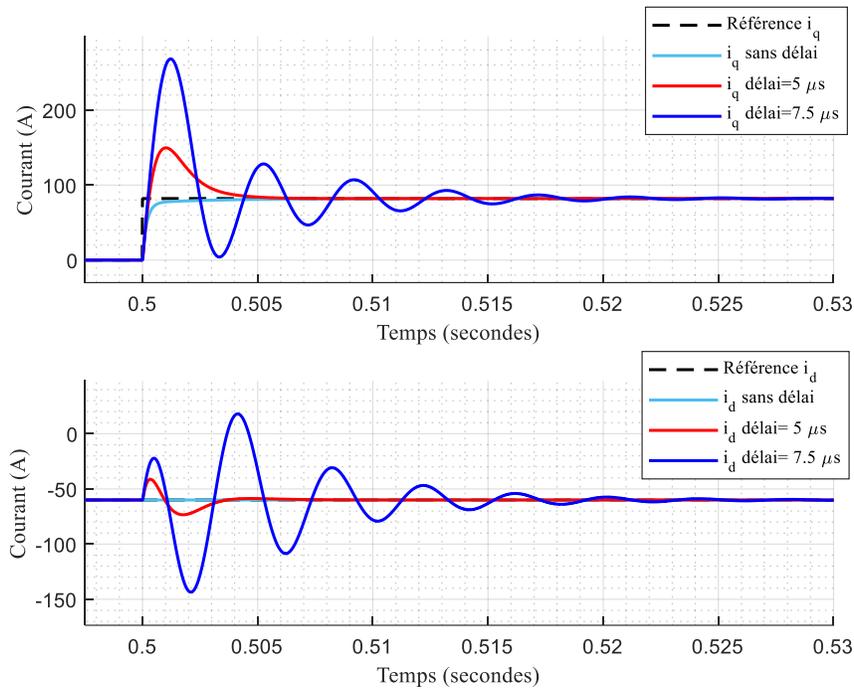


Figure 5.4 : Réponse transitoire de la commande en courant de la machine théorique avec délai sur la tension

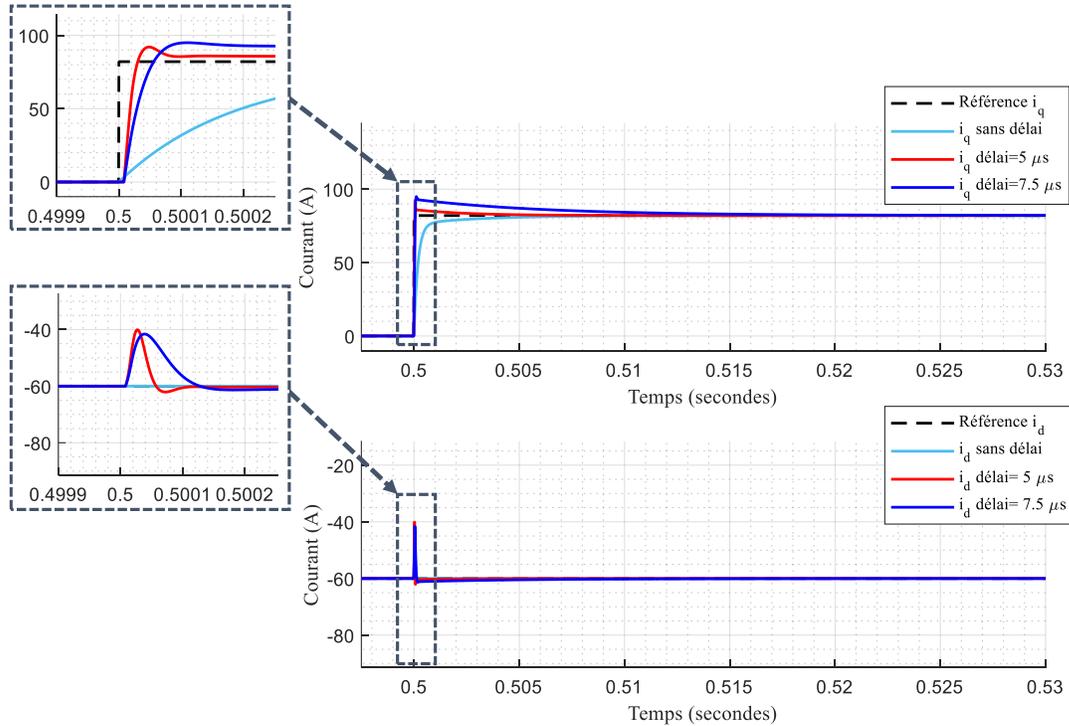


Figure 5.5 : Réponse transitoire de la commande en courant de la machine théorique avec délai sur la tension et ajustement optimal du contrôleur

Les gains obtenus sont les suivants. Pour le délai de $5 \mu\text{s}$, $K_i = 3060$ et $K_p = 8$. Pour le délai de $7,5 \mu\text{s}$, $K_i = 640$ et $K_p = 4,5$.

Les résultats sont également validés pour la machine prototype sans être présentés ici. Comme l'effet du délai est moindre pour cette machine à une paire de pôles, il est plus facile de trouver une configuration du compensateur qui limite bien le dépassement.

Finalement, vu les gains relativement élevés requis pour limiter le dépassement avec le délai, l'ondulation du courant pourrait être amplifiée et cela pourrait causer une détérioration du taux de distorsion harmonique du courant. Cela est étudié à la section 5.4 avec une simulation du système complet incluant la modulation PWM. Cette étude permet de conclure si une compensation de ce type de délai est nécessaire pour les systèmes d'intérêt et cet ordre de grandeur de délais.

5.2.3 Délai sur la rétroaction du courant de phase

La mesure du courant de phase est décalée par rapport au courant réel dû, entre autres, à la filtration et à la conversion analogique à digitale. Ce décalage est représenté avec le diagramme des phaseurs à la Figure 5.6. Un facteur est multiplié au vecteur courant pour améliorer la visualisation.

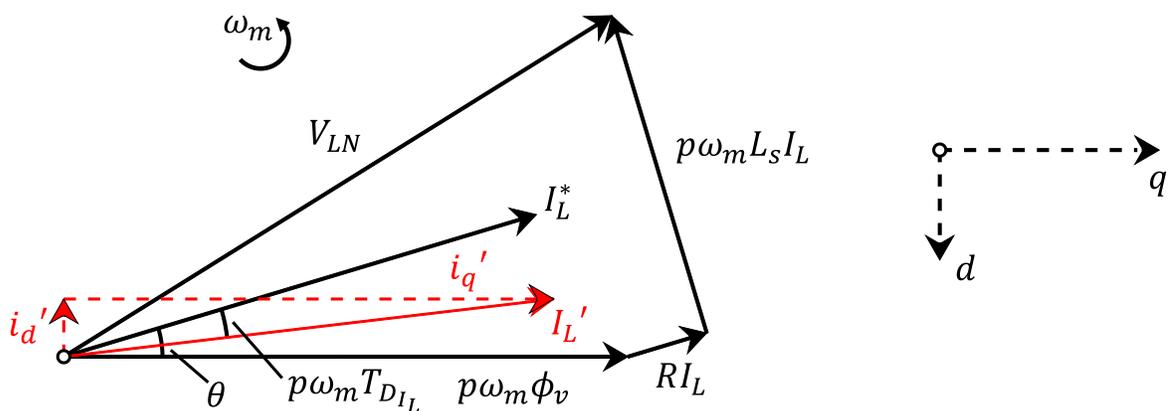


Figure 5.6 : Diagramme des phaseurs d'un délai de la mesure du courant de phase

La variable $T_{D_{I_L}}$ représente le délai sur la mesure du courant. Les courants mesurés décalés i_d' et i_q' peuvent être calculés en appliquant une matrice de rotation aux courants à la machine i_d et i_q de la même manière que pour le décalage en commande de tension.

Cela donne :

$$\begin{bmatrix} i_d' \\ i_q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-p\omega_m T_{D_{I_L}}) & -\sin(-p\omega_m T_{D_{I_L}}) \\ \sin(-p\omega_m T_{D_{I_L}}) & \cos(-p\omega_m T_{D_{I_L}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Le décalage de la mesure en courant dans la commande du courant de l'axe q est représenté au schéma à la Figure 5.7.

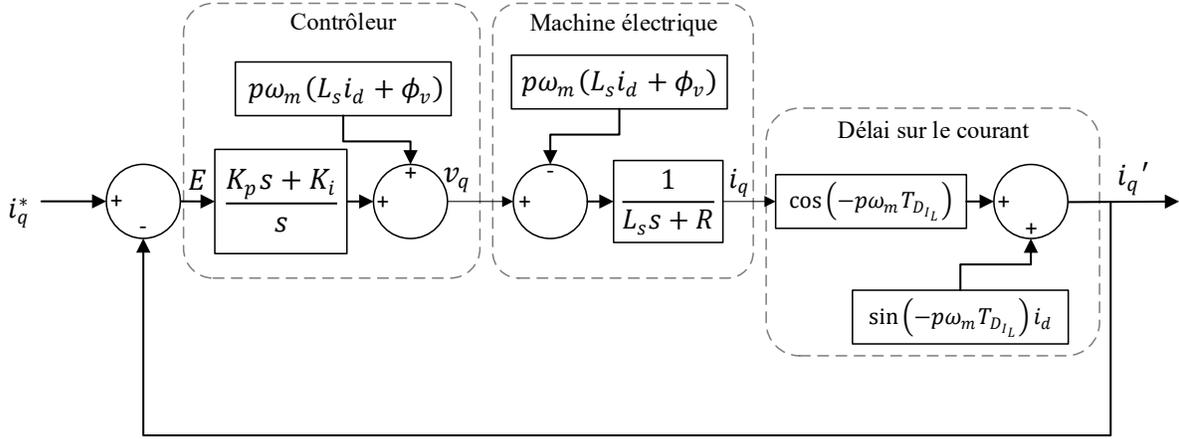


Figure 5.7 : Commande en courant de l'axe q avec un délai sur la mesure de courant

De l'analyse avec le théorème de la valeur finale à la section précédente, il est ainsi connu que le courant décalé i_q' est égal à la consigne i_q^* en régime permanent. Il en est de même pour l'axe d.

Le courant i_q réel à la machine peut donc être calculé à partir de l'équation (5.7) :

$$i_q = \frac{i_q^* - i_d \sin(-p\omega_m T_{D_{I_L}})}{\cos(-p\omega_m T_{D_{I_L}})}, i_d = \frac{i_q^* + i_q \sin(-p\omega_m T_{D_{I_L}})}{\cos(-p\omega_m T_{D_{I_L}})} \quad (5.8)$$

$$i_q = \frac{i_q^* - \frac{i_q^* + i_q \sin(-p\omega_m T_{D_{I_L}})}{\cos(-p\omega_m T_{D_{I_L}})} \sin(-p\omega_m T_{D_{I_L}})}{\cos(-p\omega_m T_{D_{I_L}})} \quad (5.9)$$

Après simplification et résolution pour i_d également :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-p\omega_m T_{D_{I_L}}) & \sin(-p\omega_m T_{D_{I_L}}) \\ -\sin(-p\omega_m T_{D_{I_L}}) & \cos(-p\omega_m T_{D_{I_L}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Ainsi, cela correspond à une matrice de rotation comme l'équation (5.7) pour les courants mesurés décalés. Cependant, dans ce cas-ci, la rotation est positive par rapport au sens de rotation. Un délai sur la mesure des courants de phase se traduit donc par une avance du vecteur courant. La Figure 5.8 illustre le résultat de cette analyse. Les vecteurs pour la tension ligne-neutre, la tension de la résistance de phase et la réaction d'induit sont ajustés selon l'erreur sur la mesure du courant.

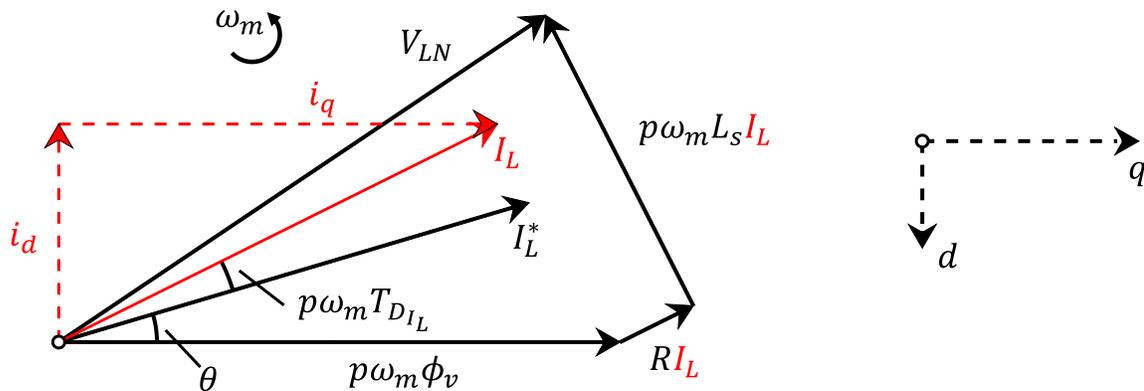


Figure 5.8 : Diagramme des phaseurs de l'effet d'un délai sur la mesure du courant de phase

Pour confirmer le résultat, mais aussi pour vérifier l'effet sur le régime transitoire, des simulations simplifiées sont effectuées dans le référentiel dq0. La structure de la simulation est basée sur le diagramme de la Figure 5.7. Il en est de même pour l'axe d. Les conditions d'opération et les ajustements du compensateur PI sont les mêmes que pour les simulations de la section 5.2.2 pour le système idéal sans délai. La limite de tension à la sortie de l'onduleur est également modélisée. Les résultats sont présentés à la Figure 5.9 pour la machine théorique pour un délai de mesure de courant de 5 μs et 7,5 μs . Comme pour le délai sur la tension, le régime transitoire est grandement affecté en conservant le même ajustement pour le compensateur PI.

Comme l'analyse à la section 5.2.2, la même méthode est utilisée pour déterminer un ajustement optimal des gains du compensateur qui limite le dépassement. Il est possible de trouver une configuration qui limite le dépassement à 15 % jusqu'à un délai de 7,5 μs . La réponse transitoire pour ces nouveaux ajustements est présentée à la Figure 5.10. Pour le délai de 5 μs , $K_i = 2260$ et $K_p = 7$. Pour le délai de 7,5 μs , $K_i = 560$ et $K_p = 6,5$.

Les valeurs i_d et i_q en régime permanent concordent avec l'analyse théorique. Pour cet ordre de grandeur de délai, et ce système d'intérêt, il est donc important d'avoir une méthode de

compensation qui corrige l'effet en régime permanent comme une perte de couple importante (15%) est engendrée. Les mêmes analyses appliquées à la machine prototype à une paire de pôles confirment que l'effet en régime permanent est moindre pour celle-ci. De la même manière que pour le délai sur la tension de commande, les gains nécessaires pour limiter le dépassement avec la présence d'un délai sur la mesure de courant sont relativement élevés. Des vérifications sont effectuées à la section 5.4 pour l'effet de la modulation PWM et de l'ondulation de courant avec des gains si élevés.

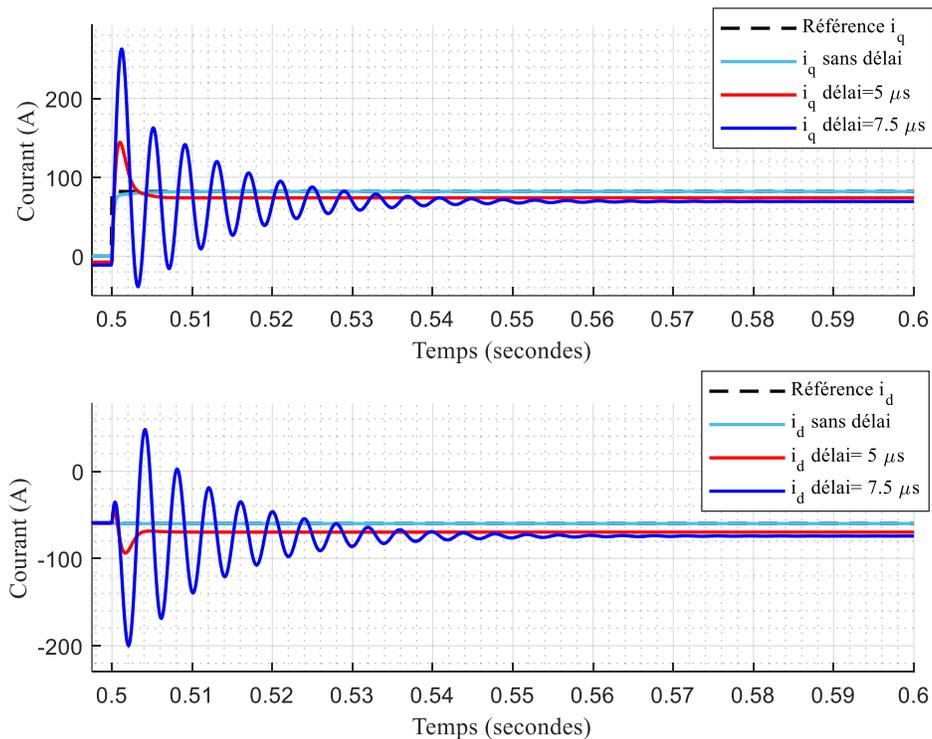


Figure 5.9 : Réponse transitoire de la commande en courant de la machine théorique avec délai sur la mesure de courant

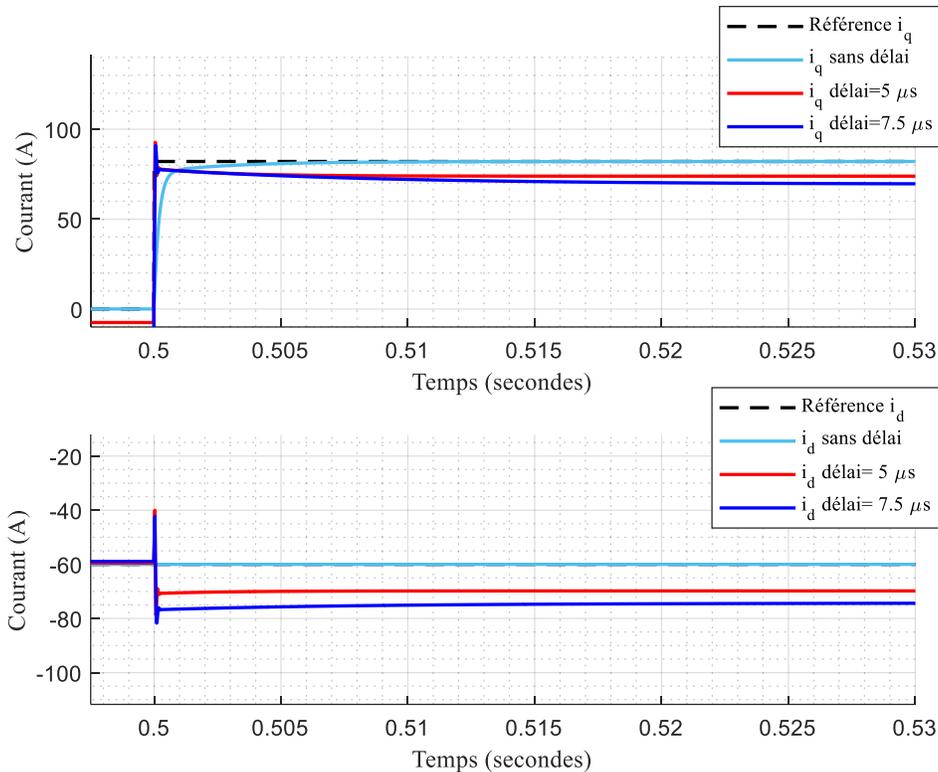


Figure 5.10 : Réponse transitoire de la commande en courant de la machine théorique avec délai sur la mesure de courant et ajustement optimal du contrôleur

5.2.4 Délai sur la rétroaction de position angulaire

Au chapitre précédent, il a été observé que l'une des limitations pour l'opération à haute-vitesse de l'encodeur de position à l'étude est les délais présents dans la chaîne d'acquisition. L'impact d'un délai dans la mesure de position angulaire sur la commande en courant est analysé. Pour une période d'échantillonnage donné, l'erreur sur la position résulte en un retard du référentiel dq0 estimé relativement à la direction réelle de l'axe direct. Dans la transformée de Park, le courant mesuré est alors à l'avance sur ce référentiel. Ceci est illustré à la Figure 5.11.

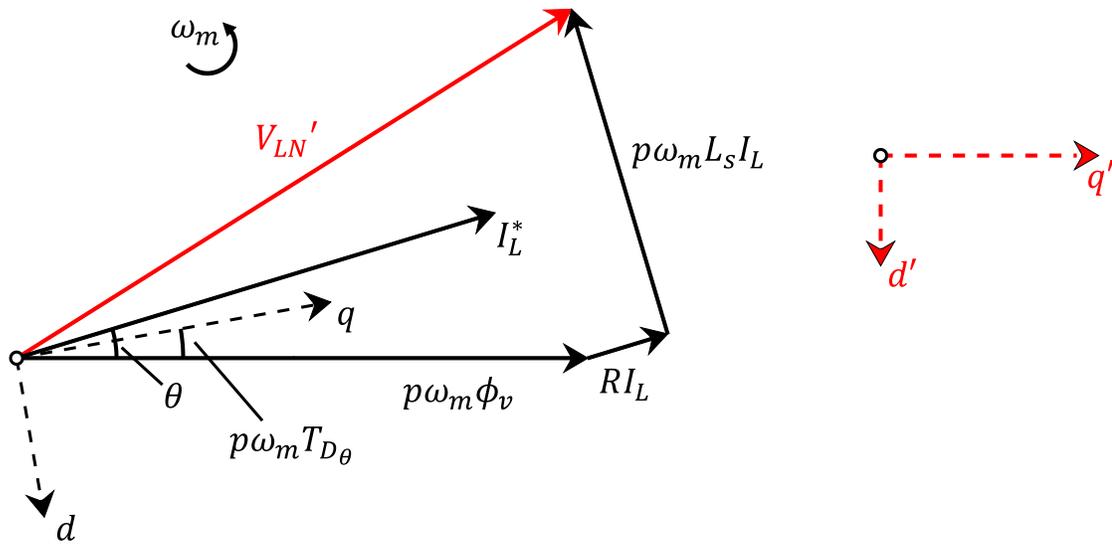


Figure 5.12 : Diagramme des phaseurs d'un délai de la position dans la transformée de Park inverse

Les tensions décalées $v_{d'}$ et $v_{q'}$ dû au délai de position sont donc calculées de la même manière que pour l'analyse sur le délai de la commande en tension :

$$\begin{bmatrix} v_{d'} \\ v_{q'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-p\omega_m T_{D\theta}) & -\sin(-p\omega_m T_{D\theta}) \\ \sin(-p\omega_m T_{D\theta}) & \cos(-p\omega_m T_{D\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

L'effet d'un délai de la mesure de position angulaire sur la commande du courant de l'axe q est présenté à la Figure 5.13.

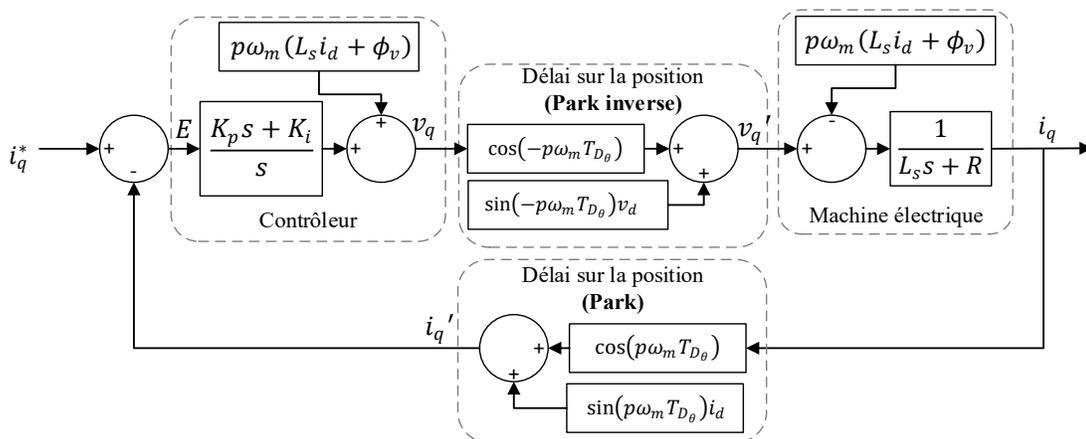


Figure 5.13 : Commande en courant de l'axe q avec un délai sur la position angulaire

Il a été observé précédemment que l'erreur sur la commande en tension n'a pas d'impact en régime permanent. L'effet sur la commande en courant en régime permanent est donc calculé seulement selon l'erreur dans la transformée de Park. La démarche employée précédemment pour l'effet d'un délai dans la rétroaction en courant est appliquée à l'équation (5.11). Le même résultat est obtenu que pour l'effet d'un délai sur le courant, mais dans ce cas-ci le signe de l'angle est positif :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(p\omega_m T_{D\theta}) & \sin(p\omega_m T_{D\theta}) \\ -\sin(p\omega_m T_{D\theta}) & \cos(p\omega_m T_{D\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Un délai sur la rétroaction de position angulaire se traduit donc par un retard du vecteur courant. La Figure 5.14 illustre ce résultat. Les vecteurs pour la tension ligne-neutre, la tension de la résistance de phase et la réaction d'induit sont ajustés selon l'erreur sur la mesure du courant.

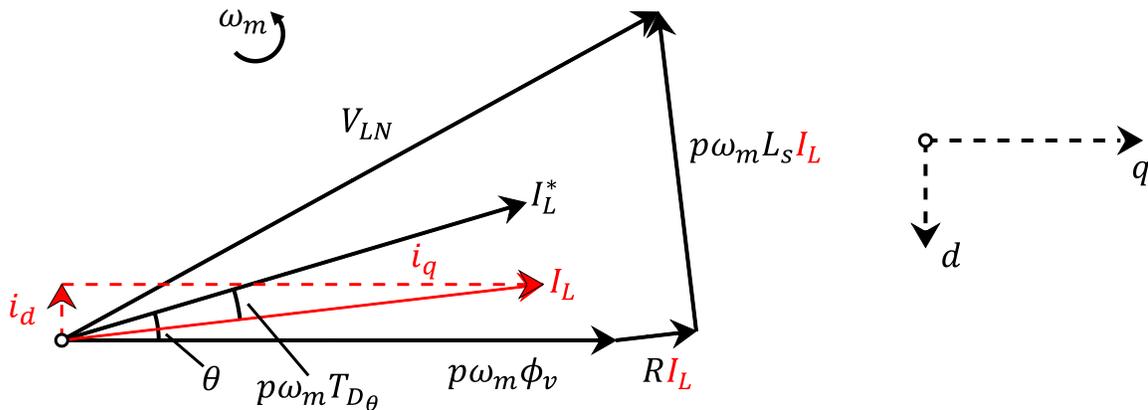


Figure 5.14 : Diagramme des phaseurs de l'effet d'un délai sur la rétroaction de position angulaire

Une simulation est réalisée pour confirmer le résultat en régime permanent et vérifier le régime transitoire. Les paramètres d'opération et la conception du régulateur de courant sont les mêmes que pour l'analyse de la section précédente pour la configuration sans délai. La structure de la simulation est basée sur le diagramme de la Figure 5.13 et le délai est varié de 10 μ s à 25 μ s.

Les résultats sont présentés à la Figure 5.15 pour la machine théorique. Le résultat en régime permanent est comme attendu selon l'analyse théorique. Cependant, un résultat intéressant est que le régime transitoire est très peu affecté même en conservant la même configuration du contrôleur. Ceci s'explique par l'effet sur le courant mesuré du délai sur la position. Celui-ci est à l'avance sur le courant réel créant une réponse sous-amortie du contrôleur ce qui vient annuler l'effet sur la

tension dans la transformée de Park inverse. Les conclusions sont les mêmes pour la simulation de la machine prototype.

Pour le régime permanent, dans le cas de la machine théorique opérée en mode moteur, le délai augmente le courant sur l'axe q ce qui augmente le couple. Ce n'est pas nécessairement désiré comme le courant d'axe d est également augmenté ce qui résulte en une demande en tension DC supérieure à 1000 V, la limite pour cette machine. Le point d'opération ne respecte simplement plus les contraintes du système. Pour une machine opérée avec le courant d'axe d nul comme la machine prototype, cela se traduirait par une perte de couple. Pour ces raisons, la compensation est nécessaire et surtout pour un délai si important que celui de $45 \mu\text{s}$ mentionné au chapitre 4 pour les travaux sur l'encodeur de position.

