

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
MICHEL LEMAIRE

ÉMULATION D'UN MOTEUR SYNCHRONÉ À AIMANTS PERMANENTS

AVRIL 2017

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

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

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

Résumé

Un émulateur de moteur est un système imitant le fonctionnement électrique d'un moteur réel. Au contraire des simulations, l'émulation de la machine doit permettre un échange d'énergie réelle avec les dispositifs d'électronique de puissance. Ce type de système est surtout utilisé dans les phases de prototypage et dans les tests de validation. Il permet de modifier numériquement les paramètres électriques et mécaniques de la machine en temps-réel et de valider le fonctionnement de contrôleurs dans des modes atypiques qui risqueraient autrement d'endommager l'équipement réel. Ce type de systèmes est composé d'un simulateur temps-réel, d'amplificateurs de puissance et de capteurs. L'ensemble de ces composantes affecte directement la précision et la stabilité du système. Le niveau de bruit et la précision des capteurs, les délais de communication et le pas de calcul du simulateur, ainsi que les fonctions de transfert des amplificateurs, doivent être pris en compte afin d'assurer le bon fonctionnement du système.

Les moteurs synchrones à aimants permanents, quant à eux, se séparent en deux catégories, soit les moteurs à force électromotrice sinusoïdale et trapézoïdale. La complexité du modèle mathématique est directement liée aux paramètres disponibles mais la précision de l'émulateur de moteur doit prendre en compte les modèles les plus complexes. Les non-linéarités, les saturations ainsi que la variation des inductances selon la rotation du rotor, doivent être fidèlement reproduites. Ce mémoire présente un système d'émulateur de moteur permettant de reproduire fidèlement cette complexité.

Remerciements

J'adresse mes remerciements aux personnes qui m'ont aidé dans la réalisation de ce mémoire.

En premier lieu, je remercie M. Pierre Sicard professeur à l'université du Québec à Trois-Rivières. En tant que Directeur de mémoire, il m'a guidé dans mon travail et m'a aidé à trouver des solutions pour avancer.

Je remercie aussi M. Jean Bélanger PDG de l'entreprise OPAL-RT Technologies, pour sa confiance et son support.

Table des matières

Résumé.....	ii
Table des matières.....	iv
Liste des tableaux.....	vi
Liste des figures	vii
Liste des symboles	x
Chapitre 1 - Introduction.....	1
Chapitre 2 - Les systèmes PHIL.....	4
2.1 Simulateur temps-réel.....	4
2.2 <i>Hardware-In-the-Loop</i>	5
2.3 <i>Power Hardware-In-the-Loop</i>	9
2.3.1 Précision et stabilité des systèmes PHIL	13
2.3.2 Analyse de stabilité des systèmes PHIL	22
2.4 Conclusion.....	35
Chapitre 3 - Modélisation des machines synchrones à aimants permanents	36
3.1 Modélisation de la MSAP à FEM sinusoïdale	40
3.2 Modélisation de la MSAP à FEM trapézoïdale	42

3.3	Modélisation de la MSAP générale dans le domaine temporel.....	43
3.4	Conclusion.....	45
Chapitre 4 - Contrôle de MSAP		46
4.1	Contrôle à orientation de flux.....	46
4.2	Contrôle <i>six-step</i>	49
Chapitre 5 - Émulation de la MSAP		53
5.1	Émulation de moteur avec source de courant.....	54
5.1	Émulation de moteur avec source de tension	59
5.2	Émulation de moteur	61
5.3	Simulation de la MSAP	61
5.4	Simulation BLDC.....	75
5.5	Résultats expérimentaux.....	79
5.6	Conclusion.....	85
Chapitre 6 - Conclusion		88
Références.....		92
Bibliographie.....		95

Liste des tableaux

Tableau 5-1 : Paramètres utilisés pour la simulation de la MSAP.....	62
Tableau 5-2 Paramètres utilisés pour la simulation du BLDC.....	76

Liste des figures

Figure 2-1 Schéma de la simulation de type HIL [2].....	7
Figure 2-2 Illustration du cycle en V	10
Figure 2-3 Illustration du cycle en V modifié.....	12
Figure 2-4 Schéma d'un système PHIL avec batterie réelle	13
Figure 2-5 Circuit analogique avec capteurs.....	14
Figure 2-6 : Schéma d'un circuit analogique en mode PHIL.....	15
Figure 2-7 Diagramme-bloc de la figure 2-6	16
Figure 2-8 Illustration des divers types d'amplificateurs.....	20
Figure 2-9 Illustration des quatre quadrants des amplificateurs	21
Figure 2-10 Schéma d'un système PHIL	22
Figure 2-11 Diagramme-bloc de la figure 2-10	23
Figure 2-12 Diagramme de Bode pour $F_c = 20$ kHz.....	25
Figure 2-13 Diagramme de Nyquist pour $F_c = 20$ kHz	25
Figure 2-14 Diagramme de Bode pour $F_c = 2$ kHz.....	26
Figure 2-15 Diagramme de Nyquist pour $F_c = 2$ kHz	26
Figure 2-16: Comparaison des modèles continus de délais.	28
Figure 2-17 Diagramme de Bode pour $F_c = 6100$ Hz avec Padé 1 ^o ordre.....	32
Figure 2-18 Diagramme de Bode pour $F_c = 6100$ Hz avec Padé 5 ^o ordre.....	33
Figure 2-19 Diagramme de Bode pour $F_c = 4400$ Hz avec Padé 10 ^o ordre.....	34
Figure 3-1 Dessin de l'intérieur de la MSAP.....	37

Figure 3-2 Schéma électrique de la MSAP référencé au stator	38
Figure 3-3 Graphique de la FEM sinusoïdale en fonction de l'angle du rotor	39
Figure 3-4 Graphique de la FEM trapézoïdale en fonction de l'angle du rotor	39
Figure 4-1 Schéma du contrôleur FOC	47
Figure 4-2 Schéma du contrôle six-step.....	50
Figure 4-3: Figure de la logique des capteurs à effet Hall et de leur décodeur [22]	50
Figure 5-1 Schéma général d'un système de simulation PHIL de moteur.....	54
Figure 5-2: Schéma de la topologie des simulations de moteur.....	55
Figure 5-3 Schéma de la topologie PHIL avec amplificateur en mode source de courant	56
Figure 5-4 Image de l'oscilloscope comparant la tension (Jaune) au courant (Bleu) pour une consigne de courant de 1A	57
Figure 5-5 Image de l'oscilloscope comparant la tension (Jaune) au courant (Bleu) pour une consigne de courant de 0A	57
Figure 5-6 : Schéma analogique d'un amplificateur configuré en <i>Howland</i> <i>Pump</i>	58
Figure 5-7 Schéma du montage PHIL avec amplificateur en mode tension.....	59
Figure 5-8 Schéma du modèle de simulation de MSAP	61
Figure 5-9 Schéma du modèle Simulink.....	63
Figure 5-10 Graphique du courant de référence par rapport au courant obtenu sur une période.	64
Figure 5-11 Graphique du courant de référence par rapport au courant obtenu sur 0.32 ms.....	65
Figure 5-12 Impulsions de commande du modèle SPS par rapport au modèle développé.....	66
Figure 5-13 Graphique de la tension de FEM calculée par le modèle	67
Figure 5-14 Graphique de la tension de FEM modifiée.....	67

Figure 5-15 Graphique de la tension de FEM obtenue en sortie de l'amplificateur simulé.....	68
Figure 5-16 Graphique de la tension de FEM (L=420mH)	69
Figure 5-17 Graphique de la tension de FEM en sortie de l'amplificateur (L=420mH).....	69
Figure 5-18 Graphique du courant de référence par rapport au courant obtenu pour une faute sur la phase A.	70
Figure 5-19 Graphique du courant de référence par rapport au courant obtenu de la transitoire pour une faute sur la phase A	71
Figure 5-20 : Graphique du courant comparé pour un échelon de charge	72
Figure 5-21 Graphique agrandi du courant comparé pour un échelon de charge	72
Figure 5-22 Graphique du courant de référence par rapport au courant obtenu lors de l'ouverture forcée des gâchettes de l'électronique de puissance.....	73
Figure 5-23 Graphique de la tension en mode haute impédance	74
Figure 5-24 Graphique agrandi de la tension en mode haute impédance	74
Figure 5-25 Schéma du modèle de simulation du BLDC	75
Figure 5-26 : Graphique des courants comparés pour le BLDC.....	77
Figure 5-27 Graphique agrandi des courants comparés pour le BLDC	77
Figure 5-28 : Graphique des tensions de FEM idéales comparées aux FEM corrigées	78
Figure 5-29 Schéma du banc de test	80
Figure 5-30 Graphique du gain de sortie de l'amplificateur en fonction de la fréquence d'entrée	81
Figure 5-31 Graphique de la phase de sortie de l'amplificateur en fonction de la fréquence d'entrée	81

Liste des symboles

B	Coefficient de friction	Nm/rad/s
C	Correcteur	Sans unité
CC	Capteur de courant	V/A
Ce	Couple électromagnétique	Nm
Cr	Couple résistif	Nm
CT	Capteur de tension	Sans unité
E	FEM	V
H	Capteur à effet hall	Sans unité
i	courant	A
id	courant direct	A
iq	courant en quadrature	A
J	Inertie	Kg m ²
Ke	Constante moteur	V s/rad
ki	Paramètre integrale du correcteur	Sans unité
kp	Paramètre proportionnel du correcteur	Sans unité
kt	Constante de couple	Nm/A
kv	Constante de tension	V s/rad
L	Inductance	H
Ld	Inductance directe	H
Lm	Paramètre inductance variable	H
Lq	Inductance en quadrature	H
Lv	Inductance variable	H
Ms	Inductance mutuelle	H
P	Paire de pôles	Sans unité

R_s	Resistance	ohm
s	Symbole laplacien	rad/s
S	Gachette	Sans unité
T	Temps de délai	s
TF	Fonction de transfert	Sans unité
v_d	Tension directe	V
v_q	Tension en quadrature	V
V	Tension	V
ω_m	Vitesse	rad/s
θ_r	Angle du rotor	rad
Z	impedance	ohm
ξ	Coefficient d'amortissement	Sans unité
τ	Constante de temps	s
ϕ	Constante de flux	Vs

Chapitre 1 - Introduction

La complexité grandissante des nouvelles technologies est accompagnée d'un coût tout aussi élevé. Les nouveaux développements dans le domaine du génie électrique, tel que l'effervescence pour l'électrification des transports et l'importance accordée à l'efficacité énergétique impliquent d'implémenter des systèmes de plus en plus complexes. La multitude de topologies possibles de machines électriques, de convertisseurs de puissance et de couplages aux sources d'énergie demande des moyens efficaces et novateurs afin de diminuer le temps requis pour passer du prototype à la mise en marché. Par exemple, le développement de voitures électriques nécessite des bancs de test flexibles qui peuvent facilement rendre compte des diverses topologies envisageables. Le développement de nouveaux prototypes de moteurs et de contrôleurs embarqués s'avère coûteux, mais d'autant plus coûteux lorsqu'ils doivent être construits dans leur intégralité afin d'être testés. Si le prototype est fautif ou endommagé, il faudra le reconstruire. De plus, les prototypes doivent être soumis à des contraintes qui risquent de les endommager.

Les outils de simulation ont toujours été un moyen reconnu afin de développer des prototypes et ils font partie de tous les cycles de conception de tous les domaines de l'ingénierie. Depuis plusieurs années, les systèmes de simulation ont migré vers des simulations dites temps-réel permettant de coupler des dispositifs réels avec des simulateurs. Ce qui n'était qu'un échange de signaux de faible puissance afin de tester les logiques d'intégration est devenu un échange de puissance réelle entre des simulations et

des composantes. Ce type de système, communément appelé *Power Hardware-In-the-Loop* (PHIL) permet, non seulement de tester la logique des composants réels, mais aussi leur robustesse vis-à-vis des contraintes réels.

Ce mémoire porte sur l'émulation de machines synchrones à aimants permanents et s'inscrit dans les simulations de type PHIL. L'émulation est un moyen employée afin de substituer une partie d'un système réel par un système intermédiaire qui reproduit son fonctionnement. Le travail de mon mémoire consiste en la substitution d'un moteur synchrone à aimants permanents par son équivalent numérique dans un système réel incluant : l'électronique de puissance, les sources énergétiques et le contrôleur. Pour ce faire, le moteur doit être modélisé mathématiquement et intégré sur une plateforme électronique permettant de faibles pas de calcul, soit sur *Field-Programmable Gate Array* (FPGA). Le système PHIL doit prendre en compte les contraintes engendrées par le couplage de l'émulateur avec les composantes réelles, les non-linéarités et la saturation du moteur afin d'assurer la précision des résultats. Ce projet a pour but d'offrir de nouvelles options aux secteurs de la recherche et du développement afin d'accélérer la réalisation et le prototypage rapide de moteurs, de systèmes d'électronique de puissance et de stratégies de commande.

Ce mémoire est séparé en 6 chapitres incluant l'introduction. Le deuxième chapitre porte sur les systèmes PHIL en général. Cette partie introduit les éléments nécessaires à la conception et à la compréhension de ce type de système, tel les simulateurs temps-réel et les systèmes *Hardware-In-the-Loop* (HIL). Elle introduit aussi les systèmes PHIL en général ainsi que leurs structures et les éléments clefs, et elle détaille aussi les problématiques courantes concernant les systèmes PHIL en général, soit la précision et la

stabilité. La troisième partie porte sur les machines à aimants permanents. Cette catégorie de moteurs est présentée et les différences entre les principaux types sont expliquées de façon générale. Trois modèles mathématiques sont retenus et présentés. Le quatrième chapitre présente deux contrôleurs utilisés pour contrôler deux types différents de machine. La structure du contrôleur ainsi que les méthodes utilisées pour la calibration des correcteurs PI est aussi définie. Le cinquième chapitre porte sur l'émulation de machines à aimants permanents. Il fait état du travail de recherche effectué et de la méthode retenue pour la conception du système final. Les méthodes avec source de courant et source de tension sont présentées. Il expose les résultats obtenus en simulation pour les deux types de machines en régime stationnaire et les résultats pratiques obtenus à partir d'un banc de test monté chez OPAL-RT Technologies. La structure du banc de test est expliquée ainsi que les problématiques encourues. Le sixième et dernier chapitre est la conclusion.

Chapitre 2 - Les systèmes PHIL

Les systèmes PHIL sont composés de trois parties, soit un simulateur temps-réel, un dispositif permettant l'échange de puissance et un composant réel soumis à des tests pour fin de prototypage ou de validation. Ces systèmes sont une extension des systèmes HIL où un simulateur temps-réel est relié, par l'intermédiaire de signaux de faible puissance, à un composant réel. Ce chapitre définit ces différents systèmes et expose les diverses problématiques en lien avec les systèmes PHIL et les méthodes d'analyses.

2.1 Simulateur temps-réel

Un simulateur est un support informatique permettant de reproduire de façon virtuelle des phénomènes ou des systèmes physiques. Les simulations y sont définies à partir des équations mathématiques utilisées pour modéliser le système. Les réponses obtenues sont ainsi tributaires de la précision du modèle, de l'algorithme utilisé pour résoudre les systèmes d'équations et du pas de calcul [1]. À l'instar de simulations purement logicielles, les simulations temps-réel sont caractérisées par un synchronisme avec le temps réel et la présence d'entrées et de sorties analogiques et numériques, ce qui permet d'interfacer ce système avec des composants réels.

Ce type de système utilise des algorithmes de résolution mathématique développés afin d'obtenir un pas de calcul fixe. Il est donc préférable d'y minimiser les interpolations mathématiques utilisées normalement dans les simulations hors ligne puisqu'ils ne sont pas

en mesure de garantir le temps de simulation de chaque pas de calcul. La priorité est ainsi donnée à la résolution directe, sans interpolation, d'équations mathématiques discrètes implémentées sur support électronique. Les simulateurs temps-réel sont aujourd'hui composés de dispositifs appelés *Field-Programmable Gate Array* (FPGA), un circuit intégré reconfigurable permettant l'implémentation de logiques complexes en parallèle, ainsi que de processeurs à usage général (référés ci-après sous le nom CPU) utilisés en conjonction. L'objectif de ces plateformes est de simuler des systèmes physiques avec des pas de calcul beaucoup plus petits que les constantes de temps naturelles du système modélisé, dans l'ordre de quelques pourcents, afin d'obtenir une bonne précision sur les phénomènes transitoires. Quoique certains systèmes puissent s'avérer très lents, tels les systèmes thermiques, lorsque nous simulons des systèmes électriques, ceux-ci doivent être simulés le plus rapidement possible afin de bien rendre compte de l'ensemble des phénomènes transitoires. De nos jours, grâce à l'implémentation de modèles sur FPGA, il est possible de simuler des systèmes temps-réel avec des pas de calcul de l'ordre de 150 ns. Les CPU sont normalement utilisés pour simuler des systèmes avec des constantes de temps plus lentes et permettent des pas de calcul de l'ordre des dizaines de microsecondes. Il est convenu que les pas de calcul correspondant à ces dispositifs sont tributaires de la dimension de la simulation et ainsi du système d'équations à résoudre.

2.2 Hardware-In-the-Loop

Les simulations de type HIL sont toujours constituées d'un simulateur temps-réel et d'un système réel, tel un contrôleur externe ou un dispositif de protection, pour ne donner que deux exemples. Cette méthode, utilisée par maintes industries dans les phases de conception, de prototypage et de test, a pour but d'interfacer un simulateur temps-réel avec

des composants physiques par l'intermédiaire de signaux analogiques, ou numériques, de faible puissance. Vulgairement, le simulateur trompe les composants réels en émulant le comportement d'un système réel.

Prenons l'exemple de tests de validation effectués sur un contrôleur de voiture. L'objectif est de tester l'équipement sous diverses conditions, normales ou anormales, tel lors d'une faute quelconque. La partie simulée est ainsi l'électronique de puissance, le moteur, les divers capteurs et le modèle mécanique du véhicule. La partie réelle est l'unité de contrôle électrique (ECU). En premier lieu, les connexions appropriées sont faites afin de connecter les sorties et entrées de l'ECU au simulateur, soit les signaux de commande dédiés à l'électronique de puissance et les divers signaux des capteurs, tels les encodeurs, les capteurs de tension et de courant. Ces signaux sont envoyés à l'ECU par l'intermédiaire de convertisseurs numériques/analogiques et analogiques/numériques comme si un système réel y était connecté. La figure 2.1 illustre les diverses connexions ainsi que les différents supports utilisés pour la simulation.

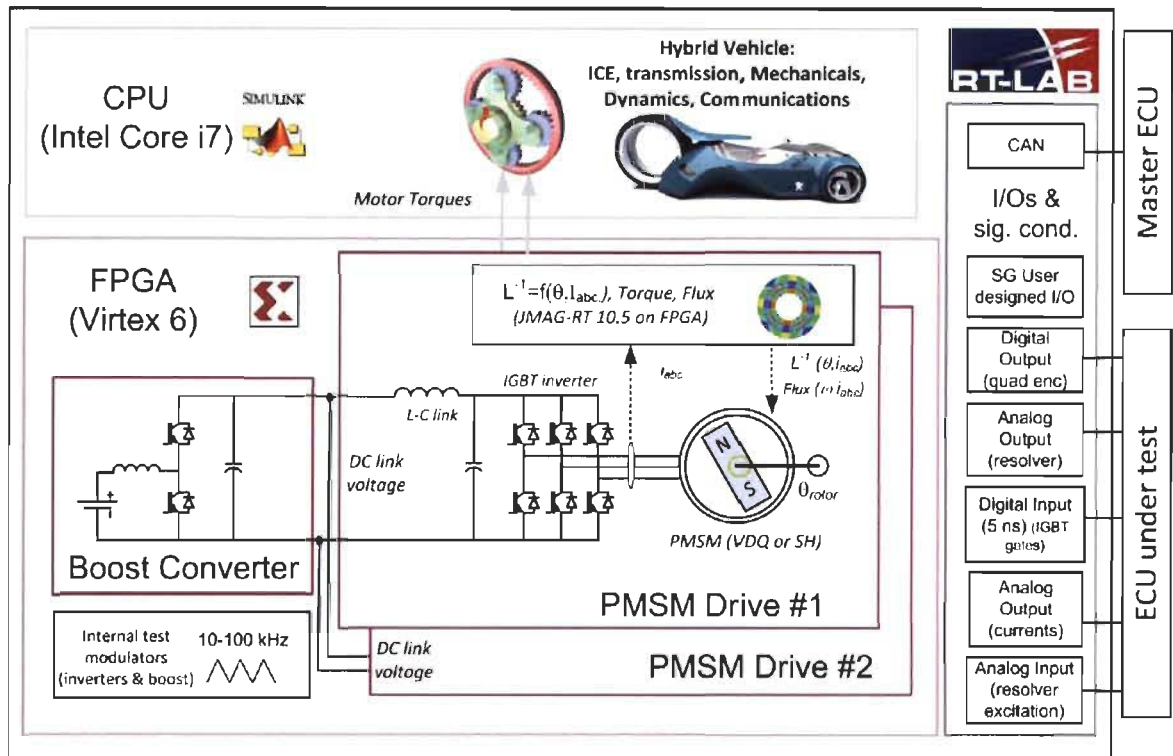


Figure 2-1 Schéma de la simulation de type HIL [2]

Afin d'obtenir des résultats cohérents, il est important de minimiser les délais entre les équipements. Ces délais sont dus au pas de calcul, ainsi qu'au temps de réponse des sorties analogiques et numériques. En fait, si la latence de la simulation est trop grande les tests seront biaisés. En pratique, selon une règle éprouvée expérimentalement chez OPAL-RT, la latence totale du simulateur doit être plus petite que 10% du temps d'échantillonnage du contrôleur pour assurer la stabilité. Bien sûr, il n'y a pas que la stabilité en jeu, nous devons aussi considérer la précision de la simulation. En fait, lorsque nous simulons quoi que ce soit, il est important de bien connaître les constantes de temps du système ainsi que les temps de commutation minimums. Si nous simulons l'électronique de puissance, nous devons considérer autant les temps morts, soit les délais entre les signaux de commande, que la fréquence de commutation maximale. Normalement, pour obtenir de bons résultats

en régime permanent et en régime transitoire, le pas de calcul du simulateur doit être inférieur à 2% de la période commutation [3]. Ainsi, si la fréquence de commutation est de 50 kHz, soit 20 μ s, la simulation de l'électronique de puissance devrait être inférieure à 400 ns. En ce qui a trait aux simulations des moteurs, il est important de considérer les constantes de temps minimales de la machine, mais afin de représenter fidèlement les phénomènes transitoires, les machines doivent être simulées avec des pas de calcul beaucoup plus petits. C'est pour cela que le FPGA est priorisé pour ce type de simulation. Ce dernier permet des pas de calcul plus petits que le CPU et permet de diminuer les latences en lien avec les communications numériques. En ce qui a trait au système mécanique, il possède des constantes de temps beaucoup plus grandes, mais exige souvent des modèles beaucoup plus complexes. Les CPU suffisent donc en ce qui a trait au pas de calcul et permettent aussi l'implémentation de modèles complexes qui peut s'avérer difficile sur FPGA [3-4].

Les simulations de type HIL permettent de minimiser les risques de dommages aux équipements réels, par la simulation de court-circuit par exemple, et d'assurer le bon fonctionnement des systèmes dans des conditions qui demanderaient autrement de faire des tests très coûteux. Prenons l'exemple d'un contrôleur de génératrice synchrone pour les barrages hydroélectriques. Si nous effectuons l'ensemble de la conception, du prototypage et des tests, dans un vrai barrage électrique nous pouvons imaginer que les coûts en temps et en argent seraient astronomiques. De plus, il serait probable que des équipements coûteux soient endommagés.

2.3 Power Hardware-In-the-Loop

Le PHIL introduit la notion de puissance réelle dans les systèmes HIL. En fait, ils sont pratiquement identiques si nous négligeons cet aspect. Il ne fait qu'introduire un autre élément dans la boucle permettant le transfert de puissance, un amplificateur dans la majeure partie des cas. Bien que ce type de système offre aussi la possibilité d'utiliser des signaux de faibles puissances puisqu'il contient les mêmes éléments que le HIL, les systèmes PHIL sont utilisés pour tester des systèmes soumis à des contraintes réels. D'une certaine mesure, ce type de simulation est complémentaire au HIL, quoiqu'il puisse s'avérer moins précis que les simulations de type HIL dû aux erreurs engendrées par les divers capteurs et convertisseurs. Les systèmes PHIL bien calibrés permettent tout de même d'obtenir des résultats d'une précision largement acceptable. Reprenons l'exemple précédent du contrôleur automobile. Les éléments d'électronique de puissance, les IGBT par exemple, sont simulés à l'aide d'un modèle simplifié et les modèles actuels ne permettent pas de valider les composants d'électronique de puissance dans leur totalité [5-6]. En fait, les modèles temps-réel ne rendent pas compte des phénomènes transitoires rapides, des pertes et de la variation température. Il en est de même pour les dispositifs de protection, bien qu'on teste la logique de la protection en HIL, nous ne testons pas le système avec ses vrais capteurs, soit les transformateurs de tension et de courant. Les systèmes PHIL permettent ainsi de tester des systèmes avec moins de restrictions et de faire abstraction de la période de modélisation et de paramétrage de certains équipements. Ce type de système peut s'avérer utile afin de réduire les coûts liés au temps de conception pour une entreprise. Prenons l'exemple d'un système embarqué pour le contrôle de machine électrique. La simulation de type PHIL permet non seulement de tester plusieurs

types de machines avec divers paramètres sans avoir tous les moteurs à portée de main, mais elle permet aussi de réaliser des fautes qui risqueraient autrement d'endommager l'équipement réel. De plus, l'utilisation de système PHIL s'introduit très bien dans la recherche et le développement de nouveaux systèmes. Continuons avec l'exemple du système embarqué pour le contrôle de machine électrique. Le développement passe usuellement par une phase de conception en V, comme démontré par la figure 2-2, qui consiste en divers cycles de conception individuelle, qui suite à un échec d'une étape particulière doit revenir sur les étapes précédentes et recommencer le cycle.

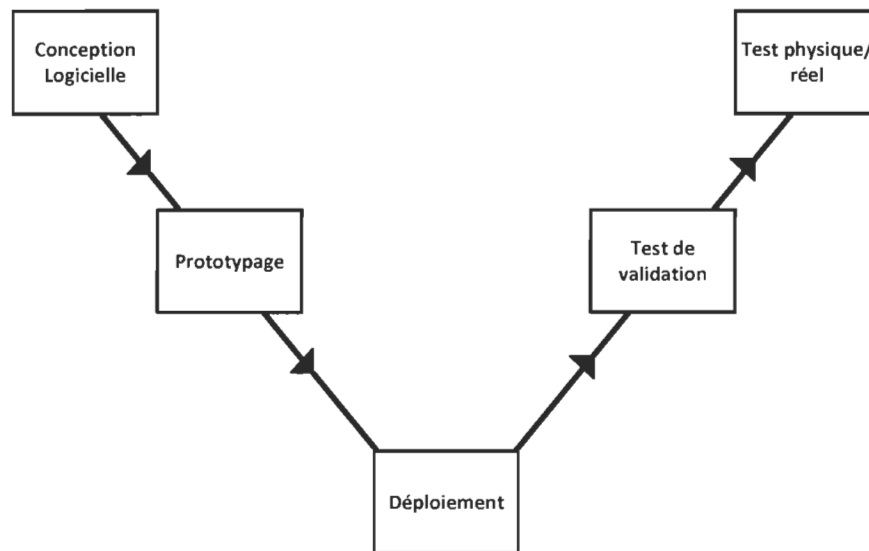


Figure 2-2 Illustration du cycle en V

Explicitement, une conception purement logicielle est premièrement validée, ensuite cette conception est matérialisée sur un prototype, tel un DSP connecté et divers capteurs réels connectés à un onduleur par exemple. Chacune des parties est sélectionnée indépendamment pour ensuite être réunie dans un prototype complet. Une fois les tests préliminaires effectués sur le prototype, un prototype complet est conçu et déployé. Suite

au déploiement, les tests de validation de type HIL/PHIL ou autres, mettent à l'épreuve les stratégies de commande du contrôleur. Finalement des tests sur l'équipement physique sont effectués. Si une de ces étapes échoue, un retour sur les étapes précédentes est nécessaire et le cycle doit recommencer. Ceci est normalement le cycle en V. L'utilisation de simulateurs temps-réel et les notions de simulation de type HIL et PHIL peuvent accélérer le processus de mise en marché en chevauchant les divers cycles de conception. En fait, la conception logicielle peut dès lors utiliser un simulateur temps-réel afin de concevoir la loi de commande. Ensuite, le même modèle logiciel peut être directement utilisé comme prototype du contrôleur, ce que l'on nomme système de prototypage rapide (RCP). Ce simulateur de type RCP peut être directement connecté à un autre simulateur utilisé afin de simuler l'équipement réel, soit dans une simulation de type HIL. Celle-ci peut simuler la charge ainsi que les capteurs, mais le système de prototypage rapide peut aussi directement commander les onduleurs et utiliser de vrais capteurs afin de tester des prototypes avec des systèmes de type PHIL. Ainsi, au même moment que le contrôle est implémenté sur DSP par exemple, l'ensemble de la chaîne de prototypage peut continuer. Finalement, les tests effectués sur les prototypes sont effectués avec les mêmes outils que ceux utilisés pour la validation du contrôleur final, permettant ainsi de mieux cerner les erreurs introduites lors du déploiement du système et de minimiser le temps de mise en marché. En d'autres mots, les systèmes de type HIL et PHIL permettent le chevauchement des diverses étapes du cycle en V, tel qu'illustré à la figure 2.3.

