

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À
L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

COMME EXIGENCE PARTIELLE
À L'OBTENTION DE LA
MAÎTRISE EN GÉNIE ÉLECTRIQUE
M.Ing.

PAR
OLIVIER TREMBLAY

MODÉLISATION, SIMULATION ET COMMANDE DE LA MACHINE
SYNCHRONNE À AIMANTS À FORCE CONTRE-ÉLECTROMOTRICE
TRAPÉZOÏDALE

MONTRÉAL, LE 8 MAI 2006

© droits réservés de Olivier Tremblay

CE MÉMOIRE A ÉTÉ ÉVALUÉ
PAR UN JURY COMPOSÉ DE:

- M. Louis-A. Dessaint, directeur du mémoire
Département de génie électrique de l'École de technologie supérieure
- M. Kamal Al-Haddad, président du jury
Département de génie électrique de l'École de technologie supérieure
- M. Hoang Le-Huy, professeur
Département de génie électrique et de génie informatique de l'Université Laval

IL A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 12 AVRIL 2006

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE

MODÉLISATION, SIMULATION ET COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHRONES À AIMANTS À FORCE CONTRE-ÉLECTROMOTRICE TRAPÉZOÏDALE

Olivier Tremblay

SOMMAIRE

La simulation des entraînements électriques est aujourd'hui un incontournable. Les entraînements font maintenant partie de systèmes beaucoup plus complexes, intégrant à la fois des composantes électriques et mécaniques. La simulation permet alors d'étudier leur comportement dans un ensemble complet. Plus particulièrement, la machine synchrone à aimants permanents à force contre-électromotrice trapézoïdale (MSAT), qui est omniprésente autour de nous, nécessite un entraînement électrique afin de contrôler sa vitesse de rotation. Toutefois, le module SimPowerSystems (SPS) du logiciel Matlab ne permet actuellement pas de simuler ce modèle de machine et ne dispose pas d'un entraînement permettant de la contrôler.

Ces travaux portent donc sur l'amélioration de la bibliothèque de modèles déjà existante. En effet, un formalisme existe déjà pour les différents modèles de machine ainsi que pour les entraînements électriques. Les modèles développés devront donc respecter la structure actuellement en place.

La modélisation de la MSAT est entièrement détaillée pour la partie électrique (équations d'état, génération de la tension interne trapézoïdale) et pour la partie mécanique (dynamique du rotor et capteur à effet Hall). Le modèle obtenu est simulé en mode génératrice et les résultats sont comparés avec succès au logiciel PSIM et au modèle SPS équivalent en mode sinusoïdal. Par la suite, l'entraînement électrique basé sur la commande en courant, un limiteur de fréquence de commutation et un calculateur automatique des gains du régulateur de vitesse sont élaborés. Les performances de ce régulateur et de l'entraînement AC7 sont évaluées; les résultats concordent avec ceux attendus. Un modèle dynamique simplifié non linéaire est développé afin de démontrer que le comportement en régime permanent de l'entraînement est identique à celui des fiches techniques des manufacturiers. Suite à cette conclusion favorable, un module est créé afin de tracer la relation couple-vitesse en fonction des paramètres entrés par l'utilisateur. En dernier lieu, un performant modèle d'entraînement à valeurs moyennes, basé sur un onduleur simplifié, est développé à l'aide de limiteurs de pentes dynamiques agissant sur les courants de référence. Les résultats et la précision de ce modèle à valeurs moyennes sont identiques à ceux du modèle détaillé, même pour un pas de calcul 25 fois plus grand.

D'excellents résultats de simulation, pour chacun des modèles élaborés, confirment la validité et la rigueur de l'approche utilisée.

MODELING, SIMULATION AND CONTROL OF THE PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE WITH TRAPEZOIDAL BACK EMF

Olivier Tremblay

ABSTRACT

Today, the simulation of the electric drives is inevitable. The electric drives are part of systems more complex, integrating at the same time electrical and mechanical components. Simulation makes possible the study of their behavior in complete units. More precisely, the trapezoidal permanent magnet synchronous machine (TPMSM) requires an electric drive in order to control its revolution. However, the SimPowerSystems (SPS) toolbox, from Matlab software, can't simulate the machine model and doesn't have a drive allowing control speed.

Thus, those works concern the improvement of the already existing library of models. Indeed, formalism already exists for a various models of machine, as well as for the electric drives. Therefore, the developed models will have to thus respect the structure currently in place.

The modeling of the TPMSM is entirely detailed for the electrical part (states equations, generation of the trapezoidal back EMF) and for the mechanical part (rotor dynamic and Hall effect sensors). The model obtained is simulated in generating mode and the results are successfully compared with the software PSIM and the equivalent SPS model in sinusoidal mode. Thereafter, the electric drive based on direct current control, a limiting switching frequency device and an automatic calculator of the speed regulator gains are elaborate. The performances of this regulator and the drive AC7 are evaluated and the results agree with those awaited. A nonlinear simplified dynamic model is developed in order to show that the behavior in steady operation of the drive is identical to the charts of the manufacturers. Following this favorable conclusion, a module is created to trace the torque-speed characteristic according to the parameters entered by the user. Lastly, a powerful average value drive model, based on a simplified inverter, is developed using rate limiters dynamics devices acting on the references currents. The results and the precision of this average values model are identical to those of the detailed model, even for a step of calculation 25 times larger.

Excellent simulation results, for each worked out model, confirm the validity and the rigor of the used approach.

AVANT-PROPOS ET REMERCIEMENTS

Ce document présente mes travaux effectués dans le cadre du programme de maîtrise en génie électrique de l'École de technologie supérieure.

Un important travail préliminaire a été réalisé lors du développement de la bibliothèque d'entraînements électriques de SPS, réalisé par M. Handy Fortin-Blanchette et par M. Christophe Semaille. Les principes fondamentaux utilisés dans ce mémoire proviennent en partie de ce travail important. L'objectif de ce projet est de développer le modèle de la MSAT et de l'inclure dans la bibliothèque de machine de SPS. De plus, des modèles détaillé et simplifié de l'entraînement électrique de la MSAT seront développés afin de les ajouter dans la bibliothèque "Electric Drives" de SPS.

Ce projet m'a été présenté par M. Louis-A. Dessaint à l'hiver 2004 et j'ai accepté d'y participer dans le but de me spécialiser en commande des machines électriques. Ce travail est une suite logique du stage que j'ai effectué sur l'"Estimation des paramètres des machines électriques" [13], puisque j'ai acquis une bonne expertise sur le comportement dynamique des machines. De plus, j'ai eu l'occasion de développer des entraînements à valeurs moyennes, ce qui m'a permis de bien comprendre les différents phénomènes dus à la saturation de l'onduleur.

Premièrement, je dois mentionner le support financier du FQRNT, de l'ÉTS et du professeur Louis-A. Dessaint qui m'ont permis de me consacrer pleinement à mes recherches et ainsi de mener ce mémoire à terme.

J'aimerais d'ailleurs remercier le professeur Dessaint pour la confiance qu'il m'a accordée en m'offrant ce projet. Il a toujours été disponible pour m'orienter, ou répondre à mes questions et il m'a laissé toute la latitude nécessaire.

Je remercie également les membres du GREPCI pour les bons moments passés ensemble: Francois, Jean-Nicolas, Patrick-Olivier, Guillaume et Étienne, merci pour tout! Je suis particulièrement reconnaissant de l'aide et des bons conseils que Handy Fortin-Blanchette m'a apportés durant ce travail. Son expérience et sa générosité m'auront permis d'avancer et de conserver une vision terre-à-terre tout au long de ce projet.

Et de tout mon cœur je remercie ma famille, qui m'a supporté moralement depuis le début de mes études, dans les choix que j'ai eu à faire et dans les moments difficiles. Ils ont su m'orienter afin que je prenne les bonnes décisions.

Finalement, j'exprime toute ma gratitude et mon affection envers ma conjointe Mélanie, pour toutes les heures de patience et la compréhension qu'elle m'a accordée tout au long de ce travail. Ses bons conseils et son support m'auront été fort précieux.

TABLE DES MATIÈRES

	Page
SOMMAIRE.....	i
ABSTRACT.....	ii
AVANT-PROPOS ET REMERCIEMENTS.....	iii
TABLE DES MATIÈRES.....	v
LISTE DES TABLEAUX.....	viii
LISTE DES FIGURES.....	ix
LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES.....	xiii
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE.....	3
CHAPITRE 2 MODÉLISATION.....	5
2.1 Introduction.....	5
2.2 Hypothèses.....	6
2.3 Élaboration du modèle électrique.....	7
2.4 Étude de la force contre-électromotrice.....	10
2.4.1 Cas général - une phase.....	10
2.4.1.1 Flux induit.....	10
2.4.1.2 Tension induite.....	12
2.4.2 Cas réel - Phases multiples.....	13
2.5 Élaboration du modèle mécanique.....	16
2.5.1 Dynamique du rotor.....	16
2.5.2 Capteur de position.....	17
2.6 Intégration du modèle.....	19
2.6.1 Modèle électrique.....	19
2.6.1.1 Entrées.....	19
2.6.1.2 Sorties.....	19
2.6.2 Modèle mécanique.....	23
2.6.2.1 Entrées.....	23
2.6.2.2 Sorties.....	23
2.6.3 Intégration.....	24
2.7 Validation à l'aide de PSIM.....	26
2.7.1 Mode génératrice à vide.....	28
2.7.2 Mode génératrice en charge.....	30

2.8	Bilan de puissance	32
2.9	Validation à l'aide de SPS: Mode sinusoïdal	33
2.10	Conclusion	35
CHAPITRE 3 COMMANDE EN COURANT		36
3.1	Introduction	36
3.2	Production du couple	37
3.3	Interrupteurs de puissance	39
3.4	Décodage des signaux à effet Hall	40
3.5	Commande en courant (Modulation par hystérésis)	42
3.5.1	Entraînement électrique AC7	43
3.5.1.1	Redresseur et bus CC	44
3.5.1.2	Régulateur de courant	46
3.5.1.3	Régulateur de vitesse	52
3.6	Calculateur de gains du régulateur de vitesse	53
3.6.1	Linéarisation du modèle	53
3.6.2	Calcul des gains	55
3.6.2.1	Paramètres d'entrée	61
3.6.2.2	Paramètres de sortie	61
3.7	Résultats de simulation	62
3.7.1	Validation du modèle simplifié linéaire	62
3.7.2	Validation du modèle complet lors de perturbations	64
3.7.3	Validation analytique de l'entraînement	65
3.7.3.1	Validation de la commande de courant	65
3.7.3.2	Validation de la commande de vitesse	66
3.8	Conclusion	67
CHAPITRE 4 VALIDATION DE L'ENTRAÎNEMENT		69
4.1	Introduction	69
4.2	Fiche technique du manufacturier	70
4.3	Simplification du modèle de MSAT (mode saturé)	71
4.3.1	Mode tension (six pas)	71
4.3.2	Simplification du modèle	72
4.3.3	Caractéristique couple-vitesse	76
4.4	Validation des résultats	79
4.4.1	Vitesse de 1750 RPM	79
4.4.1.1	Charge de 42 lbs-po (frontière)	79
4.4.1.2	Charge de 50 lbs-po (onduleur saturé)	80
4.4.1.3	Charge de 10 lbs-po (fonctionnement normal)	81
4.4.2	Vitesse de 2150 RPM	81
4.4.2.1	Charge de 15 lbs-po (frontière)	81
4.4.2.2	Charge de 20 lbs-po (onduleur saturé)	82

4.4.2.3	Charge de 5 lbs-po (fonctionnement normal).....	83
4.5	Conclusion	84
CHAPITRE 5 ENTRAÎNEMENT À VALEURS MOYENNES		85
5.1	Introduction	85
5.2	Onduleur détaillé	86
5.2.1	Fonctionnement normal	86
5.2.2	Fonctionnement en mode saturé.....	89
5.2.2.1	Saturation partielle	90
5.2.2.2	Saturation globale.....	91
5.3	Onduleur simplifié	92
5.3.1	Calcul des pentes maximales	95
5.3.1.1	Sous-système "d/dt = 0"	95
5.3.1.2	Sous-système "d/dt ≈ 0"	96
5.3.1.3	Sous-système "Sélection des modes"	96
5.3.2	Limiteur de pente dynamique et calcul des tensions	101
5.4	Comparaison des résultats	103
5.4.1	Mode normal	103
5.4.2	Saturation partielle	106
5.4.3	Saturation globale.....	108
5.5	Validation du modèle simplifié	110
5.5.1	Test de secouage	110
5.5.2	Test de symétrie de la saturation	111
5.5.3	Mesure de la puissance.....	112
5.5.4	Test à la limite de la saturation	113
5.6	Comparaison des temps de simulation.....	114
5.7	Conclusion	116
CONCLUSION		117
RECOMMANDATIONS.....		119
ANNEXE 1	Guide PSIM	120
ANNEXE 2	Fiche moteur BOSS	127
ANNEXE 3	Fiche entraînement Minarik	129
ANNEXE 4	Forme d'onde pratique	131
BIBLIOGRAPHIE		133

LISTE DES TABLEAUX

	Page
Tableau I	Représentation logique des signaux à effet Hall..... 41
Tableau II	Paramètres de la machine test (sans charge)..... 54
Tableau III	Paramètres de la machine et de la charge 58
Tableau IV	Paramètres du régulateur PI 58
Tableau V	Détection des transitions 97
Tableau VI	Détection des zéros 98
Tableau VII	Sélection de la troisième phase 99
Tableau VIII	Détection de la saturation 100
Tableau IX	Paramètres de la machine et de la charge 103
Tableau X	Comparaison des vitesses de simulation..... 115

LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 1	Représentation électrique 7
Figure 2	Densité du flux dans l'entrefer 10
Figure 3	Effet du déplacement du rotor sur le flux induit 11
Figure 4	Tension induite par le mouvement du rotor 12
Figure 5	Stator triphasé 13
Figure 6	Tension induite utilisée par le modèle de simulation 14
Figure 7	Écrêtage du cosinus 14
Figure 8	Génération de la tension induite 15
Figure 9	Dérivée du flux induit 15
Figure 10	Diagramme de synchronisation 18
Figure 11	Diagramme vs tension de phase 18
Figure 12	Modèle électrique global 19
Figure 13	Représentation d'état 20
Figure 14	Génération de la tension induite 21
Figure 15	Diagramme d'état des signaux à effet Hall 22
Figure 16	Génération des impulsions Hall 22
Figure 17	Module électrique 23
Figure 18	Module mécanique 24
Figure 19	Modèle de la MSAT 24
Figure 20	Interface de la MSAT 25
Figure 21	Schéma PSIM 26
Figure 22	Interface MSAT de PSIM 27
Figure 23	Validation à vide 28
Figure 24	Agrandissement des résultats à vide 29
Figure 25	Transition du trapèze 29

Figure 26	Validation en charge	30
Figure 27	Agrandissement des résultats en charge	31
Figure 28	Analyse spectrale	31
Figure 29	Bilan de puissance	32
Figure 30	Couple électromagnétique	32
Figure 31	Validation machine sinusoïdale	33
Figure 32	Agrandissement machine sinusoïdale	34
Figure 33	Production du couple	37
Figure 34	Convertisseur de puissance	39
Figure 35	Décodage des signaux à effet Hall	40
Figure 36	Sortie du décodeur Hall	42
Figure 37	Principe de fonctionnement de l'hystérésis	43
Figure 38	Schéma AC7	44
Figure 39	Résistance de freinage	45
Figure 40	Commande du courant	46
Figure 41	Limiteur de fréquence (une phase)	47
Figure 42	Fenêtre de limitation	48
Figure 43	Durée de la période de commutation	49
Figure 44	Analyse spectrale du courant de phase	49
Figure 45	Fenêtre de limitation	50
Figure 46	Durée de la période de commutation	51
Figure 47	Analyse spectrale du courant de phase	51
Figure 48	Intégration du limiteur pour trois phases	52
Figure 49	Régulateur de vitesse (PI)	52
Figure 50	Schéma bloc du modèle simplifié linéaire	53
Figure 51	Schéma bloc de la méthode MH en boucle ouverte	54
Figure 52	Résultats de simulation (comparaison des modèles)	55
Figure 53	Schéma bloc simplifié	56
Figure 54	Régulation de vitesse	57

Figure 55	Pôle en boucle ouverte et fermée59
Figure 56	Réponse à l'échelon59
Figure 57	Régulation de vitesse avec compensateur avant.....	.60
Figure 58	Comparaison des modèles62
Figure 59	Résultats de simulation (comparaison des modèles)63
Figure 60	Résultats de simulation avec perturbation64
Figure 61	Vérification de la production du couple65
Figure 62	Performances du régulateur de vitesse67
Figure 63	Caractéristique couple-vitesse70
Figure 64	Onduleur en mode tension71
Figure 65	Réponse à l'échelon72
Figure 66	Schéma bloc simplifié non linéaire.....	.74
Figure 67	Réponse à l'échelon du modèle non linéaire74
Figure 68	Réponse dynamique des deux modèles simplifiés75
Figure 69	Comparaison du courant et du couple moyen (modèle non linéaire)....	.75
Figure 70	Réponse à une rampe en charge76
Figure 71	Paramètres du manufacturier77
Figure 72	Caractéristique couple-vitesse78
Figure 73	Limite de fonctionnement: 42 lbs-po @ 1750 RPM.....	.80
Figure 74	Limite dépassée: 50 lbs-po @ 1750 RPM80
Figure 75	Mode normal: 10 lbs-po @ 1750 RPM.....	.81
Figure 76	Limite de fonctionnement: 15 lbs-po @ 2150 RPM.....	.82
Figure 77	Limite dépassée: 20 lbs-po @ 1750 RPM82
Figure 78	Mode normal: 5 lbs-po @ 1750 RPM.....	.83
Figure 79	Courant obtenu par le régulateur hystérésis86
Figure 80	Zone de transition du courant86
Figure 81	Courants de phase.....	.87
Figure 82	Représentation électrique87
Figure 83	Tensions de phase.....	.88

Figure 84	Saturation partielle	90
Figure 85	Saturation globale	92
Figure 86	Onduleurs détaillé et simplifié	92
Figure 87	Schéma de principe de l'onduleur simplifié	93
Figure 88	Schéma complet de l'onduleur simplifié	94
Figure 89	Limiteur de pente dynamique	94
Figure 90	Schéma de l'onduleur simplifié	95
Figure 91	Sélection des transitions	96
Figure 92	Sélection des modes	97
Figure 93	Génération des tensions de ligne	99
Figure 94	Limiteur de pente et calcul des tensions	101
Figure 95	Limiteur de pente dynamique	101
Figure 96	Fonctionnement normal (détaillé et simplifié)	104
Figure 97	Agrandissement du fonctionnement normal (détaillé et simplifié)	105
Figure 98	Analyse spectrale du courant de phase	105
Figure 99	Saturation partielle (détaillé et simplifié)	106
Figure 100	Saturation partielle (agrandissement sur le courant i_a)	107
Figure 101	Agrandissement de la saturation partielle (détaillé et simplifié)	107
Figure 102	Saturation globale (détaillé et simplifié)	108
Figure 103	Saturation globale (agrandissement sur le courant i_a)	109
Figure 104	Agrandissement de la saturation globale (détaillé et simplifié)	109
Figure 105	Secouage de +/- 11 N.m @ 500 RPM	110
Figure 106	Agrandissement d'une zone de transition	111
Figure 107	Symétrie de la saturation	112
Figure 108	Mesure de la puissance de la source	113
Figure 109	Limite de la saturation	114

LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SIGLES

λ	constante de flux (Wb)
λ'	dérivée par rapport à la position du flux induit d'une phase
τ_e	couple électromagnétique développé par la machine, N.m
τ_m	couple mécanique de la charge, N.m
ω_{ng}	fréquence naturelle du procédé
ζ_g	amortissement du procédé
B	coefficient de frottement visqueux du rotor de la machine, Nm.s
CC	courant-continu
e	tension induite de phase, V
FCÉM	force contre-électromotrice
i	courant de phase, A
J	moment d'inertie du rotor de la machine, kg.m ²
k_ϕ	constante de tension (V/rad/s)
k_t	constante de couple (Nm/A)
k_g	gain statique du procédé
kHz	kilo Hertz
Ki	gain intégral
Kp	gain proportionnel
L	inductance propre, Henry
L_s	inductance équivalente d'une phase, Henry
M	inductance mutuelle, Henry

MCC	machine à courant continu
MH	modulation par hystérésis
MSAT	machine synchrone à aimants permanents à force contre-électromotrice trapézoïdale
N · m	Newton-mètre
p	nombre de paires de pôles
P_e	puissance électromagnétique à l'entrefer, W
P_{ele}	puissance électrique à l'entrée, W
P_{cu}	pertes dues à l'effet joule dans les enroulements, W
PI	régulateur Proportionnel-Intégral
PMSM	machine synchrone à aimants permanents à force contre-électromotrice sinusoïdale
R_s	résistance statorique de phase, Ω
SPS	SimPowerSystems
V _{cc}	Volts en courant-continu

INTRODUCTION

L'utilisation de la machine synchrone à aimants à force contre-électromotrice trapézoïdale (MSAT) est de plus en plus répandue dans l'industrie. En effet, grâce aux nouvelles technologies dans le domaine de l'électronique de puissance, il est maintenant possible de contrôler cette machine triphasée aisément. Les applications de la MSAT sont nombreuses: ordinateur (disque dur, lecteur de disquette, lecteur de disque compact), périphérique (imprimante, numériseur), robotique, ventilation, pompe, automobile, etc. Cette machine est prisée puisqu'elle possède un grand rapport puissance-poids, une constante de couple élevée, une faible inertie et requiert un minimum d'entretien par rapport aux moteurs conventionnels [2]. Contrairement à la machine synchrone à aimants permanents à force contre-électromotrice sinusoïdale (PMSM), qui nécessite un capteur de position précis, cette machine utilise des capteurs à effet Hall pour produire des courants en créneaux.

Pour sa part, la simulation occupe une place très importante aujourd'hui avec l'avènement des technologies dites environnementales (éolienne, auto hybride, micro-turbine, etc). Avec l'augmentation rapide de la puissance de calcul des ordinateurs personnels, un usager peut, en quelques jours, développer un système complexe et le simuler en quelques minutes. La simulation d'entraînements électriques devient alors un incontournable afin d'évaluer la performance de l'entraînement lorsqu'il est employé dans un système beaucoup plus complexe. Pour ce qui est de la MSAT, qui est omniprésente dans l'industrie, elle ne fait malheureusement pas partie des nombreux modèles de simulations disponibles de SimPowerSystems (SPS) de Matlab. Ce logiciel voit son nombre d'utilisateurs augmenter à chaque année, ce qui justifie l'intégration de ce modèle de machine et de l'entraînement qui permet de contrôler ce moteur. Par ailleurs, l'entraînement pourra être utilisé dans un système beaucoup plus complexe sans que l'utilisateur n'ait à se soucier de sa modélisation. Il aura simplement à entrer les paramètres de son système.

L'objectif de ce travail est donc de modéliser la MSAT, de créer l'entraînement électrique et de valider le système complet à l'aide de résultats de simulations et de fiches techniques. De plus, un modèle simplifié de l'entraînement sera élaboré afin de diminuer la charge de calculs tout en conservant une précision identique à celle du modèle détaillé.

Ce travail est composé de cinq sections. Premièrement, une brève revue de la littérature permet au lecteur de situer les connaissances scientifiques actuelles par rapport au travail à effectuer. Par la suite, l'élaboration du modèle de simulation est effectuée afin de respecter l'exigence principale: fournir un modèle représentatif de la réalité tout en nécessitant un minimum de paramètres d'entrée. Puis, il est implanté dans la bibliothèque de machine de SPS, permettant ainsi de valider son comportement à l'aide d'un autre logiciel de simulation. Troisièmement, l'entraînement électrique basé sur la commande directe du courant est complètement détaillé puis un limiteur de fréquence de commutation est ajouté. Ensuite, un calculateur automatique des gains du régulateur de vitesse est élaboré et ses performances sont validées. Le quatrième chapitre porte sur la validation de l'entraînement à l'aide de fiches techniques du manufacturier et d'un modèle réduit de AC7. Finalement, un modèle simplifié est entièrement constitué afin de diminuer le temps de simulation, tout en respectant les différents modes de saturation de l'onduleur.

En dernier lieu, une conclusion fera état de l'ensemble du travail accompli et de la validité des méthodes élaborées. Quelques recommandations seront alors faites dans le but d'orienter le lecteur sur les travaux à venir afin de mener à terme ce projet ou d'améliorer d'autres modèles existants.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

La littérature abonde sur la MSAT et sur son entraînement puisque ce système est prisé dans le domaine industriel. Beaucoup d'articles étudient diverses méthodes de commande avec ou sans capteur de vitesse. Certains auteurs s'intéressent aussi à la modélisation précise (par éléments finis) de la machine afin de représenter exactement les phénomènes électromagnétiques. Parmi ces nombreuses publications, les articles et les livres de référence les plus pertinents pour ce travail sont ceux qui traitent des cas plus généraux afin que le modèle élaboré soit facilement utilisable par les usagers.

La modélisation de la machine est bien documentée car la plupart des auteurs utilisent la modélisation par variables de phase. Que ce soit Bose [7], Toliyat et Golparathnam [14] ou Pillay et Krishnan [9], tous modélisent la machine à l'aide de trois équations d'état pour les trois courants de phase. La transformation de référentiel n'est pas utilisable puisque les courants et les tensions en jeu ne sont pas sinusoïdales. Pour sa part, Luk et Lee [1] utilisent la modélisation par variables de phase en admettant les tensions de ligne à l'entrée du modèle, comme celles requises pour l'intégration avec SPS. De plus, ces auteurs s'entendent pour supposer que la tension interne générée par le mouvement du rotor est de forme trapézoïdale idéale, avec une largeur de plateau de 120° par demi-période. Cette forme d'onde est en pratique plus ou moins trapézoïdale et dépend de la géométrie du moteur. Quelques articles traitent de la forme d'onde exacte de la tension interne dont: Hanselman [11] [18] et Toliyat et Golparathnam [14] mais cette approche n'est pas retenue puisque de nombreux paramètres physiques sont requis. Finalement, les capteurs à effet Hall sont traités par Bose [7], Miller [19], Moreton [20] et par le manufacturier MCG (www.mcg-net.com).

La méthode utilisée pour piloter la machine fait aussi pratiquement l'unanimité chez les auteurs. En effet, Bose [7], Toliyat [14], Faiz [2] et Mohan [17] utilisent la commande en

courant pour réguler la machine. Ce type de commande contrôle directement le courant à l'aide d'un régulateur à hystérésis. La forme du courant de référence est dans ce cas rectangulaire afin de produire un couple constant. L'entraînement élaboré dans ce document se base, en grande partie, sur le travail effectué dans le cadre du développement de la bibliothèque "Electric Drives" de SPS. En effet, les autres composantes du système, à l'exception de la commande du courant et la MSAT, sont sensiblement identiques à celles des entraînements CA pour la machine asynchrone et la PMSM (régulateur de vitesse, onduleur, redresseur).

Les similitudes entre la machine à courant continu (MCC) et l'ensemble formé de la MSAT et de l'entraînement sont traitées entre autres par: Toliyat [14], Moreton [20], Miller [19] et Mohan [17]. De plus, un constat similaire entre la machine PMSM et la MCC a été observé par Tremblay [13] en comparant les relations couple-vitesse de l'entraînement à celles du fabricant.

Le principe de base de l'onduleur (alimenté en tension et commandé en courants) à valeurs moyennes est survolé rapidement par Krause [6]. Mais le principe de fonctionnement a été détaillé par Tremblay [12], lors du développement des modèles d'entraînement CA (courant sinusoïdal) à valeurs moyennes. Étant donné que cet entraînement simplifié n'est pas clairement explicité puisque les courants en jeu ne sont pas sinusoïdaux, une étude complète des phénomènes de saturation doit alors être effectuée.

La section qui suit traite de la modélisation électrique et mécanique de la MSAT et de son intégration à la bibliothèque de machine de SPS.

CHAPITRE 2

MODÉLISATION

2.1 Introduction

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents à force contre-électromotrice trapézoïdale (MSAT) requiert une attention particulière. En effet, étant donné que la tension induite par les aimants est non sinusoïdale, il est impossible d'appliquer le changement de référentiel à l'aide de la transformée de Park [9]. Cette transformation permet d'accélérer le temps de calcul, car les variables d'état sont constantes en régime permanent, et d'en simplifier la commande. Dans le cas de la MSAT, il est nécessaire d'utiliser les variables de phase (abc) afin de modéliser cette machine. Cette modélisation aura pour conséquence d'augmenter légèrement le temps de simulation. Toutefois, étant donné que le modèle d'état est relativement simple, cette augmentation sera minime.

L'objectif de ce chapitre est de détailler la modélisation de la MSAT. La première section traitera de la partie électrique. Par la suite, l'étude de la tension induite par le rotor à aimants permanents sera faite à l'aide d'un exemple appliqué sur le magnétisme. La troisième section abordera la modélisation dynamique du rotor. La dernière partie aura pour but de rassembler les trois précédentes afin de créer le modèle de simulation et de l'implanter dans la librairie de machine électrique de SimPowerSystems (SPS). Finalement, une validation du modèle de simulation sera effectuée à partir d'un autre logiciel de simulation et d'une comparaison avec le modèle existant de machine synchrone à aimants sinusoïdale de SPS.

2.2 Hypothèses

Avant de débiter la modélisation, il est important de bien définir le niveau de précision du modèle désiré. La philosophie de SimPowerSystems est de fournir des modèles de simulation qui représentent bien la réalité tout en nécessitant un minimum de paramètres d'entrée. C'est pourquoi l'utilisation de macros modèles est privilégiée.

Afin d'établir un modèle de simulation qui respecte cette mentalité, il est nécessaire de poser les hypothèses suivantes:

- a. L'entrefer est uniforme
- b. La densité du flux magnétique créé par les pôles du rotor est trapézoïdale
- c. Il n'y a pas de saturation magnétique
- d. Les trois phases du stator sont identiques, distribuées uniformément et elles possèdent les mêmes paramètres
- e. Les trois phases du stator sont raccordées en étoile et le neutre est inaccessible

Selon Pillay et Krishnan [9], puisque les aimants et les douilles de retenue en acier inoxydable ont une grande résistivité, les courants induits dans le rotor sont nuls et aucun enroulement amortisseur n'est modélisé. Finalement, il est supposé que la variation dans la réluctance du rotor selon l'angle est nulle (rotor à pôles lisses).

2.3 Élaboration du modèle électrique

La figure suivante montre le schéma électrique de la MSAT triphasée.

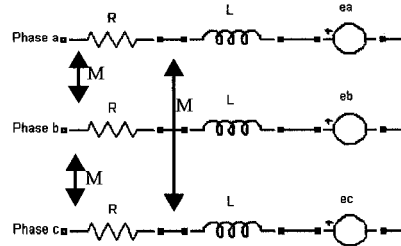


Figure 1 Représentation électrique

Le modèle électrique, sous forme de variables de phase (abc), est sous la forme suivante [7]:

$$v_{abc} = Ri_{abc} + \frac{d}{dt}\Phi_{abc} \quad (2-1)$$

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

Où v_n = tension ligne-neutre appliquée au stator, R_s = résistance statorique de phase, i = courant de phase, L = inductance propre, M = inductance mutuelle et e = tension induite de phase.

Étant donné que la machine est connectée en étoile, il est possible de faire la simplification suivante:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \rightarrow i_b + i_c = -i_a \quad (2-3)$$

Pour une phase, les inductances peuvent s'écrire:

$$Li_a + Mi_b + Mi_c = Li_a + M(-i_a) = (L - M)i_a \quad (2-4)$$

La méthode est répétée pour les deux autres phases et le modèle prend la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

Où $L_s = L-M$ représente l'inductance équivalente d'une phase.

Le problème avec cette représentation est qu'il est nécessaire de mesurer la tension ligne-neutre qui est appliquée à la machine. Cette tension n'est pas mesurable sur cette machine car le neutre est généralement inaccessible. De plus, étant donné que les tensions sont non sinusoïdales, la composante homopolaire n'est pas nulle, donc la tension du neutre de la machine varie dans le temps. Pour corriger ce problème, le modèle sera transformé afin d'accepter les tensions ligne-ligne.

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = R_s(i_a - i_b) + L_s \left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right) + e_a - e_b \quad (2-6)$$

$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = R_s(i_b - i_c) + L_s \left(\frac{di_b}{dt} - \frac{di_c}{dt} \right) + e_b - e_c \quad (2-7)$$

Mais $i_c = -(i_a + i_b)$ donc, l'équation (2-7) devient:

$$v_{bc} = R_s(i_b + i_a + i_b) + L_s \left(\frac{di_b}{dt} + \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} \right) + e_b - e_c \quad (2-8)$$

Le modèle peut donc s'écrire sous la forme:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -R_s \\ R_s & 2R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_s & -L_s \\ L_s & 2L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

À partir des équations (2-6) et (2-8), il est possible de transformer le modèle:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_s} \left[v_{ab} - \left(R_s(i_a - i_b) - L_s \frac{di_b}{dt} + e_a - e_b \right) \right] \quad (2-10)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2L_s} \left[v_{bc} - \left(R_s(i_a + 2i_b) + L_s \frac{di_a}{dt} + e_b - e_c \right) \right] \quad (2-11)$$

Il suffit maintenant de découpler les deux équations pour les mettre sous une forme de représentation d'état. Pour ce faire, l'équation (2-11) est remplacée dans l'équation (2-6) et (2-10) dans (2-8). La représentation d'état est donc la suivante:

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3L_s} [2v_{ab} + v_{bc} - 3R_s i_a - 2e_a + e_b + e_c] \quad (2-12)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3L_s} [-v_{ab} + v_{bc} - 3R_s i_b + e_a - 2e_b + e_c] \quad (2-13)$$

Le modèle d'état peut alors s'écrire comme suit:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} = \left(\frac{1}{3L_s} \right) \left(\begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 3R_s & 0 \\ 0 & 3R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \right) \quad (2-14)$$

Les paramètres " L_s ", " R_s " et " v_{ab}, v_{bc} " sont généralement connus. De plus, la valeur crête de la tension interne " e_{abc} " est facilement mesurable. Par contre, étant donné que la distribution spatiale des enroulements est non sinusoïdale, il est difficile d'obtenir la forme analytique de la tension induite. La section qui suit traitera des hypothèses faites afin de déterminer e_{abc} .

2.4 Étude de la force contre-électromotrice

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

2.4.1 Cas général - une phase

Afin d'illustrer simplement la théorie sur la tension induite, un exemple est utilisé à l'aide d'une machine linéaire à un bobinage au stator et une paire de pôle au rotor.

2.4.1.1 Flux induit

Le flux induit dans le stator dépend de la densité de flux produit par un pôle. La figure 2 montre la distribution de la densité du flux magnétique avec et sans l'effet des encoches.

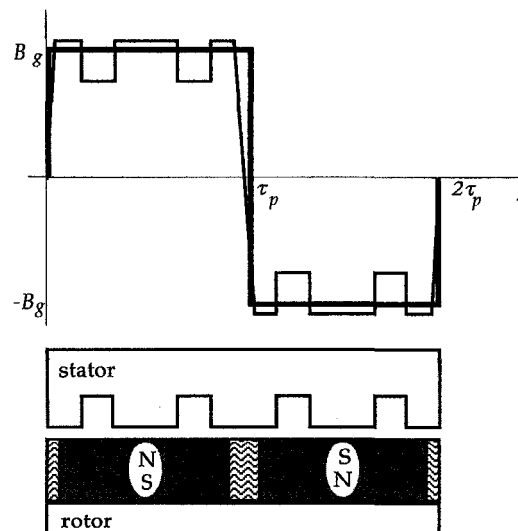
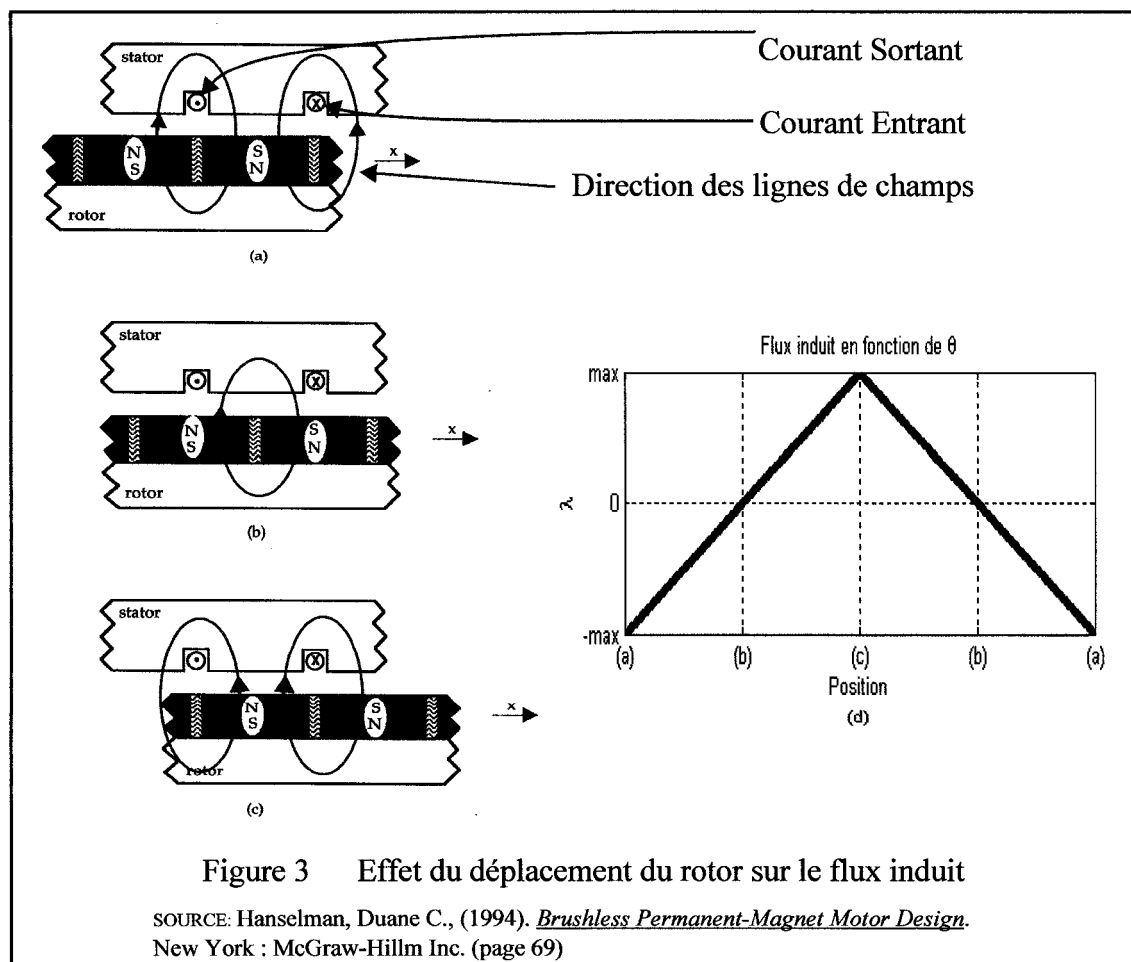


Figure 2 Densité du flux dans l'entrefer

SOURCE: Hanselman, Duane C., (1994). *Brushless Permanent-Magnet Motor Design*. New York : McGraw-Hill Inc. (page 69)

Le cas idéal, où l'effet des encoches est ignoré, sera utilisé pour l'étude du flux induit. La figure 3 est employée afin d'illustrer le flux induit au stator en fonction de la position du rotor. La figure 3a montre la position de référence $x = x_0$. À ce point, le flux induit est maximum et négatif, car la totalité du flux sous un pôle passe à travers la bobine et sa direction est contraire au flux créé par le courant passant dans cette bobine. Lorsque la position du rotor est de $x = \tau_p$ (figure 3b) le flux induit est nul. Finalement, la figure 3c montre le comportement contraire à la figure 3a. En effet, le flux induit est positif et maximal car la totalité du flux passe dans la bobine et il est dans la même direction que le flux créé par le courant. La figure 3d, quant à elle, présente la courbe du flux induit en fonction du déplacement du rotor. Il est important de noter que cette figure est obtenue en reliant de façon linéaire les cas a-b-c.



2.4.1.2 Tension induite

En utilisant la distribution du flux induit de la figure 3d, il est possible de déterminer la tension induite dans la bobine du stator. L'équation (2-15) représente la loi de Faraday.

$$e = \frac{d\lambda}{dt} \quad (2-15)$$

À partir de cette équation, il est possible de déterminer la tension induite en fonction de la position du rotor et non en fonction du temps.

$$e = \frac{d\lambda}{dt} = \frac{dx}{dt} \cdot \frac{d\lambda}{dx} = \omega \cdot \frac{d\lambda}{dx} = \omega \cdot \lambda' \quad (2-16)$$

La figure 4 montre la tension induite dans la bobine du stator. Cette tension est théoriquement de forme rectangulaire, mais en réalité elle est de forme arrondie puisque le flux induit est généralement non linéaire. De plus, le fait d'augmenter le nombre d'encoches par pôle par phase aura pour effet de lisser davantage la tension induite. Le lecteur peut se référer à l'annexe 4 afin de visualiser une forme d'onde pratique d'une MSAT provenant d'un disque dur.

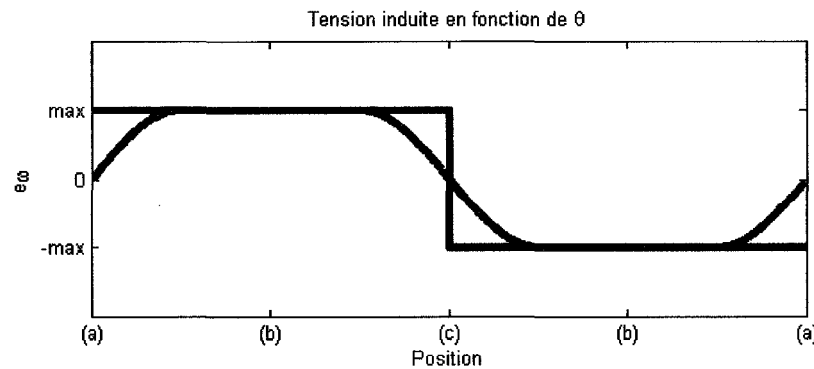


Figure 4 Tension induite par le mouvement du rotor

2.4.2 Cas réel - Phases multiples

En réalité, une machine monophasée ne peut créer un mouvement souple, car la force générée est périodiquement zéro [18]. Afin de créer un mouvement continu, il est nécessaire d'obtenir une force unidirectionnelle en tout temps. Cela explique pourquoi la plupart des MSAT sur le marché sont triphasées. Cela permet également d'obtenir un couple théorique constant si le courant fourni est en forme de créneaux de 120 degrés. La figure 5 montre une configuration de base d'un stator. Cette configuration fournira une tension triphasée décalée de 120 degrés électriques les unes par rapport aux autres.