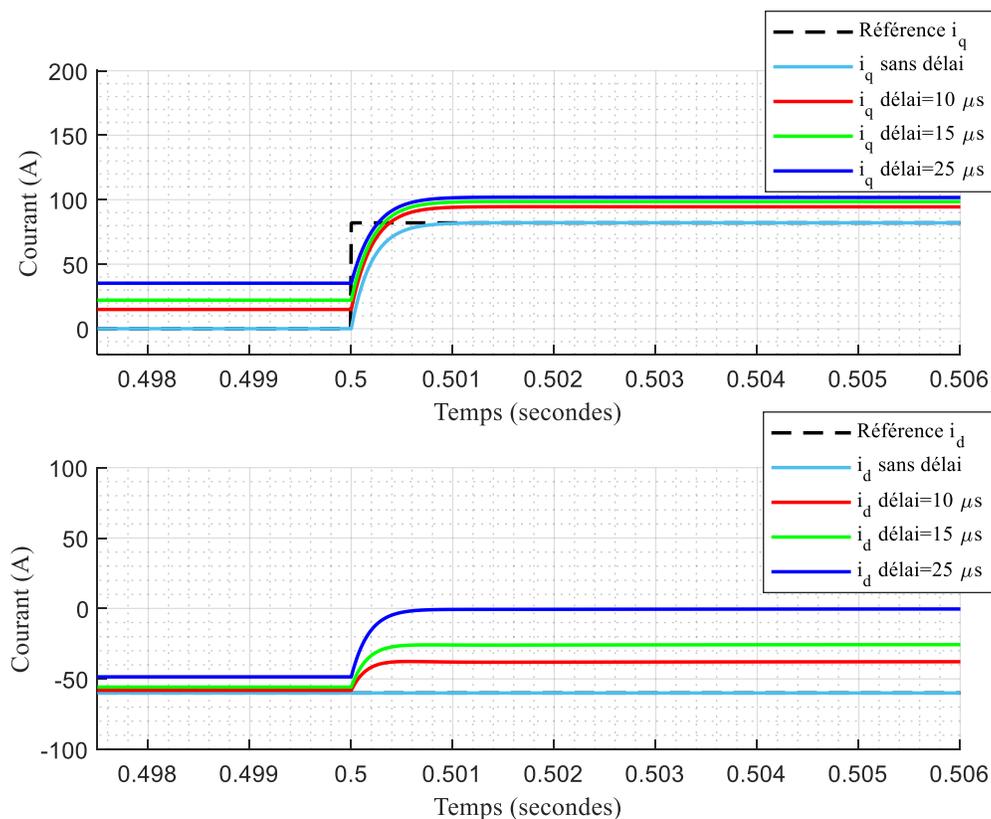


Figure 5.15 : Réponse transitoire de la commande en courant de la machine théorique avec délai sur la position angulaire

5.3 Stratégie de compensation des délais

Il a été observé qu'un délai sur la rétroaction de position angulaire ou un délai sur la mesure de courant causeraient une erreur en régime permanent sur l'angle de phase du courant. L'erreur est déjà corrigée pour la position angulaire au chapitre 4. Pour le courant, bien que l'erreur soit plus faible en conservant un délai réaliste, l'erreur est non négligeable pour la machine théorique à deux paires de pôles. Il importe donc d'également corriger ce type de délai pour le système d'intérêt. Pour le délai sur la tension, l'analyse montre que les performances en régime transitoire peuvent être dégradées. Néanmoins, un ajustement adéquat du régulateur assure d'avoir un dépassement acceptable pour la commande en courant. Il est cependant noté que pour un délai encore plus important ou un système avec une fréquence électrique plus élevée, l'ajustement du PI seul ne suffirait pas à limiter le dépassement à un niveau raisonnable. Une évaluation de plusieurs méthodes de compensation de délais est effectuée dans cette section pour évaluer la plus performante. L'analyse se concentre surtout sur les performances en régime permanent.

5.3.1 Compensation par extrapolation linéaire

Pour le délai sur la mesure de position, la compensation de délai par extrapolation linéaire est la méthode déjà employée dans le chapitre précédent. Pour l'implémentation de la commande FOC, la même méthode sera utilisée pour compenser le délai entre le moment où la position angulaire est disponible et l'instant d'utilisation dans les transformations de référentiel.

Pour les formes d'ondes sinusoïdales du courant et de la tension, il est également possible d'employer cette méthode pour la compensation des délais. Or, il faut calculer la pente à chaque période d'échantillonnage puisqu'elle est variable. La structure résultante est présentée à la Figure 5.16. T_d est le délai connu et T_s est la période d'échantillonnage. $L(z)$ est le « prédicteur linéaire » ou *linear predictor*. Dans cette figure, le délai représenté d'une période d'échantillonnage peut être d'une valeur différente.

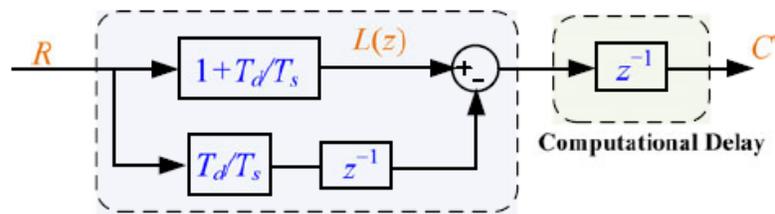


Figure 5.16 : Structure d'une compensation par prédiction linéaire [50]

L'équation à implémenter sur un système embarqué est donc la suivante :

$$y(k) = x(k) + \frac{T_d}{T_s} (x(k) - x(k-1)) \quad (5.14)$$

Où

- $x(k)$ est le signal avec délai
- $x(k)$ est le signal compensé par le prédicteur linéaire
- T_d est le délai du signal (s)
- T_s est la période d'échantillonnage du signal (s)

La Figure 5.17 présente les performances de cette méthode de compensation pour l'application. Le signal utilisé a une fréquence de 4000 Hz, le maximum pour les signaux de courants et de tensions de l'application du projet de recherche. En (A) et (B), la méthode de compensation présente de bonnes performances pour un délai plus court à 6 μ s. Le délai est ensuite exagéré pour vérifier la limite de cette méthode. Ainsi, en (C) et (D), un délai de 22 μ s devient trop élevé pour que la trajectoire du signal compensé suive adéquatement le signal d'origine. En effet, puisque la pente est variable, la correction n'est jamais exacte, mais cette inexactitude est plus apparente pour un délai élevé. Cette méthode étant assez simple, elle peut être un bon candidat pour des délais assez faibles, mais présente ses limitations.

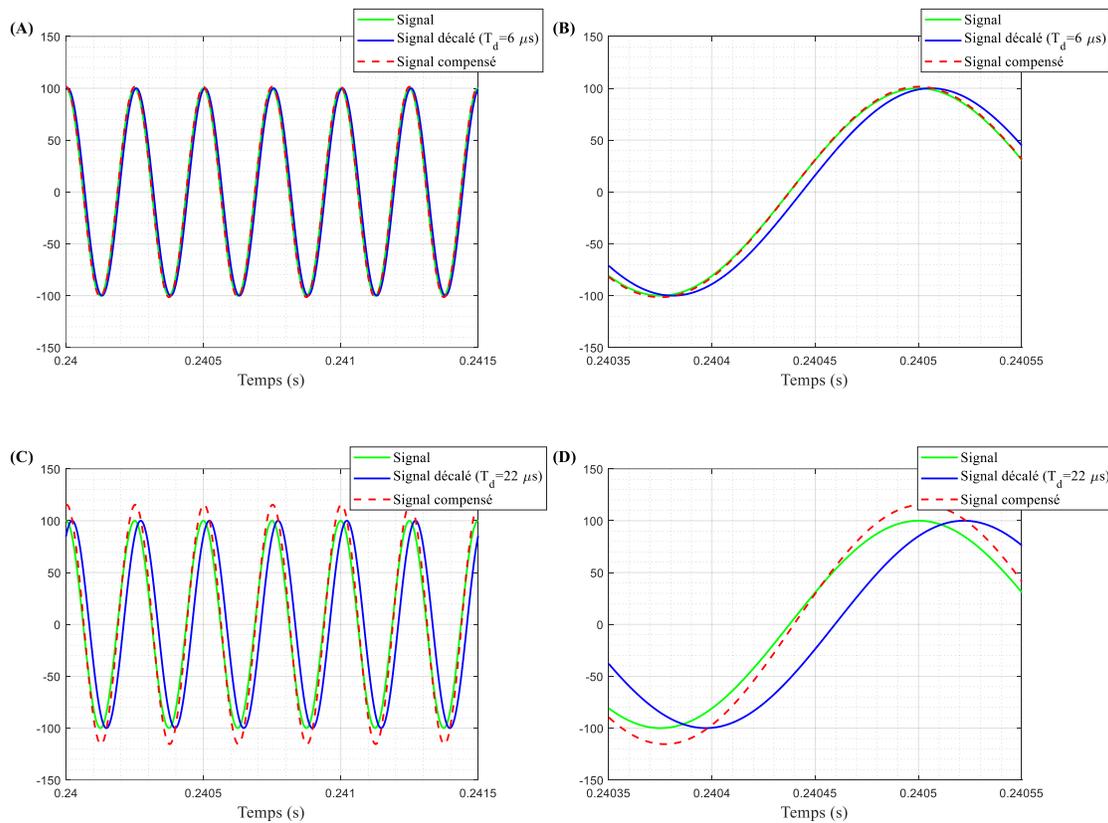


Figure 5.17 : Performances du prédicteur linéaire pour l'application

5.3.2 Compensation par filtre de premier ordre

La compensation par filtre de premier ordre ou *first order filter compensation* (FOF) est rapportée par Lu et al [50]. La méthode est basée sur un filtre à réponse impulsionnelle infinie (IIR). La structure est présentée à la Figure 5.18. La capacité compensatoire de cette méthode réside dans la rétroaction de l'erreur.

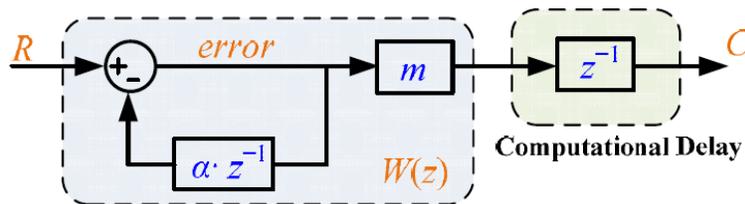


Figure 5.18 : Structure d'une compensation par FOF [50]

L'équation à implémenter sur un système embarqué est donc la suivante :

$$y(k) = mx(k) + \alpha y(k - 1) \quad (5.15)$$

Où

- $x(k)$ est le signal avec délai
- $y(k)$ est le signal compensé
- α est le coefficient du filtre
- m est le gain du filtre

Cette méthode est conçue pour la compensation d'un délai d'une seule période d'échantillonnage. L'équation est donc modifiée pour prendre en rétroaction un multiple différent de la période d'échantillonnage correspondant au délai connu :

$$y(k) = m * x(k) + \alpha * y\left(k - \frac{T_d}{T_s}\right) \quad (5.16)$$

Également, l'auteur mentionne que la compensation maximale de cette méthode se limite à la moitié d'une période d'échantillonnage selon la méthode graphique qu'il emploie. En effet, peu importe l'ajustement de m et de α , il restera toujours un délai $T_s/2$ à compenser. Sans couvrir tous les détails du calcul ici, il est possible, par la même méthode graphique employée par Lu et al., de déterminer la correction à la méthode de compensation suivante afin de compenser exactement le délai T_d :

$$y(k) = m * x(k) + \alpha * y\left(k - 2\frac{T_d}{T_s}\right) \quad (5.17)$$

Les performances de cette méthode de compensation améliorée sont caractérisées. La Figure 5.19 présente les performances pour un signal d'une fréquence de 4000 Hz. Les paramètres du filtre sont établis à $\alpha = 0,99$ et $m = 1,96$ pour toutes conditions d'opération.

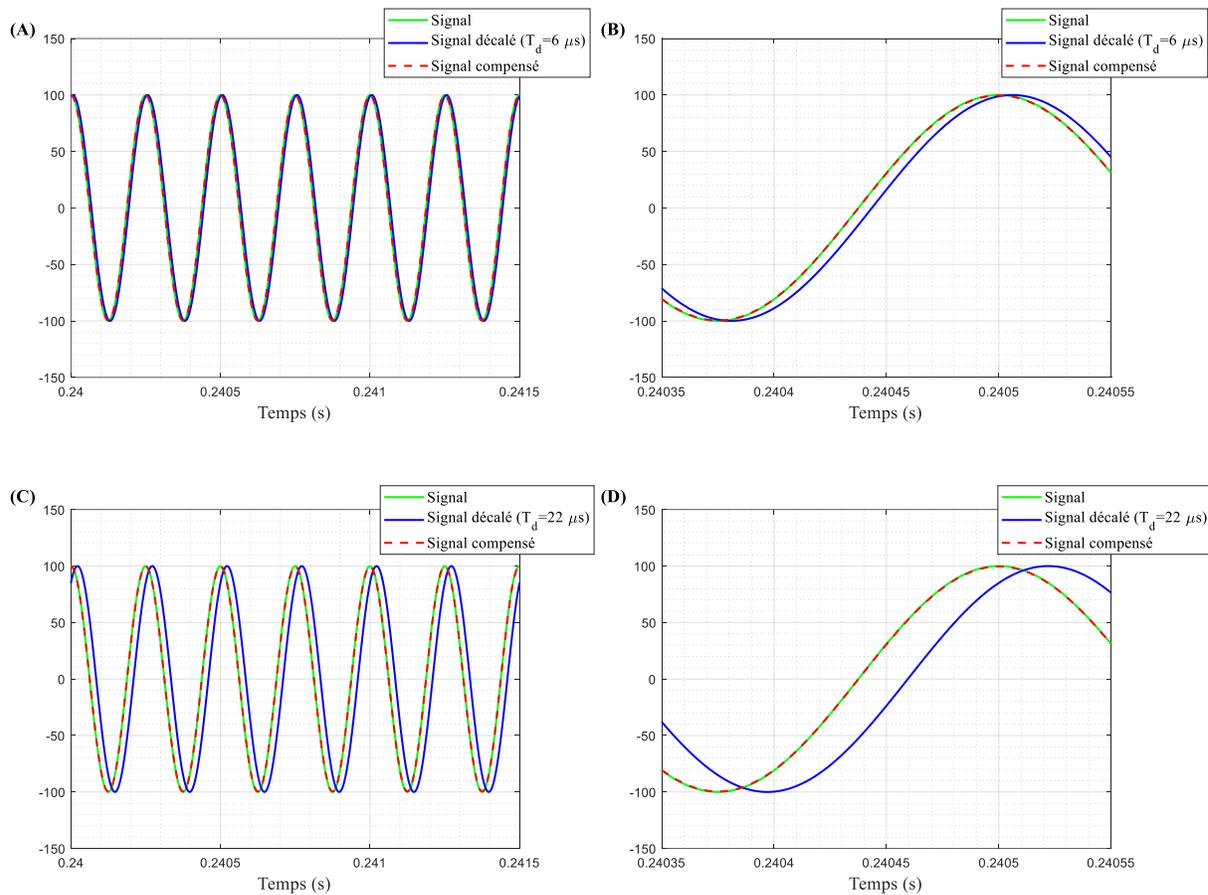


Figure 5.19 : Performances de la compensation par FOF

En conservant les mêmes paramètres, les performances sont très bonnes autant pour un délai de $6 \mu\text{s}$ et un délai exagéré de $22 \mu\text{s}$. Également, l'amplitude du signal n'a pas d'impact sur la compensation. Quelques tests sont réalisés pour des fréquences et délais différents. De 0 Hz à 5000 Hz , la compensation reste très précise et également pour un délai très exagéré jusqu'à $100 \mu\text{s}$. Cette méthode est donc un bon candidat, car elle présente une meilleure performance que la méthode par prédicteur linéaire, en conservant une complexité de calculs similaire.

5.3.3 Compensation dans le référentiel dq0

À la section 5.2, il a été soulevé qu'un délai dans les différentes parties de la boucle de commande FOC peut être représenté par une matrice de rotation sur les grandeurs de courants et tensions du référentiel dq0. Pour un délai sur le courant, l'équation (5.7) décrit cette relation. Les courants

réels, i_d et i_q , peuvent être isolés pour présenter l'équation en fonction des courants mesurés i_d' et i_q' . Pour l'axe en quadrature, cela donne :

$$i_q = i_q' \cos(-p\omega_m T_{D_{IL}}) - i_d' \sin(-p\omega_m T_{D_{IL}}) \quad (5.18)$$

Il est possible d'en faire de même pour le courant de l'axe direct et également pour un délai sur la tension de commande ou la position angulaire. Si le délai et la vitesse rotationnelle sont constants, la méthode présente un bon potentiel puisque le sinus et le cosinus peuvent être précalculés. Dans l'application du projet, la vitesse rotationnelle est constante, mais en pratique, des variations peuvent survenir. Dans ce cas, cette méthode est limitée par la complexité de calculs

5.3.4 Compensation dans la transformée de Park

La transformée de Park étant une matrice de rotation avec un angle variable dans le temps, il y a une possibilité de combiner l'angle découlant du délai à la position rotorique utilisée dans la transformée de Park pour annuler l'effet de ce délai. Dans le cas d'un délai sur la mesure de courant, les courants décalés, i_q' et i_d' , peuvent être représentés en fonction des courants I_α et I_β du référentiel stationnaire. Pour l'axe direct, cela donne :

$$i_d' = i_d \cos(-p\omega_m T_{D_{IL}}) - i_q \sin(-p\omega_m T_{D_{IL}}) \quad (5.19)$$

$$i_d = I_\alpha \cos(\varphi) + I_\beta \sin(\varphi) \text{ (Park)} \quad (5.20)$$

$$i_q = -I_\alpha \sin(\varphi) + I_\beta \cos(\varphi) \text{ (Park)} \quad (5.21)$$

En combinant (5.19), (5.20) et (5.21) :

$$i_d' = [I_\alpha \cos(\varphi) + I_\beta \sin(\varphi)] \cos(-p\omega_m T_{D_{IL}}) - [-I_\alpha \sin(\varphi) + I_\beta \cos(\varphi)] \sin(-p\omega_m T_{D_{IL}}) \quad (5.22)$$

$$\Rightarrow i_d' = I_\alpha \left[\cos(\varphi) \cos(-p\omega_m T_{D_{IL}}) + \sin(\varphi) \sin(-p\omega_m T_{D_{IL}}) \right] + I_\beta \left[\sin(\varphi) \cos(-p\omega_m T_{D_{IL}}) - \cos(\varphi) \sin(-p\omega_m T_{D_{IL}}) \right] \quad (5.23)$$

$$i_d' = I_\alpha \cos(\varphi + p\omega_m T_{D_{IL}}) + I_\beta \sin(\varphi + p\omega_m T_{D_{IL}}) \quad (5.24)$$

Le délai sur le courant correspond donc à l'ajout d'un écart à la position angulaire dans la transformée de Park. Afin de compenser ce délai sur le courant, il faut ainsi soustraire l'écart $p\omega_m T_{D_{I_L}}$ à la position angulaire. La même analyse peut être appliquée pour un délai sur la position angulaire et la commande en tension. L'écart à ajouter à l'angle dans les transformées de Park et Park inverse pour ces différents types de délais est présenté au Tableau 5.2.

Tableau 5.2 : Compensation des délais dans les changements de référentiel

Type de délai	Compensation transformée de Park	Compensation transformée de Park inverse
Mesure du courant	$-p\omega_m T_{D_{I_L}}$	–
Mesure de la position	$+p\omega_m T_{D_\theta}$	$+p\omega_m T_{D_\theta}$
Commande en tension	–	$+p\omega_m T_{D_{V_{LN}}}$

Cette méthode est la plus simple en termes de calculs et la compensation est exacte pour toute a plage de vitesse possible à condition d'une bonne connaissance des délais.

La caractérisation des délais peut cependant représenter un défi. En général, pour un système dont l'asservissement est implémenté dans le domaine discret sur un microcontrôleur ou autre unité de commande, il est possible de déterminer expérimentalement les délais. Au niveau des capteurs, les données sur la réponse fréquentielle, phase ou délai de réponse directement sont généralement fournies par les fabricants. Si ce n'est pas le cas, il faut le déterminer avec un appareil de mesure. Donc la précision dépend directement des tolérances de fabricant ou des tolérances des appareils de mesure employés pour comparer l'entrée et la sortie d'un capteur. Au niveau logiciel embarqué, la caractérisation des délais d'exécution est faite avec l'utilisation de compteur. La précision dépend donc de la période de ce compteur. Les horloges sont en général à des fréquences de quelques dizaines de mégahertz donc la précision est adéquate.

Pour le système onduleur – machine, les grandeurs de tension et de courant sont mesurables avec un oscilloscope. Il est donc possible de déterminer les délais avec une bonne précision, c'est pourquoi cette méthode de compensation est employée pour la suite du développement. Le système à l'étude et la caractérisation de ses délais sont abordés au chapitre 6.

5.4 Simulation de l'entraînement

Afin de valider les résultats de l'étude sur l'impact des délais sur la régulation du courant, une simulation du système complet est réalisée avec Matlab Simulink et la librairie SimPowerSystems. Les simulations sont effectuées pour les deux machines d'intérêt, mais les résultats se concentrent surtout sur la machine théorique. La compensation des délais dans la transformée de Park et transformée de Park inverse est validée.

5.4.1 Configuration de la simulation

Le schéma global de la simulation est présenté à la Figure 5.20. La simulation emploie une fréquence d'échantillonnage fixe de 40 MHz. Il en est de même pour la modulation PWM. La fréquence d'échantillonnage utilisée pour la commande est 100 kHz.

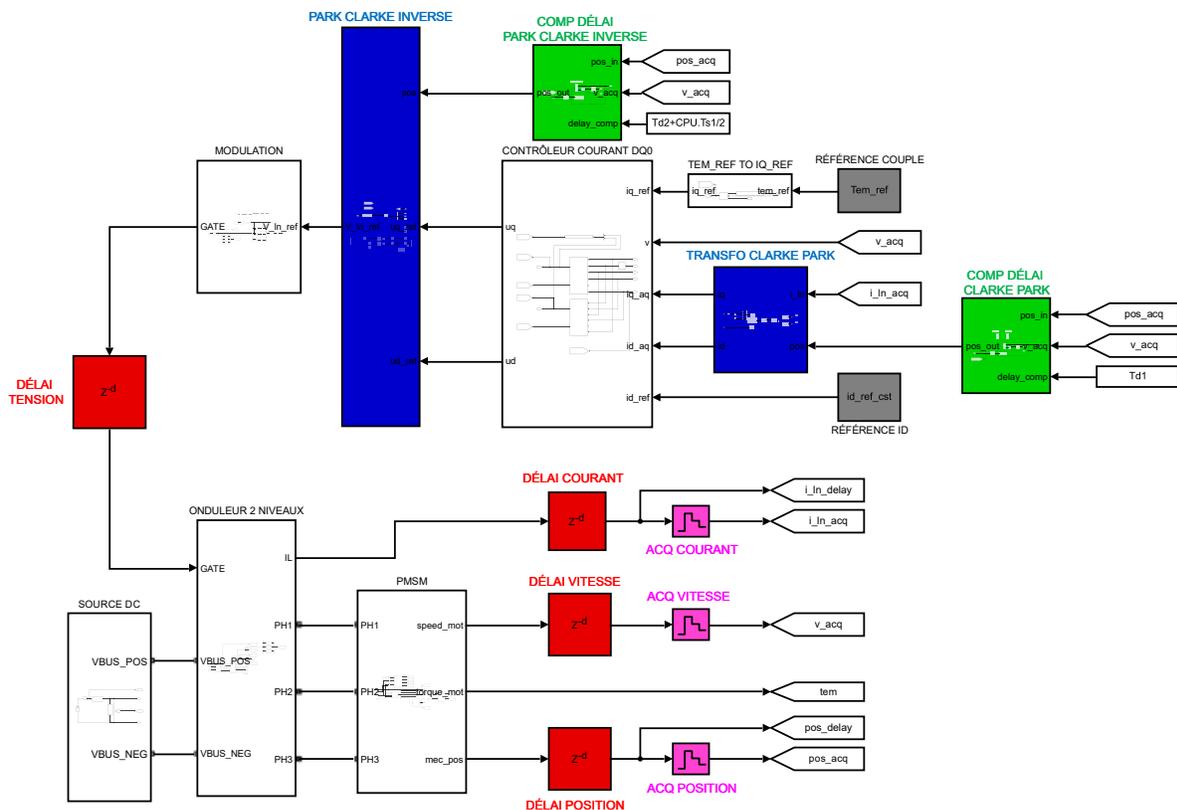


Figure 5.20 : Schéma de la simulation Simulink

La machine de la librairie SimPowerSystems est modélisée dans le référentiel dq0 selon le modèle présenté dans l'état de l'art aux équations (2.4) et (2.5). Pour l'onduleur, pour les besoins de la

simulation, les transistors sont des interrupteurs idéaux. La source DC est une source de tension idéale. Pour le reste de la simulation, l'annexe A présente les équations principales pour la commande vectorielle à flux orienté. Les détails pour les transformées de Park et Park inverse y sont donnés.

Les courants de référence i_d^* et i_q^* sont envoyés au contrôleur de courant qui génèrent les tensions de commande v_d^* et v_q^* . Les contrôleurs de courant utilisent des compensateurs PI. La Figure 5.21 présente le contrôleur de courant de l'axe en quadrature. La commande prédictive annule les termes non linéaires du système de la machine électrique. L'intégrateur du PI est implémenté dans le domaine discret avec la méthode de Tustin.

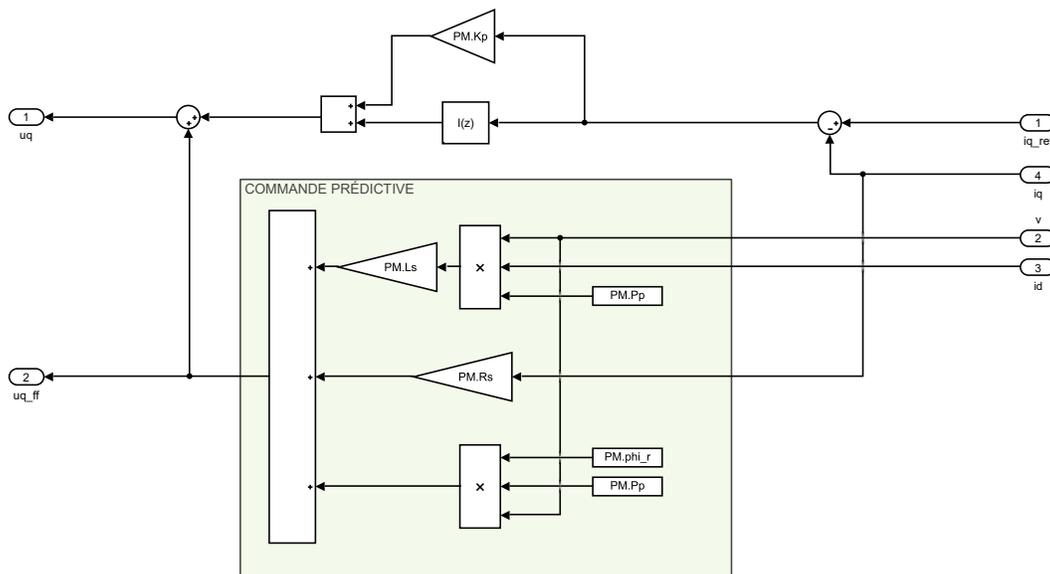


Figure 5.21 : Contrôleur de courant de l'axe en quadrature

Les tensions de sortie v_d^* et v_q^* sont envoyées aux transformés inverses de Park et Clarke pour obtenir des tensions de référence dans le référentiel stationnaire ABC. Ces tensions de référence sont envoyées au modulateur PWM. L'implémentation du bloc de modulation SPWM est présentée à la Figure 5.22. La modulation spatiale vectorielle aurait pu être utilisée comme elle est avantageuse au niveau des harmoniques de temps et elle permet un indice de modulation supérieur à 1. On s'en tient cependant à la modulation SPWM pour la simplicité d'implémentation en pratique pour le premier prototype.