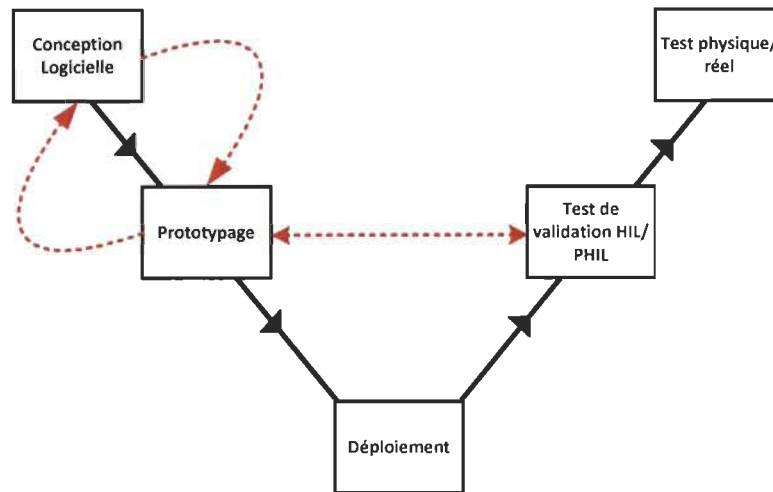


Figure 2-3 Illustration du cycle en V modifié

Afin de mieux cerner les composants nécessaires à l'implémentation d'une simulation de type PHIL, la figure 2.4 illustre un exemple simple de simulation avec une batterie réelle [7]. Comme nous pouvons l'observer, un simulateur temps-réel est utilisé afin de modéliser un véhicule, un moteur et l'électronique de puissance, soit un système HIL, et un second simulateur temps-réel est utilisé comme contrôleur externe, soit comme système RCP. Le simulateur communique la valeur du courant à l'amplificateur, via des signaux analogiques de faible puissance. L'amplificateur absorbe, ou génère, la puissance réelle. Au même moment, la tension de la batterie est lue par le capteur et renvoyée au modèle afin de donner la tension de la batterie utilisée par le modèle.

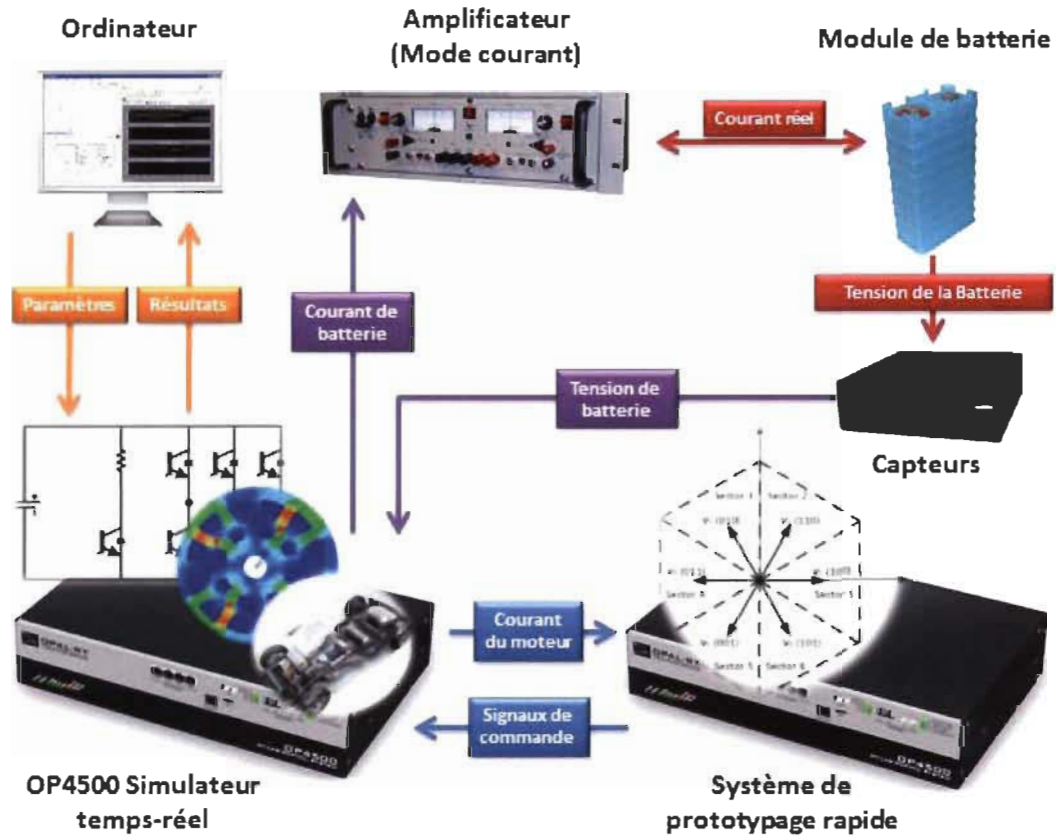


Figure 2-4 Schéma d'un système PHIL avec batterie réelle

2.3.1 Précision et stabilité des systèmes PHIL

Les deux problématiques les plus communes lors de l'implémentation de systèmes de type PHIL sont la précision et la stabilité [8-9]. En fait, l'introduction des divers délais peut engendrer des problèmes d'instabilité et de précision. Ils sont causés par le pas de calcul de la simulation et les divers convertisseurs analogiques/numériques ou par les temps de réponse des amplificateurs et des capteurs [10]. Prenons le circuit analogique de la figure 2.5 où nous retrouvons facilement l'équation (2.1).

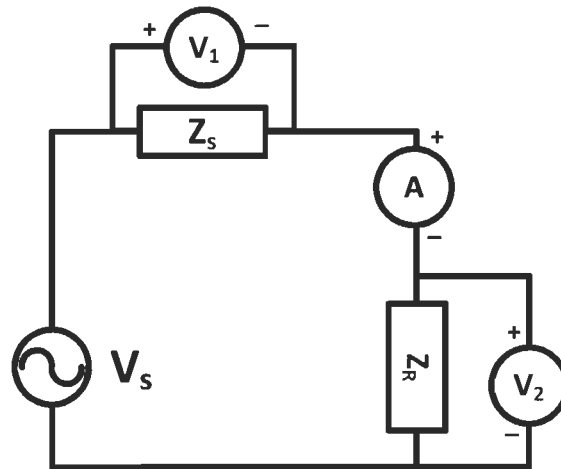


Figure 2-5 Circuit analogique avec capteurs

$$V_1 = \frac{Z_s}{Z_R + Z_s} V_s \quad (2.1)$$

Selon la figure 2.6, nous pouvons observer que la simple mise en série de deux impédances peut s'avérer problématique lors d'une simulation de type PHIL. Lorsque nous introduisons les divers délais dus aux convertisseurs et à la discrétisation, ainsi que les fonctions de transfert des composants nécessaires à la réalisation d'une simulation de type PHIL, nous pouvons observer par (2.2) que les fonctions de transfert du système en boucle fermée deviennent bien plus complexes qu'un simple circuit analogique.

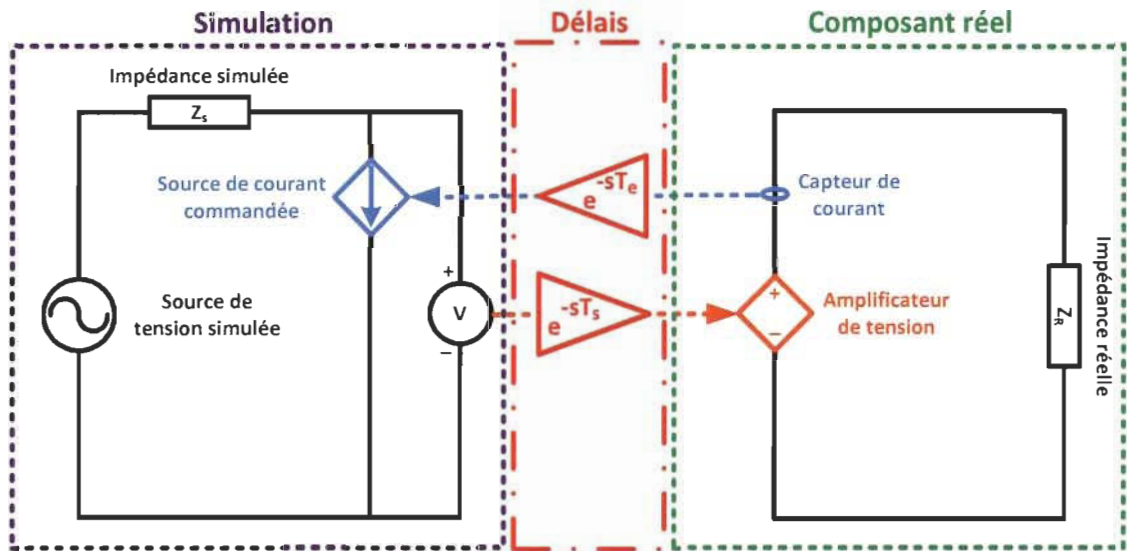


Figure 2-6 : Schéma d'un circuit analogique en mode PHIL

$$\frac{V_1}{V_s} = \frac{Z_s \cdot TF_{(amp)} \cdot TF_{(sensor)} \cdot e^{-s(T_s+T_e)}}{Z_R + Z_s \cdot TF_{(amp)} \cdot TF_{(sensor)} \cdot e^{-s(T_s+T_e)}} \quad (2.2)$$

L'introduction des divers délais et les composants supplémentaires ajoutés au circuit viennent influencer les fonctions de transfert du système. Nous pouvons visualiser l'influence des délais avec la figure 2.7.

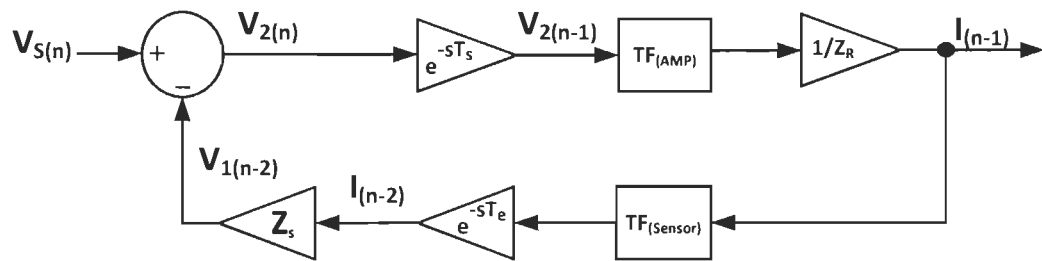


Figure 2-7 Diagramme-bloc de la figure 2-6

Selon la figure 2-7 nous pouvons observer que la valeur du courant mesuré n'est reçue par le simulateur qu'au deuxième pas de calcul en posant que les délais sont identiques. Ainsi, la valeur de la chute de tension dans l'impédance simulée n'est disponible qu'après deux pas de simulation. Cette chaîne de délais peut facilement introduire une instabilité si les valeurs de sorties ou d'entrées du simulateur ne sont pas filtrées adéquatement.

Prenons l'exemple d'un système avec un pas de calcul très lent et d'un amplificateur avec une bande passante très grande, tout en regroupant les délais d'entrées et de sorties et en négligeant les autres composants. Nous pouvons ainsi retrouver la valeur de la tension de sorties V_2 par (2.3) pour un V_S constant de 1 Volt. Les résultats pour 10 pas de calcul sont démontrés par le tableau I.

$$V_2(n) = V_S(n) - Z_S \frac{V_2(n-2)}{Z_R} \quad (2.3)$$

Tableau 2-1 Valeur de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée

Nb d'incrément du pas de calcul	Valeur de V_2 (V)		
	$Z_R=Z_S=1$	$(Z_R=1) < (Z_S=2)$	$(Z_R=2) > (Z_S=1)$
0	1	1	1
1	1	1	1
2	0	-1	0.5
3	0	-1	0.5
4	1	3	0.75
5	1	3	0.75
6	0	-5	0.625
7	0	-5	0.625
8	1	11	0.6875
9	1	11	0.6875
10	0	-21	0.65625

Ce tableau met en évidence la relation qu'entretiennent les impédances réelles et simulées lorsqu'un temps de simulation est utilisé avec une bande passante trop élevée pour le pas de calcul. Nous pouvons aussi observer que le ratio d'impédance ou la division de la puissance dissipée entre les charges simulées et réelles influencent directement la stabilité d'une simulation de type PHIL.

Nous pouvons aussi utiliser le même principe pour démontrer les problèmes en lien de précision. Par exemple, si l'amplificateur a un gain inférieur à 1, soit de 0.95, nous n'obtiendrons jamais les mêmes valeurs qu'un circuit purement analogique ou encore ceux d'une pure simulation. Ceci est démontrable par (2.4).

$$V_2(\mathbf{n}) = V_s(\mathbf{n}) - Z_S \frac{0.95V_2(\mathbf{n} - 2)}{Z_R} \quad (2.4)$$

La précision des systèmes de type PHIL est influencée par les capteurs, les délais et les amplificateurs. Les capteurs influencent la précision par l'exactitude de la mesure, de leurs bandes passantes, du niveau de bruit et des décalages. La précision dépend ainsi du choix des capteurs et de leurs calibrations. Les délais eux introduisent un déphasage. Les délais, dans le domaine de Laplace continu, sont représentés sous la forme e^{-sT} où T représente le temps du délai. Cette fonction de transfert ne fait que retarder le signal, tel un délai dans le domaine discret. Nous pouvons ainsi représenter les délais discrets comme continus, facilitant ainsi le calcul des limites de stabilité. Les problèmes de précision et de stabilités engendrés par les délais sont causés par le déphasage entre l'entrée et la sortie d'un signal, qui conserve autrement la même amplitude.

Les délais présents dans un système peuvent rendre un système instable et la cause de cette instabilité peut être vulgarisée à partir de la théorie des marges de gain et de phase d'un système en boucle ouverte si aucun zéro ne se trouve dans le demi-plan droit, sinon le critère de Nyquist est fortement recommandé. Cette théorie nous explique qu'un système est stable que si la phase est supérieure à -180° quand le gain de la fonction de transfert croise 0 dB et inférieure à 0 dB lorsque la phase croise -180° . Ainsi, un système à l'intérieur duquel un délai est introduit aura un déphasage plus prononcé, en fonction de la fréquence, diminuant ainsi ses marges jusqu'à l'instabilité.

De plus, un délai de 1 ms sur un signal sinusoïdal de 50 Hz représente un décalage de 18 degrés. Ce qui est très grand, car si ce décalage est présent sur la lecture d'un courant réel mesuré et envoyé vers une simulation nous obtenons une puissance réactive même si les charges sont purement résistives. Les délais doivent ainsi être réduits au minimum afin d'obtenir des résultats précis. Par exemple, un pas de calcul de 20 μ s représente un déphasage de 0.36 degré par rapport à un signal de 50 Hz, mais si nous voulons regarder la 100^e harmonique, soit 5 kHz, nous obtenons un déphasage de 36 degrés. Lors du dimensionnement des systèmes de types PHIL, il est donc important de toujours tenir compte de la fréquence en fonction des délais du système. Afin de reproduire des signaux de haute fréquence, il est conseillé de minimiser les pas de calcul à un minimum. Par exemple, en simulant une sinusoïde sur FPGA, nous pouvons obtenir des délais de l'ordre de 2 μ s, dû au convertisseur numérique analogique, ce qui nous donne un déphasage de 3.6 degrés sur les signaux de 5 kHz lorsqu'on néglige le temps de réponse des amplificateurs.

Le choix des amplificateurs est probablement le choix le plus important en ce qui a trait à la précision des systèmes de type PHIL [11]. Il y a deux grandes familles d'amplificateur, soit les amplificateurs analogiques et numériques, et deux classes d'amplificateur analogique, soit les linéaires et ceux avec commutation. La figure 2.8 montre le classement des amplificateurs ainsi que les grandes caractéristiques. Normalement, les amplificateurs numériques présentent des temps de réponse de l'ordre des millisecondes ce qui est à éviter dans les simulations de types PHIL. Ces délais sont dus en grande partie au protocole de communication. De plus, ils offrent souvent de faibles bandes passantes, souvent inférieure à 1 kHz. Les amplificateurs analogiques présentent des temps de réponse pouvant atteindre la dizaine de microsecondes. Les délais étant limités, ces amplificateurs sont normalement

le choix priorisé lors de l'implémentation de système PHIL, quoiqu'ils soient plus couteux. Les amplificateurs linéaires quant à eux présentent normalement des bandes passantes plus grandes et une meilleure qualité de l'onde que les amplificateurs à commutation, mais coûtent aussi plus cher que ces derniers.

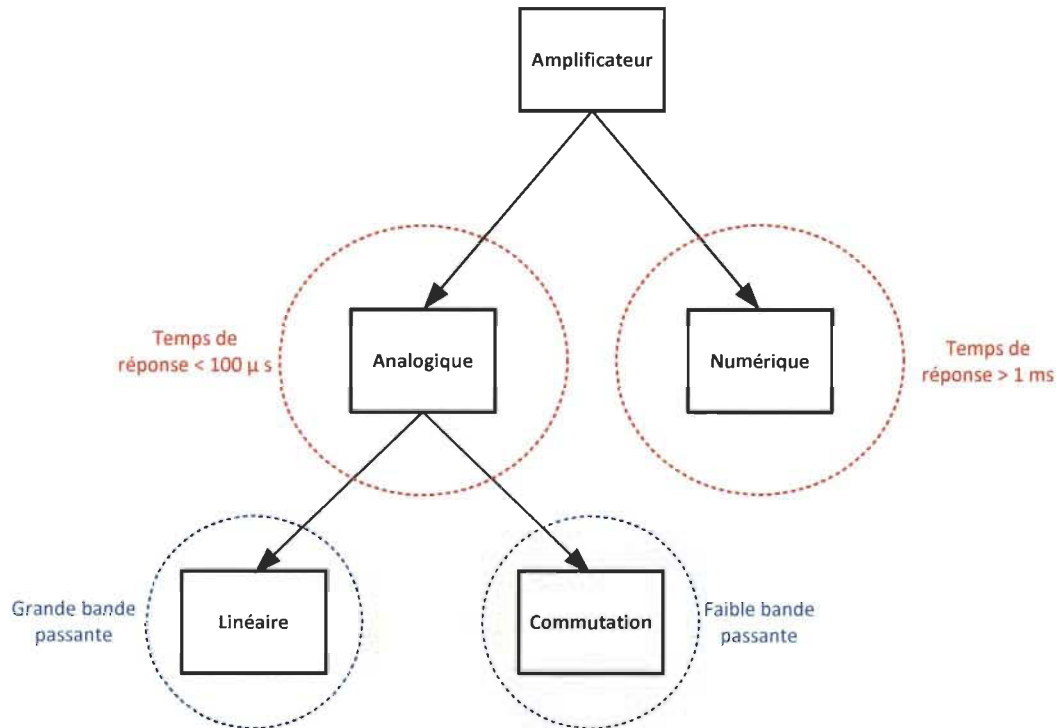


Figure 2-8 Illustration des divers types d'amplificateurs

Avec l'émergence des nouvelles technologies, tels les dispositifs d'électronique de puissance à haute fréquence de commutation et l'utilisation de fibre optique comme lien de communication, nous voyons aujourd'hui des amplificateurs numériques utilisant des FPGA avec des dispositifs de commutation rivalisant avec les amplificateurs linéaires en ce qui a trait à la bande passante et le temps de réponse. Il est certain que les coûts demeurent similaires à ceux des amplificateurs linéaires.

Les amplificateurs se séparent aussi en deux classes, soit les amplificateurs à deux quadrants et quatre quadrants. Les amplificateurs deux quadrants ne peuvent fonctionner qu'en mode génération, soit dans les quadrants 1 et 3 de la figure 2.9. Les amplificateurs 4 quadrants peuvent soit générer ou absorber l'énergie. L'absorption de la puissance peut être bidirectionnelle, soit renvoyer vers le réseau qui alimente l'amplificateur, ou être dissipé dans une charge.

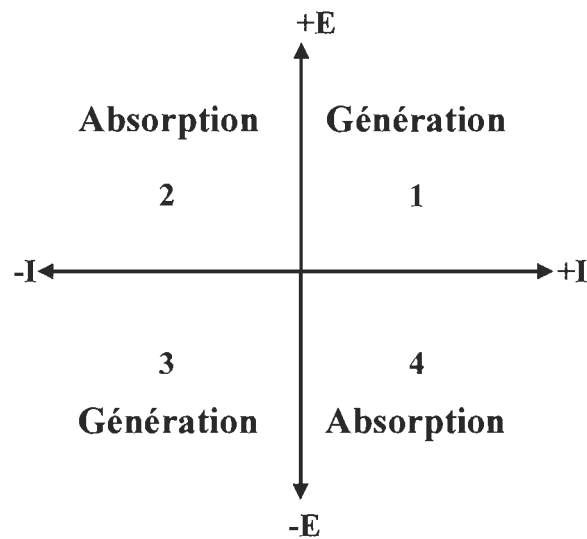


Figure 2-9 Illustration des quatre quadrants des amplificateurs

Il est toujours important de bien sélectionner le type d'amplificateur nécessaire à une simulation puisqu'un retour en énergie pourrait endommager les amplificateurs s'ils ne sont pas conçus pour cette tâche. De plus, il est important de bien sélectionner les bandes passantes appropriées. Les bandes passantes des amplificateurs doivent normalement être dix fois plus grandes que la fréquence désirée puisque les manufacturiers donnent habituellement la bande passante en fonction d'une amplitude correspondant à une atténuation équivalente de -3 dB. En sélectionnant les amplificateurs selon ce facteur de

correction, nous assurons une erreur minimum sur la valeur maximale de fréquence désirée pour la simulation.

2.3.2 Analyse de stabilité des systèmes PHIL

Un système PHIL peut s'avérer très complexe. En fait, il peut être composé d'un réseau simulé et d'un réseau réel couplé à un point sélectionné. Pour réaliser l'analyse de stabilité d'une simulation de type PHIL, nous devons utiliser la fonction de transfert boucle ouverte du système complet, comprenant l'ensemble des délais et des fonctions de transfert équivalentes des composants que l'on ajoute dans la boucle [12-13]. Pour les systèmes complexes, il est possible de réduire les systèmes simulés et réels à un équivalent Thévenin afin de définir l'impédance de sortie de la simulation et d'entrée réelle. Prenons la figure 2-10 par exemple. Ici, nous avons l'impédance et la source de tension équivalente des deux systèmes, soit celles simulées et celles réelles. Cette représentation est appelée transformateur idéal [13]. La figure 2-11 montre le diagramme bloc équivalent utilisé afin d'obtenir la fonction de transfert du système.

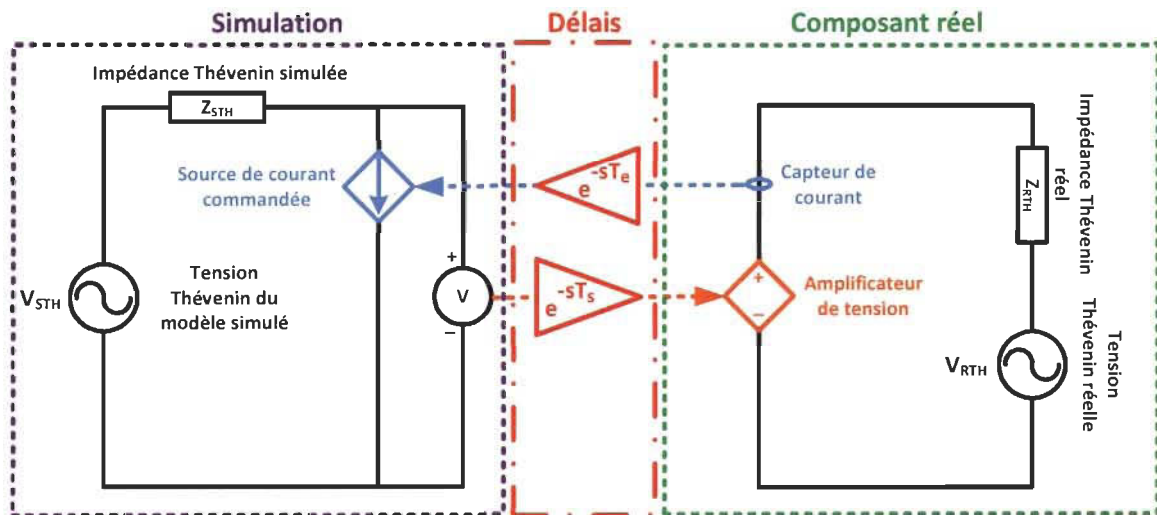


Figure 2-10 Schéma d'un système PHIL

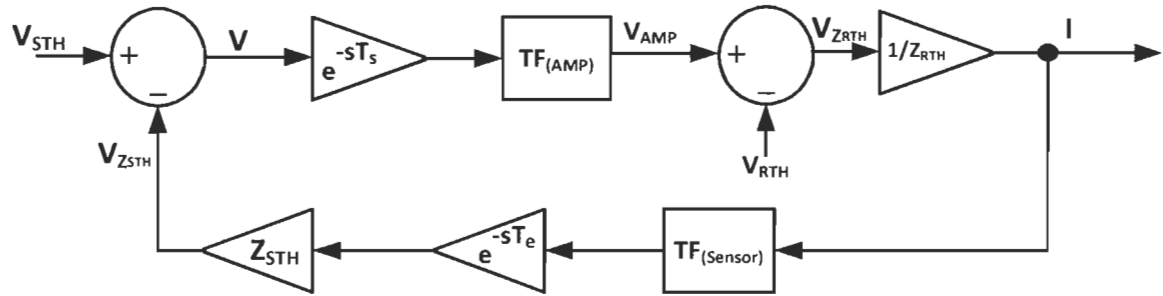


Figure 2-11 Diagramme-bloc de la figure 2-10

La fonction boucle ouverte est la suivante :

$$H(s) = \frac{Z_{STH}}{Z_{RTH}} (TF_{(sensor)} TF_{(amp)} e^{-s(T_s+T_e)}) \quad (2.5)$$

T_s représente le pas de calcul de la simulation plus le délai de la carte de conversion des signaux numériques vers analogiques. T_e représente le pas de calcul de la simulation plus le délai de la carte de conversion des signaux analogiques vers numériques. Afin de démontrer la stabilité à partir d'un exemple simple posons un gain unitaire pour les capteurs. Nous obtenons ainsi (2.6).

$$H(s) = \frac{Z_{STH}}{Z_{RTH}} (TF_{(amp)} e^{-s(T_s+T_e)}) \quad (2.6)$$

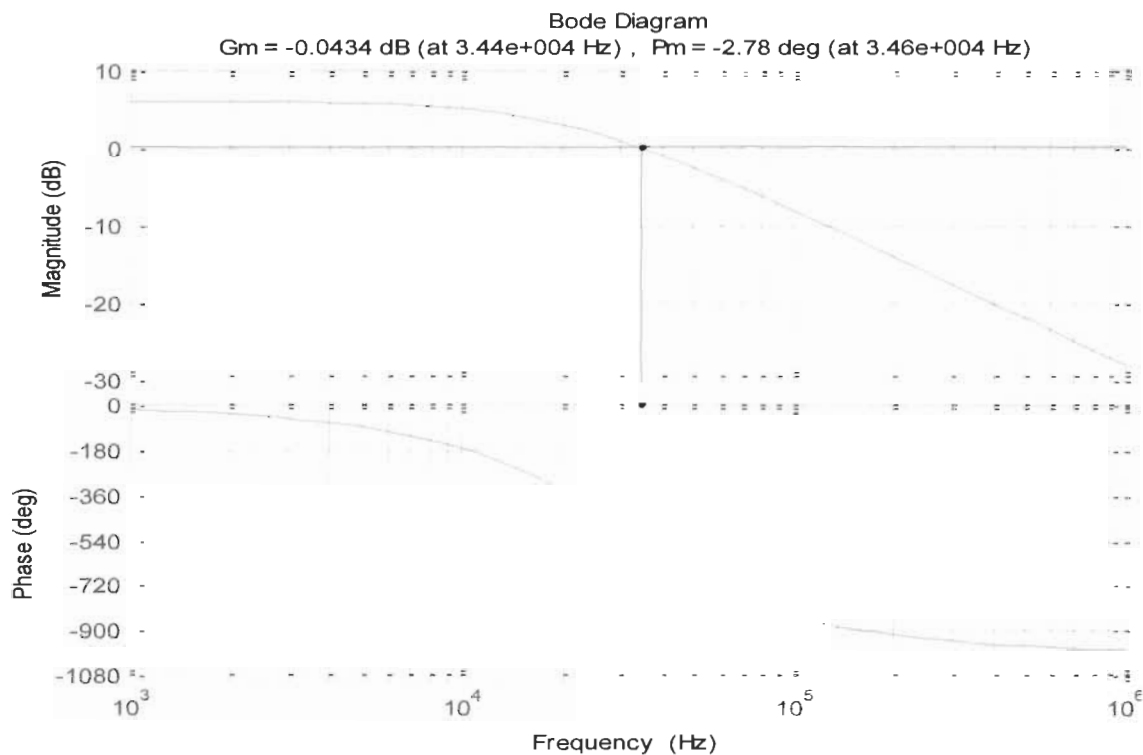
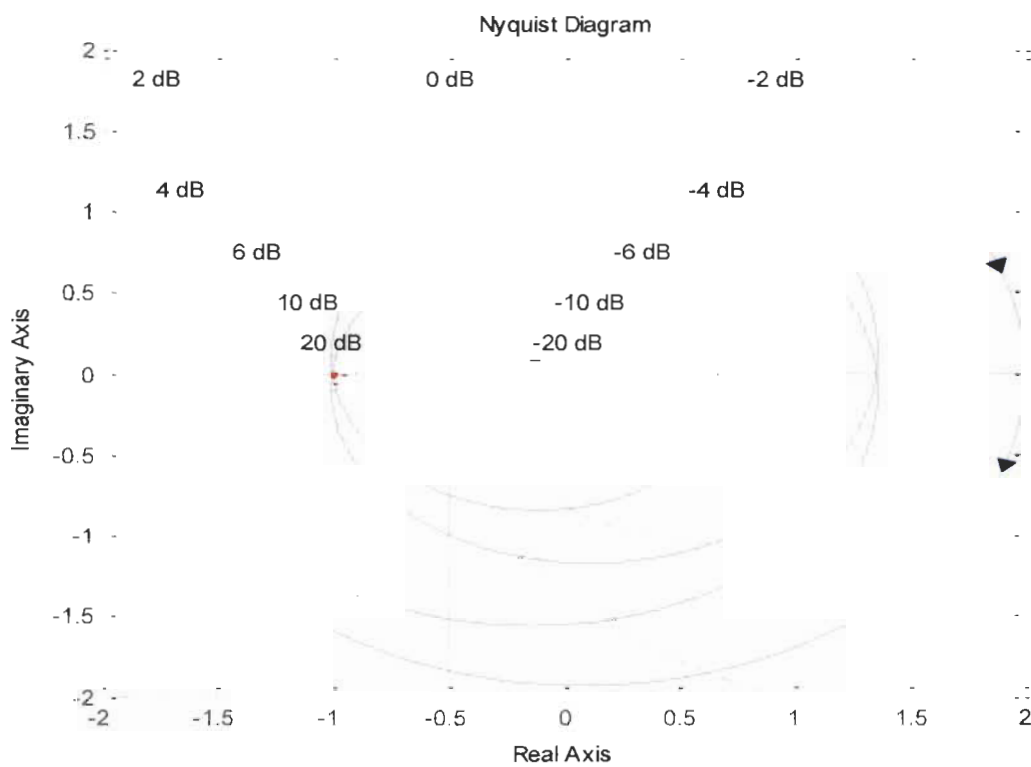
Si nous comparons (2.6) à la fonction de transfert boucle ouverte d'un système analogique réel (2.7), nous pouvons observer que la cause de l'instabilité provient

directement de l'amplificateur et des délais. En d'autres mots, de la bande passante et des délais.

$$H(s) = \frac{Z_{STH}}{Z_{RTH}} \quad (2.7)$$

Afin d'analyser la stabilité du système, nous pouvons utiliser soit le diagramme de Bode ou encore celui de Nyquist. Le premier nous indique la stabilité en fonction de la marge de gain, soit la marge contenue entre 0 dB et l'amplitude obtenue lorsque la phase du système atteint -180 degrés, et de la marge de phase, soit la marge de phase contenue entre 180 degrés et la valeur de phase obtenue lorsque l'amplitude franchit 0 dB. Ces conditions sont valides s'il n'y a aucun zéro dans le demi-plan droit. En ce qui a trait au deuxième, celui-ci nous indique que nous sommes stables si le diagramme encercle le point $-1+j0$ dans le sens anti-horaire le même nombre de fois qu'il y a de pôles dans le demi-plan droit en boucle ouverte (pour le cas où il n'y a aucun pôle ou zéro en boucle ouverte sur l'axe des imaginaires). Pour le modèle (2.6) où l'amplificateur est stable, cette condition demande seulement que le point $-1+j0$ ne soit pas encerclé par le tracé dans le sens horaire.