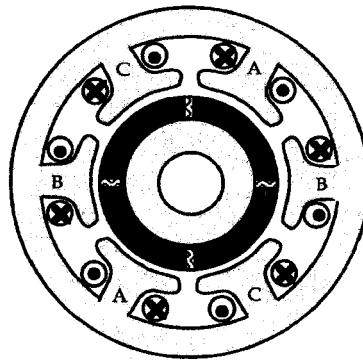


Figure 5 Stator triphasé

SOURCE: Hanselman, Duane C., (1994). *Brushless Permanent-Magnet Motor Design*.
New York : McGraw-Hillm Inc. (page 106)

La tension induite e_{abc} est sélectionnée afin de représenter de façon précise le but visé du modèle. En effet, l'objectif est de simuler le macro comportement de la machine. Il n'est aucunement question de demander aux utilisateurs de fournir des détails mécaniques, comme par exemple le nombre d'encoches par phase, le nombre de spires par encoche, etc. L'utilisateur doit y entrer le minimum d'informations possible.

La forme de la tension induite doit donc représenter le plus fidèlement possible la réalité, sans nécessiter l'entrée de paramètres supplémentaires. La forme retenue est donc celle aux bords arrondis. La seule donnée que l'utilisateur aura à fournir est la largeur du plateau du trapèze, comme le montre la figure 6.

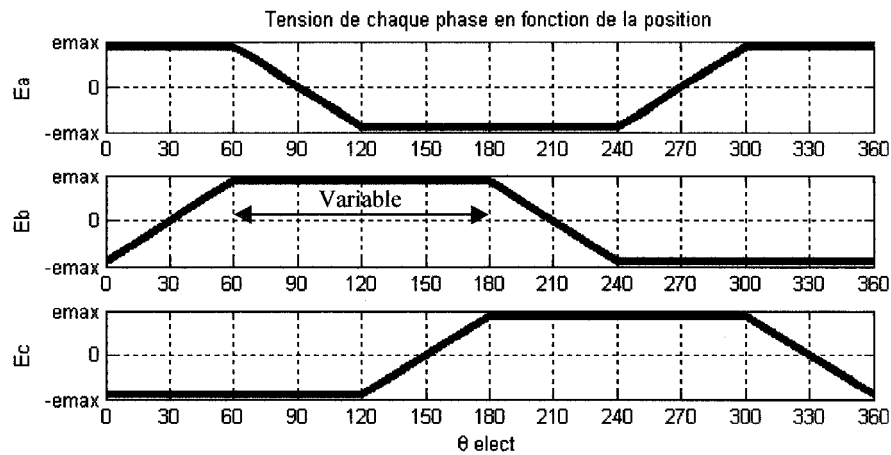


Figure 6 Tension induite utilisée par le modèle de simulation

Ces formes d'ondes sont obtenues en écrêtant un cosinus selon la largeur du plateau désirée. La formule suivante est utilisée afin d'écrêter en fonction de ce plateau:

$$trap = \sin\left(\frac{180 - per}{2}\right) \quad (2-17)$$

Où "per" représente la largeur de plateau d'une demi-période en degrés.

La figure 7 présente un exemple lorsque le plateau est de 120° ("trap" = 0.5). La première courbe (bleu) est celle d'un cosinus variant en fonction de la position électrique. Ce signal passe par un module de saturation qui écrête dans ce cas-ci à ± 0.5 (courbe verte). Finalement, une division par la variable "trap" permet de normaliser le signal écrêté entre -1 et 1 (courbe rouge).

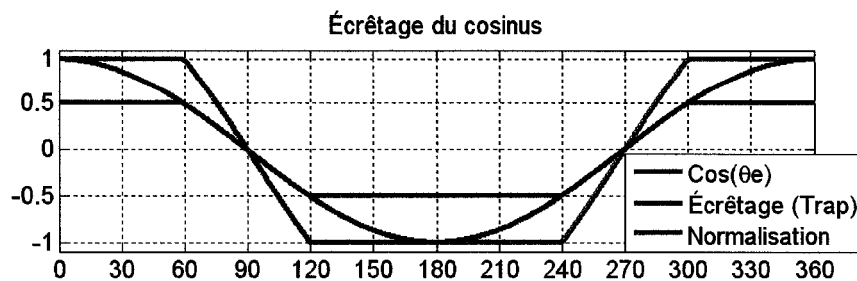


Figure 7 Écrêtage du cosinus

L'amplitude de la tension interne dépend aussi de plusieurs facteurs, qui varient selon la construction de la machine (type d'aimant permanent, nombre de spires, largeur de l'entrefer, etc.). Par contre, il est faisable de regrouper ces facteurs, car ils ne varient pas dans le temps. Il est donc possible d'utiliser la constante de tension λ , qui est facilement mesurable à partir d'un essai à vide. Le schéma bloc suivant montre la façon dont la tension interne est obtenue.

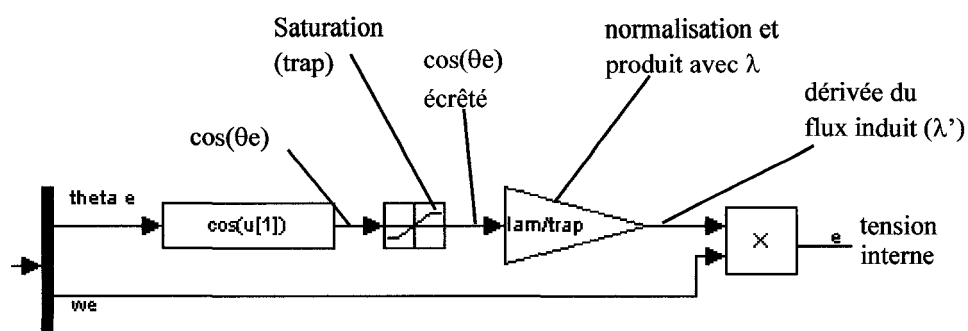


Figure 8 Génération de la tension induite

La dérivée du flux induit représente donc le produit du cosinus écrêté normalisé et de la constante de flux λ . La figure suivante montre la forme d'onde de λ' découlant d'une constante de flux de 0.175.

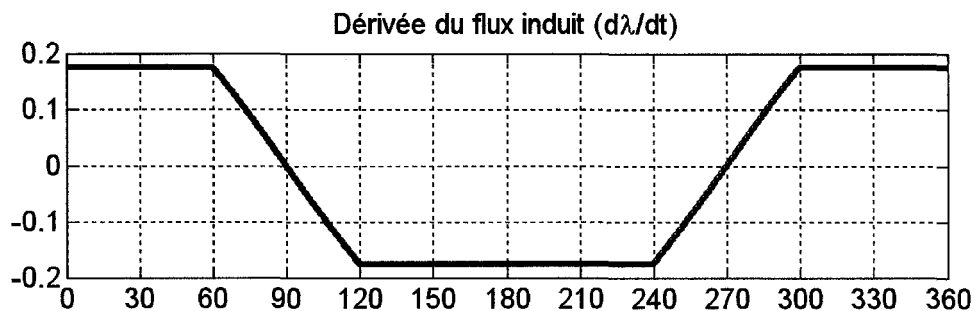


Figure 9 Dérivée du flux induit

2.5 Élaboration du modèle mécanique

La section qui suit porte sur l'étude du modèle mécanique de la machine. Ce modèle est quant à lui beaucoup plus simple que le modèle électrique. En effet, la modélisation de la dynamique du rotor est standard dans le domaine des machines électriques. Il sera également question des codeurs de positions.

2.5.1 Dynamique du rotor

La dynamique mécanique du rotor est représentée par l'équation suivante:

$$\tau_e = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + B \cdot \omega + \tau_m \quad (2-18)$$

- J représente l'inertie du rotor (Kg.m²)
- B représente le coefficient de frottement visqueux (N.ms)
- τ_m représente le couple de charge mécanique (N.m)
- τ_e représente le couple électrique développé par le moteur (N.m)
- ω représente la vitesse mécanique du rotor (rad/s)

La représentation d'état de l'équation (2-18) est donnée par:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot [\tau_e - B \cdot \omega - \tau_m] \quad (2-19)$$

Le couple électromagnétique τ_e est déduit à partir d'un bilan de puissance. La puissance électrique (P_{ele}) est obtenue avec la relation suivante:

$$P_{ele} = P_{cu} + P_e = Ri_{abc} + e_{abc} \cdot i_{abc} \quad (2-20)$$

- a. P_{cu} représente les pertes cuivres (W)
- b. P_e représente la puissance électromagnétique (W)

La puissance électromagnétique (P_e) est donc fonction de la tension interne et du courant de phase. À partir de la relation (2-16), qui permet d'obtenir la tension interne, il est possible d'écrire:

$$P_e = e_{abc} \cdot i_{abc} = \omega_e \lambda'_{abc} \cdot i_{abc} \quad (2-21)$$

Par ailleurs, la vitesse électrique dépend du nombre de paires de pôles:

$$\omega_e = p\omega \quad (2-22)$$

Donc, le couple électromagnétique τ_e peut s'écrire comme suit:

$$\tau_e = \frac{P_e}{\omega} = \frac{p\omega \lambda'_{abc} \cdot i_{abc}}{\omega} = p(\lambda'_a \cdot i_a + \lambda'_b \cdot i_b + \lambda'_c \cdot i_c) \quad (2-23)$$

2.5.2 Capteur de position

La particularité des machines à aimants permanents provient du fait qu'il est nécessaire de connaître en tout temps la position du rotor par rapport au stator. Cela permet de se synchroniser avec la tension induite de chaque phase afin de fournir le courant de phase au bon moment. Le dispositif généralement utilisé pour la MSAT est le capteur à effet Hall, car son utilisation est moins onéreuse que les codeurs de positions. Trois de ces capteurs sont disposés autour du stator et décalés de 120 degrés électriques les uns des autres. Ces capteurs sont actifs au passage à zéro de la tension de ligne, comme présenté à la figure suivante:

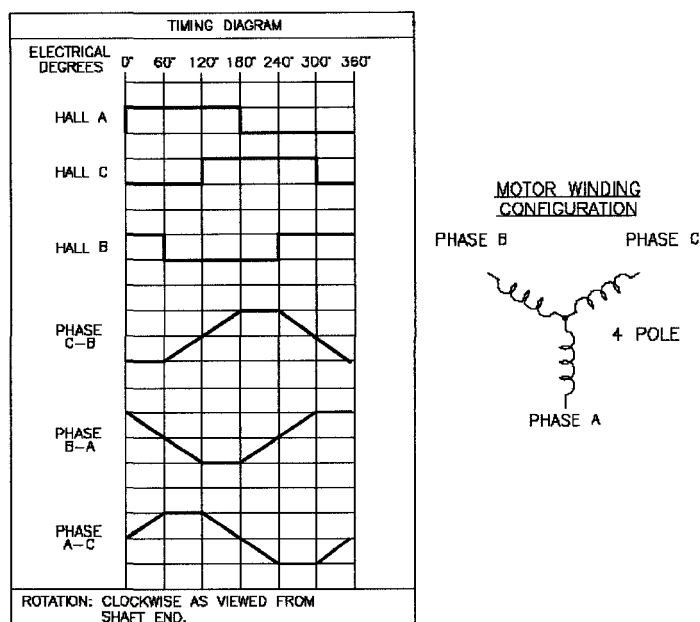


Figure 10 Diagramme de synchronisation

SOURCE: http://www.mcg-net.com/electric_motors/downloads/brushless_motors/AB48003.pdf

À partir de ce diagramme, il est possible de connaître la position de la tension interne car la tension de phase est décalée de 30 degrés par rapport à la tension de ligne. La figure 11 montre la relation entre les signaux provenant des capteurs à effet Hall et la tension de phase. Le changement d'état du capteur se fait donc 30 degrés après le passage à zéro de la tension de phase et est actif durant 180 degrés.

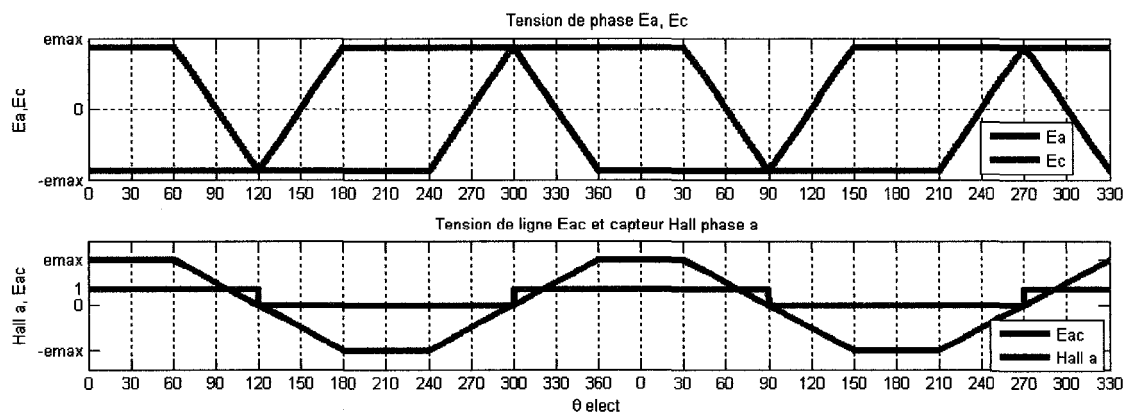


Figure 11 Diagramme vs tension de phase

2.6 Intégration du modèle

Les différents modèles développés aux sections précédentes seront maintenant rassemblés afin de constituer le modèle de simulation de la MSAT qui sera intégré dans la librairie de machine électrique de SPS.

2.6.1 Modèle électrique

Le modèle électrique doit respecter la convention de la librairie de machine de SPS. Les signaux entrées-sorties doivent se présenter selon le format suivant:

2.6.1.1 Entrées

- a. Tensions d'alimentation: v_{ab} et v_{bc}
- b. Position et vitesse électriques: θ_e et ω_e

2.6.1.2 Sorties

- a. Courants de phase: i_a et i_b
- b. Couple électrique: τ_e
- c. Mesure électrique : courants de phase (i_{abc}), tensions induites (e_{abc}), capteurs à effet Hall de phase (H_{abc})

Ce modèle est regroupé sous le bloc identifié par "Electricals", comme le montre la figure suivante:

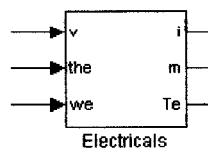


Figure 12 Modèle électrique global

Premièrement, la figure 13 illustre l'intégration de du modèle de l'équation (2-14). Les deux équations d'état sont rassemblées sous le bloc "State equations". La valeur de i_c est obtenue avec la relation (2-3). Le terme intégral est discrétisé à l'aide de la méthode d'Euler avancée.

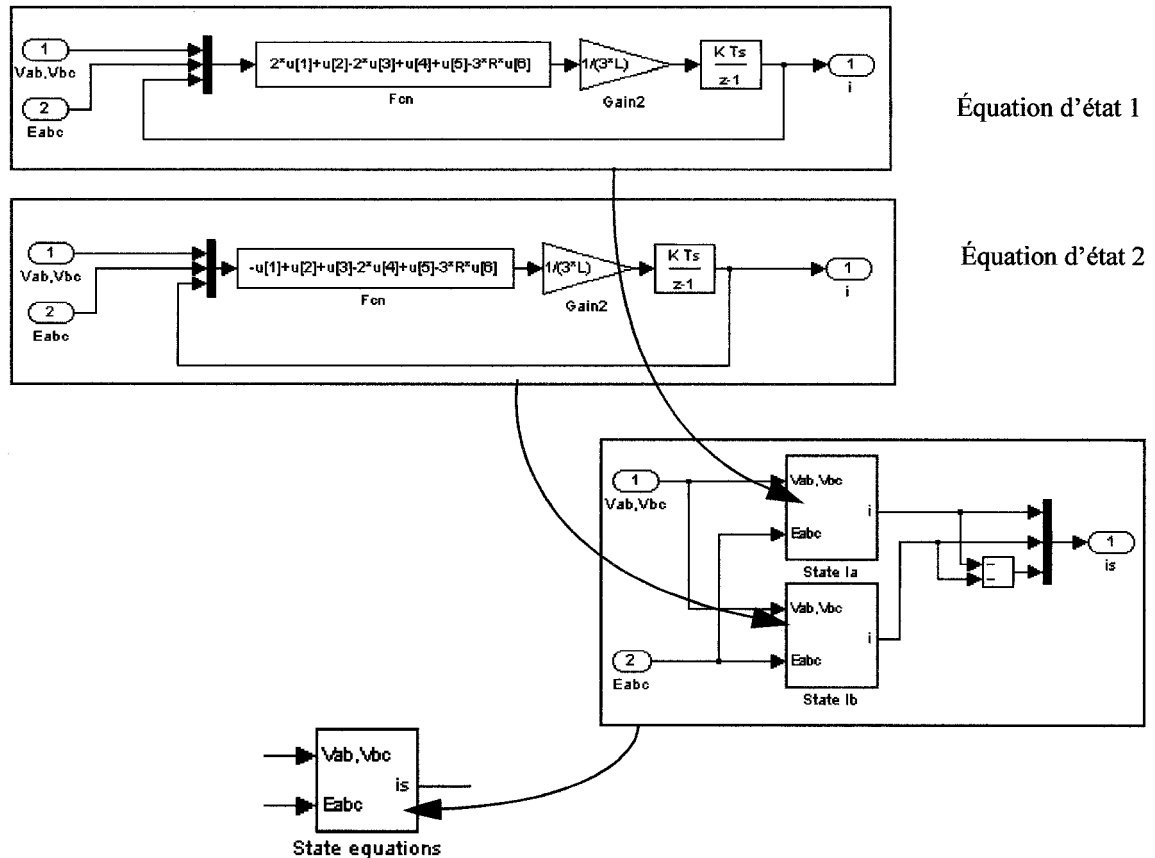


Figure 13 Représentation d'état

Les entrées V_{ab} et V_{bc} sont connues puisqu'elles sont directement appliquées au système. Par contre, il est nécessaire de générer les tensions induites qui sont requises par le modèle d'état. La figure 14 montre le schéma bloc générant la tension induite pour les trois phases. Comme présenté à la section 2.4.2, cette tension provient du produit de la vitesse électrique et de la dérivée du flux induit (λ'). La dérivée du flux induit est formée du produit de l'écrêtage d'un cosinus normalisé et de la constante de flux (λ). La

génération des tensions triphasées est obtenue en créant un déphasage de 120 degrés entre les trois tensions.

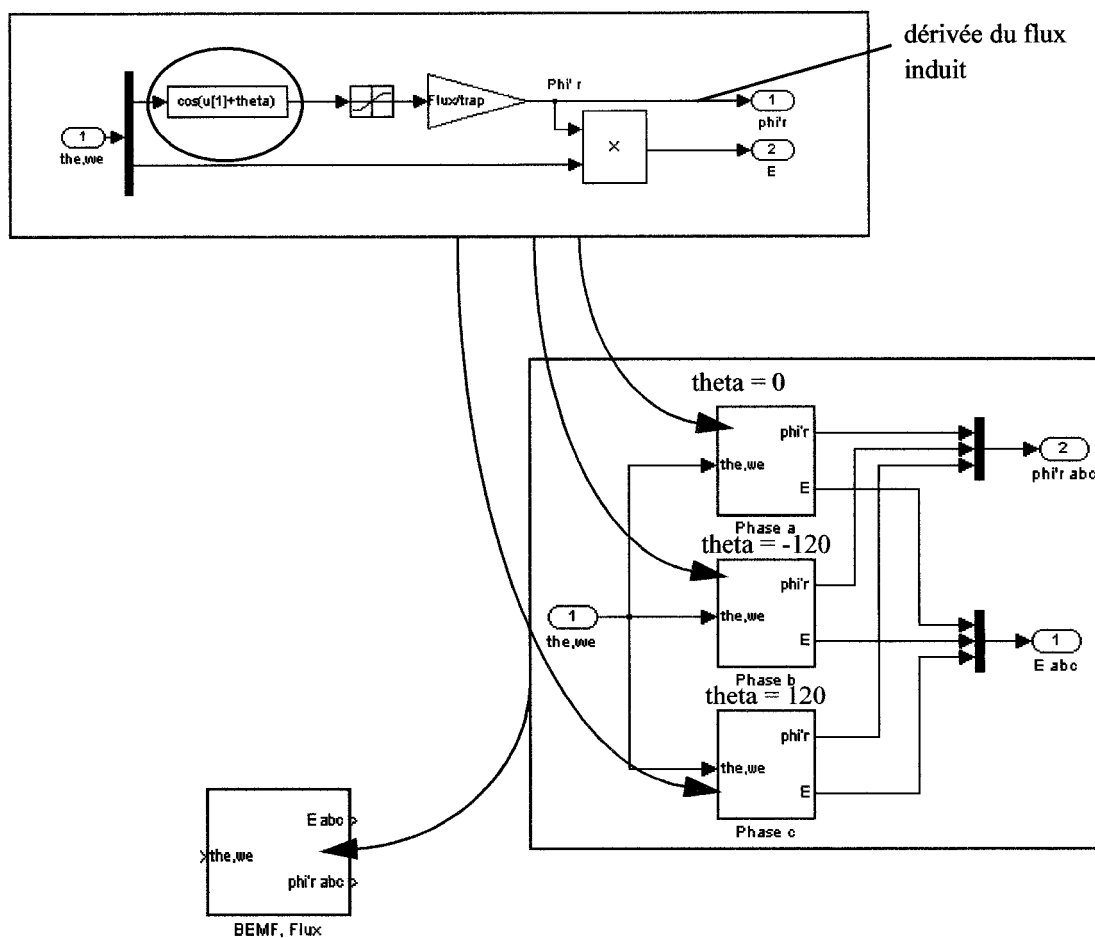


Figure 14 Génération de la tension induite

Pour ce qui est des impulsions provenant des capteurs à effet Hall, elles sont créées afin de reproduire le comportement donné par la figure 15. Le capteur de la phase "a" doit être actif pour les positions allant de -60 à 120 degrés. Celui de la phase "b" est actif entre 60 et 240 degrés et finalement, le capteur de la phase "c" est activé de 180 à 360 degrés électriques.

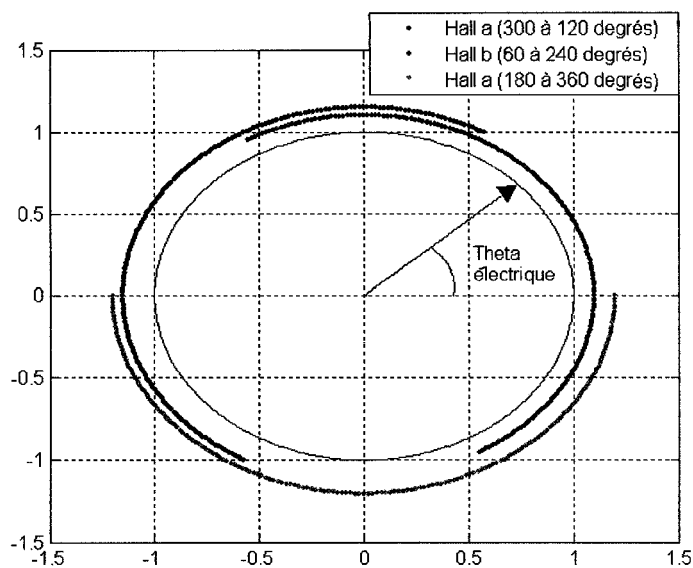


Figure 15 Diagramme d'état des signaux à effet Hall

Cette logique est représentée par le module "Hall effect sensor" de la figure 16. Il est à noter que le module "angle converter" sert à convertir l'entrée qui varie de 0 à l'infini en angles variant de -180 à 180 degrés.

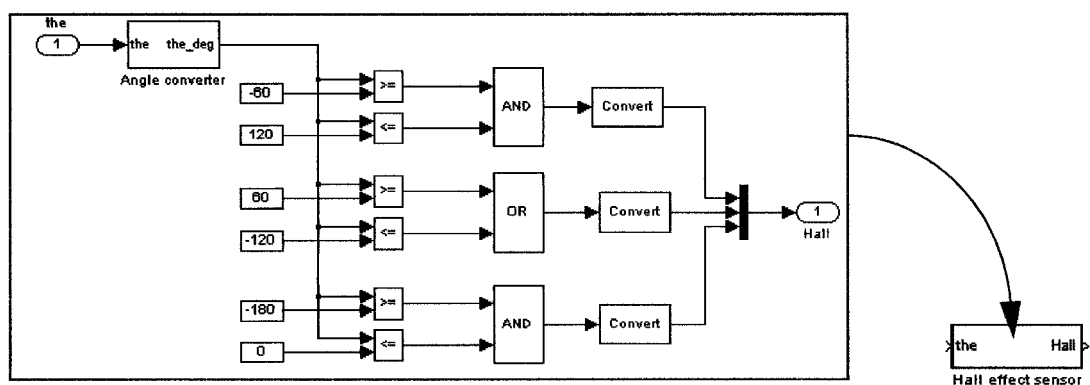


Figure 16 Génération des impulsions Hall

Finalement, le bloc "State equations" de la figure 13 et le bloc "BEMF, Flux" de la figure 14 sont intégrés pour former le bloc "Electricals", comme présenté à la figure 17. Quant au couple électromagnétique τ_e , il est calculé à l'aide de l'équation (2-23).

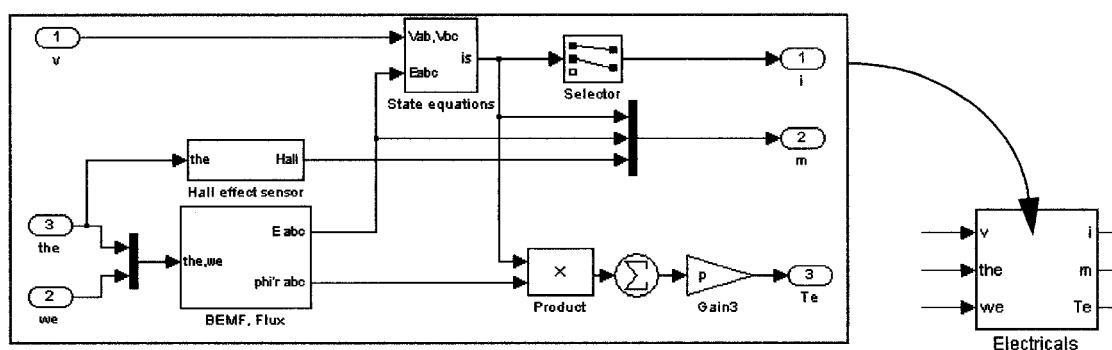


Figure 17 Module électrique

2.6.2 Modèle mécanique

Pour ce qui est du modèle mécanique, il doit respecter les entrées-sorties suivantes:

2.6.2.1 Entrées

- Couple de charge mécanique τ_m
- Couple électromagnétique τ_e

2.6.2.2 Sorties

- Vitesse électrique ω_e
- Position électrique θ_e
- Mesure mécanique : vitesse mécanique ω , position mécanique θ , couple électromagnétique τ_e

Le module "Mechanicals", présenté à la figure 18, regroupe la modélisation de la partie mécanique. Ce bloc est obtenu en intégrant les équations (2-19) et (2-22). Encore une fois, la partie intégrale est discrétisée à l'aide de la méthode d'Euler.

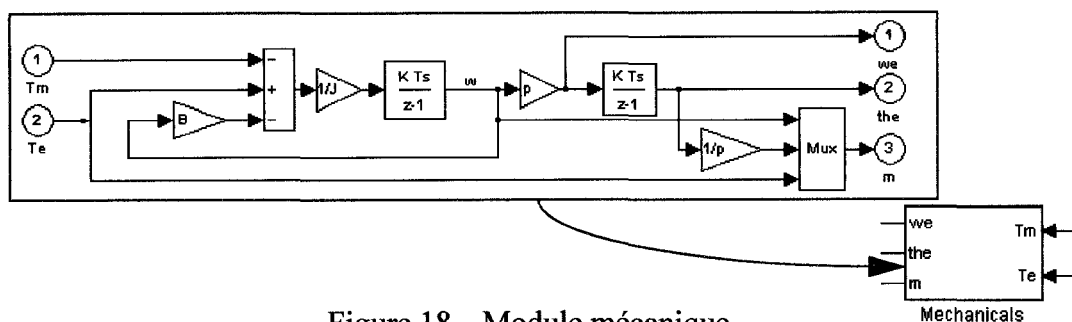


Figure 18 Module mécanique

2.6.3 Intégration

Les blocs "Electricals" et "Mechanicals" sont maintenant intégrés sous le module "PMSM Trapezoidal", comme le présente la figure 19. Le bloc "Controlled current sources" sert à convertir les signaux Simulink vers les signaux de puissance SPS. Les entrées de ce module sont donc le système triphasé et le couple mécanique. Les sorties sont la combinaison des mesures détaillées aux sections 2.6.1.2 et 2.6.2.2, point c.

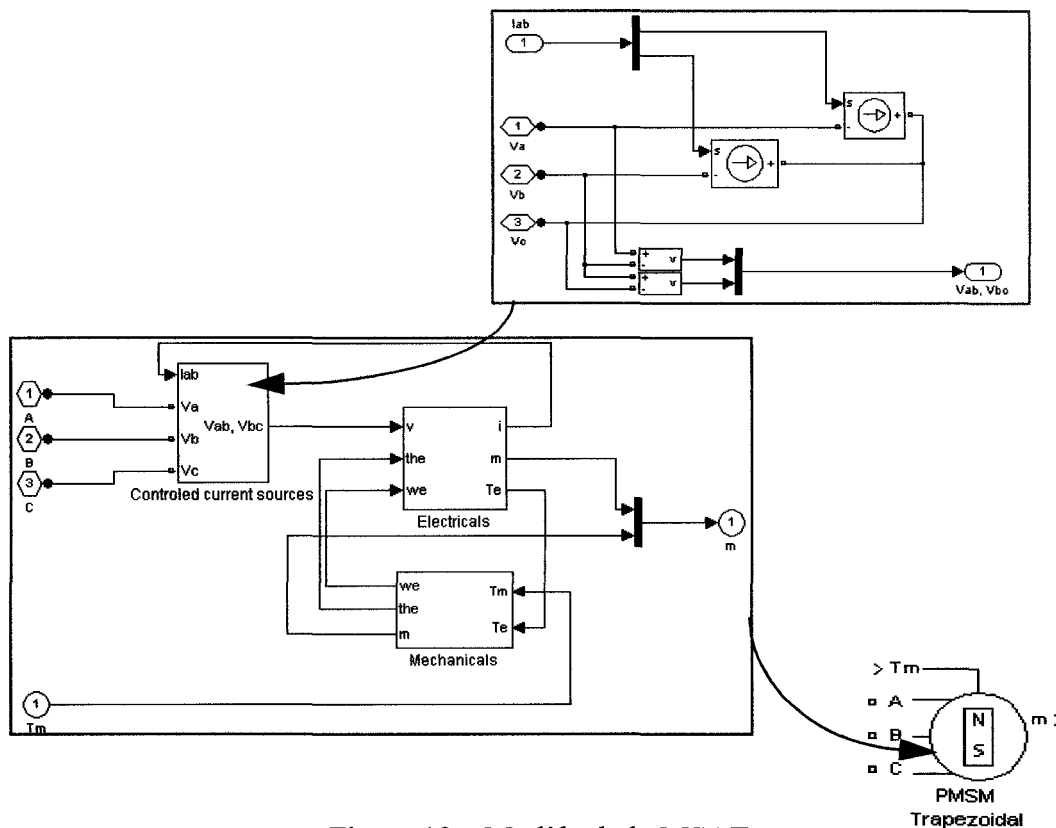


Figure 19 Modèle de la MSAT

L'utilisateur qui se servira de ce bloc devra entrer des paramètres simples et généralement disponibles à partir des fiches techniques des fabricants. L'interface-utilisateur de la figure 20 permet d'effectuer cette tâche facilement. Cet interface est identique à celle utilisée pour la machine synchrone à aimants à FCÉM sinusoïdale.

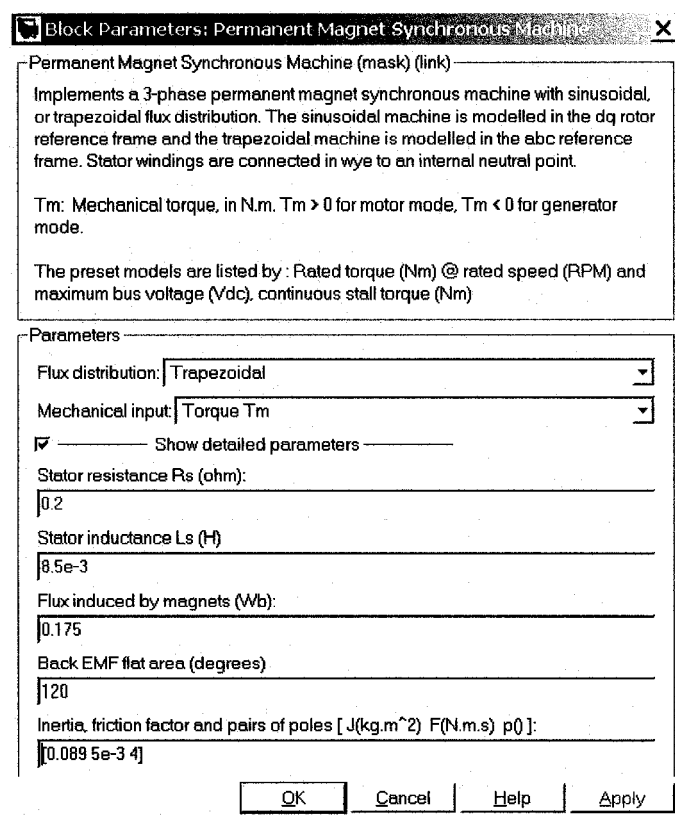


Figure 20 Interface de la MSAT

Lorsque l'utilisateur désire utiliser le modèle de la MSAT, il doit sélectionner le mode "Trapezoidal". Par la suite, il doit entrer la résistance et l'inductance de phase. Le paramètre (λ) représente la valeur crête du flux induit par les aimants pour une phase. De plus, il doit entrer la largeur du plateau de la tension de phase pour un demi-cycle. Dans un cas idéal, cette largeur est de 120° [10] et [14]. Finalement, la valeur de l'inertie, du frottement visqueux et du nombre de paires de pôles doit être indiquée.

2.7 Validation à l'aide de PSIM

Il est important de valider si le modèle qui vient d'être élaboré fonctionne adéquatement. Pour ce faire, le logiciel de simulation PSIM, de la compagnie Powersim inc., a été retenu car il possède une interconnexion avec Simulink. Il permet, comme dans le cas de SPS, de simuler des composantes électrotechniques comme des moteurs, des transformateurs, des interrupteurs de puissance ainsi que des modules de commande. Ce logiciel se comporte presque comme SPS mais ne permet pas, entre autres, d'utiliser des fonctions maisons ou d'utiliser un "Workspace". Il a été démontré [8] que le logiciel PSIM effectue exactement les mêmes calculs que SPS mais que la disponibilité des blocs de PSIM est plus restreinte. De plus, son algorithme de calcul est beaucoup plus lent que celui de SPS surtout en présence de schémas complexes.

La figure 21 montre le schéma utilisé sous PSIM. Il est constitué d'une MSAT entraînée par un couple constant et branchée à des résistances. La machine fonctionne donc en mode génératrice. Les mesures de tensions, de courants et de vitesse sont par la suite envoyées à une sortie "Slink" qui permet à Simulink de capter ces signaux.

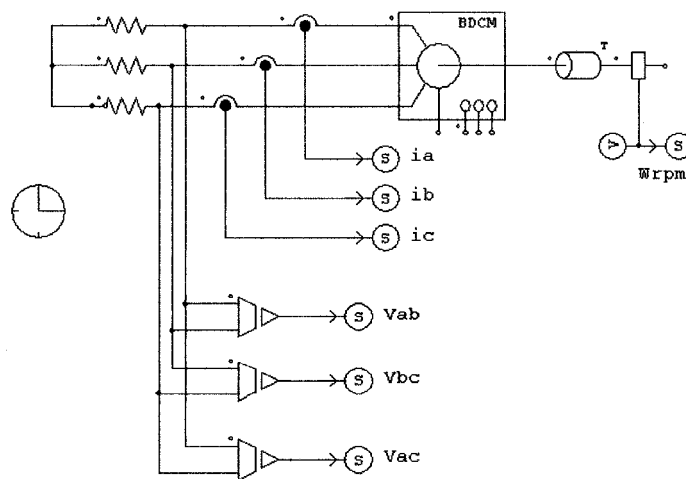


Figure 21 Schéma PSIM

L'interface d'entrée des paramètres de la MSAT de PSIM est présentée à la figure 22. Les paramètres requis diffèrent légèrement de l'interface de SPS mais il est possible d'effectuer la conversion rapidement.

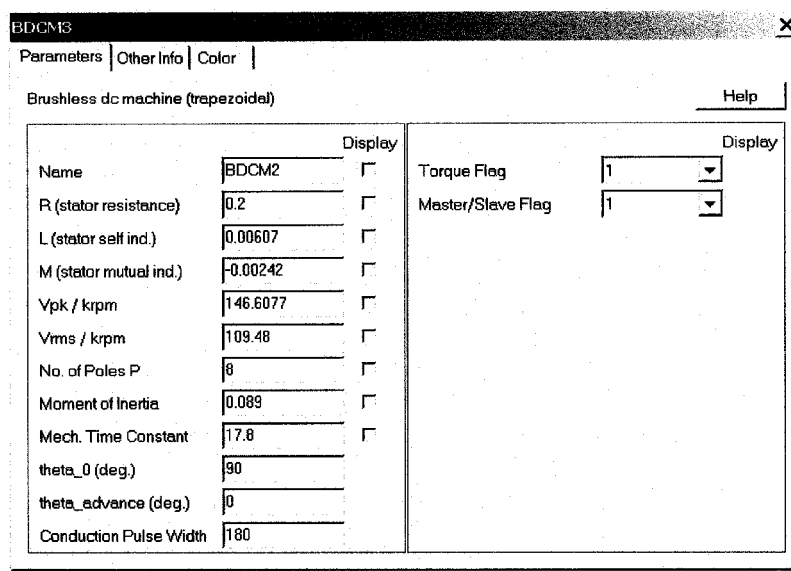


Figure 22 Interface MSAT de PSIM

- $R = 0.2$: identique à SPS
- L et M: un ratio acceptable (Annexe 1) entre M et L est de : $M = -0.4L$. Donc, $L = 0.00607$ et $M = -0.00242$, pour une inductance équivalente $L_s = 0.0085$ ($L_s = L - M$)
- $V_{pk(L-L)}'(kRPM) = 2 \cdot 1000 \cdot p \cdot \lambda \cdot \frac{\pi}{30} \Big|_p = 4$. Calculée à partir de la relation (3-2)
 $V_{pk(L-L)}'(kRPM) = 146,6$
- $V_{rms(L-L)}'(kRPM) = 109,9$. Cette valeur a été obtenue en calculant la valeur RMS de la tension ligne à ligne à 1000 RPM de la MSAT de SPS, pour une largeur de plateau du trapèze de 120°
- Nombre de pôles = 8 (4 paires de pôles), moment d'inertie = 0.089 Kgm^2 et constante de temps mécanique: $17.8 = 0.089 / 0.005$
- Theta_0 = 90: PSIM synchronise la tension initiale de la FCÉM de la phase A à 0 tandis que SPS utilise une tension maximale, au centre du trapèze

2.7.1 Mode génératrice à vide

À l'aide d'un schéma identique dans SPS, les résultats ont été comparés grâce au "Simcoupler" de PSIM qui permet d'interfacer les signaux de PSIM avec ceux de Simulink. Les paramètres suivants permettent d'effectuer l'essai à vide:

- a. Couple d'entraînement : $TL = -0.5 \text{ N.m}$
- b. Résistance de charge triphasée : 1000Ω

La figure 23 présente la vitesse mécanique, la tension de ligne v_{ab} et le courant de phase i_a pour le modèle SPS et pour le modèle PSIM. Les résultats superposés montrent que le modèle SPS coïncide bien avec celui de PSIM. Évidemment, les courants et les tensions des autres phases ("b" et "c") sont aussi similaires puisque la machine est connectée en étoile et que les trois phases sont identiques et balancées.

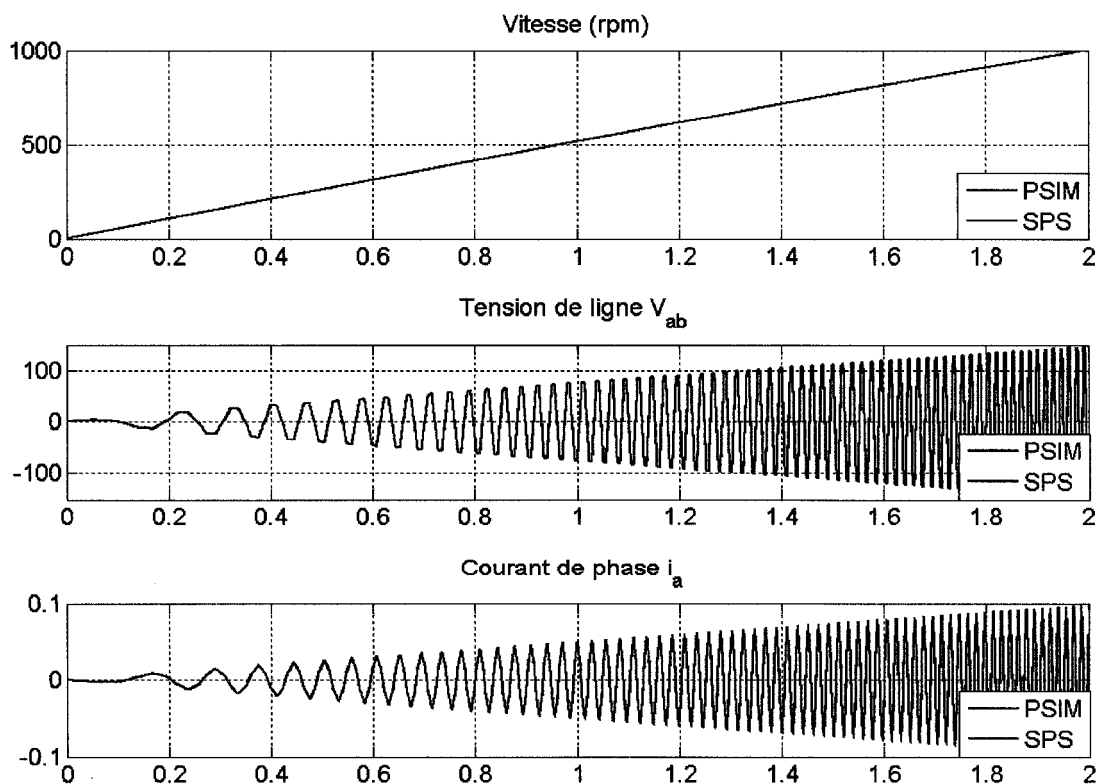


Figure 23 Validation à vide

La figure 24 représente un agrandissement des signaux afin de déceler les différences entre les deux modèles. On remarque que le comportement des signaux est quasi identique; cela confirme que le modèle fonctionne adéquatement.