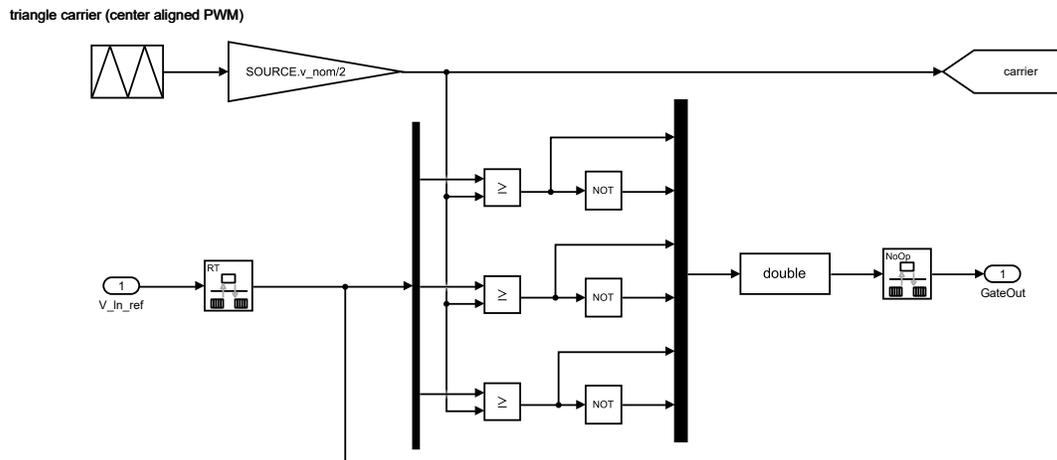


Figure 5.22 : Schéma de la modulation SPWM

Finalement, les délais en commande de tension, mesure de courant et mesure de position sont implémentés à la simulation ainsi que la compensation dans les transformées de Park et Park inverse selon le Tableau 5.2. Les paramètres de simulation des deux machines sont présentés au Tableau 5.3.

Tableau 5.3 : Paramètres de la simulation pour les machines d'intérêt

Paramètre	Machine prototype	Machine théorique
Couple	1,1 Nm	5,5 Nm
Vitesse	130 krpm	120 krpm
Fréquence d'échantillonnage f_s	100 kHz	100 kHz
Temps de stabilisation désiré t_s pour la conception du régulateur	1 ms	1 ms
Fréquence de commutation f_{sw}	50 kHz	50 kHz
Tension DC	800 V	1000 V
Loi de commande	$i_d^* = 0$	Facteur de puissance unitaire

5.4.2 Résultats – délai sur la commande en tension

Le système sans présence de délai additionnel est tout d'abord simulé. Pour la machine théorique, la Figure 5.23 présente les formes d'ondes de tension en régime permanent. Les valeurs de référence sont $i_d^* = -60$ A et $i_q^* = 82$ A. Le PI a initialement la même conception qu'à la section 5.2.2 pour le système sans délai. Cela résulte aux gains suivants : $K_p = 0,6365$, $K_i = 222,5$. En (A), les tensions de référence dans le référentiel ABC sortant du contrôleur de courant sont comparées à la porteuse triangulaire pour générer les signaux de commande de l'étage de puissance. Le résultat pour la tension ligne-neutre appliquée à la machine est présenté en (B). En (C), un filtre passe-bas de premier ordre avec une fréquence de coupure de 5305 Hz est appliqué sur les tensions ligne-neutre afin d'en retirer le contenu harmonique. Le même filtre est appliqué sur les tensions de commande pour avoir le même déphasage. Cet arrangement permet donc de visualiser l'alignement qualitativement. En (D), les tensions dans le référentiel dq0 sont comparées entre la commande prédictive, la commande sortant du contrôleur en courant et celles à la machine. Le même filtre permet d'en retirer partiellement la commutation. Un écart est observé entre la commande et la tension réelle à la machine. En effet, le délai de la modulation PWM est en cause. La fréquence d'échantillonnage utilisée est le double de la fréquence de commutation. Cela permet de diminuer le délai de modulation. Celui-ci est égal à $\frac{1}{4f_{sw}}$, c'est-à-dire 5 μ s. Plus la fréquence d'échantillonnage est élevée relativement à la fréquence de commutation, plus le délai de modulation est faible [38].

La Figure 5.24 présente les formes d'ondes du courant. En (A), la conversion analogique à digitale est effectuée. Aucun filtrage n'est appliqué, car en synchronisant adéquatement l'acquisition avec la modulation, l'instant d'échantillonnage survient au milieu de l'ondulation du courant. En (B), l'alignement du courant de la phase A avec la position rotorique est illustré. Celui-ci est en avance de $126,14^\circ$ sur la position électrique. En (C), les données du référentiel dq0 confirment l'alignement. Ceci est validé en (D) en vérifiant la moyenne du courant réel.

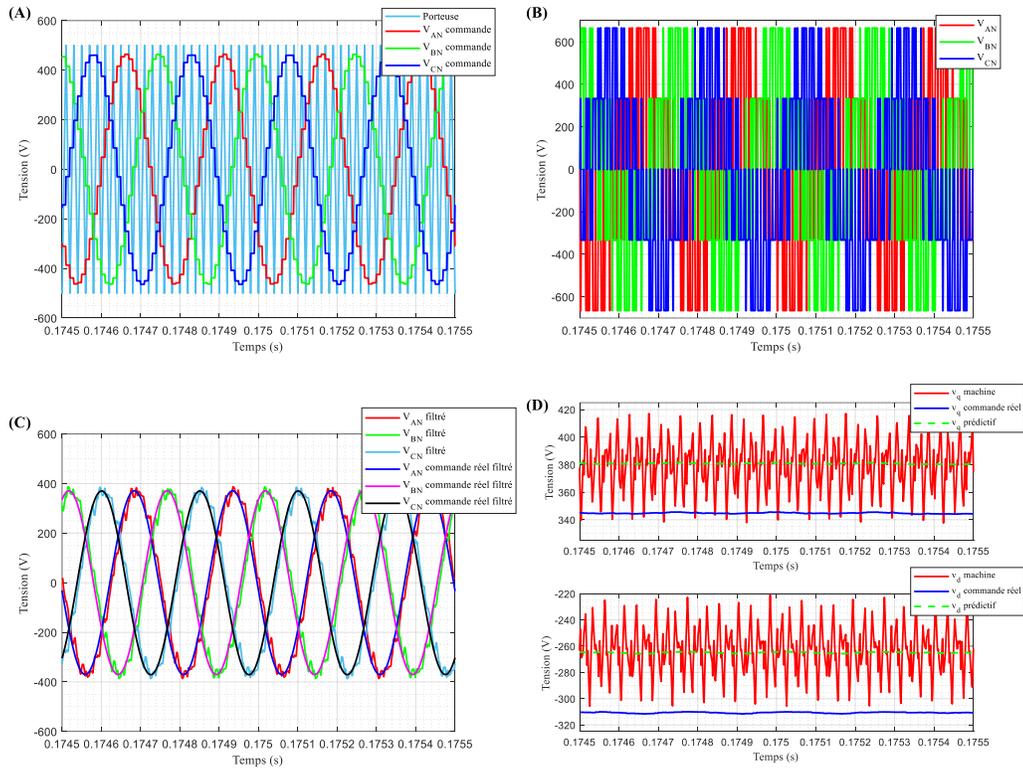


Figure 5.23 : Formes d'ondes de la tension pour la simulation de la machine théorique

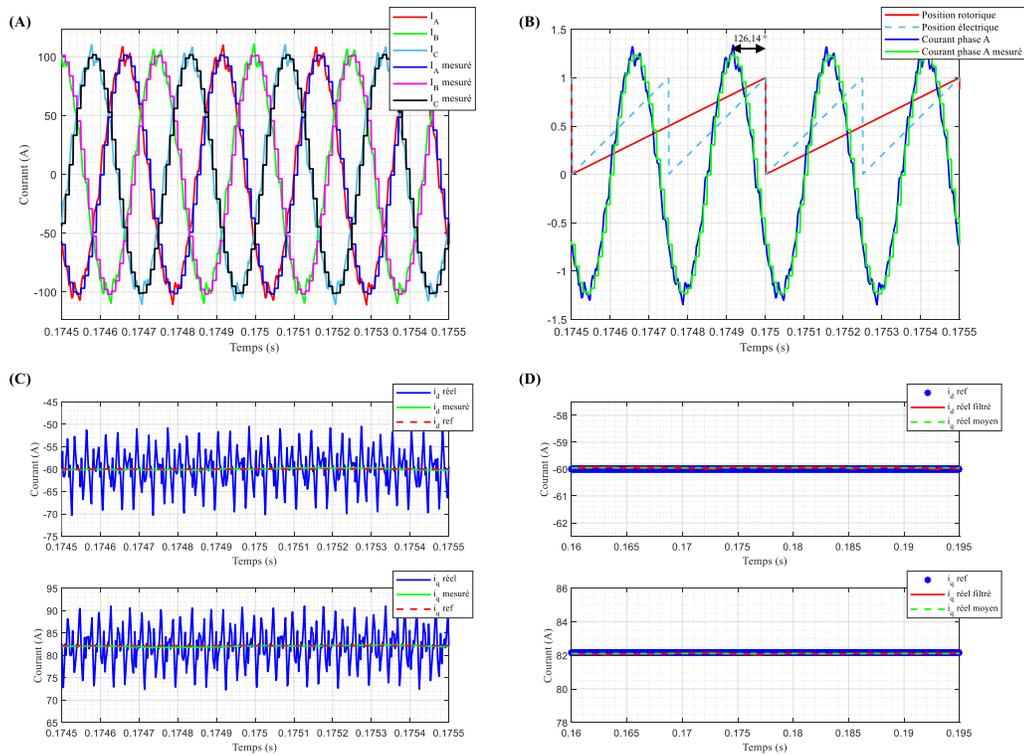


Figure 5.24 : Formes d'ondes du courant pour la simulation de la machine théorique

Comme il avait été relevé à la section 5.2.2, la réponse transitoire est grandement affectée par le délai sur la tension en conservant la même configuration pour le régulateur de courant. Cela est illustré à la Figure 5.25. Le dépassement est inacceptable.

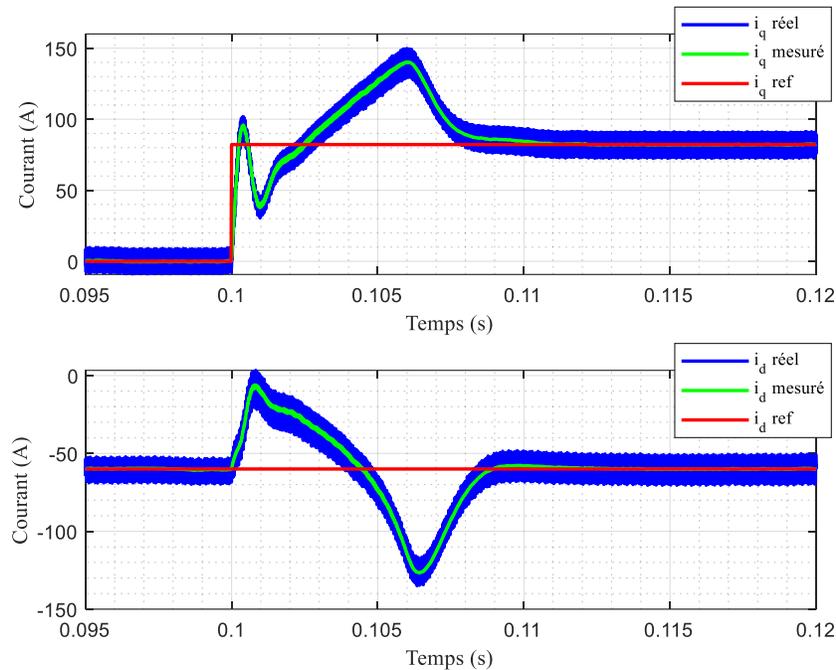


Figure 5.25 : Réponse transitoire pour la simulation de la machine théorique

Pour remédier à la situation, deux solutions sont vérifiées. La première solution est l'utilisation de la compensation de délai dans la transformée de Park inverse mentionnée à la section 5.3.4. La Figure 5.26 montre l'effet de la correction sur la réponse transitoire. Le dépassement du courant d'axe q mesuré est nul. La THD du courant de phase est de 0,3 %.

La Figure 5.27 montre la correction résultante sur les tensions du référentiel dq0 dans la simulation en régime permanent. La tension à la sortie du régulateur est égale à la tension réelle à la machine ce qui valide la correction.

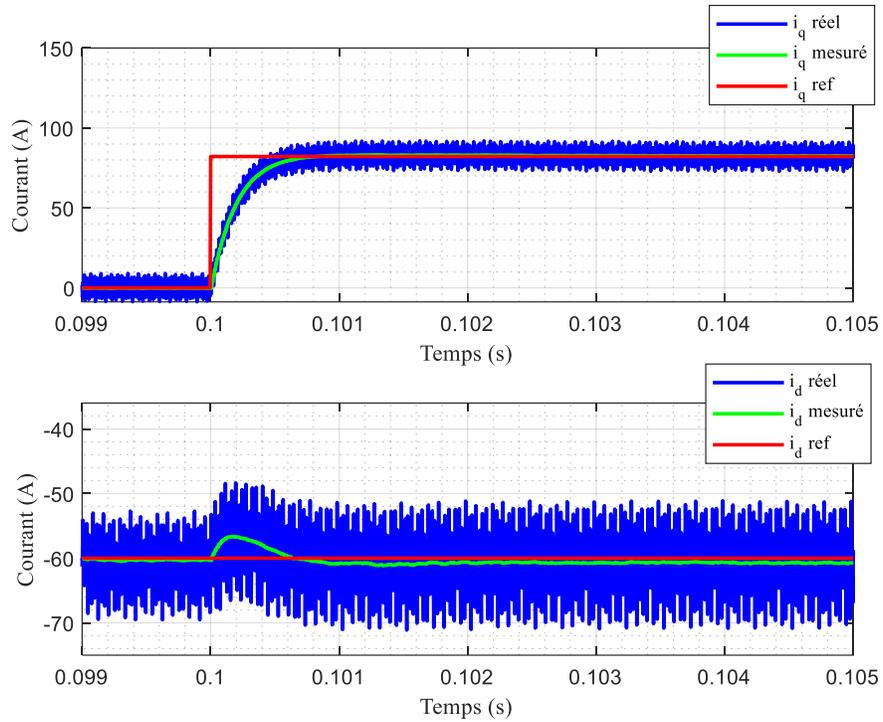


Figure 5.26 : Réponse transitoire avec délai de modulation et compensation du délai

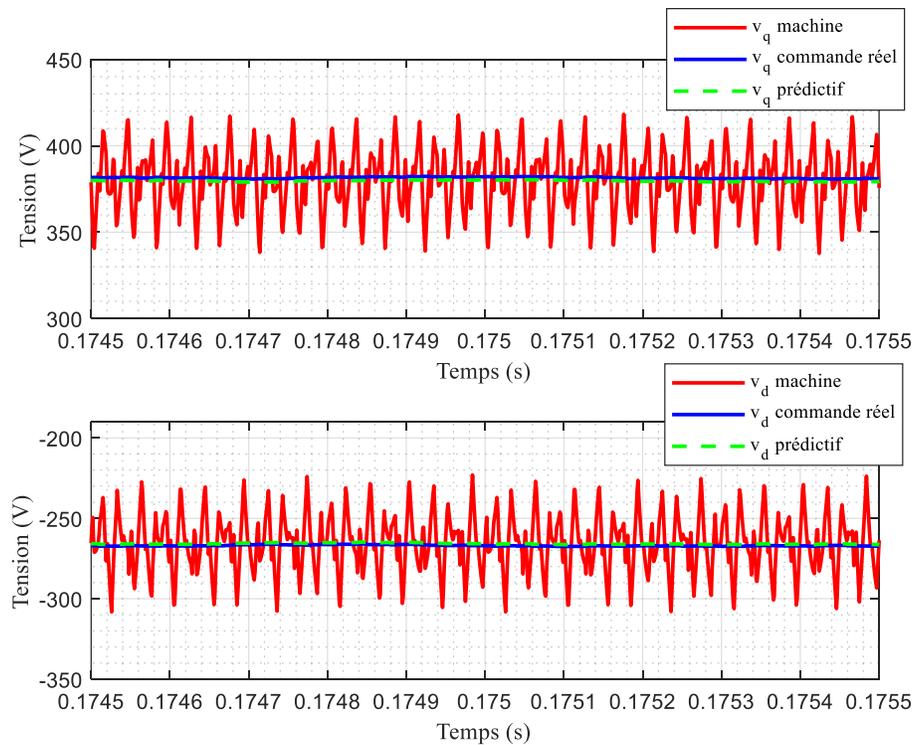


Figure 5.27 : Tensions de la simulation avec compensation du délai de modulation

La deuxième solution pour améliorer le régime transitoire avec le délai de modulation consiste à l'ajustement optimal des gains du compensateur. En effet, il avait été observé dans l'étude préliminaire à la section 5.2.2 qu'un ajustement adéquat des gains du contrôleur de courant permettait de limiter le dépassement à un niveau acceptable. Cet ajustement optimal pour un délai de $5 \mu\text{s}$ résultait à un contrôleur plus agressif avec un gain K_p de 8 et un gain K_i de 3060. Le résultat de cet ajustement est présenté à la Figure 5.28. Le dépassement du courant d'axe q mesuré est de 6,5 %. La THD du courant de phase demeure à 0,3 %, ce qui confirme que l'ajustement plus agressif du compensateur ne détériore pas la qualité de la régulation.

La Figure 5.29 affiche les tensions du référentiel dq0 dans la simulation en régime permanent. Cela confirme que malgré les gains très élevés du régulateur de courant, il n'y a pas d'ondulation supplémentaire sur les signaux de commande v_d^* et v_q^* (en bleu sur le graphique).

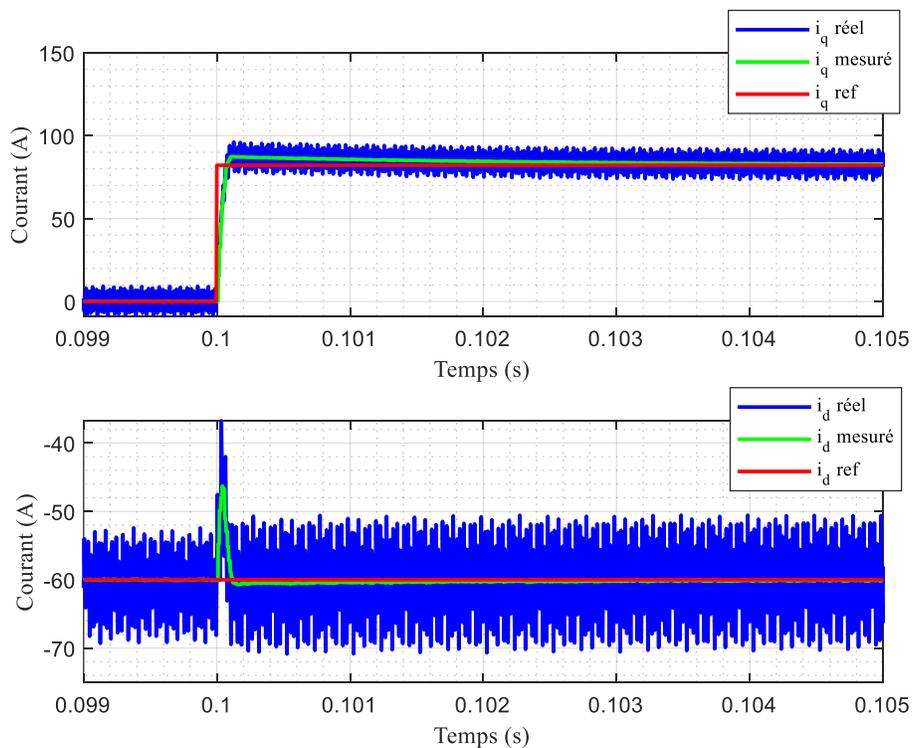


Figure 5.28 : Réponse transitoire avec délai de modulation et ajustement du compensateur

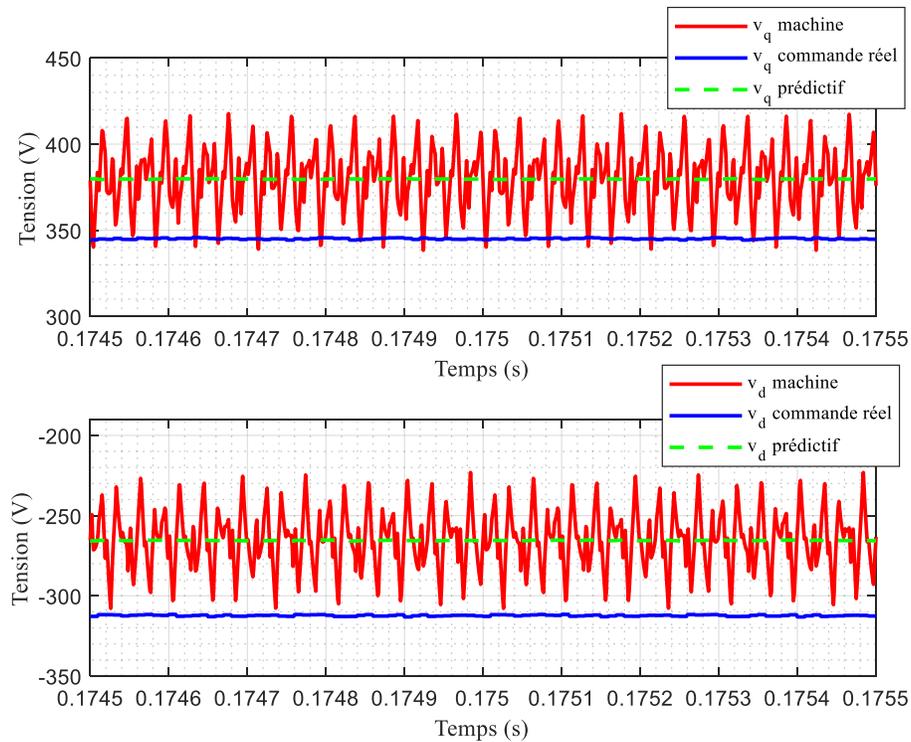


Figure 5.29 : Tensions de la simulation avec délai de modulation et ajustement du compensateur

La vérification est effectuée pour l'ajout d'un délai additionnel sur la commande en tension. Ce délai additionnel peut être causé par la filtration des signaux logiques, au circuit d'attaque de grille et au délai d'allumage des transistors de puissance. Le délai total est fixé à $7,5 \mu\text{s}$ incluant la modulation et ce délai additionnel.

L'ajustement optimal des gains du compensateur calculés à la section 5.2.2 est utilisé. Les gains sont $K_i = 640$ et $K_p = 4,5$. La réponse transitoire est vérifiée à la Figure 5.30. Avec cette grandeur de délai, l'échantillonnage du courant n'est pas parfaitement aligné avec l'ondulation ce qui cause une distorsion du courant mesuré. Le dépassement du courant mesuré pris à mi-chemin de l'ondulation est de 14 %. Puisque les gains du compensateur sont élevés, le régulateur amplifie la distorsion du courant mesuré et cela résulte en une ondulation de la tension commandée. Ce résultat est illustré à la Figure 5.31. Or, l'inductance synchrone et la réaction d'induit de cette machine sont suffisamment élevées pour que cela aille peu d'effet sur l'ondulation du courant de phase. En effet, la THD du courant est de 0,32 %, donc peu augmentée relativement aux résultats précédents.

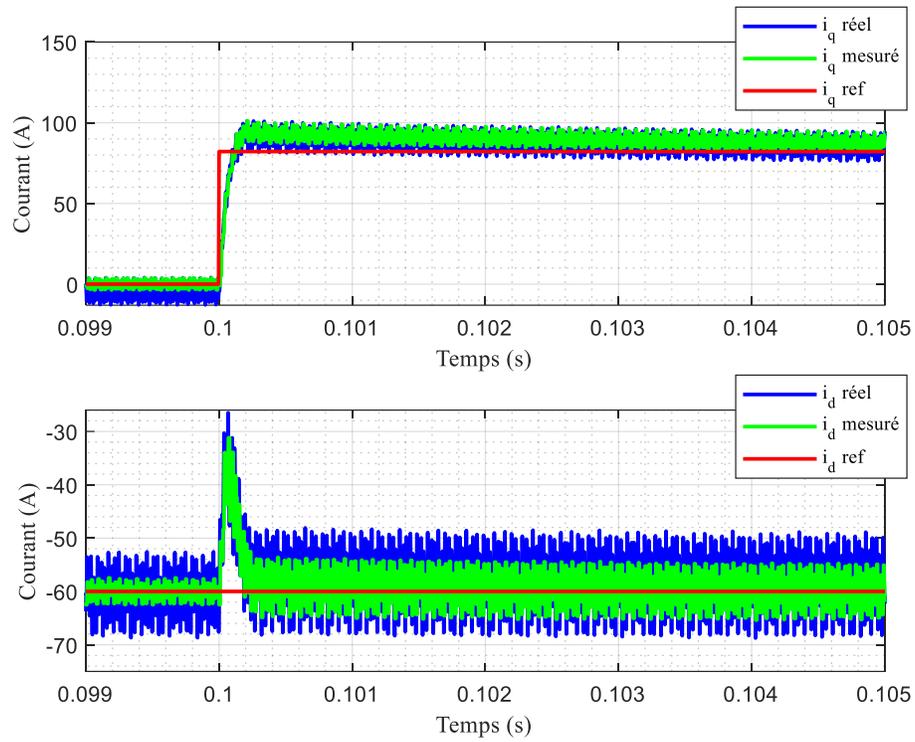


Figure 5.30 : Réponse transitoire avec délai de $7,5 \mu\text{s}$ et ajustement du compensateur

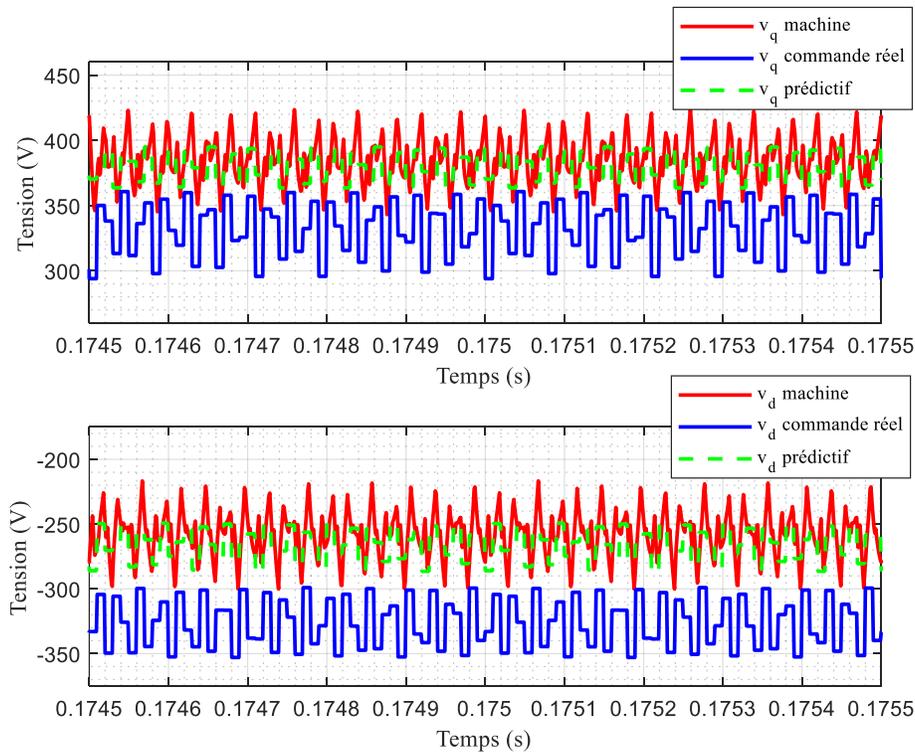


Figure 5.31 : Tensions de la simulation avec délai de $7,5 \mu\text{s}$ et ajustement du compensateur

La réponse transitoire en utilisant la compensation du délai dans la transformée de Park inverse et la même configuration du PI que pour la conception du système sans délai est donnée à la Figure 5.32. Avec cette méthode, il est encore possible d'obtenir une réponse du courant d'axe en quadrature avec un dépassement nul.