Prenons la fonction de transfert (2.6) et considérons que le ratio Z_{STH}/Z_{RTH} est égal à 2, que la fonction de transfert de l'amplificateur est une fonction de transfert de 1^{er} ordre avec gain unitaire et que le délai de simulation est de $T_s = T_e = 20e-6$. Tel que démontré par les figures 2.12 et 2.13, si la bande passante de l'amplificateur est de 20kHz, le système sera instable. Pourtant en changeant seulement la bande passante de l'amplificateur pour 2 kHz, nous obtenons un système stable, tel que démontré par les figures 2.14 et 2.15.

Figure 2-12 Diagramme de Bode pour $F_c = 20$ kHzFigure 2-13 Diagramme de Nyquist pour $F_c = 20$ kHz

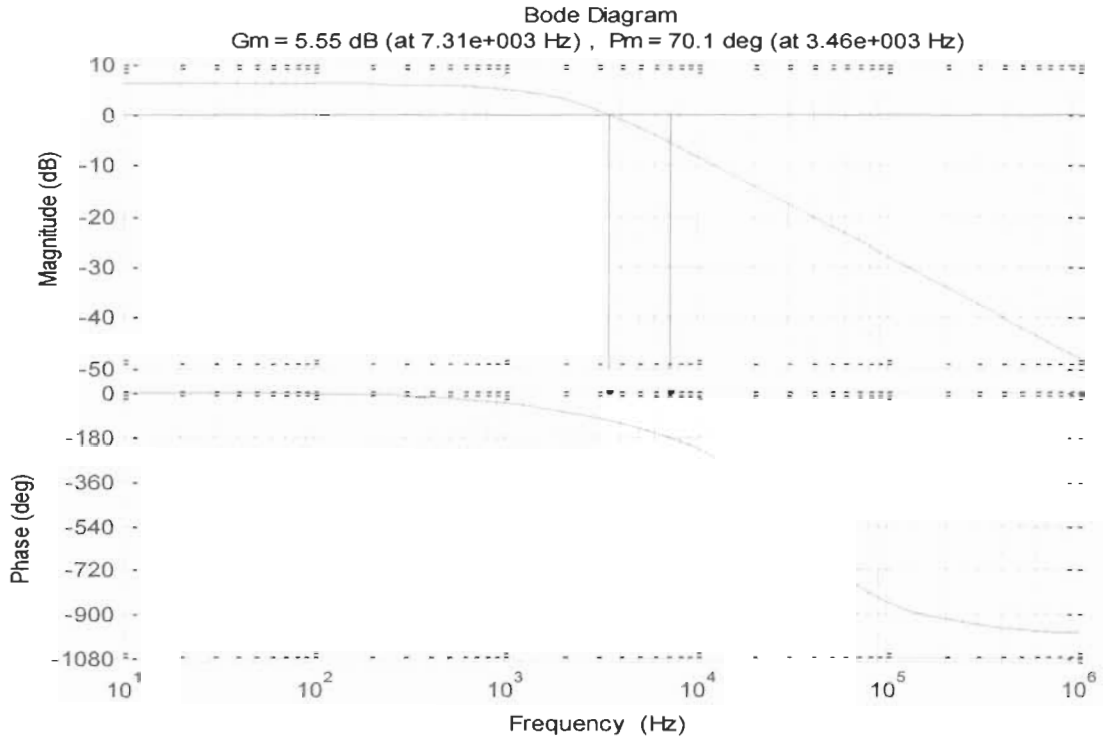


Figure 2-14 Diagramme de Bode pour $F_c = 2$ kHz

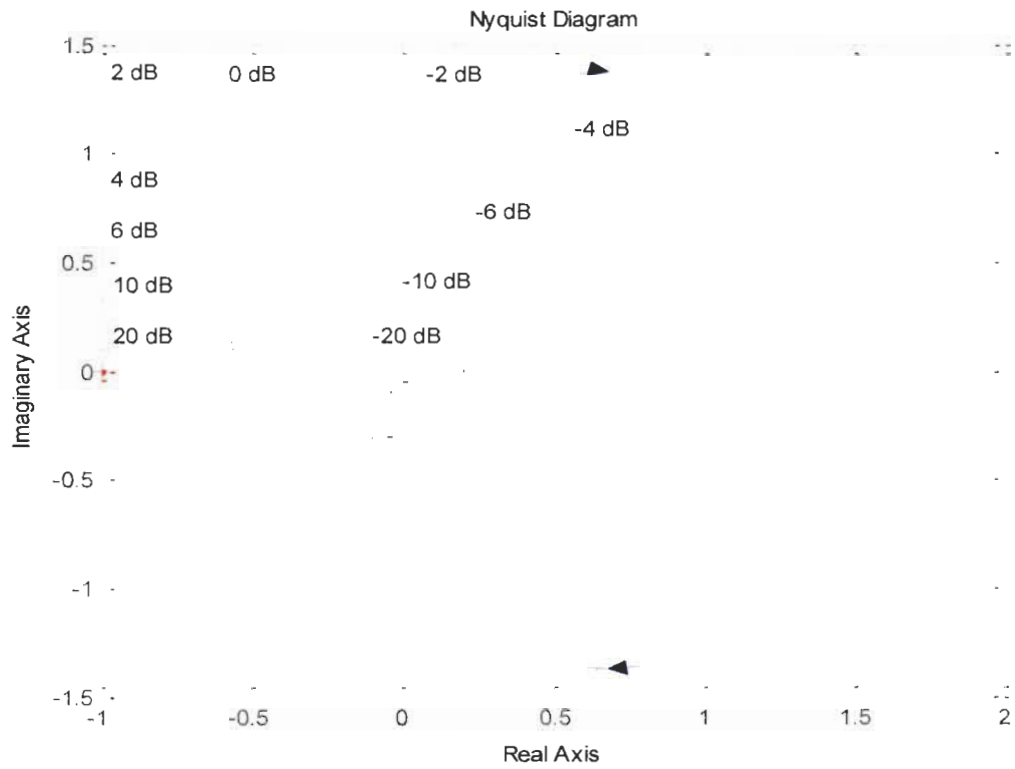


Figure 2-15 Diagramme de Nyquist pour $F_c = 2$ kHz

L'instabilité provient donc directement des délais engendrés par le pas de calcul et de la fonction de transfert de l'amplificateur. Ceux-ci sont complémentaires puisque plus le pas de calcul sera petit, plus la bande passante pourra être grande pour un gain donné par Z_{STH}/Z_{RTH} supérieur à un. Si nous posons que $Z_{STH}/Z_{RTH} = K$ et que nous identifions la fonction de transfert de l'amplificateur à sa bande passante, nous pouvons observer que la stabilité peut être atteinte en ajoutant un filtre passe-bas sur la tension ou le courant réel.

Afin de vérifier les conditions de stabilité du système de façon analytique, nous devons premièrement modifier la fonction de délai e^{-sT} en une fonction de transfert plus pratique dans le domaine continu. Il existe plusieurs possibilités permettant d'exprimer e^{-sT} . Les trois possibilités montrées par (2.9) sont toutes équivalentes.

$$e^x = \frac{1}{e^{-x}} = \frac{e^{\frac{x}{2}}}{e^{-\frac{x}{2}}} \quad (2.9)$$

En utilisant l'expansion par la série de Taylor du premier ordre, nous obtenons (2.10). Des trois équivalences, la dernière est la transformation en série de Padé de premier ordre.

$$e^{-sT} \approx (1 - Ts) \approx \left(\frac{1}{1 + Ts} \right) \approx \left(\frac{1 - \frac{Ts}{2}}{1 + \frac{Ts}{2}} \right) \quad (2.10)$$

La figure 2.16 permet d'observer que la transformation par série de Padé de premier ordre est la plus précise des trois solutions. Cette méthode sera ainsi retenue afin de modéliser les délais dans le domaine continu. Les délais discrets introduits par la simulation seront remplacés par cette expression ce qui facilitera les calculs.

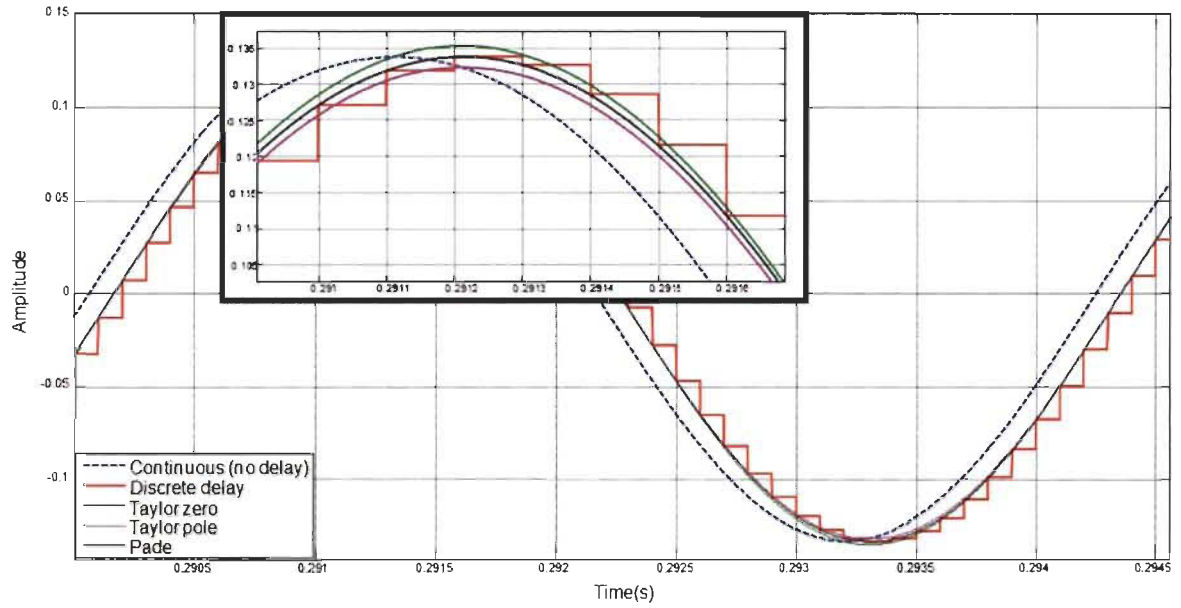


Figure 2-16: Comparaison des modèles continus de délais.

Suivant l'expression du délai retenu, nous pouvons vérifier les conditions de stabilité de (2.7) en utilisant (2.11).

$$H(s) = \frac{Z_{STH}}{Z_{RTH}} \left(\frac{\left(\frac{1 - \frac{(T_s + T_e)s}{2}}{1 + \frac{(T_s + T_e)s}{2}} \right)}{\tau_{amp}s + 1} \right) \quad (2.11)$$

Si l'on pose que $T_s + T_e = T$, nous obtenons l'équation caractéristique (2.12).

$$\Delta(s) = 1 + k \left(\frac{\left(1 - \frac{T_s}{2} \right)}{(\tau_{amp}s + 1) \left(1 + \frac{T_s}{2} \right)} \right) = 0 \quad (2.12)$$

Afin de vérifier la stabilité du système en boucle fermée, nous pouvons vérifier si les zéros de l'équation caractéristique du système répondent bien au critère de Routh-Hurwitz. Ce critère est une méthode mathématique utilisée afin de vérifier les conditions de stabilité des systèmes linéaires. Bien que nous sachions qu'un système est stable si l'ensemble de ses pôles sont négatifs, cette méthode permet de vérifier les conditions sous lesquelles le système est stable sans avoir recours à des méthodes de décomposition, telles les fractions partielles. Elle stipule que si tous les coefficients d'un polynôme, ici démontré par (2.13), ainsi que les valeurs résultantes de ces polynômes, tel que définies par le tableau II et (2.14) et (2.15), sont positives, le système sera stable [14].

$$f(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots a_1 s + a_0 \quad (2.13)$$

Tableau 2-2: Tableau représentatif de la méthode de Routh-Hurwitz

a_n	a_{n-2}	a_{n-4}	...
a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}	...
b_1	b_2	b_3	...
c_1	c_2	c_3	...

$$\mathbf{b}_i = \frac{a_{n-1}a_{n-2i} - a_n a_{n-2i-1}}{a_{n-1}} \geq 0 \quad (2.14)$$

$$\mathbf{c}_i = \frac{b_1 a_{n-2i-1} - a_{n-1} b_{i+1}}{b_1} \geq 0 \quad (2.15)$$

En développant (2.12) nous obtenons (2.16). Nous pouvons observer que la possibilité d'une instabilité provient directement du terme de premier ordre.

$$\frac{\tau_{\text{amp}} T}{2} s^2 + \left(\tau_{\text{amp}} + \frac{T}{2} - k \frac{T}{2} \right) s + 1 + k \geq 0 \quad (2.16)$$

Si une instabilité est détectée, l'ajout d'un filtre est nécessaire. Si nous l'incluons dans la fonction de transfert nous retrouvons (2.17).

$$\begin{aligned} & \left(\tau_{\text{amp}} \tau_{\text{filtre}} \frac{T}{2} \right) s^3 + \left(\tau_{\text{amp}} \tau_{\text{filtre}} + \frac{\tau_{\text{amp}} T}{2} + \frac{\tau_{\text{filtre}} T}{2} \right) s^2 \\ & + \left(\tau_{\text{amp}} + \tau_{\text{filtre}} + \frac{T}{2} - k \frac{T}{2} \right) s + (k + 1) \geq 0 \end{aligned} \quad (2.17)$$

Afin d'assurer la stabilité du système, puisque nous connaissons la valeur de la bande passante de l'amplificateur et du pas de calcul, nous retrouvons la valeur limite du filtre avec le numérateur de b_i , par (2.14), qui prend une forme quadratique. En utilisant (2.18),

en fonction des valeurs obtenues par (2.19), (2.20) et (2.21), nous sommes en mesure de trouver la valeur du filtre afin d'être marginalement stable.

$$\tau_{\text{filtre_limite}} = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (2.18)$$

$$a = \left(\tau_{\text{amp}} + \frac{T}{2} \right) \quad (2.19)$$

$$b = \left(\tau_{\text{amp}} T + \tau_{\text{amp}}^2 + \frac{T^2}{4} - k \left(\tau_{\text{amp}} T + \frac{T^2}{4} \right) \right) \quad (2.20)$$

$$c = \left(\frac{\tau_{\text{amp}}^2 T}{2} + \frac{\tau_{\text{amp}} T^2}{4} (1 - k) \right) \quad (2.21)$$

Suivant l'exemple précédant ($k=2$, $T_s=40e-6$), en utilisant une bande passante de 20 kHz avec (2.18), nos calculs permettent d'obtenir un filtre passe-bas d'une fréquence de coupure de 6100 Hz pour un système marginalement stable, tel que démontré par la figure 2-17.

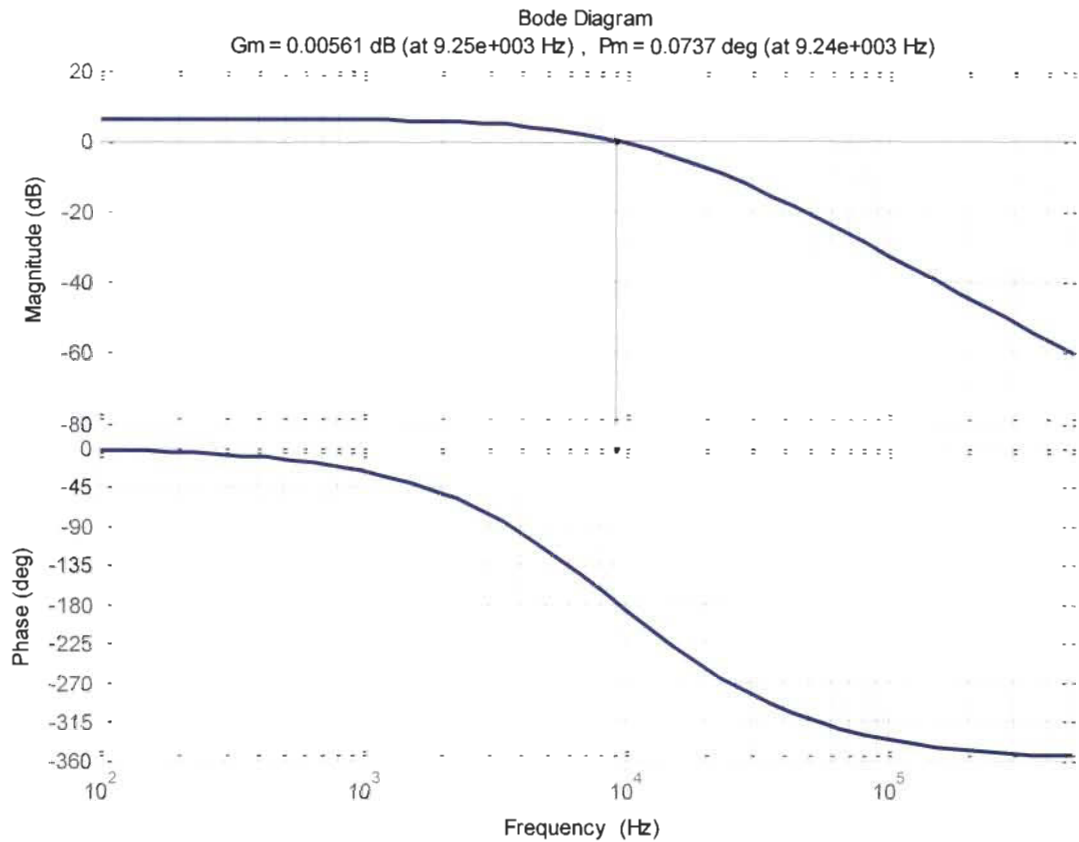


Figure 2-17 Diagramme de Bode pour $F_c = 6100$ Hz avec Padé 1^e ordre

Il est important de noter que l'approximation de Padé du 1^e ordre présente une erreur croissante sur la phase au-delà de 3 kHz. Tel que nous pouvons l'observer à la figure 2-18, il y a une erreur sur la valeur de constante de temps du filtre calculée. Si nous simulons la fonction de transfert boucle ouverte avec une approximation de Padé du 5^e ordre, nous obtenons des marges de gain et de phase négatives.

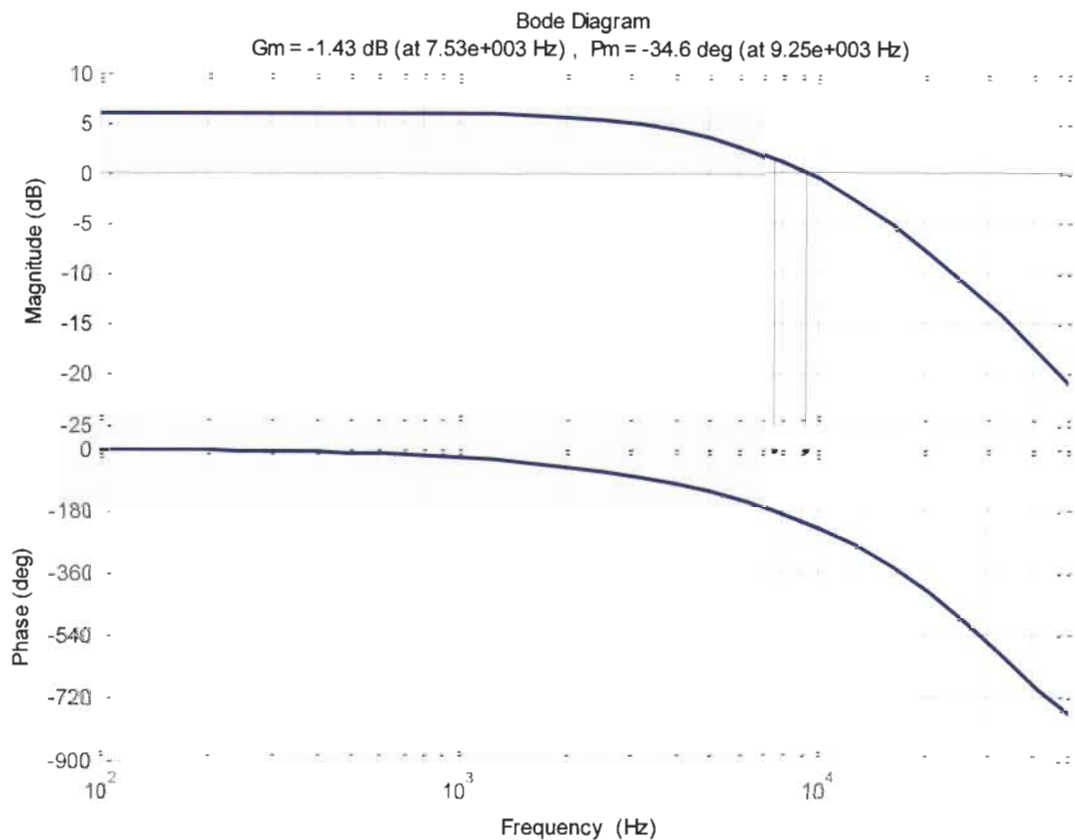


Figure 2-18 Diagramme de Bode pour $F_c = 6100$ Hz avec Padé 5^e ordre

En analysant les résultats obtenus et en effectuant une série de tests pour plusieurs valeurs de délais et de bandes passantes d'amplificateur, nous pouvons observer que la méthode analytique développée plus haut avec l'approximant de 1^e ordre présente toujours une erreur d'au plus 28%. Ainsi, en multipliant le résultat obtenu par 0.72 nous approximons la valeur limite réelle, soit 4400 Hz selon l'exemple précédent. La figure 2-19 démontre la stabilité limite avec un approximant de Padé de 10^e ordre.

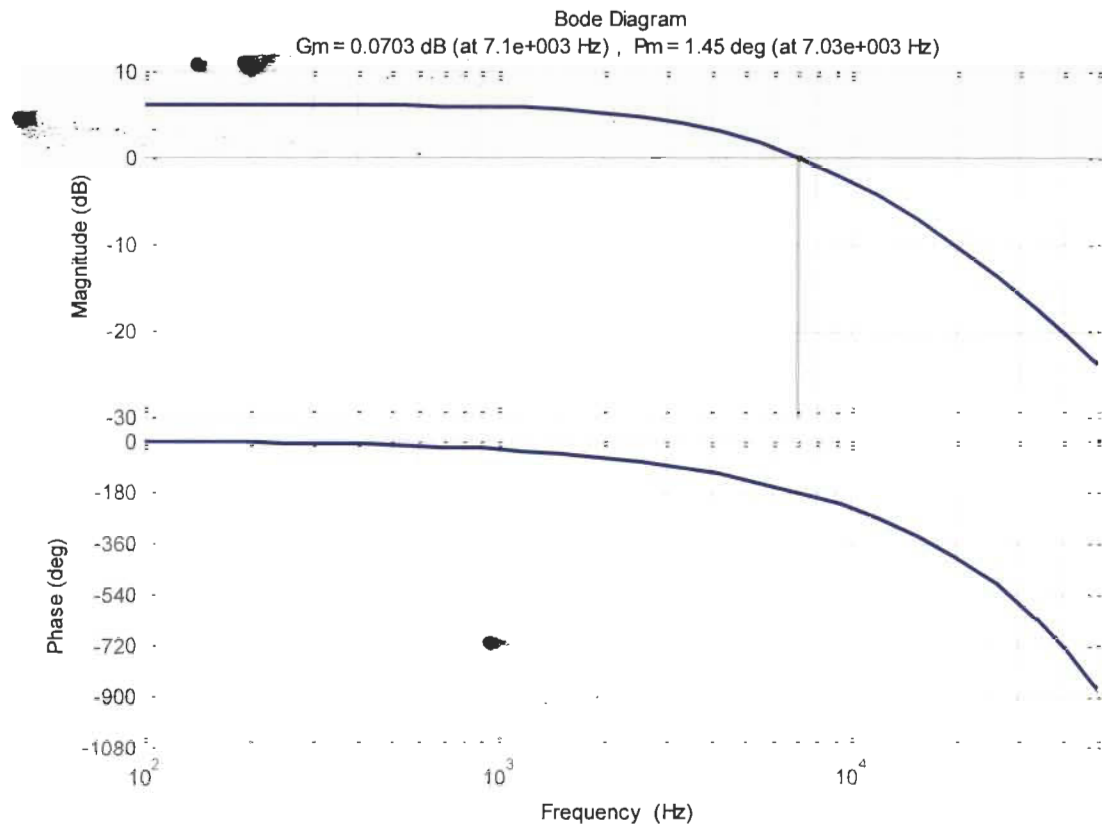


Figure 2-19 Diagramme de Bode pour $F_c = 4400$ Hz avec Padé 10^e ordre

Bien que cette approche ne corrige pas nécessairement tous les problèmes de stabilité, elle s'avère efficace dans la majeure partie des cas. Il existe plusieurs solutions à la stabilité, mais celle présentée s'avère l'une des plus communes [13-15-16-17]. L'introduction de fonction de transfert de type avance et retard de phase peuvent aussi ramener le système dans des marges de stabilité acceptable lorsqu'un filtre ne peut résoudre le problème. Au final, une analyse de stabilité est toujours nécessaire.