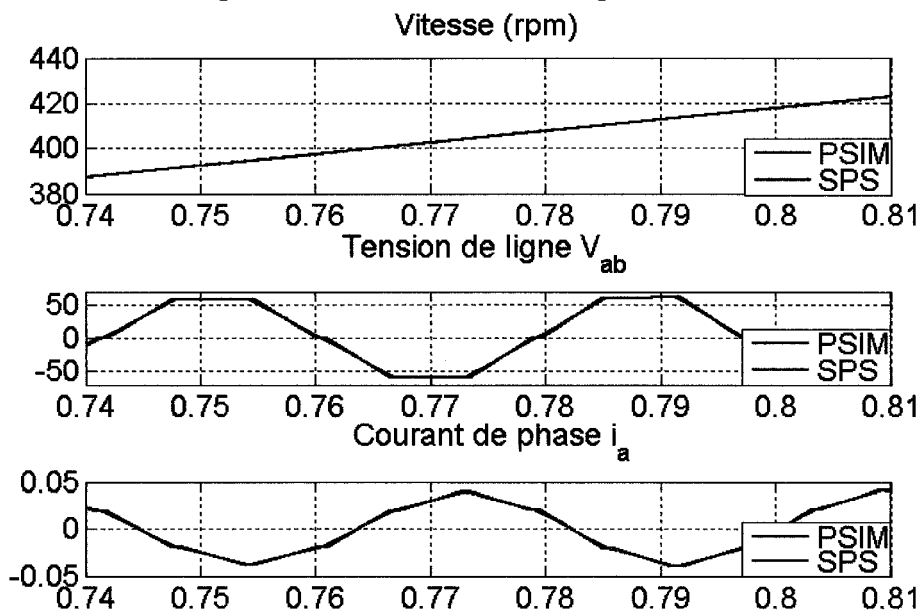


Figure 24 Agrandissement des résultats à vide

La différence, si infime soit-elle, se situe au niveau de la transition du trapèze, comme l'illustre la figure 25. Le modèle de la MSAT de SPS utilise un cosinus écrêté pour générer l'onde trapézoïdale, tandis que PSIM utilise simplement une droite reliant les deux points. Cette dernière représentation est moins réaliste, car en pratique il a été démontré (figure 4) que les bords sont plutôt arrondis.

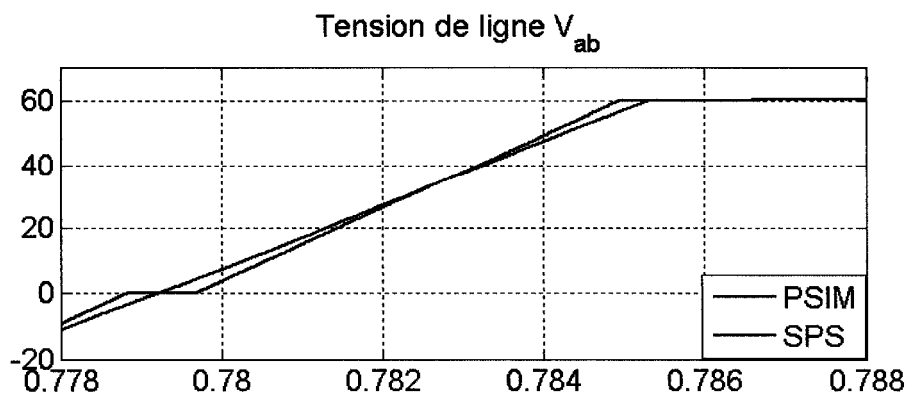


Figure 25 Transition du trapèze

2.7.2 Mode génératrice en charge

La même méthode est appliquée pour l'essai en charge. Les paramètres pour ce mode de fonctionnement sont les suivants:

- a. Couple d'entraînement : $T_L = -11 \text{ N.m}$
- b. Résistance de charge triphasée : 10Ω

Les résultats de la figure 26 montrent une bonne ressemblance entre les deux modèles. La vitesse du modèle de PSIM semble être légèrement inférieure à celle de SPS. Cela provoque un déphasage dans les courants et les tensions. Ce décalage est attribuable à la forme différente de la FCÉM entre PSIM et SPS. En effet, la différence notée à la section précédente sur la transition lors de la génération du trapèze engendre plus de répercussions lorsque la machine est en charge.

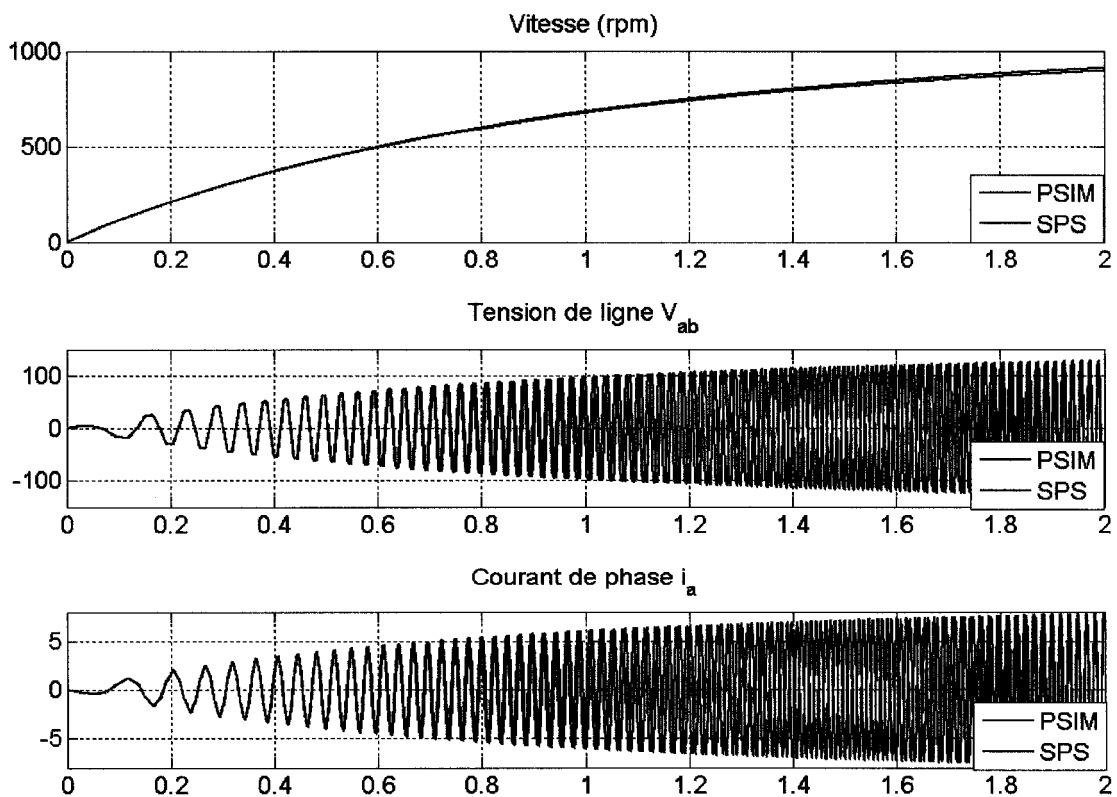


Figure 26 Validation en charge

Malgré cette légère différence, la dynamique des formes d'ondes est identique. Cela démontre que les deux modèles réagissent semblablement.

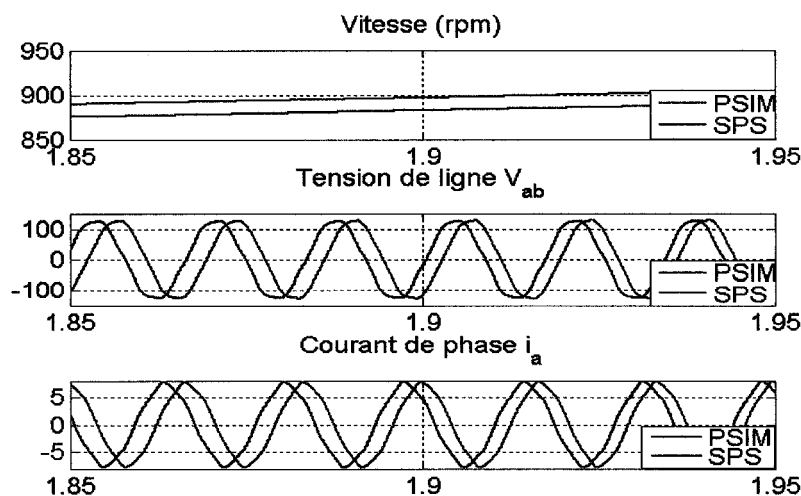
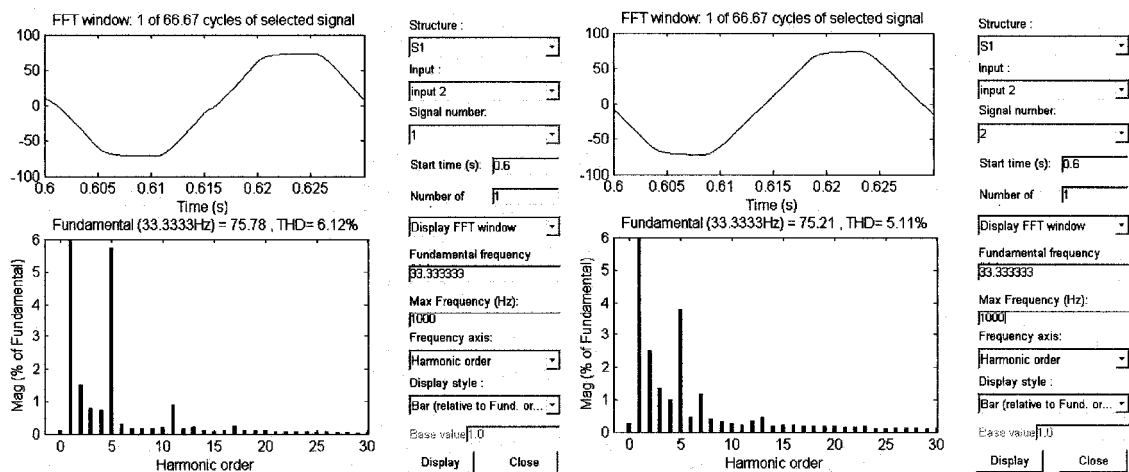


Figure 27 Agrandissement des résultats en charge

Afin de démontrer que les résultats concordent, une analyse spectrale a été effectuée sur la tension v_{ab} des deux modèles, à une vitesse de 500 RPM (33.33 Hz). Ce qui découle de cette analyse est la diminution de la cinquième harmonique et la réduction notable de la onzième pour le modèle de SPS. Ces réductions font passer le taux de distorsion harmonique de 6.11% pour le modèle PSIM à 5.06% pour le modèle SPS.



Spectre du modèle de PSIM

Spectre du modèle de SPS

Figure 28 Analyse spectrale

2.8 Bilan de puissance

La mesure de la puissance constitue un excellent indicateur de la validité d'un modèle de machine puisqu'elle permet de détecter si la majorité de la puissance est transmise à la charge. Dans ce cas-ci, les puissances mécanique et électrique sont mesurées, selon les mêmes conditions qu'à la section 2.7.2. La figure 29 montre que la puissance mécanique (couple d'entraînement multiplié par la vitesse mécanique) est légèrement plus grande que la puissance électrique ($3 \times V$ fondamentale $\times I$ fondamentale), ce qui est normal.

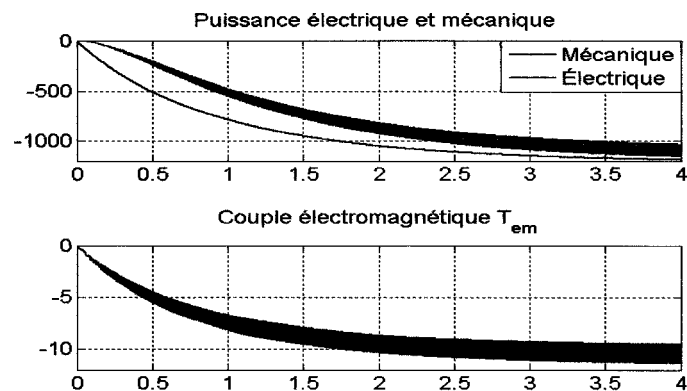


Figure 29 Bilan de puissance

La figure 30 présente quant à elle, la tension de ligne v_{ab} , le courant de phase i_a et les ondulations du couple électromagnétique. Ces ondulations sont normales puisque le courant est pratiquement sinusoïdal tandis que la tension interne est trapézoïdale.

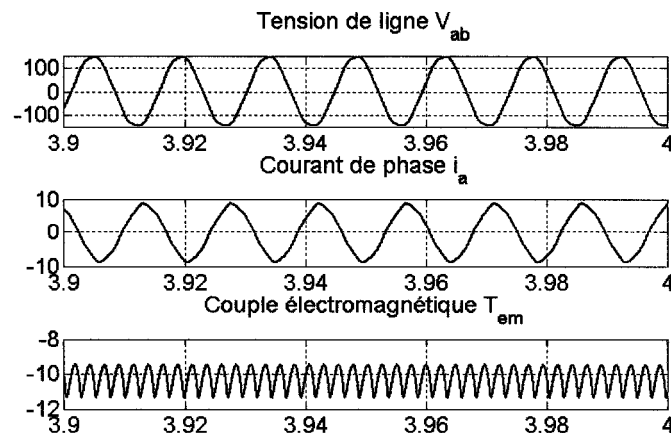


Figure 30 Couple électromagnétique

2.9 Validation à l'aide de SPS: Mode sinusoïdal

Afin de terminer cette validation, une comparaison a été effectuée entre la machine synchrone à aimants à FCÉM sinusoïdale et la MSAT, avec une largeur de plateau de 0° . Avec cette valeur, la MSAT se comporte de la même façon que la machine sinusoïdale puisque le cosinus n'est pas écrêté. Les paramètres de la machine sinusoïdale sont exactement les mêmes que la MSAT et notons que ces deux modèles proviennent de SPS. L'essai a été effectué en charge avec les paramètres suivants:

- a. Couple d'entraînement : $TL = -11 \text{ N.m}$
- b. Résistance de charge triphasée : 10Ω

Les courbes de la figure 31 montrent que les deux modèles se comportent de façon identique. La vitesse mécanique, la tension de ligne et le courant sont superposés.

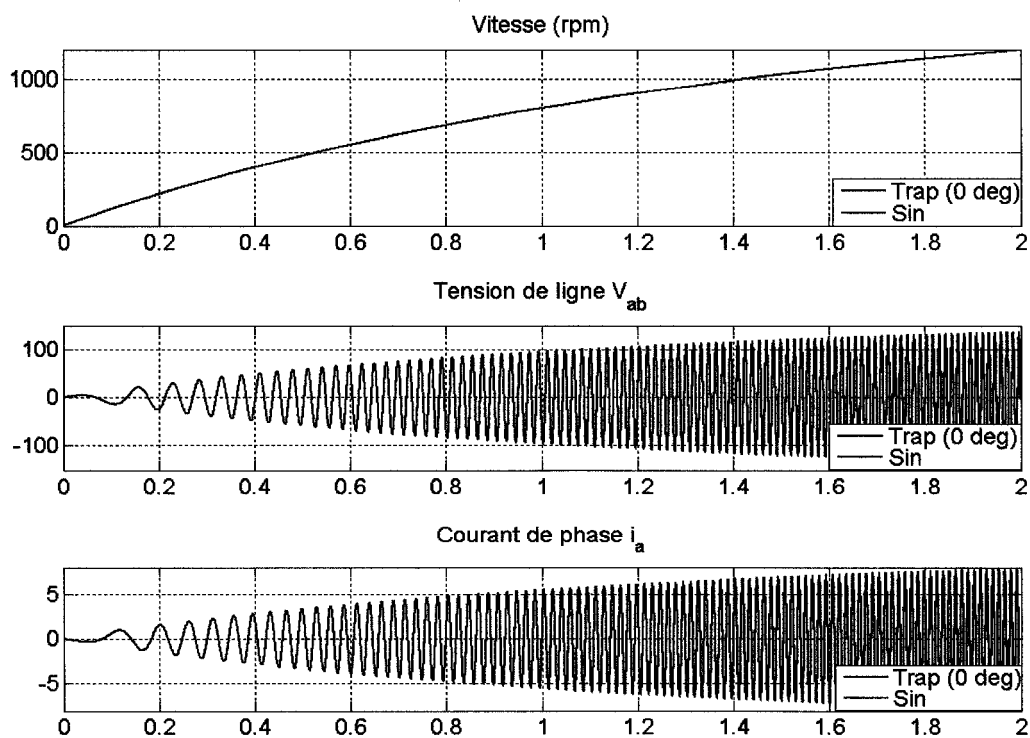


Figure 31 Validation machine sinusoïdale

La figure 32 présente un gros plan des signaux de mesures. Les résultats des deux modèles sont parfaitement identiques.

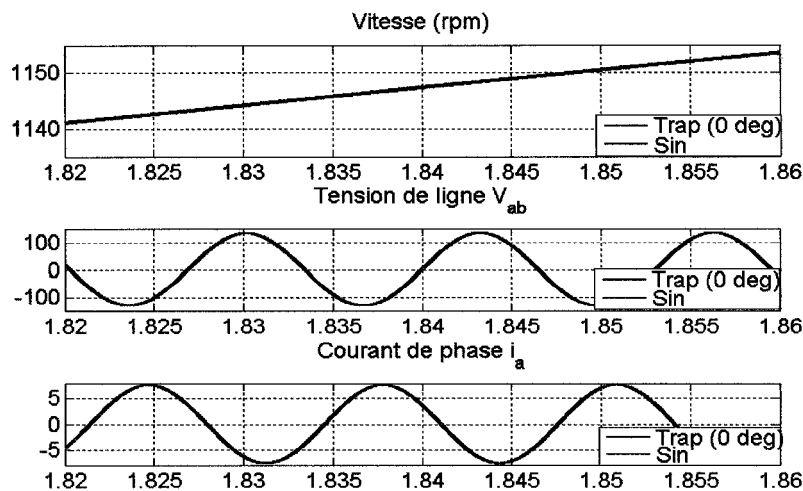


Figure 32 Agrandissement machine sinusoïdale

Cette comparaison démontre que le modèle par variables de phase de la MSAT est beaucoup plus général que le modèle "dq" de la machine sinusoïdale. Le modèle de la MSAT permet donc de simuler une machine avec une FCÉM soit sinusoïdale ou trapézoïdale, simplement en modifiant la largeur du plateau de l'onde trapézoïdale. Malgré le fait que les variables d'état ne soient pas constantes en régime permanent, ce modèle n'est pas plus long à simuler puisque aucun changement de référentiel n'a lieu.

La figure 31 permet aussi de remarquer que pour un même couple d'entraînement et une même charge résistive, la machine sinusoïdale révolutionne plus rapidement que la machine trapézoïdale avec un plateau de 120° . Cela signifie que la machine sinusoïdale doit tourner plus rapidement pour fournir le même courant RMS. La machine trapézoïdale a donc une puissance massique plus grande que la machine sinusoïdale [2].

Finalement, ces résultats montrent que le modèle de la MSAT par variables de phase fonctionne adéquatement. Ses résultats ont été comparés avec succès à l'aide d'un autre logiciel de simulation (trapèze de 120°) et avec un autre modèle SPS (trapèze de 0°).

2.10 Conclusion

La modélisation de la MSAT peut donc se faire de différentes façons. En effet, selon la précision désirée du modèle de simulation, il existe différentes méthodes de modélisation. Évidemment, plus le modèle est précis, plus il requiert l'entrée de nombreux paramètres mécaniques. Par exemple, la modélisation par éléments finis est très précise mais requiert la prise en compte de la géométrie complète de la machine. Le modèle sélectionné pour ce travail en est un comportemental, qui représente bien la réalité tout en nécessitant un minimum de paramètres.

Ce chapitre a permis d'étudier la modélisation de la MSAT. La partie électrique a été élaborée afin d'obtenir les équations d'état en fonction des tensions de ligne. Par la suite, la composition de la tension induite a été abordée afin de représenter le plus fidèlement possible la réalité. Puis, le modèle mécanique a été étudié en utilisant la théorie générale sur la dynamique du rotor. Finalement, l'intégration du modèle Simulink sous SPS a permis d'effectuer une validation efficace. En effet, l'utilisation d'un modèle de MSAT sous PSIM aura été utile afin de comparer les résultats des deux modèles. Ces résultats sont quasi-identiques, ce qui démontre que le modèle SPS fonctionne adéquatement. De plus, une validation entre la MSAT en mode sinusoïdal et la machine sinusoïdale a été effectuée avec des résultats concluants. Le modèle développé peut donc être utilisé avec la certitude qu'il représente adéquatement le modèle choisi avec les hypothèses fixées.

La section qui suit aura pour but de développer l'entraînement électrique qui permettra de contrôler cette machine, soit en mode vitesse ou en mode couple. Cet entraînement sera constitué du modèle proprement dit de la MSAT, du régulateur de vitesse ou de couple, de l'onduleur et de la stratégie de contrôle des interrupteurs de puissance.

CHAPITRE 3

COMMANDE EN COURANT

3.1 Introduction

La MSAT est particulièrement utilisée dans les applications à vitesse variable. La section précédente a permis d'élaborer le modèle de la machine. De plus, elle a démontré que la vitesse du rotor dépendait de la vitesse électrique du champ statorique donc, de la fréquence de la première harmonique du courant statorique. Afin de générer ces courants, il est nécessaire d'entraîner la machine à l'aide d'un convertisseur de puissance, pour transformer la tension d'une source continue, en plusieurs impulsions de tension. Un bon nombre de techniques permettent de contrôler la commutation de ces interrupteurs, mais celle utilisée pour ces travaux est la commande en courant. Ce type de commande est utilisé par plusieurs auteurs; notamment [2], [7], [9], [14] et [15].

Premièrement, il sera nécessaire d'étudier la production du couple dans la machine. Puis, afin de synchroniser le convertisseur, il sera requis de décoder les signaux provenant des capteurs à effet Hall. Par la suite, l'étude de la commande en courant mènera à l'élaboration de l'entraînement AC7 qui sera implanté dans la librairie "Electric Drives" de SPS. Par la suite, un calculateur de gains basé sur un modèle simplifié linéaire de la machine sera élaboré. Finalement, les résultats de simulation seront présentés et analysés afin de valider le modèle d'entraînement.

3.2 Production du couple

Avant de sélectionner l'architecture du contrôleur requis, il est primordial de se rappeler la façon dont le couple est produit dans la machine. L'équation (2-23) a permis d'établir que le couple dépend du courant et de la dérivée du flux induit dans chaque phase. En observant cette équation, et en sachant que les tensions induites sont déphasées de 120 degrés (machine triphasée), il est nécessaire de fournir un courant de phase de forme rectangulaire afin de produire un couple constant. Cette importante relation permet de conclure que le couple produit est directement proportionnel à l'amplitude du courant de phase. En effet, si le courant injecté a une largeur égale à 120 degrés et est en synchronisme avec la tension interne, le couple résultant sera théoriquement constant, comme le présente la figure 33.

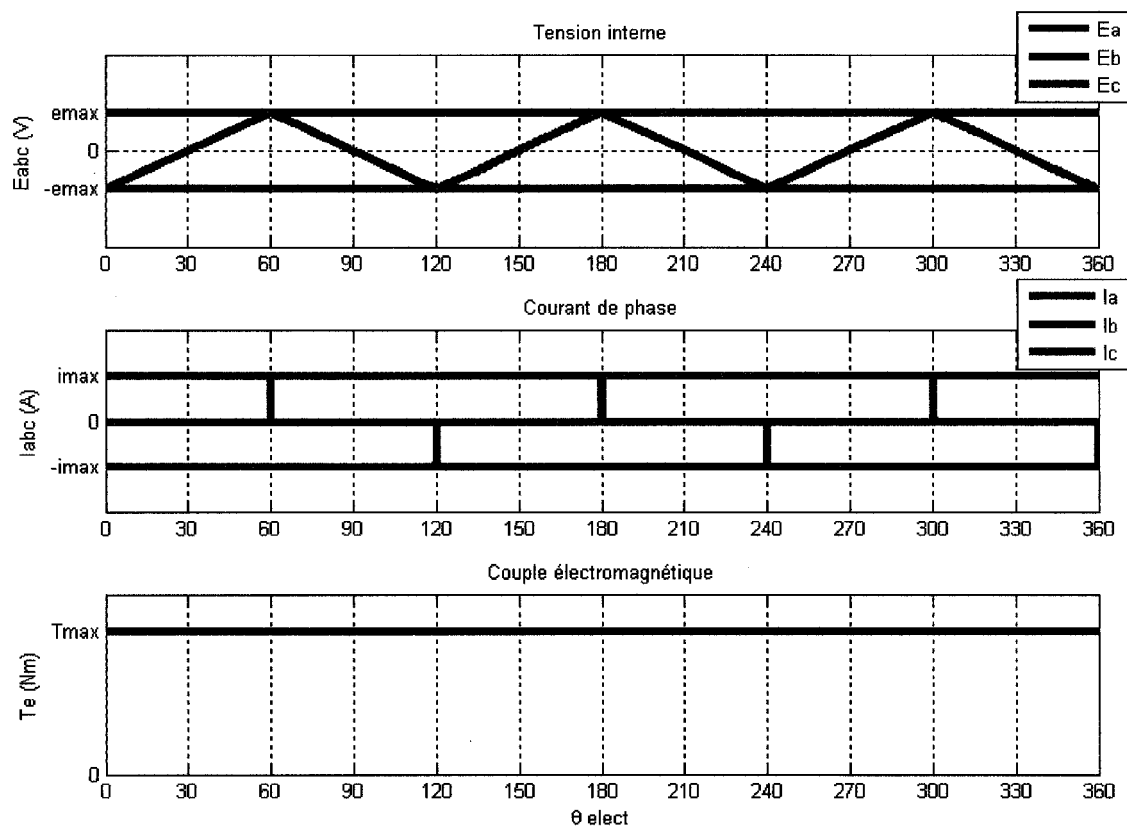


Figure 33 Production du couple

Étant donné qu'il y a toujours deux phases alimentées à la fois, le couple théorique correspondant à l'équation (2-23), pour une tension induite d'au moins 120 degrés, sera défini par:

$$\tau_e = p(\lambda \cdot i \cdot 2) = k_t \cdot i \quad (3-1)$$

De la même façon, il est possible d'établir que la tension interne de phase (e) est:

$$e = p(\lambda \cdot \omega) = k_\phi \cdot \omega \quad (3-2)$$

- a. λ représente la constante de flux par phase (Wb)
- b. i représente la valeur crête du courant de ligne (A)
- c. ω représente la vitesse mécanique du rotor (rad/s)
- d. k_ϕ représente la constante de tension de phase (V/rad/s)
- e. k_t représente la constante de couple (Nm/A)

Ces relations sont documentées dans plusieurs articles et ouvrages de références [14], [17], [19] et [20]. Le comportement de la MSAT s'apparente donc à celui d'une machine à courant continu (MCC). C'est pourquoi la MSAT est habituellement appelée machine CC sans balais. Évidemment, en pratique il est impossible d'injecter un courant parfaitement rectangulaire dans le stator dû à l'inductance du bobinage. Par contre, l'approximation faite avec les équations (3-1) et (3-2) demeure une bonne hypothèse pour les sections qui suivent. La prochaine partie traitera du convertisseur permettant de fournir les tensions de ligne à la MSAT.

3.3 Interrupteurs de puissance

Les interrupteurs de puissance servent à contrôler la tension qui est appliquée aux bornes de la machine. Ils convertissent la tension d'une source continue en une tension pulsée. Étant donné que la majorité des MSAT sur le marché sont des machines triphasées, le convertisseur utilisé sera constitué de trois bras de deux interrupteurs, comme le présente la figure 34. La commande de ces interrupteurs se fait par la base de chacun des transistors de puissance. Lorsqu'il est activé, le courant circule vers le bas (du collecteur à l'émetteur). La diode anti-parallèle sert à faire circuler le courant dans les deux sens. La stratégie de commande de ces transistors est établie en fonction de la tâche à accomplir. Pour ce chapitre, une modulation par hystérésis (MH) permettra de fournir un courant en créneaux pour chacune des phases. Le convertisseur agira alors comme une source de courant.

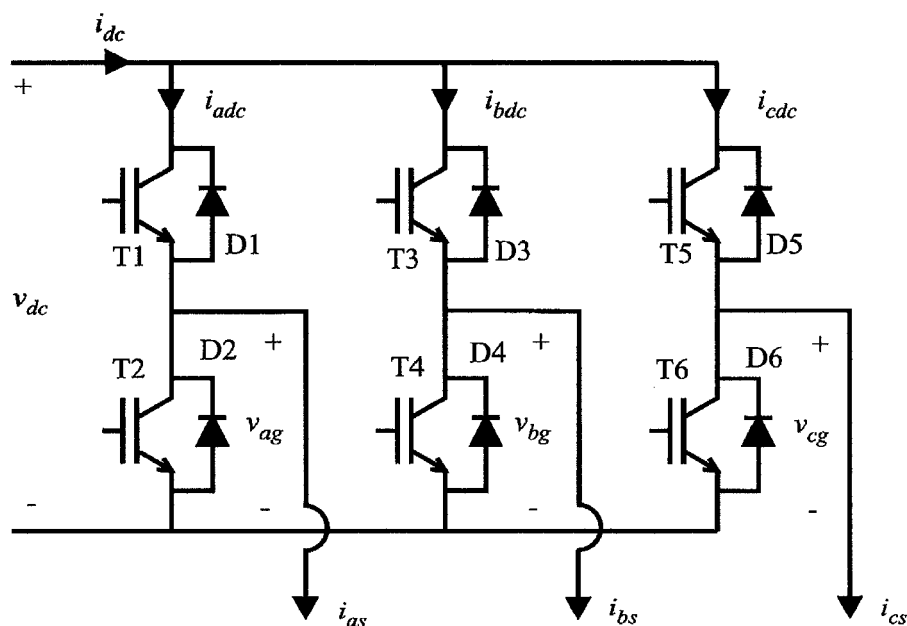


Figure 34 Convertisseur de puissance

SOURCE: P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff (2002), Analysis of electric machinery and drive systems, 2nd ed. Piscataway, NJ New York: IEEE Press; Wiley-Interscience (page 482)

3.4 Décodage des signaux à effet Hall

Cette partie traite d'un capteur de position très répandu dans l'industrie. En effet, l'utilisation des capteurs à effet Hall est peu onéreuse et permet d'obtenir l'information sur la position de la tension interne de la machine en fonction de la position rotorique. Les données provenant de ces capteurs ne peuvent être utilisées directement. En effet, il est nécessaire d'utiliser un décodeur pour obtenir un signal plus simple à traiter.

Étant donné que la MSAT requiert des courants en créneaux (section 3.2), l'utilisation de capteurs à effet Hall est prédominante puisqu'ils peuvent largement contribuer à produire ce type de courant à moindre coûts. Comme détaillé à la section 2.5.2, les capteurs à effet Hall fournissent un signal logique en fonction du passage à zéro de la tension interne de ligne. Ces signaux doivent être décodés afin de pouvoir extraire l'information sur la tension interne de phase. Les signaux correspondant aux tensions e_{ac} , e_{ba} et e_{cb} serviront à déterminer l'emplacement des tensions e_a , e_b , e_c , comme le montre la figure 35.

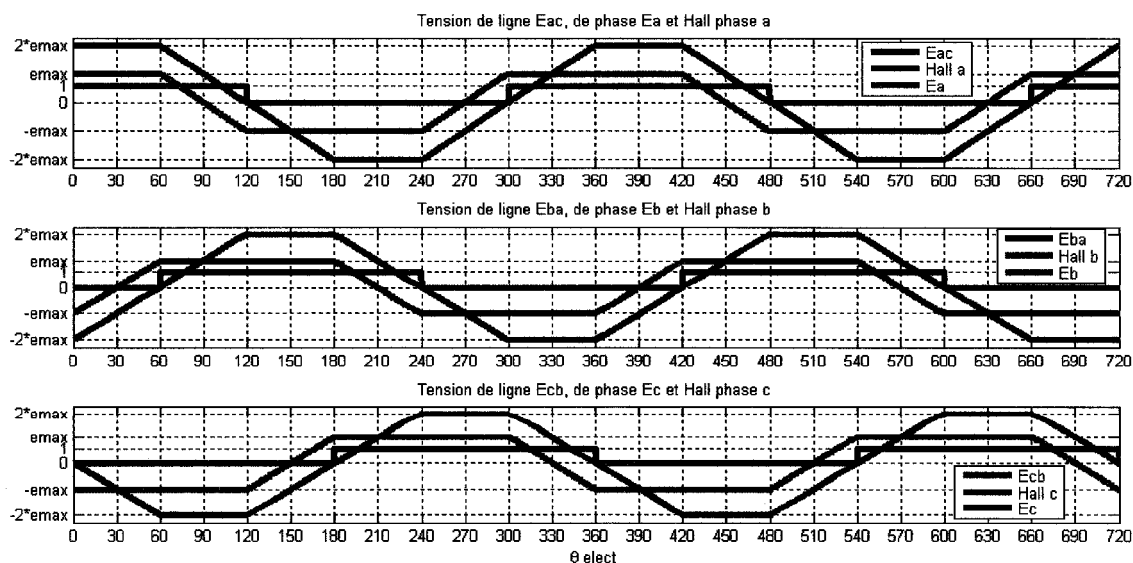


Figure 35 Décodage des signaux à effet Hall

À partir de ce graphique, il est possible de déterminer l'emplacement exact de la tension de phase. Le tableau I détaille la logique permettant de décoder ces signaux.

Tableau I
Représentation logique des signaux à effet Hall

Ha	Hb	Hc	Ea	Eb	Ec
0	0	0	-----	-----	-----
0	0	1		-	+
0	1	0	-	+	
0	1	1	-		+
1	0	0	+		-
1	0	1	+	-	
1	1	0		+	-
1	1	1	-----	-----	-----

À partir de ce tableau, il est possible de tirer les conclusions suivantes:

- a. Ea est à un maximum positif lorsque $H_a = 1$ et $H_b = 0$
- b. Ea est à un maximum négatif lorsque $H_a = 0$ et $H_b = 1$
- c. Eb est à un maximum positif lorsque $H_b = 1$ et $H_c = 0$
- d. Eb est à un maximum négatif lorsque $H_b = 0$ et $H_c = 1$
- e. Ec est à un maximum positif lorsque $H_c = 1$ et $H_a = 0$
- f. Ec est à un maximum négatif lorsque $H_c = 0$ et $H_a = 1$

Le décodeur fournit donc un signal logique à trois niveaux (-1, 0 ou 1), représentant l'état de la tension interne. Ce signal coïncide exactement avec le courant à injecter dans la phase correspondante, afin d'obtenir un couple constant. La figure 36 présente la sortie du décodeur par rapport à la tension de phase:

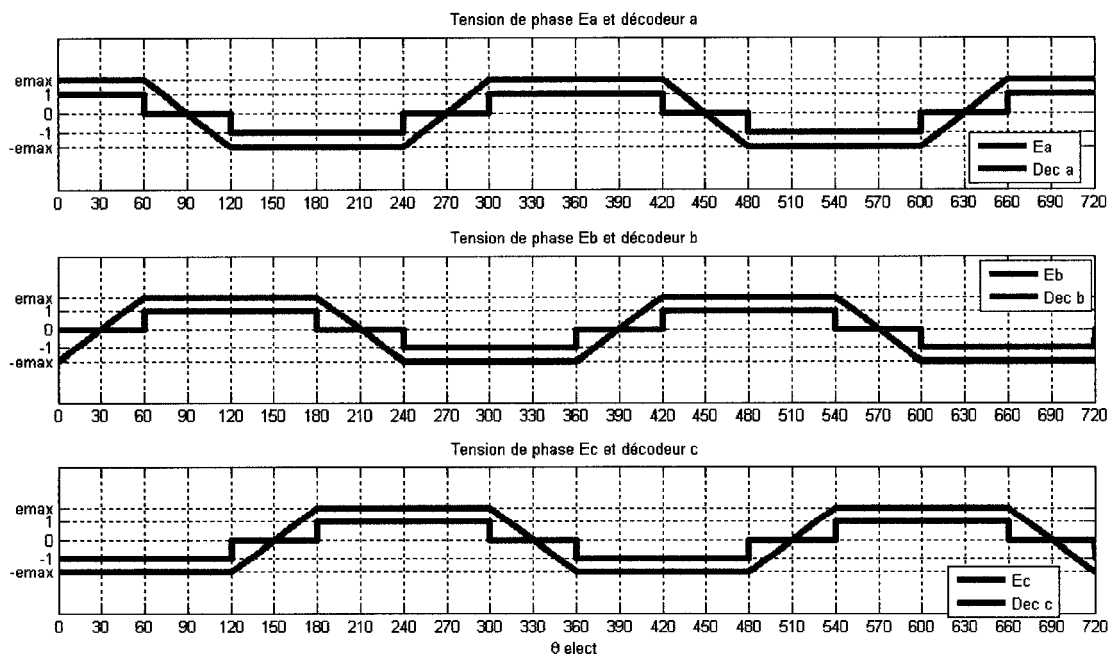


Figure 36 Sortie du décodeur Hall

Ce signal est utilisé dans la stratégie de commande du courant. En effet, il sert de base à la commande en courant puisque sa forme est identique au courant requis pour produire un couple constant. De plus, il peut être utilisé dans un entraînement "bon marché" afin d'appliquer une tension de phase ayant la même forme d'onde (commande six-pas).

3.5 Commande en courant (Modulation par hystérésis)

L'entraînement basé sur un régulateur de courant à hystérésis est utilisé dans des applications qui requièrent un couple stable (peu d'harmoniques de basses fréquences) puisqu'il a l'avantage de contrôler directement le courant. Cette méthode agit sur le courant de phase en modulant les impulsions qui sont envoyées aux interrupteurs afin de le maintenir égal à la référence. Ce courant de phase correspond exactement à la forme d'onde du signal provenant de la sortie du décodeur Hall (Figure 36), à laquelle la valeur du courant crête désirée est multipliée. Le principe de l'hystérésis (tout ou rien) est

présenté à la figure 37: le signal mesuré est comparé au signal de référence. Lorsque la différence entre les deux signaux dépasse la bande de référence, l'interrupteur correspondant est alors activé.

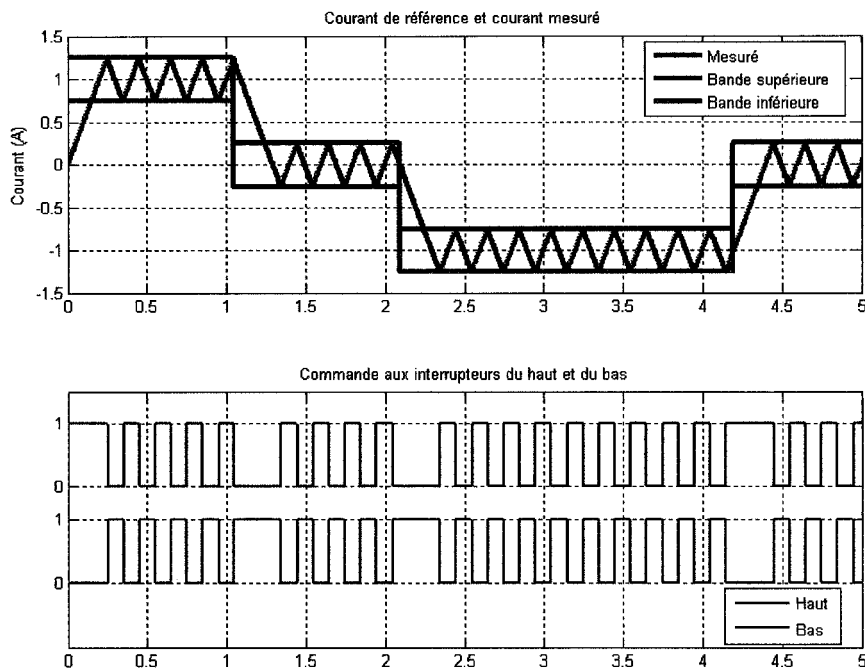


Figure 37 Principe de fonctionnement de l'hystérésis

3.5.1 Entraînement électrique AC7

Cet entraînement (figure 38) permet de contrôler la vitesse ou le couple de la machine à l'aide d'une commande directe du courant. Il est composé de cinq éléments principaux. Premièrement, la MSAT développée au chapitre 2 est alimentée par un onduleur triphasé (section 3.3). Ce dernier transforme la tension provenant du bus CC en impulsions en fonction des signaux de modulation reçus du régulateur de courant. Puis, ce régulateur utilise les signaux de mesures du moteur (courants et signaux à effet Hall) ainsi que le couple de référence fourni par le régulateur de vitesse. Finalement, cet entraînement sera implanté dans la librairie "Electric Drives" de SPS.