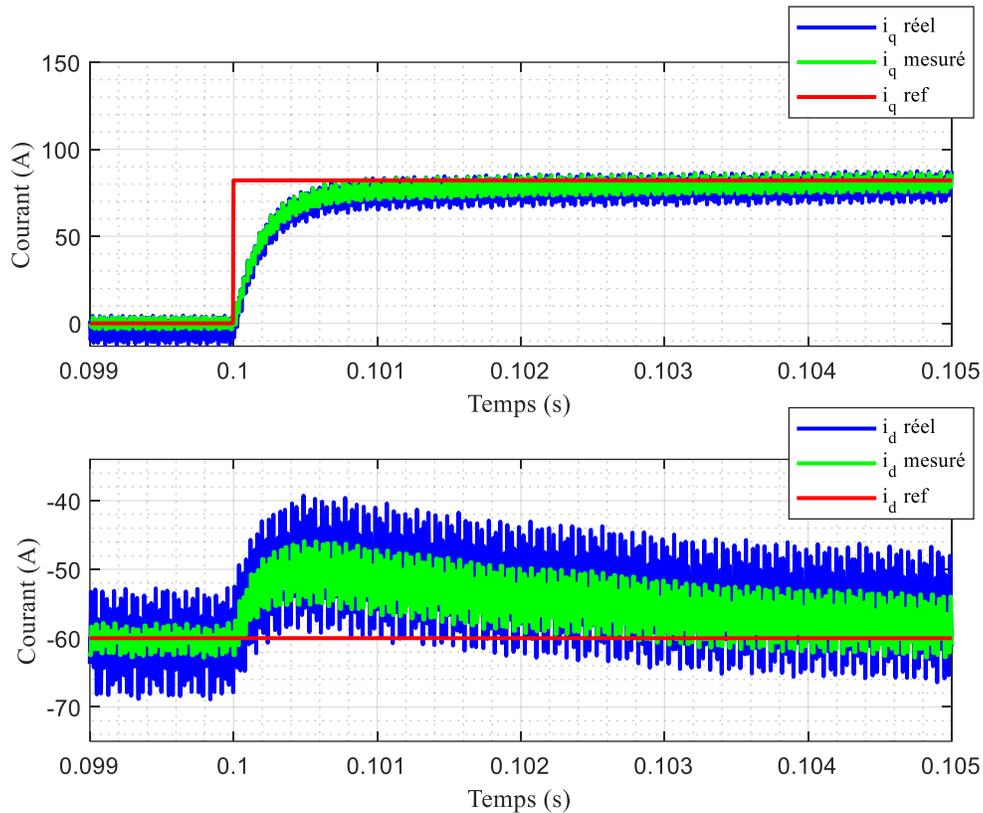


Figure 5.32 : Réponse transitoire avec délai de $7,5 \mu\text{s}$ et compensation du délai

La même limitation que pour l'ajustement optimal du PI sans compensation survient dans l'instant d'acquisition du courant. L'ondulation des tensions de commande v_d^* et v_q^* est légèrement plus faibles que pour l'ajustement du compensateur sans utilisation de la compensation comme montré à la Figure 5.33. Or, cela résulte à la même THD de 0,32 %. L'impact de cet effet est minime et ne justifie pas l'ajout d'un filtre additionnel sur la mesure du courant qui entrainerait un délai supplémentaire.

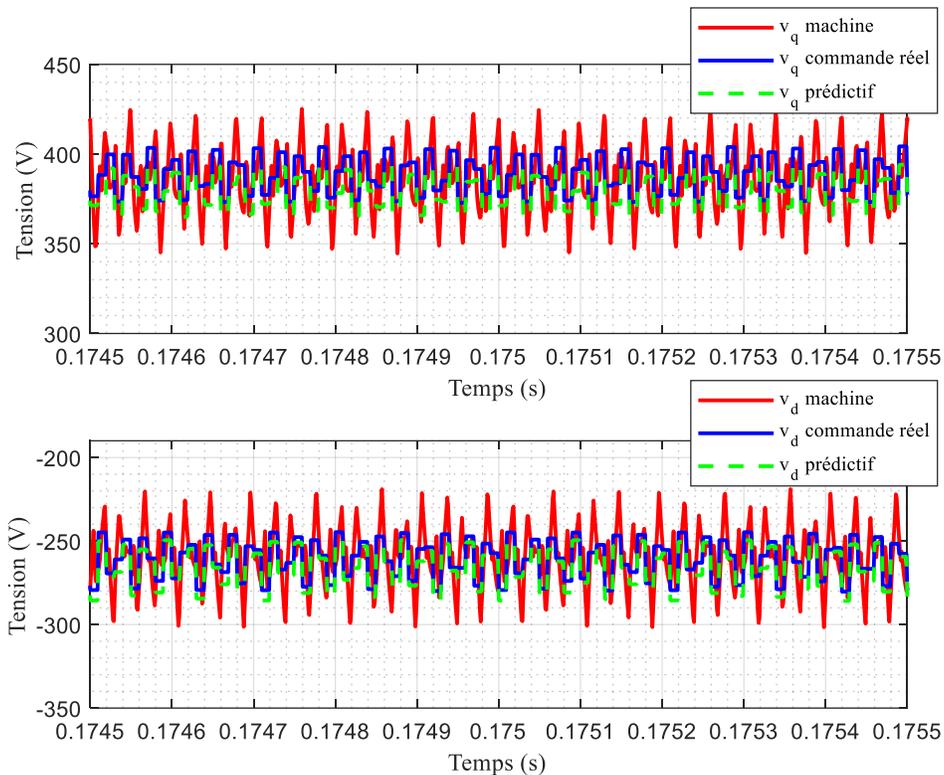


Figure 5.33 : Tensions de la simulation avec compensation du délai de $7,5 \mu s$

Seulement l'ajustement des gains du contrôleur est donc suffisant pour compenser un délai sur la commande de tension pour cette machine si un léger dépassement du courant par rapport à la consigne est tolérable. Sans être présenté ici, les mêmes conclusions sont obtenues pour la machine prototype. Pour un système différent avec par exemple, une vitesse rotationnelle encore plus élevée, les contraintes pour l'obtention d'un ajustement du PI qui minimise le dépassement pourraient être plus importantes. Il pourrait alors s'avérer intéressant d'opter pour la compensation du délai dans la transformée de Park inverse.

5.4.3 Résultats – délai sur la mesure du courant

La simulation est maintenant effectuée pour un délai sur la mesure de courant. Dans cette simulation, le délai de modulation est compensé pour seulement se concentrer sur l'effet du délai du courant. Le délai est fixé à $7.5 \mu s$. La régulation est instable en conservant la configuration initiale du PI ($K_p = 0,6365$, $K_i = 222,5$). La configuration optimale découlant de l'analyse à la section 5.2.3 est donc utilisée. K_p est 6,5 et K_i est 560. Les résultats pour les formes d'ondes du courant en régime permanent sont présentés à la Figure 5.34. Le courant de phase est maintenant

en avance de $136,57^\circ$ sur la position électrique comme illustré en (B). L'angle de phase désiré de $126,14^\circ$ est conservé entre la position électrique et le courant mesuré. Tout comme pour un délai sur la tension, l'instant d'acquisition du courant est non idéal pour un délai trop élevé, ce qui amène une distorsion sur le courant mesuré. Cette ondulation ne change pas le résultat en régime permanent, car le résultat concorde encore avec l'analyse théorique. Comme il a été conclu précédemment, cela n'a pas d'impact important, car le même taux de distorsion harmonique est conservé pour le courant de phase.

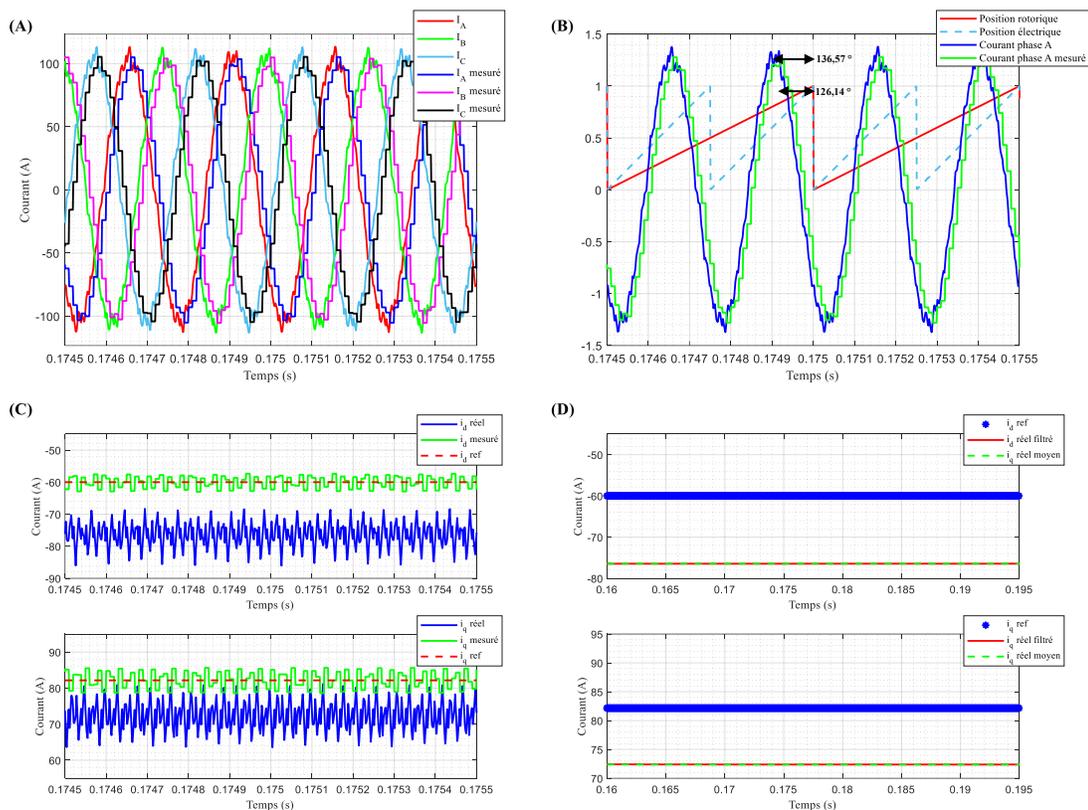


Figure 5.34 : Formes d'ondes du courant avec un délai sur la mesure du courant de $7,5 \mu\text{s}$

La réponse transitoire est présentée à la Figure 5.35. Le dépassement à mi-chemin de l'ondulation du courant d'axe q est de 5,5 %. Les performances en régime transitoire sont acceptables, mais l'erreur en régime permanent nécessite la compensation du délai. Les résultats pour la compensation du délai dans la transformée de Park sont présentés à la Figure 5.36. Bien que l'erreur en régime permanent soit corrigé pour i_q , une erreur existe encore pour i_d . Cela peut être expliqué par l'instant d'acquisition du courant décalé qui est aligné dans le haut de l'ondulation.

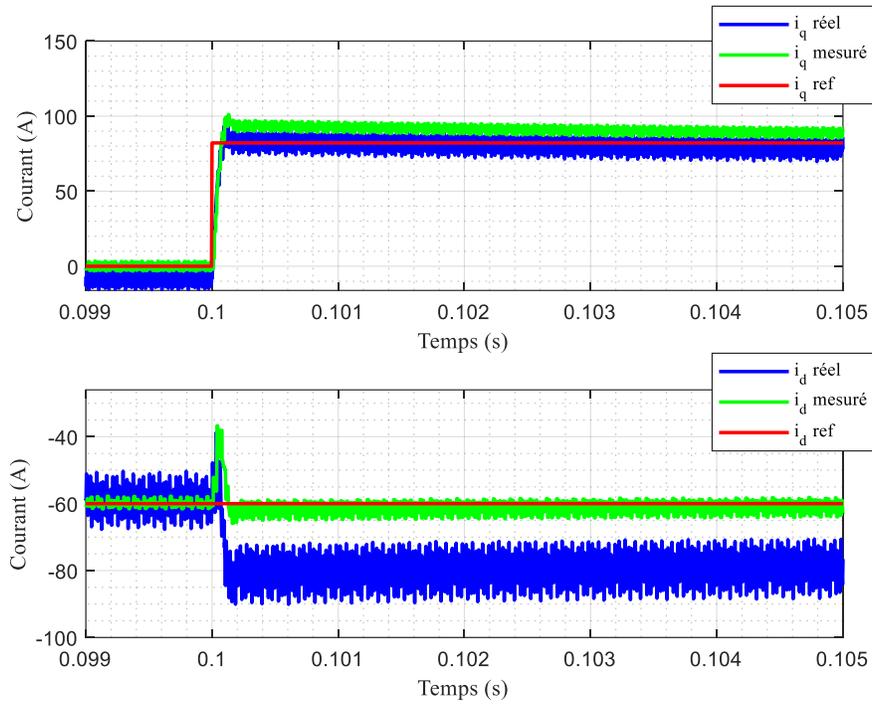


Figure 5.35 : Réponse transitoire avec un délai sur la mesure du courant de $7,5 \mu\text{s}$

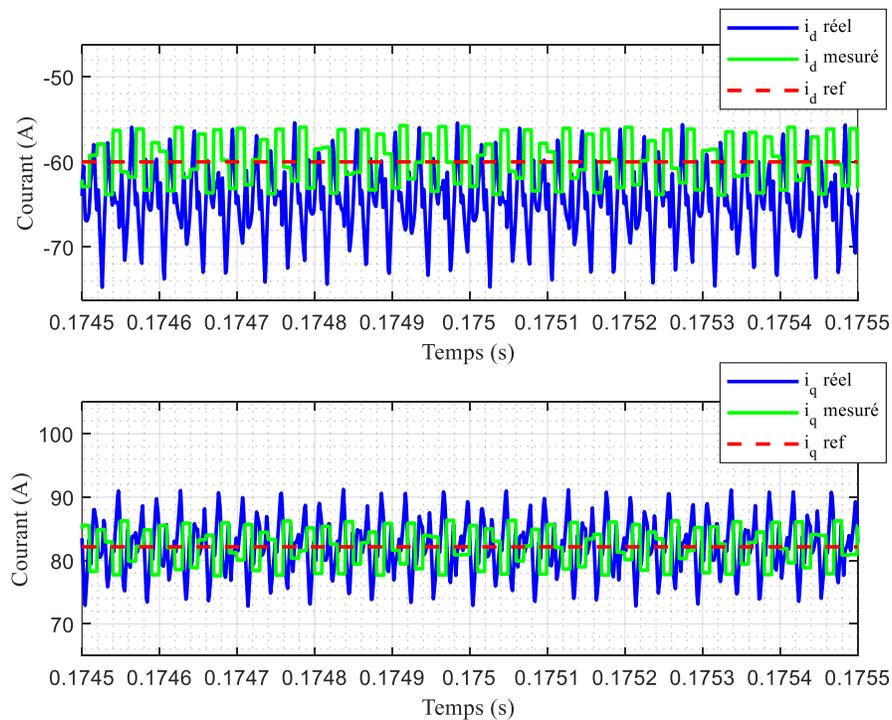


Figure 5.36 : Compensation de la commande avec un délai sur la mesure du courant de $7,5 \mu\text{s}$

5.4.4 Résultats – délai sur la rétroaction angulaire

La simulation est finalement effectuée pour un délai sur la rétroaction de position angulaire. La configuration du PI est celle de la conception initiale pour un temps de stabilisation de 1 ms. Les courants en régime permanent sont présentés à la Figure 5.37. Les valeurs concordent avec l'analyse théorique. Ce délai cause un retard sur l'angle de phase du courant. Pour la consigne en courant utilisée pour la machine théorique, le délai résulte en un couple plus important. Cependant, ce n'est pas désiré ici comme cela fait en sorte d'augmenter l'utilisation du bus DC. La tension DC a dû être augmentée à 1600 V, car même en utilisant la surmodulation avec un indice de modulation à 1,27, cela n'était pas suffisant. Il est important de compenser le délai de la rétroaction de position pour corriger l'erreur en régime permanent. Les résultats avec la correction ne sont pas montrés ici comme la correction de délai par extrapolation linéaire est démontrée au chapitre 4.

Contrairement au délai sur la tension et le courant où une distorsion était observée sur l'acquisition du courant, l'effet est moindre pour le délai sur la position. En effet, le délai sur la position dans la transformée de Park inverse retarde la tension commandée. L'effet du délai dans la transformée de Park en régime permanent est de créer un retard sur le courant à la machine. Ainsi, en régime permanent, l'effet du délai sur le courant et la tension s'annulent et l'instant d'échantillonnage du courant reste aligné à mi-chemin dans l'ondulation.

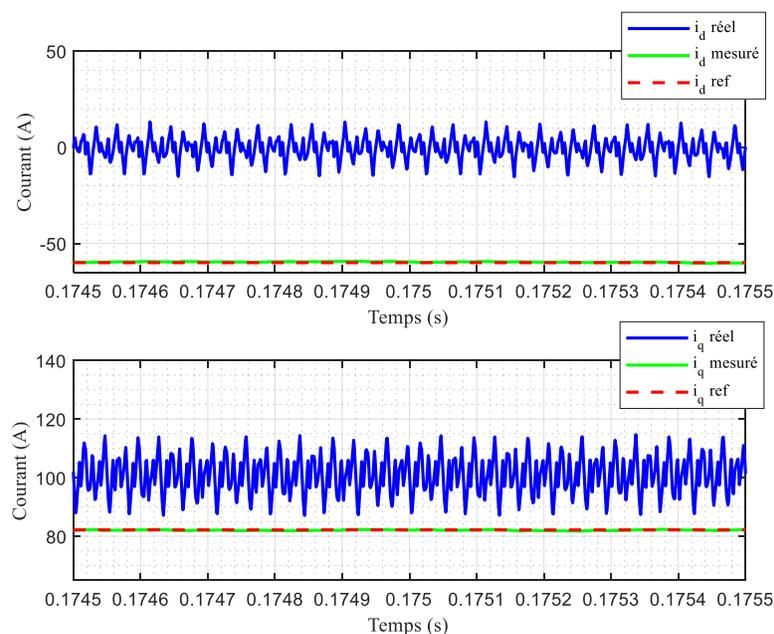


Figure 5.37 : Formes d'ondes du courant avec un délai sur la mesure de position de $25 \mu\text{s}$

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, les délais principaux d'une boucle d'asservissement de la commande vectorielle à flux orienté ont été identifiés. Ceux-ci sont les délais sur la commande en tension, sur la rétroaction du courant de phase et sur la mesure de position angulaire du rotor. Des analyses théoriques ont permis de quantifier cet effet sur la précision de l'angle de phase du courant en régime permanent. Un délai sur la mesure de la position angulaire provoque un retard sur le courant en régime permanent. Un délai sur la mesure du courant résulte en une avance de la phase du courant réglé relativement à la consigne. Cela résulte en une perte de couple égale dans le cas où la consigne du courant d'axe d est nulle pour une machine à pôles lisses. Pour un délai sur la commande en tension, celui-ci ne cause aucun effet en régime permanent. Par la suite, des simulations simples basées sur le modèle $dq0$ d'une machine synchrone sont réalisées pour vérifier l'effet de ces délais sur le régime transitoire. Il était en effet difficile de quantifier l'effet à cause du couplage entre l'axe d et q . En conservant la même configuration du compensateur PI pour la régulation du courant, des dépassements importants sont initialement observés pour la commande avec un délai sur la commande en tension ou la mesure de courant. Cependant, un ajustement adéquat des gains du régulateur assure de limiter le dépassement à un niveau acceptable dans les deux cas. Puisqu'il est difficile de déterminer la configuration idéale du régulateur avec les méthodes classiques de conception en asservissement vu la perturbation causée par les délais, un balayage paramétrique est utilisé. En posant un critère pour le dépassement et l'erreur en régime permanent, il est possible de trouver un arrangement optimal du régulateur. En résumé, des gains relativement élevés sont nécessaires pour limiter le dépassement. Pour la correction de l'erreur en régime permanent, plusieurs méthodes de compensation sont comparées. La compensation de l'erreur dans la transformée de Park est retenue. Finalement, une simulation globale du système a été effectuée avec Matlab Simulink afin de valider les analyses théoriques et effectuer certains ajustements avant l'implémentation. La simulation a permis de valider le développement théorique en son ensemble et la compensation des délais. Également, cela a permis d'observer la distorsion du courant mesuré résultant des délais. Puisque cela ne cause pas d'impact sur la THD du courant de phase résultant à la machine, il est conclu qu'aucun filtrage additionnel du courant mesuré n'est requis. Cela permet donc d'effectuer certains choix avant la phase d'implémentation au chapitre suivant.

CHAPITRE 6

IMPLÉMENTATION DE LA COMMANDE

La commande vectorielle est implémentée pour le premier prototype de machine électrique ultra-haute-vitesse du groupe de recherche. Il est connu des analyses au chapitre précédent que l'impact des délais en régime permanent est moindre pour cette machine à une paire de pôles, mais ce développement est pertinent pour le développement du système pour une future machine ultra-haute-vitesse à deux paires de pôles telle que la machine théorique.

Le système est tout d'abord défini afin de caractériser les différents délais. Ce système comporte le prototype de machine, l'onduleur et l'électronique de puissance ainsi que l'unité de contrôle employée, l'implémentation de l'algorithme et les différents capteurs nécessaires à la commande vectorielle. Le montage expérimental est finalement réalisé et plusieurs tests sont menés afin de valider l'opération en général ainsi que la précision obtenue de l'angle de phase du courant.

6.1 Description du système et du prototype

Le prototype de machine électrique ultra-haute-vitesse qu'il est souhaité de commander est présenté à la Figure 6.1.

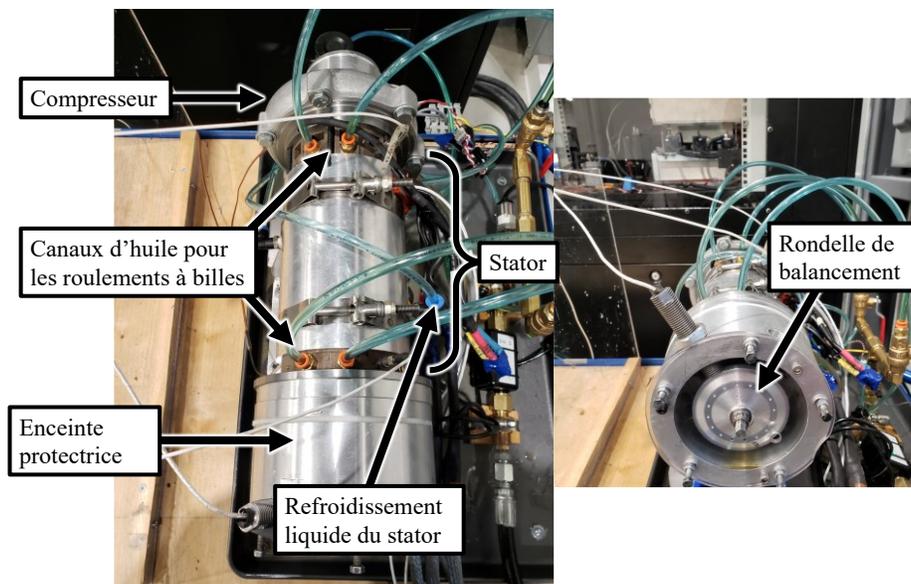


Figure 6.1 : Prototype de machine électrique ultra-haute-vitesse

Comme mentionné précédemment, la vitesse maximale est de 130 krpm et la puissance de 15 kW. L'encodeur développé au chapitre 4 y est intégré. Ce prototype est conçu pour l'intégration à un banc d'essai d'un turbogénérateur. À l'extrémité de l'axe du rotor se trouve un compresseur et à l'autre extrémité, une rondelle de balancement. La rondelle de balancement simule en effet l'inertie de la roue de turbine. Pour le compresseur, il peut aussi être remplacé par une deuxième roue de balancement.

Puisque cette machine a une paire de pôles, l'impact des délais du système sur le couple et l'efficacité est moindre. La validation est donc partielle comme il est difficile pour cette fréquence fondamentale de valider avec précision l'angle de phase du courant résultant selon la compensation des délais. Cette machine permet tout de même de valider le système pour l'opération d'une future machine de même vitesse rotationnelle à deux paires de pôles.

Pour l'étage de puissance, le système sélectionné consiste en un assemblage de la compagnie Semikron pour l'évaluation de leur module SiC SKM350MB120SCH17. La topologie est à deux niveaux. Les caractéristiques principales sont présentées au Tableau 6.1 et le système est illustré à la Figure 6.2.

Tableau 6.1 : Paramètres de l'onduleur deux niveaux

Paramètre	Valeur
Tension DC maximale	800 V
Condensateur bus DC	330 μ F
Courant continu	205 Arms
Puissance continue	175 kVA
Fréquence de commutation maximale	50 kHz
Refroidissement	Convection forcée

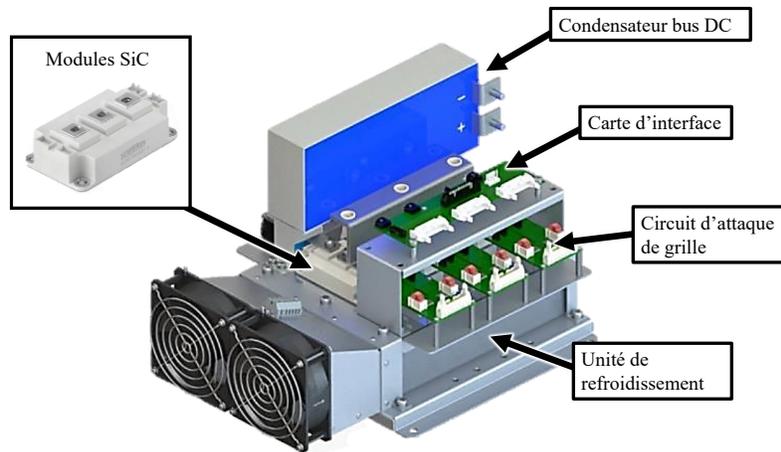


Figure 6.2 : Onduleur de tension deux niveaux avec transistors SiC

6.2 Implémentation de l'algorithme

Afin de permettre d'exploiter les avantages des transistors SiC et d'offrir une bonne flexibilité pour la recherche, le système embarqué doit offrir une bonne rapidité d'exécution pour la commande FOC. Le système SbRIO-9607 de National Instrument est sélectionné pour l'avantage de la parallélisation des calculs comme précédemment pour le développement de l'encodeur haute-vitesse. L'implémentation de la commande vectorielle incluant la compensation des délais est illustrée à la Figure 6.3.

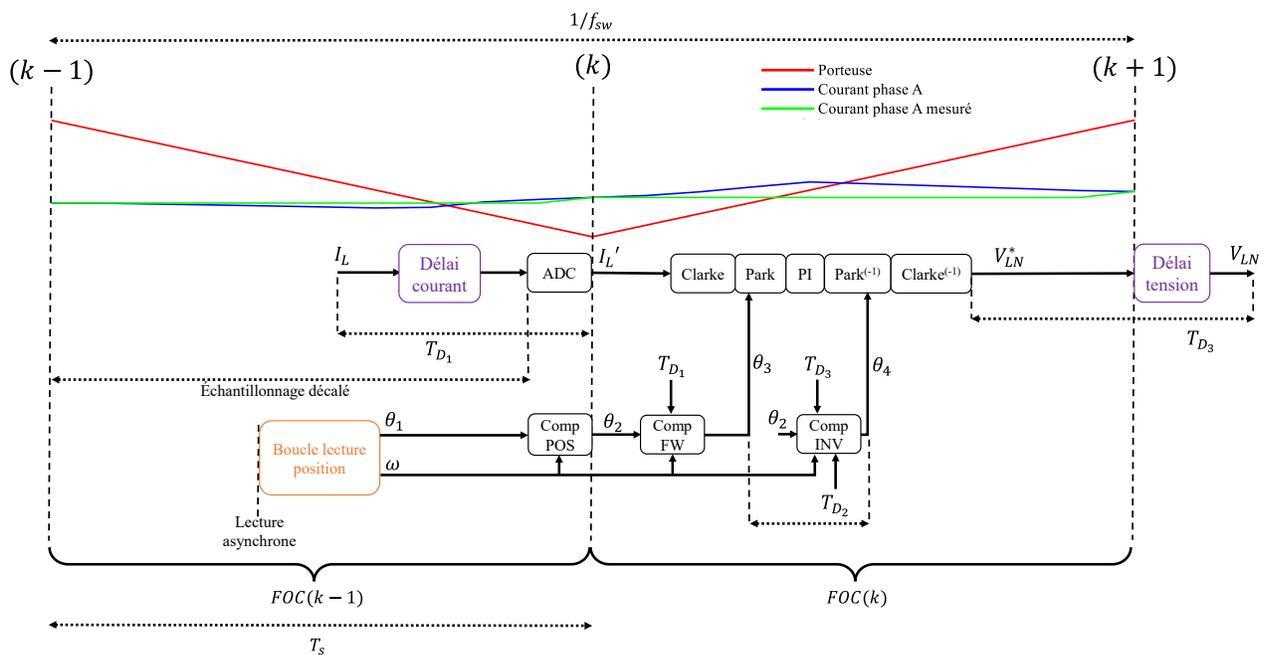


Figure 6.3 : Schéma de l'implémentation de la commande FOC sur le système embarqué

La compensation du délai sur la commande en tension est implémentée malgré le fait que les analyses avancent qu'elle n'est pas nécessairement importante pour les systèmes d'intérêt. L'objectif est de développer un système qui sera polyvalent pour les futurs prototypes du groupe de recherche qui pourraient avoir des fréquences fondamentales plus élevées.