2.4 Conclusion

Ce chapitre présente les diverses composantes nécessaires à la conception de système de type PHIL. Les simulateurs temps-réel, ainsi que les simulations HIL sont présentés afin d'introduire le sujet principal de ce mémoire, soit l'émulation de MSAP. La structure des simulations de types PHIL, l'influence des amplificateurs, des divers capteurs et des convertisseurs sont présentées, ainsi que l'apport de ce type de système pour la recherche et le développement. Les diverses problématiques sont expliquées, soit la précision et la stabilité. Une méthode d'analyse de stabilité est aussi présentée.

Ce chapitre met en évidence les éléments qui influencent la précision des systèmes voulant émuler un échange de puissance réel. La prise en compte des délais de communication, de conversion et de calcul sont d'une importance capitale pour assurer des résultats fiables et valides. Bien sûr, il faut premièrement s'assurer d'avoir un système stable. La relation qu'entretient le ratio de puissance avec la bande passante et la latence globale pour la stabilité du système sont aussi expliquées. En fait, plus le pas de calcul et les divers délais sont grands, plus la bande passante du système doit être réduite afin d'assurer la stabilité, qui affecte aussi la précision des résultats. La sélection des divers composants est donc d'une importance capitale dans la conception de système de simulation de type PHIL.

Chapitre 3 - Modélisation des machines synchrones à aimants permanents

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) est essentiellement un moteur synchrone où les bobinages du rotor furent remplacés par des aimants. Cette caractéristique propre aux MSAP possède un avantage évident vis-à-vis les moteurs bobinés : ces derniers ne nécessitent aucune excitation au niveau du rotor puisque le flux de magnétisation est obtenu directement par les aimants. C'est exactement cette propriété qui rend ce type de moteur très attrayant pour l'industrie. En fait, le MSAP possède les avantages suivants comparativement aux moteurs à induction classique [18] : l'inertie du rotor est plus faible dû à l'absence de cage et demande ainsi une puissance moindre pour une même accélération, l'efficacité totale est plus grande dû à la quasi-absence de perte au niveau du rotor et de plus, la puissance est toujours plus grande pour un moteur de même taille, donc les moteurs sont plus petits pour une même puissance. Il possède pourtant certains inconvénients : une difficulté à fonctionner sur une grande plage de température due aux matériaux composant les aimants, un coût de construction plus élevé et un couple de détente (« cogging torque ») plus grand.

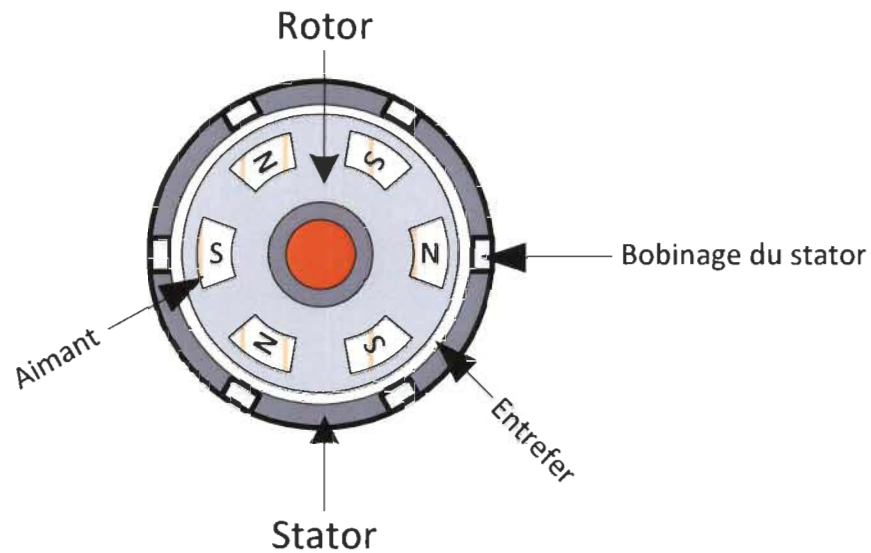


Figure 3-1 Dessin de l'intérieur de la MSAP

Du schéma de la MSAP, tel qu'exposé à la figure 3-1, nous pouvons déduire le modèle électrique équivalent de la machine. En fait, les aimants imposent un champ magnétique fixe qui, lors de la rotation du rotor, engendre une tension dans les bobinages du stator. Ces derniers peuvent être modélisés, en utilisant le stator comme cadre de référence, par une inductance variable, une résistance parasite et une tension induite. La MSAP (figure 3-1) se réduit ainsi au modèle électrique équivalent de la figure 3-2. Bref, dépendamment du nombre de paires de pôles, de la vitesse du rotor et de la constante de flux des aimants, une tension à fréquence variable est observée au stator. Cette tension est la Force ÉlectroMotrice (FEM) et correspond à la dérivée de la variation du flux magnétique dans le temps et l'espace, soit ce qui est communément appelé le champ tournant. Le courant équivalent est obtenu directement en fonction de la tension appliquée au rotor et la tension de la FEM par la loi d'Ohm.

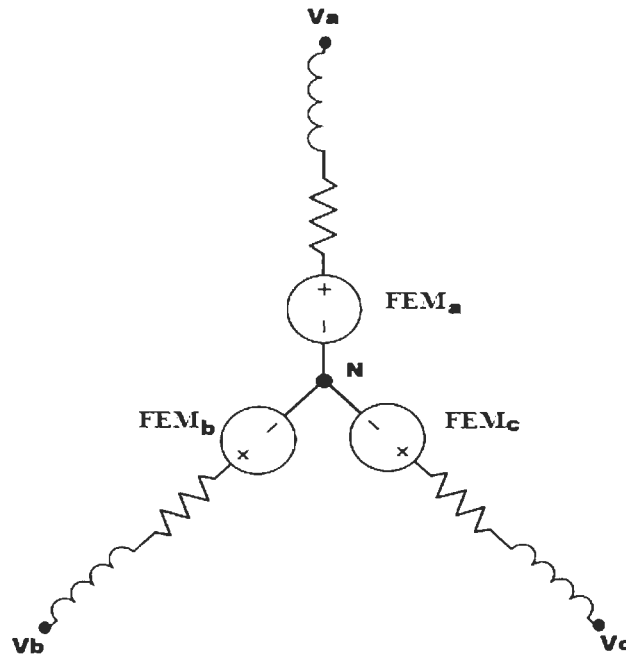


Figure 3-2 Schéma électrique de la MSAP référencé au stator

De plus, dépendamment de l'arrangement et de la forme des aimants, ce type de moteur possède des propriétés différentes. En effet, les aimants peuvent être arrangés de maintes façons : soit par leurs formes, rectangulaires ou radiales, ou soit par leurs positionnements sur le rotor, en surface ou à l'intérieur du rotor par exemple. Ces arrangements influencent ainsi la distribution des champs dans l'entrefer et influencent grandement la forme de la FEM. La caractéristique la plus intéressante est la façon dont on empile les aimants afin de varier la distribution du flux dans l'entrefer. Cette caractéristique sépare les deux grandes classes de MSAP, soit ceux avec une FEM sinusoïdale (Figure 3-3) ou trapézoïdale (Figure 3-4) communément appelés BLDC ou BLDCM de l'anglais *Brushless Direct Current Motor*.

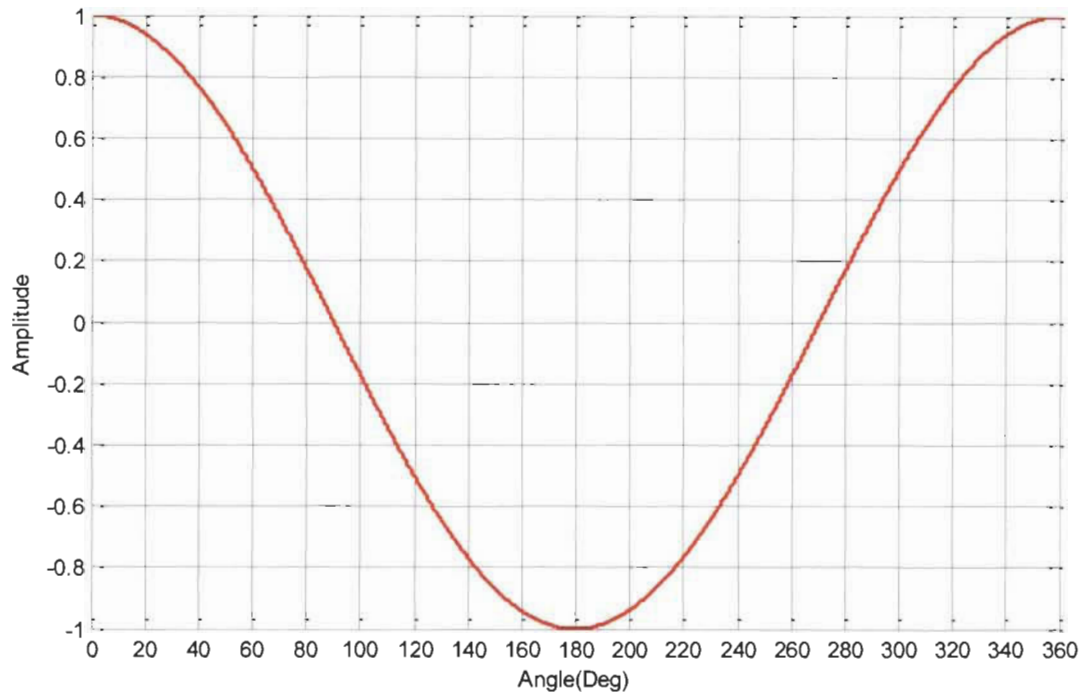


Figure 3-3 Graphique de la FEM sinusoïdale en fonction de l'angle du rotor

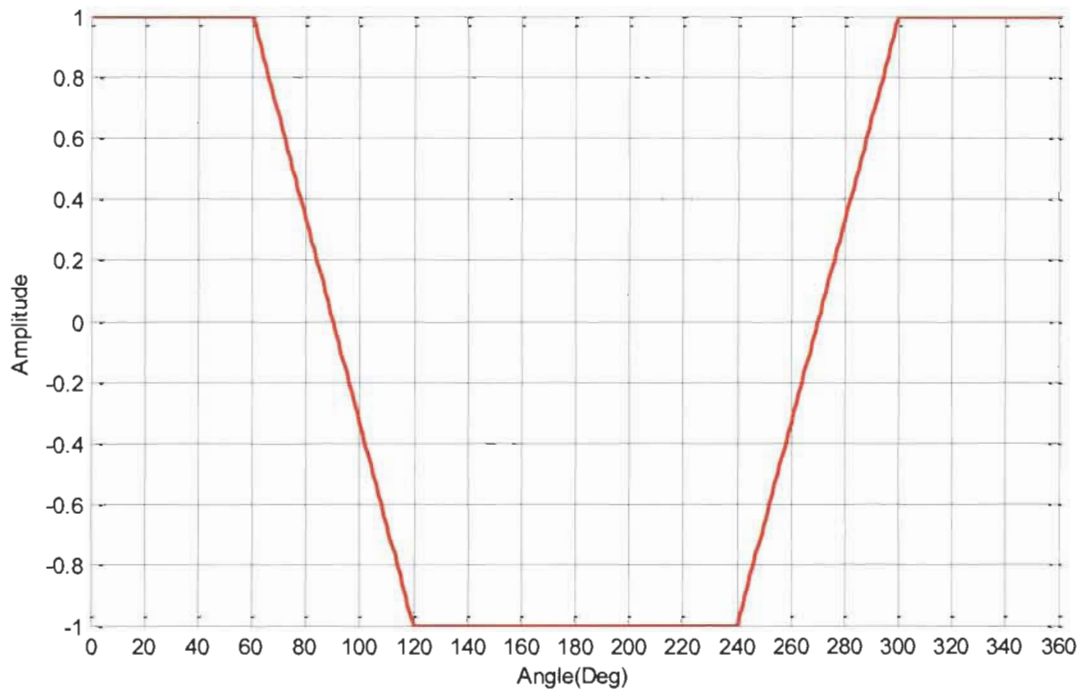


Figure 3-4 Graphique de la FEM trapézoïdale en fonction de l'angle du rotor

Le moteur synchrone sans balai à aimants permanents (BLDC) est un moteur dont la configuration permet d'obtenir une FEM de forme trapézoïdale. Ce moteur est très populaire pour toutes applications où la densité de puissance est un facteur important. En effet, comparativement au moteur à aimants permanents avec une FEM sinusoïdale, le moteur BLDC permet d'obtenir 15% plus de puissance pour une même masse [18]. De plus, le contrôle s'avère très simple, telle une machine à courant continu.

3.1 Modélisation de la MSAP à FEM sinusoïdale

La modélisation de la MSAP à FEM sinusoïdale est normalement faite dans le référentiel dit *direct-quadrature zéro* (dq0). La transformée dq0, ou transformée de Park, permet de transformer des valeurs sinusoïdales triphasées dans le domaine continu tel qu'exposé par (3.1). Cet outil simplifie grandement les exigences de calcul puisqu'il réduit la machine à l'équivalent d'une machine CC.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

La modélisation de la MSAP est réalisée en solutionnant le modèle en fonction de la liaison de flux ϕ et de l'impédance du moteur. Les inductances des axes direct et en quadrature représentent l'inductance lorsque le rotor et le stator sont parfaitement alignés

sur une phase (L_d) et lorsqu'ils sont décalés de 90° (L_q). Les équations (3.2) à (3.5) font état du modèle mathématique de la MSAP.

$$\dot{\varphi}_d = V_{sd} - R_s i_d - \varphi_q P\omega_m \quad (3.2)$$

$$\dot{\varphi}_q = V_{sq} - R_s i_q + \varphi_d P\omega_m \quad (3.3)$$

$$\varphi_d = L_d i_d + \varphi_m \quad (3.4)$$

$$\varphi_q = L_q i_q \quad (3.5)$$

Afin de solutionner pour les courants nous pouvons utiliser les équations précédentes pour obtenir (3.6) et (3.7).

$$\dot{i}_d = \frac{v_d}{L_d} - \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P\omega_m i_q \quad (3.6)$$

$$\dot{i}_q = \frac{v_q}{L_q} - \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} P\omega_m i_d - \frac{\varphi_m P\omega_m}{L_q} \quad (3.7)$$

Deux solutions pour le couple électromagnétique sont possibles, tel que démontré par (3.8) et (3.9).

$$C_e = 1.5P[\varphi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3.8)$$

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot P(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (3.9)$$

Finalement, le modèle mécanique est donné par (3.10).

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} (C_e - B\omega_m - C_r) \quad (3.10)$$

3.2 Modélisation de la MSAP à FEM trapézoïdale

Les équations du BLDC sont représentées directement à partir de la FEM. Les valeurs de courant sont obtenues à partir de (3.11) où la FEM est représentée par (3.12). Il est à noter que le modèle usuel du BLDC néglige la variation de l'inductance selon l'angle du rotor et les inductances mutuelles.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix}^{-1} \left(\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{bmatrix} \right) \quad (3.11)$$

$$E_{ABC} = k_e F(\theta_{ABC}) \omega_m \quad (3.12)$$

Au contraire de la MSAP, nous ne pouvons utiliser la transformée de Park afin de modéliser ce moteur puisque la FEM est trapézoïdale. Nous devons donc reproduire cette tension à partir de l'équation mathématique $F(\theta_{ABC})$ d'amplitude unitaire. Celle-ci est

fonction de la position angulaire du rotor. La constante k_e est habituellement trouvée expérimentalement et définit l'amplitude de la tension de la FEM en fonction de la vitesse du moteur.

Le couple électrique est ainsi égal à (3.13) que nous pouvons réduire à (3.14) en utilisant (3.12). Cette équation permet de réduire le nombre de divisions nécessaire pour solutionner le couple et ainsi, d'augmenter la rapidité du calcul numérique. Le modèle mécanique est le même que pour la MSAP.

$$T_{\text{mot}} = \frac{E_A i_A + E_B i_B + E_C i_C}{\omega_m} \quad (3.13)$$

$$T_{\text{mot}} = k_e (F(\theta_A) i_A + F(\theta_B) i_B + F(\theta_C) i_C) \quad (3.14)$$

3.3 Modélisation de la MSAP générale dans le domaine temporel

Le modèle général suivant de la MSAP fait abstraction des différences de FEM et permet de rendre compte de la séquence homopolaire, tel que montré en (3.15). Les équations définissant les valeurs d'inductance sont exposées de (3.16) à (3.21).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}^{-1} \left(\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_B & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & R_B \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{bmatrix} \right) \quad (3.15)$$

$$L_{aa} = L_s + L_m \cos(2\theta_r) \quad (3.16)$$

$$L_{bb} = L_s + L_m \cos\left(2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (3.17)$$

$$L_{cc} = L_s + L_m \cos\left(2\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (3.18)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = -M_s - L_m \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{6}\right) \quad (3.19)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -M_s - L_m \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.20)$$

$$L_{ca} = L_{ac} = -M_s - L_m \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.21)$$

Cette formulation permet premièrement d'utiliser n'importe quelle forme de FEM, qui n'est jamais parfaitement sinusoïdale ou trapézoïdale pour les deux types de machines. Elle permet aussi de prendre en compte les inductances mutuelles et les inductances rapportées dans le domaine temporel à partir des inductances L_d , L_q et L_0 selon (3.22), (3.23) et (3.24).

$$L_s = \left(\frac{L_0}{3} + \frac{L_d + L_q}{3}\right) \quad (3.22)$$

$$L_m = \left(\frac{L_q - L_d}{3} \right) \quad (3.23)$$

$$M_s = \left(\frac{L_0}{3} + \frac{L_d + L_q}{6} \right) \quad (3.24)$$

Nous obtenons ainsi une forme générale pour l'ensemble des MSAP, peu importe la forme de la FEM dans la mesure où nous sommes en mesure d'obtenir les paramètres nécessaires à la modélisation.

3.4 Conclusion

Ce chapitre présente les divers types de MSAP selon la forme de leur FEM. Les équations retenues permettent de simuler les moteurs avec des niveaux de précision différents et selon des types de modèles différents. Le troisième est le plus précis, mais il exige plus de paramètres qui sont souvent absents des fiches techniques des manufacturiers. Les modèles utilisant des tables de vérifications générées par les modèles à éléments finis sont aussi négligés, mais font partie des modèles mathématiques possibles à implémenter. Ces modèles considèrent l'ensemble des dépendances entre les divers paramètres et devraient être considérés comme les modèles les plus précis [19-20].

Chapitre 4 - Contrôle de MSAP

Ce chapitre définit deux contrôles de machine, soit un pour le MSAP et un pour le BLDC, utilisés dans les étapes subséquentes afin de tester les PHIL de moteurs en boucle fermée.

4.1 Contrôle à orientation de flux

Le contrôle de type contrôle à orientation de flux (référé ci-après sous le nom FOC) est une commande très répandue dans le contrôle de machines électriques triphasés. L'objectif du FOC est de contrôler séparément le couple et le flux.

Le schéma du contrôle de type FOC est présenté à la figure 4-1. La référence utilisée est la vitesse, en rad/s, qui, selon la méthode de contrôle par inversion [21], permet d'obtenir la valeur du courant nécessaire afin d'obtenir la vitesse désirée à l'aide d'un correcteur PI. Le courant direct est forcé à zéro pour maintenir l'efficacité du moteur. Ce courant peut avoir différentes valeurs, tout dépendant la valeur de L_d et L_q . La valeur de zéro est utilisée pour les moteurs à pôles lisses, soit lorsque $L_d = L_q$, puisque que le couple de réluctance produit par la machine est de zéro. Cette approche peut être utilisée pour tous les modèles, mais n'est pas optimale dans les cas de moteurs avec pôles saillants puisqu'il produit nécessairement un couple électromécanique et un couple de réluctance.

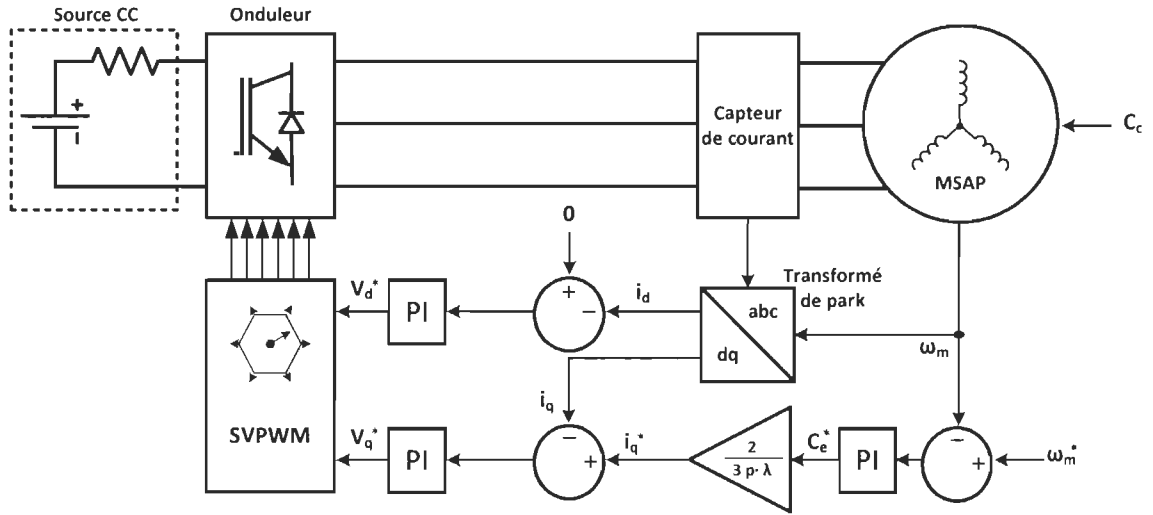


Figure 4-1 Schéma du contrôleur FOC

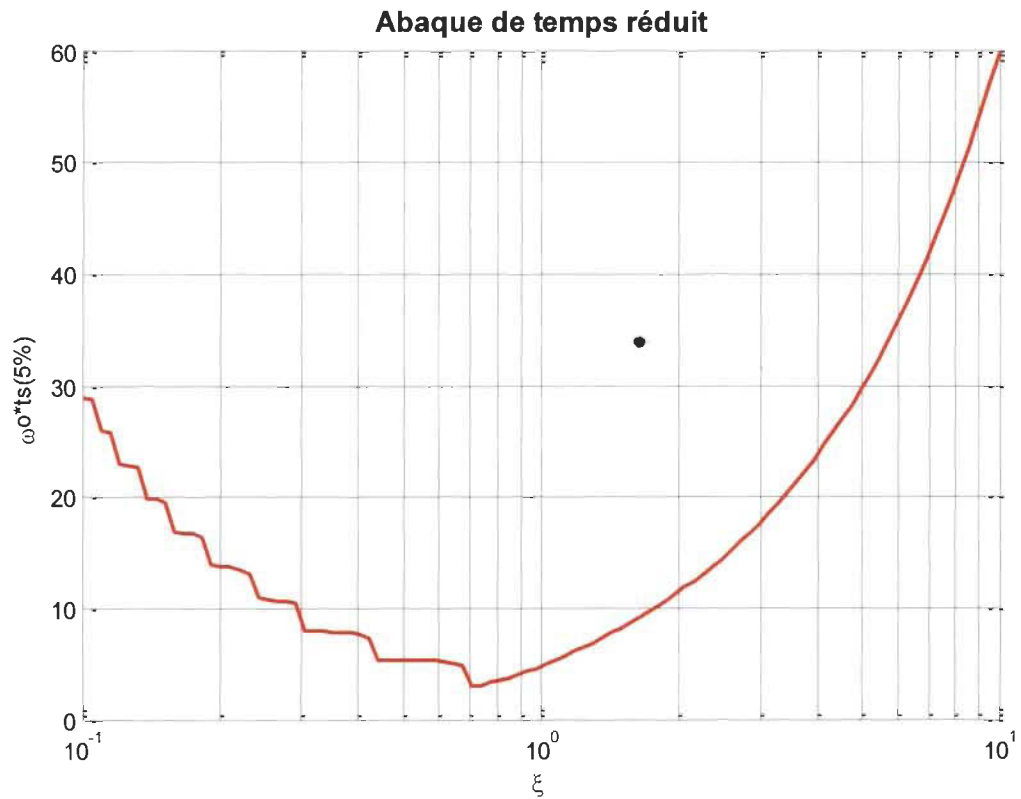


Figure 4-2 Abaque de temps réduit

Afin de calculer les valeurs des correcteurs PI automatiquement en fonction de l'impédance du moteur, l'abaque de temps réduit (figure 4-2) et la fonction de transfert équivalente des équations différentielles de second ordre dans le domaine de Laplace (4.1), où ξ est le facteur d'amortissement et ω_0 est la fréquence naturelle du système, sont utilisés.

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (4.1)$$

En utilisant les notions du contrôle par inversion nous pouvons trouver la fonction de transfert boucle fermée du système électrique, soit (4.2), pour L_d et L_q .

$$H(s) = \frac{\frac{k_p s + k_i}{L_{dq}}}{s^2 + \frac{(k_p + R_s)}{L_{dq}} s + \frac{k_i}{L_{dq}}} \quad (4.2)$$

Nous obtenons ainsi une correspondance entre (4.1) et (4.2) et en négligent le zéro, nous sommes en mesure d'obtenir (4.3) et (4.4)

$$2\xi\omega_0 = \frac{(k_p + R_s)}{L_{dq}} \quad (4.3)$$

$$\omega_0^2 = \frac{k_i}{L_{dq}} \quad (4.4)$$

Grâce à l'abaque de temps réduit, si nous posons que le facteur d'amortissement est égal à 1, nous obtenons $\omega_o \approx 4.744/\tau$, où τ est le temps de réponse désiré pour que le système atteigne 63% de la valeur de la consigne. En définissant les temps désirés nous obtenons automatiquement les valeurs de k_p et k_i de (4.3) et (4.4).

Pour cette loi de commande, τ est fixé 3 fois plus rapide que le temps de réponse naturel du système électrique, soit L_{dq}/R_s , et la boucle externe, soit le contrôle du système mécanique utilisé pour obtenir le courant i_q , est défini dix fois plus lent que la boucle interne afin d'assurer la stabilité. Le gain de $2/(3P\phi_m)$ est posé en concordance avec la théorie du contrôle par modèle inverse [21]. Celle-ci définit que pour tout élément d'accumulation d'énergie, la réponse obtenue par le correcteur PI permet d'obtenir la contrepartie de la référence permettant d'obtenir la puissance. Soit le couple lorsque la référence est la vitesse. Le gain utilisé néglige le couple de réluctance, soit $(L_d - L_q)i_d i_q$. La fonction de transfert utilisée pour trouver les paramètres de la partie mécanique est la même que (4.2) où $L_{dq} = J$ et $R_s = B$.

4.2 Contrôle *six-step*

Le contrôle de type *six-step* est un contrôle simple appliqué au contrôle de moteurs de type BLDC. Le schéma du contrôleur est démontré à la figure 4-3. L'objectif de ce contrôleur est de commuter les phases sur le plateau de la FEM trapézoïdale, soit sur 120 degrés, afin d'obtenir un contrôleur similaire au contrôleur de la machine CC. Cette logique est démontrée à la figure 4-4.