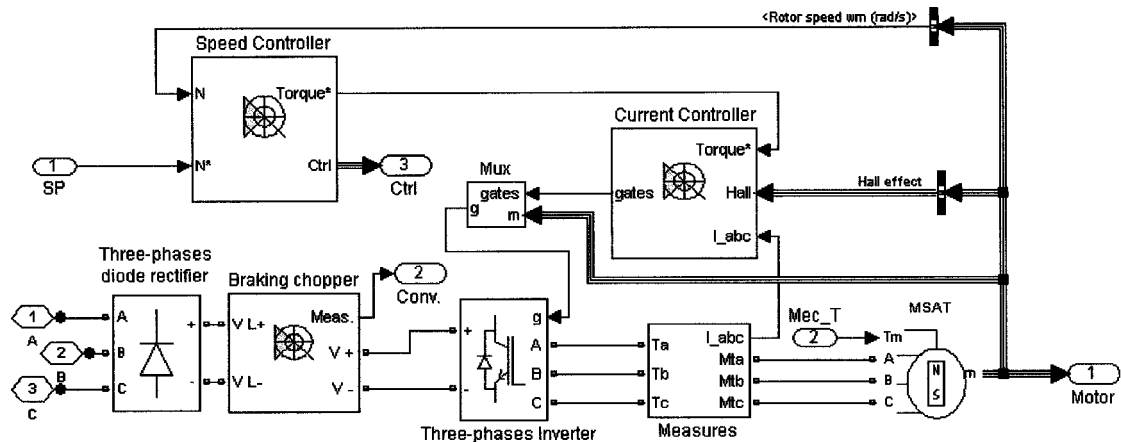


Figure 38 Schéma AC7

3.5.1.1 Redresseur et bus CC

Cette partie du module AC7 est bien connue puisqu'elle est utilisée dans la plupart des entraînements de la librairie "Electric Drives" de SPS. Une brève description permettra de faire un rappel de son fonctionnement.

a. Module "Three-phases diode rectifier"

Ce redresseur à diodes est tout ce qui a de plus conventionnel. La tension CC moyenne à la sortie est donnée par l'intégrale de la tension de ligne pour une période. Par exemple:

$$\overline{V_{cc}} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \left(\hat{v} \sin(x) - \hat{v} \sin\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) \right) dx \quad (3-3)$$

$$\overline{V_{cc}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{v} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} v_{LL}$$

Dans ce cas-ci, la tension CC moyenne sera de 297.1 V pour une tension de ligne rms de 220V.

b. Module "Braking chopper"

Ce sous-système permet de dissiper l'énergie reçue de la machine lors du freinage. Une résistance, dont l'activation est contrôlée par un régulateur de tension proportionnel, permet de limiter l'augmentation de la tension. Lorsque le voltage dépasse un certain seuil d'activation, l'énergie est transformée en chaleur jusqu'à ce que la tension descende en deçà du seuil de désactivation.

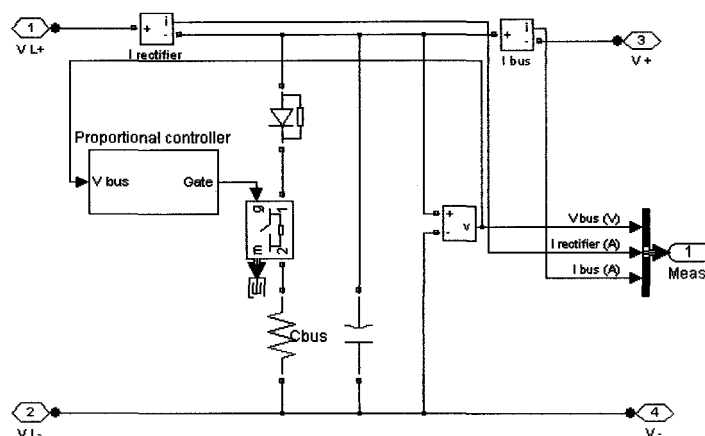


Figure 39 Résistance de freinage

Pour le moteur de 3 Hp utilisé, la résistance calculée afin de dissiper le maximum de l'énergie fournie par la machine (voir documentation SPS : *Example: AC Motor Drive :: Systems with Electric Drives (SimPowerSystems)*) est donnée par:

$$R = \frac{V_{act}^2}{P} \quad (3-4)$$

Le seuil d'activation a été réglé à 320V donc, la résistance sera de 45.77 Ω . Le condensateur du bus CC a, quant à lui, été ajusté à 2000 μF afin de limiter au maximum les ondulations de tension.

3.5.1.2 Régulateur de courant

Le système de la figure 40 utilise le couple de référence provenant du régulateur de vitesse de la section 3.5.1.3 et utilise la relation (3-1) afin de calculer le courant crête de référence:

$$i = \frac{\tau_e}{p(\lambda \cdot 2)} \quad (3-5)$$

Ce courant est par la suite multiplié par un signal à trois niveaux [-1, 0, 1], provenant du décodeur traité à la section 3.4. Cela permet de synchroniser le courant de référence avec la position de la tension interne, dans le but de produire un couple constant (section 3.2). Ce courant de référence est utilisé par le régulateur à hystérésis afin de contrôler le courant mesuré, selon une bande d'hystérésis donnée, en modulant les six impulsions de gâchettes. Les impulsions provenant du régulateur sont limitées par un module contrôlant la fréquence maximale de commutation. Notez que ce système peut fonctionner avec un pas de calcul différent du pas de simulation, ce qui justifie l'utilisation des bloqueurs d'ordre zéro. Ce module fonctionne à environ 20 μ s.

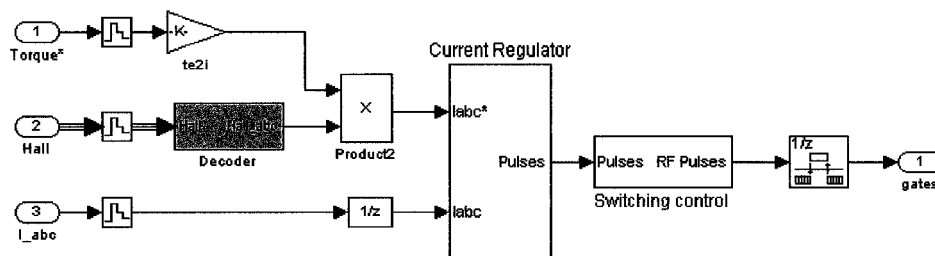


Figure 40 Commande du courant

Module "Switching control"

Le désavantage du régulateur à hystérésis est la forte variance de la fréquence de commutation. Il est impossible de la calculer puisqu'elle dépend de la bande d'hystérésis, du pas de calcul du régulateur de courant, du couple demandé, de la vitesse

de la machine, de la tension CC et des paramètres du moteur [7]. Cette fréquence de commutation doit donc être limitée puisqu'en pratique, lorsqu'elle est trop élevée, elle peut causer des perturbations électromagnétiques et provoquer un échauffement excessif des transistors de puissance. La figure 41 présente le schéma fonctionnel du limiteur de fréquence pour une phase (un bras de deux interrupteurs).

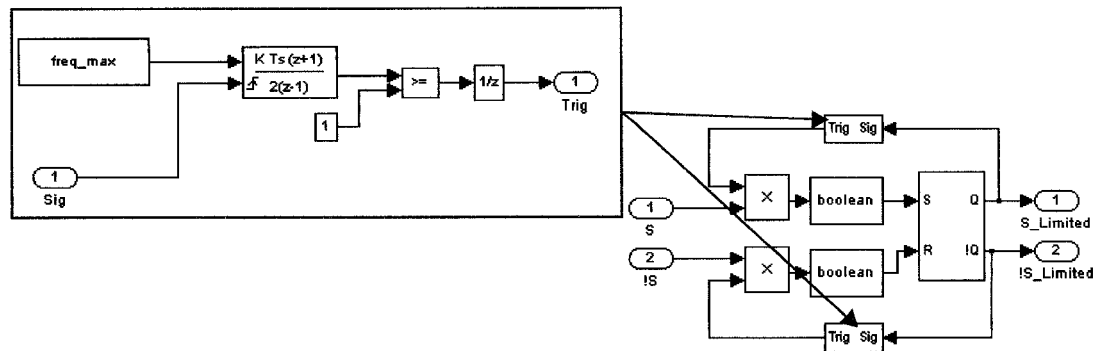


Figure 41 Limiteur de fréquence (une phase)

Le compteur incrémente à chaque pas de calcul jusqu'à ce qu'un front montant apparaisse à l'entrée "Sig". Lorsque le compteur dépasse 1, la sortie "Trig" devient active et peut laisser passer le signal provenant de l'entrée "S". Lorsque "S" est au niveau haut et que "Trig" est actif (niveau haut) la bascule s'arme, ce qui remet à zéro le compteur. Pour ce qui est du désarmement, il s'effectue à l'aide de l'entrée "!S", qui représente le complément de "S", et à l'aide d'un autre module qui fournit une sortie "Trig" pour cette entrée. En résumé, l'activation d'un interrupteur est permise seulement pendant une période de temps donnée par la fréquence maximale tout en tenant compte de la dernière activation. Pour les deux exemples suivants, le pas de calcul du module de courant a été réglé à $10 \mu\text{s}$ afin d'expliquer correctement le fonctionnement du limiteur.

a. Fréquence inférieure à la fréquence maximale

Pour cet exemple, la fréquence maximale a été réglée à 20 kHz. La figure 42 montre les signaux pour les deux interrupteurs d'une même phase. Les courbes "Pulse avant" et

"Pulse après" représentent respectivement les signaux à l'entrée et à la sortie du limiteur. Le signal "Fenêtre" représente la sortie "Trig" qui permet (ou ne permet pas) d'activer (ou de désactiver) la bascule. Lorsqu'une impulsion survient et que la fenêtre est active, la bascule est armée et la fenêtre est remise à zéro. Cette fenêtre reste désactivée tant et aussi longtemps que le compteur n'a pas atteint le seuil déterminé par la fréquence maximale. Prenons l'exemple du signal "S" (événement 1): lorsque l'impulsion est au niveau haut, la bascule est armée (set) car la fenêtre est active (niveau haut). Cela a pour effet de désactiver la fenêtre pendant $60 \mu\text{s}$ ($50 \mu\text{s} = 1/20\text{kHz}$ plus $10 \mu\text{s}$ = délai causé par l'imprécision de la rampe du module "Trig"), afin de bloquer les re-déclenchements qui pourraient survenir pendant ce temps. Le même processus est utilisé pour le front descendant du signal "S", qui est traité par le module de l'entrée "!S" (événement 2).

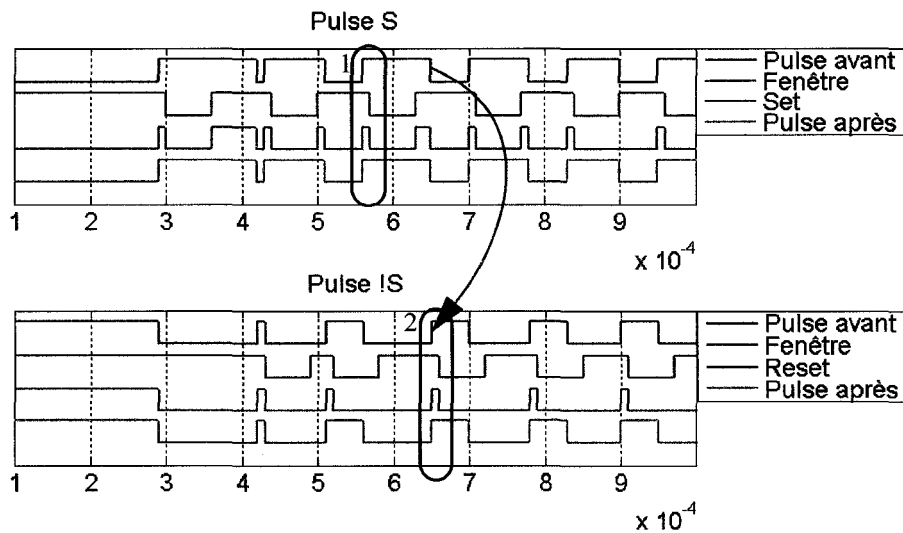


Figure 42 Fenêtre de limitation

La durée de la période de commutation est illustrée à la figure 43. Le graphe du haut présente les impulsions avant et après le limiteur. Comme la fréquence de commutation est inférieure à la fréquence maximale, les pulses à la sortie sont identiques à celles en entrée. Le deuxième graphique montre la durée des périodes de commutation pour les signaux en entrée et en sortie. La durée des impulsions est donc toujours supérieure à la durée minimale, fixée à $50 \mu\text{s}$ pour cet exemple. Finalement, le dernier graphe illustre le courant mesuré par rapport au courant de référence.

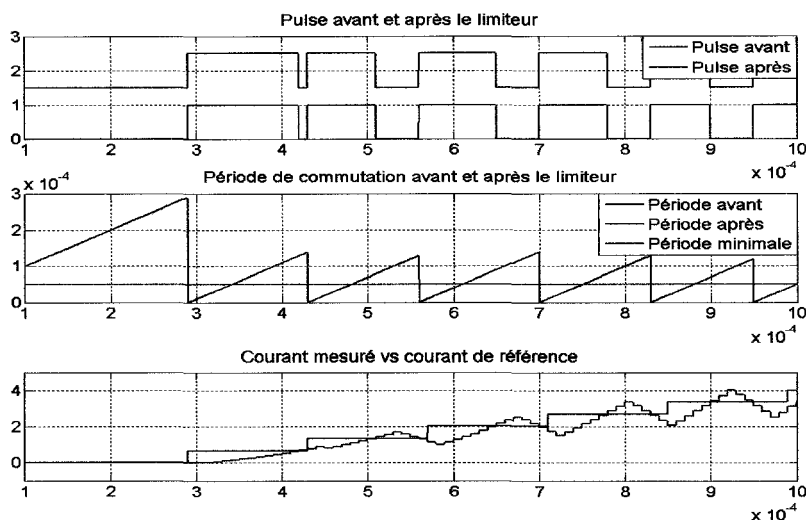


Figure 43 Durée de la période de commutation

L'analyse spectrale de la figure 44 démontre que la fréquence maximale de commutation se situe autour de 10 kHz, ce qui est en deçà de la limite maximale de 20 kHz fournie par l'utilisateur.

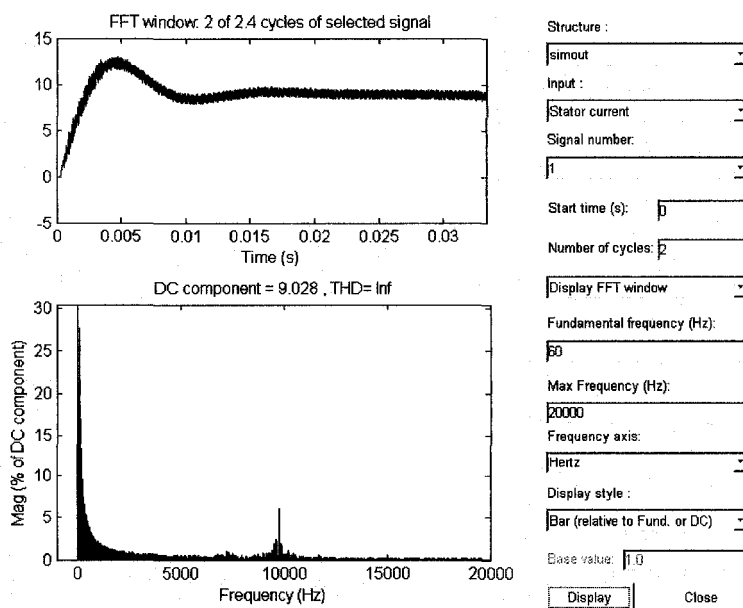


Figure 44 Analyse spectrale du courant de phase

b. Fréquence supérieure à la fréquence maximale

La même procédure est effectuée ici mais en utilisant une fréquence maximale de 5 kHz. Le graphique 45 présente les impulsions avant et après le limiteur, pour une fréquence de commutation supérieure à la fréquence maximale. Lorsqu'une impulsion survient et que la fenêtre est fermée, le limiteur conserve son dernier état et bloque ainsi le pulse qui dépasse la fréquence limite. L'impulsion notée par l'événement (1) passe sans limitation puisque la fenêtre est ouverte. Lorsque la bascule est armée, la fenêtre est désactivée pendant $200 \mu\text{s}$ ($200 \mu\text{s} = 1/5 \text{ kHz}$). Le front descendant de l'événement (2), qui est traité par l'entrée "IS", n'est pas limité car la fenêtre du pulse "IS" est active. Par contre, le front montant de "S" (suite de l'événement 2) est bloqué par le limiteur puisque la fenêtre est fermée. Finalement, la sortie change d'état à l'événement (3) car "S" est au niveau "haut" et la fenêtre redevient active.

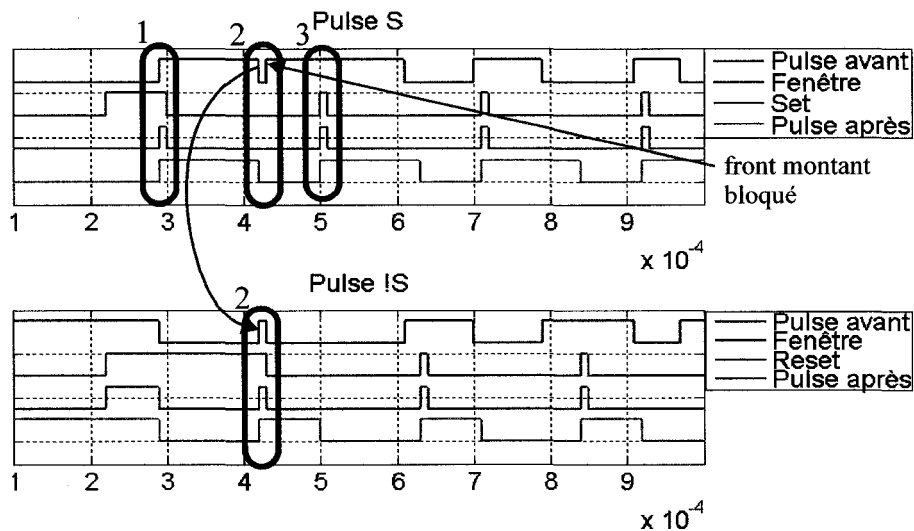


Figure 45 Fenêtre de limitation

Un front est bloqué par le limiteur lorsque la durée de la période de commutation est inférieure à la limite. L'encercle rouge de la figure 46 montre la durée de la période de commutation avant et après le limiteur. La sortie du module est donc maintenue à 0 jusqu'à ce que la période minimale soit atteinte (dans ce cas de $200 \mu\text{s}$). Lorsque la limite est atteinte, l'entrée est encore à 1 donc, la sortie peut monter au niveau désiré.

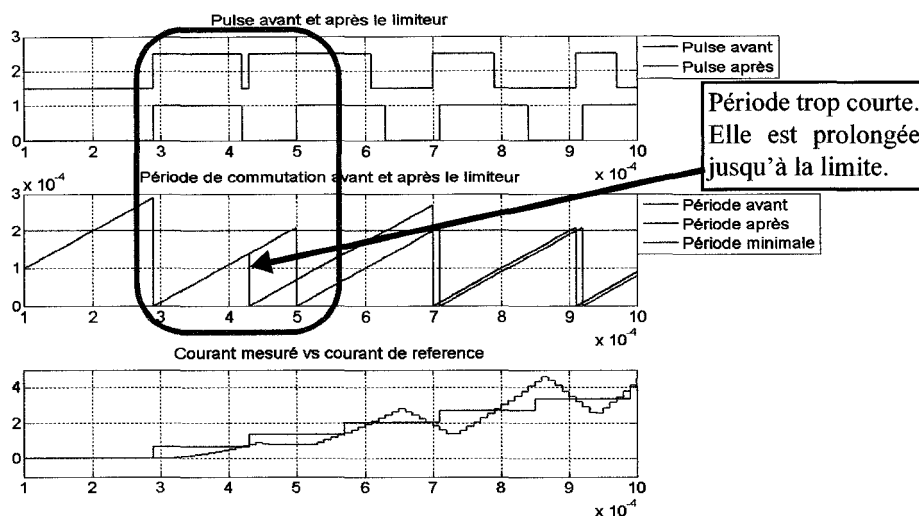


Figure 46 Durée de la période de commutation

L'analyse spectrale de la figure 47 montre effectivement que la fréquence de commutation maximale est à 5 kHz, ce qui correspond à la limite maximale fixée pour cet exemple. Cette limitation a pour conséquence de rendre le courant beaucoup moins lisse que dans le cas précédent (figure 44).

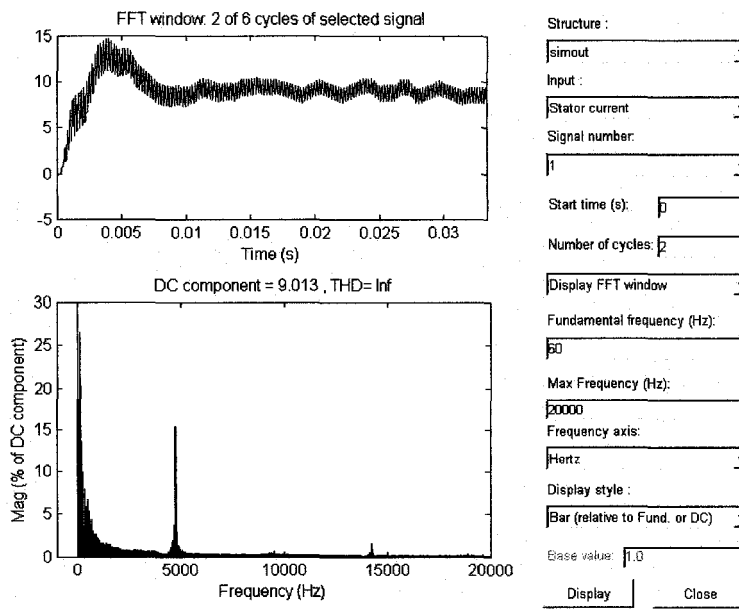


Figure 47 Analyse spectrale du courant de phase

Finalement, le module élaboré est dupliqué afin de permettre la limitation de trois phases.

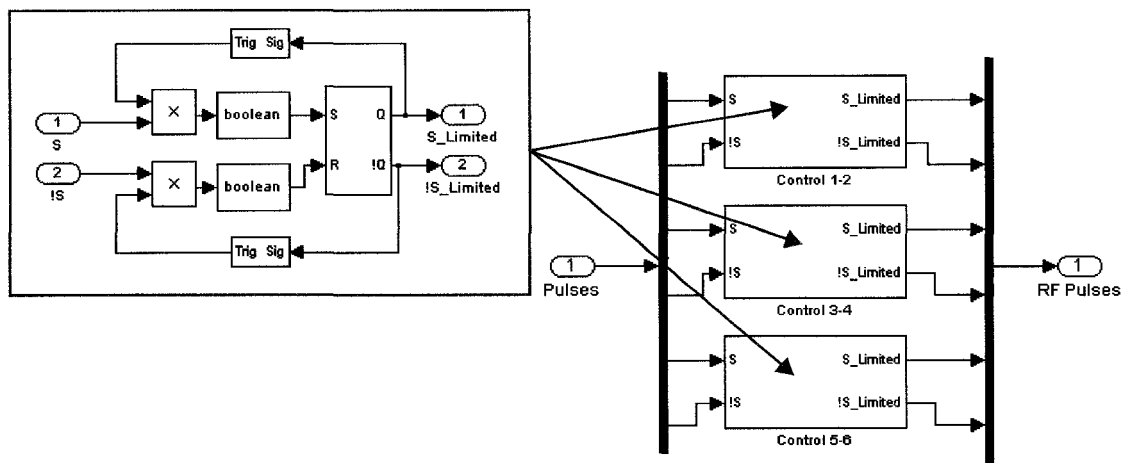


Figure 48 Intégration du limiteur pour trois phases

3.5.1.3 Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse utilisé (figure 49) est de type Proportionnel-Intégral (PI). La référence est limitée par une rampe afin d'éviter les entrées de type échelon. La mesure de la vitesse est filtrée à l'aide d'un filtre passe-bas d'ordre 1. La fréquence de coupure est choisie afin d'être plus rapide que la dynamique du système. L'intégrale est limitée afin d'éviter que le régulateur ne s'emballe lorsqu'il n'est plus capable de corriger l'erreur. En anglais, cette limitation est appelée "anti-windup". Finalement, le couple de sortie est limité par les paramètres fixés par l'utilisateur.

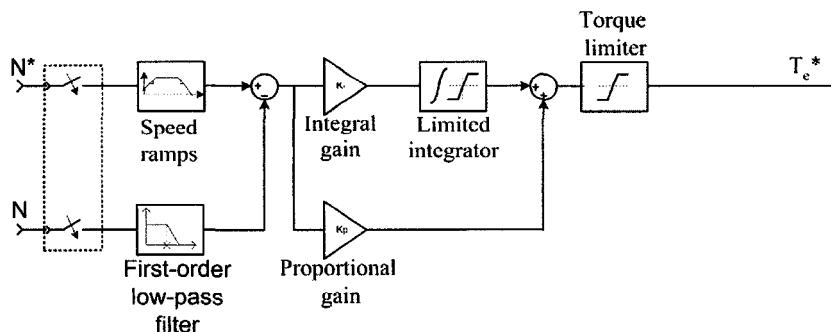


Figure 49 Régulateur de vitesse (PI)

3.6 Calculateur de gains du régulateur de vitesse

La sélection des gains du régulateur de vitesse (section 3.5.1.3) peut être assez ardue pour l'utilisateur qui n'est pas très familier avec la commande de système. Il est donc intéressant de mettre les connaissances acquises jusqu'ici à la disposition des utilisateurs afin de faciliter la sélection des gains. Le calculateur de gains est basé sur la linéarisation de l'ensemble entraînement-machine.

3.6.1 Linéarisation du modèle

La section 3.2 a expliqué que le couple électromagnétique produit est constant lorsqu'un courant constant est appliqué en phase avec la tension interne. Donc, lorsque la portion plate de la tension interne est d'au moins 120° électrique et que le courant appliqué est constant pendant 120° électrique, la machine réagit comme la MCC à aimants permanents ([15] et [17]). La figure 50 illustre le schéma bloc de la MCC alimentée en tension. Étant donné que la tension ligne-à-ligne est appliquée au modèle ($V(s)$), la relation $e = 2p\lambda\omega$ est utilisée afin de calculer la tension interne ligne-à-ligne et les paramètres électriques du stator (R et L_s) sont doublés. Puisqu'une commande de courant est appliquée, le modèle linéaire sera représenté par l'encadré rouge.

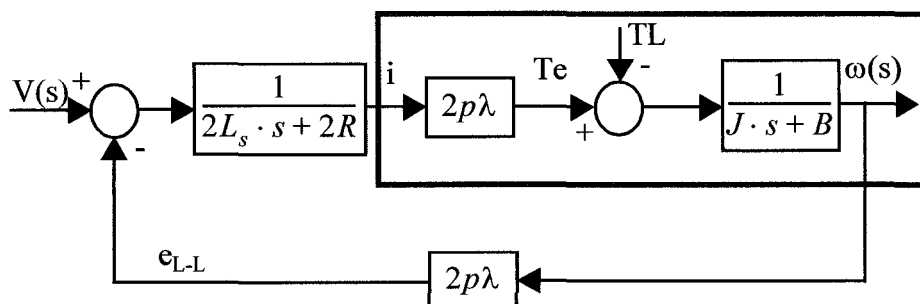


Figure 50 Schéma bloc du modèle simplifié linéaire

Cette linéarisation est basée sur le fait qu'un courant rectangulaire est fourni au moteur. En pratique ([7] et [17]), dû à l'inductance, le couple n'est pas constant car le courant ne

peut pas varier aussi rapidement. De plus, le courant imposé ne peut jamais dépasser un certain seuil imposé par la tension d'alimentation. Il est donc de mise de procéder à une comparaison entre le modèle linéaire de l'ensemble machine-entraînement et le modèle réel afin de valider la justesse de la linéarisation. La figure suivante montre le schéma bloc, en boucle ouverte, de l'entraînement basé sur un régulateur de courant à hystérésis. Le courant désiré, dans ce cas d'un ampère crête, est multiplié au signal de sortie du décodeur. Ce courant est alors comparé au courant mesuré et envoyé au régulateur de courant par hystérésis. Celui-ci fournira les impulsions modulées au pont d'interrupteurs.

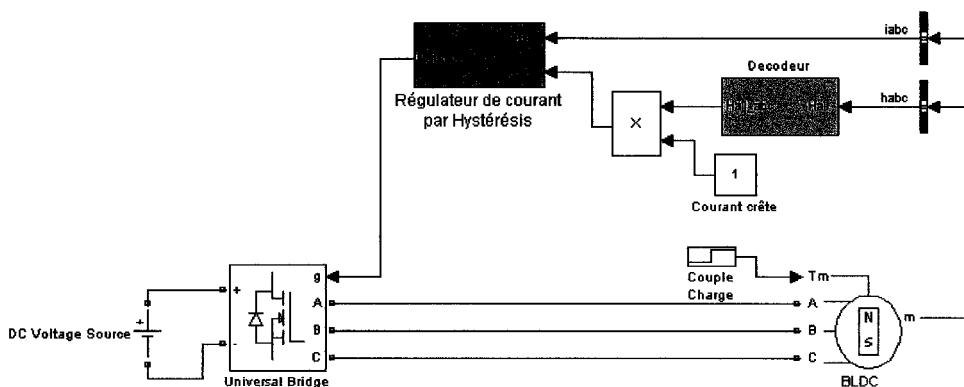


Figure 51 Schéma bloc de la méthode MH en boucle ouverte

La figure 52 présente la comparaison entre le modèle simplifié linéaire et le modèle réel lorsqu'un courant de référence de 1 ampère est demandé. Ces résultats ont été obtenus à l'aide des paramètres suivants:

Tableau II

Paramètres de la machine test (sans charge)

R(Ohms)	L(mH)	λ (V)	p	J(Kgm ²)	B(Nms)
0.2	8.5	0.175	4	0.8e-3	10e-3

La tension d'alimentation est de 500 Vdc et le pas de calcul de la simulation et du régulateur à hystérésis est de 1 μ s. Ce faible pas de calcul est requis afin d'effectuer une

bonne comparaison entre les deux modèles. En pratique, le pas de calcul de la commande de courant sera d'environ 20 μs .

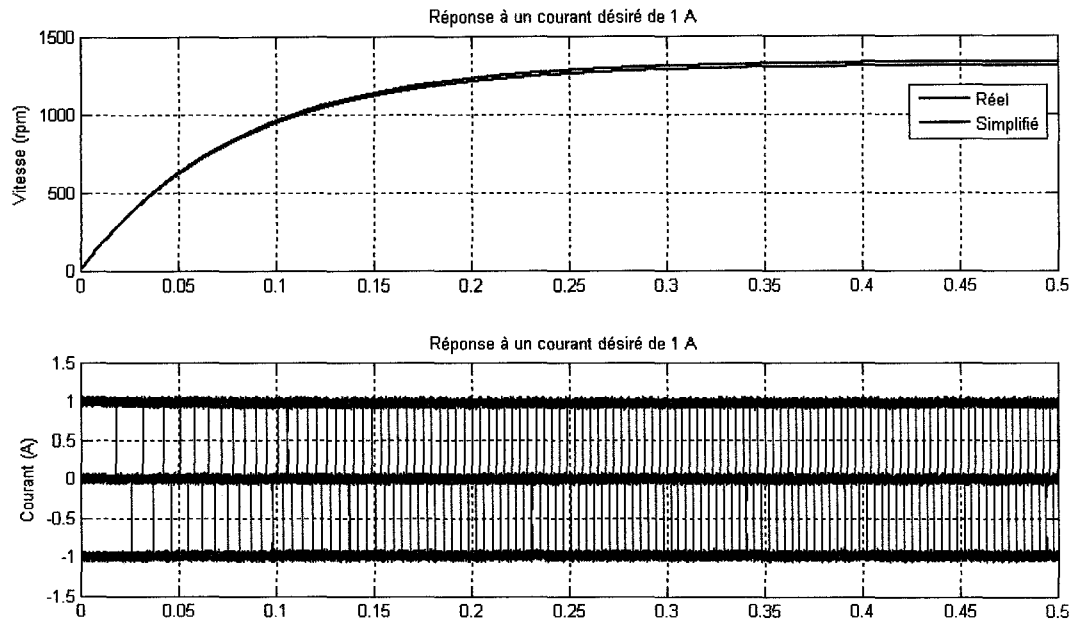


Figure 52 Résultats de simulation (comparaison des modèles)

Ces résultats confirment qu'il est possible d'utiliser le modèle simplifié linéaire afin d'effectuer le calcul des gains du correcteur. En effet, la courbe de la vitesse du modèle linéaire est quasi superposée à celle du modèle réel. De plus, le deuxième graphe affiche le courant mesuré, qui correspond effectivement au courant désiré de 1 ampère crête.

3.6.2 Calcul des gains

La fonction de transfert du modèle simplifié linéaire alimenté en tension est donnée par:

$$Gp(s) = \frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{2p\lambda}{(2p\lambda)^2 + 2(Js + B) \cdot (Ls + R)} \quad (3-6)$$

$$Gp(s) = \frac{(2p\lambda) / (2 \cdot J \cdot L)}{s^2 + \left(\frac{B}{J} + \frac{R}{L}\right)s + \frac{2 \cdot B \cdot R + (2p\lambda)^2}{2 \cdot J \cdot L}} \quad (3-7)$$

Ce système est de la forme,

$$Gp(s) = \frac{k \cdot \omega_{ng}^2}{s^2 + 2\zeta_g \cdot \omega_{ng}s + \omega_{ng}^2} \quad (3-8)$$

Par contre, le modèle linéaire alimenté en courant considère uniquement les parties électromagnétique et mécanique:

$$Gpi(s) = \frac{\omega(s)}{I(s)} = \frac{2p\lambda}{(Js + B)} = \frac{(2p\lambda)/B}{(J/B)s + 1} \quad (3-9)$$

Le système réagit donc comme un système d'ordre 1:

$$Gpi(s) = \frac{k_g/B}{s\tau + 1} \quad (3-10)$$

L'entraînement basé sur un régulateur de courant à hystérésis a pour avantage de contrôler instantanément le courant du moteur. Il est donc possible d'utiliser soit un régulateur de couple ou un régulateur de vitesse. Le régulateur de couple effectue simplement la conversion entre le couple et le courant de référence, comme le montre la figure 53.

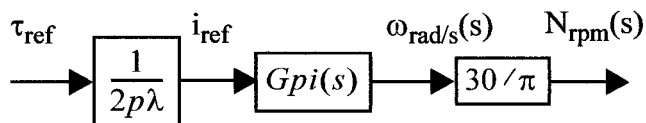


Figure 53 Schéma bloc simplifié

Le régulateur de vitesse devra quant à lui s'assurer d'annuler l'erreur en régime permanent. Étant donné que le procédé est de type 0 (aucun pôle à "s" = 0), il est nécessaire d'employer un régulateur Proportionnel-Intégral, comme présenté à la figure qui suit:

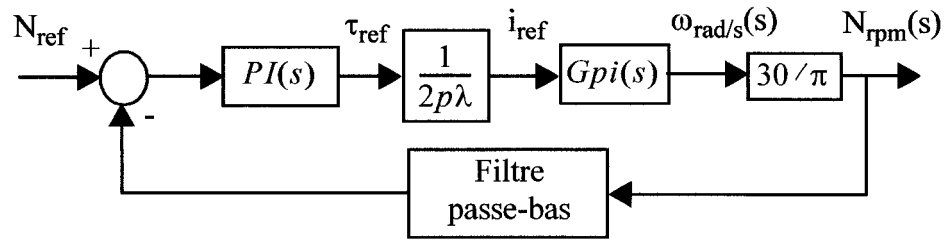


Figure 54 Régulation de vitesse

La méthode d'imposition des pôles est utilisée afin de calculer les gains du régulateur. Premièrement, la fonction de transfert en chaîne fermée est calculée sans tenir compte du filtre passe-bas, car il sera conçu sans affecter la dynamique en chaîne fermée:

$$G(s) = \frac{\omega_{rpm}(s)}{\omega_{ref}(s)} = \frac{\frac{30(Kp \cdot s + Ki)}{J \cdot \pi}}{s^2 + \frac{(30 \cdot Kp + B \cdot \pi)}{J \cdot \pi}s + \frac{30 \cdot Ki}{J \cdot \pi}} \quad (3-11)$$

Donc, l'équation caractéristique de ce système en boucle fermée est:

$$\Delta(s) = s^2 + \frac{(30 \cdot Kp + B \cdot \pi)}{J \cdot \pi}s + \frac{30 \cdot Ki}{J \cdot \pi} \quad (3-12)$$

Puis, les deux pôles de cette équation sont placés selon le polynôme désiré suivant:

$$\Delta_d(s) = s^2 + 2\zeta \cdot \omega_n s + \omega_n^2 \quad (3-13)$$

Les spécifications fixées sont:

- Un amortissement unitaire ($\zeta = 1$)
- La même fréquence naturelle que celle du modèle simplifié linéaire de l'équation (3-7) (alimenté en tension): $\left(\omega_n = \omega_{ng} = \sqrt{\frac{2 \cdot B \cdot R + (2p\lambda)^2}{2 \cdot J \cdot L}} \right)$

Finalement, l'identification terme à terme ($\Delta = \Delta_d$) permet de solutionner les deux inconnus:

$$\frac{(30 \cdot K_p + B \cdot \pi)}{J \cdot \pi} = 2\zeta \cdot \omega_n \rightarrow K_p = \frac{\pi(2\zeta \cdot \omega_{ng} \cdot J - B)}{30}$$

$$\frac{30 \cdot K_i}{J \cdot \pi} = \omega_n^2 \rightarrow K_i = \frac{J \cdot \omega_{ng}^2 \cdot \pi}{30}$$
(3-14)

Le tableau III reprend les données du tableau II, en incluant dans l'interface de la machine la valeur de l'inertie de la charge. Cette dernière est de 0.0882 Kgm².

Tableau III
Paramètres de la machine et de la charge

R(Ohms)	L(mH)	λ (V)	p	J(Kgm ²)	B(Nms)
0.2	8.5	0.175	4	0.089*	10e-3

* Dans cet exemple, l'inertie totale est celle du rotor et de la charge combinée.

Les valeurs de K_p et K_i suivantes sont obtenues à partir des paramètres du tableau III, de l'équation (3-14) et des spécifications traitées auparavant:

Tableau IV
Paramètres du régulateur PI

K _p	K _i
0.671	12.098

La figure suivante montre la dynamique du modèle linéaire de la MSAT (alimenté en tension: équation (3-7)) et la dynamique en boucle fermée, avec le régulateur de vitesse. Les pôles du système en boucle fermée ont donc la même fréquence naturelle que le

système alimenté en tension (fréquence de 36.03 rad/s). De plus, l'amortissement (ζ) est bel et bien unitaire, ce qui signifie qu'il n'y a aucun dépassement lors d'une réponse à l'échelon. L'amortissement du système en boucle ouverte (tension) est de 0.328, ce qui signifie que la stabilité du système en boucle fermée est grandement améliorée.

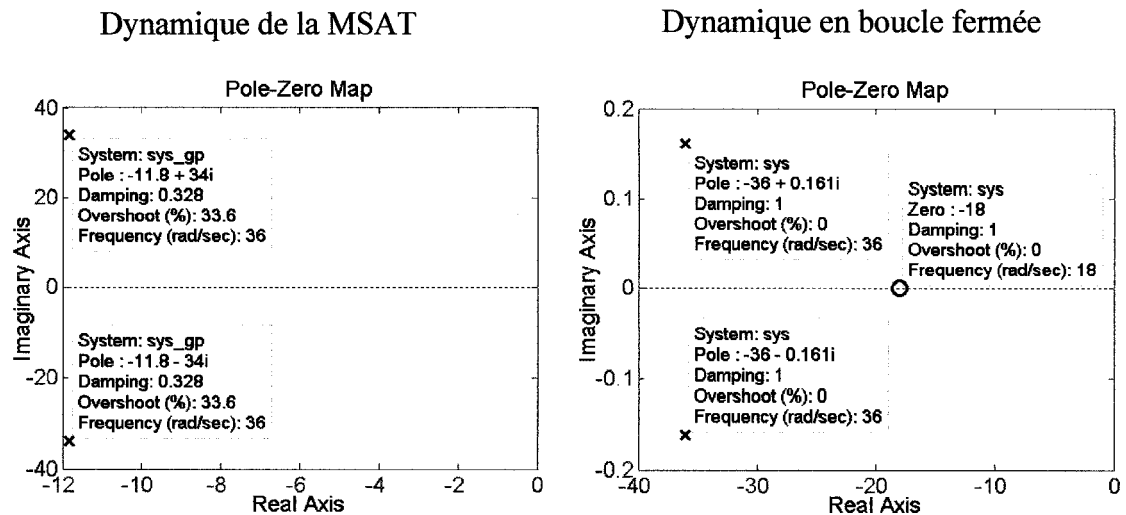


Figure 55 Pôle en boucle ouverte et fermée

Il est important de mentionner la présence d'un zéro dans la dynamique en boucle fermée. Ce zéro, situé à $s = Ki/Kp$, n'est pas considéré dans l'analyse du régime transitoire puisqu'il n'est pas supposé affecter la dynamique. Par contre, la réponse à l'échelon de la figure 56 montre un dépassement important de plus de 13%.

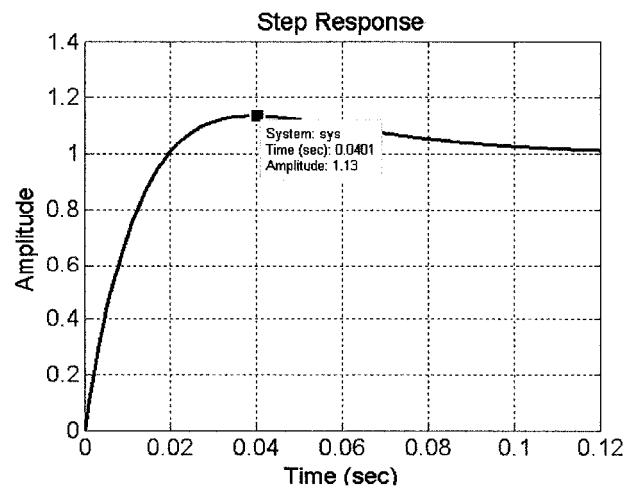


Figure 56 Réponse à l'échelon

Ce dépassement est dû à la dérivée élevée causée par la réponse à l'échelon. Ce zéro ajoute une dynamique impulsionnelle, ce qui rend le système plus rapide mais crée un dépassement. Il serait possible d'annuler ce zéro à l'aide d'un régulateur avant ("Feed-Forward"), mais cela affecte le comportement du régulateur PI. En effet, la figure 57 montre que la sortie du PI n'est plus directement le couple de référence, mais bien le couple de référence plus l'effort de commande fourni par le "Feed-Forward" (produit entre la consigne et K_p).