Comme mentionné précédemment, la période d'échantillonnage de la commande en courant, T_s , est la moitié de la période de commutation. Cela permet de réduire le délai engendré par la modulation de tension. La dernière position valide provenant de la boucle de lecture de position, θ_1 , est compensée localement à la boucle de contrôle en courant avec une extrapolation linéaire dans le bloc *Comp POS*. La lecture de la position étant asynchrone à la commande en courant, la compensation est variable à chaque période d'échantillonnage.

La conversion analogique à digitale du courant est exécutée le plus près possible du début d'une nouvelle période d'échantillonnage de la commande afin d'éviter la nécessité du filtrage des courants de phase comme observé dans les simulations au chapitre 5. L'implémentation en général se base sur la structure du modèle de la simulation.

À cause du délai total sur la mesure en courant, T_{D1} , le courant à la machine, I_L , est en réalité en avance dans le temps. Pour compenser ce délai, la position θ_2 est ajustée pour la transformée de Park. Selon le délai caractérisé et la vitesse actuelle, l'écart de position à appliquer est calculé et soustrait à la position θ_2 dans le bloc *Comp FW*. La position résultante, θ_3 , est la position en entrée à la transformée de Park.

Pour la transformée de Park inverse, la compensation du bloc *Comp INV* considère deux délais. Le premier, T_{D2} , est le temps des calculs entre la transformée de Park et la transformée de Park inverse. À la position θ_2 est additionné l'écart équivalent à ce délai pour avancer le référentiel dq0 dans le temps. Le délai sur la commande en tension, T_{D3} , est également compensé. Pour ce délai, l'écart en angle calculé est aussi additionné à θ_2 . L'angle résultant, θ_4 , est utilisé pour la transformée de Park inverse.

Plusieurs des calculs sont parallélisés afin d'atteindre la fréquence d'échantillonnage désirée de 100 kHz. Tout comme les analyses et simulations précédentes, le compensateur PI est discrétisé selon la méthode de Tustin. Les gains sont déterminés avec les méthodes classiques de placement de pôles pour un temps de stabilisation de 1 ms et une réponse sous amortie. Cela donne $K_p = 0,8$

et $K_i = 250$. Des ajustements sont faits au besoin en pratique. Le FPGA n'ayant pas de périphérique PWM dédié, la modulation est implémentée dans une autre boucle selon la même structure utilisée dans le modèle Simulink de la Figure 5.22. Une fréquence de commutation de 50 kHz est employée. Cependant, un temps mort est implémenté pour prévoir la durée des transitions des transistors de puissance et éviter la conduction simultanée de deux transistors opposés qui causerait un court-circuit de bras. Cela n'était pas considéré dans les simulations précédentes où un modèle idéal de transistor était employé. Le temps mort est fixé à 1 μ s selon les données de la fiche technique du module de puissance employé. Le temps mort résulte cependant en une erreur sur la tension ligne-ligne. Cette erreur est définie selon l'équation suivante :

$$\Delta V_{LL} = -V_{DC} \frac{t_{dead}}{T_{fsw}} \text{sgn}(I_{LN}) \quad (6.1)$$

Où

- ΔV_{LL} est l'écart sur la tension ligne-ligne causé par l'effet du temps mort (V)
- V_{DC} est la tension du bus DC (V)
- t_{dead} est le temps mort (s)
- T_{fsw} est la période de commutation (s)
- $\text{sgn}(I_{LN})$ est le signe du courant de phase

Puisque la fréquence de commutation employée est relativement élevée, l'effet du temps mort devient important. L'écart ΔV_{LL} résultant est en effet égal à ± 80 V pour les paramètres d'opération. La compensation à appliquer aux tensions de commande dans le référentiel stationnaire est le calcul inverse de l'équation (6.1).

La structure globale est implémentée sur le système SbRIO-9607. Ce système utilise le Xilinx Zynq-7000, un *system-on-chip* (SoC) incluant un FPGA et un processeur ARM Cortex-A9. Les algorithmes de la commande sont implémentés au FPGA comme décrit précédemment. La lecture de la température des enroulements de la machine et de l'onduleur y est également implémentée. Une boucle de supervision rapide des fautes est ajoutée afin de rapidement désactiver les commandes et ouvrir les relais du banc d'essai en cas de faute.

Au niveau du coprocesseur, les consignes incluent des rampes configurables pour la consigne de couple ou de vitesse. Une machine d'état est implémentée afin de gérer la configuration des paramètres critiques de la commande. La configuration des paramètres de la commande n'est

accessible que dans l'état d'initialisation et l'écriture est bloquée en opération normale ou en état de faute. La machine d'état gère les passages de l'état de faute au retour en opération selon le respect de plusieurs conditions pour assurer de limiter au maximum l'erreur humaine lors de l'opération du prototype de machine ultra-haute-vitesse.

Finalement, une capture de l'interface de contrôle du système implémentée avec LabVIEW est donnée à l'annexe F.

6.3 Caractérisation des délais du système

Le système étant défini, il est maintenant possible de caractériser les trois différents délais identifiés T_{D_1} , T_{D_2} et T_{D_3} de la Figure 6.3.

Pour le délai sur la mesure de courant, T_{D_1} , celui-ci est composé de la réponse fréquentielle des capteurs de courant et des délais d'acquisition. Les capteurs de courant intégrés à l'onduleur sont de la compagnie LEM. Un circuit de conditionnement des signaux des capteurs est également présent sur les cartes de l'onduleur. Malheureusement, bien que le capteur LEM présente une bande passante de 240 kHz à -3 dB résultant en un délai d'environ 0,5 μ s, il fut remarqué que la carte d'interface inclus à l'onduleur employé ajoutait un délai non raisonnable. Le délai total pour le capteur est donc évalué à 5 μ s. Pour l'acquisition, le temps de la conversion analogique à digital du système embarqué est caractérisé. Toutefois, la programmation haut-niveau avec LabVIEW n'a pas permis d'optimiser les paramètres de la conversion ADC dans le cadre du projet de recherche et que ce temps aurait pu être minimisé avec une sélection plus judicieuse des paramètres de conversion.

Pour le délai des calculs, T_{D_2} , celui-ci consiste au temps de calcul pour le compensateur PI de la commande du courant et les opérations de la commande prédictive. Les calculs sont implémentés en point fixe. Les calculs pour la compensation de l'axe d et q sont effectués en parallèle pour minimiser le temps de calcul.

Pour le délai sur la commande de tension, T_{D_3} , il est en partie composé du délai de la modulation PWM. Comme décrit précédemment, ce délai est égal à $\frac{1}{4f_{sw}}$ pour le cas où le rapport cyclique est mis à jour deux fois par cycle de commutation. À cela s'ajoute le délai de propagation des signaux de commande des transistors, de la sortie du système embarqué jusqu'à la grille du transistor.

Finalement, le délai d'allumage et le temps de montée du transistor de puissance sont également considérés selon les données de la fiche technique du module SKM350MB120SCH17.

Un résumé de la caractérisation des différents délais est donné au Tableau 6.2. La compensation totale à appliquer à la transformée de Park inverse est composée du délai T_{D_2} et T_{D_3} ce qui donne un total de 9,20 μs . Pour le délai total sur la rétroaction du courant, celui-ci est égal à 11,25 μs . Pour la commande à $i_d^* = 0$ employée pour le premier prototype de machine électrique, cela résulte en une perte du courant d'axe q de 1,2 %. Cela est assez faible. Toutefois, la compensation est importante comme cela représente 4,0 % de perte de courant d'axe q dans le cas de la machine théorique désirée à terme. Ainsi, cela confirme l'importance de l'implémentation de la stratégie de compensation des délais. Les compensations dans la transformée de Park et de Park inverse seront appliquées pour les tests expérimentaux du prototype de machine.

Tableau 6.2 : Résumé des délais du système

Type de délai	Nom	Détails	Délais
Acquisition du courant	T_{D_1}	• Réponse fréquentielle du capteur	• 5,00 μs
		• Conversion analogique à digital	• 6,25 μs
			• Total : 11,25 μs
Délai de calculs Park / Park inverse	T_{D_2}	• Compensateur PI	
		• Calculs commande prédictive	• Total : 2,50 μs
Commande en tension	T_{D_3}	• Modulation PWM	• 5,00 μs
		• Temps de propagation : signaux de commande logiques à grille des transistors	• 1,50 μs
		• Temps d'allumage des transistors de puissance	• 0,20 μs
			• Total : 6,70 μs

6.4 Banc de test expérimental

La Figure 6.4 présente le schéma du montage expérimental pour la validation de la commande du prototype de machine électrique ultra-haute-vitesse. L'annexe G présente la mise en œuvre du banc d'essai et ses composants principales.

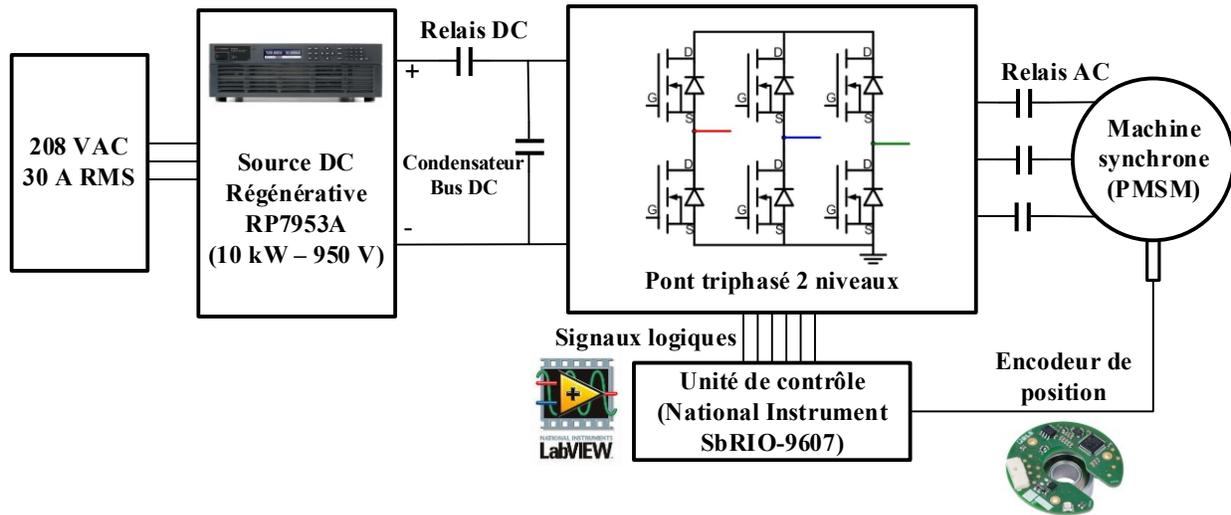


Figure 6.4 : Schéma du banc d'essai expérimental

L'onduleur deux niveaux est intégré dans un cabinet avec une source DC de 950 V et 10 kW de Keysight. Des relais sont utilisés pour l'ouverture des différents circuits dans le cas de fautes. L'unité de contrôle SbRIO-9607 est intégrée dans un boîtier permettant l'interface entre les différentes composantes du système. La carte d'interface comprend les alimentations nécessaires pour le contrôle des relais du banc d'essai.

Afin de valider l'algorithme de commande dans différentes conditions d'opération, les différentes combinaisons du prototype de machine présentées à la section 6.1 sont utilisées. Par exemple, dans certains cas, le compresseur est remplacé par une rondelle d'acier de même inertie. Dans la décélération de la machine, l'accélération angulaire est calculée. Avec le moment d'inertie du système mécanique connu, le couple résistif peut être extrait. Trois profils de couple résistif sont alors créés (Figure 6.5). La puissance maximale possible est limitée par la source DC de 10 kW. Pour le profil 3, il n'est donc pas possible de dépasser 80 krpm.

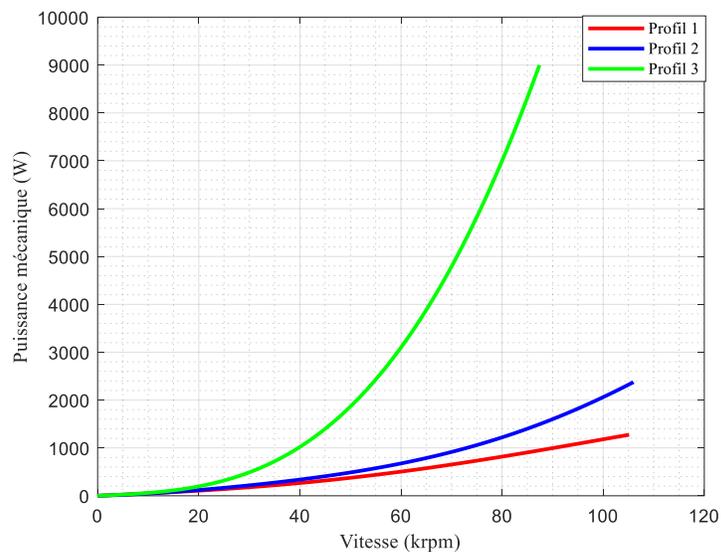


Figure 6.5 : Profils de la puissance résistive du montage expérimental de la machine électrique

Tout comme la compensation des délais dans la boucle de commande, il est important d'avoir une calibration précise de l'alignement de la position de l'encodeur pour assurer un contrôle précis de l'angle de phase du courant. Pour ce faire, le rotor est entraîné à une basse vitesse constante en mesurant la FCEM de la phase A et la position angulaire. Un capteur de tension inclus au montage expérimental permet l'acquisition synchronisée de la position et de la FCEM. Une vitesse d'environ 1000 rpm assure que l'effet des délais est négligeable.

Les résultats de l'ajustement sont présentés à la Figure 6.6. En (A), le décalage initial entre la position mesurée et la FCEM de la phase A est illustré. La tension est intégrée pour extraire le flux rotorique. Ensuite, une transformée de Fourier rapide (FFT) est appliquée pour extraire le décalage entre la position et le flux sur la phase A. Ce décalage est appliqué à la position dans le domaine temporel en (B) pour valider le calcul. Cela confirme la calibration précise de l'encodeur de position. Comme validation additionnelle, puisque la machine prototype est sans saillance, une consigne de courant d'axe direct peut être commandée en observant qu'aucun mouvement du rotor ne survient.

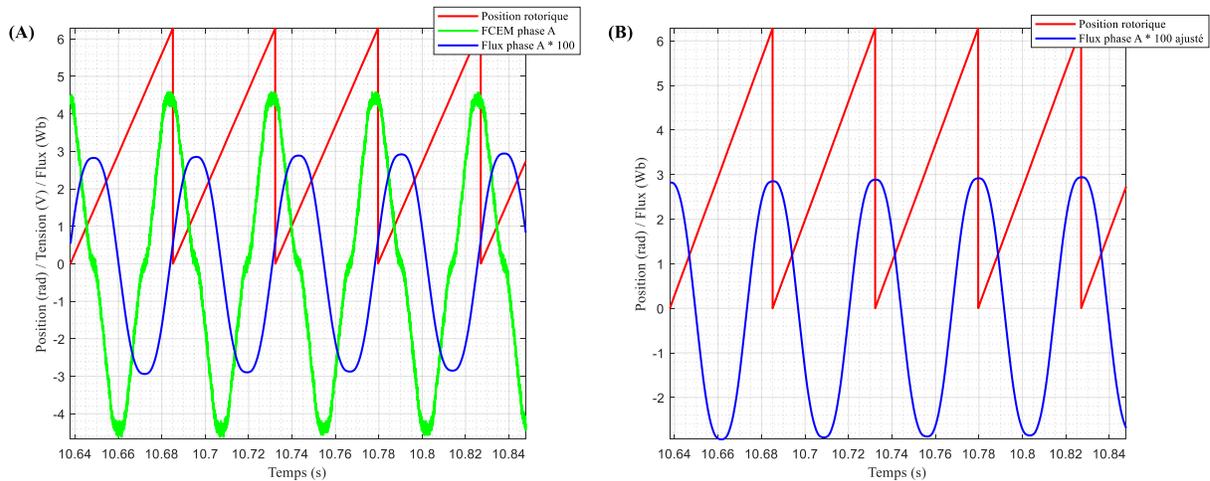


Figure 6.6 : Ajustement de l'angle de l'encodeur de position

6.5 Résultats expérimentaux

Plusieurs expérimentations sont faites dans le but de valider l'implémentation de la commande en général et de valider la précision de l'angle de phase du courant selon la stratégie employée pour la compensation. L'entièreté des acquisitions des différentes formes d'onde provient du système sbRIO-9607. La fréquence d'échantillonnage est donc relativement basse entre 40 et 100 kHz dépendamment du test. Il n'est donc pas possible d'observer l'entièreté de l'ondulation du courant et des autres formes d'ondes. Également pour des raisons de maturité du montage au niveau électrique et mécanique, les transitions rapides ne peuvent pas être vérifiées adéquatement, car une rampe de vitesse très lente doit être utilisée.

Le premier test est réalisé pour le profil de puissance trois de la Figure 6.5. Le profil de la vitesse dans le test est présenté à la Figure 6.7. La commande en vitesse est employée pour obtenir une rampe constante de 880 rpm/s. La vitesse maximale atteinte avec ce profil est de 83 krpm. À cette vitesse, les courants de phase mesurés sont présentés à la Figure 6.8. La Figure 6.9 donne les résultats pour les courants dans le référentiel dq0. Les mesures des courants i_q et i_d sont celles utilisées par le contrôleur. La moyenne mobile de ces mesures concorde avec les consignes.

Une analyse par FFT est réalisée pour déterminer l'angle entre les courants mesurés dans le référentiel stationnaire et la position angulaire. La position angulaire est considérée comme une référence précise selon la validation faite au chapitre 4. Le calcul résulte donc en l'angle de phase du courant présenté à la Figure 6.10. L'angle désiré est à 90° en avance de l'axe direct puisque la

loi de commande à $i_d^* = 0$ est employée pour la machine prototype sans saillance. L'acquisition du courant mesuré est faite avant la transformée de Park. Celui-ci est contrôlé en retard à la consigne de sorte que le délai positionne ensuite le courant réel à 90° . En effet, en appliquant le délai sur la mesure du courant en post traitement, l'estimation du courant réel obtenue est bien alignée avec la consigne ce qui confirme que la caractérisation du délai total sur la mesure du courant est juste.

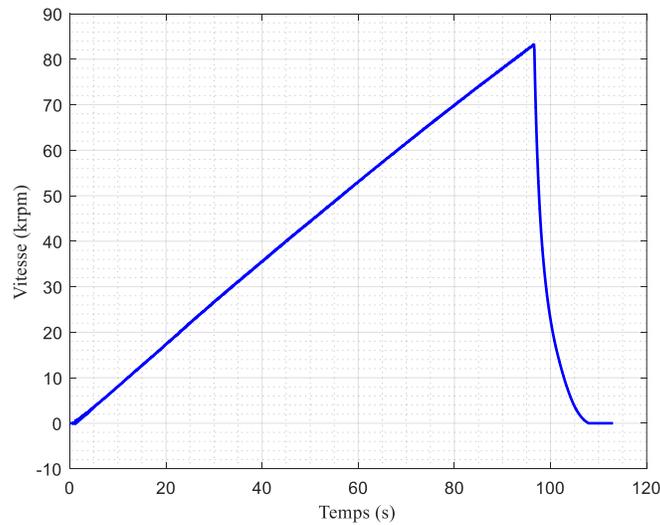


Figure 6.7 : Profil de vitesse ($n_{max} = 83 \text{ krpm}$, $P_{mec_{max}} = 7,8 \text{ kW}$)

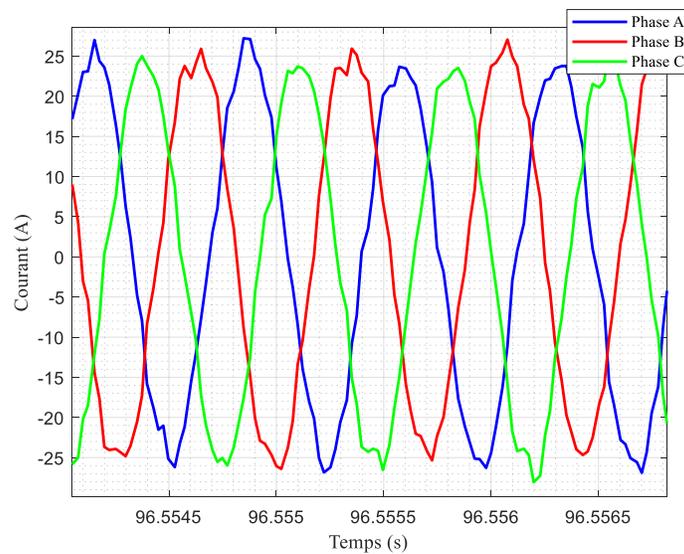


Figure 6.8 : Courants de phase expérimentaux (83 krpm , $P_{mec} = 7,8 \text{ kW}$)

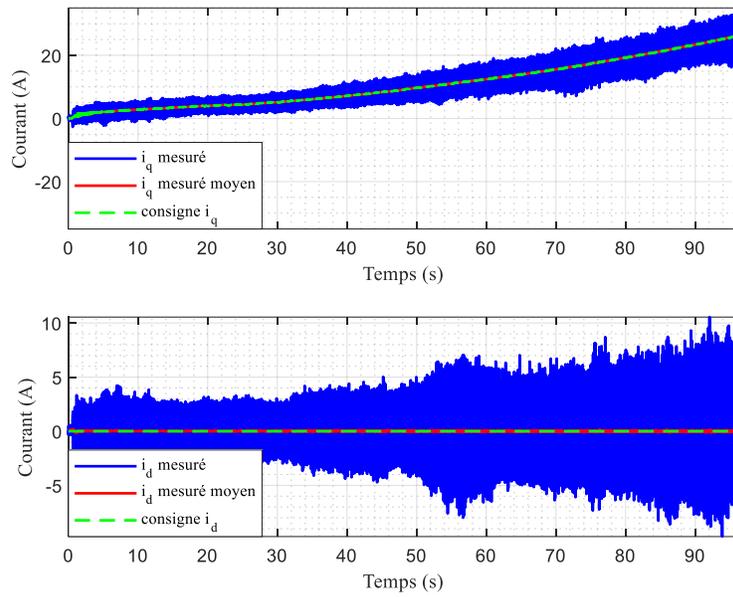


Figure 6.9 : Courants référentiel $dq0$ ($n_{max} = 83 \text{ krpm}$, $P_{mec_{max}} = 7,8 \text{ kW}$)

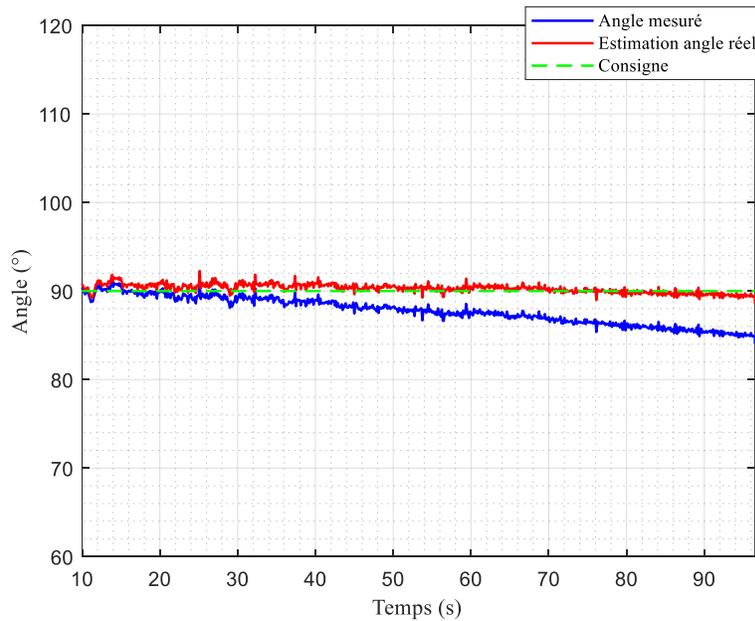


Figure 6.10 : Angle de phase du courant ($n_{max} = 83 \text{ krpm}$, $P_{mec_{max}} = 7,8 \text{ kW}$)

Un test est également effectué avec une puissance moindre, mais une vitesse rotationnelle plus élevée. Le profil deux de la Figure 6.5 est le profil de puissance résistive employé dans ce test. Le profil de vitesse obtenu est affiché à la Figure 6.11. Il s'agit de la vitesse rotationnelle maximale atteinte avec le premier prototype de machine ultra-haute-vitesse du groupe de recherche. Les tests

n'ont pas pu continuer jusqu'à la vitesse désirée de 130 krpm comme des problèmes quant à la dynamique de rotor sont survenus.

L'angle de phase du courant est vérifié à nouveau pour cette vitesse plus élevée. Le résultat est affiché à la Figure 6.12. À cette vitesse, l'angle de phase du courant est encore adéquat.

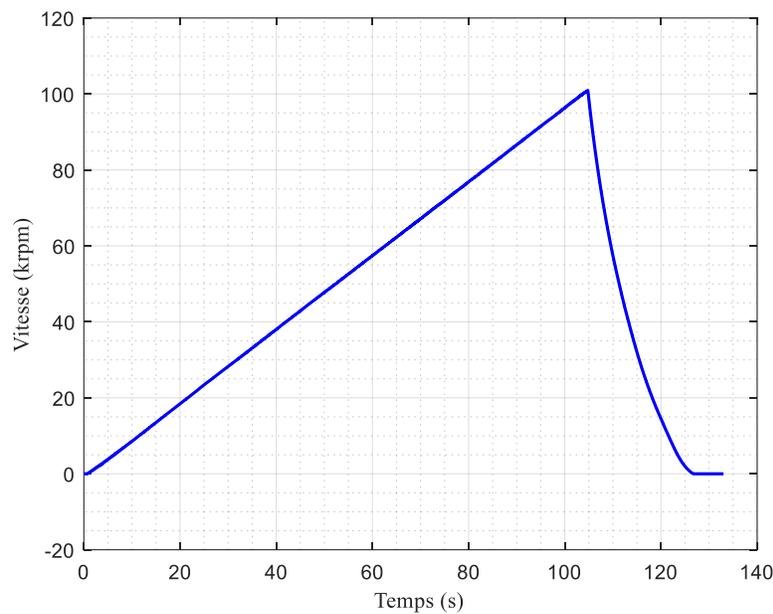


Figure 6.11 : Profil de vitesse ($n_{max} = 101 \text{ krpm}$, $P_{mec_{max}} = 2,1 \text{ kW}$)

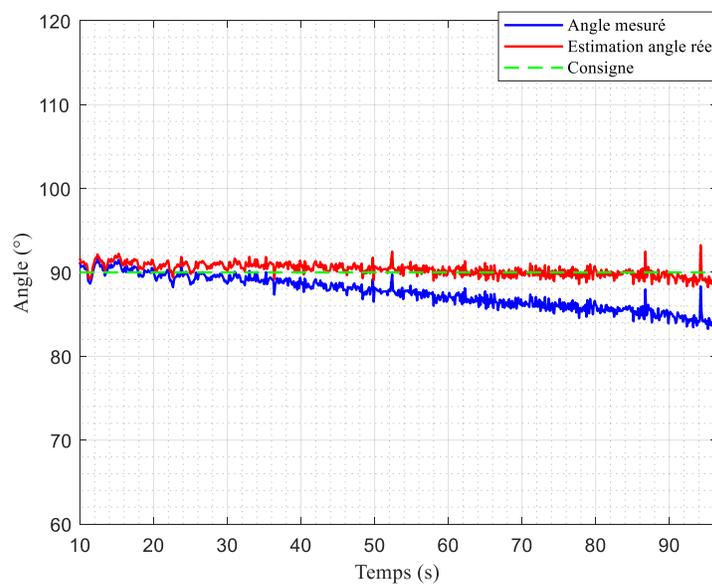


Figure 6.12 : Angle de phase du courant ($n_{max} = 101 \text{ krpm}$, $P_{mec_{max}} = 2,1 \text{ kW}$)

L'implémentation de la commande a pu être validée en partie pour la machine prototype. Cependant, plusieurs limitations surviennent dans la validation expérimentale. Comme l'effet en régime permanent des délais sur la mesure de courant est moindre pour la fréquence fondamentale de la machine prototype, il est difficile de conclure avec certitude sur la précision finale de l'angle de phase du courant. Également, il n'a pas été possible d'atteindre la vitesse désirée. Des tests supplémentaires avec un prototype ayant une fréquence fondamentale plus élevée pourront être faits dans les futures développements du projet. Il serait possible d'utiliser la puissance DC comme élément supplémentaire de validation comme celle-ci n'est pas susceptible aux délais.