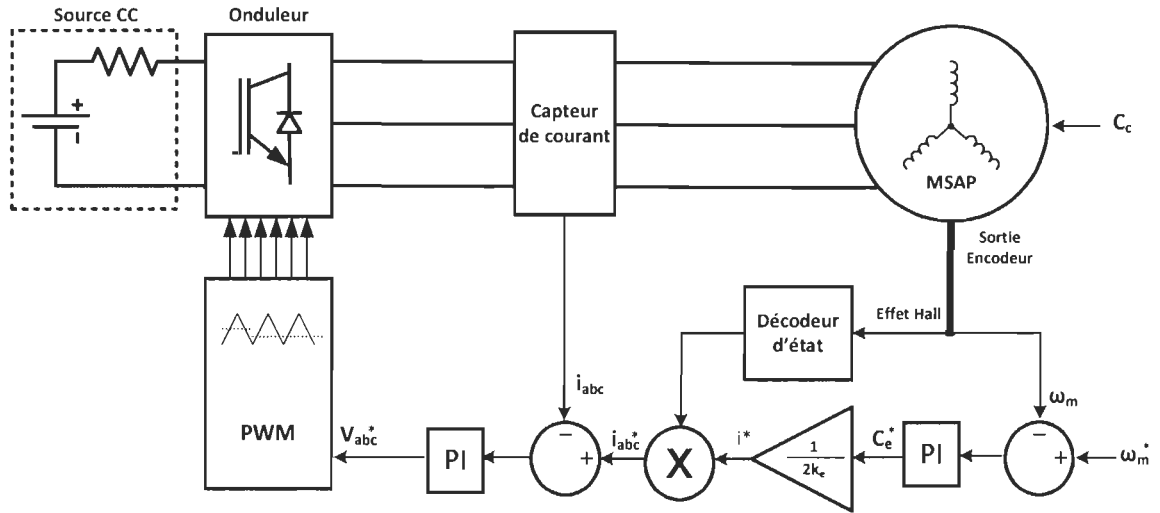


Figure 4-2 Schéma du contrôle six-step

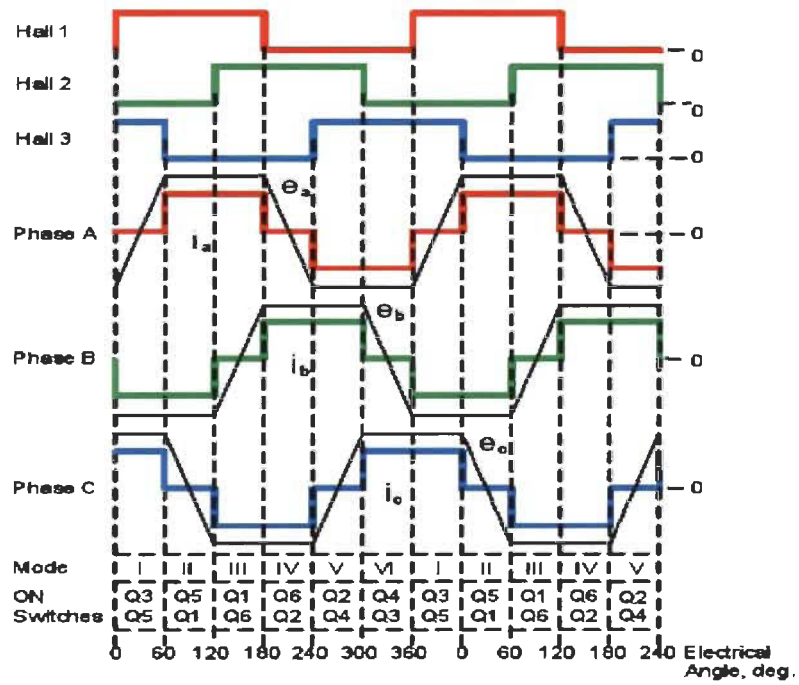


Figure 4-3: Figure de la logique des capteurs à effet Hall et de leur décodeur [22]

Le décodeur des capteurs à effets hall permet d'établir logiquement les temps de commutation permis, soit ceux respectant la commutation de 120° et les temps morts de

60°, en utilisant l'état de chacun des capteurs. En d'autres mots, il détermine les phases qui doivent être commutées et permet d'obtenir indirectement le courant de référence pour chacune des phases. La logique employée est la suivante :

$$A^+ = S'_1 = (H_a \cdot \overline{H_b} \cdot \overline{H_c}) + (H_a \cdot H_b \cdot \overline{H_c}) \quad (4.5)$$

$$B^+ = S'_2 = (H_b \cdot \overline{H_a} \cdot \overline{H_c}) + (H_b \cdot H_c \cdot \overline{H_a}) \quad (4.6)$$

$$C^+ = S'_3 = (H_c \cdot \overline{H_a} \cdot \overline{H_b}) + (H_c \cdot H_a \cdot \overline{H_b}) \quad (4.7)$$

$$A^- = S'_4 = (H_b \cdot H_c \cdot \overline{H_a}) + (H_c \cdot \overline{H_a} \cdot \overline{H_b}) \quad (4.8)$$

$$B^- = S'_5 = (H_c \cdot H_a \cdot \overline{H_b}) + (H_a \cdot \overline{H_b} \cdot \overline{H_c}) \quad (4.9)$$

$$C^- = S'_6 = (H_a \cdot H_b \cdot \overline{H_c}) + (H_b \cdot \overline{H_a} \cdot \overline{H_c}) \quad (4.10)$$

Le décodeur d'état est ainsi utilisé en multipliant la sortie du correcteur de vitesse ainsi que le ratio nécessaire afin d'obtenir la valeur du courant nécessaire à la référence. Selon (4.11), nous obtenons le couple de référence qui, divisé par $2k_e$, permet d'obtenir la valeur de référence de courant. Cette valeur est obtenue en simplifiant l'équation (3.14) à partir des connaissances que nous avons sur le contrôle et le comportement du moteur. En fait, ce

type de contrôle commute seulement deux phases à la fois et en posant (4.12), nous obtenons (4.13)

$$C_{\text{ref}} = (\omega_{\text{ref}} - \omega_m) \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \quad (4.11)$$

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (4.12)$$

$$T_{\text{mot}} = 2k_e i_A F(\theta_A) \quad (4.13)$$

Ceci permet d'obtenir les courants de référence (4.14), (4.15) et (4.16).

$$\frac{C_{\text{ref}} * (S_1' - S_4')}{2k_e} = i_{\text{Aref}} \quad (4.13)$$

$$\frac{C_{\text{ref}} * (S_2' - S_5')}{2k_e} = i_{\text{Bref}} \quad (4.14)$$

$$\frac{C_{\text{ref}} * (S_3' - S_6')}{2k_e} = i_{\text{Cref}} \quad (4.15)$$

Les paramètres des correcteurs PI en cascade sont ensuite calculés selon la méthode exposée dans la section sur le FOC et une simple modulation en largeur d'impulsion est effectuée sur la tension obtenue en sortie du correcteur de courant divisé par deux fois la valeur de la tension continue de l'électronique de puissance afin de la normaliser.

Chapitre 5 - Émulation de la MSAP

Une simulation de type PHIL moteur comporte trois parties. La première est la partie réelle, soit le contrôleur et l'électronique de puissance qui y est associée. La deuxième est l'étage d'adaptation, soit les amplificateurs et tout autre composant nécessaires à la connexion entre les composants réels et le simulateur. La troisième partie est composée d'un simulateur temps-réel, qui définit le comportement du moteur en fonction du modèle mathématique choisi.

L'implémentation d'un PHIL moteur doit être indépendante du modèle moteur ainsi que des composants réels. Il doit être en mesure d'absorber le courant ou de générer le courant défini par le modèle moteur en fonction de la tension lue en sortie de l'électronique de puissance le plus fidèlement possible, comme une pure simulation. Pour cela, le simulateur doit être en mesure d'échantillonner le plus fidèlement possible les impulsions de tension et de calculer la réponse dans les délais les plus courts. Les latences minimales étant fonction des technologies disponibles, la précision de ce type de simulation est tributaire de l'étage d'adaptation. Il faut donc sélectionner de façon adéquate les amplificateurs, les capteurs et les plateformes de simulation.

Comme énoncé précédemment, la simulation de type PHIL doit intégrer l'électronique de puissance réelle, un simulateur, des capteurs et des amplificateurs quatre-quadrants. En premier lieu, un amplificateur linéaire fut sélectionné. Ce choix fut pris en considérant la

bande passante et les temps de réponse dans l'optique de minimiser les délais et d'augmenter la précision sur la consigne.

Afin de mieux cerner la structure de la simulation PHIL de MSAP, il nous faut explorer diverses options. La structure de base est montrée par 5-1.

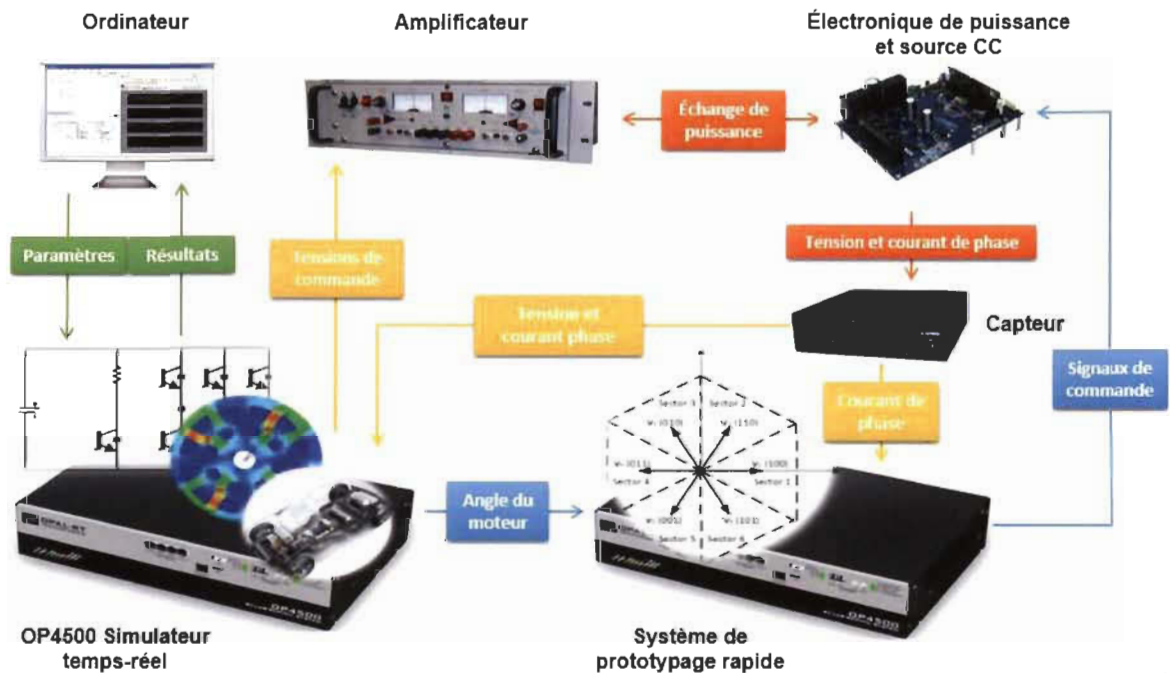


Figure 5-1 Schéma général d'un système de simulation PHIL de moteur

5.1 Émulation de moteur avec source de courant

Le premier point à considérer est le mode d'utilisation des amplificateurs. En fait, les divers outils de simulation tels MATLAB®, Simulink®, SPS™ résolvent directement les équations d'état des moteurs. Ces systèmes d'équations permettent d'obtenir le courant

circulant dans chacune des phases du moteur, ou de la génératrice, en fonction de la tension d'entrée, de l'impédance, de la vitesse et du flux ou de la FEM.

Afin de coupler les systèmes moteurs à des dispositifs d'électronique de puissance, ou des charges, les outils de simulation utilisent des sources de courant afin de coupler les équations des moteurs aux autres systèmes. La figure 5-2 montre le schéma équivalent d'un onduleur connecté à un moteur.

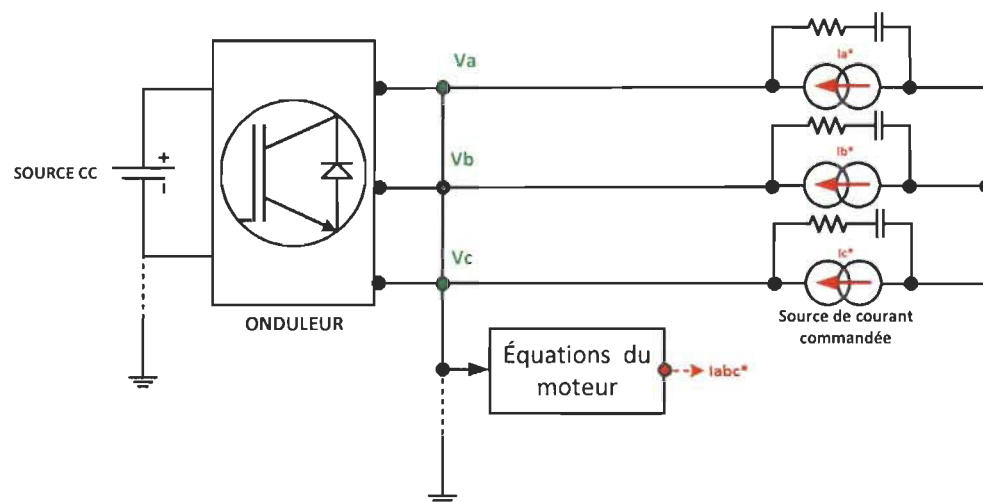


Figure 5-2: Schéma de la topologie des simulations de moteur

La première option fut d'utiliser les amplificateurs en mode courant. Elle est l'approche la plus simple et la moins contraignante. Ainsi, il devrait être possible d'utiliser tous les paramètres de moteur voulus sans limitation à l'exception des limitations en courant et tension de l'amplificateur. Le schéma du système réel est démontré à la figure 5-3.

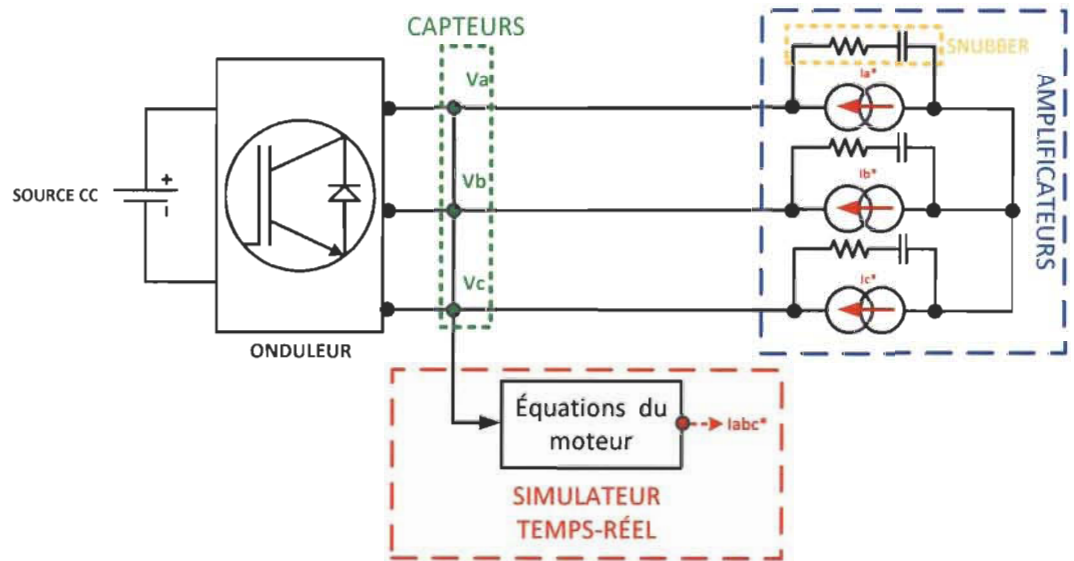


Figure 5-3 Schéma de la topologie PHIL avec amplificateur en mode source de courant

Les tests préliminaires d'une telle configuration, soit en utilisant simplement un amplificateur en mode courant connecté à un onduleur, ont démontré que cette solution possédait des limites importantes. En fait, lorsque nous cherchons à maintenir un courant continu ou encore nul en sortie de l'amplificateur nous avons observé des dépassements sur les montées et descentes des impulsions. Ces erreurs sont démontrées par les figures 5-4 et 5-5, où la courbe bleue représente le courant en sortie de l'amplificateur et le jaune la tension lue en sortie de l'onduleur pris sur un oscilloscope.

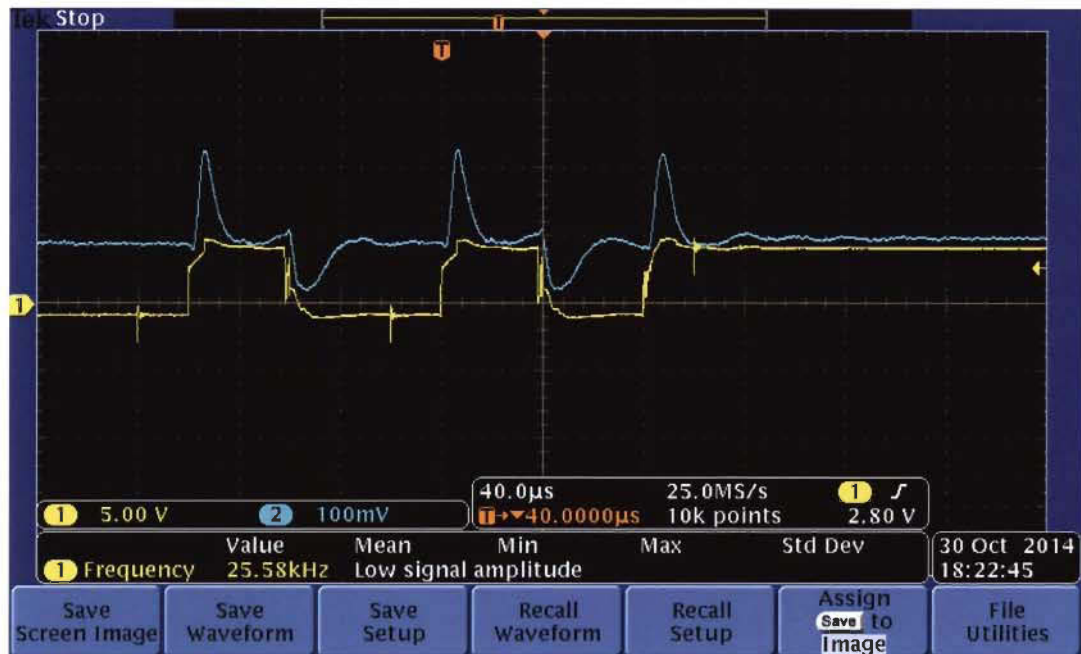


Figure 5-4 Image de l'oscilloscope comparant la tension (Jaune) au courant (Bleu) pour une consigne de courant de 1A

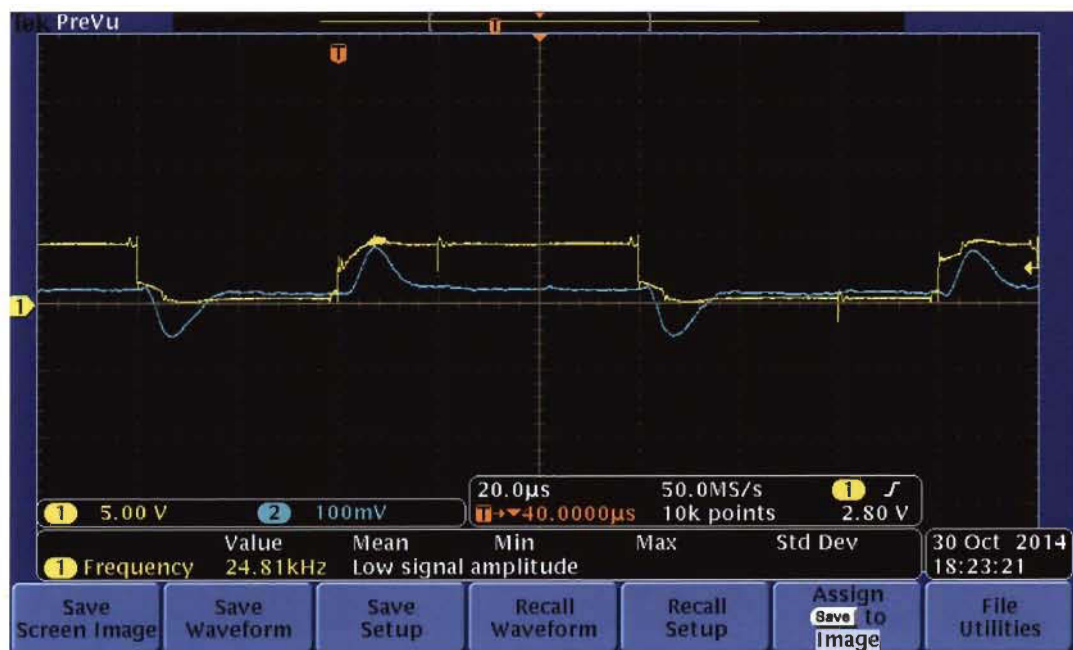


Figure 5-5 Image de l'oscilloscope comparant la tension (Jaune) au courant (Bleu) pour une consigne de courant de 0A

Ces tests ont démontré que le courant peut doubler lors des montées de chacune des impulsions et même être négatif lors de la descente. Une analyse approfondie permet d'identifier le problème. En fait, les amplificateurs linéaires en mode courant fonctionnent habituellement sous la forme d' *Howland Current Pump* et ce type de montage implique que le courant désiré est fonction de la tension en sortie de l'amplificateur. En fait, si nous observons le schéma analogique de ce type d'amplificateur à la figure 5-6, nous pouvons observer que les amplificateurs de courant agissent tel un amplificateur opérationnel en mode gain de tension. À l'exception de l'ajout d'une résistance de sortie en parallèle avec la rétroaction positive qui définit la valeur du courant en fonction de la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel.

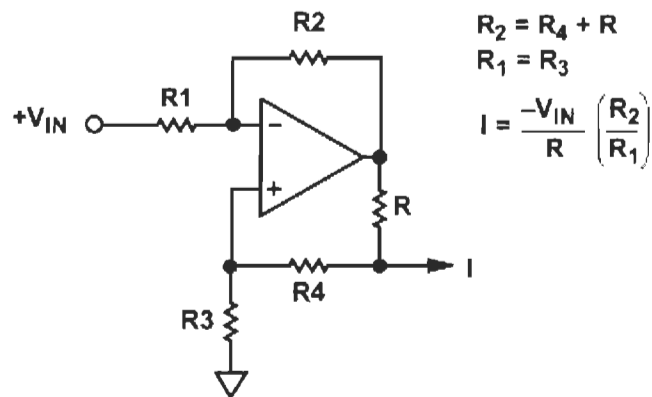


Figure 5-6 : Schéma analogique d'un amplificateur configuré en *Howland Pump*

Le courant de sortie est donc fonction de la tension et du temps de montée nécessaire pour atteindre la référence en courant. Le problème étant que le temps de réponse est beaucoup trop lent pour suivre le temps de montée de l'électronique de puissance qui se situe dans les 200 ns comparativement à l'amplificateur qui se situe autour de 10 μ s. Ceci explique les montées en courant correspondant au temps de réponse de l'amplificateur.

5.1 Émulation de moteur avec source de tension

Si nous ne pouvons utiliser directement des sources de courant afin de réaliser l'émulation de moteur, la seconde solution semble évidente : utilisons des sources de tension connectées en série à une impédance afin d'émuler une source de courant. L'avantage d'une telle approche se trouve dans sa similarité avec le schéma électrique équivalent d'un moteur réel. Cette approche est illustrée à la figure 5-7.

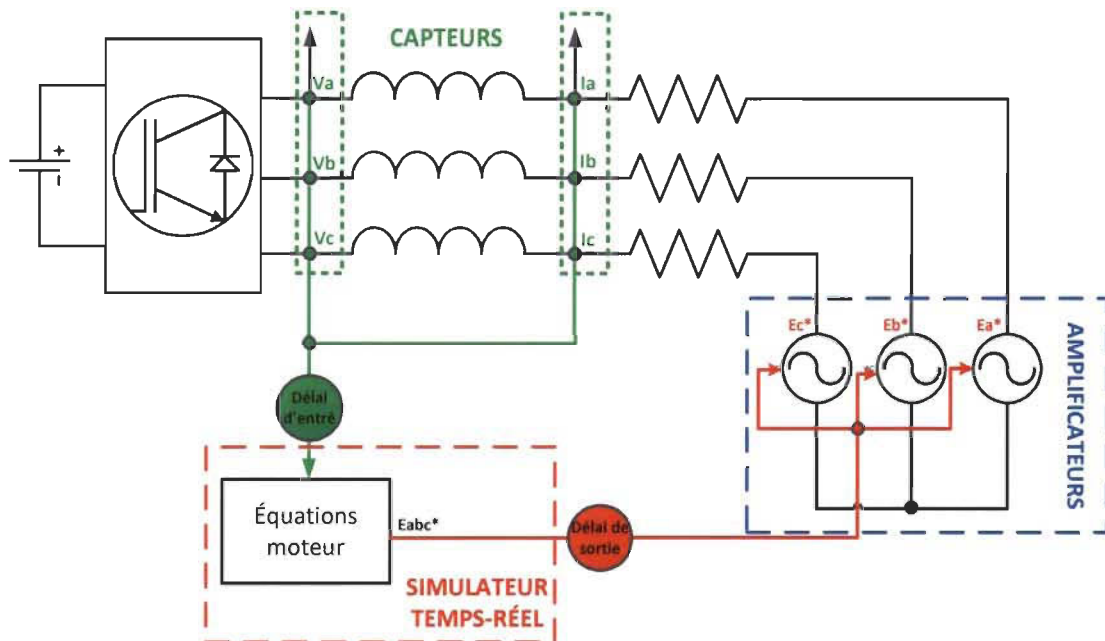


Figure 5-7 Schéma du montage PHIL avec amplificateur en mode tension

Elle consiste en la modification des sources de courant commandées, normalement utilisées dans les simulations de moteur, par des sources de tension et des impédances connectées en série sur chacune des phases. Cette méthode, plus près d'un moteur réel, est composée d'une source de tension commandée par la FEM calculée par le modèle et d'une impédance connectée en série sur chacune des phases. Cette dernière est composée de l'inductance du stator moyenné du moteur, soit $(L_d + L_q)/2$ pour les modèles dits dq, et de sa

résistance équivalente. Cette approche est une approche moyenne et néglige la variation des inductances. Elle permet d'utiliser directement la tension de FEM obtenue par le modèle mathématique.

Dans le cas où nous sommes en mesure d'obtenir la tension de FEM exacte, l'erreur proviendra seulement de l'introduction d'une l'inductance moyenne dans le système. Dans le cas contraire, l'erreur aura une double cause, soit l'inductance moyenne et l'erreur sur la FEM, bien sûr en négligeant l'erreur sur les capteurs, les convertisseurs et les amplificateurs. Dépendamment des modèles moteurs, il se peut que l'on ne puisse obtenir directement la valeur de tension de FEM. Pourtant, suivant (5.1), soit la définition du courant parcourant une inductance dans le domaine de Laplace, nous pouvons obtenir les équations de la FEM dans le domaine de Park, tel que démontré par (5.2) et (5.3). Ces équations sont obtenues en comparant (5.1) avec (3.6) et (3.7).

$$i = \frac{1}{s} \left(\frac{V - E - Ri}{L} \right) \quad (5.1)$$

$$E_d = - \left(\frac{L_q}{L_d} P \omega_m i_q \right) \quad (5.2)$$

$$E_q = (L_d P \omega_m i_d + \varphi_m P \omega_m) \quad (5.3)$$

De plus, si nous désirons estimer la tension de FEM, puisque nous connaissons la valeur de l'inductance moyenne et celle de la résistance, nous pouvons utiliser (5.4). Le courant $i(t)$ étant le courant calculé par le modèle.

5.2 Émulation de moteur

Cette partie confidentielle, portant sur les conditions pour l'émulation stable de moteur, est décrite dans le rapport interne chez OPAL-RT Technologies [23].

5.3 Simulation de MSAP

Afin de tester l'hypothèse de la méthode présentée en 5.2, les simulations suivantes furent effectuées à l'aide du logiciel MATLAB® Simulink®. La figure 5-8 fait état de la simulation globale où le couplage entre le modèle mathématique de MSAP et l'électronique de puissance fut simulé selon la figure 5-8. Les paramètres de la simulation sont donnés par le tableau 5-9. Les résultats présentés sont effectués en boucle fermée avec le contrôleur FOC exposé au chapitre III. Le modèle mathématique de la machine implémenté est celui exposé dans la partie 2.1 du chapitre II.

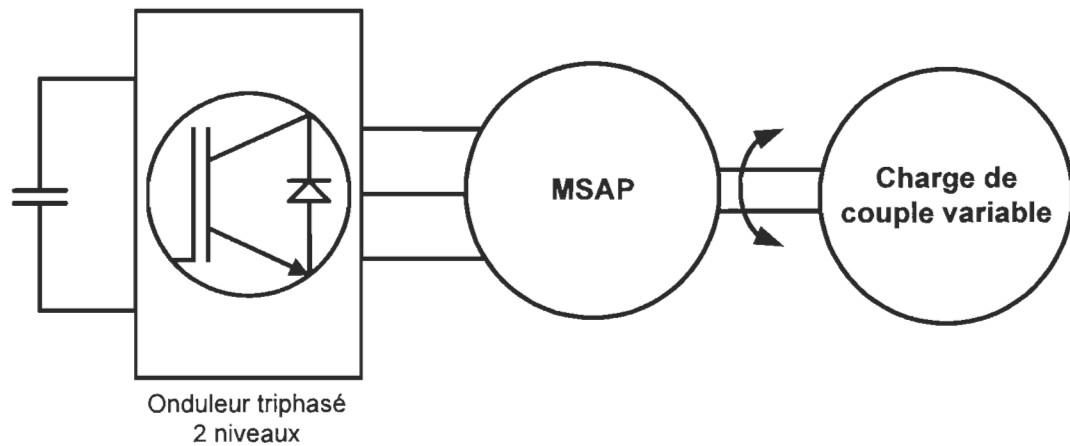


Figure 5-8 Schéma du modèle de simulation de MSAP

Tableau 5-1 : Paramètres utilisés pour la simulation de MSAP

Définition	Nomenclature	Valeur
Paramètres du modèle moteur		
Inductance directe	$L_d(H)$	150e-6
Inductance en quadrature	$L_q(H)$	420e-6
Résistance	$R(\Omega)$	0.00908
Nombre de paires de pôles	P	1
Constante de flux	$\lambda(V \cdot s)$	0.065144
Inertie (J)	$J(kg \cdot m^2)$	0.0014
Paramètres du modèle de puissance		
Bus de tension continue	Vdc(V)	90
Résistance série	$R(\Omega)$	0.00908
Inductance série	L (H)	285e-6

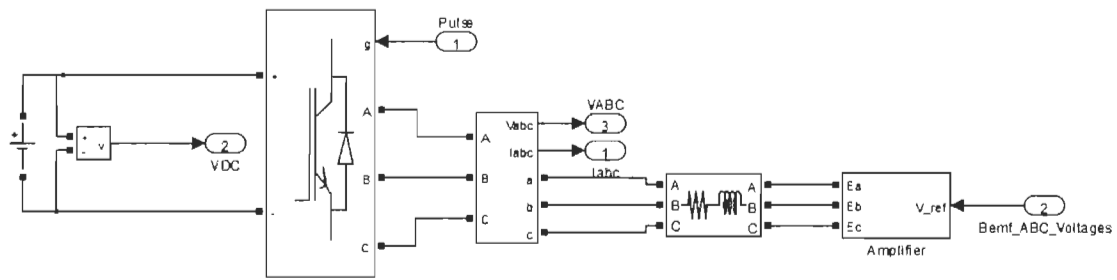


Figure 5-9 Schéma du modèle Simulink

Les amplificateurs furent simulés à l'aide de sources de tension commandées, d'un filtre de 10 kHz et d'une limitation sur la tension de sortie. Le modèle de simulation prend en compte des délais de 2 μ s pour la lecture des courants réels, la sortie vers les amplificateurs et la lecture par le modèle de la tension de sortie de l'électronique de puissance. Le modèle machine est implémenté avec un pas de calcul de 500 ns.