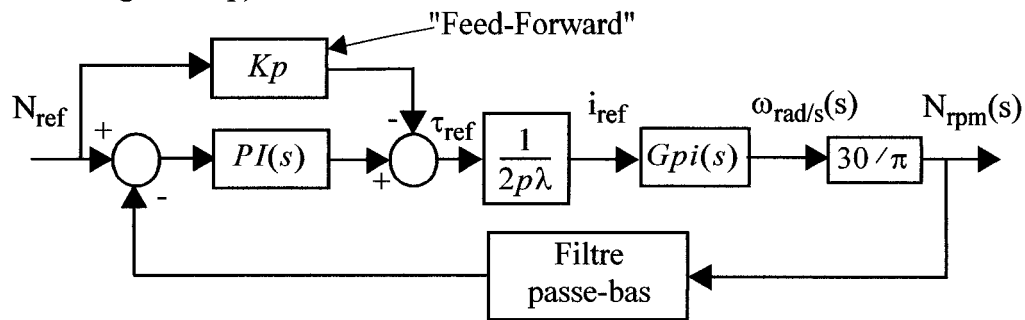


Figure 57 Régulation de vitesse avec compensateur avant

Cela rend l'ajustement de la limite de l'intégrateur très difficile. En réalité, des essais ont démontré que ce zéro améliore les performances lors de perturbations ou lors de poursuites de trajectoire. En pratique, il est rare d'utiliser un échelon comme référence car il s'agit d'une entrée trop brusque. Une rampe est plutôt appliquée au système, ce qui a pour effet de diminuer considérablement ce dépassement.

Finalement, la fréquence de coupure du filtre passe-bas de la mesure de vitesse est fixée à 10 fois la fréquence naturelle du système linéaire de l'équation (3-7). Avec les paramètres du tableau III, $\omega_c = 360$ rad/s.

$$\omega_c = 10 \cdot \omega_{ng} = 10 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot B \cdot R + (2p\lambda)^2}{2 \cdot J \cdot L}} \quad (3-15)$$

Il est maintenant possible de simuler l'entraînement AC7 (section 3.5.1) puisque les gains du contrôleur de vitesse PI et la fréquence de coupure du filtre passe-bas de la

mesure de vitesse sont déterminés. Ces données peuvent maintenant être calculées automatiquement, à l'aide des paramètres de la machine et de la charge. Il reste par contre à obtenir la limite de couple du contrôleur de vitesse. Celle-ci peut être déduite à partir du couple nominal du moteur. En général, on considère le couple maximal égal à 1.5 fois le couple nominal. Si ce dernier est inconnu, le couple maximal doit être supérieur au couple demandé par la rampe d'accélération du régulateur de vitesse.

$$\tau_{e(min)} = J \cdot \left(\frac{N(rpm)/s}{30} \cdot \pi \right) \quad (3-16)$$

Il est important de noter que le calculateur de paramètres permettra à l'utilisateur d'entrer ses propres spécifications (ζ et ω_n), s'il le désire. Voici donc les paramètres calculés automatiquement à partir de ces spécifications:

3.6.2.1 Paramètres d'entrée

- a. Amortissement et fréquence naturelle désirés (ζ et ω_n). Par défaut, l'amortissement est unitaire et la fréquence naturelle est celle du modèle (tension) en boucle ouverte
- b. Rampe d'accélération (pour le calcul de la limite de couple)

3.6.2.2 Paramètres de sortie

- a. Gains du régulateur (K_p et K_i)
- b. Fréquence de coupure du filtre passe-bas
- c. Limite de couple maximal

La section qui suit sera dédiée à la simulation et à l'analyse des résultats obtenus avec l'entraînement électrique AC7, en utilisant les gains obtenus à l'aide du calculateur de paramètres.

3.7 Résultats de simulation

Cette section a pour objectif de vérifier la justesse de la linéarisation faite au point 3.6.1, qui a permis de calculer les gains du contrôleur de vitesse. De plus, une réponse à un échelon de couple nominal est obtenue afin d'observer la réponse dynamique du régulateur. Finalement, une étude approfondie des formes d'ondes de l'entraînement AC7 est effectuée afin de valider son exactitude.

3.7.1 Validation du modèle simplifié linéaire

Cette validation est effectuée en comparant les résultats obtenus avec l'entraînement AC7 et avec le système de commande de la figure 54 (modèle linéaire, régulation de vitesse et filtre passe-bas). Le modèle linéaire en courant est celui de la figure 50, encadré rouge. Évidemment, le couple de référence appliqué au modèle linéaire est converti à l'aide de la relation (3-5).

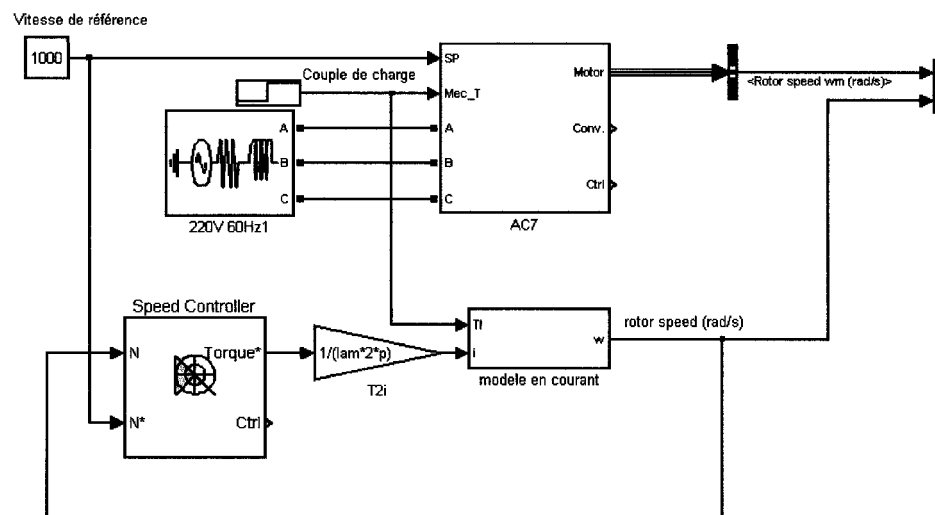


Figure 58 Comparaison des modèles

Cette comparaison est effectuée dans le but de vérifier si l'approximation obtenue pour calculer les gains du contrôleur est valide. La figure 59 illustre une accélération constante de 1000 RPM/s pendant une seconde. Le premier graphe confirme que les vitesses du modèle AC7, du système simplifié linéaire et de la référence sont pratiquement superposées. L'erreur quasi nulle (moins de 0.2 RPM) entre les deux modèles est présentée au deuxième graphique. Puis, le couple électromagnétique mesuré ainsi que la référence des deux modèles sont affichés sur la troisième courbe. Finalement, l'erreur entre les deux couples de référence de la courbe quatre démontre la validité du modèle linéaire. Cette dernière (moins de 10%) est attribuable au fait que le modèle linéaire suppose que le courant statorique est de forme rectangulaire. Dû à l'inductance de la machine, il a été démontré que ce courant était de forme trapézoïdale. Donc plus la vitesse et le courant augmentent, plus ce phénomène devient apparent et il fausse légèrement le modèle linéaire.

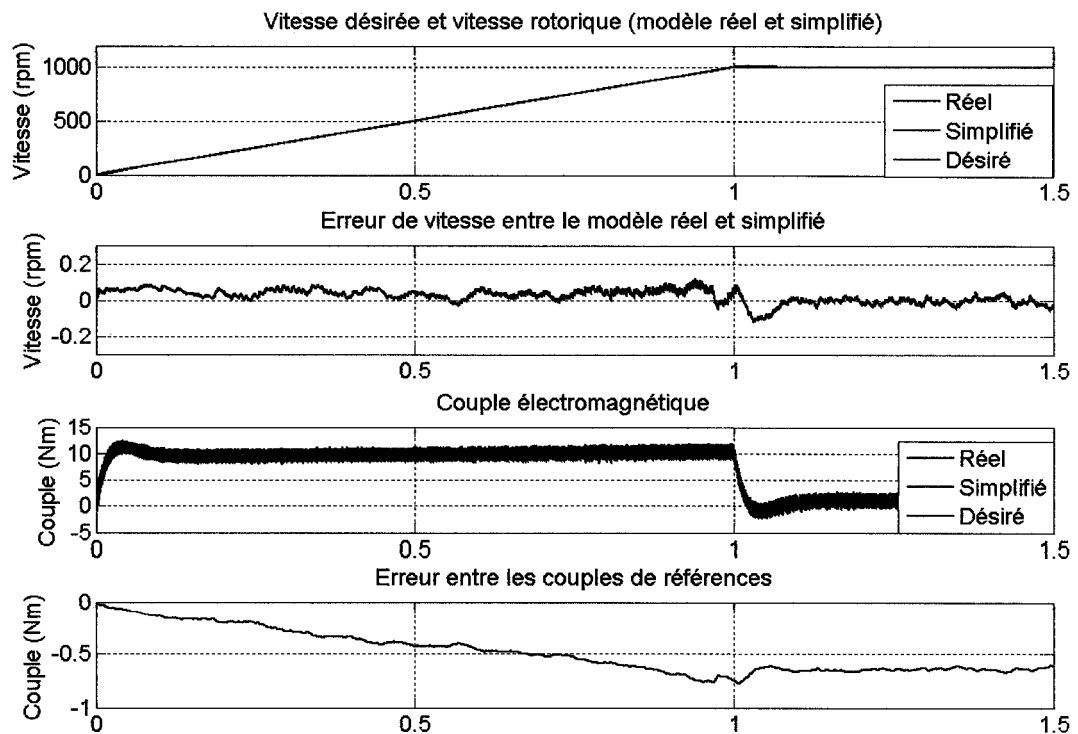


Figure 59 Résultats de simulation (comparaison des modèles)

3.7.2 Validation du modèle complet lors de perturbations

Afin de vérifier la rapidité du contrôleur de vitesse, un échelon de couple de 11 N.m est appliqué 1.5 seconde après le démarrage de la machine. Comme dans l'exemple précédent, la machine est entraînée à vide jusqu'à 1000 RPM. La figure 60 montre que le régulateur réagit très rapidement afin de ramener la vitesse sur la consigne lorsque l'accélération est terminée ($t = 1$ s) et lors de la perturbation ($t = 1.5$ s). La deuxième courbe montre le courant nécessaire afin de maintenir le couple demandé, et la dernière forme d'onde présente le couple électromagnétique mesuré et de référence. Ce régulateur est non seulement efficace lors d'une perturbation à vitesse constante, mais il fournit d'excellents résultats lors du suivi de la trajectoire initiale. Ces résultats sont très convaincants et démontrent, encore une fois, qu'il est possible de calculer les gains d'un régulateur en se basant sur un modèle réduit.

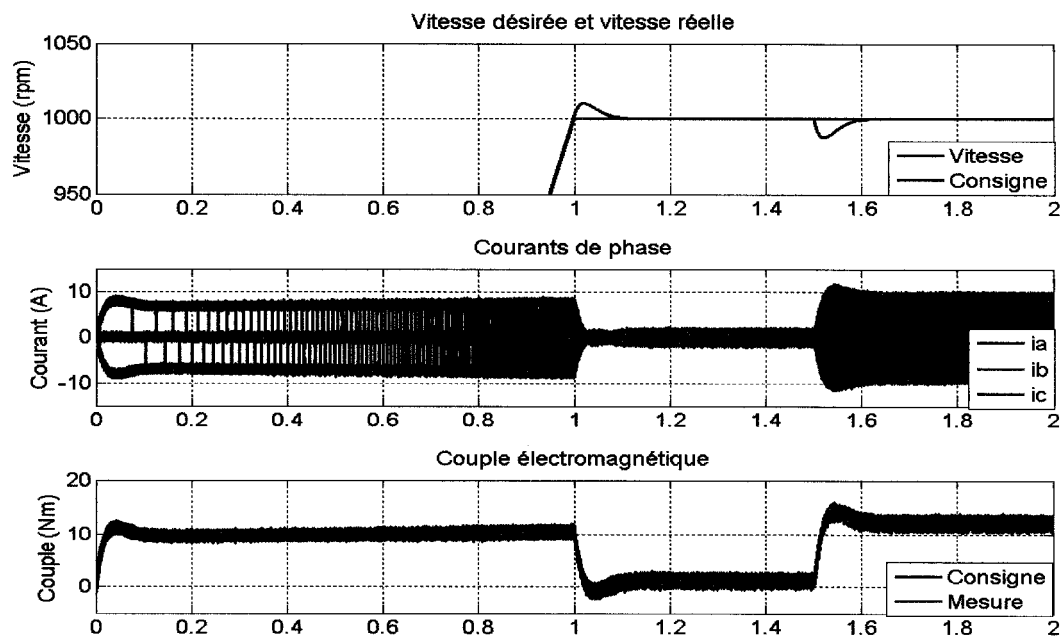


Figure 60 Résultats de simulation avec perturbation

3.7.3 Validation analytique de l'entraînement

Cette partie a pour objectif de vérifier le bon fonctionnement de l'entraînement en étudiant les formes d'ondes de la tension, du courant et du couple. Dans un premier temps, le synchronisme entre le courant et la tension est observé afin de vérifier s'il concorde avec ce qui a été établi à la section 3.2. Puis, la performance du régulateur de vitesse, qui fournit une référence de couple, est évaluée.

3.7.3.1 Validation de la commande de courant

La figure 61 illustre la synchronisation requise afin de produire un couple constant, comme détaillé à la section 3.2. La première courbe montre le courant de la phase "a" qui est appliqué lorsque la tension interne est maximale et ce, pendant 120° électrique. Le deuxième graphe démontre que le courant de phase est superposé au courant de référence. Cela a pour effet de produire un couple constant (troisième courbe), tel que prévu. Ces formes d'ondes sont obtenues à une vitesse constante (200 RPM) et pour un couple de charge constant (11 N.m).

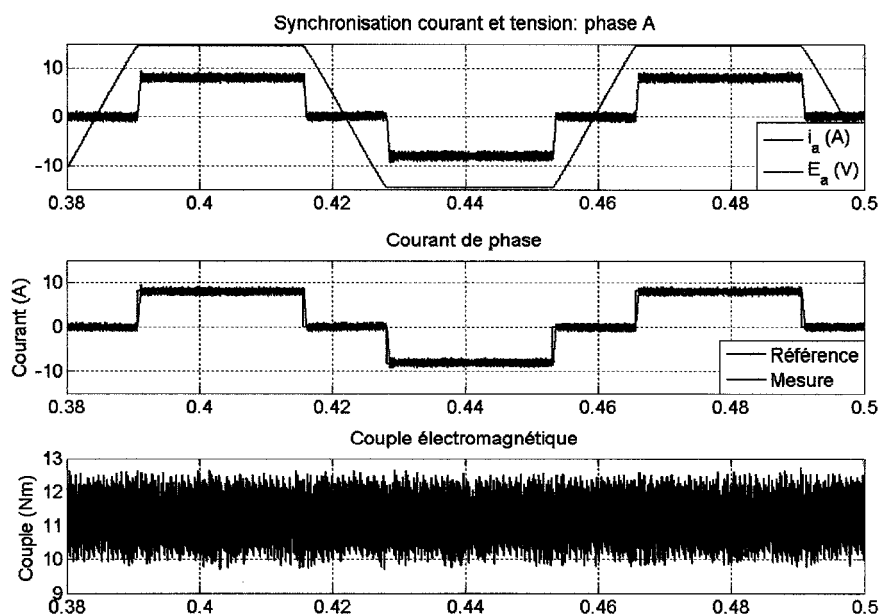


Figure 61 Vérification de la production du couple

L'amplitude crête de la tension interne de phase est de 14.66 V, ce qui confirme l'exactitude de la relation (3-2). En effet, pour une vitesse de 200 RPM, une MSAT ayant quatre paires de pôles et une constante de tension de 0.175, la tension crête est de:

$$e_a = 4 \cdot \left(0,175 \cdot \left(\frac{200}{30} \pi \right) \right) = 14,66V \quad (3-17)$$

De la même façon, l'amplitude du courant de phase correspondant au couple de charge de 11 N.m, est d'environ 8 A, comme l'a prédit la relation (3-1):

$$\tau_e = p(\lambda' \cdot i \cdot 2) = T_L + B \cdot \omega \quad (3-18)$$

$$i_a = \frac{T_L + B \cdot \omega}{p(\lambda \cdot 2)} = \frac{11 + 0,01 \cdot \frac{200}{30} \pi}{4(0,175 \cdot 2)} = 8A \quad (3-19)$$

3.7.3.2 Validation de la commande de vitesse

La figure 62 présente les performances du régulateur de vitesse lors d'une accélération de 1000 RPM/s jusqu'à 200 RPM et sous une charge constante de 11 N.m. Au démarrage, le couple de charge tend à faire tourner le rotor en sens inverse mais le régulateur de vitesse réagit rapidement afin d'augmenter le couple électromagnétique du moteur. Lorsque la vitesse de référence est obtenue, le contrôleur maintient simplement la vitesse et le couple demandé. Les deux dernières courbes montrent que le couple de référence, produit par le régulateur de vitesse, est parfaitement suivi par le couple électromagnétique de la machine. En effet, l'erreur entre les deux est attribuable à la bande d'hystérésis d'environ 2 ampères du régulateur de courant.

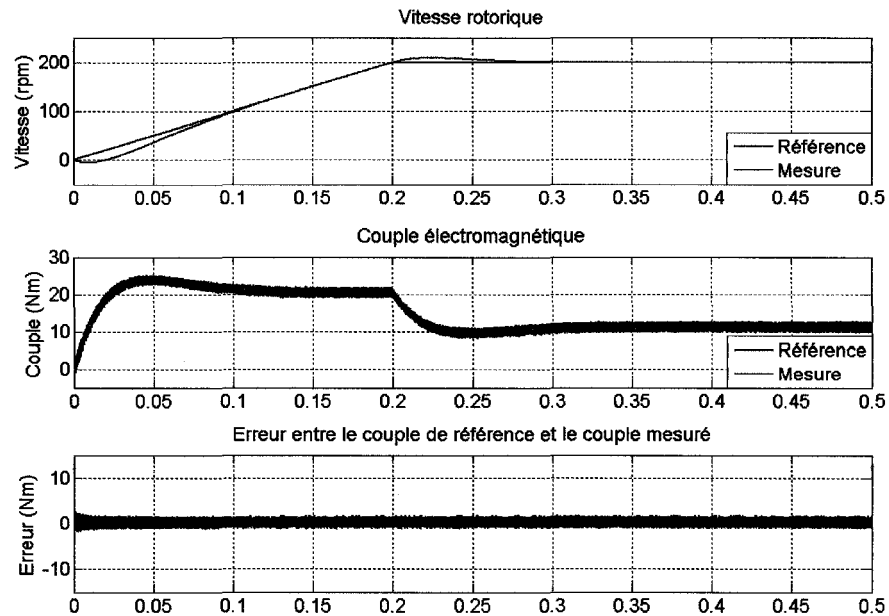


Figure 62 Performances du régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse fonctionne donc adéquatement et la référence de couple qu'il fournit est bien respectée par le régulateur de courant par hystérésis. De plus, les résultats obtenus ont permis de valider les relations développées à la section 3.2. Ces relations ont été primordiales dans l'élaboration du calculateur de gains du régulateur. Ces résultats démontrent que l'entraînement fonctionne correctement et qu'il peut maintenant être utilisé avec la certitude qu'il fournit des résultats qui concordent avec les paramètres fournis par l'utilisateur.

3.8 Conclusion

Quelque soit la méthode de contrôle de la MSAT, les éléments de l'entraînement électrique sont sensiblement les mêmes: la MSAT, le convertisseur de puissance et les régulateurs de vitesse et de courant. Ce chapitre a traité de la commande en courant qui permet un contrôle direct sur le couple de la machine. Dans un premier temps, l'étude de

la production du couple a été effectuée. Puis, le convertisseur de puissance ainsi que le décodage des signaux à effet Hall ont été élaborés. Le coeur de ce chapitre portait sur la commande de courant et sur l'entraînement AC7, qui ont été expliqués en détail. Étant donné que la fréquence de commutation du régulateur à hystérésis est variable, il est nécessaire de la limiter, à l'aide d'un module qui bloque les impulsions qui ne respectent pas une période minimale. Ensuite, un modèle réduit a permis la constitution d'un calculateur automatique de gains du contrôleur de vitesse. Finalement, une validation des résultats de simulation confirme que l'entraînement fonctionne correctement et que le calculateur de gains fournit de bons résultats.

L'entraînement basé sur un régulateur de courant à hystérésis module les impulsions envoyées au convertisseur, permettant le contrôle direct du courant. L'effort de commande du régulateur de vitesse sert directement de référence de couple. Le couple résultant est donc pratiquement constant et lorsque les gains du régulateur sont bien ajustés, il réagit rapidement pour compenser les perturbations.

Le point marquant de cette partie est le développement d'une méthode de calcul rigoureuse des gains des régulateurs. En effet, il a été démontré que l'ensemble MSAT-convertisseur (alimenté en courant) peut être approximé par le modèle de la MCC. À partir de cette approximation, les gains peuvent être déterminés par imposition des pôles. Cette approche est très importante car elle permettra éventuellement d'intégrer un calculateur automatique dans les modules "entraînements" de SPS. Finalement, d'excellents résultats de simulation démontrent clairement que l'approche utilisée est efficace et permet ainsi de vérifier l'exactitude du modèle de simulation de la MSAT et de l'entraînement AC7.

CHAPITRE 4

VALIDATION DE L'ENTRAÎNEMENT

4.1 Introduction

Les résultats de la section précédente ont permis de vérifier graphiquement et analytiquement les résultats de l'entraînement AC7. De plus, le modèle de la MSAT du chapitre 2 a été validé à l'aide d'un autre logiciel de simulation (PSIM). Par contre, aucune vérification à l'aide de fiches techniques des manufacturiers n'a été effectuée. Cet aspect est important car les résultats de simulation n'ont aucune signification s'ils ne représentent pas adéquatement la réalité.

Il existe plusieurs manufacturiers de MSAT qui fournissent les paramètres électromécaniques pour différentes puissances. Ces mêmes compagnies offrent, dans la majorité des cas, un entraînement adapté à ces moteurs et quelques-uns fournissent une courbe de performance de l'ensemble entraînement-MSAT. Ce graphe permet de connaître la relation qui existe entre le couple de charge maximum et la vitesse, pour une tension d'alimentation donnée. En traçant la courbe de l'entraînement AC7, avec les paramètres du manufacturier, il est alors possible de valider si le comportement en régime permanent est identique à celui du manufacturier.

Premièrement, la courbe couple-vitesse du manufacturier sera étudiée. Par la suite, un modèle simplifié de l'entraînement AC7, lorsque l'onduleur est saturé, sera élaboré en se basant sur le comportement de la MCC alimentée en tension. Les performances dynamiques de ce modèle simplifié seront comparées, ce qui permettra d'élaborer un modèle en régime permanent. À partir de ce modèle, la caractéristique couple-vitesse sera tracée et comparée avec la fiche technique. Finalement, quelques points d'opération de la courbe seront comparés avec les résultats de simulation de AC7.

4.2 Fiche technique du fabricant

La validation doit être effectuée à l'aide de données provenant du fabricant. La fiche technique des moteurs BOSS (Annexe 2) et celle des entraînements Minarik (Annexe 3) sont parfaitement adaptées à la problématique de ce travail. En effet, ces fiches révèlent clairement que la forme de la FCÉM est trapézoïdale et que le courant injecté est en créneaux. De plus, le fabricant présente la relation couple- vitesse de l'ensemble entraînement-MSAT. Il garantit le bon fonctionnement du système à l'intérieur de deux zones (continue et intermittente).

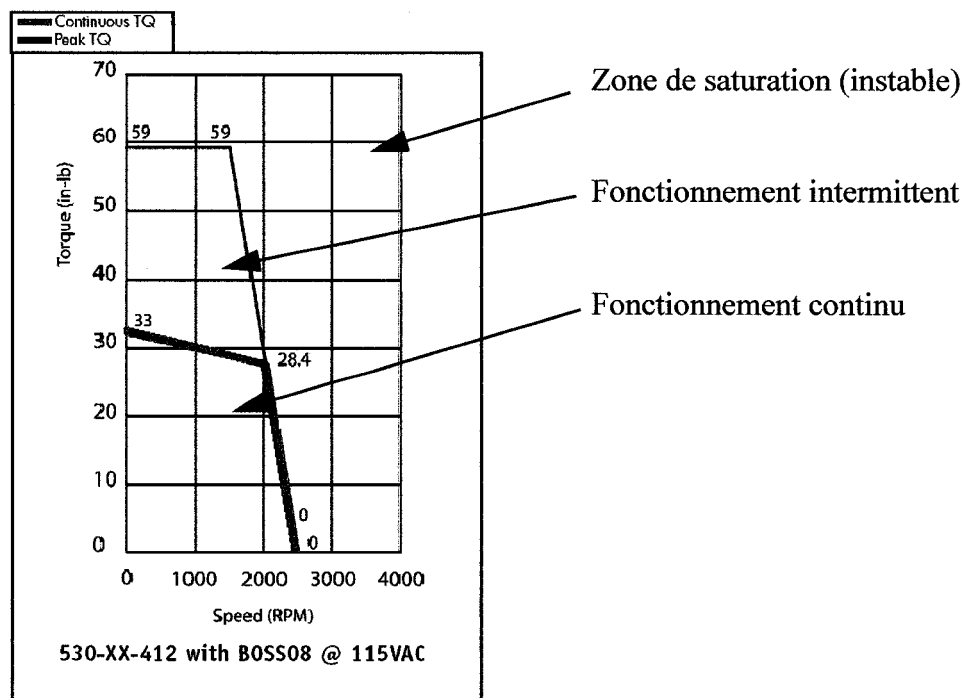


Figure 63 Caractéristique couple-vitesse

Il est alors intéressant de tenter de reproduire cette courbe à l'aide de l'entraînement AC7, afin de valider l'ensemble du travail accompli jusqu'ici. Pour ce faire, il est nécessaire d'étudier la limite du fonctionnement normal de l'entraînement.

4.3 Simplification du modèle de MSAT (mode saturé)

La relation couple-vitesse correspond à la limite du fonctionnement normal du système. Cette courbe peut être obtenue de façon expérimentale; à l'aide de plusieurs essais, les points limites sont relevés et la courbe est tracée. Cette méthode est laborieuse puisqu'il est nécessaire de visualiser la forme du courant pour chaque point d'opération afin de détecter le point limite. Par contre, il est possible de déterminer un modèle analytique, en régime permanent, de l'ensemble entraînement-MSAT afin de tracer la courbe en fonction des paramètres de la machine. Pour ce faire, l'étude du mode de saturation (mode en tension) doit être faite. Cela permet d'établir un modèle simplifié du système. Finalement, la relation couple-vitesse est déterminée à l'aide du modèle simplifié en régime permanent.

4.3.1 Mode tension (six pas)

La limite du fonctionnement normal correspond à la commande en tension, puisque le régulateur à hystérésis n'a plus d'emprise sur le courant. Il fait simplement appliquer une tension constante pendant 180 degrés afin d'augmenter le courant dans la machine (figure 64). Malheureusement, à cause de la vitesse élevée de la machine, celui-ci ne peut atteindre la consigne. Ce mode est appelé "mode tension" car des impulsions de tension sont appliquées pendant 180° électrique (il n'y a aucune modulation).

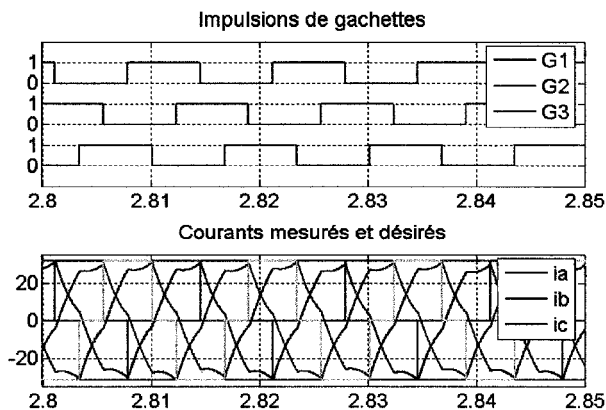


Figure 64 Onduleur en mode tension

Il est donc nécessaire d'étudier le comportement de l'entraînement à la frontière de ce mode d'opération, lorsque l'amplitude de la tension d'alimentation dicte la dynamique du système. Le modèle linéaire associé à la MCC (figure 50) sera utilisé dans son intégralité afin de comprendre la dynamique de ce mode de fonctionnement.

4.3.2 Simplification du modèle

Il a déjà été mentionné qu'en négligeant les ondulations du courant, la MSAT se comporte comme une machine CC. Ce constat est juste pour la commande en courant mais reste à démontrer pour le mode tension. Le schéma bloc du modèle linéaire en tension est le même que celui présenté à la section 3.6.1, figure 50. Afin de vérifier la similitude entre ce modèle linéaire et celle du modèle réel, une simulation a été effectuée sur une MSAT ayant les paramètres du tableau II.

L'entraînement AC7 est utilisé en fixant la rampe de vitesse et la limitation de couple à une valeur très élevée, afin de fournir une référence de couple impossible à respecter. Cela a pour effet de forcer la saturation de l'onduleur. Les résultats obtenus sont comparés à ceux du modèle linéaire en tension. La figure 65 montre que, pour une tension d'alimentation de 100 Vcc, la dynamique de la vitesse mécanique du modèle simplifié linéaire est beaucoup plus oscillatoire que celle du modèle réel AC7. L'approximation faite par le modèle linéaire alimenté tension semble donc être problématique car le modèle réel est plus amorti.

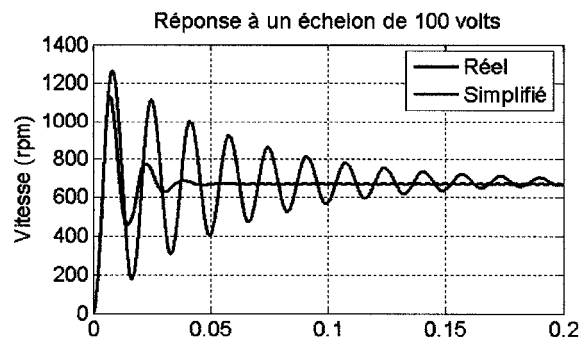


Figure 65 Réponse à l'échelon

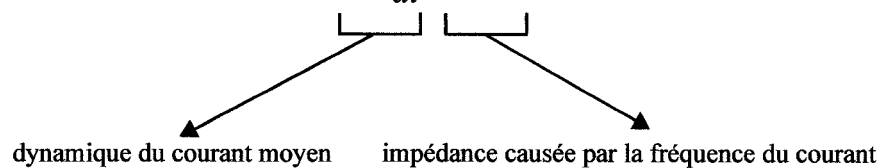
En réalité, une dynamique a été négligée dans l'élaboration du modèle linéaire. En effet, le courant du modèle de la MCC est constant en régime permanent or, il varie à une fréquence ω_e pour le modèle détaillé de AC7. Le modèle simplifié doit donc tenir compte de cette nouvelle dynamique. Reprenons les équations pour deux phases:

$$v_{ab} = R_s(i_a - i_b) + L_s\left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt}\right) + e_a - e_b \quad (4-1)$$

L'emphase doit être mise sur la dynamique des courants puisqu'ils varient à une fréquence ω_e . L'impédance équivalente, pour deux phases, permet de réécrire l'équation (4-1) sous la forme suivante en sachant que "i" est de forme rectangulaire et égal à : $i = i_a = -i_b$.

$$v_{dc} = 2R_s i + 2L_s \frac{di}{dt} + L_s \cdot i \cdot \omega_e + e \quad (4-2)$$

$$v_{dc} = 2R_s i + 2L_s \frac{di}{dt} + L_s p \omega i + e \quad (4-3)$$



La dynamique du courant est donc sous une forme non linéaire (4-4) puisque deux variables d'état du système (i et ω) sont multipliés, ce qui rend difficile l'analyse transitoire du modèle.

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{2L_s} [u - 2R_s i - L_s p \omega i] \quad (4-4)$$

avec $u = V_{cc} - e$

À partir de cette nouvelle représentation, le schéma bloc de la figure 50 devient:

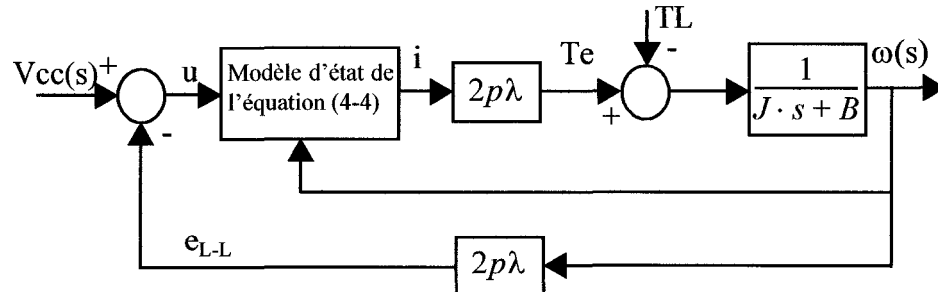


Figure 66 Schéma bloc simplifié non linéaire

Afin de vérifier l'exactitude du nouveau modèle élaboré, le même essai que celui de la figure 65 a été effectué. La dynamique du nouveau modèle simplifié non linéaire se rapproche maintenant de celle du modèle réel AC7, comme le représente la figure 67. La différence entre les deux courbes est causée par la forme du courant (qui n'est pas exactement de forme rectangulaire) et par la basse fréquence du courant lors du démarrage.

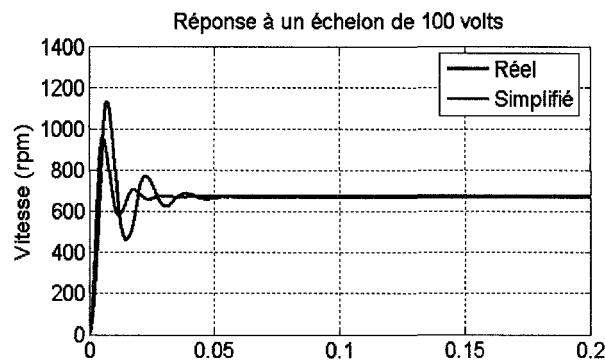


Figure 67 Réponse à l'échelon du modèle non linéaire

Par la suite, un échelon de couple de 11 N.m est appliqué à $t = 0.5$ s, lorsque la vitesse a atteint le régime permanent (à 100 Vcc). La figure 68 montre la réponse du système à cette perturbation pour le modèle linéaire et non linéaire. Le comportement de ce dernier s'apparente d'avantage à celui du modèle réel AC7 qu'à celui du modèle simplifié linéaire, ce qui confirme la justesse de ce nouveau modèle.

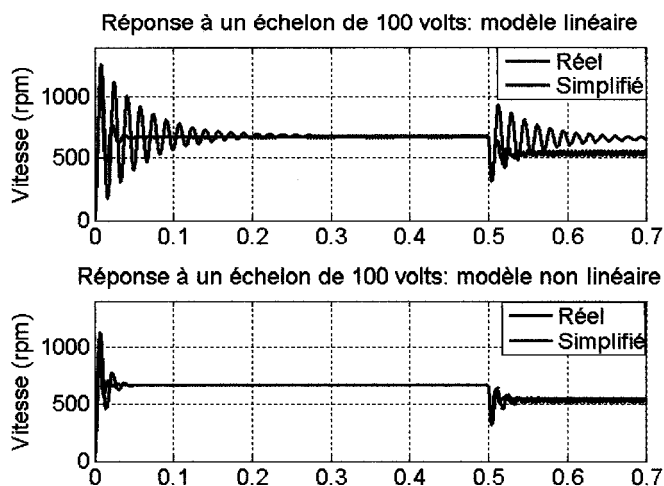


Figure 68 Réponse dynamique des deux modèles simplifiés

Le premier graphe de la figure 69 illustre les courants de phase pour le modèle réel, et le courant moyen du modèle simplifié non linéaire lors de la perturbation. La dynamique moyenne des courants suit adéquatement celle des courants triphasés. En effet, le deuxième graphique présente la similitude entre les courbes du couple pour les deux modèles.

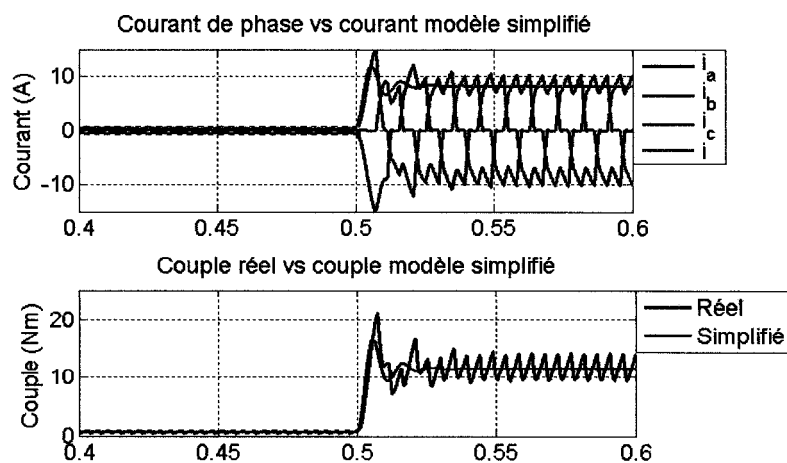


Figure 69 Comparaison du courant et du couple moyen (modèle non linéaire)

Finalement, une rampe de tension de 500 Vcc/s est appliquée aux trois modèles (réel, simplifié linéaire et simplifié non linéaire). À $t = 0.5$ s, un échelon de couple de 11 N.m permet de constater que le modèle non linéaire réagit comme le modèle réel.

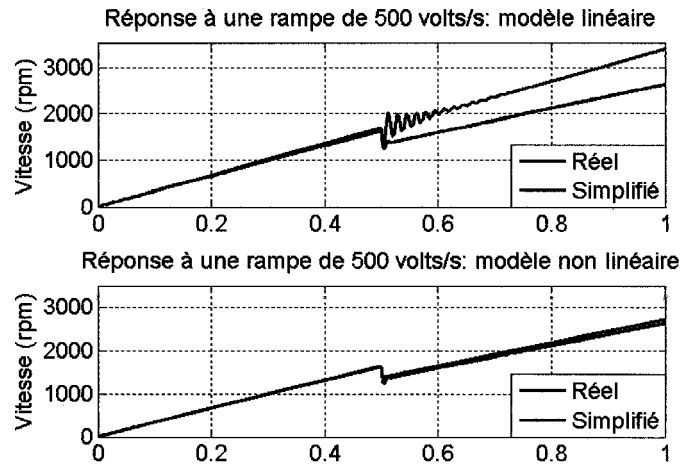


Figure 70 Réponse à une rampe en charge

Ce nouveau modèle dynamique non linéaire se comporte donc pratiquement comme le modèle réel AC7. Il ne peut malheureusement pas être utilisé pour une étude transitoire approfondie puisque l'analyse des systèmes non linéaires se fait, dans la majorité des cas, autour d'un point d'équilibre. Par contre, il servira dans l'élaboration du modèle en régime permanent, permettant ainsi d'établir la relation couple-vitesse.

4.3.3 Caractéristique couple-vitesse

À partir du modèle simplifié non linéaire, il est possible de tracer la relation couple-vitesse et de la comparer à celle du fabricant. Pour ce faire, il est nécessaire d'obtenir une représentation du couple maximal en régime permanent. L'équation (4-4) permet de déduire le courant en régime permanent suivant:

$$i_{max} = \frac{v_{dc} - 2\lambda\omega_e}{2R_s + L_s\omega_e} \quad (4-5)$$

Le couple de charge maximal en régime permanent est donné par:

$$\tau_m = \tau_e - B \cdot \omega \quad (4-6)$$

En connaissant la tension appliquée à la machine, il est possible d'obtenir la relation du couple de charge maximal en fonction de la vitesse de la machine:

$$\tau_m(max) = 2\lambda p \left(\frac{v_{dc} - 2\lambda\omega_e}{2R_s + L_s\omega_e} \right) - B \cdot \omega \quad (4-7)$$

Afin d'assurer le bon fonctionnement de l'entraînement, un facteur de sécurité de 10% est retranché du courant maximum pour compenser les ondulations de couple, qui ne sont pas considérées dans le modèle réduit. L'équation (4-7), peut alors s'écrire:

$$\tau_m(max) = 0,9 \cdot 2\lambda p \left(\frac{v_{dc} - 2\lambda\omega_e}{2R_s + L_s\omega_e} \right) - B \cdot \omega \quad (4-8)$$

À l'aide des paramètres de la fiche technique du manufacturier "Boss", la courbe couple-vitesse est tracée et comparée à la courbe de la fiche.

BOSS Motor Specifications *												
Model No.	Max Terminal Voltage (VDC)	Max No Load Speed (RPM)	Torque		Current		Res. (ohms)	Ind. (mH)	Inertia (in-lb ²)	Cont. Torque with BOSS08 Drive (in-lb)*	Therm. (°C/W)	Weight (lb)
			Peak (in-lb)	Cont. (in-lb)	Peak (A)	Cont. (A)						
530-XX-412(N)	260	6000	94	33	30	8.8	1.29	6.9	.0025	28.4	.79	15

Figure 71 Paramètres du manufacturier

Les paramètres requis pour l'équation (4-8) sont donnés par:

- Paramètres électriques : $R_s = 1.29 / 2$ (Ω) et $L_s = 6.9 / 2$ (mH)
- Constante de couple: $k_t = (33 * 0.113) \text{ N.m} / 8.8 \text{ A} = 0.424 \text{ (N.m / A)}$
- Nombre de paires de pôles: $p = 2$ (typique pour un moteur de 6000 RPM)
- Constante de flux: $\lambda = k_t / (2 * p) = 0.424 / 4 = 0.106 \text{ (Wb)}$
- Frottement visqueux: $B = 2.5e-6 \text{ (N.ms)}$ (obtenu à partir d'autres moteurs similaires)

- f. Limitation de couple (continu) : $\tau_{\text{limit c}} = (30 * 0.113) \text{ N.m}$ (provient de la limitation de courant de l'entraînement BOSS08AC-1Q de l'annexe 3 : $i(\text{max}) = 8 \text{ A}$)
- g. Limitation de couple (crête) : $\tau_{\text{limit p}} = (59 * 0.113) \text{ N.m}$ (provient de la limitation de courant de l'entraînement BOSS08AC-1Q de l'annexe 3 : $i(\text{peak}) = 16 \text{ A}$)

Le graphique 72 compare le résultat de l'équation (4-8) à celui de la courbe du manufacturier. Les résultats sont très concluants car les courbes sont presque identiques. La différence se situe au niveau de la limitation de couple. La partie supérieure de la courbe (par exemple, de 0 à 2000 RPM pour le couple continu) est donnée par la limitation de couple de l'entraînement. Or le graphique du manufacturier indique que le couple maximum à 0 RPM est de 33 lbs-po, ce qui ne correspond pas à la limite de l'entraînement, qui devrait être autour de 30 lbs-po. Pour ce qui est de la deuxième courbe (couple crête), elle concorde parfaitement avec la courbe du manufacturier. Cela indique qu'il y a peut-être une erreur dans la courbe continue de la fiche technique. Pour ce qui est de la deuxième portion de la courbe (celle qui nous intéresse), qui est donnée par la saturation de l'onduleur (équation (4-7)) à 110 Vcc, elle coïncide parfaitement.