6.6 Conclusion

Les analyses et simulations menées au chapitre 5 sont appliquées à un prototype de machine électrique ultra-haute-vitesse dans ce chapitre. En effet, la méthode de compensation des délais sélectionnée a été incluse dans l'implémentation LabVIEW sur le système SbRIO-9607. La structure globale de cette implémentation est également basée sur les simulations. En effet, les différents apprentissages au niveau de l'acquisition du courant et de l'effet des délais ont permis d'orienter les choix pour l'algorithme final. Le système sélectionné pour l'électronique de puissance à base de modules SiC assure la possibilité de fréquences de commutation suffisamment élevées pour la machine prototype à 2166 Hz de fréquence fondamentale. Une fois chaque composante du système déterminée, chaque délai a été caractérisé. Les délais logiciels sont également inclus dans l'analyse. Finalement, il a été possible d'opérer le prototype de machine à une paire de pôles jusqu'à la vitesse de 101 krpm. D'autres développements au niveau mécanique auraient été requis pour atteindre 130 krpm. Pour le délai sur la mesure du courant, la méthode de validation utilisée n'emploie pas de mesure directe à cause du manque de capteur comme référence. En appliquant, l'inverse du délai en post traitement sur le courant mesuré, il est observé que le courant obtenu est bien aligné à 90° en avance de l'axe direct. Cela a permis de valider la compensation, mais il est difficile de conclure sur l'exactitude de la caractérisation des délais. Finalement, malgré certaines lacunes, le banc d'essai pour la commande de machines électriques ultra-haute-vitesse a pu être développé et validé avec succès. Cela est une avancée pour le groupe de recherche afin de commander une machine électrique à 4000 Hz de fréquence fondamentale. Pour une fréquence fondamentale à 4000 Hz pour les futurs développements du projet, l'utilisation de la puissance DC constituera une meilleure méthode de validation.

CHAPITRE 7

CONCLUSION

Dans l'optique de développer une machine électrique ultra-haute-vitesse la plus dense en puissance pour l'intégration à un turbogénérateur de 70 kW et 130 krpm, le cas de la commande est abordé dans ce projet de recherche. Les défis principaux pour le développement de l'algorithme de contrôle ont été identifiés : afin de développer un algorithme de commande favorisant la densité de puissance au niveau du système, celui-ci doit permettre le contrôle de la distribution des pertes entre la machine et l'électronique de puissance. Ce critère est assuré par la sélection d'un onduleur à transistors au carbure de silicium et de la commande vectorielle à flux orientée pour laquelle la fréquence et méthode de modulation peuvent être ajustées. Cependant, à la fréquence fondamentale visée de 4000 Hz, le contrôle de l'angle de phase du courant est affecté par la présence de délais dans la boucle de commande. Les algorithmes de commande sans capteurs souvent utilisés dans la littérature sont inadéquats pour maximiser la précision de l'angle de phase du courant en toutes conditions. Il est donc proposé dans ce projet d'implémenter un algorithme de commande avec encodeur de position et d'étudier en détail l'impact des délais et la compensation de ceux-ci.

Un encodeur existant de la compagnie Renishaw a été adapté afin de corriger les erreurs sur la position jusqu'à la vitesse mécanique de 130 krpm. En effet, les délais dans la boucle de traitement sont caractérisés avec précision. Une correction de la position par extrapolation linéaire basée sur la vitesse actuelle est implémentée. Pour permettre une bonne réponse en régime transitoire selon les besoins du projet, plusieurs méthodes d'estimateurs pour le calcul de la vitesse sont comparées afin de sélectionner la technique maximisant la précision de la correction des délais. La méthode par filtre de Kalman est retenue et l'algorithme global est implémenté sur une plateforme temps réel. L'encodeur et la correction ont été validés jusqu'à 130 krpm. La précision obtenue est satisfaisante, mais la méthode de validation ainsi que la référence du test ne permettent pas la validation de la précision en deçà de trois degrés.

Afin d'implémenter la commande vectorielle avec la commande de l'angle de phase du courant le plus précis possible, une étude théorique a ensuite été réalisée. Dans cette étude, les délais identifiés d'une boucle de commande FOC ont été analysés afin d'en caractériser l'effet. L'analyse théorique

valide le besoin de la compensation des délais sur la rétroaction de position et la mesure de courant comme l'effet en régime permanent est non négligeable aux fréquences d'intérêt. Un délai de $7,5 \mu\text{s}$ sur la mesure de courant cause une perte de couple de 4 % pour les conditions d'opération de la machine théorique. Pour l'opération à facteur de puissance unitaire, le délai sur la position cause une augmentation du couple, mais la machine n'est plus opérable puisque l'utilisation du bus DC dépasse la limite pour cette machine. Certaines observations intéressantes sont faites pour le délai sur la commande en tension. Le régime permanent n'est pas affecté, mais le régulateur doit être ajusté de manière à diminuer le temps de transition pour obtenir une réponse transitoire acceptable. Pour les systèmes d'intérêt dans le mémoire, la compensation du délai sur la tension n'est pas nécessaire, mais elle pourrait le devenir pour des systèmes avec des fréquences fondamentales encore plus élevées. Plusieurs méthodes de compensation délais ont donc été comparées pour la sélection de la méthode la plus précise et simple au niveau de l'implémentation. L'étude théorique est soutenue par des simulations globales de la commande avec Matlab Simulink incluant la compensation des délais dans la transformée de Park. Certains apprentissages découlent de ces simulations, dont la distorsion de l'acquisition du courant causé par les délais.

Finalement, l'algorithme de commande découlant des analyses théoriques a été implémenté avec LabVIEW sur une plateforme temps réel, le sbRIO-9607 de National Instrument. L'encodeur haute-vitesse développé est également inclus au système pour la commande du premier prototype de machine électrique ultra-haute-vitesse du groupe de recherche. Le système complet a été caractérisé afin d'en extraire les délais à compenser. Il a été possible de commander la machine prototype à une paire de pôles jusqu'à une vitesse de 101 krpm. La compensation des délais a pu être validée partiellement. Pour la compensation du délai sur la mesure de courant, la validation confirme l'implémentation adéquate de la compensation, mais ne valide pas la précision de la caractérisation du délai. C'est pourquoi il est possible de répondre qu'en partie à la question de recherche. Il sera possible d'avoir une meilleure vérification pour la commande de la machine visée à 4000 Hz de fréquence fondamentale puisque l'impact des délais au niveau de la puissance DC sera plus important. Celle-ci pourra donc être utilisée comme base pour la validation. Finalement, il aurait été intéressant de vérifier la réponse transitoire de la commande en courant plus en détail, mais puisque le montage n'était pas assez mature, il a fallu s'en tenir à des transitions très lente. Une meilleure validation sera possible lorsque le montage expérimental sera plus mature.

7.1 Contributions originales

La mise en œuvre expérimentale de la commande du premier prototype de machine électrique du groupe de recherche atteint les spécifications suivantes : 101 krpm à 2,1 kW et 83 krpm à 7,8 kW pour une machine à deux paires de pôles. La validation est en effet divisée en deux parties pour certaines limitations du montage expérimental abordées au chapitre 6. Cela n'est pas directement une contribution originale comme plusieurs travaux ont déjà été réalisés pour des machines aux spécifications similaires. Les spécifications de ces deux étapes de validation se trouvent tout de même dans la région des machines ultra-haute-vitesse comme cela est illustré à la Figure 7.1.

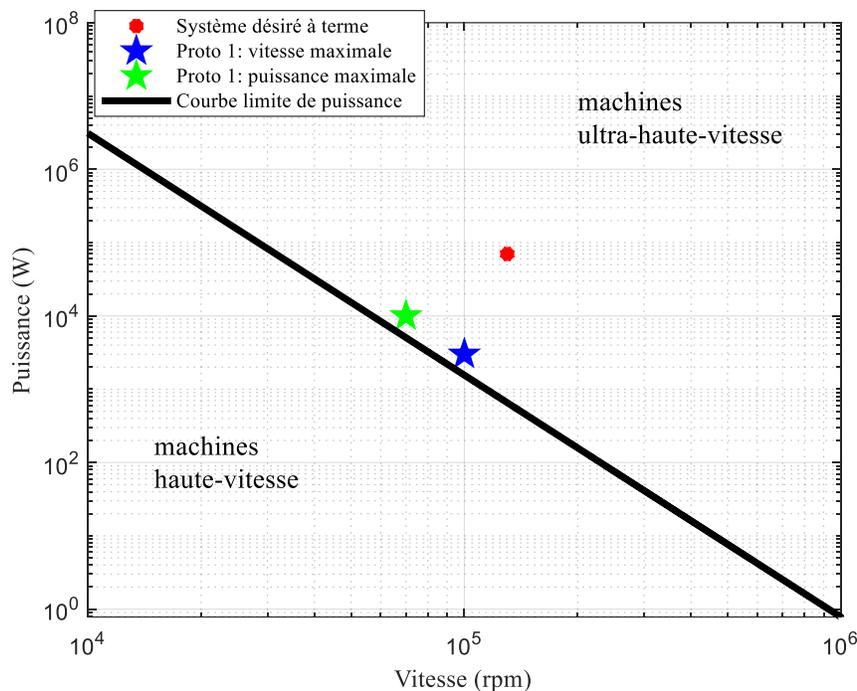


Figure 7.1 : Positionnement de la validation de la commande du premier prototype de machine électrique selon la définition de la courbe limite des machines ultra-haute-vitesse

Comme il s'agit de la première démonstration expérimentale du programme de recherche pour la commande d'une machine ultra-haute-vitesse, il aurait été un pas trop grand de développer la commande d'une machine avec le cahier des charges désiré à terme. En effet, les défis pour la conception de la machine elle-même au niveau électrique, mécanique et thermique sont adressés en parallèle. Cependant, il est important de noter que l'analyse de l'impact des différents délais dans une boucle de commande vectorielle pour les machines ultra-haute-vitesse procure un niveau de détails important et constitue un apport à la littérature.

Finalement, les travaux résultent en la démonstration expérimentale d'un encodeur de position absolu jusqu'à une vitesse de 130 krpm. Cela constitue une contribution originale à la connaissance de l'auteur comme très peu de solutions équivalentes ont été démontrées en pratique à l'exception d'un seul produit commercial. Les travaux découlant de ce travail sont présentés à la conférence IEEE Sensors 2019 [51].

7.2 Perspectives de recherche et travaux futurs

Le projet réalisé démontre le fonctionnement de la théorie jusqu'à l'implémentation d'une machine électrique ultra-haute-vitesse. Comme il a été mentionné précédemment, il n'a pas été possible d'arriver à un chiffre précis pour la validation de l'angle de phase du courant dû principalement à la méthode et au fait que la fréquence fondamentale du prototype de machine était limitée. Il aurait été possible d'avoir une meilleure validation en atteignant les 130 krpm, mais des limitations dû à la dynamique de rotor ont empêché la validation à une vitesse plus élevée. Ce qu'il a été possible d'accomplir avec ce projet est tout de même satisfaisant. Malgré les lacunes énoncées, le système développé sera utile pour l'atteinte des objectifs du projet Ramjet-ICT.

Il sera possible avec un futur prototype de machine électrique à deux paires de pôles de terminer la validation. C'est d'ailleurs surtout pour une machine ultra-haute-vitesse avec cette spécification que la compensation des délais était absolument nécessaire pour optimiser la précision de l'angle de phase du courant qui affecte l'efficacité et ultimement la densité de puissance. Finalement, comme c'est impossible de traiter de tous les détails de l'implémentation dans ce mémoire, il y a certaines améliorations possibles au code LabVIEW pour la commande. En effet, l'implémentation de la modulation PWM pourrait être améliorée en optimisant la fréquence d'échantillonnage de la porteuse. En effet, cette fréquence était relativement basse et risque de nuire à la résolution du rapport cycle. Cela peut affecter la précision de la régulation en courant. D'autres lacunes du montage expérimental n'ont pas pu être terminées d'adresser.

ANNEXE A

ALGORITHMES DE COMMANDE

L'annexe suivante présente sommairement les types de commandes pour machines électriques. Ce sont les algorithmes généralement vus pour les machines ultra-haute-vitesse. Les bases des algorithmes sans capteur sont également rapportées. Les sections suivantes sont classées selon la complexité de la commande, de la plus simple à la plus complexe en termes de complexité de calcul pour le processeur.

A.1 Commande Volt/Hertz

La commande scalaire Volt/Hertz est l'une des commandes les plus simples répertoriées dans la littérature. À mesure que la fréquence électrique de l'alimentation triphasée est augmentée pour accélérer la machine, l'amplitude de la tension est augmentée selon un facteur fixe proportionnelle à la vitesse. Ce facteur peut directement être le lien entre la tension et la fréquence nominale de la machine :

$$V/f_{constant} = \frac{V_{LN_{nominal}}}{f_{nominal}} \quad (\text{A.1})$$

La commande peut donc se schématiser ainsi :

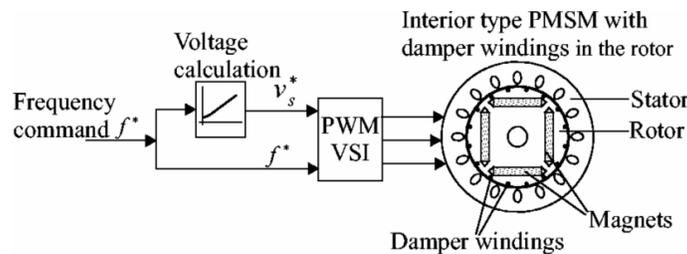


Figure A.1 : exemple de commande scalaire V/Hz [52]

Cette technique de commande est donc simple ce qui peut être un requis pour les machines ultra-haute-vitesse dépendamment de la puissance de calcul de l'unité de contrôle. Dans certains cas, la commande est mise en boucle fermée sur l'amplitude du courant [53], [52]. La commande reste

donc scalaire, mais le démarrage peut être fait en douceur en limitant le courant lorsque le rotor n'est pas accroché.

L'inconvénient des commandes scalaires en général est qu'elle ne prévoit pas la fluctuation de la charge mécanique. Il y a donc un risque de décrochage du rotor par rapport au champ tournant et le couple n'est pas optimal.

A.2 Commande à courant rectangulaire

La commande à courant rectangulaire peut porter d'autres noms dans la littérature comme *block commutation* ou *120 ° commutation control*. Ce qui distingue cette technique par rapport aux autres rapportées est que seulement 2 phases sont commutées au même moment, la dernière phase étant flottante (les 2 transistors du *half bridge* sont désactivés). Cela peut sembler limiter la puissance fournie à la machine, mais cette commande prend en compte l'utilisation d'une machine de type *brushless DC motor* (BLDC). Ce type de machine est une PMSM, mais qui présente une force contre-électromotrice (FCEM) généralement trapézoïdale grâce à un épanouissement polaire (*magnet embrace*) de 100 % et une configuration de bobinage concentrique [48]. L'alimentation des phases change à chaque 60 ° électrique selon les états au Tableau A.1.

Tableau A.1 : États de commutation de la commande à courant rectangulaire [54]

Commutation States	i_a	i_b	i_c
0	positive	negative	floating
1	positive	floating	negative
2	floating	positive	negative
3	negative	positive	floating
4	negative	floating	positive
5	floating	negative	positive

Un arrangement de trois capteurs effet Hall discrets positionnés à chaque 120 ° au niveau du rotor de la machine est souvent la solution pour initier les changements d'état de commutation à chaque 60 ° électrique pour cette technique de commande.

Comme le montre la Figure A.2, une phase non alimentée peut être utilisée à chaque étape de commutation pour détecter le passage par zéro de la FCEM et prévoir quand changer d'étape. Après chaque passage par zéro, un délai de 30 ° électrique peut être calculé pour initier le changement de

commutation afin que d'avoir un angle nul entre la FCEM et le courant de phase [11]. Il est également possible d'utiliser cette information angulaire pour appliquer d'autres lois de commande comme à facteur de puissance unitaire. Plusieurs autres utilisations de cette mesure de FCEM sont possibles pour initier les changements d'état de conduction [54]. Il en découle qu'une mesure d'information angulaire avec une précision de 60° est possible sans encodeur et est assez fiable.

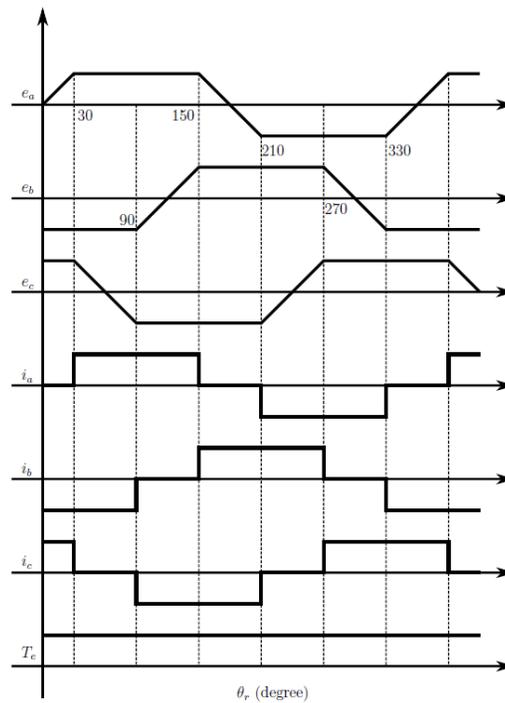


Figure A.2 : FCEM d'une machine BLDC et courant pour la commande à courant rectangulaire [54]

Afin de découpler complètement le contrôle de l'orientation du flux et le contrôle du courant ainsi que diminuer les harmoniques de la commutation, la tension DC peut être modulée avec un convertisseur DC/DC [55]. Dans la littérature, cette technique est souvent appelée *pulse amplitude modulation* (PAM). Cela peut davantage simplifier la commande et enlever les harmoniques hautes fréquences du PWM. La littérature valide cependant que les formes de courant non sinusoïdales pour la commande à courant rectangulaire entraîne beaucoup plus d'ondulation du couple et donc un contenu harmonique élevé comparativement à la commande FOC qui est traitée à la section A.4 [56].

A.3 Commande directe du couple

La commande directe du couple ou *direct torque control* (DTC) est une commande classifiée dans la commande vectorielle qui opère dans le référentiel à deux phases $\alpha\beta$. Un exemple de la structure classique est présenté à la Figure A.3.

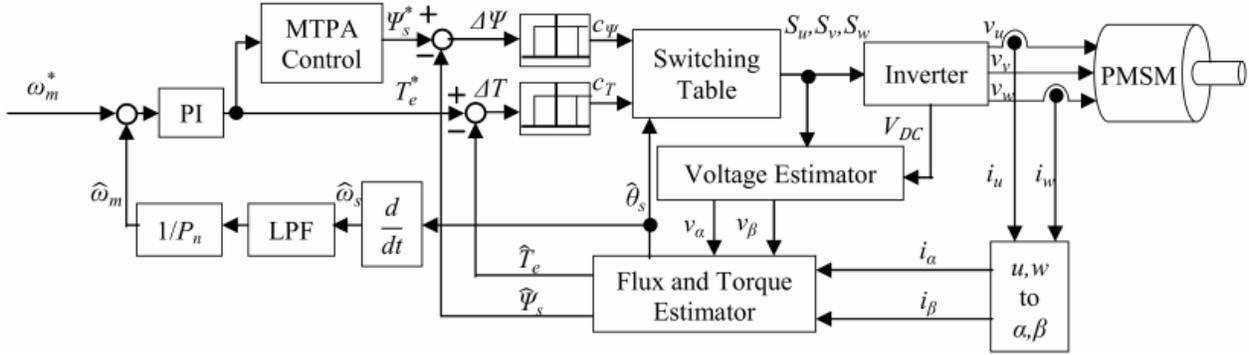


Figure A.3 : Commande DTC Classique [26]

Le principe de l'algorithme est de vérifier si le couple et le flux doivent être augmentés ou diminués par rapport à l'erreur sur ces deux valeurs et de mettre à jour le vecteur de tension appliquée à la machine à chaque période d'échantillonnage selon la position calculée du vecteur de tension statorique dans le référentiel $\alpha\beta$. Le flux statorique est déduit des mesures de courants et tensions avec les équations suivantes [26] :

$$\hat{\psi}_\alpha = \int (v_\alpha - R_a i_\alpha) dt \quad (\text{A.2})$$

$$\hat{\psi}_\beta = \int (v_\beta - R_a i_\beta) dt \quad (\text{A.3})$$

$$\hat{\psi}_s = \sqrt{\hat{\psi}_\alpha^2 + \hat{\psi}_\beta^2} \quad (\text{A.4})$$

Et l'estimation du couple électromagnétique :

$$T_{em} = p(\hat{\psi}_\alpha i_\beta - \hat{\psi}_\beta i_\alpha) \quad (\text{A.5})$$

Ces valeurs sont comparées selon les consignes et les erreurs sont envoyées à des contrôleurs à hystérésis qui envoient des valeurs logiques 0 ou 1 pour commander l'augmentation ou la diminution selon le Tableau A.2. L'angle présent du flux statorique est calculé avec [26]:

$$\hat{\theta}_s = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\psi}_\beta}{\hat{\psi}_\alpha} \right) \quad (\text{A.6})$$

Tableau A.2 : Commutation de la commande DTC classique [26]

Comparator		Stator flux-linkage region					
Torque	Flux	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$c_T=1$	$c_\psi=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$c_\psi=0$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
$c_T=0$	$c_\psi=1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
	$c_\psi=0$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Les 6 secteurs θ_x et les vecteurs de tension V_x sont représentés à la Figure A.4. Les valeurs binaires représentent l'état des trois *half bridge* de l'onduleur.

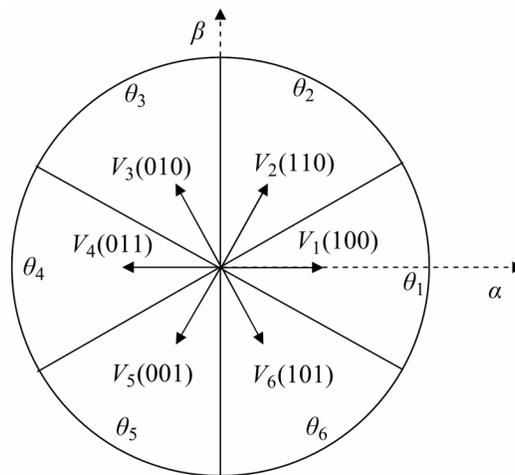


Figure A.4 : Secteurs de la commande DTC classique [26]

La commande DTC est plus simple que la commande FOC traitée à la section suivante et nécessite moins de calculs, mais crée plus d'harmoniques dans le courant de phases et d'oscillations du couple de la machine. Cependant, les performances dynamiques sont égales ou meilleures que la commande FOC due à la simplicité de la commande en question [57]. Les harmoniques sont difficilement réglables puisque la fréquence de commutation est variable en fonction du couple demandé et de la vitesse angulaire ainsi que la fréquence d'échantillonnage du système discret.

A.4 Commande vectorielle à flux orienté

Le principe clé de la commande vectorielle à flux orienté ou *field oriented control* (FOC) est d'effectuer la commande de l'amplitude du courant et de sa phase précisément dans un référentiel

qui fait l'abstraction de la nature alternative des grandeurs de tensions et de courants tout comme le permet le diagramme des phaseurs pour l'analyse des machines électriques triphasées. Avec l'information de la position angulaire du rotor, il est possible de transférer les courants et tensions vers le référentiel rotatif dq0 suivant la position du vecteur flux magnétique du rotor. La Figure A.5 présente les transformées pour ce changement de référentiel.

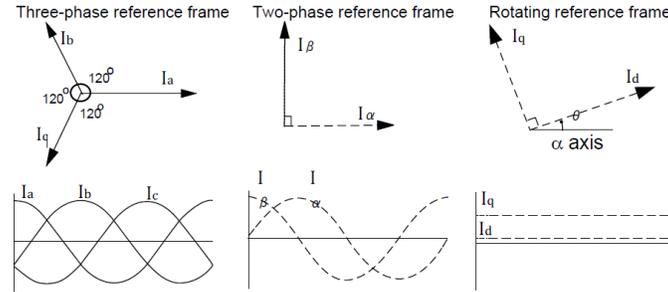


Figure A.5 : Changement de référentiel par les transformées de Clarke et de Park [58]

Les formules à implémenter découlent de l'analyse géométrique de ces schémas vectoriels.

Clarke ($abc \rightarrow \alpha\beta$) [58]:

$$I_{\alpha} = \frac{2}{3}(I_a) - \frac{1}{3}(I_b - I_c) \quad (\text{A.7})$$

$$I_{\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}}(I_b - I_c) \quad (\text{A.8})$$

Park ($\alpha\beta \rightarrow dq0$) [58]:

$$i_d = I_{\alpha} \cos(\theta) + I_{\beta} \sin(\theta) \quad (\text{A.9})$$

$$i_q = -I_{\alpha} \sin(\theta) + I_{\beta} \cos(\theta) \quad (\text{A.10})$$

Il y a donc un passage de grandeurs alternatives à deux grandeurs de courants ou tensions dans les axes nommés axe d (*direct axis*) et axe q (*quadrature axis*). L'axe d est aligné avec le vecteur flux magnétique du rotor et l'axe q est en avance de 90 degrés par rapport à l'axe d (Figure A.6).

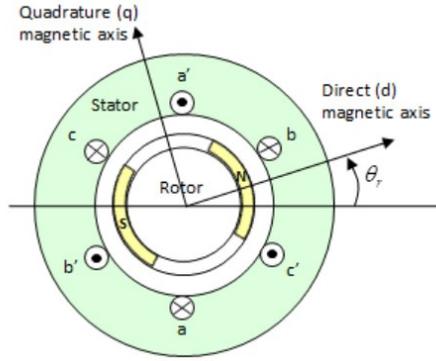


Figure A.6 : Identifications des axes d et q sur le référentiel rotatif [59]

Où θ_r est l'angle mécanique du rotor :

$$\theta = \theta_r * p \quad (\text{A.11})$$

Le modèle de la machine dans le référentiel dq0 se compose comme suit [60]:

$$\frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_s} v_d - \frac{R}{L_s} i_d + p\omega_m i_q \quad (\text{A.12})$$

$$\frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_s} v_q - \frac{R}{L_s} i_q - p\omega_m i_d - \frac{\phi_v p\omega_m}{L_s} \quad (\text{A.13})$$

Où v_d et v_q sont la tension de phase dans le référentiel rotatif. Les quantités d et q sont en continu (DC). La valeur RMS du courant de ligne est donc :

$$I_L = \frac{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.14})$$

Pour une machine à aimants permanents, l'expression du couple électromagnétique est la suivante [60] :

$$T_{em} = \frac{3}{2} p (\phi_v i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (\text{A.15})$$

La partie $(L_d - L_q) i_d i_q$ correspond au couple de réluctance dans le cas d'une machine avec de la saillance. Ce terme n'est pas pris en compte pour le reste de la revue comme les prototypes dans le cadre du projet sont des machines à pôles lisses. Une consigne en courant peut donc être définie selon le couple désiré :

$$i_q = \frac{2T_{em}}{3p\phi_v} \quad (\text{A.16})$$

Il s'agit de la commande à couple maximal sans prendre en compte la saillance. Un algorithme générique de FOC est représenté à la Figure A.7.