Les premières figures font état des simulations en régime nominal, tel que nous pouvons l'observer sur les figures 5-10 et 5-11. Ces figures montrent la relation entre le courant de référence, soit celui calculé par le modèle de la machine, et le courant obtenu à partir de la méthode développée à la partie 5.2. Ces figures sont utilisées afin d'afficher l'erreur en fonction de la précision. Une erreur de 4.75% fut détectée sur une période. Cette erreur fut calculée en utilisant (5.7).

$$e(\%) = 100 * \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left(\frac{|I_{REF}(n) - I(n)|}{I_{REF}(n)} \right) \right) \quad (5.7)$$

Selon la figure 5-10, nous pouvons observer que le courant moyen, négligeant ici les courants dus aux commutations, est pratiquement identique au courant de référence.

Suivant les figures suivantes, nous pouvons observer, plus précisément à partir de la figure 5-11, que les courants de commutations présentent une certaine erreur. L'erreur sur la moyenne est très faible et reste acceptable compte-tenu de la bande passante de l'amplificateur et les délais d'échantillonnages.

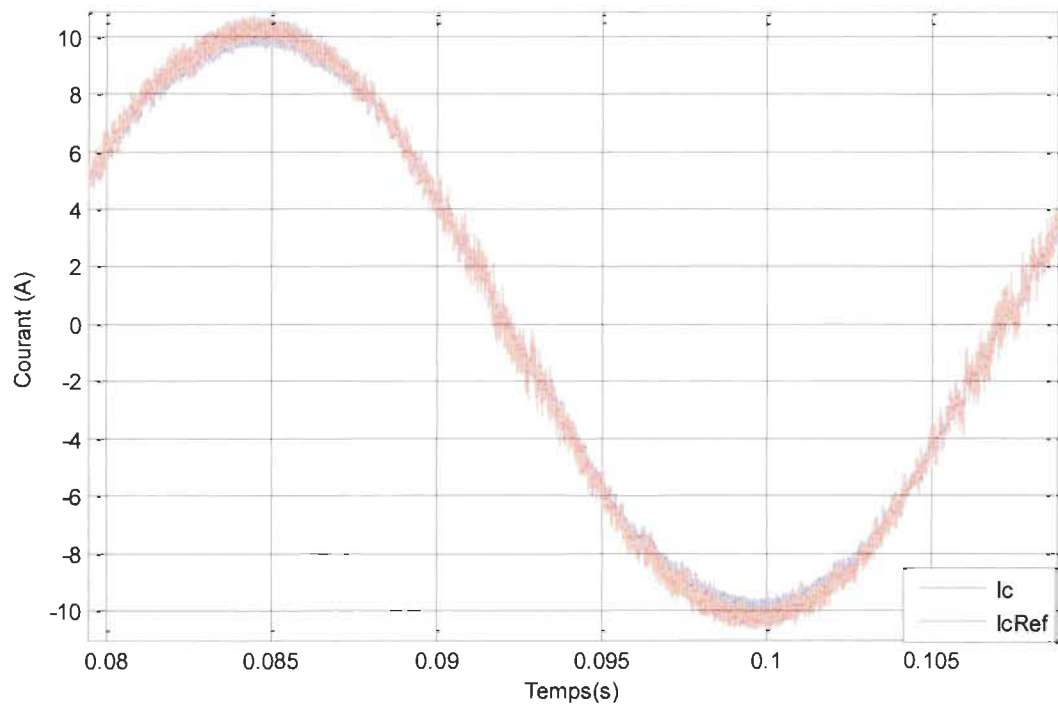


Figure 5-10 Graphique du courant de référence par rapport au courant obtenu sur une période.

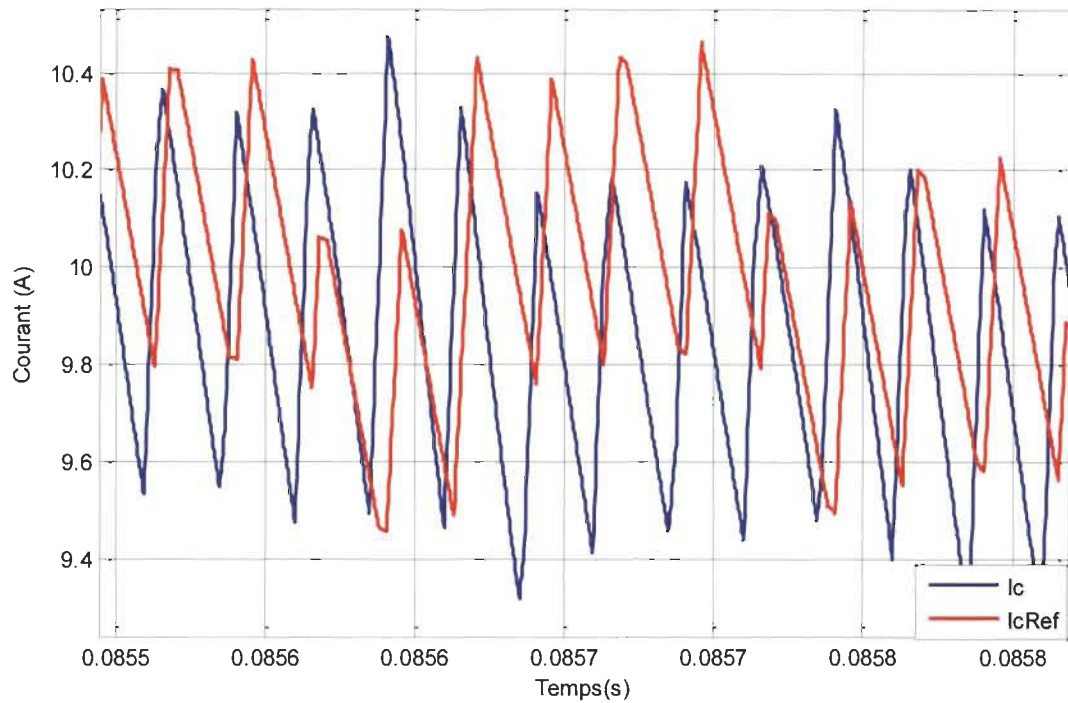


Figure 5-11 Graphique du courant de référence par rapport au courant obtenu sur 0.32 ms

La figure 5-12 fait état des signaux de commande envoyés par le contrôleur dans le cas où nous comparons la méthode proposée à un modèle de simulation pour le moteur. Ce modèle est plus spécifiquement le modèle de MSAP de SimPowerSystem™. Le même contrôleur est utilisé, ainsi que paramètres de la machine et de l'électronique de puissance. Les délais présents dans la simulation du PHIL sont aussi négligés dans la simulation. Selon les résultats obtenus, l'erreur sur les impulsions de commande est de l'ordre de 1.53%. Nous pouvons convenir que l'erreur introduite sur le contrôleur lui-même est extrêmement faible et que l'approche proposée ne semble pas affecter la réponse du contrôleur lui-même.

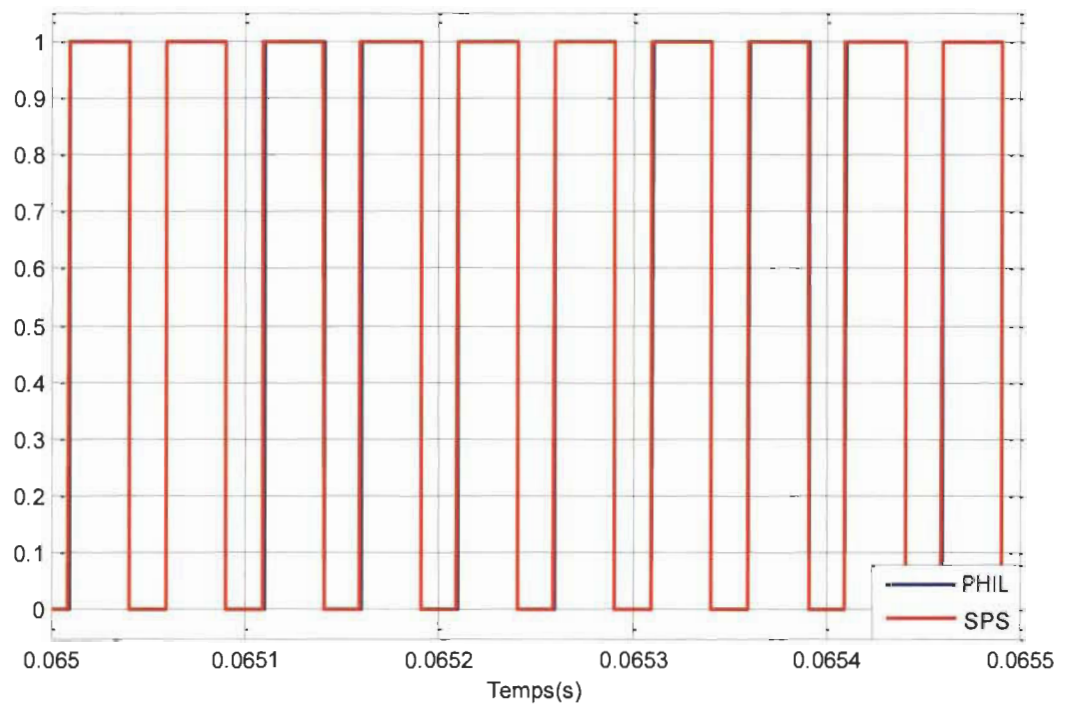


Figure 5-12 Impulsions de commande du modèle SPS par rapport au modèle développé

La figure 5-13 montre la FEM calculée par le modèle, la figure 5-14 celle de la tension modifiée, envoyée vers les amplificateurs et la figure 5-15 la tension en sortie des amplificateurs. Nous pouvons observer que la tension en sortie des amplificateurs est filtrée par rapport à la référence et ainsi, affecte la réponse du courant.

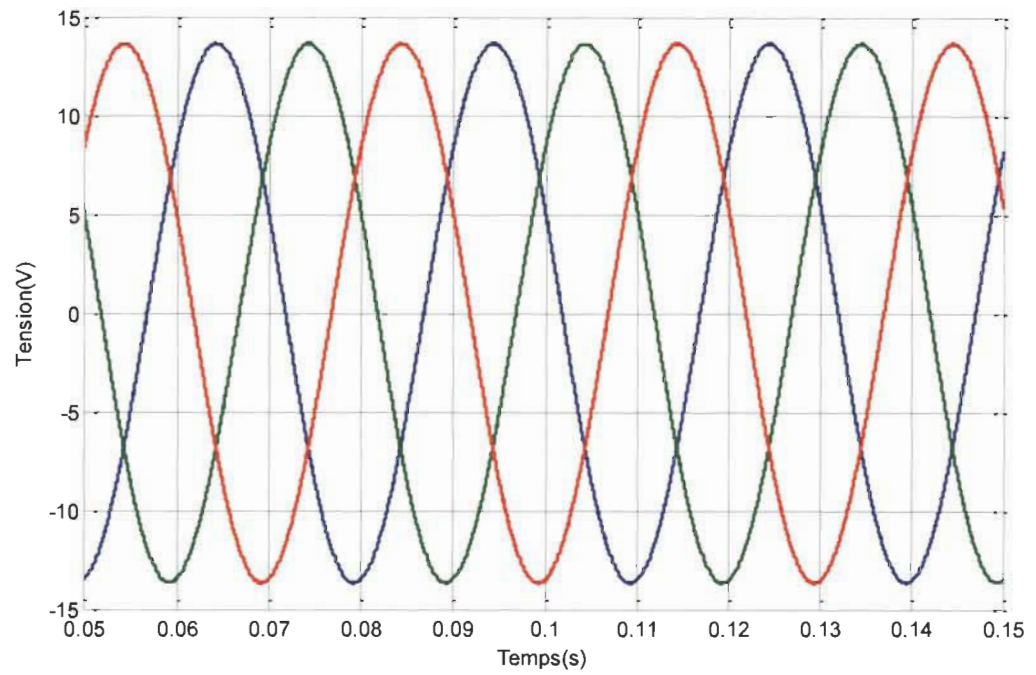


Figure 5-13 Graphique de la tension de FEM calculée par le modèle

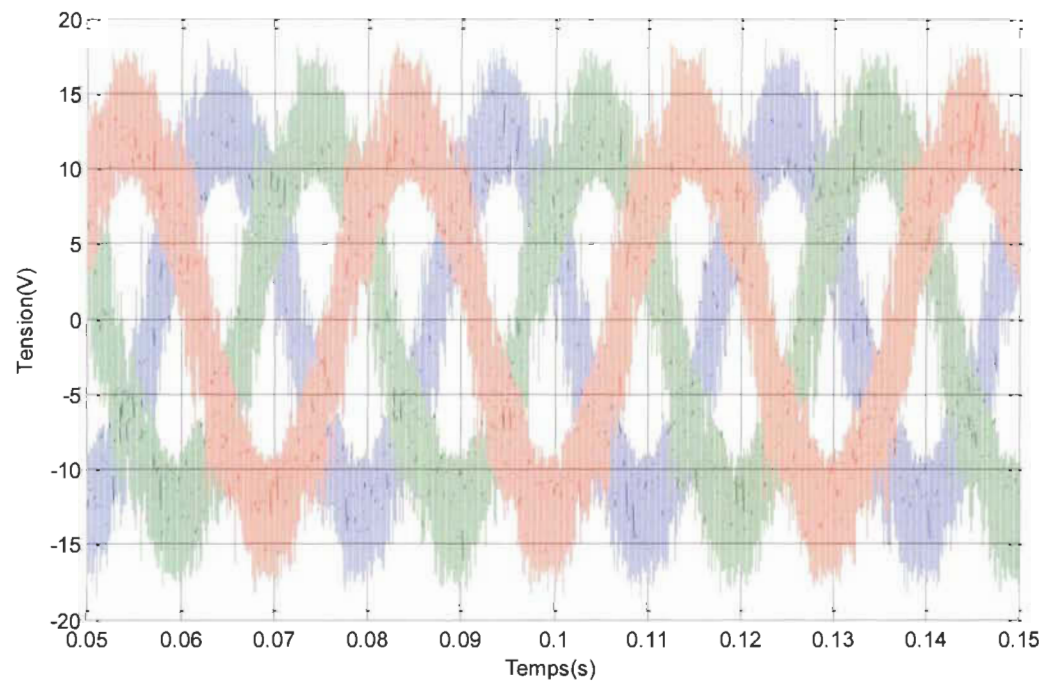


Figure 5-14 Graphique de la tension de FEM modifiée

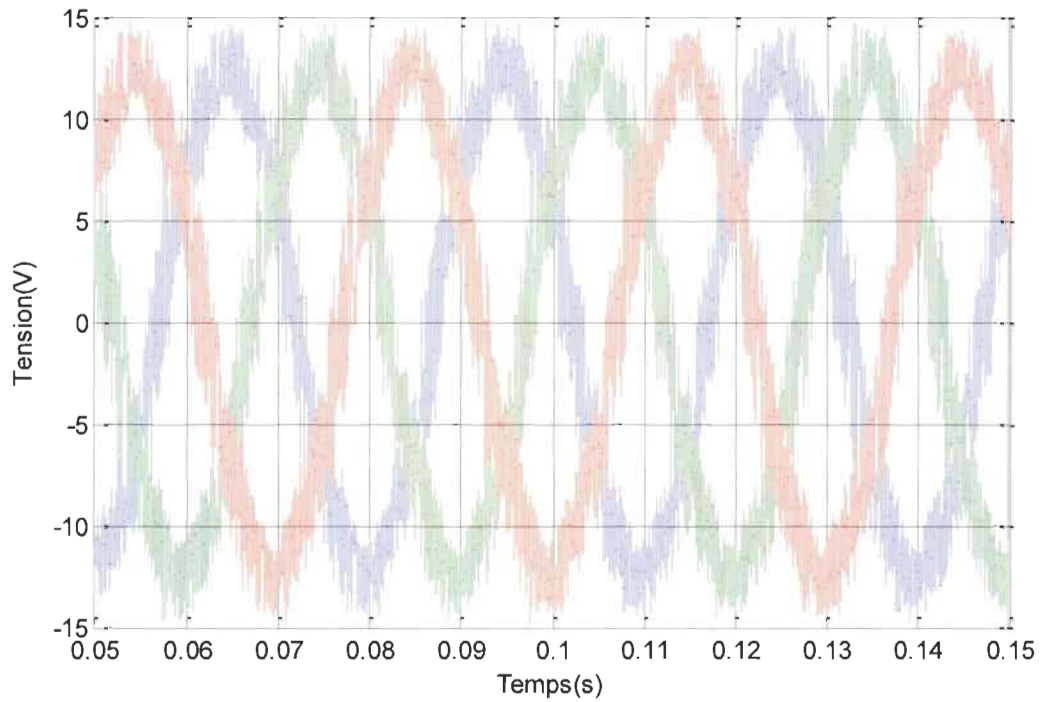


Figure 5-15 Graphique de la tension de FEM obtenue en sortie de l'amplificateur simulé

Comme nous pouvons l'observer, la tension de consigne envoyée aux amplificateurs est aussi fortement bruitée. Ceci est dû à aux oscillations de courant calculées par le modèle en fonction de la variation d'impédance. L'utilisation de l'impédance moyenne permet d'obtenir une variation minimum. Si nous observons la figure 5-16, nous pouvons voir que l'oscillation sur la tension est plus grande pour une inductance maximum, nous retrouvons le même effet si nous utilisons l'impédance minimale. La figure 5-17 démontre que la tension en sortie de l'amplificateur est aussi plus grande et plus bruitée. Ces résultats démontrent qu'il est tout de même important de dimensionner les amplificateurs d'au moins 10% de plus que le maximum de la FEM afin d'obtenir les résultats attendus à vitesse maximale.

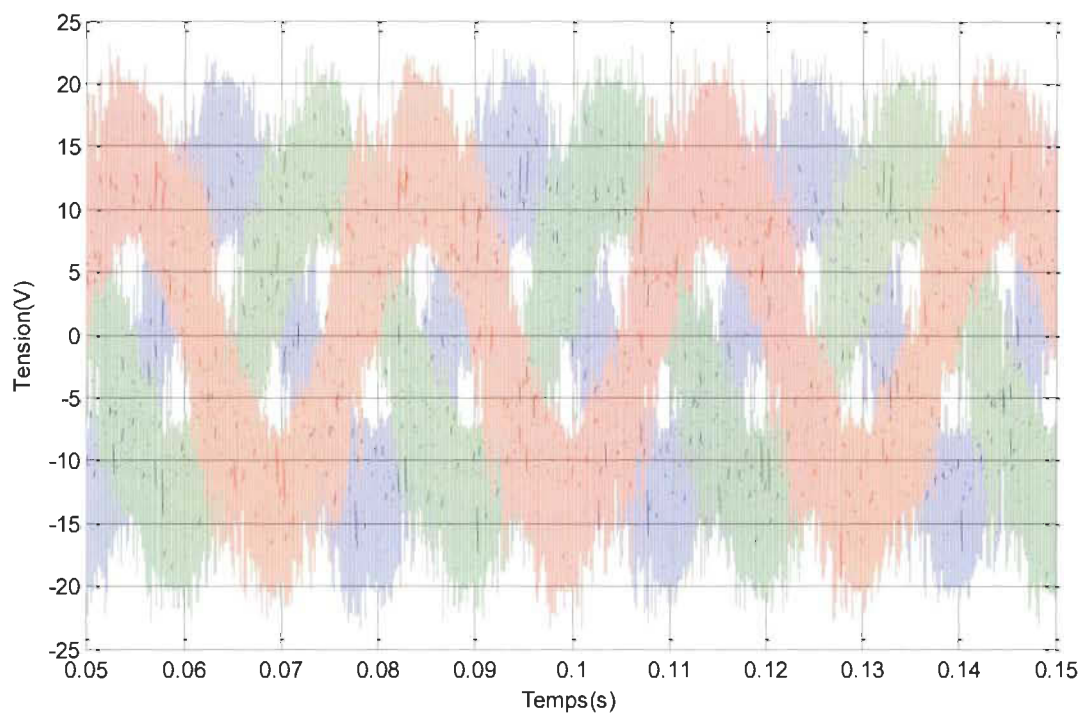


Figure 5-16 Graphique de la tension de FEM ($L=420\text{mH}$)

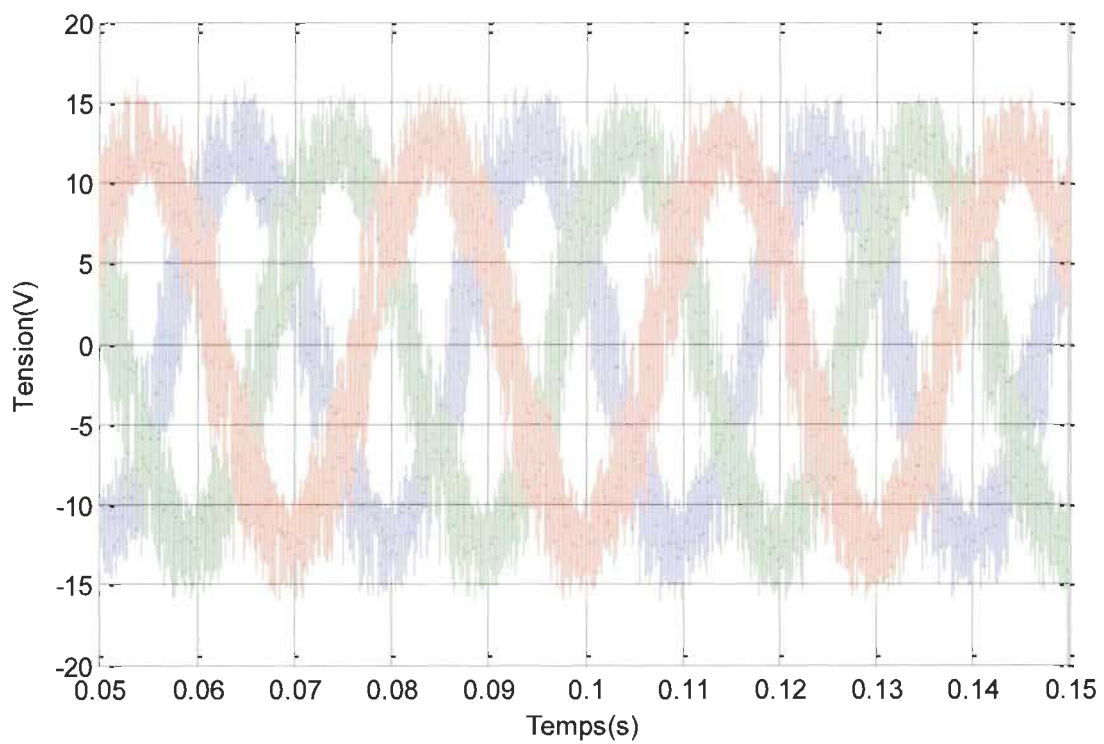


Figure 5-17 Graphique de la tension de FEM en sortie de l'amplificateur ($L=420\text{mH}$)

La figure 5-18 et 5-19 font état d'une erreur de commande sur la gâchette du IGBT supérieur de la phase A à 0.035 seconde. Nous pouvons observer que la réponse obtenue avec la méthode proposée est plus rapide que la réponse obtenue par le modèle lors de l'erreur sur la commande. De plus, au contraire du modèle nous pouvons observer qu'aucun courant positif n'est présent avec notre méthode, ce qui semble plus près de la réalité puisque seule la diode peut commuter naturellement lorsque le transistor de l'IGBT est ouvert, d'où la présence de courant négatif sur la réponse. Les oscillations sur le courant de référence semblent *a priori* être causées par les courants I_d et I_q calculés et retransformés par la transformation de Park ou par une oscillation numérique.

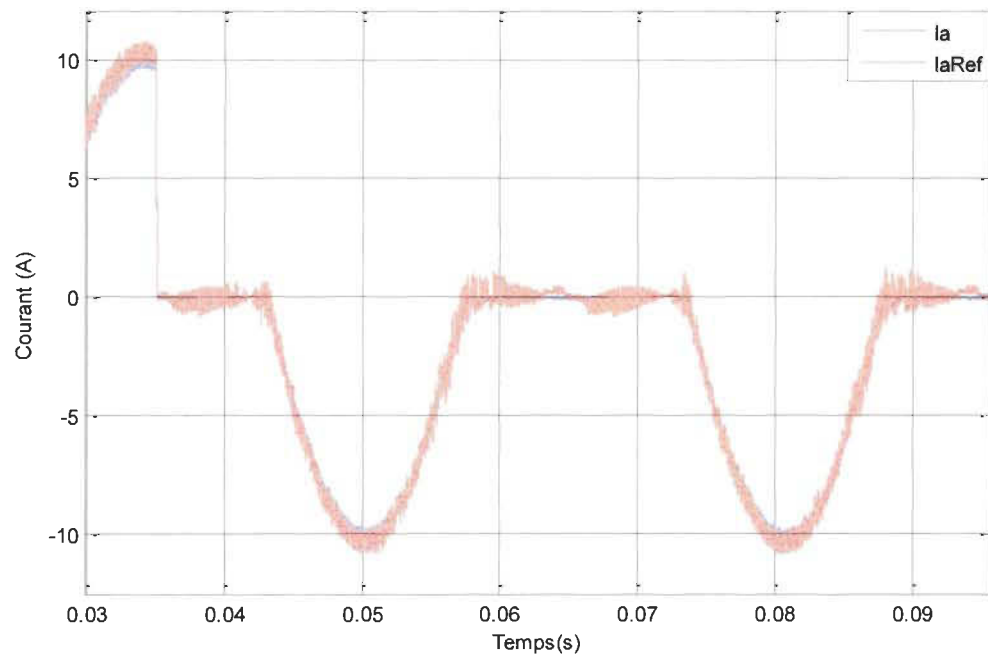


Figure 5-18 Graphique du courant de référence par rapport au courant obtenu pour une faute sur la phase A.

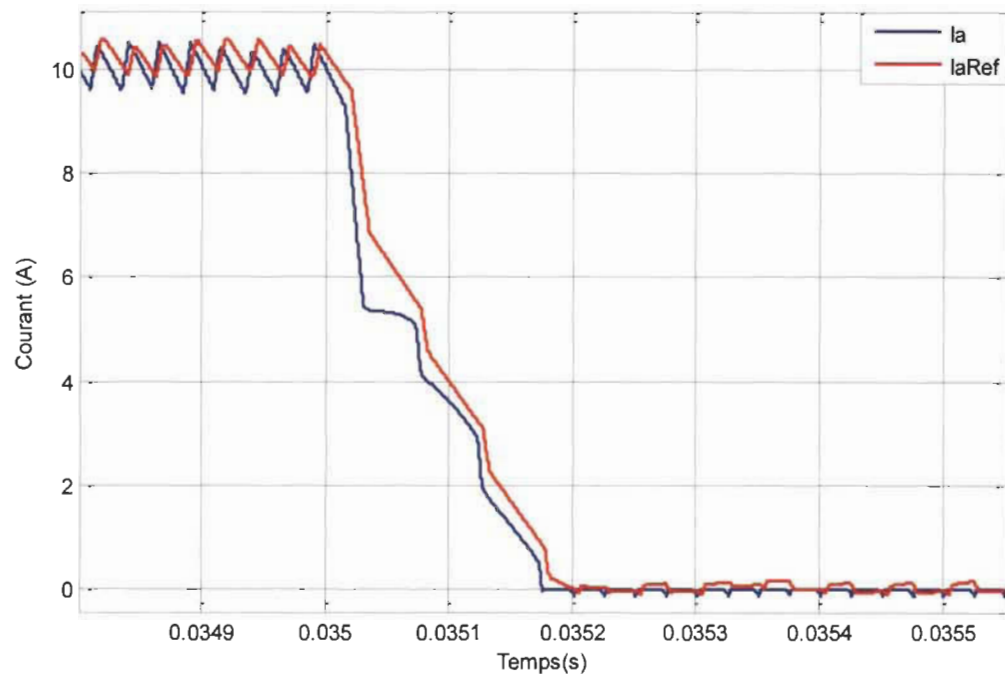


Figure 5-19 Graphique du courant de référence par rapport au courant obtenu de la transitoire pour une faute sur la phase A

Les figures 5-20 et 5-21 font état de la réponse à un échelon de couple résistif. Tel que nous pouvons observer, une légère erreur est introduite lors de la montée en courant. Celle-ci semble se stabiliser après 3 ms. Ensuite, l'erreur est égale à celle du régime stationnaire.