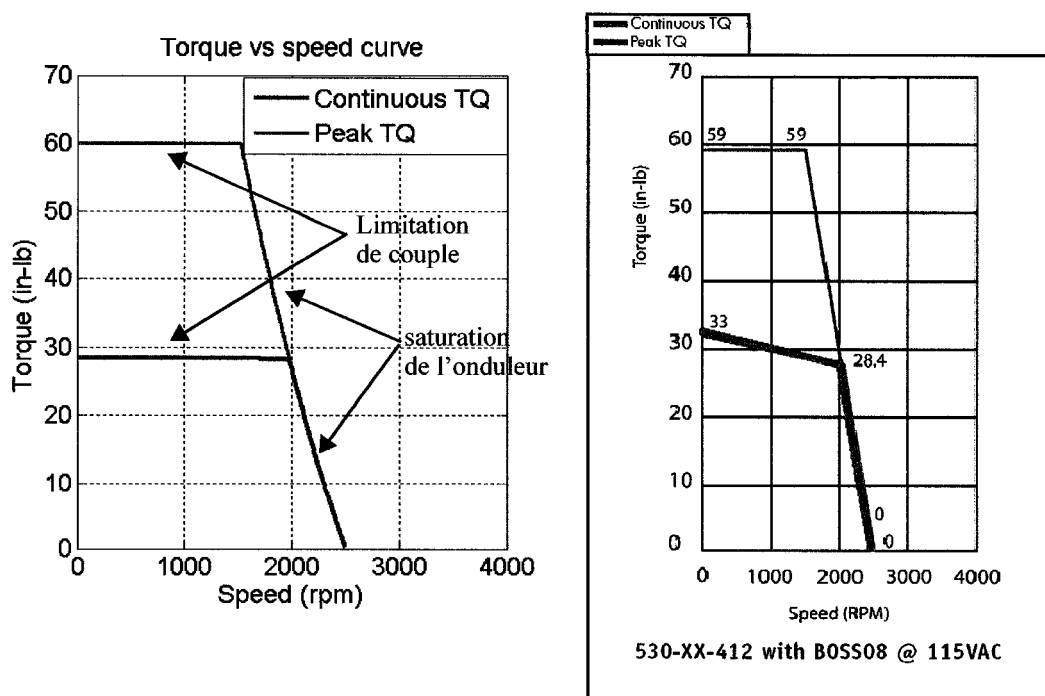


Figure 72 Caractéristique couple-vitesse

Il est important de bien comprendre l'utilité de la caractéristique couple-vitesse. La zone de fonctionnement normale signifie qu'il est possible d'utiliser correctement l'entraînement en courant (chapitre 3), c'est-à-dire en contrôlant parfaitement le courant demandé. Dépassé le point de la limitation de couple, le courant est respecté mais la vitesse ne peut pas atteindre la consigne donnée. La zone qui nous intéresse est plutôt celle de la saturation de l'onduleur puisque l'entraînement se comporte en convertisseur six-pas (alimentation en tension).

4.4 Validation des résultats

Cette section a pour but de vérifier la courbe de performance (caractéristique couple-vitesse) de la figure 72 avec celle de l'entraînement AC7. Quelques points seront testés à l'intérieur et à l'extérieur de la zone de fonctionnement normale pour évaluer la correspondance entre la courbe et le comportement de l'entraînement. La limite de couple du régulateur de vitesse de l'entraînement AC7 est fixée à 59 lbs-po.

4.4.1 Vitesse de 1750 RPM

Les résultats qui suivent sont obtenus à une vitesse constante de 1750 RPM. Au temps $t = 1$ s, un échelon de couple est appliqué et les courbes du courant, de la vitesse et du couple sont relevées.

4.4.1.1 Charge de 42 lbs-po (frontière)

La figure 73 montre que le courant est en dents de scie mais que le régulateur réussit, après un certain temps, à corriger l'erreur de vitesse. Cette forme du courant est normale et est due à la vitesse élevée de la machine [19]. Cela correspond à la limite de la saturation de l'onduleur. Évidemment, ce point de fonctionnement n'est pas souhaitable puisque le régulateur n'a plus de marge de manoeuvre.

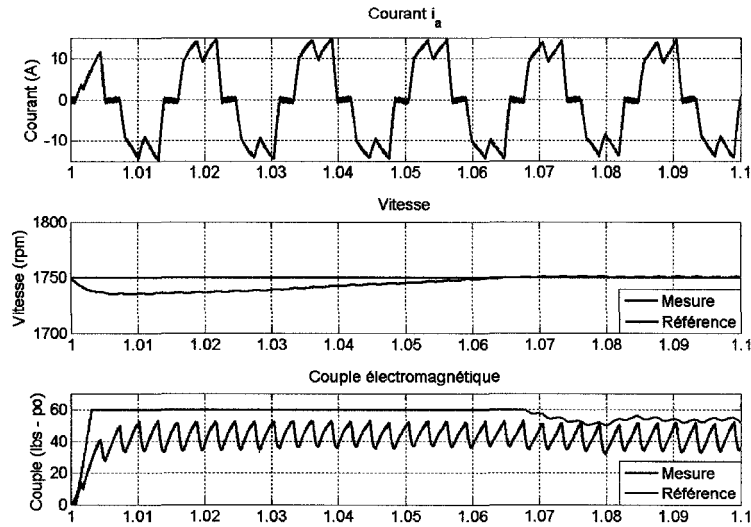


Figure 73 Limite de fonctionnement: 42 lbs-po @ 1750 RPM

4.4.1.2 Charge de 50 lbs-po (onduleur saturé)

Selon la courbe de la figure 72, il est impossible de maintenir une vitesse de 1750 RPM pour cette charge. Cette affirmation est validée par la figure suivante, puisque le couple électromagnétique ne peut rejoindre la consigne car l'onduleur est saturé. Cela a pour conséquence de ralentir le moteur jusqu'à un nouveau point de fonctionnement.

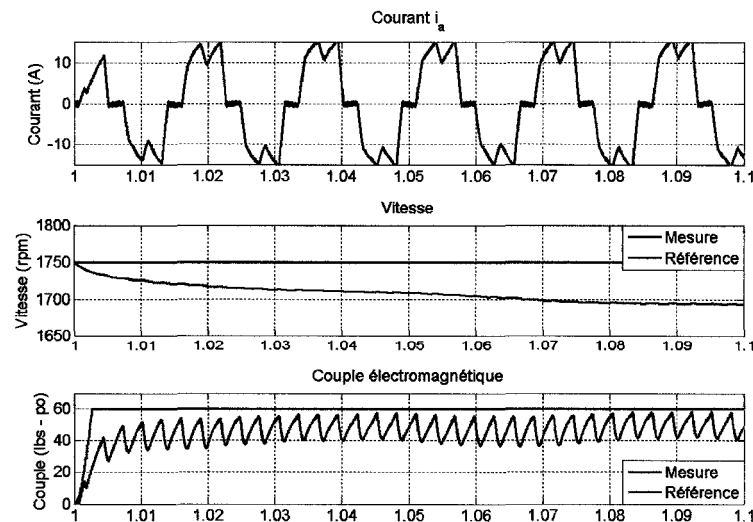


Figure 74 Limite dépassée: 50 lbs-po @ 1750 RPM

4.4.1.3 Charge de 10 lbs-po (fonctionnement normal)

Pour cette charge, la figure 75 démontre que le système est en fonctionnement normal puisque le régulateur de vitesse réussit à maintenir la consigne de 1750 RPM. Le courant est en créneaux et le couple électromagnétique correspond à la référence.

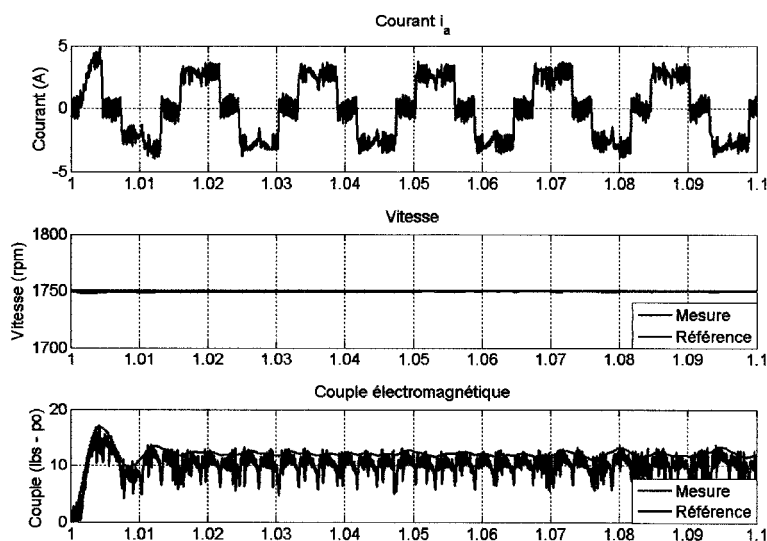


Figure 75 Mode normal: 10 lbs-po @ 1750 RPM

4.4.2 Vitesse de 2150 RPM

La MSAT est maintenant entraînée à 2150 RPM sans charge. Au même temps ($t = 1$ s), différentes charges sont appliquées à l'intérieur et à l'extérieur de la zone normale afin de vérifier si ce point de fonctionnement de l'entraînement correspond à celui de la courbe de la figure 72.

4.4.2.1 Charge de 15 lbs-po (frontière)

La figure 76 montre effectivement que l'entraînement est à la limite de la saturation puisque le régulateur réussit, de peine et de misère, à maintenir la consigne.

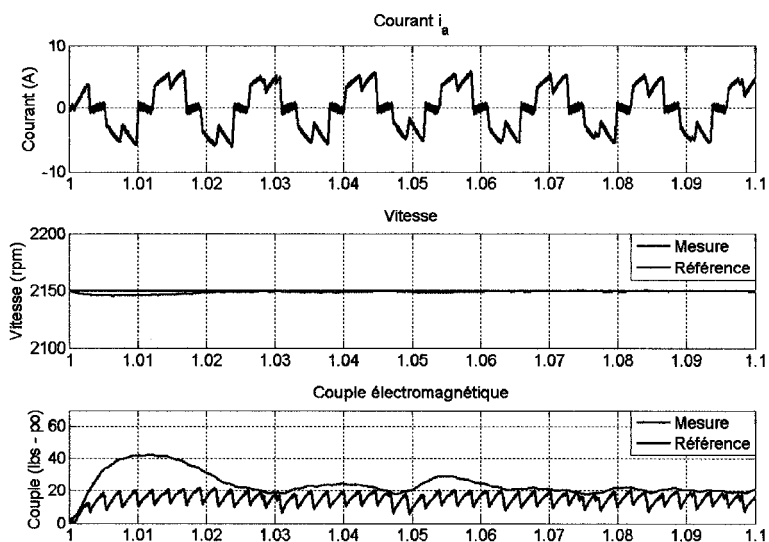


Figure 76 Limite de fonctionnement: 15 lbs-po @ 2150 RPM

4.4.2.2 Charge de 20 lbs-po (onduleur saturé)

Étant donné que cette charge est trop élevée pour cette vitesse, l'onduleur sature et n'est plus capable de maintenir la référence donnée.

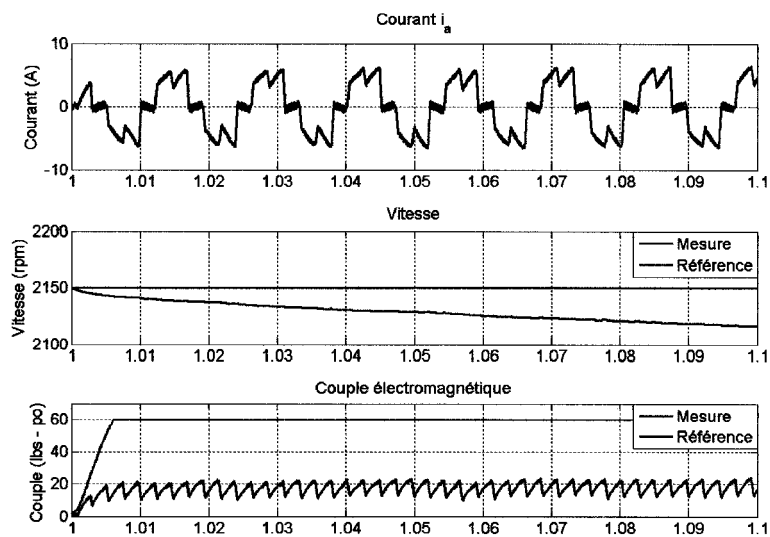


Figure 77 Limite dépassée: 20 lbs-po @ 1750 RPM

4.4.2.3 Charge de 5 lbs-po (fonctionnement normal)

Lorsque la charge est à l'intérieur de la zone de fonctionnement normale (figure 78), le régulateur maintient parfaitement la vitesse de référence car le couple électromagnétique suit le couple demandé correctement.

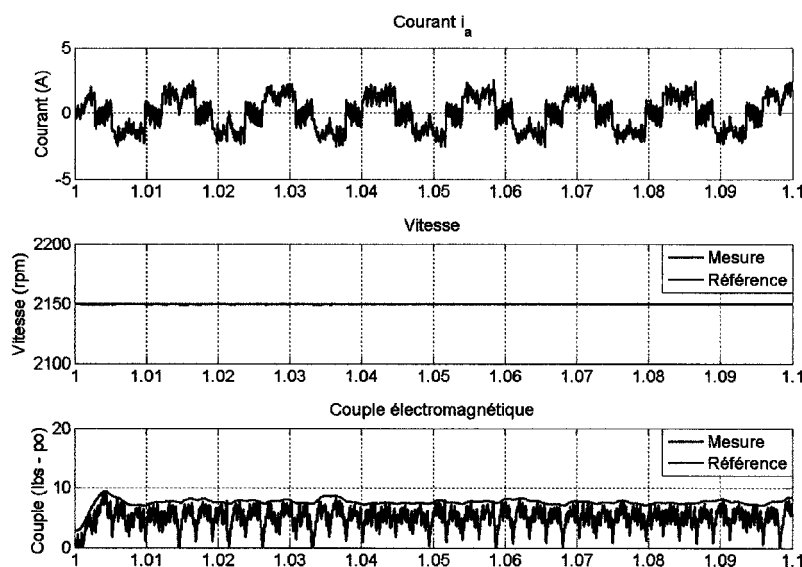


Figure 78 Mode normal: 5 lbs-po @ 1750 RPM

La caractéristique couple-vitesse de l'entraînement AC7 est donc identique à celle du fabricant et à celle obtenue avec l'équation (4-8). Cela signifie deux points importants: premièrement, l'entraînement AC7, avec les paramètres du fabricant, a la même caractéristique couple-vitesse que la fiche technique. Deuxièmement, l'utilisateur peut maintenant générer sa courbe personnelle en entrant ses propres paramètres de MSAT. Cela lui indiquera les limites du fonctionnement de son système.

4.5 Conclusion

La validation d'un modèle de simulation est une étape primordiale dans le développement d'outils informatiques comme SPS. Les modèles développés doivent se rapprocher du comportement physique. Dans le cas présent, la complexité de l'entraînement AC7 rend difficile sa validation. Il est par contre possible de se baser sur les fiches techniques des manufacturiers pour vérifier le comportement en régime permanent du système.

Ce chapitre est en fait une synthèse des deux derniers chapitres, puisqu'une méthode de validation innovatrice a permis de confirmer le bon fonctionnement de l'ensemble entraînement-MSAT. En effet, un nouveau modèle simplifié non linéaire a été élaboré et son fonctionnement dynamique est quasi identique à celui du système réel. Ce modèle, en régime permanent, a permis d'obtenir une relation analytique du couple de charge maximal, en fonction de la vitesse et de la tension d'alimentation. La courbe résultante est similaire à celle du manufacturier pour les mêmes paramètres.

Plusieurs essais ont démontré que le comportement de l'entraînement AC7 est analogue au comportement prédit par la courbe couple-vitesse. En effet, différents points de fonctionnement sur la courbe correspondent exactement aux points de l'entraînement simulé.

Le développement de cet outil a permis de valider avec succès le fonctionnement global du système AC7. De plus, cet outil pourra éventuellement être mis à la disposition des utilisateurs afin qu'ils puissent tracer leurs propres courbes en fonction des paramètres dont ils disposent, ce qui rend l'approche développée intéressante.

CHAPITRE 5

ENTRAÎNEMENT À VALEURS MOYENNES

5.1 Introduction

Les entraînements électriques sont généralement constitués d'onduleurs alimentés en tension et commandés en courant, comme celui décrit à la section 3.5.1. Ce type d'entraînement est basé sur des régulateurs de courant à hystérésis dont la fréquence de commutation est variable. Cette fréquence, qui se situe autour de 10 kHz, nécessite l'utilisation d'un pas de calcul très faible (de l'ordre de la microseconde) afin de maintenir une bonne précision. Cela a pour conséquence d'augmenter la charge de calcul du processeur donc, d'augmenter le temps de simulation.

Ce faible pas de calcul est nécessaire lorsqu'il est essentiel d'étudier les phénomènes inhérents à cette haute fréquence sur le courant. Par contre, pour les utilisateurs qui ne désirent pas observer cette manifestation mais qui souhaitent visualiser le comportement moyen de l'entraînement, un modèle à valeurs moyennes peut accomplir la tâche efficacement. Cela aura pour effet d'augmenter le pas de calcul d'un facteur de plus ou moins 20, ce qui rendra son utilisation fort intéressante.

Ce chapitre sera composé de trois sections. En premier lieu, l'étude complète de l'onduleur détaillé sera réalisée en fonctionnement normal et en mode saturé. Par la suite, le modèle simplifié sera élaboré pour représenter les trois modes d'opérations. Finalement, la comparaison des résultats et des temps de calcul des deux modèles sera effectuée.

5.2 Onduleur détaillé

5.2.1 Fonctionnement normal

Lorsque l'onduleur n'est pas saturé, le courant circulant dans le moteur est présumé égal au courant de référence, puisqu'un régulateur à hystérésis est utilisé. La figure 79 montre le courant désiré par rapport au courant mesuré. À première vue, le courant circulant dans le moteur semble identique au courant de référence.

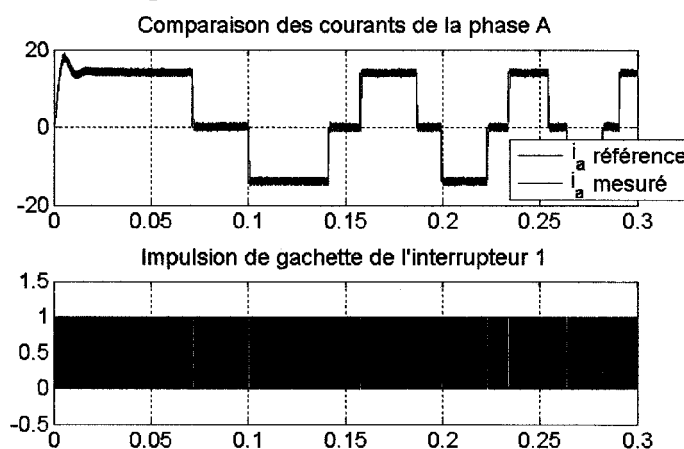


Figure 79 Courant obtenu par le régulateur hystérésis

Par contre, lorsque la zone de transition est agrandie, un phénomène intéressant peut être observé. En réalité, il est impossible d'imposer un courant parfaitement rectangulaire, dû à l'inductance de la machine. C'est pourquoi le courant augmente de façon quasi-linéaire jusqu'à la valeur désirée.

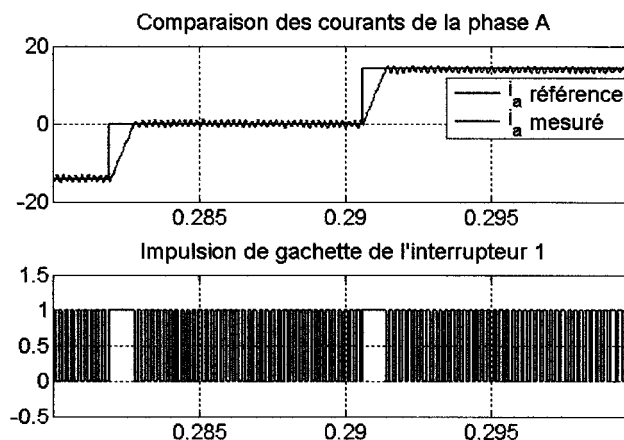


Figure 80 Zone de transition du courant

La dynamique du courant doit donc être étudiée afin de caractériser la variation du courant pour chacune des phases. La figure 81 montre les trois courants de phase.

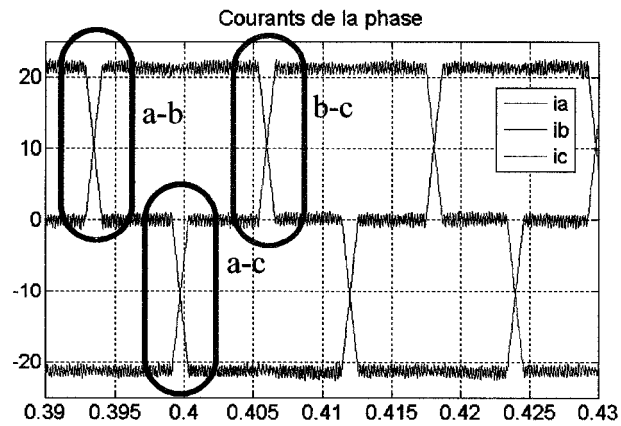


Figure 81 Courants de phase

Il existe donc trois types de transitions possibles, soit les transitions entre les phases "a" et "b", entre les phases "b" et "c" et finalement entre les phases "a" et "c". Pendant ces passages, la dérivée moyenne de la troisième phase est nulle. Cette hypothèse servira à déterminer le taux de variation du courant dans la machine. Les équations dynamiques sont obtenues à partir de la représentation électrique de la figure 82.

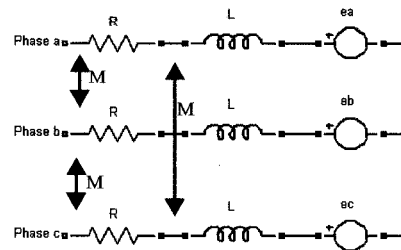


Figure 82 Représentation électrique

Les équations différentielles tenant compte des tensions ligne à ligne sont données par:

$$v_{ab} = R_s(i_a - i_b) + L_s \left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right) + e_a - e_b \quad (5-1)$$

$$v_{bc} = R_s(i_b - i_c) + L_s\left(\frac{di_b}{dt} - \frac{di_c}{dt}\right) + e_b - e_c \quad (5-2)$$

$$v_{ac} = R_s(i_a - i_c) + L_s\left(\frac{di_a}{dt} - \frac{di_c}{dt}\right) + e_a - e_c \quad (5-3)$$

Lorsqu'il se produit une transition, la tension du bus CC est appliquée à la première phase afin d'augmenter son courant, tandis que l'autre phase est mise à la masse afin de diminuer son courant. Par exemple, pour une transition entre "a" et "b", la tension du bus est appliquée entre la phase "a" et "b". Une tension moyenne sur la phase "c" permet quant à elle, de maintenir le courant constant dans cette phase. La figure 83 présente les tensions de phase appliquées lors des transitions.

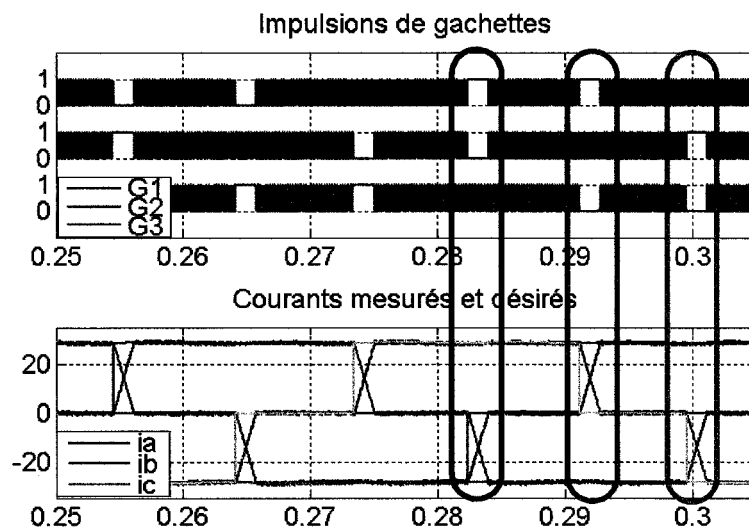


Figure 83 Tensions de phase

Les équations différentielles pour chacune des transitions sont donc définies comme suit:

a. Transition a-b : $\frac{di_c}{dt} = 0 \rightarrow \frac{di_b}{dt} = -\frac{di_a}{dt}$

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2L_s} [v_{ab} - R_s(i_a - i_b) - (e_a - e_b)] \quad (5-4)$$

$$\text{b. Transition b-c: } \frac{di_a}{dt} = 0 \rightarrow \frac{di_c}{dt} = -\frac{di_b}{dt}$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{2L_s} [v_{bc} - R_s(i_b - i_c) - (e_b - e_c)] \quad (5-5)$$

$$\text{c. Transition a-c: } \frac{di_b}{dt} = 0 \rightarrow \frac{di_c}{dt} = -\frac{di_a}{dt}$$

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{2L_s} [v_{ac} - R_s(i_a - i_c) - (e_a - e_c)] \quad (5-6)$$

Les tensions ligne à ligne sont données directement par le produit du signe des dérivées des courants désirées et de la tension du bus CC.

$$v_{ij} = v_{dc} \cdot \text{sign} \left(\frac{di_i^*}{dt} - \frac{di_j^*}{dt} \right) \begin{cases} ij = ab \\ ij = bc \\ ij = ac \end{cases} \quad (5-7)$$

5.2.2 Fonctionnement en mode saturé

La saturation de l'onduleur est obtenue lorsque le courant demandé ne peut être maintenu car la tension d'alimentation est trop faible pour fournir ce courant. Ce phénomène apparaît lorsqu'un couple trop élevé est demandé afin de maintenir une vitesse de référence. En temps normal, pour contrer ce problème, la vitesse ou le couple doit être diminué ou la tension du bus CC doit être augmentée.

Pour l'entraînement à courants en créneaux, il existe trois types de saturation; le premier est celui qui limite le taux de variation du courant dans la machine, tel que présenté à la section 5.2.1. Le deuxième type de saturation est nommé "partielle" car le régulateur à hystérésis conserve quand même une emprise sur le courant. Ce phénomène apparaît lorsqu'un faible couple est demandé mais que la vitesse est élevée. Finalement, la saturation globale est obtenue lorsque le couple demandé est trop grand pour la vitesse du moteur. À ce moment, le régulateur à hystérésis ne contrôle plus le courant et il agit comme une commande "six pas" en tension.

5.2.2.1 Saturation partielle

L'exemple de la transition entre les phases "a" et "c" a été choisi pour illustrer le phénomène de saturation partielle (figure 84). Cette transition est constituée de deux zones.

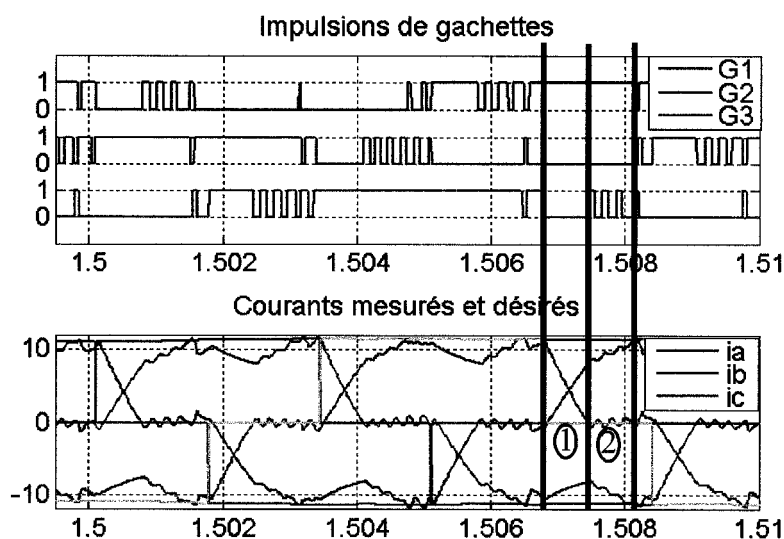


Figure 84 Saturation partielle

Pour la première zone (1), la tension du bus est appliquée à la phase "a" afin d'augmenter son courant. La phase "c" est, quant à elle, mise à la masse afin de diminuer son courant. Finalement, la phase "b" est maintenue à la masse, car le fait de mettre la phase "c" à la masse tend à faire diminuer le courant dans la phase "b". Il se produira donc un transfert de courant entre la phase "b" et "c", ce qui aura pour effet de diminuer la pente du courant dans la phase "a". L'étude de la dynamique des courants n'est donc plus aussi directe que celle traitée à la section 5.2.1. En effet, cette dernière traitait d'une transition lorsque la dérivée moyenne de la troisième phase était nulle. Dans le cas présent, il y a une dynamique non négligeable dans cette troisième phase. La dynamique des courants sera donc donnée par la modélisation faite à la section 2.3. Ces équations sont réécrites afin de faciliter la compréhension (eq. (5-8) à (5-10)).

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{3L_s} [2v_{ab} + v_{bc} - 3R_s i_a - 2e_a + e_b + e_c] \quad (5-8)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{1}{3L_s} [-v_{ab} + v_{bc} - 3R_s i_b + e_a - 2e_b + e_c] \quad (5-9)$$

$$\frac{di_c}{dt} = -\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \quad (5-10)$$

Dans le cas de l'exemple abordé auparavant (transition a -> c), les tensions v_{ab} et v_{bc} sont données par: $v_{ab} = v_{dc}$ et $v_{bc} = 0$. À la fin de la zone 1, le courant dans la phase "c" est maintenu à 0 mais celui de la phase "a" n'a pas encore atteint la référence. À ce moment (zone 2), la dynamique des courants revient à une étude sur deux phases comme celle traitée à la section 5.2.1. La dynamique des courants sera donc donnée par les équations (5-4) à (5-6). Dans l'exemple, étant donné que la variation moyenne dans la phase "c" est nulle, l'équation (5-4) sera utilisée pour obtenir la variation des courants des phases "a" et "b".

Évidemment, le même raisonnement est utilisé pour les deux autres transitions et pour les cas où la tension de ligne est négative. Le lecteur peut donc s'imaginer la logique imposante qui doit être utilisée afin de sélectionner la bonne transition et le bon mode d'opération. Cette logique sera entièrement détaillée à la section 5.3.

5.2.2.2 *Saturation globale*

Lorsque le couple demandé est trop important pour la vitesse de la machine, il se produit ce qui est appelé la saturation complète de l'onduleur. À ce moment, le courant n'atteint plus la référence et est décalé par rapport au courant de référence. Le régulateur à hystérésis applique des impulsions déphasées de 120 degrés électriques, comme dans le cas d'un régulateur six pas. La figure 85 montre le début de la saturation, lorsque le

régulateur à hystérésis contrôle encore le courant, et la saturation complète, lorsque ce dernier agit comme un régulateur six-pas.

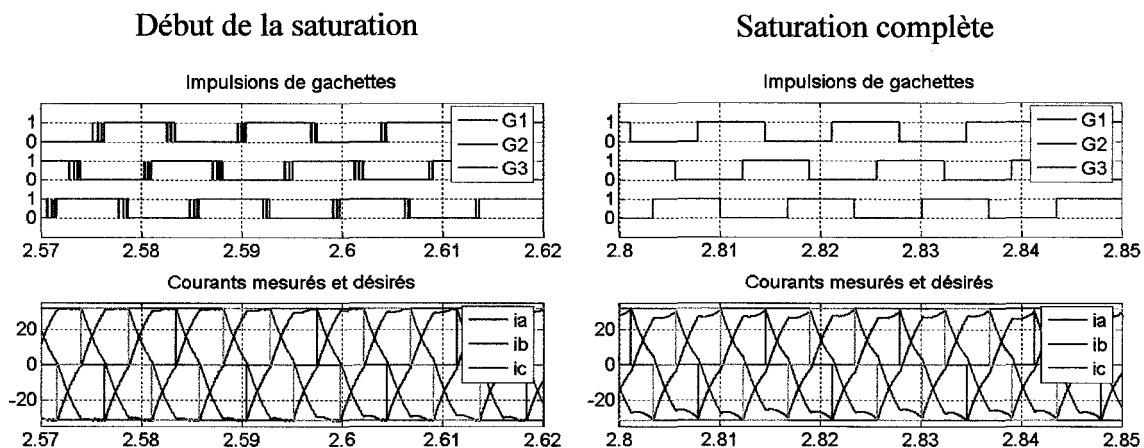


Figure 85 Saturation globale

La dynamique des courants est donnée par les équations (5-8) à (5-10). Rappelons que les tensions de ligne nécessaires à l'utilisation de ces équations sont données par l'équation (5-7).

5.3 Onduleur simplifié

Cette section traite de la simplification de l'onduleur triphasé à deux niveaux. Pour assurer son bon fonctionnement, l'entrée de commande de l'onduleur doit être modifiée.

La figure 86 montre la différence entre les entrées des deux onduleurs:

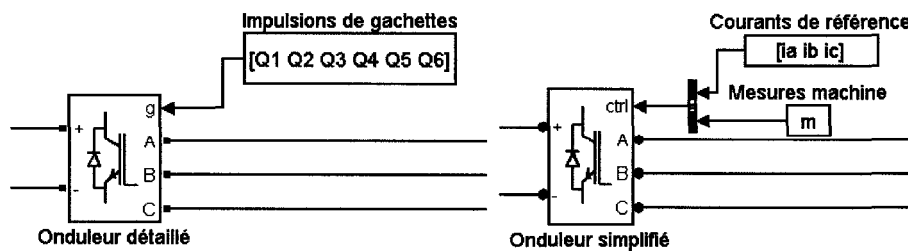


Figure 86 Onduleurs détaillé et simplifié

Le schéma de principe de l'onduleur simplifié est présenté à la figure 87. Cet onduleur utilise uniquement deux sources de tension pour commander le moteur. L'avantage d'utiliser des sources de tension au lieu des sources de courant, est d'éliminer les résistances de sortie nécessaires à ces dernières sources. Ces résistances sont difficiles à dimensionner et la perte de puissance dans celles-ci doit être compensée. Cela introduit de l'instabilité dans la chaîne de commande qui se traduit généralement par l'ajout de filtres.

La pente des courants de référence, provenant du contrôleur de courant, est limitée en fonction du mode de saturation. À partir de ces courants, il est possible de calculer les tensions correspondantes à l'aide du modèle dynamique de la machine. Ce modèle (équations (2-6) et (2-7)) a été élaboré à la section 2.3.

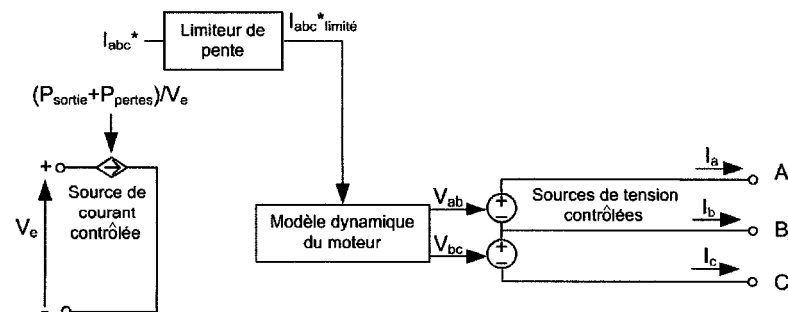


Figure 87 Schéma de principe de l'onduleur simplifié

La figure 88 représente le diagramme interne de l'onduleur simplifié. Celui-ci se décompose en deux parties. La première permet de commander les sources de tension qui seront appliquées au moteur, tandis que la deuxième permet d'extraire le courant du côté CC par un bilan de puissance.

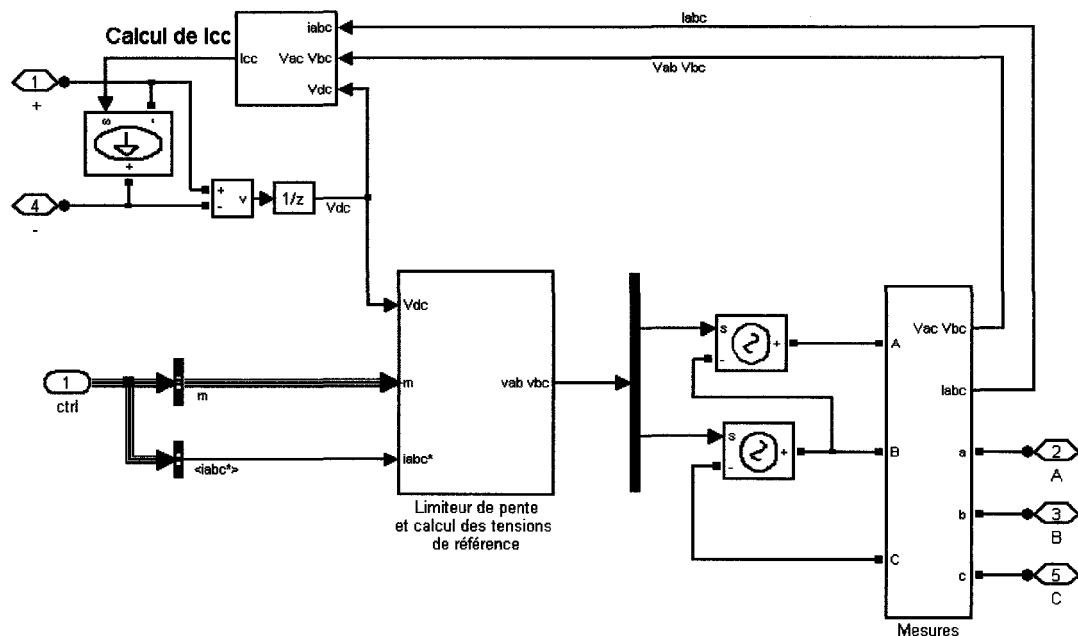


Figure 88 Schéma complet de l'onduleur simplifié

Module "Limiteur de pente et calcul des tensions de référence"

Ce sous-système permet de limiter la pente du courant en fonction des conditions particulières d'opérations. Ces pentes maximales proviennent des résultats obtenus à partir des équations (5-4) à (5-10). Ces dérivées maximums sont alors appliquées à un limiteur de pente dynamique qui limite le courant de référence, tel que montré par la figure 89. Finalement, les tensions de référence sont calculées à partir du modèle dynamique de la machine.

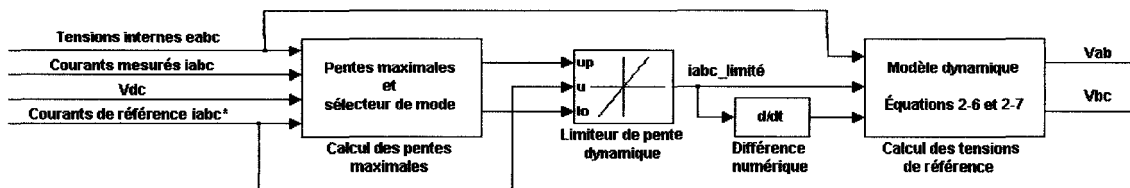


Figure 89 Limiteur de pente dynamique

5.3.1 Calcul des pentes maximales

Ce module (figure 90, encadré rouge) est divisé en trois grandes sections. La première partie est utilisée afin de calculer les pentes maximales à appliquer, lorsque la dérivée de la troisième phase est nulle. Ce bloc est sollicité en mode normal d'opération (section 5.2.1) et dans la deuxième étape de la saturation partielle (section 5.2.2.1). La deuxième section est, quant à elle, utilisée lorsque la dérivée de la troisième phase est non nulle (première étape de la saturation partielle de la section 5.2.2.1 et saturation globale de la section 5.2.2.2). Finalement, la troisième partie permet de sélectionner entre ces deux derniers modules.

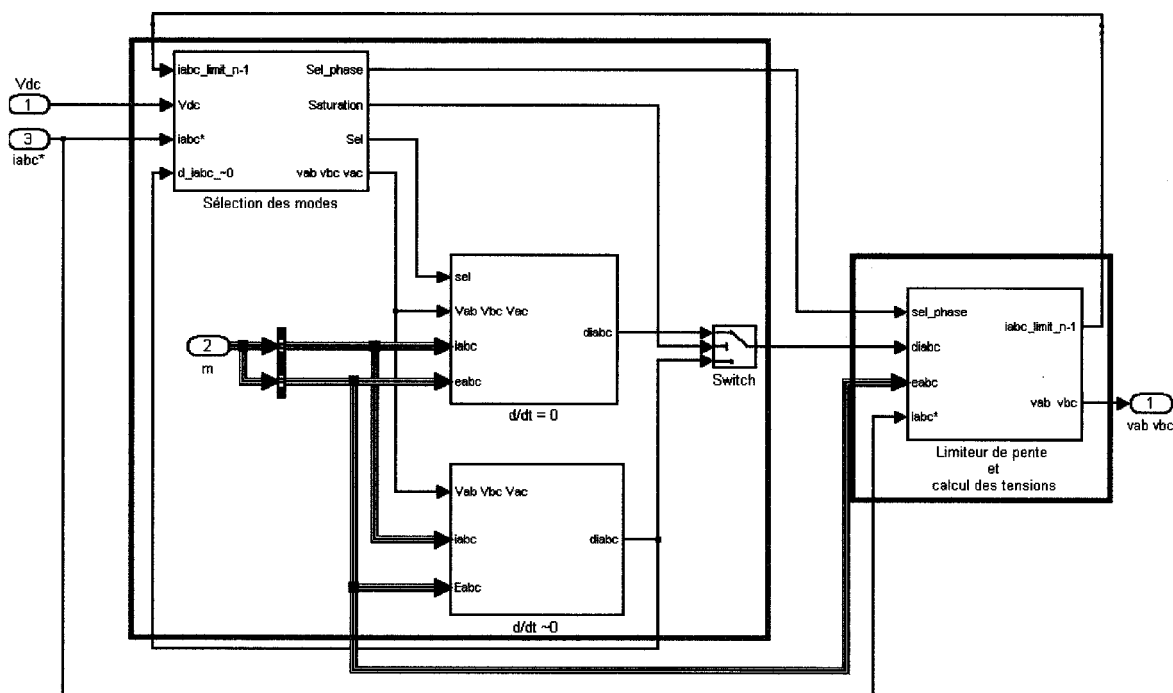


Figure 90 Schéma de l'onduleur simplifié

5.3.1.1 Sous-système " $d/dt = 0$ "

Ce module calcule les pentes maximales à appliquer lors d'une transition où la dérivée de la troisième phase est nulle. Les entrées sont les courants i_{abc} et les tensions internes

e_{abc} de la machine. De plus, les tensions de ligne maximales sont utilisées afin de calculer les pentes à appliquer à partir des équations (5-4) à (5-6). L'entrée "sel" permet d'activer l'équation correspondante à la transition active. Notons que lorsque le courant mesuré atteint 0, la transition active est automatiquement changée afin d'utiliser la deuxième étape de la saturation partielle (section 5.2.2.1), s'il y a lieu.