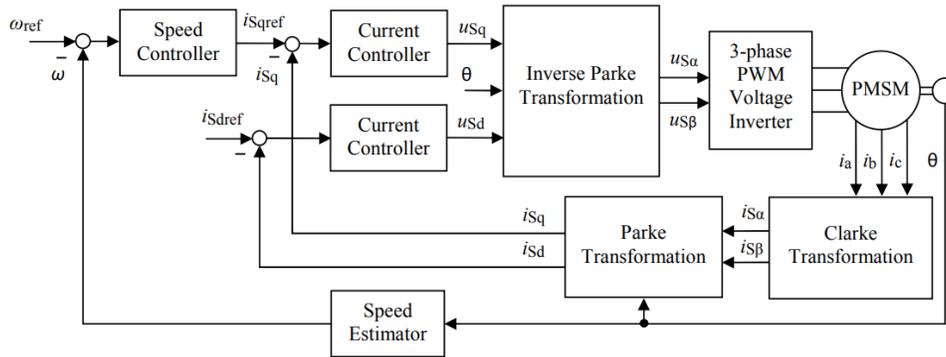


Figure A.7 : Diagramme FOC générique avec commande en vitesse et en courant [61]

Imbriquée par-dessus le contrôle des deux axes de courant, il y a une commande en vitesse. Le courant i_d est souvent fixé à zéro pour une loi de commande à couple maximal. Cependant, le phénomène de saillance non traité ici peut nécessiter une valeur non nulle pour i_d à cause du couple de réluctance. Des lois de commande comme le défluxage (*field weakening*) pour opérer à une vitesse au-delà de la vitesse nominale ou également la commande à facteur de puissance unitaire nécessitent un courant i_d négatif (s'opposant au flux rotorique). Dans les blocs *Controller* de la Figure A.7, des compensateurs PI sont généralement employés. Pour un contrôleur PI, les termes non linéaires doivent être compensés. Pour ce faire, ces termes sont annulés par une commande prédictive (*feedforward*) sur les axes d et q.

Il existe plusieurs méthodes bien documentées dans la littérature pour faire l'estimation de la position angulaire d'une machine synchrone dans le cas où il est désiré de ne pas avoir de capteur. Une méthode assez simple est le *model referenced adaptive system* (MRAS) (Figure A.8).

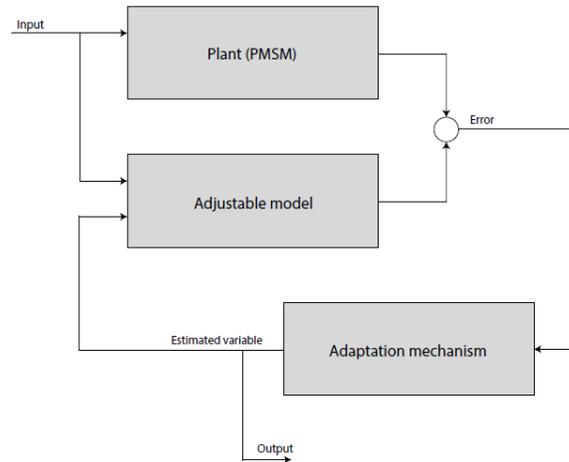


Figure A.8 : Estimateur d'état par MRAS [62]

L'entrée (*Input*) est les tensions v_d et v_q mesurées ou celles de référence. La partie modèle ajustable (*Adjustable model*) de la Figure A.8 simule en temps réel la machine selon le modèle discrétisé. La sortie du modèle ajustable est les courants i_d et i_q estimés qui sont comparés aux mesures de la vraie machine (*Plant*). Un mécanisme d'adaptation (*Adaptation mechanism*) comme un gain P ou un PI amplifie l'erreur sur l'estimation des courants et résulte en la vitesse angulaire (*estimated variable*) qui est renvoyée en entrée du modèle. Le modèle finit donc par converger et donner les mêmes valeurs que les mesures ce qui signifie que la vitesse angulaire estimée est exacte. Elle est intégrée pour en extraire la position angulaire qui est utilisée dans les algorithmes de la FOC. Une autre méthode, le *Extended Kalman Filter* (EKF) remplace le mécanisme d'adaptation par un filtre qui considère l'estimation des courants et la mesure des courants comme des processus stochastiques présentant des niveaux de bruit connus [62]. Un auteur mentionne la bonne plage en vitesse de cette méthode [63]. Un autre auteur mentionne l'attention particulière à avoir avec l'utilisation des points fixes pour l'implémentation, car certains des gains du filtre tendent vers l'infini pour une opération de longue durée [64]. Ce type d'estimateur présente également une sensibilité à la variation du flux rotorique et de la résistance statorique qui évoluent avec la température. Dans conditions où les paramètres de la machine changent, il est donc possible que l'estimateur ait du mal à suivre la vitesse et la position, amenant finalement à la dégradation des performances dynamiques et à la précision de la commande en régime permanent. Pour résoudre ce problème et observer simultanément le flux magnétique, la résistance de phase ainsi que les

données rotationnelles, il est possible de bénéficier du fait que les données de flux et de résistance ont une dynamique lente et d'utiliser un observateur d'état séparé pour ces données [35].

Pour les boucles imbriquées de commande en courant et en vitesse, une attention au type de contrôleurs et à leur ajustement est de mise pour minimiser les ondulations tout en conservant une bonne réponse transitoire de la commande. Le contrôleur PI est grandement utilisé dans la littérature et l'industrie, mais certaines autres méthodes rapportées offrent de bonnes performances telles que l'utilisation de gain proportionnel (KP) et intégral (KI) variables selon l'erreur [30]. D'autres méthodes utilisent une fuzzy logic pour faire l'ajustement des contrôleurs PI en temps réel selon des critères préétablis [31]. Dans ces deux cas, de meilleurs temps de stabilisation qu'avec l'utilisation d'un contrôleur PI à gain fixe standard sont obtenus. Dans le contexte des machines ultra-haute-vitesse, les articles révisés rapportent rarement l'utilisation de contrôleurs autres que le contrôleur PI standard pour la vitesse et le courant

ANNEXE B

ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

L'annexe suivant explique la base de la modulation sinusoïdale ainsi que des pertes pour l'électronique de puissance et les topologies d'onduleur de tension.

B.1 Méthodes de modulation

Les signaux des tensions triphasées de référence mis à jour à chaque itération d'une commande en boucle fermée sont envoyés vers un onduleur de tension composé de transistors de puissance. Celui-ci a pour rôle de générer la tension désirée à partir d'une tension continue à son alimentation DC. Pour la commande DTC classique, il n'y a pas de modulateur puisque la partie commande active directement les transistors. Il en est de même pour la commande à six étapes avec un DC/DC.

Méthode *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM):

Afin de générer la tension sinusoïdale désirée à partir d'un onduleur 2 niveaux de type *voltage source inverter* (VSI), plusieurs méthodes existent. Dans la *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM) une porteuse triangulaire (*carrier*) est comparée au signal de référence provenant de l'algorithme de commande. Lorsque la porteuse est plus élevée, le transistor *low-side* pour une phase donnée est mis à ON et l'onduleur sort un niveau de tension nulle. Lorsque le contraire est vrai, c'est le transistor *high-side* qui est à ON (Figure B.1).

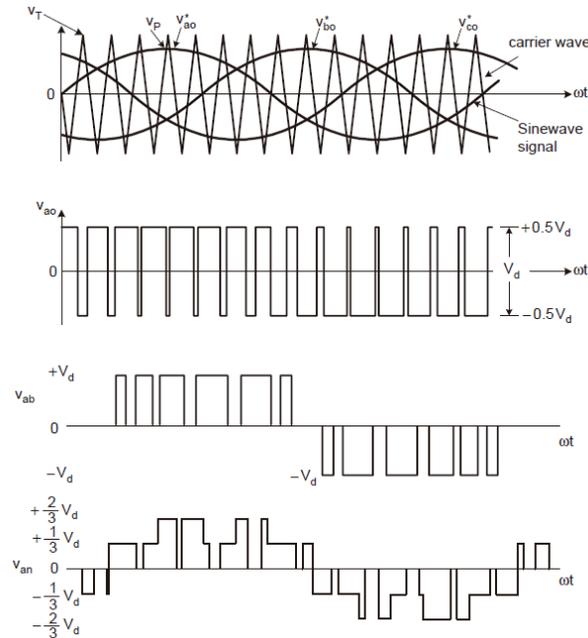


Figure B.1 : Modulation SPWM : (a) comparaison des signaux de commande à une porteuse (b) tension de sortie pour la phase 1 de l'onduleur (c) tension ligne-ligne envoyer au moteur (d) tension ligne-neutre à la machine pour une connexion en étoile [65]

Le ratio définissant la proportion de l'utilisation du bus DC est l'indice de modulation :

$$m = \frac{2\sqrt{2}V_{an}}{V_{DC}} \quad (\text{B.1})$$

Où V_{an} est la tension RMS ligne-neutre, V_{DC} est la tension d'alimentation DC et m est l'indice de modulation.

Méthode Space Vector Modulation (SVM) :

Cette méthode reprend la combinaison de vecteurs de tension possibles présentés à la Figure A.4. Selon le secteur, la combinaison de 2 vecteurs de tensions qui créent la tension désirée dans le référentiel $\alpha\beta$ est déterminé. Un troisième vecteur « nul » s'ajoute à la combinaison pour contrôler l'indice de modulation. La durée de chacun des vecteurs dans une période de commutation est par la suite calculée pour déterminer le *duty cycle* de cette période et qu'en moyenne, la combinaison des secteurs sélectionnés donne exactement le vecteur de tension désiré. Il est démontré que la THD est moins élevée avec cette méthode que la méthode SPWM [66]. Il est aussi possible de bénéficier d'une meilleure utilisation de la tension avec plusieurs méthodes de surmodulation

comme la surmodulation à onde carrée qui procure un indice de modulation maximal supérieur [67] :

$$V_{an} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \quad (\text{B.2})$$

Cette méthode est cependant plus demandant au niveau logiciel que la méthode SPWM classique. Ce dernier point peut être une considération pour de hautes fréquences de commutation dans les machines haute-vitesse.

B.2 Semiconducteurs et pertes

En électronique de puissance, les semiconducteurs sont habituellement opérés en commutation pour maximiser l'efficacité, les coûts et la densité de puissance. Lors d'une commutation, puisque la tension aux bornes d'un transistor ne descend pas immédiatement et que le courant n'atteint pas immédiatement sa valeur maximale, il se produit une zone à chaque commutation où le multiple $V * I$ aux bornes du transistor n'est pas nul. Ces pertes sont les pertes par commutation et sont présentes au *turn-on* et *turn-off*. Également, lorsque la conduction est établie dans un transistor, une chute de tension est présente et entraîne une perte de conduction. La Figure B.2 présente le phénomène. Les diodes antiparallèles possèdent, comme les transistors, des pertes par conduction et par commutation.

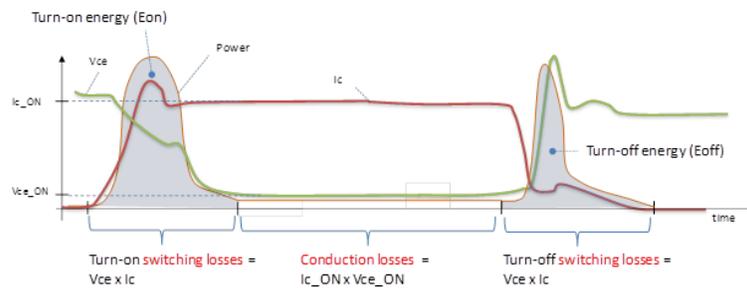


Figure B.2 : Pertes par commutation et conduction d'un IGBT [68]

Puisqu'un transistor ne s'ouvre et ne se ferme pas instantanément, il faut insérer un temps mort entre l'allumage des deux transistors d'un *half-bridge* afin de prévenir le *shoot through*. Cela impose une perte de tension par rapport à la commande et ajoute une distorsion additionnelle.

La perte de tension se définit selon la période de PWM T_s et la période de temps mort $T_{deadtime}$ [38] :

$$V_{deadtime} = -2V_{DC} \frac{T_{deadtime}}{T_s} * \text{sign}(I_L) \quad (\text{B.3})$$

Les IGBT, MOSFET et diodes classiques sont à base de Silicium. La différence de comportement entre ces deux transistors est que les pertes par commutation sont plus élevées pour les IGBT que pour les MOSFET. Également, le modèle de conduction du MOSFET est une résistance $R_{ds_{on}}$ alors que pour le IGBT c'est une tension V_{ce} . De cette manière, les IGBT sont plus avantageux à haute puissance et moyenne fréquence de commutation puisque le comportement de conduction implique une perte moins élevée que la résistance d'un MOSFET lorsque les courants d'opération commencent à être relativement élevés. Le manufacturier Infineon classe l'utilisation des IGBT et MOSFET au Si (Figure B.3).

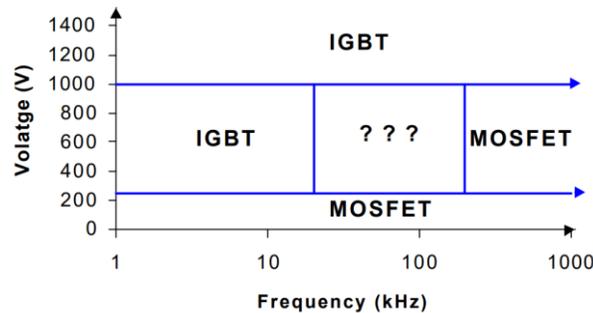


Figure B.3 : Classification de l'utilisation des MOSFET et IGBT classiques [69]

Dans les dernières années, beaucoup de recherches sont réalisées sur de nouvelles gammes de semi-conducteurs, c'est-à-dire les semiconducteurs à large intervalle de bande qui présente des propriétés bien supérieures aux MOSFET et IGBT classique au Si. Par exemple, les MOSFET au carbure de silicium (SiC) peuvent être utilisés à haute tension contrairement aux MOSFET au Si et présentent des pertes par commutation très faibles comparativement aux IGBT. Ils sont de bons candidats pour remplacer les modules IGBT dans plusieurs applications dans les années à venir. Quant à la fréquence de commutation, ces transistors présentent une bonne efficacité comparativement aux semiconducteurs classiques [70] (Figure B.4).

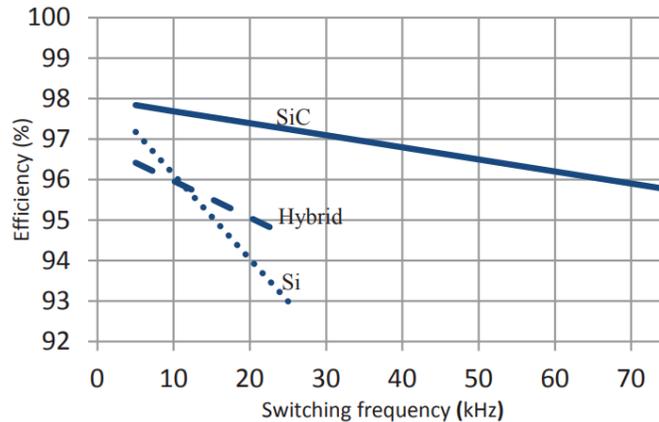


Figure B.4 : Comparaison de l'efficacité d'un onduleur 1 phase pour plusieurs types de semiconducteurs [70]

Ainsi, les semiconducteurs au SiC ouvrent un nouvel espace de design afin d'avoir un minimum de périodes de PWM par période de fondamentale à haute fréquence et pour diminuer les harmoniques ainsi que la taille des composants comme le condensateur de bus DC et les inductances d'un circuit.

B.3 Autres topologies d'onduleurs

La topologie d'onduleur la plus souvent vue dans les applications commerciales est la topologie *voltage source inverter* (VSI) à 2 niveaux de tension. Cependant, plusieurs recherches sont effectuées sur les topologies d'onduleurs à plusieurs niveaux, comme la topologie *diode clamped*. Le fonctionnement de cette topologie est assez simple. Pour un onduleur 3 niveaux, deux condensateurs DC en série créent deux niveaux de tension différents ($V_{DC}/2$) et quatre transistors et deux diodes assurent de transmettre les deux niveaux $V_{DC}/2$ et le niveau zéro à la charge. La Figure B.5 présente un *half bridge* à 3 niveaux.

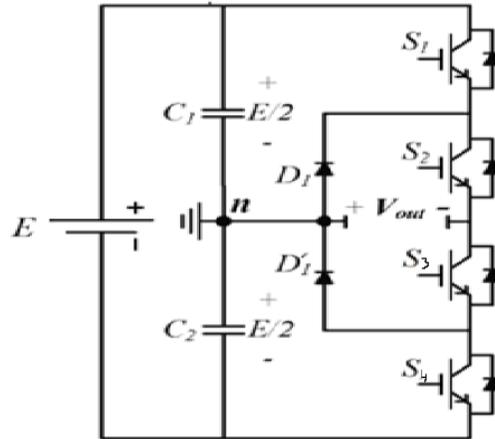


Figure B.5 : Half bridge d'un onduleur 3 niveaux avec une topologie diode clamped [71]

Il en sort que les changements de tensions sont moins brusques en amplitude et améliorent directement le contenu harmonique de la tension et du courant de l'onduleur. Les états des transistors pour créer les différents niveaux de tension sont présentés au Tableau B.1.

Tableau B.1 : États des transistors et tensions produites pour un onduleur 3 niveaux [71]

Switching status	State	voltages
S1= ON, S2= ON	+ve voltage	$V_{ao}=V_{dc}/2$
S2=ON,S3=ON	0	$V_{ao}=0$
S3=ON,S4=ON	-ve voltage	$V_{ao}=-V_{dc}/2$

Les topologies existantes de multiniveaux présentent chacune des avantages et désavantages. En effet, toutes les topologies présentent certains défis techniques importants et les modulateurs à implémenter pour la commande des transistors demandent des ajouts et des précautions additionnelles par rapport aux onduleurs 2 niveaux [72]. Un auteur conclut, dans le cas de son application, que l'efficacité de plusieurs topologies de multiniveaux surpasse celle d'un 2 niveaux, mais que la masse est plus élevée qu'un 2 niveaux en considérant que les multiniveaux ont 5 niveaux de tension et en considérant les mêmes fréquences de commutation [73]. Dans d'autres cas, il est prouvé qu'il est possible d'optimiser un onduleur avec une topologie trois niveaux avec une meilleure densité de puissance qu'un onduleur deux niveaux [74]. En effet, la tension étant divisée en plusieurs niveaux, bien qu'il y ait plus de composants dans la topologie, les transistors sont moins volumineux, car ils doivent supporter moins de tension.

Les topologies multiniveaux peuvent donc améliorer le contenu harmonique pour une même fréquence de commutation et être avantageux pour la densité de puissance avec une conception adéquate. Cependant, le modulateur devient de plus en plus demandant en ressources logicielles avec l'augmentation du nombre de niveaux.

ANNEXE C

PERTES MAGNÉTIQUES

L'annexe suivant discute des phénomènes de pertes dans les machines électriques qui ont un poids important à des fréquences élevées.

C.1 Effet de peau et résistance AC

L'effet de peau dans un conducteur est la tendance à concentrer la densité de courant près de la surface à cause de l'action du champ magnétique généré par le courant. Dans un métal en général, l'effet de peau en mètre se définit ainsi :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma_c}} \quad (\text{C.1})$$

Où ω est la fréquence électrique en rad/s, μ est la perméabilité magnétique en H/m et σ_c est la conductivité électrique en S/m. Il est constaté que l'épaisseur de peau diminue avec l'augmentation de la fréquence et donc que la résistance du conducteur augmente.

Analytiquement, le facteur de résistance dans une encoche d'une machine (ratio entre résistance AC et résistance DC) peut se calculer ainsi :

$$k_{Ru} = 1 + 0.59 \frac{z_t^2 - 0.2}{9} \xi^4 \quad (\text{C.2})$$

Où z_t est le nombre de conducteurs superposés et ξ est un nombre adimensionnel appelé *reduced conductor height* qui dépend de l'épaisseur de peau et des paramètres géométriques d'un conducteur :

$$\xi = h_c \sqrt{\frac{1}{2} \omega \mu_0 \sigma_c \frac{b_c}{b}} \quad (\text{C.3})$$

Où h_c est la hauteur du conducteur et b_c et b sont respectivement la largeur du conducteur et la largeur de l'encoche.

C.2 Pertes au rotor

Les pertes par courant de Foucault deviennent rapidement prédominantes avec l'augmentation de la fréquence puisqu'elles sont proportionnelles au carré de la fréquence électrique ($P_f \propto f^2$). Cela devient donc un défi à des fréquences élevées. Les harmoniques dans l'onde de courant de la machine également viennent s'ajouter. Plusieurs sources d'harmoniques sont présentes dans les machines électriques:

- Harmoniques de bobinage (d'espace) : change dépendamment de la configuration. Par exemple, un bobinage concentrique présent dans les machines de type *brushless DC motor* (BLDC) engendrera un taux d'harmoniques élevé;
- Harmoniques d'encoche (d'espace) : à l'entrefer, une variation abrupte de la densité de flux magnétique survient au passage des encoches créant des harmoniques;
- Harmoniques d'aimantation (d'espace) : harmoniques qui découlent de la configuration géométrique des aimants du rotor et de l'orientation de la magnétisation;
- Harmoniques de l'alimentation (de temps) : l'alimentation par PWM crée des niveaux d'harmoniques dans la forme d'onde de courant qui dépendent de la fréquence de découpage et de l'inductance de phase de la machine ainsi que de l'alimentation DC.

Les harmoniques créent non seulement des pertes plus élevées au stator de la machine, mais puisque la fréquence de celles-ci est plus élevée que la fréquence du rotor, elles induisent des courants de Foucault dans les aimants permanents. L'extraction des pertes par courant de Foucault au rotor peut être difficile, notamment à cause des frettes de retient des aimants en fibre de carbone qui présentent une faible conductivité thermique. Il est possible d'estimer analytiquement les pertes dans les aimants permanents avec la démarche proposée par Pyrhönen et al. [75]. Ce modèle indique qu'un grand entrefer diminue en général les pertes par courant de Foucault dans les aimants.

ANNEXE D

REVUE DES MACHINES ULTRA-HAUTE-VITESSE

Tableau D.1 : Revue de littérature du contrôle des machines ultra-haute-vitesse

<i>Source</i>	<i>Power(kW)</i>	<i>VDC</i>	<i>Machine phase inductance (μH) / time constant (s)</i>	<i>Inverter topology</i>	<i>Control algorithm</i>	<i>Direct feedback for angular position?</i>	<i>Switching frequency (kHz)</i>
1- <i>Experimental Investigation of Sensorless Control Schemes [53] (1998)</i>	40	220	-	2 level VSI	Investigation on sensorless FOC and multiple V/Hz methods	No	-
2- <i>Sensorless vector control [17] (2003)</i>	131	600	28 / 0.00509	2 level VSI	FOC sensorless (dq frame) FOC with discrete Hall effect and position estimator	-3 discrete Hall effect sensors (120 degrees spacing) -Results in 60 degrees precision	15
3- <i>L. Zhao DSP based shs pmsm [29] (2004)</i>	-	-	1.6 / 0.000027	2 level VSI	V/Hz SVPWM modulation	No	-
4- <i>PLL observer [20] (2005)</i>	12	735	55 / 0.0045	2 level VSI	FOC sensorless (PLL dq frame)	No	-
5- <i>2.7 kW electric drive for supercharger [15] (2005)</i>	2.7	72	-	2 level VSI & DC/DC	Fondamental frequency Block commutation (PAM)	No (block commutation based on voltage measurement for flux zero crossing detection)	Same as fondamental
6- <i>Position sensorless starting of super high-speed PM Generator [76] (2006)</i>	90	500	790 / -	2 level VSI	V/Hz	No	-
7- <i>L. Zhao optimal digital controller sps pmsm [30], [28] (2006)</i>	0.242	45	1.6 / 0.000027	2 level VSI	V/Hz SVPWM modulation	No	-

<i>Source</i>	<i>Power(kW)</i>	<i>VDC</i>	<i>Machine phase inductance (μH) / time constant (s)</i>	<i>Inverter topology</i>	<i>Control algorithm</i>	<i>Direct feedback for angular position?</i>	<i>Switching frequency (kHz)</i>
8- Optimal U/f control of hs PMSM [34] (2006)	-	500	-	2 level VSI Also tests block commutation (with PAM)	V/Hz Tests multiples commutation methods SHE SVM PAM without control on commutation angle	No	10
9- ETH Zurich – Celeroton [11] (2007)	0.1	35	10 / 0.000048	Test multiples topologies 2 level VSI 2 level VSI & DC/DC 2 level CSI	Fundamental frequency and PWM Block commutation (PAM)	No (block commutation based on voltage measurement for flux zero crossing detection)	230 Same as fundamental Same as fundamental
10-Hardware based FOC [77] (2007)	-	80	100 / -	2 level VSI	FOC Sensorless (Alpha Beta frame) Constant frequency start-up	No	200
11-DTC 61 000 rpm [78] [79] (2007)	105	660	130 / 0.006126	2 level VSI	DTC sensorless	No	Variable -> DTC
12- 240 000 rpm V/Hz [80] (2007)	5	200	-	2 level VSI	V/Hz	No	20
13- 1.5 kW PMSM for supercharger [16] (2007)	1.5	12	0.07 / 0.00097	2 level VSI & DC/DC	Fondamental frequency Block commutation (PAM)	-3 discrete Hall effect sensors (120 degrees spacing) -Results in 60 degrees precision	Same as fundamental
14- Capstone C30 [3] (2008)	30	760	170 / 0.0041	2 level VSI	V/Hz ou FOC sensorless (no info)	No	10
15- Paper FOC sensorless [18] (2008)	0.5	297	522 / 0.00043	2 level VSI	FOC Sensorless (dq frame) V/Hz start-up	No	20
16- ETH Zurich – Celeroton [12] (2008)	1	400	43 / 0.000086	2 level VSI & DC/DC	Fondamental frequency Block commutation (PAM)	No (block commutation based on voltage measurement for flux zero crossing detection)	Same as fundamental
17- ETH Zurich – Celeroton [13] (2009)	0.1	-	-	2 level VSI & DC/DC	Fondamental frequency Block commutation (PAM)	No (block commutation based on voltage measurement for flux zero crossing detection)	Same as fundamental

<i>Source</i>	<i>Power(kW)</i>	<i>VDC</i>	<i>Machine phase inductance (μH) / time constant (s)</i>	<i>Inverter topology</i>	<i>Control algorithm</i>	<i>Direct feedback for angular position?</i>	<i>Switching frequency (kHz)</i>
18-ETH Zurich miniature compressor [14] (2009)	0.150	14	3.3 / 0.000275	2 level VSI & DC/DC	Fondamental frequency Block commutation (PAM)	No (block commutation based on voltage measurement for flux zero crossing detection)	Same as fundamental
19-Sensorless control EKF / UKF [23] (2009)	14	300	24 / 0.00505	2 level VSI	FOC sensorless (dq frame) control (alpha beta frame EKF or UKF)	No	-
20-Implementati on super high-speed permanent magnet motor drive [25] (2009)	-	-	-	2 level VSI	FOC with discrete Hall effect sensors and speed estimator Field weakening is implemented	-3 discrete Hall effect sensors (120 degrees spacing) -Results in 60 degrees precision	15
21-Aeristech UK [81] (2011)	2 - 50	12 – 400	-	2 level VSI & DC/DC	Fondamental frequency Block commutation (PAM)	No (block commutation based on voltage measurement for flux zero crossing detection)	Same as fundamental
22-RFVC DTC 100 000 rpm [33] (2012)	0.8	400	1610 / -	2 level VSI	RFVC DTC sensorless	No	25
23-Multilevel inverter for ultra-high-speed PM motor [31] (2012)	15	140	-	3 level VSI – Diode clamped (NPC) topology	Sensored FOC with 3 level SVM modulation	Yes – uses resolver	-
24-DTC 42 krpm [26] [27] (2014)	0.3	40	Ld = 78 / 0.00156 Lq = 100 / 0.002	2 level VSI	DTC sensorless	No	Variable → DTC
25-Kalman filter sensorless super-high speed [24] [82] (2016)	1.5	200 - 450	-	2 level VSI	FOC sensorless (dq frame) control (alpha beta frame EKF) V/Hz start-up	No	20
26-Sensorless FOC for IPMSM [21] (2017)	112	800	Ld = 45.32 / 0.01033 Lq = 63.46 / 0.01447	2 level VSI	FOC sensorless (dq frame)	No	10

ANNEXE E

AJUSTEMENT DES CONTRÔLEURS

Les différents ajustements des gains des contrôleurs de courant sont présentés dans le Tableau E.1. Pour les simulations simplifiées de la section 5.2, une méthode est introduite pour la détermination des gains pour le système avec la perturbation causée par les différents délais. Celle-ci consiste à trouver les gains qui minimise l'erreur quadratique moyenne (MSE) entre la réponse pour le système avec délai et la réponse du système idéal pour la conception classique du PI.