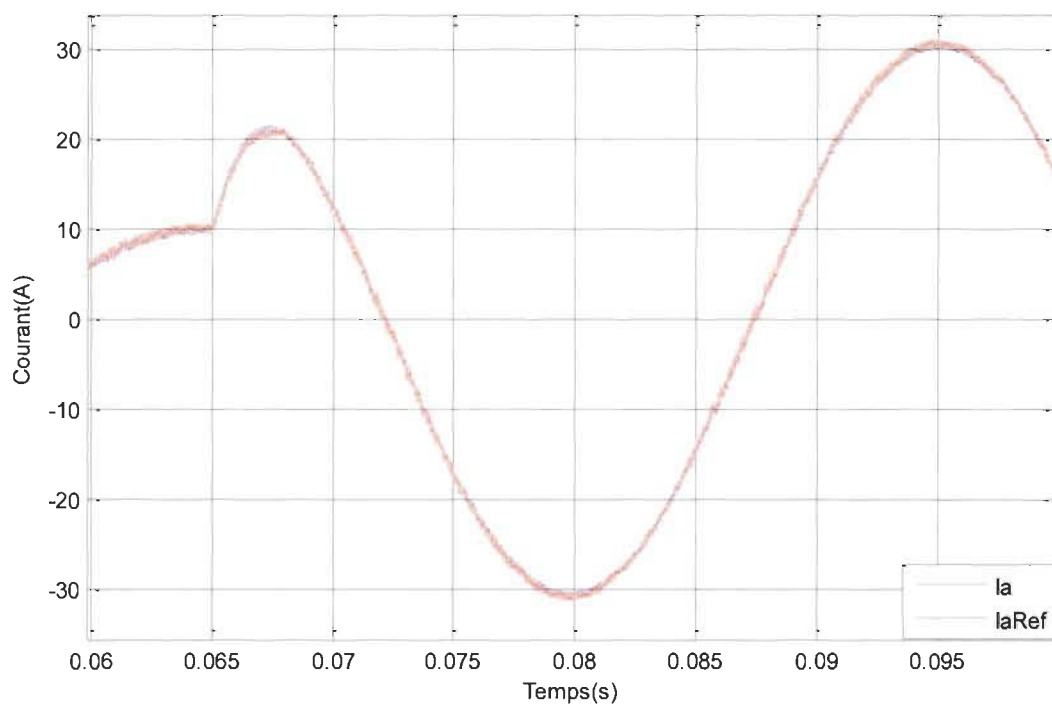


Figure 5-20 : Graphique du courant comparé pour un échelon de charge

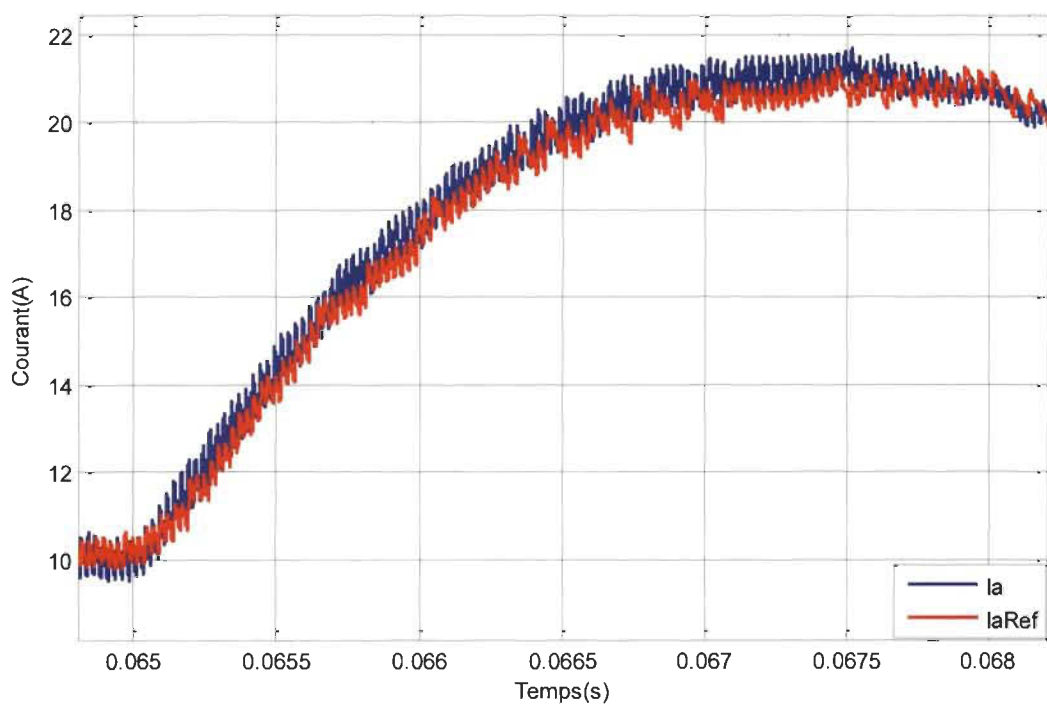


Figure 5-21 Graphique agrandi du courant comparé pour un échelon de charge

La figure 5-22 fait état d'une ouverture abrupte de tous les commutateurs. Nous pouvons observer qu'en mode haute impédance le courant descend rapidement à une valeur nulle, ce qui est normal étant donné que la FEM ne dépasse pas la moitié de valeur de la tension continue équivalente.

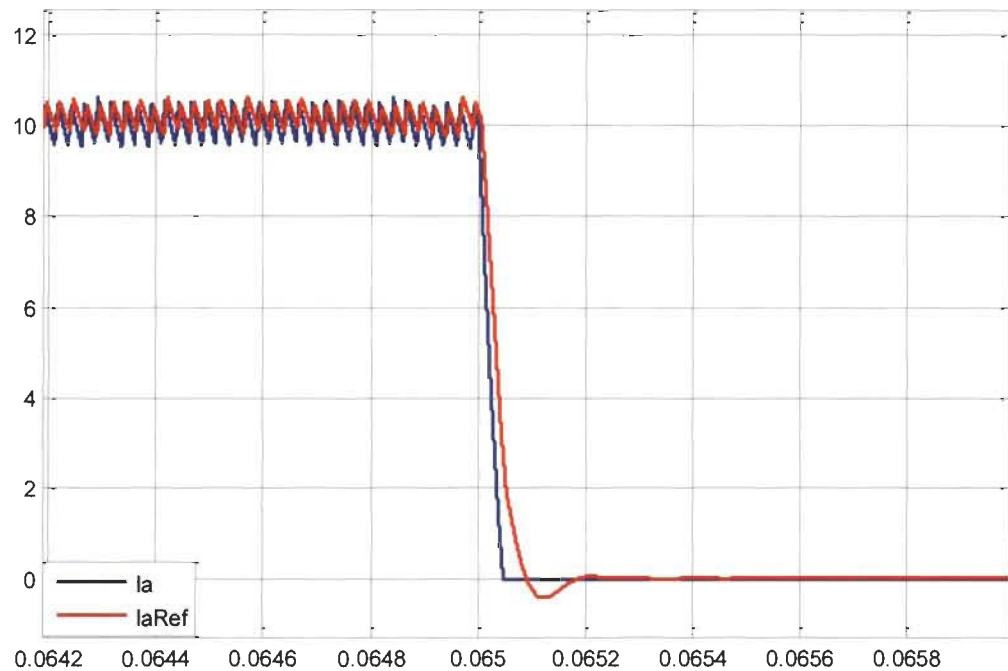


Figure 5-22 Graphique du courant de référence par rapport au courant obtenu lors de l'ouverture forcée des gâchettes de l'électronique de puissance.

Les figures 5-23 et 5-24 montrent l'état de la tension lors du passage en mode haute impédance. Nous pouvons observer que la tension est bien celle de la FEM.

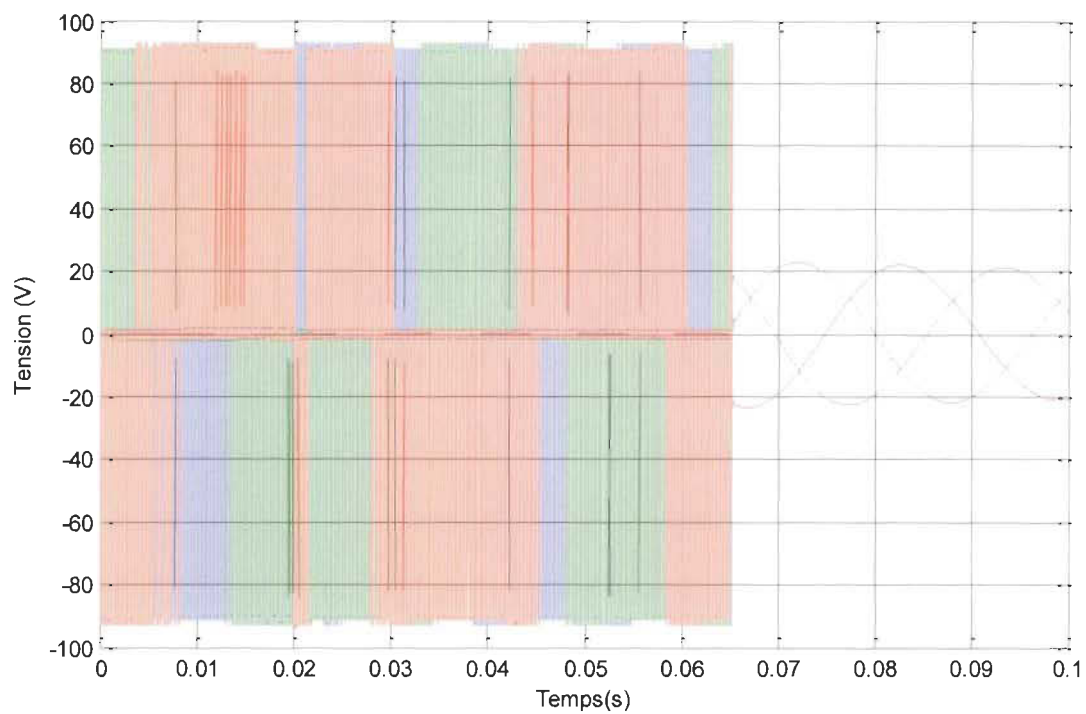


Figure 5-23 Graphique de la tension en mode haute impédance

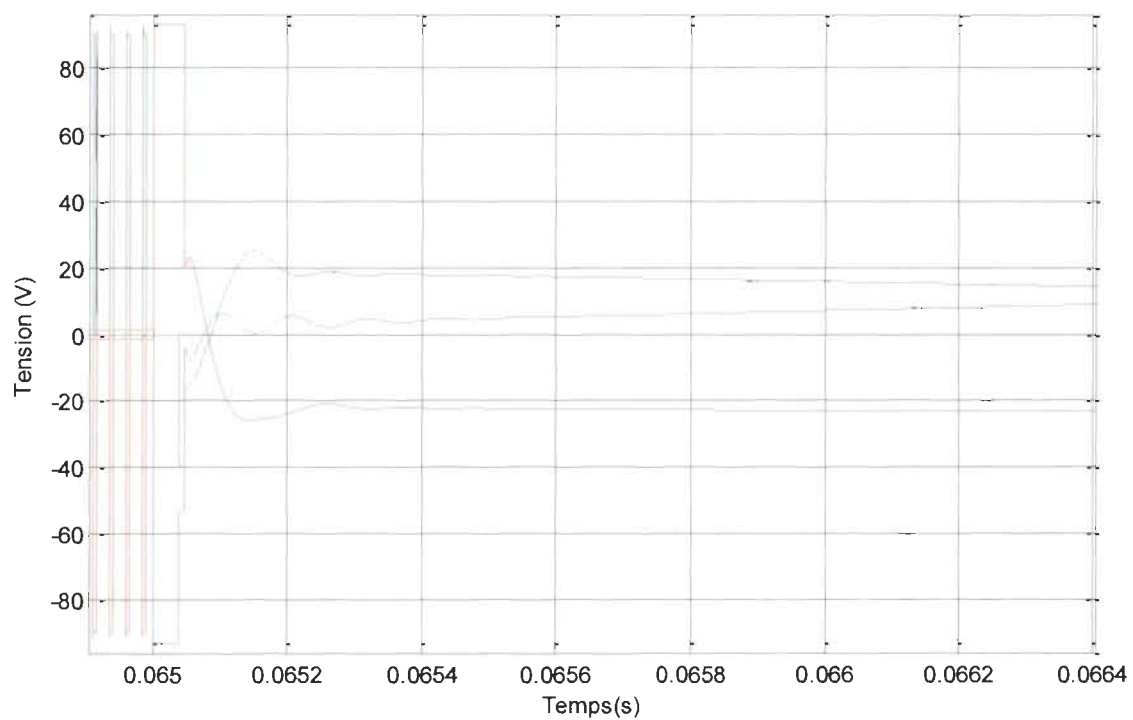


Figure 5-24 Graphique agrandi de la tension en mode haute impédance

5.4 Simulation BLDC

Afin de tester l'hypothèse de la méthode proposée en 5.2 avec le moteur BLDC, les simulations suivantes furent effectuées à l'aide du logiciel MATLAB® Simulink®. La figure 5-25 montre le schéma de simulation global où le couplage entre le modèle mathématique du BLDC et l'électronique de puissance fut simulé selon la figure 5-9. Les mêmes délais ainsi que modèle d'amplificateur furent utilisés pour le BLDC et la MSAP. Le modèle utilisé est celui de la section 2.2 du chapitre 2. Les paramètres de la machine simulée sont exposés au tableau 5-3.

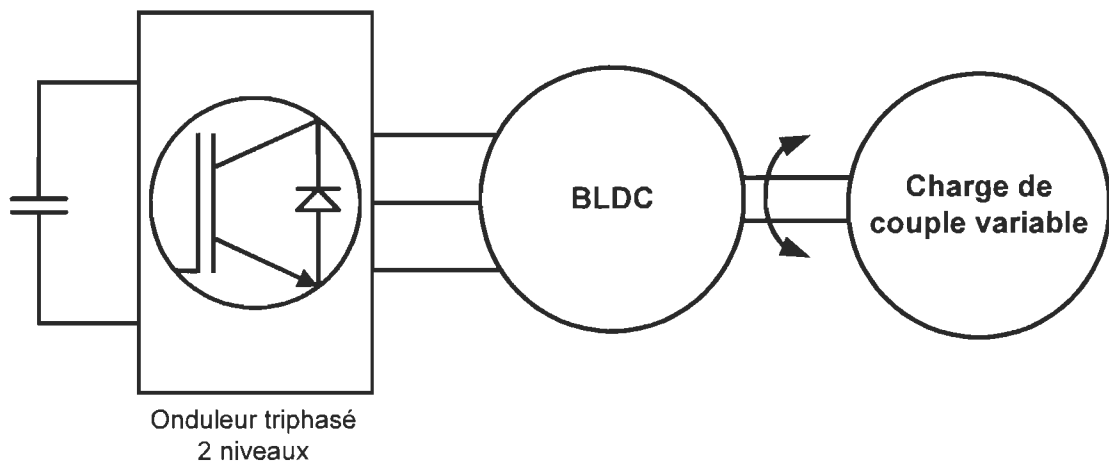


Figure 5-25 Schéma du modèle de simulation du BLDC

Tableau 5-2 Paramètres utilisés pour la simulation du BLDC

Définition	Nomenclature	Valeur
Paramètres du modèle moteur		
Inductance	L_s (H)	531e-6
Résistance	$R(\Omega)$	0.185
Nombre de paires de pôles	P	3
Constante moteur	K_e (V·s)	0.0208
Inertie (J)	J (kg·m ²)	24.6 e-6
Paramètres du modèle de puissance		
Bus de tension continue	Vdc(V)	24
Résistance série	$R(\Omega)$	0.150
Inductance série	L (H)	500 e-6

Les figures 5-26 et 5-27 montrent le courant de référence superposé au de courant obtenu par la présente méthode. Nous pouvons observer que les résultats sont bien meilleurs qu'avec le modèle de MSAP. Ceci est dû au type de contrôle qui ne commute que deux phases à la fois. En fait les résultats ont permis d'obtenir une erreur de 0.95% sur une période.

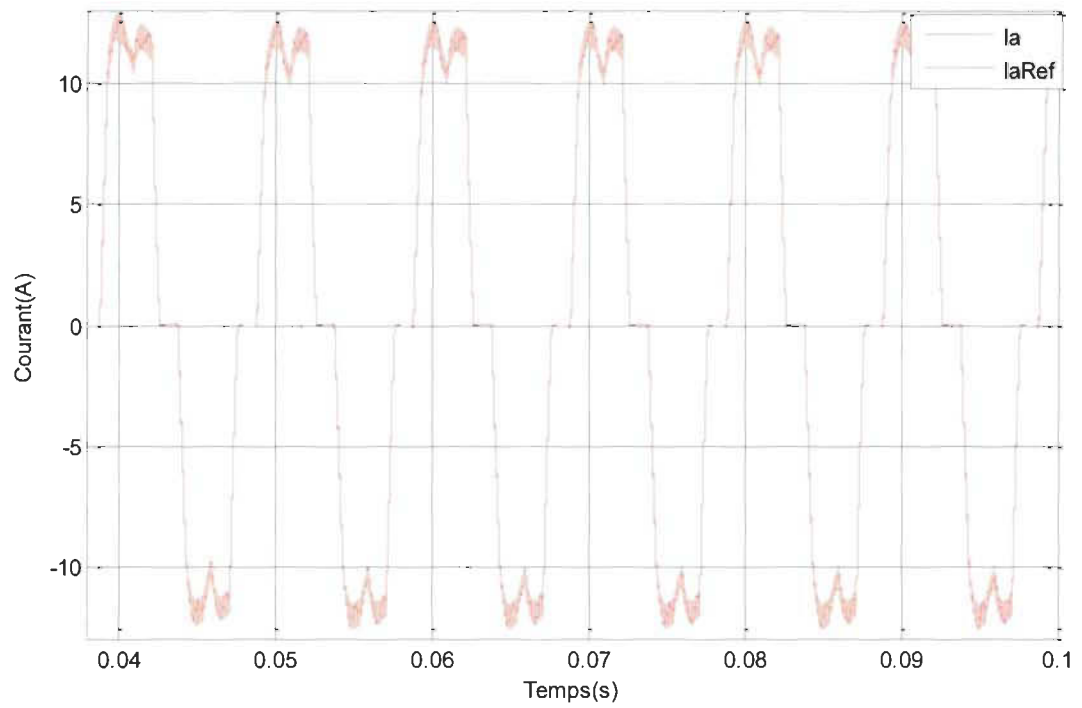


Figure 5-26 : Graphique des courants comparés pour le BLDC

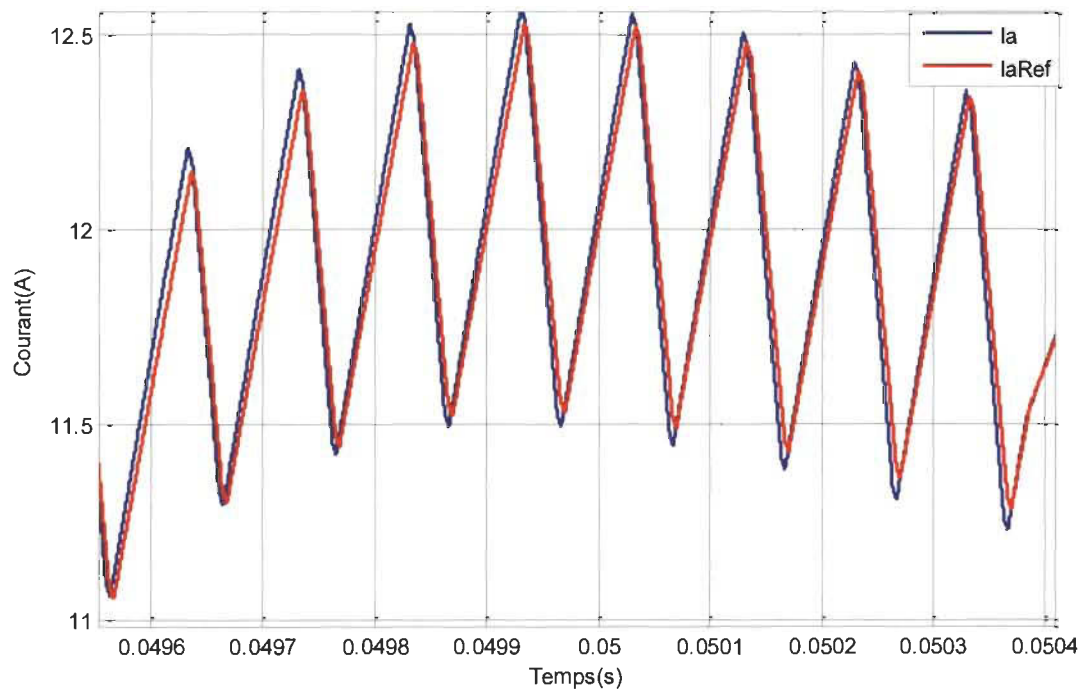


Figure 5-27 Graphique agrandi des courants comparés pour le BLDC

La figure 5-28 montre la valeur de FEM corrigée, superposée à la valeur de FEM calculée par le modèle pour la phase A. De 0 s à 0.04 seconde environ, nous pouvons observer une différence entre les deux valeurs. Ceci est causé par la différence entre les valeurs d'impédance du modèle mathématique et les valeurs du PHIL. En fait, les valeurs du système PHIL ont une constante de temps plus grande que celle du modèle et ainsi, la tension de sortie doit nécessairement être plus grande afin d'atteindre une même valeur de courant lors du régime transitoire. Ceci explique aussi la valeur moyenne de la FEM corrigée qui est supérieure de 0.04s à 0.1s en régime stationnaire. Nous pouvons aussi observer qu'à partir de 0.1s les valeurs des FEM sont les mêmes. Ceci est causé par le mode haute-impédance de l'électronique de puissance.

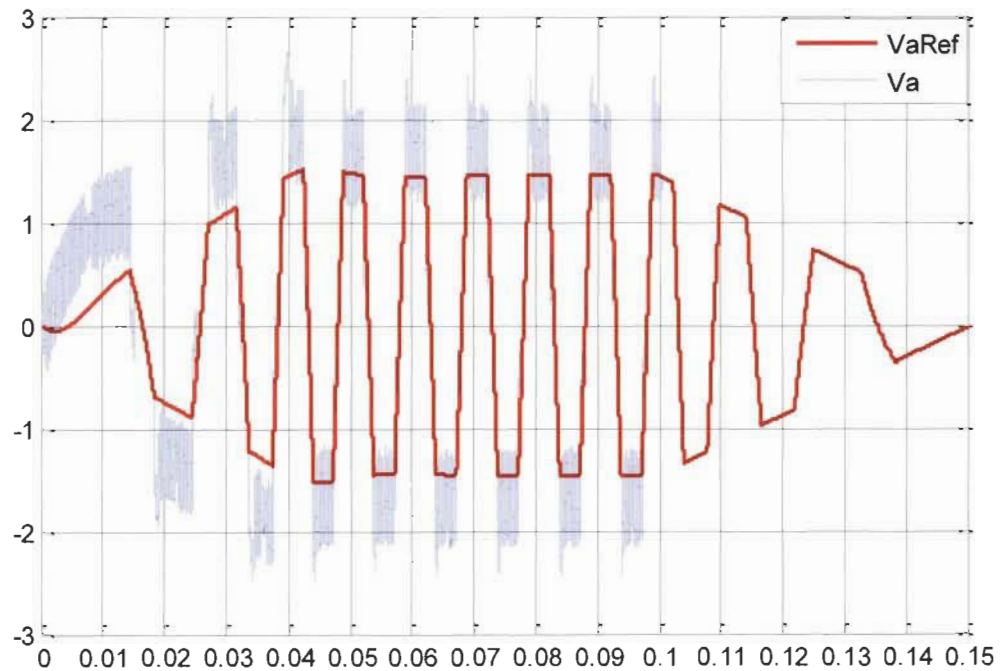


Figure 5-28 : Graphique des tensions de FEM idéales comparées aux FEM corrigées

5.5 Résultats expérimentaux

Un banc de test a été conçu chez OPAL-RT afin de valider les hypothèses et les simulations du PHIL de moteur. Pour des raisons commerciales, spécifiques à une demande client, un émulateur de BLDC fut conçu. Pour ces mêmes raisons, les valeurs en lien avec le moteur testé et les limites en tension ne seront pas fournies dans cette section. L'ensemble du banc de test est montré à la figure 5-29. Nous pouvons observer que deux simulateurs temps-réel furent utilisés. L'un utilisé en tant qu'outil de prototypage rapide de contrôleur où le contrôle de type « Six step » fut implémenté. Le second inclut l'implémentation du modèle moteur sur FPGA et du modèle mécanique sur CPU. Le modèle FPGA du BLDC pour PHIL n'est pas fourni pour des raisons de confidentialité. Les capteurs de tension et courant utilisés sont inclus dans l'OP8660. Les impédances utilisées sont fonction des valeurs moyennes du moteur exigé par le client et des courants limites. L'électronique de puissance est un onduleur à IGBT de la compagnie Labvolt®, soit le 8857-1.

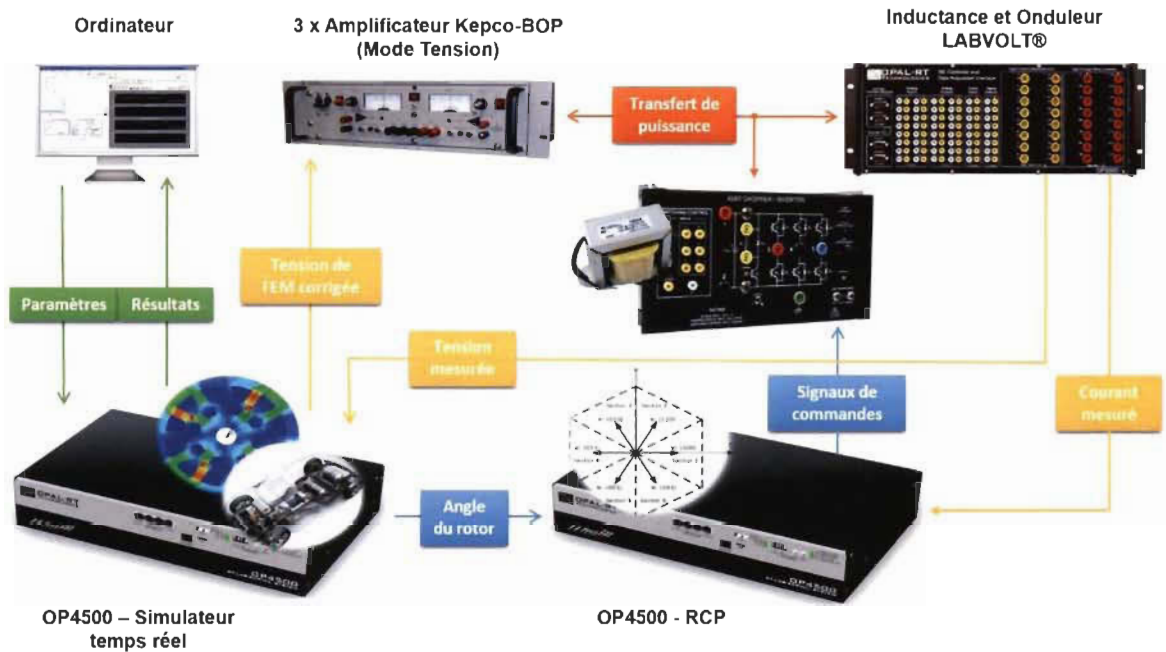


Figure 5-29 Schéma du banc de test

Les amplificateurs furent choisis en fonction de la bande passante nécessaire au fonctionnement du moteur. La bande passante est fonction de la vitesse du moteur et du nombre de pôles, tel que montrée par (5.8). Un facteur 10 est ajouté pour minimiser la différence de la réponse en gain et la phase. Ce gain est nécessaire, car les fiches techniques des amplificateurs donnent habituellement le gain pour une réponse à -3 dB et nous devons chercher à minimiser le déphase et la diminution de l'amplitude à un minimum pour la plage de fonctionnement visée.

$$B_p(\text{Hz}) = \text{Rang Harm} \times 10 \times P \times \frac{V_{\text{MAX}}(\text{RPM})}{60} \quad (5.8)$$

Afin de s'assurer des limites et des marges de stabilité, la fonction de transfert de l'amplificateur fût estimée en balayant les valeurs en entrée et en sortie en fonction de la fréquence.