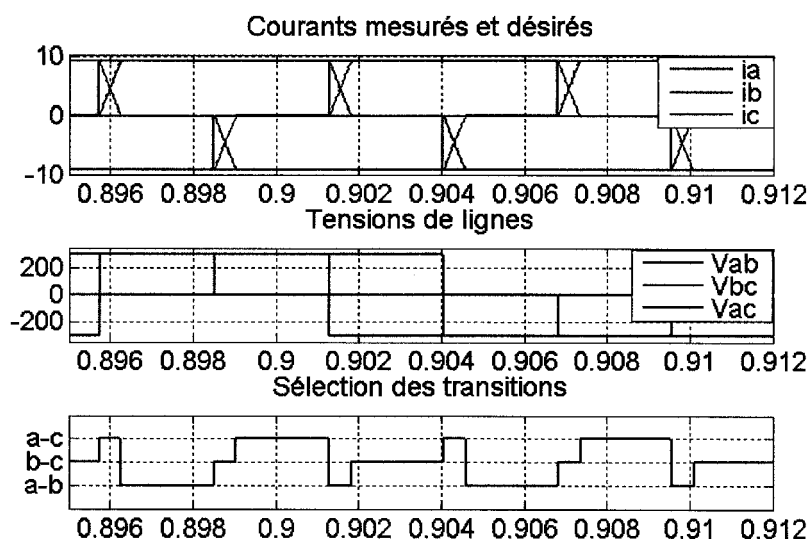


Figure 91 Sélection des transitions

5.3.1.2 Sous-système " $d/dt \approx 0$ "

Ce module requiert les mêmes entrées que le module précédent (section 5.3.1.1), à la seule exception du signal de sélection. Cela est dû au fait qu'il n'y a pas d'aiguillage à effectuer pour déterminer les pentes maximales, obtenues avec les équations (5-8) à (5-10).

5.3.1.3 Sous-système "Sélection des modes"

Ce système (figure 92) est le cerveau de l'onduleur simplifié. Il est constitué de quatre sections: la sélection de la transition, la sélection de la troisième phase, la génération des tensions de ligne et finalement la détection de la saturation.

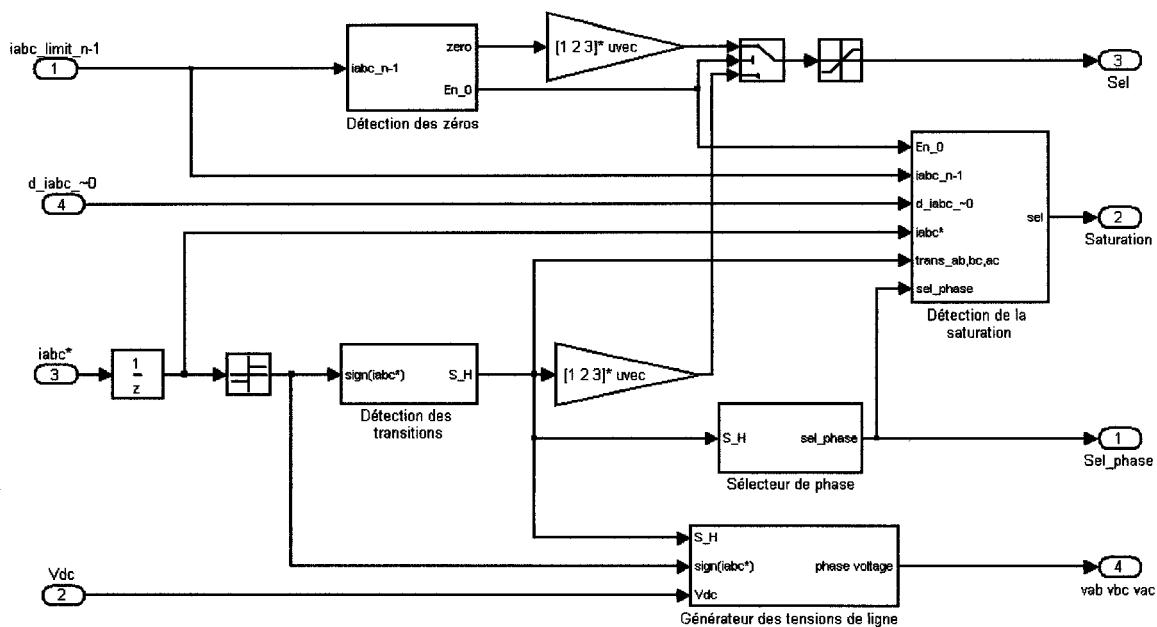


Figure 92 Sélection des modes

a. Sortie "sel"

La première partie (sortie "sel") a pour fonction de sélectionner la bonne transition qui sera envoyée au module traité au point 5.3.1.1. Le sous-système "Détection des transitions" détermine les deux phases qui sont en transition (ie: a-b, b-c ou a-c). Lorsque cette détection est faite, la sortie correspondant au changement est maintenue à un niveau logique "haut". Cet état est maintenu jusqu'à la prochaine transition.

Tableau V
Détection des transitions

a-b	b-c	a-c	Transition	Sortie
x			ab	[1 0 0]
	x		bc	[0 1 0]
		x	ac	[0 0 1]

Le sous-système "Détection des zéros" détermine le moment où le courant d'une phase atteint "0". Si tel est le cas, il faut sélectionner la transition qui exclue cette phase.

Tableau VI
Détection des zéros

$i_a=0$	$i_b=0$	$i_c=0$	Transition	sortie
x			bc	[0 1 0]
	x		ac	[0 0 1]
		x	ab	[1 0 0]

La sortie "En_0" permet de donner priorité au système "Détection des zéros". En effet, lorsque le signal d'une phase atteint "0" cela signifie que sa transition est terminée. Finalement, le vecteur de sortie est multiplié par $[1 \ 2 \ 3]^t$ afin d'être transformé en scalaire variant entre 1 et 3.

b. Sortie "Sel_phase"

Ce vecteur de dimension 2 est utilisé par le limiteur de pente dynamique. Le vecteur de sortie du module "Détection des transitions" est utilisé pour extraire la troisième phase, qui n'est pas en transition, afin que la somme des trois courants soit toujours nulle. La première sortie (Sel_phase[1]) correspond aux deux courants nécessaires au calcul: $i_3 = -i_1 - i_2$. La deuxième (Sel_phase[2]) est utilisée pour remettre ce troisième signal dans l'ordre initial.

Tableau VII
Sélection de la troisième phase

S_H	Sel 1 (i_3)	Sel 2 (i_{abc})
[1 0 0]	$i_1=i_a, i_2=i_b$	$i_{abc}=i_{123}$
[0 1 0]	$i_1=i_b, i_2=i_c$	$i_{abc}=i_{312}$
[0 0 1]	$i_1=i_a, i_2=i_c$	$i_{abc}=i_{132}$

c. Sortie "vab vbc vac"

Le module "Génération des tensions de ligne" a pour rôle de créer les tensions maximales correspondantes aux courants demandés. En fonction des transitions actives, ces tensions sont obtenues en effectuant le produit du signe de la transition et de la tension du bus CC (eq. (5-7)). La figure 93 montre les tensions correspondantes aux transitions:

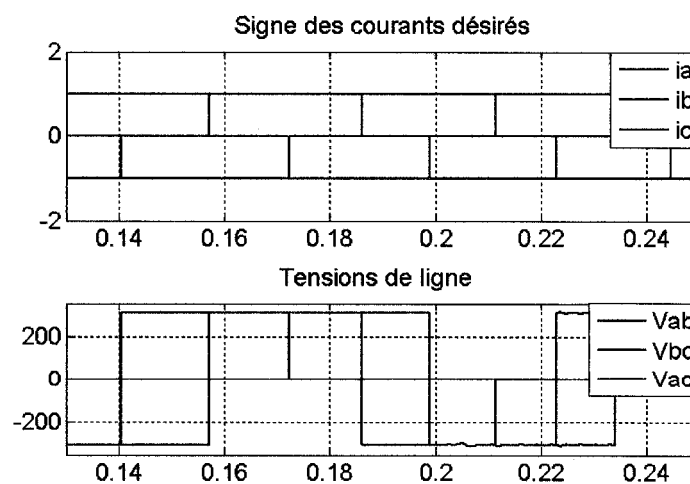


Figure 93 Génération des tensions de ligne

d. Sortie "Saturation"

Ce dernier module ("Détection de la saturation") permet de détecter les modes de saturation de l'onduleur. Il sélectionne les pentes maximales à appliquer aux courants de référence. Lorsque la sortie est à "1", le module "d/dt=0" (section 5.3.1.1) est utilisé. Sinon, le module "d/dt~0" (section 5.3.1.2) détermine les pentes maximales à appliquer.

Premièrement, le module "d/dt~0" est actif par défaut. Un limiteur de pente secondaire, semblable à celui traité à la section 5.3.2, a pour but de déterminer le courant provenant du module "d/dt~0". Si le courant de la troisième phase est supérieur au courant de référence (ce qui n'est pas souhaitable), ou que le courant mesuré d'une phase est de zéro, le module "d/dt=0" est utilisé. Pour l'autre cas, le module "d/dt~0" est employé. Le tableau VIII montre la table de vérité de la sélection du mode de saturation.

Tableau VIII
Détection de la saturation

$i_3(d/dt \sim 0)$	i_{abc}	Saturation	Module utilisé
$> i_3^*$	$= 0$	1	d/dt = 0
$> i_3^*$	~ 0	1	d/dt = 0
$\leq i_3^*$	$= 0$	1	d/dt = 0
$\leq i_3^*$	~ 0	0	d/dt ~ 0

Où i_3^* représente le courant désiré de la troisième phase.

Rappelons que le module "d/dt=0" est utilisé en mode normal et dans la deuxième partie de la saturation partielle, lorsque le courant mesuré atteint 0. Pour sa part, le module "d/

$dt \sim 0$ " est requis lors de la première partie de la saturation partielle et en mode de saturation globale.

5.3.2 Limiteur de pente dynamique et calcul des tensions

Ce système (figure 90, encadré bleu) reçoit les pentes maximales à appliquer sur les courants de référence. Il est composé d'un limiteur de pente dynamique et du modèle dynamique de la machine, tel que montré à la figure 94.

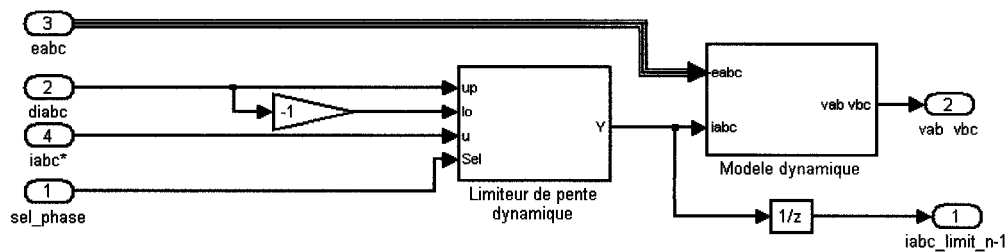


Figure 94 Limiteur de pente et calcul des tensions

Le limiteur de pente dynamique est celui de Simulink, qui a été légèrement modifié afin de s'assurer que la somme des courants soit égale à zéro (figure 95).

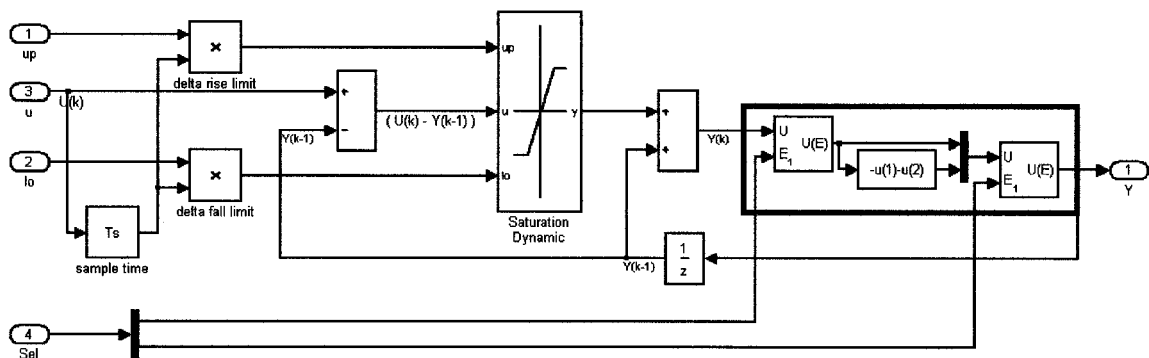


Figure 95 Limiteur de pente dynamique

La section en bleu de la figure 95 a été ajoutée de telle sorte que lorsqu'il se produit une transition entre deux phases, la troisième est toujours égale à $i_3 = -i_1 - i_2$. L'entrée

"sel" (section 5.3.1.3, point b) permet de déterminer la phase appropriée afin d'appliquer cette relation.

Le module "modèle dynamique" (équations (2-6) et (2-7)) de la figure 94 permet, quant à lui, de calculer les tensions de ligne de référence. Il est donc nécessaire de dériver les courants qui sortent du limiteur dynamique afin d'effectuer ce calcul. La dérivée numérique ne cause aucun problème car la pente du signal d'entrée est contrôlée par le limiteur de pente dynamique. Cela assure qu'il n'y aura jamais de discontinuité dans le signal.

Module "Calcul de I_{cc} "

Ce module sert à imposer le courant du côté CC en fonction du bilan de puissance côté CA. Ce bilan s'appuie sur deux mesures connues:

- a. La tension CC est connue et provient du bus CC qui est alimenté par un redresseur à diodes.
- b. Le courant et la tension du côté CA sont mesurés directement à la sortie de l'onduleur.

Le courant du côté CC sera donc donné par:

$$I_{cc} = \frac{P_{ele} + P_{pertes}}{V_e} \left| \begin{array}{l} P_{ele} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \\ P_{ele} = v_{ac} i_a + v_{bc} i_b \end{array} \right. \quad (5-11)$$

Les pertes représentent les résistances à l'état passant des interrupteurs de puissance de l'onduleur détaillé. Ces résistances sont ajoutées dans le module "mesures".

$$P_{pertes} = (i_a^2 + i_b^2 + i_c^2) \cdot 2R_{on} \quad (5-12)$$

5.4 Comparaison des résultats

Cette section présente les résultats obtenus avec les modèles détaillé et simplifié. Les deux modèles sont exécutés simultanément avec les mêmes paramètres et signaux de référence. De plus, les courbes obtenues sont superposées dans le but d'évaluer l'exactitude du modèle simplifié. Finalement, la comparaison des résultats est effectuée pour les trois modes d'opérations suivants: mode normal, saturation partielle et globale. Pour chacun des cas, un graphique présentant l'allure générale des formes d'ondes est montré. Par la suite, un agrandissement d'une zone d'intérêt est effectué afin de démontrer la validité du modèle simplifié.

Les paramètres utilisés pour simuler la MSAT (tableau IX) sont identiques à ceux du tableau III. Ces données correspondent à un moteur de 3 Hp, fonctionnant à 1800 RPM, sous une tension d'alimentation CC de 300 V.

Tableau IX
Paramètres de la machine et de la charge

R(Ohms)	L(mH)	$\lambda(V)$	p	J(Kgm ²)	B(Nms)
0.2	8.5	0.175	4	0.089	10e-3

5.4.1 Mode normal

Pour le fonctionnement normal, une référence de 1000 RPM/s et un couple de charge initial de 0 N.m sont appliqués. Au temps $t = 0.4$ s, un couple de 3 N.m tend à ralentir la machine. Le modèle simplifié se comporte exactement comme le modèle détaillé, tel que démontré par la figure 96 où les courbes sont superposées.

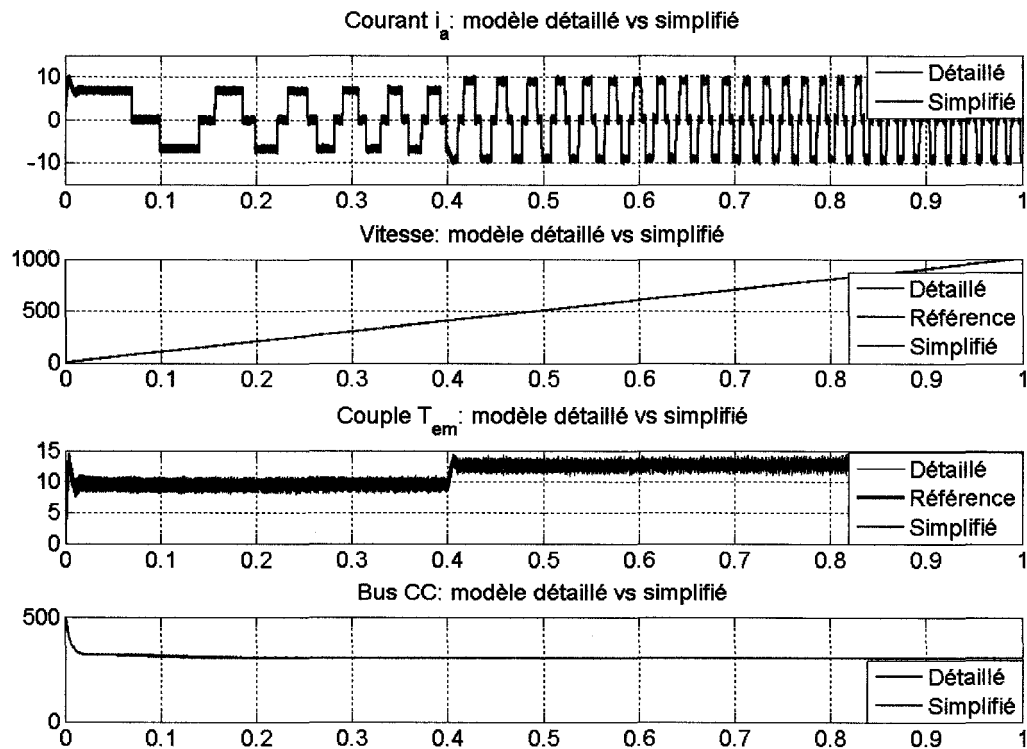


Figure 96 Fonctionnement normal (détaillé et simplifié)

La figure 97 présente, quant à elle, une portion agrandie du fonctionnement normal, au temps $t = 0.95$ s. Cette partie du signal confirme que le modèle simplifié fonctionne correctement, car les courbes coïncident parfaitement. Il est important de mentionner que la courbe de vitesse du modèle simplifié est identique à celle du modèle détaillé et que la référence se situe en dessous des deux courbes. Cela peut sembler anormal, car l'erreur de vitesse d'un régulateur PI qui contrôle un système de premier ordre est toujours positive; or dans ce cas-ci, elle est négative. Cette différence est attribuable au retard causé par le filtre passe-bas qui est situé à l'intérieur du régulateur de vitesse (section 3.5.1.3).

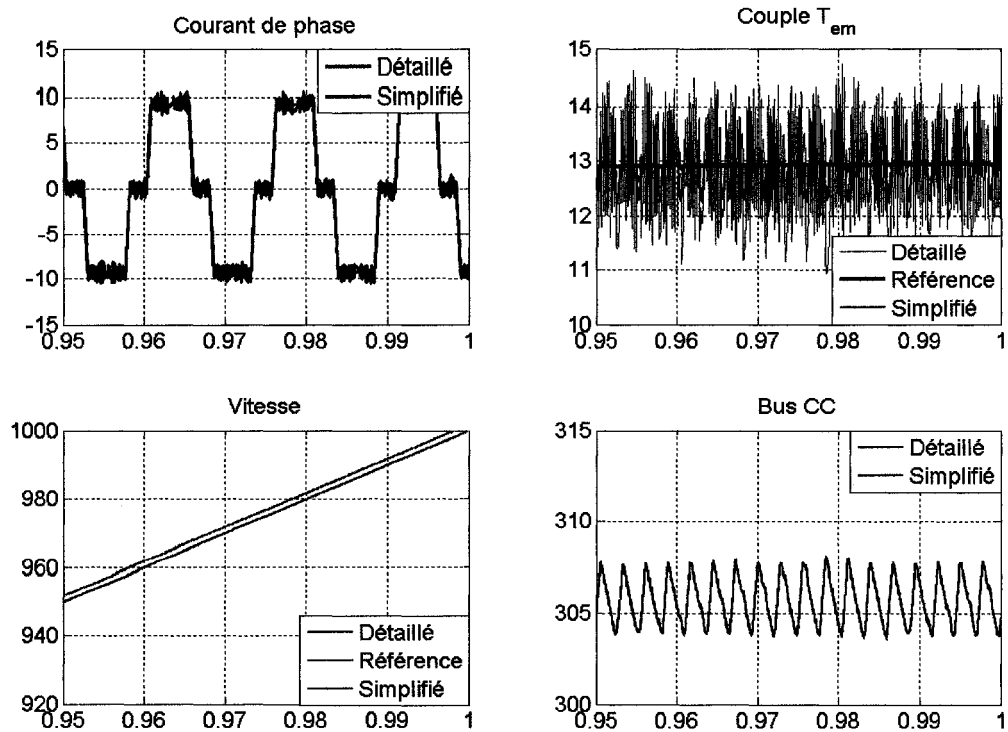
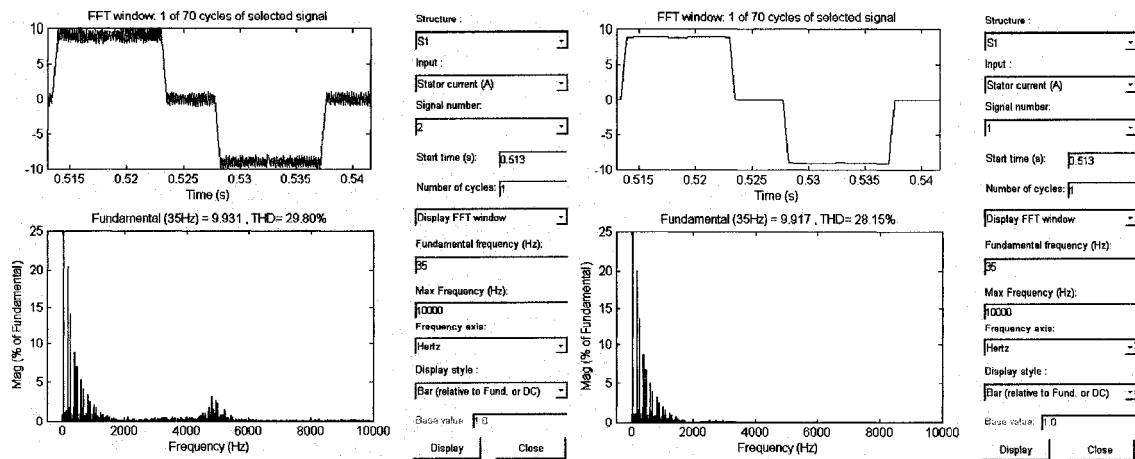


Figure 97 Agrandissement du fonctionnement normal (détailé et simplifié)

La figure 98 montre les différences entre les courants des modèles détaillé (présence de haute fréquence) et simplifié (même basse fréquence que le modèle détaillé). Cela confirme que le but premier du modèle simplifié est atteint : éliminer la haute fréquence.



Spectre du modèle détaillé

Spectre du modèle simplifié

Figure 98 Analyse spectrale du courant de phase

5.4.2 Saturation partielle

Le fonctionnement en saturation partielle est obtenu en augmentant la vitesse de la machine pour un même couple de charge de 3 N.m. Cette saturation apparaît vers 1300 RPM et provoque le décrochage du moteur vers 1630 RPM, lorsque l'onduleur ne peut plus fournir le courant demandé. La figure 99 montre le comportement général des courbes du courant, de la vitesse, du couple électromagnétique et de la tension du bus CC pour les modèles simplifié et détaillé. Les courbes sont quasi-superposées jusqu'au décrochage complet. À ce moment, les courbes sont légèrement décalées, mais la dynamique est respectée pour ce mode d'opération.

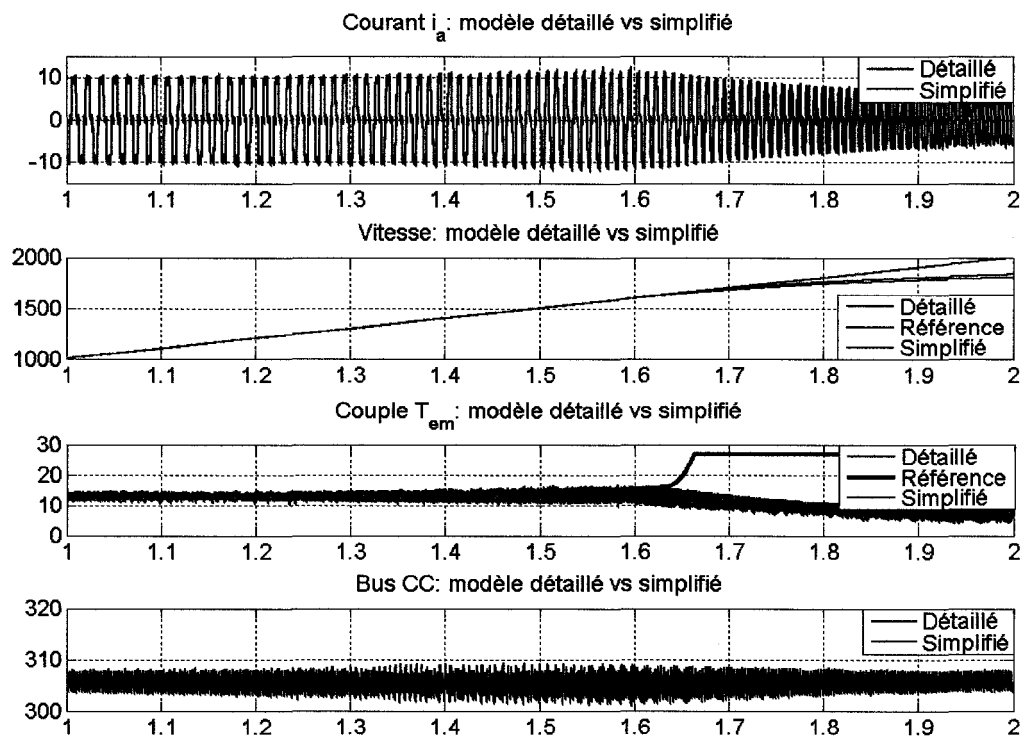


Figure 99 Saturation partielle (détaillé et simplifié)

La figure 100 présente un gros plan, pour le courant, de la saturation partielle au temps $t = 1.45$ s. Le modèle simplifié a une valeur moyenne identique à celle du modèle détaillé. On remarque également que lorsque le courant est à zéro, le modèle détaillé oscille

autour de ce point, car le régulateur à hystérésis tente de maintenir le courant demandé. Ces oscillations sont éliminées grâce au modèle simplifié.

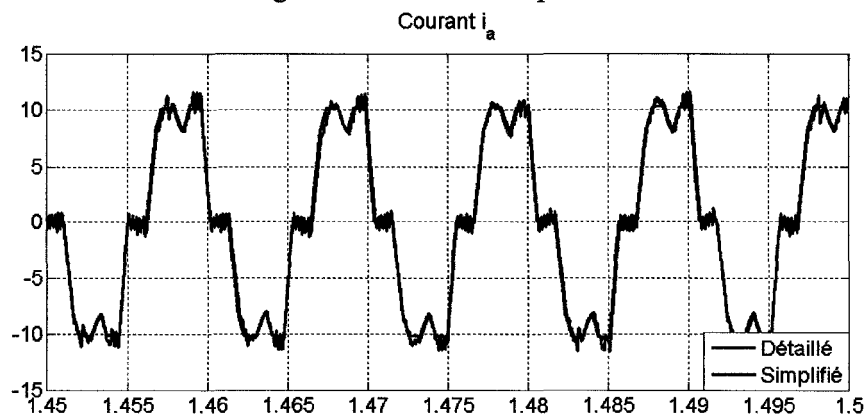


Figure 100 Saturation partielle (agrandissement sur le courant i_a)

La figure 101 montre un agrandissement des signaux au temps $t = 1.45$ s. Il devient évident que le modèle simplifié se comporte de la même façon que le modèle détaillé, puisque les courbes sont superposées, à l'exception de quelques différences mineures. Cela démontre la validité du modèle simplifié lorsqu'il est en saturation partielle.

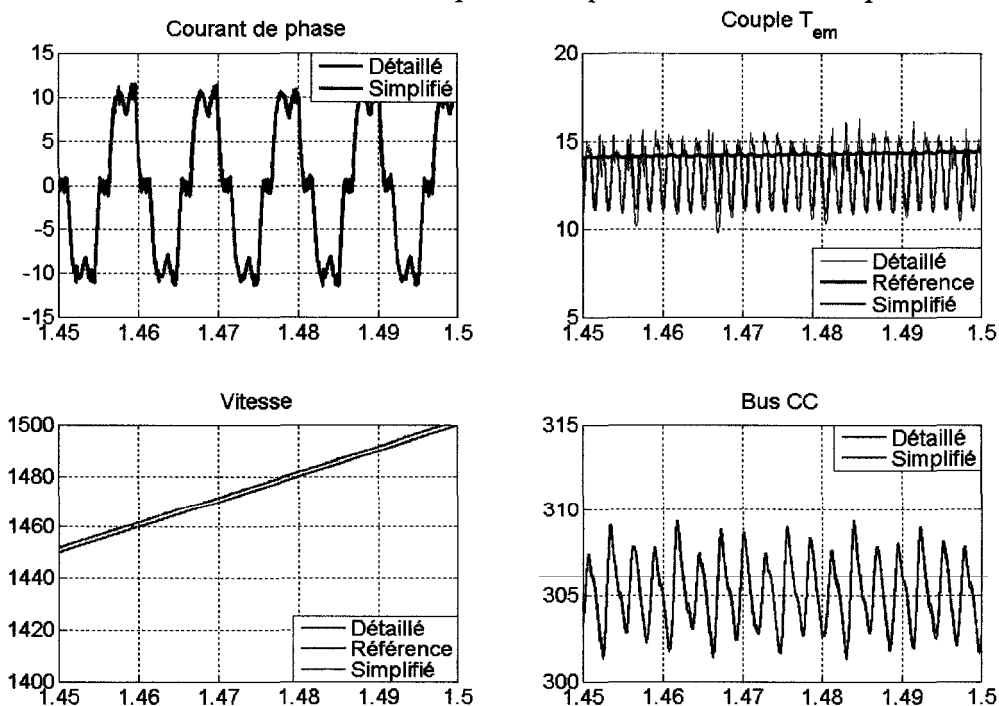


Figure 101 Agrandissement de la saturation partielle (détaillé et simplifié)

5.4.3 Saturation globale

Le dernier mode de fonctionnement est illustré à la figure 102. Un couple de charge de 30 N.m est appliqué à $t = 0.4$ s. Pour illustrer ce mode d'opération, la limitation de couple du régulateur de vitesse a été fixée à 44.5 N.m plutôt qu'à 26.7 N.m. Cela aura pour effet de visualiser correctement le phénomène de saturation globale qui survient dans ce cas-ci autour de 1050 RPM. Remarquez que la dynamique du modèle simplifié est similaire à celle du modèle détaillé. En effet, même s'il y a un léger décalage des formes d'ondes, le comportement est identique.

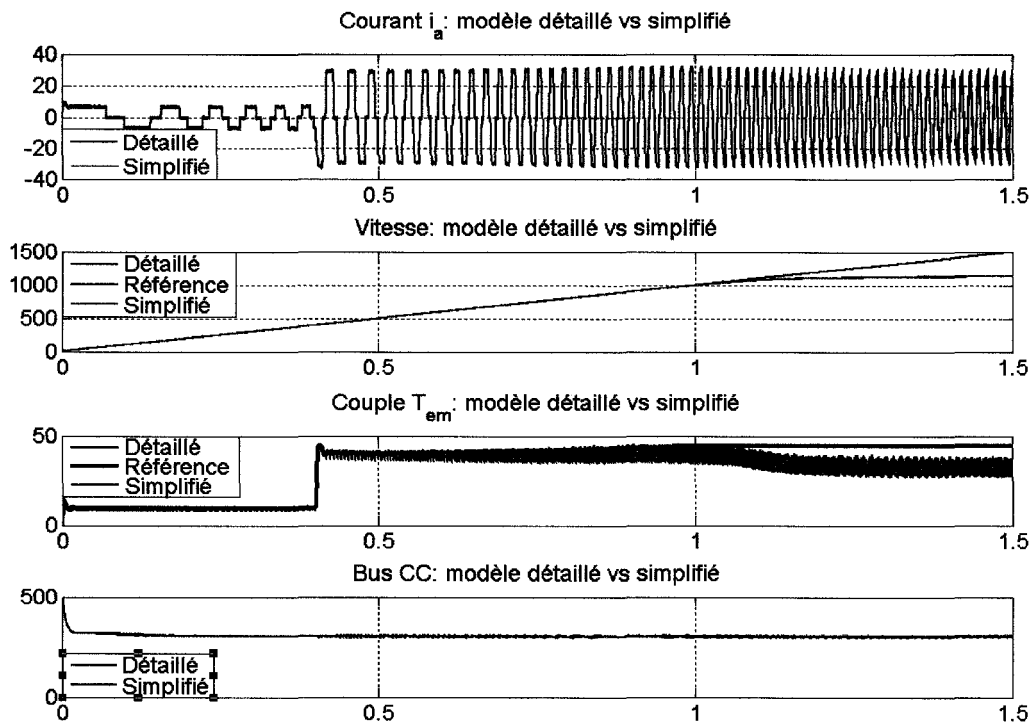


Figure 102 Saturation globale (détaillé et simplifié)

La figure 103 montre le début de la saturation globale et lorsque l'onduleur est complètement saturé. Malgré le léger déphasage, la dynamique du modèle simplifié est très bien respectée.

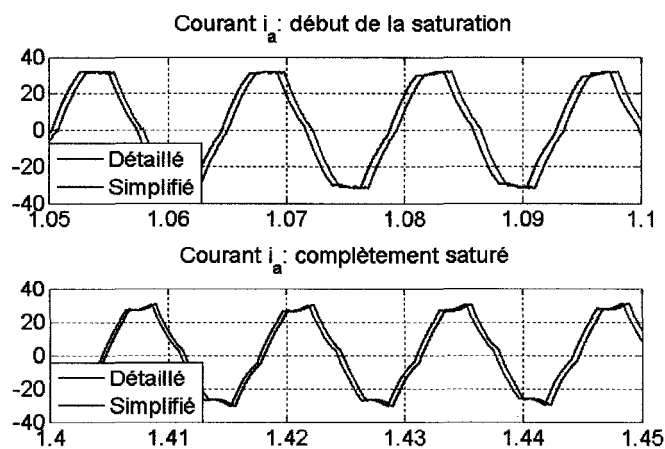


Figure 103 Saturation globale (agrandissement sur le courant i_a)

En dernier lieu et afin de confirmer l'exactitude du modèle simplifié, un agrandissement du début de la saturation a été effectué. Les résultats sont une fois de plus concluants, car les dynamiques des deux modèles sont identiques. Les courbes du courant de phase, du couple électromagnétique, de la vitesse et de la tension du bus CC coïncident bien.

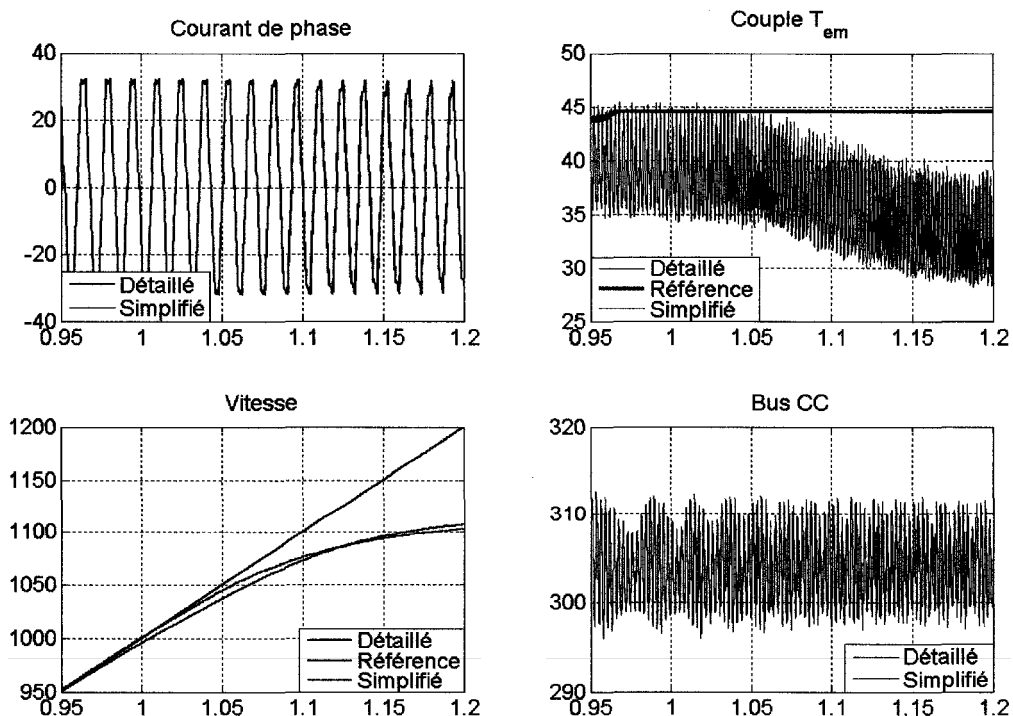


Figure 104 Agrandissement de la saturation globale (détailé et simplifié)

5.5 Validation du modèle simplifié

Cette section permet d'effectuer une validation finale du modèle simplifié. Cette vérification est basée sur des tests qui ont été élaborés pour d'autres modèles simplifiés d'entraînement électrique à courant alternatif, qui sont commercialisés dans SPS. Parmi ces modèles, un entraînement à flux orienté d'une machine asynchrone et une commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants à distribution sinusoïdale ont été testés. Les paramètres de la machine sont identiques à ceux du tableau IX.

5.5.1 Test de secouage

Ce test vérifie le comportement dynamique en fonctionnement normal. Une référence de 500 RPM est demandée pour un couple de charge nul. Lorsque la référence est atteinte, une charge de +/- 11 N.m cadencée à 2 Hz est imposée au moteur. Lorsqu'un couple négatif est appliqué, la tension du bus CC augmente puisque la machine agit comme une génératrice. La tension se stabilise à 320 V grâce aux résistances de freinage. Les courbes coïncident bien, comme l'illustre la figure 105.

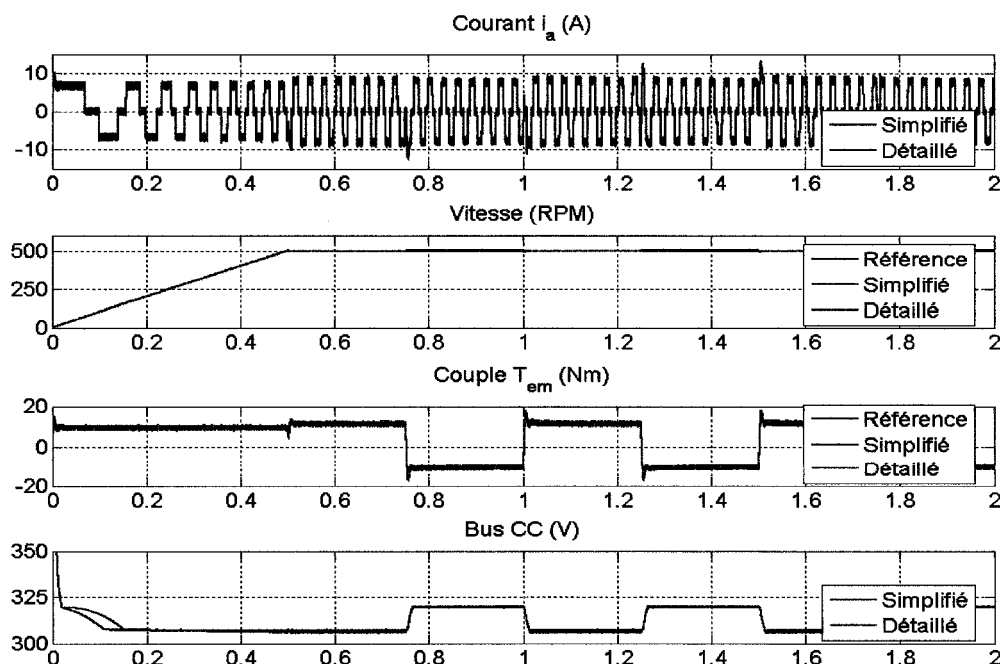


Figure 105 Secouage de +/- 11 N.m @ 500 RPM

La figure 106 montre une zone de transition au temps $t = 1$ s. Les courbes du modèle simplifié sont complètement superposées à celles du modèle détaillé.