Tableau E.1 : Différents ajustements des contrôleurs de courant dans le mémoire

Emplacement	Machine	K_p	K_i	Présence de délai	de Conception
Section 5.2.2 / Section 5.4.2	Machine théorique	0,6365	222,5	Aucun délai	Placement de pôles pour système idéal, réponse sous-armortie et $t_s = 1$ ms
Section 5.2.2 / Section 5.4.2	Machine théorique	8	3060	Délai	Optimisation de la MSE commande en entre réponse du système tension : $5 \mu s$ idéal et système avec délai
Section 5.2.2 / Section 5.4.2	Machine théorique	4,5	640	Délai	Optimisation de la MSE commande en entre réponse du système tension : $7,5 \mu s$ idéal et système avec délai
Section 5.2.3	Machine théorique	7	2260	Délai	mesure sur le courant: $5 \mu s$ Optimisation de la MSE entre réponse du système idéal et système avec délai
Section 5.2.3 / Section 5.4.3	Machine théorique	6,5	560	Délai	mesure sur le courant: $7,5 \mu s$ Optimisation de la MSE entre réponse du système idéal et système avec délai
Section 6.2	Machine prototype	0,8	250	Aucun délai	Placement de pôles pour système idéal, réponse sous-armortie et $t_s = 1$ ms

ANNEXE F

INTERFACE DE CONTRÔLE

La Figure F.1 présente l'interface LabVIEW développée lors du projet de maîtrise.

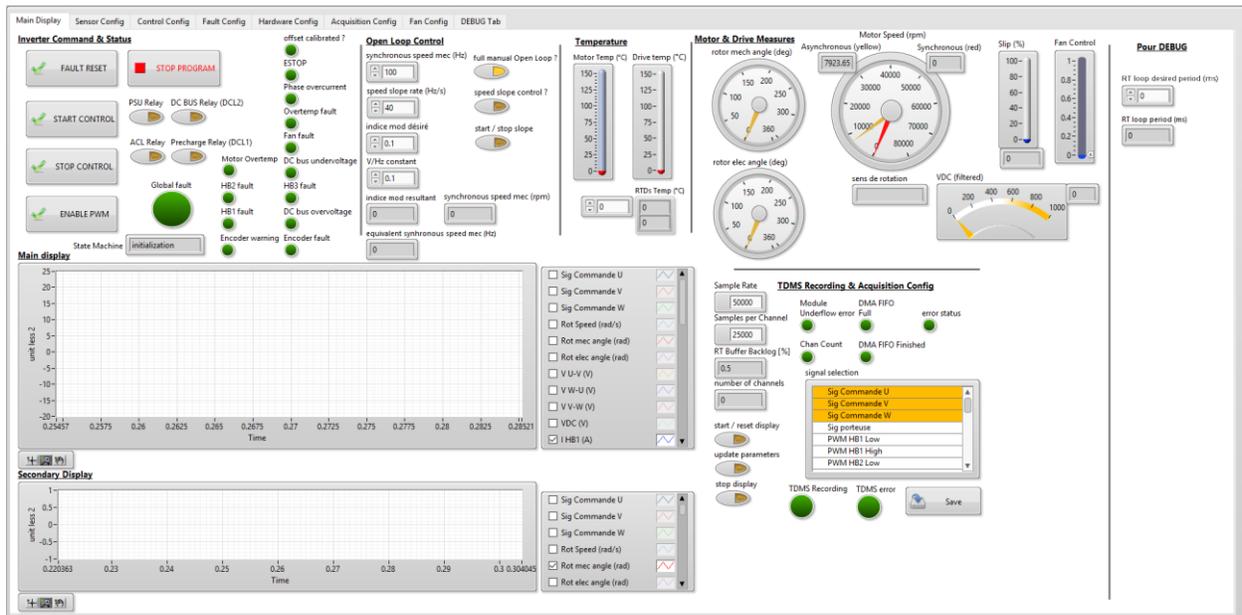


Figure F.1 : Interface LabVIEW réalisée dans de cadre de la démonstration expérimentale

ANNEXE G

MONTAGE EXPÉRIMENTAL

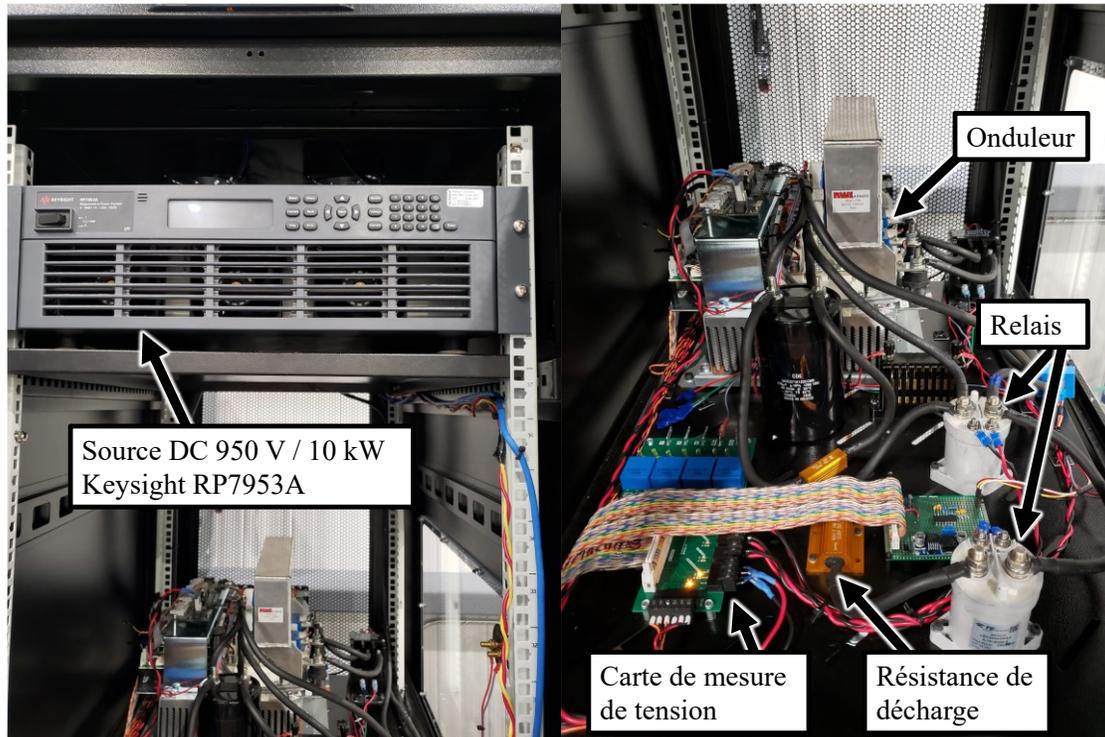


Figure G.1 : Montage expérimental de l'onduleur de tension

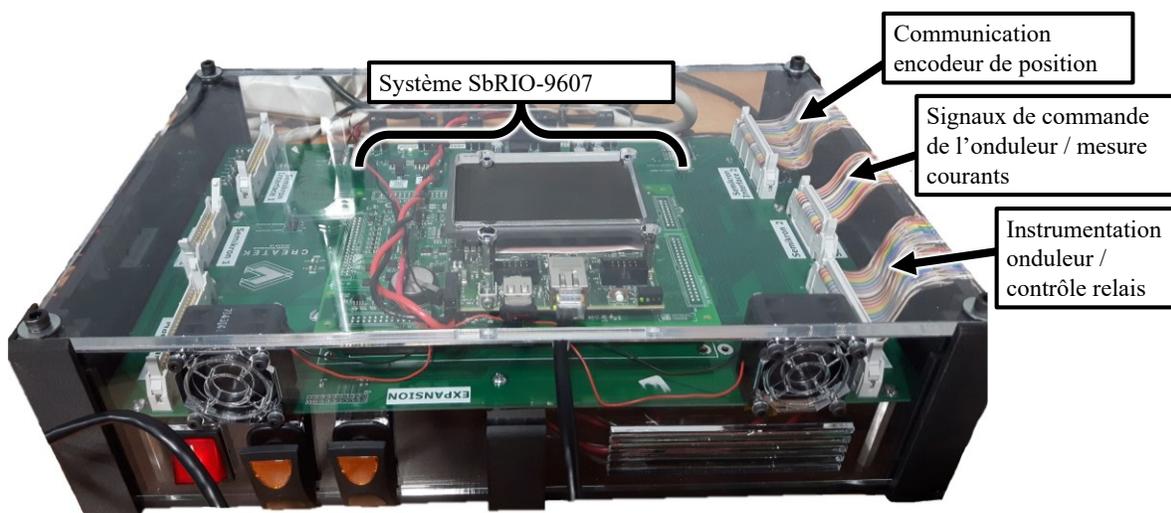


Figure G.2 : Intégration du système SbRIO-9607

LISTE DES RÉFÉRENCES

- [1] « 90 », *Celeroton*. <https://www.celeroton.com/en/products/compressors/> (consulté le 3 juin 2022).
- [2] B. H. Kenny, P. E. Kascak, R. Jansen, T. Dever, et W. Santiago, « Control of a high-speed flywheel system for energy storage in space applications », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, n° 4, p. 1029-1038, juill. 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.851021.
- [3] Capstone Turbine Corporation et Capstone Turbine Corporation, « Advanced Micro Turbine System (AMTS) -C200 Micro Turbine -Ultra-Low Emissions Micro Turbine », 975026, déc. 2007. doi: 10.2172/975026.
- [4] B. J. Brelje et J. R. R. A. Martins, « Electric, hybrid, and turboelectric fixed-wing aircraft: A review of concepts, models, and design approaches », *Prog. Aerosp. Sci.*, vol. 104, p. 1-19, janv. 2019, doi: 10.1016/j.paerosci.2018.06.004.
- [5] « Press releases ». <https://www.rolls-royce.com/media/press-releases.aspx> (consulté le 17 juillet 2022).
- [6] M. Kirouac, « Optimisation multiobjectif appliquée aux machines électriques super haute vitesse », p. 230.
- [7] M. A. Rahman, A. Chiba, et T. Fukao, « Super high speed electrical machines - summary », dans *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2004.*, juin 2004, p. 1272-1275 Vol.2. doi: 10.1109/PES.2004.1373062.
- [8] M. Kirouac, « SCA 772 Définition du projet de recherche au doctorat », p. 64.
- [9] D. Gerada, A. Mebarki, N. L. Brown, C. Gerada, A. Cavagnino, et A. Boglietti, « High-Speed Electrical Machines: Technologies, Trends, and Developments », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 6, p. 2946-2959, juin 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2286777.
- [10] A. Tenconi, S. Vaschetto, et A. Vigliani, « Electrical Machines for High-Speed Applications: Design Considerations and Tradeoffs », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 6, p. 3022-3029, juin 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2276769.
- [11] C. Zwyssig, S. D. Round, et J. W. Kolar, « An Ultrahigh-Speed, Low Power Electrical Drive System », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, n° 2, p. 577-585, 2008, doi: 10.1109/TIE.2007.911950.
- [12] C. Zwyssig, M. Duerr, D. Hassler, et J. W. Kolar, « An Ultra-High-Speed, 500000 rpm, 1 kW Electrical System Drive », p. 7.
- [13] C. Zwyssig, J. W. Kolar, et S. D. Round, « Megaspeed Drive Systems: Pushing Beyond 1 Million r/min », *IEEEASME Trans. Mechatron.*, vol. 14, n° 5, p. 564-574, oct. 2009, doi: 10.1109/TMECH.2008.2009310.
- [14] D. Krahenbuhl, C. Zwyssig, H. Weser, et J. W. Kolar, « A miniature, 500 000 rpm, electrically driven turbocompressor », dans *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA, sept. 2009, p. 3602-3608. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316472.
- [15] T. Noguchi, Y. Takata, Y. Yamashita, et S. Ibaraki, « 160,000-r/min, 2.7-kW Electric Drive of Supercharger for Automobiles », dans *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, Kuala Lumpur, Malaysia, 2005, vol. 2, p. 1380-1385. doi: 10.1109/PEDS.2005.1619904.
- [16] T. Noguchi, « Development of 150000 r/min, 1.5 kW Permanent- Magnet Motor for Automotive Supercharger », *2007 7th Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, 2007.

- [17] Bon-Ho Bae, Seung-Ki Sul, Jeong-Hyeck Kwon, et Ji-Seob Byeon, « Implementation of sensorless vector control for super-high-speed pmsm of turbo-compressor », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, n° 3, p. 811-818, mai 2003, doi: 10.1109/TIA.2003.810658.
- [18] H. Cha, K. T. Vu, S. Choi, et B. Han, « Ultra fast PMSM drive for Turbo-Blower Application », p. 6.
- [19] Longya Xu et Changjiang Wang, « Implementation and experimental investigation of sensorless control schemes for PMSM in super-high variable speed operation », dans *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*, St. Louis, MO, USA, 1998, vol. 1, p. 483-489. doi: 10.1109/IAS.1998.732349.
- [20] Jung-Sik Yim, Wook-Jin Lee, Seung-Ki Sul, Hyun-Sup Yang, et Jin-Tae Kim, « Sensorless vector control of super high speed turbo compressor », dans *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005.*, Austin, TX, USA, 2005, vol. 2, p. 950-953. doi: 10.1109/APEC.2005.1453101.
- [21] D. O. Kisck, D. S. Anghel, et M. Kisck, « Rotor-flux model for sensorless vector-control of super-high-speed IPMSM », dans *2017 10th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, Bucharest, Romania, 2017, p. 132-137. doi: 10.1109/ATEE.2017.7905143.
- [22] C. Gu, X. Wang, F. Zhang, et Z. Deng, « Correction of Rotor Position Estimation Error for High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor Sensorless Drive System Based on Minimum-Current-Tracking Method », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, n° 10, p. 8271-8280, oct. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2950839.
- [23] S. Bujacz, A. Cichowski, P. Szczepankowski, et J. Nieznanski, « Sensorless control of high speed permanent-magnet synchronous motor », dans *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, Vilamoura, Portugal, sept. 2008, p. 1-5. doi: 10.1109/ICELMACH.2008.4799947.
- [24] P. Niedermayr, S. Bolognani, L. Alberti, et R. Abl, « Sensorless control of a super-high speed synchronous motor drive based on a Kalman filter », dans *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, Italy, oct. 2016, p. 1870-1875. doi: 10.1109/IECON.2016.7793166.
- [25] Myoungho Kim, Jung-Sik Yim, Seung-Ki Sul, et Sung-Il Lim, « Implementation of super high-speed permanent magnet synchronous machine drive », dans *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA, sept. 2009, p. 1700-1704. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316187.
- [26] S. Konaka, Y. Inoue, S. Morimoto, et M. Sanada, « Comparative study of control characteristics in ultra-high-speed PMSM drives », dans *2014 IEEE 5th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives*, Hiroshima, Japan, mai 2014, p. 1-6. doi: 10.1109/SLED.2014.6844966.
- [27] R. Togashi, Y. Inoue, S. Morimoto, et M. Sanada, « Performance improvement of ultra-high-speed PMSM drive system based on DTC by using SiC inverter », dans *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, Hiroshima, Japan, mai 2014, p. 356-362. doi: 10.1109/IPEC.2014.6869607.
- [28] Limei Zhao *et al.*, « Design of an optimal V/f control for a super high speed permanent magnet synchronous motor », dans *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*, Busan, South Korea, 2004, vol. 3, p. 2260-2263. doi: 10.1109/IECON.2004.1432151.

- [29] C. H. H. Limei Zhao, « A DSP-based super high-speed PMSM controller development and optimization », dans *3rd IEEE Signal Processing Education Workshop. 2004 IEEE 11th Digital Signal Processing Workshop, 2004.*, Taos Ski Valley, NM, USA, 2004, p. 187-190. doi: 10.1109/DSPWS.2004.1437939.
- [30] L. Zhao *et al.*, « Design of optimal digital controller for stable super-high-speed permanent-magnet synchronous motor », *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 153, n° 2, p. 213, 2006, doi: 10.1049/ip-epa:20045266.
- [31] L. XU, Y. Li, Z. ZHENG, hongwei MA, et K. WANG, « A Multi-Level Inverter for Ultra High Speed PM Motor Control Application », 2012.
- [32] R. H. Jansen, D. C. Bowman, A. Jankovsky, et R. Dyson, « Overview of NASA Electrified Aircraft Propulsion Research for Large Subsonic Transports », p. 27.
- [33] J. Yoshimoto, Y. Inoue, S. Morimoto, et M. Sanada, « Ultra-high-speed PMSM sensorless drive using direct torque control », p. 6.
- [34] T. Halkosaari, « Optimal U/f-control of high speed permanent magnet motors », dans *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Montreal, Que., juill. 2006, p. 2303-2308. doi: 10.1109/ISIE.2006.295932.
- [35] Y. Shi, K. Sun, L. Huang, et Y. Li, « Online Identification of Permanent Magnet Flux Based on Extended Kalman Filter for IPMSM Drive With Position Sensorless Control », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 11, p. 4169-4178, nov. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2168792.
- [36] L. Schwager, A. Tuysuz, C. Zwyssig, et J. W. Kolar, « Modeling and Comparison of Machine and Converter Losses for PWM and PAM in High-Speed Drives », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, n° 2, p. 995-1006, mars 2014, doi: 10.1109/TIA.2013.2272711.
- [37] S. Fang, Y. Wang, et H. Liu, « Design study of an aerospace motor for more electric aircraft », *IET Electr. Power Appl.*, vol. 14, n° 14, p. 2881-2890, 2020, doi: 10.1049/iet-epa.2020.0507.
- [38] S. Buso et P. Mattavelli, « Digital Control in Power Electronics », *Synth. Lect. Power Electron.*, vol. 1, n° 1, p. 1-158, janv. 2006, doi: 10.2200/S00047ED1V01Y200609PEL002.
- [39] J. de Lafontaine, « CHAPITRE 7 TECHNIQUES DE COMPENSATION », p. 90.
- [40] K. C. Odo, S. V. Egoigwe, et C. U. Ogbuka, « A Model-based PI Controller Tuning and Design for Field Oriented Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor », p. 7.
- [41] « Absolute rotary encoder / magnetic / heavy-duty - ø 36 mm, 20 000 rpm | RE36 RENISHAW ». https://promarchive.ru/en/catalog/detection_-_measurement/position_measurement/absolute_rotary_encoders/absolute_rotary_encoder_magnetic_heavy-duty_-_36_mm_20_000_rpm_re36/ (consulté le 25 août 2022).
- [42] « Resolver RE-15 - LTN Servotechnik GmbH ». <https://www.ltn-servotechnik.com/fr/resolveurs/detail/re-15/> (consulté le 25 août 2022).
- [43] « Rotasyn Standard Resolvers », *Admotec*. <http://https%253A%252F%252Fwww.admotec.com%252Fresolver%252Fstandard-rotasyn-sensors%252F> (consulté le 25 août 2022).
- [44] Y. Sugiyama *et al.*, « A 3.2 kHz, 13-BIT OPTICAL ABSOLUTE ROTARY ENCODER WITH A CMOS PROFILE SENSOR », p. 4.
- [45] Y. Sugiyama *et al.*, « A 3.2 kHz, 14-Bit Optical Absolute Rotary Encoder With a CMOS Profile Sensor », *IEEE Sens. J.*, vol. 8, n° 8, p. 1430-1436, août 2008, doi: 10.1109/JSEN.2008.920709.

- [46] X. Song, J. Fang, et B. Han, « High-Precision Rotor Position Detection for High-Speed Surface PMSM Drive Based on Linear Hall-Effect Sensors », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n° 7, p. 4720-4731, juill. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2479642.
- [47] « Orbis™ true absolute rotary encoder - www.rls.si ». <https://www.rls.si/eng/orbis-true-absolute-rotary-encoder> (consulté le 26 août 2022).
- [48] K. Hee Nam, *AC motor control and electrical vehicle applications*. 2010.
- [49] M. Hilairret, F. Auger, M. Ait-Ahmed, et M. F. Benkhoris, « Speed and position estimation from an absolute position encoder by stochastic filtering », p. 7.
- [50] M. Lu, W. Poh Chiang Loh, T. Dragicovic, et F. Blaabjerg, « A Comparative Benchmark of Digital Delay Compensation Techniques based on a Graphical Approach », *2017 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE*, 2017.
- [51] G. Guilmain, M. Kirouac, B. Smid, M. Obid, V. Rheume, et M. Picard, « Experimental Validation of a Compensation Method for Ultra-High-Speed Absolute Rotary Encoders », dans *2019 IEEE SENSORS*, Montreal, QC, Canada, oct. 2019, p. 1-4. doi: 10.1109/SENSORS43011.2019.8956700.
- [52] P. D. Chandana Perera, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, et P. Thogersen, « A sensorless, stable V/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives », dans *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)*, Dallas, TX, USA, 2002, p. 83-89. doi: 10.1109/APEC.2002.989231.
- [53] Longya Xu et Changjiang Wang, « Implementation and experimental investigation of sensorless control schemes for PMSM in super-high variable speed operation », dans *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*, St. Louis, MO, USA, 1998, vol. 1, p. 483-489. doi: 10.1109/IAS.1998.732349.
- [54] J. Kou, « A Study of Sensorless Commutation Methods for Brushless DC Motors », p. 95.
- [55] V. Gradinaru, L. Tutelea, et I. Boldea, « BLDC-SPM motor drive with DC-DC Converter in the DC link: Hall sensor versus sensorless speed control », dans *2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, Brasov, Romania, mai 2010, p. 422-429. doi: 10.1109/OPTIM.2010.5510442.
- [56] E. Klintberg, « Comparison of Control Approaches for Permanent Magnet Motors », p. 76.
- [57] X. T. Garcia, B. Zigmund, A. Terlizzi, R. Pavlanin, et L. Salvatore, « COMPARISON BETWEEN FOC AND DTC STRATEGIES FOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS », *Adv. Electr. Electron. Eng.*, p. 6.
- [58] « Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementations User Guide », p. 20.
- [59] « Permanent magnet synchronous motor with sinusoidal flux distribution - Simulink ». <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/ref/pmsm.html;jsessionid=80c5d58e43d1bb73450f64753791> (consulté le 17 novembre 2019).
- [60] L. Wang, « PID and Predictive Control of Electrical Drives and Power Converters using MATLAB / Simulink », p. 370.
- [61] V. M. Bida, D. V. Samokhvalov, et F. Sh. Al-Mahturi, « PMSM vector control techniques — A survey », dans *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIconRus)*, Moscow, janv. 2018, p. 577-581. doi: 10.1109/EIconRus.2018.8317164.
- [62] I. Westin, « Evaluation of Different Speed and Position Estimation Methods Suitable for Control of a PMSM », KTH ROYAL INSTITUTE OF TECHNOLOGY SCHOOL OF INDUSTRIAL ENGINEERING AND MANAGEMENT, Sweden, 2016.

- [63] Z. Ma et X. Zhang, « FPGA-based sensorless control for PMSM drives using the stator/rotor frame extended Kalman filter », dans *2018 Chinese Control And Decision Conference (CCDC)*, Shenyang, juin 2018, p. 102-107. doi: 10.1109/CCDC.2018.8407113.
- [64] M. Syakir Termizi, « Sensorless PMSM drives using Extended Kalman Filter (EKF) », 2017, doi: 10.1109/CENCON.2017.8262474.
- [65] B. K. Bose, « Power Electronics and Motor Drives », p. 935.
- [66] K. V. Kumar, P. A. Michael, J. P. John, et D. S. S. Kumar, « Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter », vol. 5, n° 7, p. 14, 2010.
- [67] S. Roy, « Conception optimale d'une chaîne de traction électrique pour une voiture de type Formule SAE », p. 159.
- [68] « Sources of Loss - Multisim Help - National Instruments ». <http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/375482B-01/multisim/sourcesofloss/> (consulté le 18 novembre 2019).
- [69] C. Blake et C. Bull, « IGBT or MOSFET: Choose Wisely », p. 5.
- [70] R. Yapa, A. J. Forsyth, et R. Todd, « Analysis of SiC Technology in Two-Level and Three-Level Converters for Aerospace Applications », dans *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, Manchester, UK, 2014, p. 1.7.02-1.7.02. doi: 10.1049/cp.2014.0498.
- [71] B. Katre, A. Dabare, S. Patle, N. Pidurkar, et S. Bhoyar, « Analysis of Single Phase Diode Clamped Three Level Inverter », vol. 4, p. 3, 2017.
- [72] R. A. Krishna et L. P. Suresh, « A brief review on multi level inverter topologies », dans *2016 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, Nagercoil, India, mars 2016, p. 1-6. doi: 10.1109/ICCPCT.2016.7530373.
- [73] M. Derakhshanfar, « Analysis of different topologies of multilevel inverters », p. 45.
- [74] A. Nawawi *et al.*, « Design and Demonstration of High Power Density Inverter for Aircraft Applications », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, n° 2, p. 1168-1176, mars 2017, doi: 10.1109/TIA.2016.2623282.
- [75] J. Pyrhonen, T. Jokinen, et V. Hrabovcová, *Design of rotating electrical machines*. Chichester, West Sussex, United Kingdom ; Hoboken, NJ: Wiley, 2008.
- [76] M. Morimoto, K. Aiba, T. Sakurai, A. Hoshino, et M. Fujiwara, « Position sensorless starting of super high-speed PM Generator for micro gas turbine », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, n° 2, p. 415-420, avr. 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.870719.
- [77] R. M. Kennel, « Ultra high speed drive with permanent magnet synchronous motors and hardware based field oriented control », dans *2007 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, Bodrum, Turkey, sept. 2007, p. 116-124. doi: 10.1109/ACEMP.2007.4510493.
- [78] C. Bian, S. Ren, et L. Ma, « Sensorless DTC of Super High-speed PMSM », dans *2007 IEEE International Conference on Automation and Logistics*, Jinan, China, août 2007, p. 3060-3064. doi: 10.1109/ICAL.2007.4339107.
- [79] C. Bian, S. Ren, et L. Ma, « Study on Direct Torque Control of Super High-speed PMSM », dans *2007 IEEE International Conference on Automation and Logistics*, Jinan, China, août 2007, p. 2711-2715. doi: 10.1109/ICAL.2007.4339040.
- [80] J. Oyama, T. Higuchi, T. Abe, K. Shigematsu, et R. Moriguchi, « The Development of Small Size Ultra-High Speed Drive System », dans *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*, Nagoya, Japan, avr. 2007, p. 1571-1576. doi: 10.1109/PCCON.2007.373173.
- [81] B. G. R. Richards et W. Hu, « Controller for improving control and operation of AC motors », US9041328B2, 26 mai 2015 Consulté le: 25 octobre 2019. [En ligne]. Disponible à:

<https://patents.google.com/patent/US9041328/en?q=Controller+for+improving+control+and+operation+of+AC+motors>

- [82] P. Niedermayr, S. Bolognani, L. Alberti, et R. Abl, « Sensorless control of a super-high speed synchronous motor drive based on a Kalman filter », dans *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, oct. 2016, p. 1870-1875. doi: 10.1109/IECON.2016.7793166.