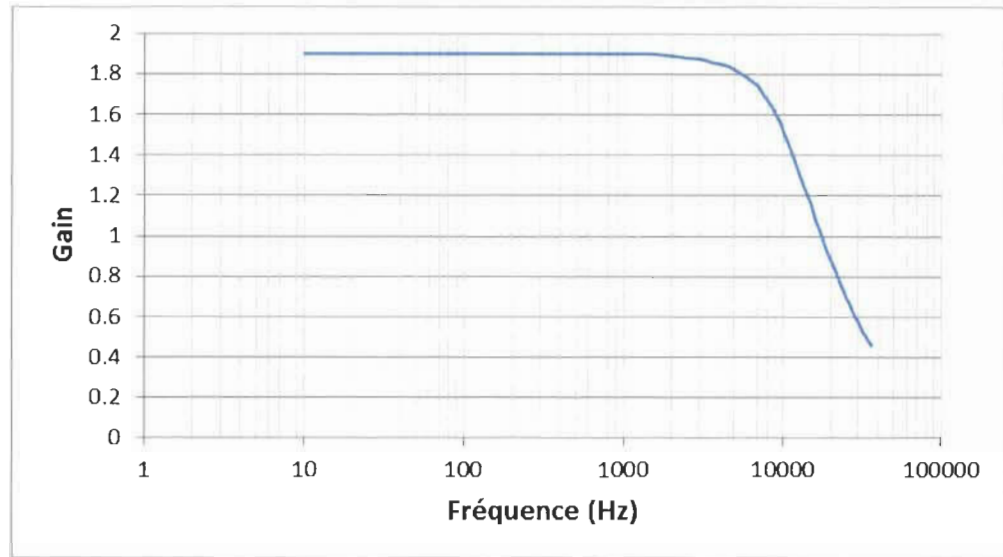


Figure 5-30 Graphique du gain de sortie de l'amplificateur en fonction de la fréquence d'entrée

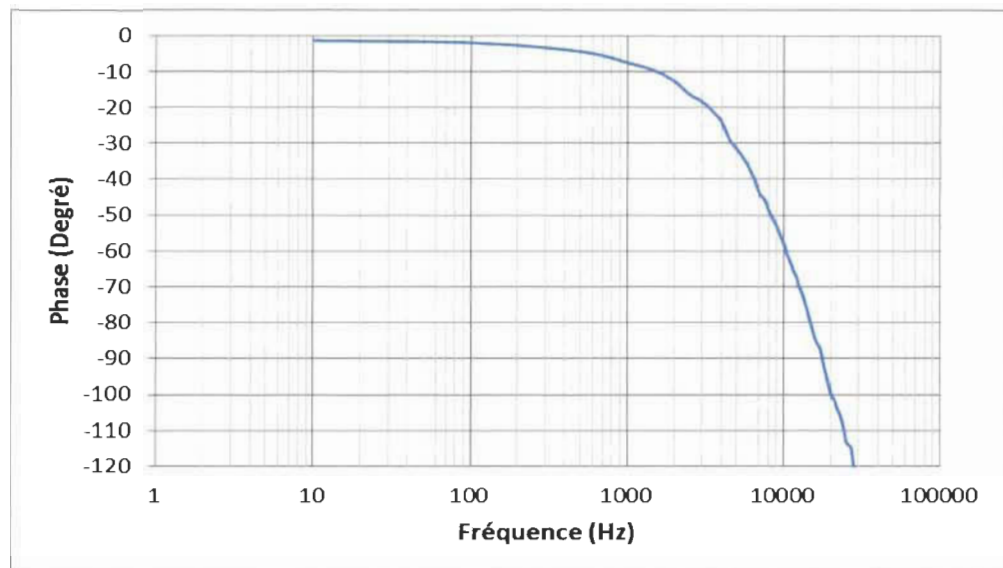


Figure 5-31 Graphique de la phase de sortie de l'amplificateur en fonction de la fréquence d'entrée

Selon (5.9) nous sommes en mesure d'identifier les constantes de temps à partir des données expérimentales. Pour ce modèle approximatif, τ_2 est équivalent à la constante de temps obtenue au croisement de la phase de 135 degrés et τ_1 à la constante de temps lorsque nous atteignons une phase de 45 degrés. La constante de temps est calculée en fonction de la fréquence soit $1/2\pi f$. Nous obtenons ainsi (5.10), une fonction de transfert de deuxième ordre où k représente le gain de l'amplificateur. Puisque la constante de temps τ_2 est beaucoup plus faible que τ_1 , nous pouvons la négliger afin d'obtenir une fonction du premier ordre avec une bande passante équivalente à (5.11).

$$TF_{(amp)} = \frac{k}{\tau_1 \tau_2 s^2 + (\tau_1 + \tau_2)s + 1} \quad (5.9)$$

$$TF_{(amp)} = \frac{1.9}{9.38e - 11s^2 + 2.56e - 5s + 1} \quad (5.10)$$

$$BP = \frac{1.9}{2\pi \times 2.56e - 5} = 11812 \text{ Hz} \quad (5.11)$$

Suite à la définition de la fonction de transfert de l'amplificateur, l'analyse de stabilité fût effectuée en négligeant les fonctions de transfert des capteurs puisque leurs bandes passantes sont supérieures à 200 kHz.

Les résultats expérimentaux ont permis de vérifier les hypothèses et de corroborer les résultats de simulations. Il s'en suit qu'une erreur de 6.2% est observée entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux obtenus avec le banc de test, tel que nous pouvons l'observer par la figure 5-32. Les résultats de simulation ne tiennent pas en compte

des paramètres exacts des onduleurs puisque ceux-ci ne sont pas fournis par le fabricant.

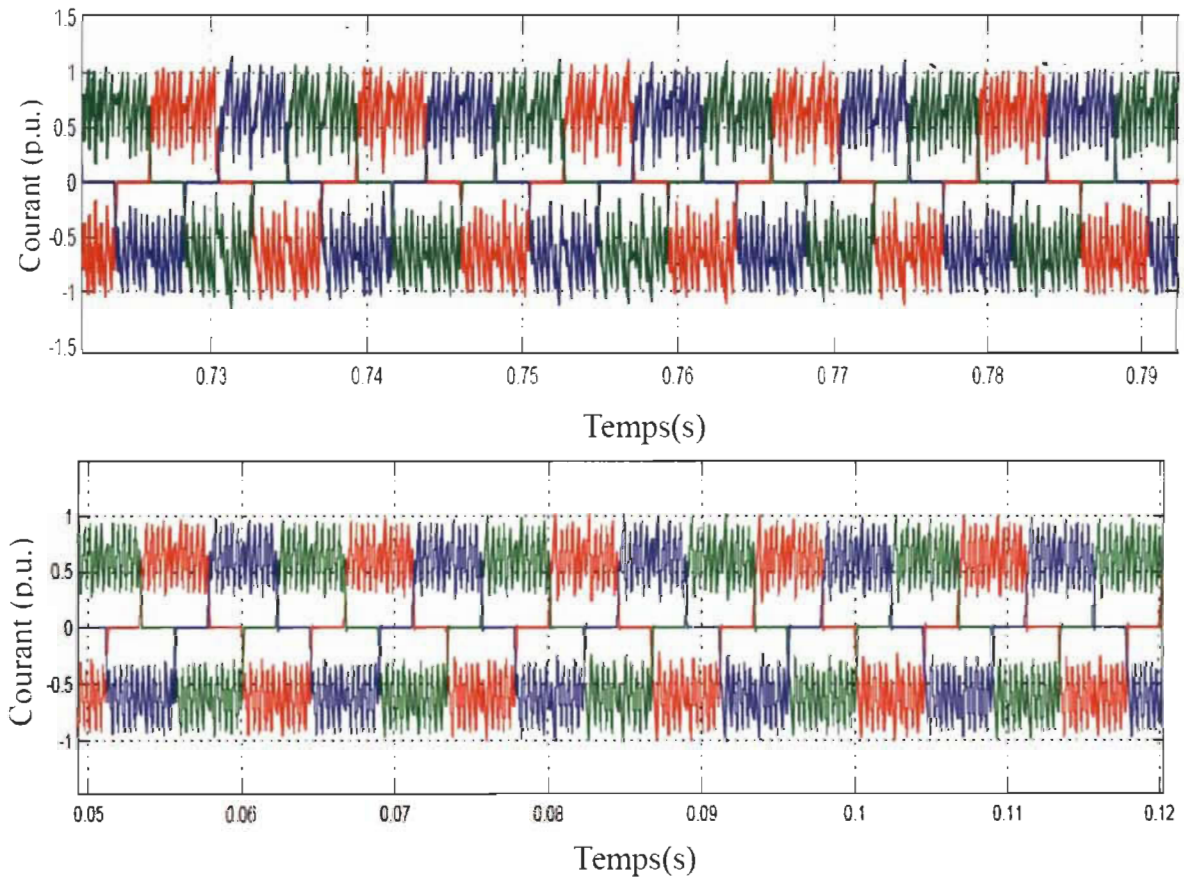


Figure 5-32 Graphique du courant de simulation comparé au courant obtenue avec le banc de test

Nous pouvons observer, suivant la figure 5-33, que les courants répondent très bien aux variations du couple de charge, tel que serait le cas avec une vraie machine. En variant le couple résistif directement dans le modèle de simulation, nous pouvons observer que le moteur et que le contrôleur répondent de façon adéquate. En fait, le contrôleur réagit à un couple de charge simulé comme si celui-ci était réel.

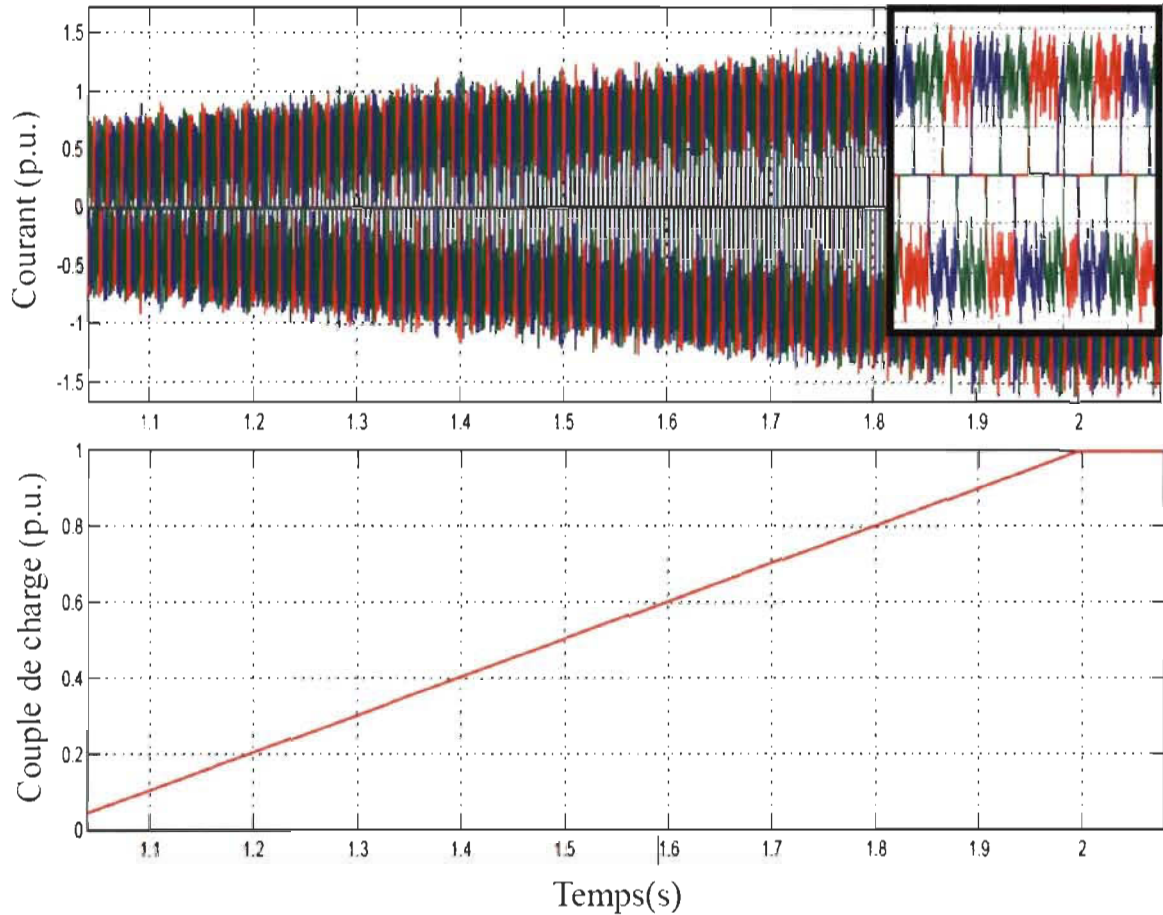


Figure 5-33 Graphique du courant de simulation obtenue sur le banc de test en fonction de l'augmentation du couple de charges

Suivant la figure 5-34, nous pouvons observer que la variation de consigne de vitesse est suivie par le moteur et que la fréquence du courant varie accordément. Ainsi, le modèle moteur répond de façon adéquate aux variations de tension lue en sortie de l'électronique de puissance réelle. Le contrôleur semble lui aussi fonctionner exactement comme la simulation.

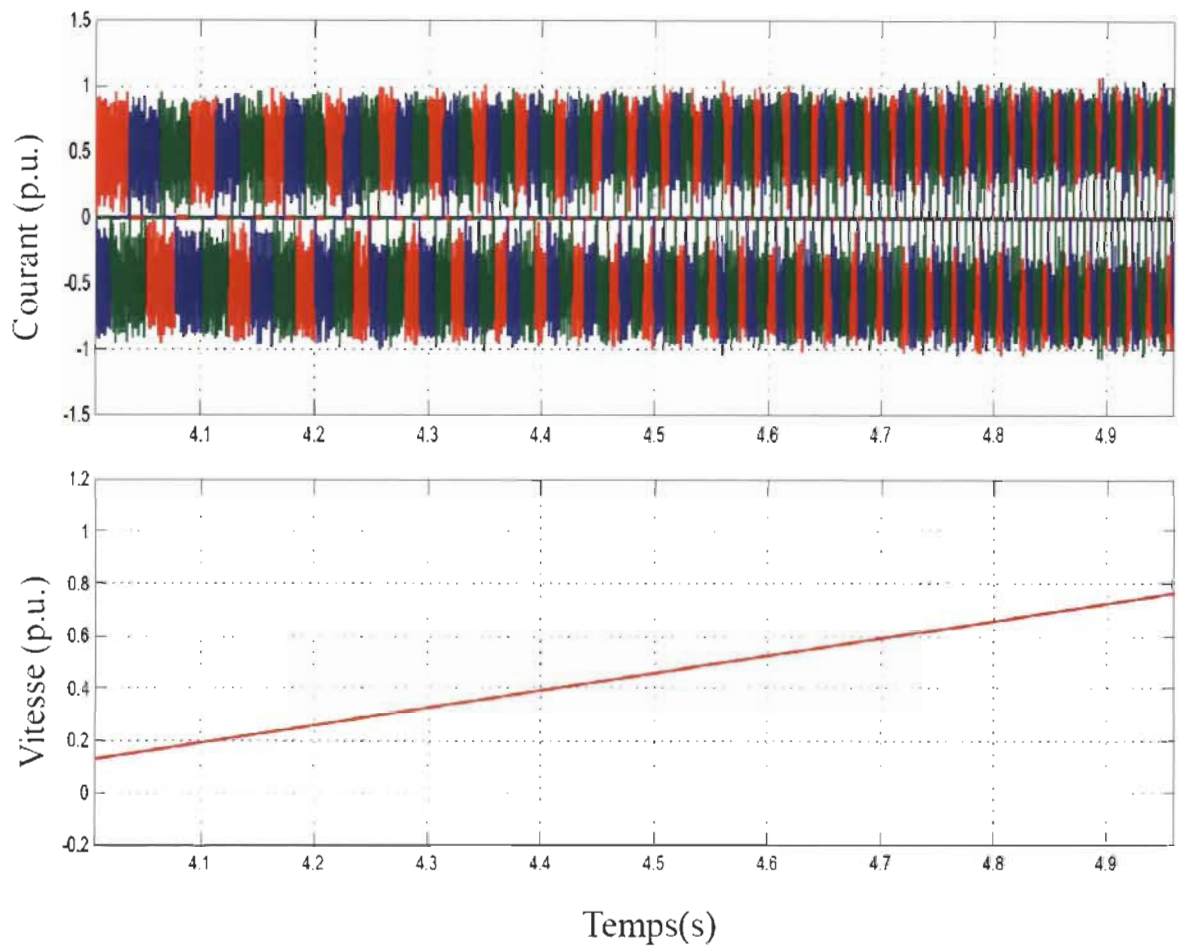


Figure 5-34 Graphique du courant de simulation obtenue sur le banc de test en fonction de l'augmentation de la vitesse.

5.6 Conclusion

Ce chapitre permet de mettre en évidence la méthode la mieux adaptée pour l'émulation de moteur en général. En fait, la méthode utilisant directement un amplificateur en mode courant est à éviter lorsque l'émulateur de moteur est couplé à un dispositif d'électronique de puissance avec des temps de montée beaucoup plus rapide que l'amplificateur. De plus, l'utilisation d'amplificateurs en mode tension avec une impédance moyenne est un modèle

moyen qui ne permet pas de rendre compte de l'ensemble des variations de paramètres et des non-linéarités. Nous pouvons observer que la méthode développée offre une plus grande flexibilité, permettant l'utilisation de modèles complexes.

Quoique cette partie porte spécifiquement sur les MSAP, nous pouvons observer que la méthode retenue sépare le modèle moteur, l'électronique de puissance et l'étage d'adaptation des simulations PHIL. Suivant les équations obtenues en 5.2, nous pouvons observer que cette méthode s'applique ainsi à toute forme de simulation de type PHIL où la sortie devrait être un courant calculé par l'intermédiaire du modèle. En remplaçant les sources de courant par des sources de tension et en intégrant cette méthode, ce type d'approche semble être une ouverture vers la réalisation stable de l'ensemble des systèmes PHIL.

Les résultats de simulation obtenus à partir des deux modèles de machine permettent d'observer que les résultats offrent des erreurs acceptables. De plus, les résultats de simulation sont comparés au modèle simulé, ce qui permet d'observer que les signaux de commande ne semblent que faiblement affectés, 1% d'erreur, comparativement à l'utilisation d'un simple modèle moteur. Suivant l'objectif des systèmes PHIL moteur, soit de tester des contrôleurs embarqués, les résultats de simulation montrent que ce type de système semble totalement fonctionnel.

Les tests pratiques effectués montrent que le banc PHIL de MSAP se comporte exactement comme les simulations. Ce banc fut aussi vendu à un client européen et utilisé avec un contrôleur complet. Les tests effectués chez le client, qui pour raison de confidentialité ne sont pas montrés dans ce mémoire, ont démontré que l'erreur sur le courant était pratiquement nulle, puisque nous obtenions les mêmes valeurs qu'avec le

moteur réel. Les tests ont aussi montré que les fautes étaient détectées adéquatement par le contrôleur. De plus, le banc PHIL était contrôlé et rendait les mêmes réponses que le vrai moteur pour les consignes en vitesse et les variations de couple de charge, ceci avec un contrôleur sans capteur de position.

Chapitre 6 - Conclusion

Ces dernières années, les simulations de type PHIL connaissent un gain en popularité. La complexité grandissante des composants pousse les secteurs œuvrant dans le domaine de la recherche et du développement à utiliser la puissance réelle lors de la phase de conception et de test. Ce mémoire permet de mettre en évidence les méthodes adaptées aux émulations de moteurs, mais aussi à l'ensemble des dispositifs PHIL cherchant à tester de l'électronique de puissance.

Dans la première partie, nous avons introduit les simulations de type PHIL par le biais des simulations de type HIL. En fait, quoiqu'elles soient similaires sur bien des points, chacune d'entre elles présente des avantages et des inconvénients. En fait, les simulations de type PHIL introduisent des erreurs supplémentaires, absentes des simulations de type HIL. Cette diminution de la précision est incontournable si nous prenons en compte les composants supplémentaires qui doivent être inclus dans les systèmes PHIL, tels les capteurs et les amplificateurs. Les simulations de type HIL sont, pour leur part, uniquement tributaires de la précision du modèle et des latences du simulateur temps-réel. Le principal avantage du PHIL sur le HIL est sa capacité à tester des systèmes dans leur intégralité. Il permet donc de faire abstraction des modèles beaucoup trop simplifiés ou des tests nécessaires à l'identification des paramètres du modèle. De plus, les erreurs engendrées par les capteurs réels sont aussi prises en compte à l'instar des simulations de type HIL. De plus, puisque l'équipement nécessaire au PHIL inclut celui du HIL, nous pouvons les

considérer comme complémentaires. Le HIL étant idéal pour tester la logique du contrôleur et le PHIL pour tester la robustesse réelle du système. Cette partie met aussi en évidence les problématiques entourant la précision des systèmes. En fait, quoique les capteurs et l'utilisation d'amplificateurs engendrent des erreurs, le pas de calcul et la bande passante restreignent les fréquences accessibles. De plus, tel que démontré dans cette partie, il y a une relation directe entre le pas de calcul et la bande passante sur la stabilité. Ils doivent donc être sélectionnés de façon appropriée, plus spécifiquement lorsque la puissance dissipée dans la simulation est plus grande que la puissance réelle dissipée. Cette partie présente aussi les méthodes permettant de stabiliser les systèmes par l'utilisation de filtres numériques ou analogiques.

Dans la deuxième partie, les différents modèles mathématiques définissant les MSAP sont définis. Les modèles moyens, grandement utilisés en industrie sont souvent adéquats pour valider les stratégies de commande et l'électronique de puissance. Les modèles plus complexes, tel celui exposé dans la partie 2.3, permettent d'obtenir des résultats plus précis, mais requièrent un effort considérable afin d'identifier tous les paramètres de la machine. Finalement, quoique brièvement introduit, les modèles utilisant des tables mettant en relation les divers paramètres de la machine qui, n'étant pas en soi des modèles mathématiques, demandent soit d'avoir déjà la machine en main ou encore les résultats sur logiciel à élément fini. Bref, il existe plusieurs topologies de MSAP et le modèle choisi dépend directement du but des tests voulant être effectués. Si nous voulons concevoir un contrôleur générique, les modèles moyens devraient largement suffire, mais si notre but est de tester des prototypes de moteur des modèles plus complexes voire les modèles à éléments finis devrait être notre premier choix.

La troisième partie porte spécifiquement sur les simulations PHIL de MSAP. La première méthode envisagée démontre que les dispositifs d'électronique de puissance ne peuvent pas être directement connectés à des sources de courant, et ceci, même si nous ne simulons pas une MSAP. Nous pouvons ainsi généraliser que pour tout banc de test PHIL cherchant à tester des dispositifs à commutation rapide, il est nécessaire d'utiliser des amplificateurs en mode source de tension. La deuxième méthode permet de montrer qu'il est possible d'utiliser les sources de tension connectées à une impédance afin d'émuler le comportement de la source de courant. Il suffit d'être en mesure d'obtenir la valeur de la tension au point choisi et la valeur d'impédance du modèle. Cette méthode prend donc une partie de la simulation et la transpose aussi du côté réel. Ce qui s'applique aussi pour des simulations PHIL de réseau par exemple. La troisième méthode permet de corriger l'erreur engendrée par la simple mise en série d'impédances. L'implémentation de cette méthode permet d'utiliser des simulations de système complexe, dont la réponse exigée par le modèle est un courant, avec des impédances variables, des saturations et des non-linéarités, sans avoir recours à une source de courant. En fait, la source de tension devient elle-même une source de courant commandé. Cette méthode permet ainsi d'assurer la stabilité du système tout en assurant la précision.

Finalement, les équations mathématiques développées démontrent que le modèle mathématique de la machine simulée et la topologie de l'électronique de puissance sont entièrement ignorés. Nous pouvons ainsi poser l'hypothèse que la méthode développée dans ce mémoire est applicable pour l'ensemble des systèmes PHIL. En fait, la stabilité du système ne dépend que des dispositifs réels ajoutés, des délais et des fonctions de transfert

de l'équipement ajouté à la boucle. Cette méthode devrait donc être analysée plus profondément afin de s'assurer de la validité de l'hypothèse.

Références

- [1] J. Bélanger, P. Venne, and J.-N. Paquin, "The what, where and why of real-time simulation," in Proc. PES General Meeting, Oct. 2010, pp. 37-49.
- [2] Dufour, C.; Cense, S.; Yamada, T.; Imamura, R.; Bélanger, J., "FPGA permanent magnet synchronous motor floating-point models with variable-DQ and spatial harmonic Finite-Element Analysis solvers," *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International* , pp.LS6b.2-1,LS6b.2-10, 4-6 Sept. 2012
- [3] Dufour, C.; Cense, S.; Bélanger, J., "FPGA-based Switched Reluctance Motor Drive and DC-DC converter models for high-bandwidth HIL real-time simulator," *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on* , pp.1-8, 2-6 Sept. 2013
- [4] Dufour, C.; Cense, S.; Jalili-Marandi, V.; Bélanger, J., "Review of state-of-the-art solver solutions for HIL simulation of power systems, power electronic and motor drives," *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on* , pp.1-12, 2-6 Sept. 2013
- [5] Pejović, P.; Maksimovic, D., "A method for fast time-domain simulation of networks with switches," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.9, no.4, pp.449-456, Jul 1994
- [6] Herrera, L.; Cong Li; Xiu Yao; Jin Wang, "FPGA-Based Detailed Real-Time Simulation of Power Converters and Electric Machines for EV HIL Applications," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.51, no.2, pp.1702-1712, March-April 2015
- [7] D. S. Nasrallah, M. Lemaire, J. Bélanger and L. Boulon, "FPGA-Based PHIL/RCP Simulation of an Electric Vehicle," *Electric Vehicle Symposium conference (EVS), 2016*, Montreal, QC, 2016, pp. 1-12.

- [8] D. Barakos, P. Kotsampopoulos, A. Vassilakis, V. Kleftakis and N. Hatziargyriou, "Methods for stability and accuracy evaluation of Power Hardware In the Loop simulations," *MedPower 2014*, Athens, 2014, pp. 1-5.
- [9] W. Ren, M. Steurer and T. L. Baldwin, "An Effective Method for Evaluating the Accuracy of Power Hardware-in-the-Loop Simulations," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 4, pp. 1484-1490, July-aug. 2009.
- [10] O. Nzimako and R. Wierckx, "Stability and accuracy evaluation of a power hardware in the loop (PHIL) interface with a photovoltaic micro-inverter," *Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE*, Yokohama, 2015, pp. 005285-005291.
- [11] Lehfuss, F.; Lauss, G.; Kotsampopoulos, P.; Hatziargyriou, N.; Crolla, P.; Roscoe, A., "Comparison of multiple power amplification types for power Hardware-in-the-Loop applications," *Complexity in Engineering (COMPENG), 2012*, pp.1-6, 11-13 June 2012
- [12] M. Dargahi, A. Ghosh and G. Ledwich, "Stability synthesis of power hardware-in-the-loop (PHIL) simulation," *2014 IEEE PES General Meeting | Conference & Exposition*, National Harbor, MD, 2014, pp. 1-5.
- [13] Alexander Viehweider, Georg Lauss, Lehfuss Felix, Stabilization of Power Hardware-in-the-Loop simulations of electric energy systems, *Simulation Modelling Practice and Theory*, Volume 19, Issue 7, August 2011, Pages 1699-1708
- [14] Rohrs, C., J. Melsa, and D. Schultz. *Linear Control System*. McGraw-Hill, 1993, p.297-306
- [15] G. Lauss, F. Lehfuß, A. Viehweider and T. Strasser, "Power hardware in the loop simulation with feedback current filtering for electric systems," *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Melbourne, VIC, 2011, pp. 3725-3730.
- [16] T. Hatakeyama, A. Riccobono and A. Monti, "Stability and accuracy analysis of power hardware in the loop system with different interface algorithms," *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Trondheim, 2016, pp. 1-8.
- [17] C. Yin *et al.*, "Virtual impedance method of the Power hardware-in-the-loop simulation to improve its stability and accuracy," *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, Hefei, 2016, pp. 2752-2758.
- [18] P. Pillay and R. Krishnan, "Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless DC motors for servo drives," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 986-996, Sep/Oct 1991.

- [19] Abourida, S.; Dufour, C.; Bélanger, J.; Yamada, T.; Arasawa, T., "Hardware-In-the-Loop Simulation of Finite-Element Based Motor Drives with RT-LAB and JMAG," *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, vol.3, pp.2462-2466, 9-13 July 2006
- [20] Dufour, C.; Bélanger, J.; Lapointe, V.; Abourida, S., "Real-time simulation on FPGA of a permanent magnet synchronous machine drive using a finite-element based model," *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008. International Symposium on*, pp.19-25, 11-13 June 2008
- [21] A. Bouscayrol, J.P. Hautier, and B. Lemaire-Semail, "Graphic Formalisms for the Control of Multi-Physical Energetic systems: COG and EMR," *Systemic Design Methodologies for Electrical Energy Systems*, Chap.3, *Wiley-ISTE*, ISBN 97818482213883, Oct.2012
- [22] S. Lee, T. Lemley « A comparison study of the commutation methods for three-phase permanent magnet brushless DC motor », unpublished.
- [23] Lemaire, Michel (2016). *PHIL Moteur*, OPAL-RT Technologies.

Bibliographie

- [1] Rohrs, C., J. Melsa, and D. Schultz. *Linear Control System*. McGraw-Hill, 1993
- [2] W. Levine, *The Control Handbook*, ser. *Electrical Engineering Hand-book*. Taylor & Francis, 2010
- [3] R. Krishnan, "Permanent Magnet Synchronous and Brushless Dc Motor Drives," CRC Press, Boca Raton, 2009.
- [4] J. F. Gieras, *Permanent Magnet Motor Technology - Design and Applications*, 3rd Edition, CRC. Press, 2010.