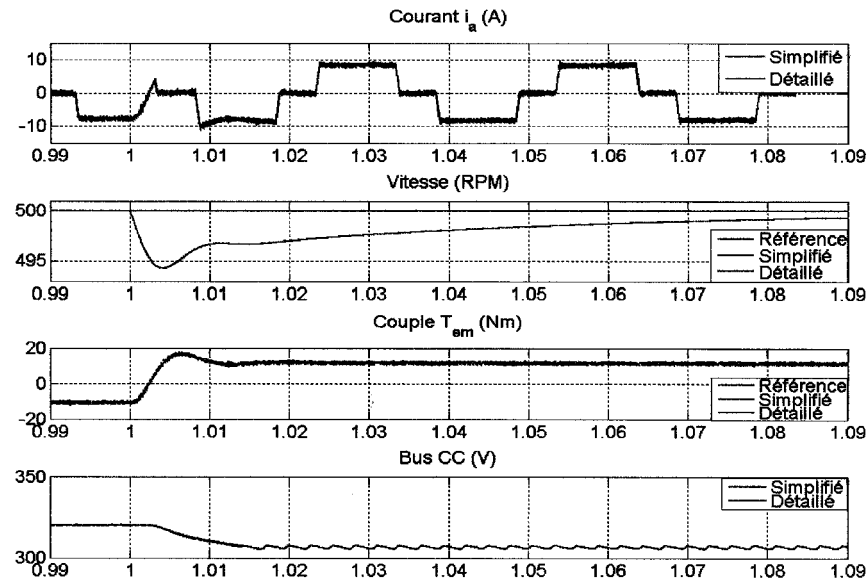


Figure 106 Agrandissement d'une zone de transition

5.5.2 Test de symétrie de la saturation

Ce test permet de vérifier si les limites de la saturation sont symétriques pour les vitesses positives et négatives (figure 107). Pour ce faire, une référence de 2000 RPM et un couple de charge de 22 N.m sont appliqués à la machine. La saturation débute vers 1200 RPM et la vitesse maximale, pour ce couple de charge, est atteinte à 1387 RPM (1403 RPM pour le modèle simplifié). Au temps $t = 2$ s, la vitesse de référence est changée à -2000 RPM et le couple de charge est inversé (-22 N.m). La machine agit en mode régénération jusqu'à ce que la vitesse de rotation soit nulle. La tension du bus CC augmente donc durant ce mode d'opération. Lorsque le sens de rotation est changé, la machine revient au mode moteur puisque le couple et la vitesse sont de même signe. Le moteur atteint le début de la saturation vers -1200 RPM et la vitesse maximale de -1387 RPM est obtenue lorsque l'onduleur se comporte en source de tension (mode six pas tension). Cela confirme que les vitesses maximales de la saturation sont symétriques et identiques au modèle détaillé.

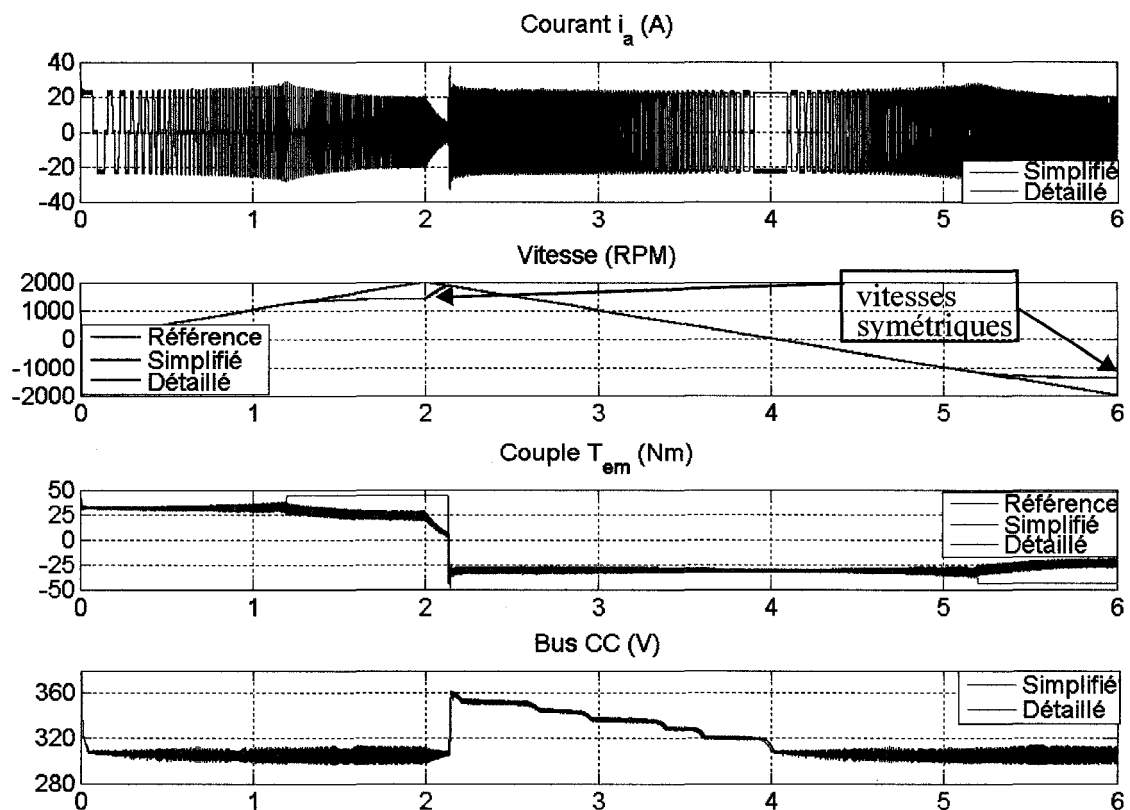
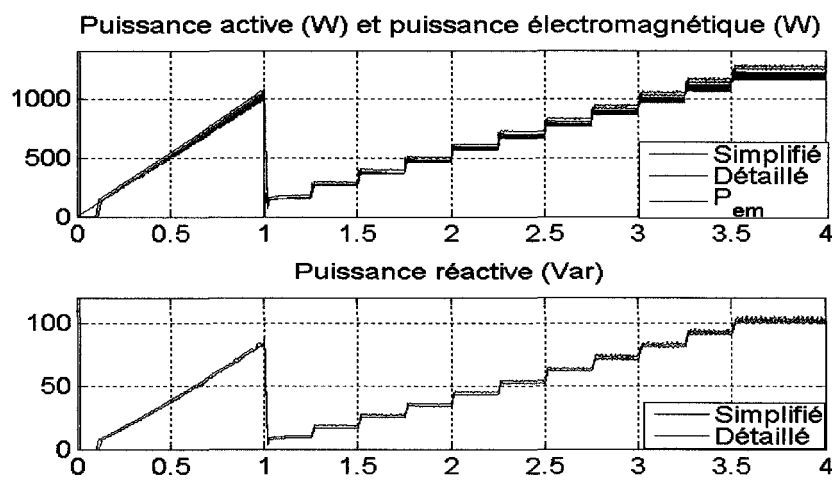


Figure 107 Symétrie de la saturation

5.5.3 Mesure de la puissance

La puissance est mesurée à la source d'alimentation triphasée. La machine est entraînée à 1000 RPM, avec une charge nulle. Par la suite, au temps $t = 1$ s, des échelons de couples de 1 N.m sont appliqués à chaque quart de seconde, jusqu'au couple nominal de 11 N.m. Pour obtenir une bonne précision du modèle détaillé, il est nécessaire de régler le pas de calcul à $2 \mu\text{s}$. La figure 108 montre les mesures de puissance active et réactive à la source. Sur le premier graphe, les courbes de la puissance active des deux modèles sont présentées, en plus de la puissance électromagnétique (P_{em}). La puissance active du modèle détaillé est légèrement plus élevée que celle du modèle simplifié, car des résistances d'amortisseur ("snubber") sont requises par l'onduleur complet. La puissance mesurée du modèle simplifié est semblable en tout point à celle du modèle détaillé.



5.5.4 Test à la limite de la saturation

Finalement, le test le plus représentatif est sans aucun doute une vérification à la frontière de la zone de saturation. La figure 109 présente les courbes pour une consigne de vitesse variant entre 1300 et 1400 RPM et pour un couple de charge de 22 N.m. Lorsque la consigne est de 1400 RPM, le modèle simplifié a le même comportement que le modèle détaillé. La vitesse du modèle simplifié semble par contre être légèrement supérieure à celle du modèle détaillé. Cette différence est somme toute négligeable compte tenu de la similitude de la dynamique des autres courbes.

Ce test conclue la section sur la validation de l'onduleur simplifié de la MSAT. Tous les graphes présentés jusqu'à maintenant ont permis de démontrer que le modèle simplifié se comporte de la même façon que le modèle détaillé. À l'exception de quelques légères différences de décalage, les signaux ont exactement la même dynamique, sans la haute fréquence causée par la MH. Cela permet de valider que le modèle simplifié donne des résultats fiables.

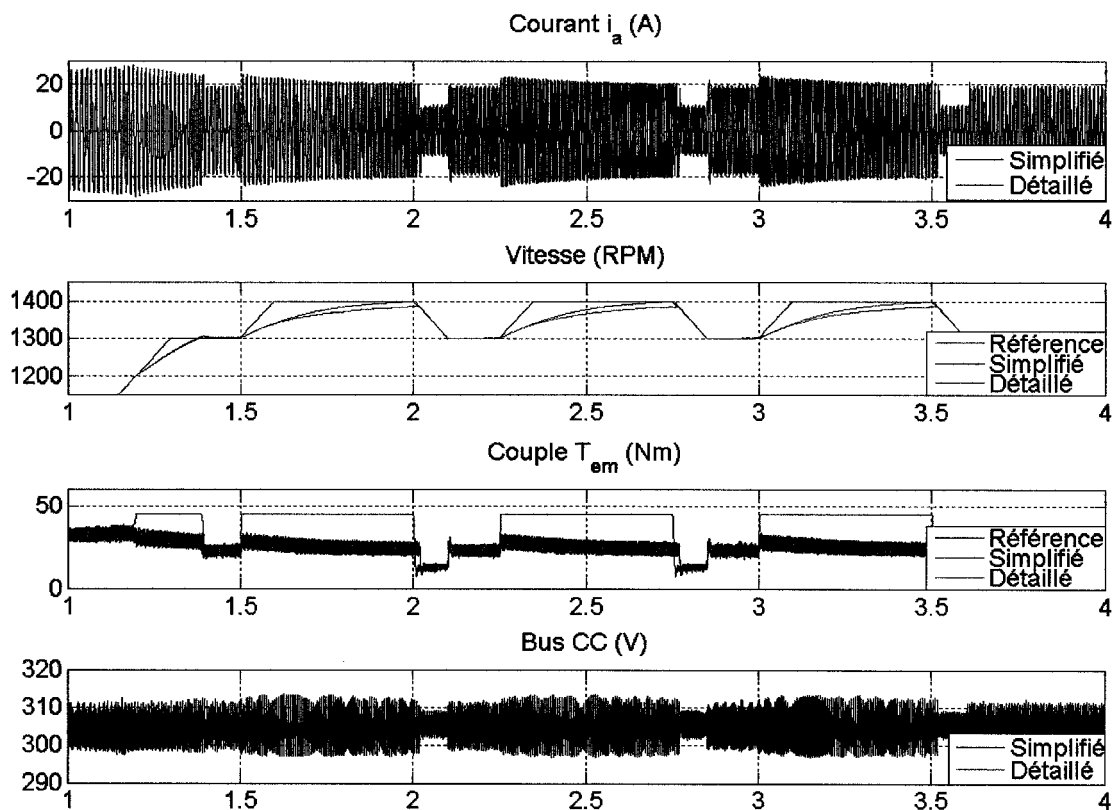


Figure 109 Limite de la saturation

5.6 Comparaison des temps de simulation

L'objectif principal du modèle à valeurs moyennes est de réduire le temps de simulation tout en conservant des résultats acceptables. Les résultats qui suivent (tableau X) ont été effectués avec un ordinateur de bureau Pentium IV 2.4 GHz, avec 1 Go de RAM et la version 7.0.4 SP2+ de Matlab. Les vitesses de simulation et le niveau de précision sont notés pour chacun des trois pas de calcul ($2 \mu\text{s}$, $20 \mu\text{s}$, $50 \mu\text{s}$). Les conditions de simulation sont identiques pour les deux modèles: temps de simulation, facteur de décimation des oscilloscopes et pas de calcul. Pour le mode accélérateur, le temps de compilation a été retranché de la vitesse de simulation afin de comparer le temps de simulation uniquement.

Tableau X
Comparaison des vitesses de simulation

Modèle	Temp s	Pas de calcul	SPS (Normal)	SPS (Accélérateur)	Résultats
Complet	2 s	2 μ s	55.00 s	13.82 s	Excellent
Simplifié	2 s	2 μ s	118.55 s	13.01 s	Excellent
Complet	2 s	20 μ s	11.70s	2.50 s	Impécis*
Simplifié	2 s	20 μ s	15.83 s	2.24 s	Excellent
Complet	2 s	50 μ s	5.36 s	1.28 s	Mauvais
Simplifié	2 s	50 μ s	6.76 s	1.18 s	Très bon

* Les résultats semblent acceptables mais le pas de calcul cause une imprécision dans le bilan de puissance. Cela fait en sorte que la machine a un rendement supérieur à 1 lorsqu'une faible charge est appliquée, ce qui est physiquement impossible.

Ce tableau montre, dans un premier temps, que le temps de simulation du modèle simplifié est deux fois plus grand que le modèle détaillé (SPS normal @ 2 μ s). Cela est dû au fait que l'onduleur simplifié requiert beaucoup de calculs comparativement à l'onduleur détaillé. Par contre, puisque le modèle simplifié ne contient pas de hautes fréquences, le pas de calcul peut être augmenté considérablement.

À la lumière de ces résultats, il est possible d'affirmer que le modèle simplifié (à 50 μ s) avec accélérateur est exécuté environ 12 fois plus rapidement que le modèle complet (avec accélérateur, à 2 μ s) sans que les résultats ne soient altérés. Notez que si l'onduleur ne sature pas, le modèle simplifié à 50 μ s donne exactement les mêmes résultats que le modèle complet à 2 μ s. De légères différences apparaissent lorsque l'onduleur est saturé, mais le comportement dynamique n'est aucunement affecté.

5.7 Conclusion

Ce chapitre a traité de la simplification d'un onduleur triphasé à deux niveaux pour un entraînement à courants en créneaux à hystérésis. L'onduleur simplifié se comporte comme des sources de tension commandées par la valeur moyenne des courants de référence. Les sources de tension ont été choisies afin d'éliminer les résistances de sortie et les filtres inévitables lorsque des sources de courant sont utilisées.

L'étude du modèle détaillé pour différents modes de saturation a permis d'établir la dynamique maximale des courants en fonction de ces modes. Les courants de référence passent donc par un limiteur de pente dynamique dont les limites sont fixées à partir des calculateurs de pentes maximales. Finalement, la logique de détection des modes d'opérations et le calculateur des tensions internes permettent de générer les tensions de référence de l'onduleur simplifié. Cet onduleur utilise du côté CA des sources de tension commandées par les voltages de référence et du côté CC une source de courant commandée par un bilan de puissance.

En dernier lieu, la comparaison des résultats, par superposition des courbes des modèles simplifié et détaillé, a permis de valider les trois modes d'opérations. Les résultats confirment que les dynamiques des deux modèles sont identiques et qu'un léger déphasage, dû au régulateur à hystérésis, apparaît en présence d'une saturation. Malgré ces légères différences, il est clair que le modèle simplifié donne des résultats fiables et qu'il peut maintenant être exécuté à 50 μ s (par rapport à 2 μ s pour le modèle détaillé). Cela permet de simuler l'entraînement au moins dix fois plus rapidement qu'avec le modèle complet en ayant un comportement identique.

CONCLUSION

Les travaux de recherches de ce projet ont consisté à élaborer un modèle de simulation de la MSAT, à la fois représentatif du comportement réel et simple d'utilisation. En effet, les paramètres demandés pour effectuer la simulation se retrouvent généralement sur la fiche technique des fabricants. Il n'est donc pas nécessaire d'avoir le moteur en main pour extraire les paramètres. Le comportement de ce modèle a été validé avec succès à l'aide de PSIM et à l'aide de la machine sinusoïdale de SPS.

Par la suite, l'étude complète de la commande en courant a mené à l'élaboration de l'entraînement AC7. Chacune de ses composantes a été détaillée: le module redresseur, l'onduleur, la commande en courant et le régulateur de vitesse. De plus, un module de limitation de la fréquence maximale a été développé. D'ailleurs, un calculateur des gains du régulateur de vitesse a été élaboré à partir d'un modèle réduit de l'ensemble constitué de l'entraînement et de la MSAT. Les performances de l'entraînement ont été vérifiées à l'aide de résultats analytiques et graphiques.

Puis, la comparaison de la relation couple-vitesse de cet entraînement avec celle du fabricant a permis de démontrer qu'ils ont un comportement identique en régime permanent. De plus, un outil performant a permis de tracer cette relation de façon analytique, à l'aide d'un modèle simplifié non linéaire utilisé en régime permanent.

Finalement, un entraînement à valeurs moyennes a été entièrement développé, en fonction des trois modes de saturation. L'onduleur simplifié contrôle la pente maximale qu'il est possible d'injecter dans la machine, en fonction de la vitesse et de la tension d'alimentation. De plus, les sources de courant, normalement requises lors de la commande en courant de l'onduleur simplifié, ont été remplacées par des sources de tension, ce qui élimine l'utilisation des résistances de sortie. Il a été démontré que le modèle à valeurs moyennes se comporte de façon identique au modèle détaillé et ce, pour les trois modes de saturation étudiés.

Les contributions de ce projet pour SPS sont multiples. En effet, l'élaboration d'un modèle de MSAT simple d'utilisation et le développement de l'entraînement AC7 permettent maintenant aux usagers de simuler ce qu'on appelle "Brushless DC drives". Puis, le calculateur automatique des gains du régulateur de vitesse de AC7 facilite énormément l'utilisation de l'entraînement puisque ceux-ci peuvent être difficiles à déterminer pour un usager non familier avec la commande de système. Ensuite, le module permettant de tracer la relation couple-vitesse est d'une grande utilité pour les utilisateurs, car ils peuvent maintenant connaître avec précision les limites du fonctionnement de l'entraînement. Finalement, le modèle à valeurs moyennes développé est innovateur, puisqu'il reproduit le comportement et la précision du modèle détaillé peu importe le degré de saturation de l'onduleur, pour un pas de calcul 25 fois supérieur.

Pour chacun des chapitres, des résultats de simulation sont obtenus et comparés rigoureusement afin de démontrer la validité de l'approche utilisée. Cela permet d'affirmer sans aucun doute que l'ensemble des modèles élaborés fonctionne adéquatement et représente le comportement dicté par les paramètres qui y sont entrés.

RECOMMANDATIONS

Ce travail a été pratiquement complété dans son intégralité. Il reste cependant à formaliser le calculateur des gains du régulateur de vitesse de AC7 afin de le rendre disponible aux utilisateurs. De plus, AC7 et son modèle à valeurs moyennes doivent être intégrés dans le module "Electric Drives" de SPS afin qu'ils soient disponibles pour l'ensemble des usagers. Finalement, l'utilitaire permettant de tracer la relation couple-vitesse de AC7 pourrait aussi être mis à la disposition des clients de SPS.

Les recommandations principales se situent au niveau du calculateur des gains du régulateur de vitesse. En effet, à partir du développement effectué dans ce travail, il est possible de le généraliser à la plupart des entraînements électriques (CA et CC) puisqu'ils sont pratiquement tous commandés en courant.

De plus, avec l'expertise acquise dans l'élaboration de la caractéristique couple-vitesse, il serait intéressant de faire l'opération inverse, c'est-à-dire demander à l'utilisateur d'entrer la relation couple-vitesse, puis de calculer automatiquement les paramètres de la machine correspondante. Cela éliminerait la contrainte des paramètres qui sont généralement difficiles à obtenir pour des machines non conventionnelles.

ANNEXE 1

Guide PSIM

All the parameters are referred to the stator side.

The operation of a 3-phase induction machine with saturation is described by the following equations:

$$[v_{abc,s}] = [R_s] \cdot [i_{abc,s}] + L_s \cdot \frac{d}{dt}[i_{abc,s}] + \frac{d}{dt}[\lambda_{abc,s}]$$

$$[v_{abc,r}] = [R_r] \cdot [i_{abc,r}] + L_r \cdot \frac{d}{dt}[i_{abc,r}] + \frac{d}{dt}[\lambda_{abc,r}]$$

where

$$[\lambda_{abc,s}] = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot [i_{abc,s}] + M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} [i_{abc,r}]$$

$$[\lambda_{abc,r}] = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot [i_{abc,s}] + M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} [i_{abc,r}]$$

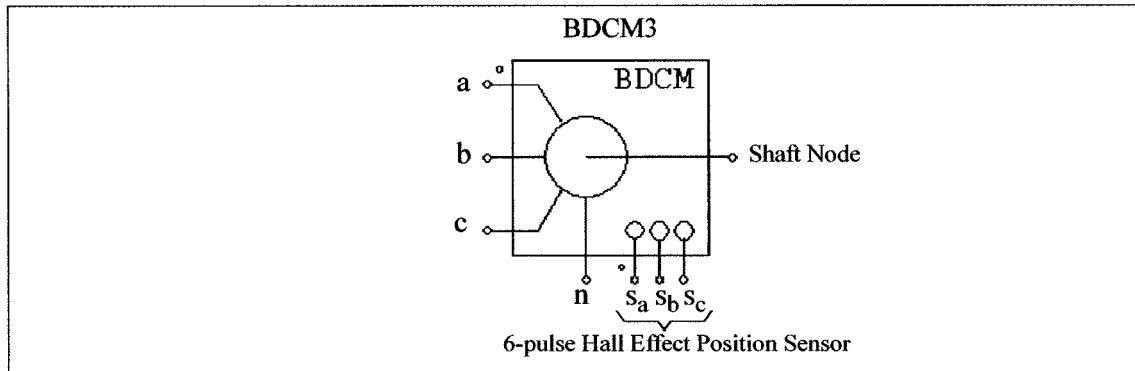
In this case, the inductance M_{sr} is no longer constant, but a function of the magnetizing current I_m .

2.6.1.4 Brushless DC Machine

A 3-phase brushless dc machine is a type of permanent magnet synchronous machine with trapezoidal waveform back emf. It has 3-phase windings on the stator, and permanent magnet on the rotor.

The image and parameters of the 3-phase brushless dc machine are shown as follows.

Image:



Attributes:

Parameters	Description
R (stator resistance)	Stator phase resistance R , in Ohm
L (stator self ind.)	Stator phase self inductance L , in H
M (stator mutual ind.)	Stator mutual inductance M , in H The mutual inductance M is a negative value. Depending on the winding structure, the ratio between M and the stator self inductance L is normally between $-1/3$ and $-1/2$. If M is unknown, a reasonable value of M equal to $-0.4*L$ can be used as the default value.
Vpk / krpm	Peak line-to-line back emf constant, in V/krpm (mechanical speed)
Vrms / krpm	RMS line-to-line back emf constant, in V/krpm (mechanical speed). The values of Vpk/krpm and Vrms/krpm should be available from the machine data sheet. If these values are not available, they can be obtained through experiments by operating the machine as a generator at 1000 rpm and measuring the peak and rms values of the line-to-line voltage.
No. of Poles P	Number of poles P
Moment of Inertia	Moment of inertia J of the machine, in $\text{kg}\cdot\text{m}^2$
Mech. Time Constant	Mechanical time constant τ_{mech}

Parameters	Description
theta_0 (deg.)	Initial rotor angle θ_r , in electrical deg. The initial rotor angle is the rotor angle at $t=0$. The zero rotor angle position is defined as the position where Phase A back emf crosses zero (from negative to positive) under a positive rotation speed.
theta_advance (deg.)	Position sensor advance angle $\theta_{advance}$, in electrical deg. The advance angle is defined as the angle difference between the turn-on angle of Phase A upper switch and 30° in an 120° conduction mode. For example, if Phase A is turned on at 25° , the advance angle will be 5° (i.e. $30 - 25 = 5$).
Conduction Pulse Width	Position sensor conduction pulse width, in electrical deg. Positive conduction pulse can turn on the upper switch and negative pulse can turn on the lower switch in a full bridge inverter. The conduction pulse width is 120° electrical deg. for 120° conduction mode.
Torque Flag	Output flag for internal developed torque T_{em} (1: output; 0: no output)
Master/Slave Flag	Flag for the master/slave mode (1: master; 0: slave). The flag defines the mode of operation for the machine. Refer to Section 2.6.1.1 for detailed explanation.

The node assignments of the image are: Nodes a, b, and c are the stator winding terminals for Phase A, B, and C, respectively. The stator windings are Y connected, and Node n is the neutral point. The shaft node is the connecting terminal for the mechanical shaft. They are all power nodes and should be connected to the power circuit.

Node s_a , s_b , and s_c are the outputs of the built-in 6-pulse hall effect position sensors for Phase A, B, and C, respectively. The sensor output is a bipolar commutation pulse (1, 0, and -1). The sensor output nodes are all control nodes and should be connected to the control circuit.

The equations of the 3-phase brushless dc machine are:

$$v_a = R \cdot i_a + (L - M) \cdot \frac{di_a}{dt} + E_a$$

$$v_b = R \cdot i_b + (L - M) \cdot \frac{di_b}{dt} + E_b$$

$$v_c = R \cdot i_c + (L - M) \cdot \frac{di_c}{dt} + E_c$$

where v_a , v_b , and v_c are the phase voltages, i_a , i_b , and i_c are the phase currents, R , L , and M are the stator phase resistance, self inductance, and mutual inductance, and E_a , E_b , and E_c are the back emf of Phase A, B, and C, respectively.

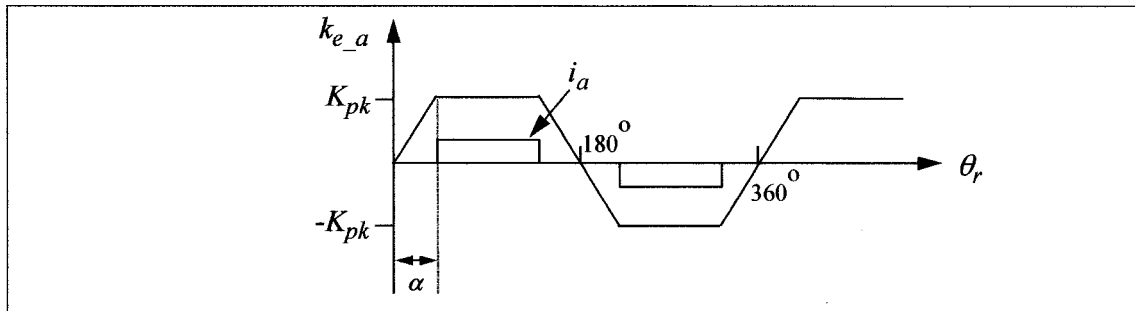
The back emf voltages are a function of the rotor mechanical speed ω_m and the rotor electrical angle θ_r , that is:

$$E_a = k_{e_a} \cdot \omega_m$$

$$E_b = k_{e_b} \cdot \omega_m$$

$$E_c = k_{e_c} \cdot \omega_m$$

The coefficients k_{e_a} , k_{e_b} , and k_{e_c} are dependent on the rotor angle θ_r . In this model, an ideal trapezoidal waveform profile is assumed, as shown below for Phase A. Also shown is the Phase A current.



where K_{pk} is the peak trapezoidal value, in V/(rad./sec.), which is defined as:
$$K_{pk} = \frac{V_{pk}/krpm}{2} \cdot \frac{1}{1000 \cdot 2\pi/60}$$
. Given the values of $V_{pk}/krpm$ and $V_{rms}/krpm$, the angle α is determined automatically in PSIM.

The developed torque of the machine is:

$$T_{em} = (E_a \cdot i_a + E_b \cdot i_b + E_c \cdot i_c) / \omega_m$$

The mechanical equations are:

$$J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = T_{em} - B \cdot \omega_m - T_{load}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{P}{2} \cdot \omega_m$$

where B is a coefficient, T_{load} is the load torque, and P is the no. of poles. The coefficient B is calculated from the moment of inertia J and the mechanical time constant τ_{mech} as below:

$$B = \frac{J}{\tau_{mech}}$$

More Explanation on the Hall Effect Sensor:

A hall effect position sensor consists of a set of hall switches and a set of trigger magnets.

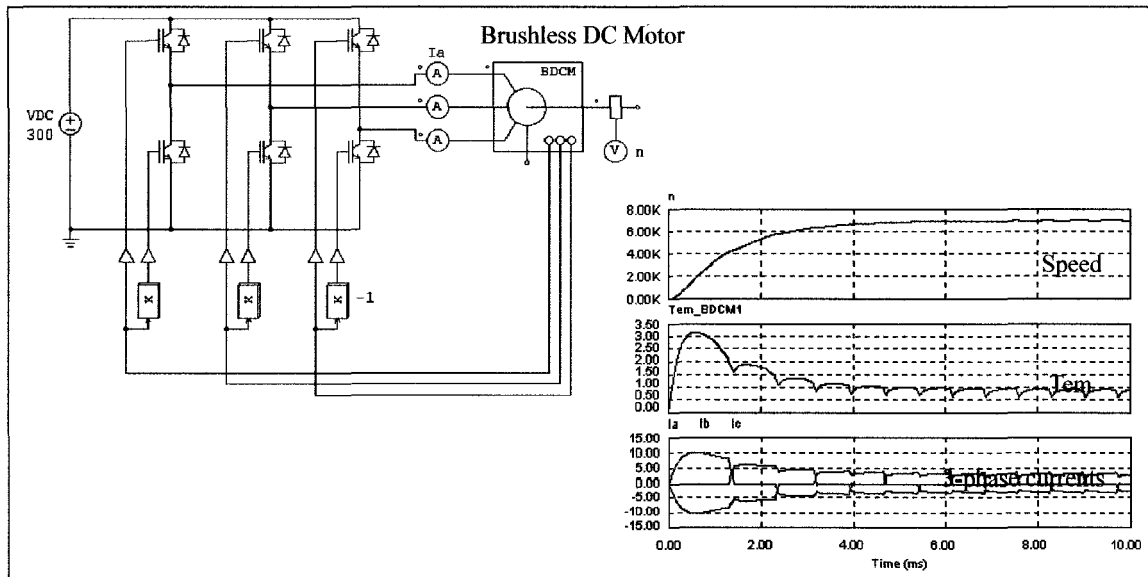
The hall switch is a semiconductor switch (e.g. MOSFET or BJT) that opens or closes when the magnetic field is higher or lower than a certain threshold value. It is based on the hall effect, which generates an emf proportional to the flux-density when the switch is carrying a current supplied by an external source. It is common to detect the emf using a signal conditioning circuit integrated with the hall switch or mounted very closely to it. This provides a TTL-compatible pulse with sharp edges and high noise immunity for connection to the controller via a screened cable. For a three-phase brushless dc motor, three hall switches are spaced 120 electrical deg. apart and are mounted on the stator frame.

The set of trigger magnets can be a separate set of magnets, or it can use the rotor magnets of the brushless motor. If the trigger magnets are separate, they should have the matched pole spacing (with respect to the rotor magnets), and should be mounted on the shaft in close proximity to the hall switches. If the trigger magnets use the rotor magnets of the machine, the hall switches must be mounted close enough to the rotor magnets, where they can be energized by the leakage flux at the appropriate rotor positions.

Example: Start-Up of an Open-Loop Brushless DC Motor

The figure below shows an open-loop brushless dc motor drive system. The motor is fed by a 3-phase voltage source inverter. The outputs of the motor hall effect position sensors are used as the gating signals for the inverter, resulting a 6-pulse operation.

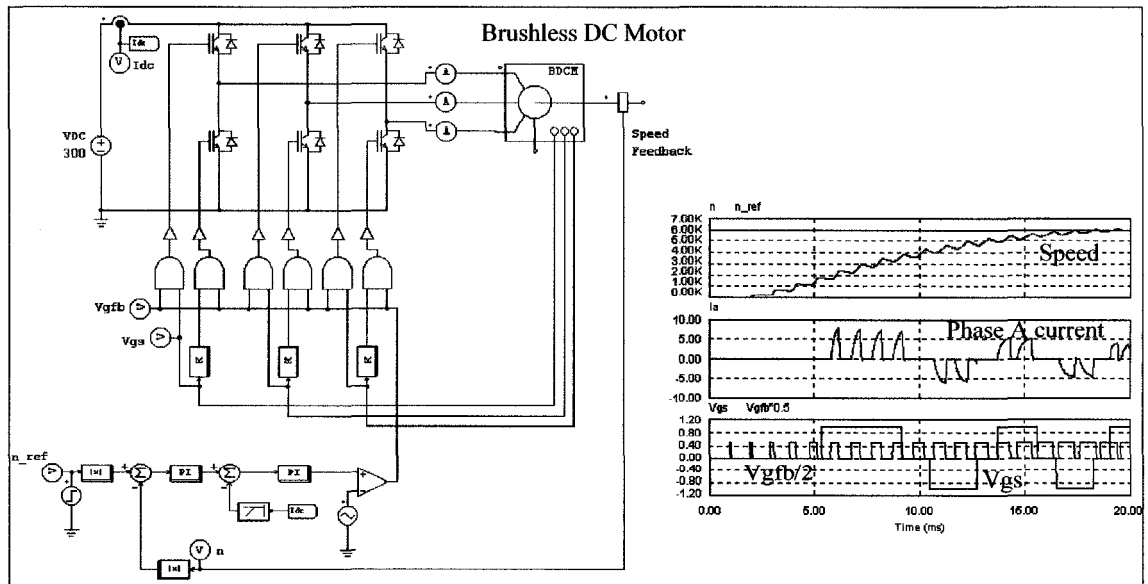
The simulation waveforms show the start-up transient of the mechanical speed (in rpm), developed torque T_{em} , and 3-phase input currents.



Example: Brushless DC Motor with Speed Feedback

The figure below shows a brushless dc motor drive system with speed feedback. The speed control is achieved by modulating sensor commutation pulses (V_{gs} for Phase A in this case) with another high-frequency pulses (V_{gfb} for Phase A). The high-frequency pulse is generated from a dc current feedback loop.

The simulation waveforms show the reference and actual mechanical speed (in rpm), Phase A current, and signals V_{gs} and V_{gfb} . Note that V_{gfb} is divided by half for display purpose.



ANNEXE 2

Fiche moteur BOSS

ANNEXE 3

Fiche entraînement Minarik

1/2 to 2 Hp

FEATURES & BENEFITS

- **Reversing:** Simple switch wired to terminal block allows you to quickly change directions.
- **Speed range and regulation:** .1% speed regulation over 80:1 speed range.
- **User adjustable calibration pots:** IR compensation, max speed, min speed, current limit, acceleration and deceleration.
- **Diagnostic LEDs:** LEDs for power, fault, torque limit and bus limit.
- **Stopping modes:** The user can brake (N.C.), decelerate (N.O.), or coast the motor to a stop (N.C.).
- **Quick connect terminal block:** Quick and easy wire terminations.
- **On board power supply:** 5VDC, 20mA supply for Hall sensors.
- **22kHz switching frequency:** A high switching frequency means a quiet motor!
- **Accepts AC or DC voltage:** Accepts an AC or DC input voltage.
- **Options and accessories:** BOSSDB-115 for dynamic braking.

BOSS 1Q Series Specifications							
Models	Input Voltage (VAC)	Input Voltage (VDC)	Max. Current	Max. Output Voltage	Peak Current (amps)	Form Factor	HP Rating
BOSS04AC-1Q	90 - 130	100 - 180	4	130	8	1.025	1/2
BOSS08AC-1Q	90 - 130	100 - 180	8	130	16	1.025	1
BOSS15AC-1Q	90 - 130	100 - 180	15	130	30	1.025	2

BRUSHLESS DC DRIVES

G

BOSS 1Q Series

Typical Applications

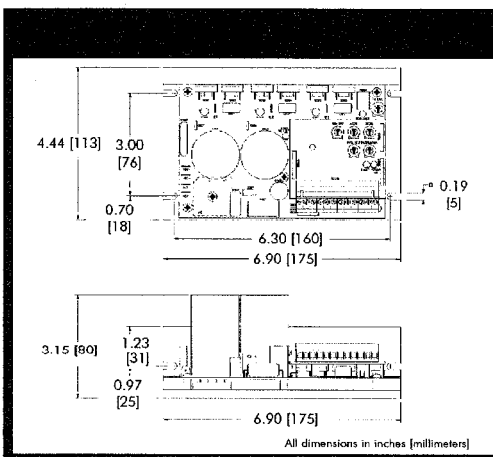
- HVAC
- Machine Tools
- Medical Equipment
- Printing
- Food Processing
- Office Machinery
- Specialty Machinery



Minarik's BOSS Series of brushless drives provides an exciting alternative to both AC and DC drives for motor velocity control in applications 1/2 to 2 Hp. BOSS drives incorporate the desirable attributes of AC and DC systems: little or no maintenance (no brushes); compact, cool running, and quiet motor operation; excellent speed range (80:1); .1% speed regulation; quick response; high speeds; superb low-end torque; and no audible switching noise.

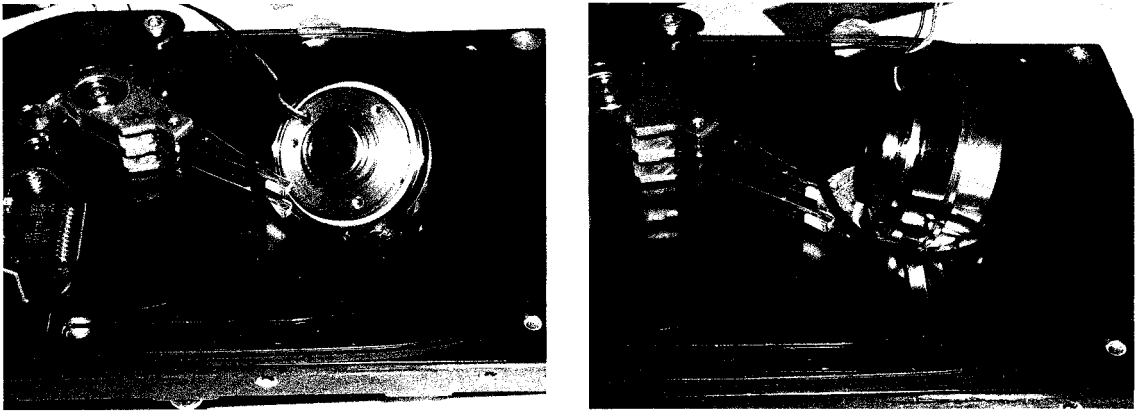
Electrically commutated motors are driven from a three phase "DC" output (trapezoidal waveform). Standard drives output 4, 8, or 15 amps continuous with peak currents reaching 200% of continuous rating for one second. BOSS drives use hall-effect feedback, 60° or 120° spacing, for accurate system operation.

A removable daughter card (personality module) lets users add additional features to the BOSS drives and creates a highly versatile product. Diagnostics include a green power LED; a red current limit LED to indicate continuous current limit; a red fault LED to indicate open or mis-wired hall effect sensors, phase-to-phase short-circuit, and peak current limit.

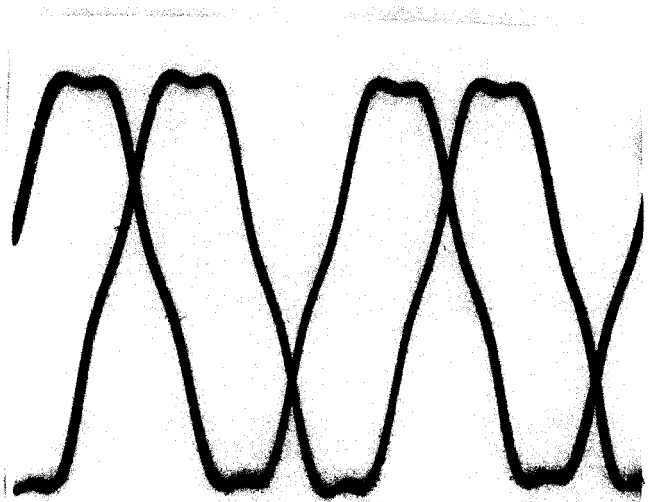


ANNEXE 4
Forme d'onde pratique

La figure suivante montre une MSAT provenant d'un disque dur:



Cette machine est branchée à une charge résistive de 1000Ω . La forme d'onde de la tension phase-neutre (de la charge), pour deux phases (V_a et V_b) est donné par la mesure suivante. On remarque clairement que la tension, de forme trapézoïdale, correspond à une largeur de trapèze d'environ 60 degrés.



BIBLIOGRAPHIE

1. P. C. K. Luk and C. K. Lee (1994), Efficient modelling for a brushless DC motor drive, *Journal, IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, vol. 1, pp. 188,
2. J. Faiz, M. R. Azizian, and M. Aboulghasemian-Azami (1996), Simulation and analysis of brushless DC motor drives using hysteresis, ramp comparison and predictive current control techniques, *Simulation Practice and Theory*, vol. 3, pp. 347,
3. P. L. Chapman, S. D. Sudhoff, and C. A. Whitcomb (2000), Multiple reference frame analysis of non-sinusoidal brushless DC drives, *Energy Conversion, IEEE Transactions on* 15, pp. 197 - 202,
4. D. Grenier, S. Yala, O. Akhrif, and L.-A. Dessaint (1998), Direct torque control of PM ac motor with non-sinusoidal flux distribution using state-feedback linearization techniques, *Journal, IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, vol. 3, pp. 1515,
5. J. X. Shen and S. Iwasaki (To be published), Sensorless control of ultrahigh-speed PM brushless motor using PLL and third harmonic back EMF, *IEEE Transactions on Industrial Electronics (in review)*, vol.,
6. P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff (2002), *Analysis of electric machinery and drive systems*, 2nd ed. Piscataway, NJ New York: IEEE Press; Wiley-Interscience
7. B. K. Bose (1997), *Power electronics and variable frequency drives technology and applications*. New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers
8. H. Le-Huy (2003), *Test et validation des blocs de la librairie " Entraînements électriques "*. Document interne ÉTS : /export/cvs/gestion/admin/rapport1HOANG.doc
9. P. Pillay and R. Krishnan (1989), Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part II: The Brushless DC Motor Drive, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol 25, pp. 274- 279

10. P. Pillay and R. Krishnan (1988), Modeling of Permanent-Magnet Motor Drives, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol 35, pp. 537- 541
11. D.C. Hanselman (1997), Effect of skew, pole count and slot count on brushless motor radial force, cogging torque and back EMF, *IEE Proceedings: Electric Power Applications*, vol 144, pp. 325 - 330
12. O. Tremblay (2005), Conception des modèles d'entraînements AC simplifiés. Document interne ÉTS : /export/cvs/average/AVM/Conception/AC356/AC356.pdf
13. O. Tremblay (2003), Estimation des paramètres des machines électriques. Projet synthèse.
14. H. A. Toliyat and T. Golparathnam (2002), The Power Electronics Handbook: Industrial Electronics Series, Chapter 10: AC Machines Controlled as DC Machines (Brushless DC Machines/Electronics)
15. B. K. Lee, T. H. Kim and M. Ehsani (2001), On the Feasibility of Four-Switch Three-Phase BLDC Motor Drives for Low Cost Commercial Application: Topology and Control. *Conference article, Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, vol. 1, pp. 428-433
16. S. K. Safi, P. P. Acarnley and A. G. Jack (1995), Analysis and simulation of the high-speed torque performance of brushless DC motor drives. *Journal, IEE Proceedings: Electric Power Applications*, vol. 142, pp. 191-200
17. N. Mohan, M. T. Undeland and W. P. Robbins (1989), *Power electronics : converters, applications, and design*. New York: J. Wiley and Sons
18. D. C. Hanselman (1994), *Brushless permanent-magnet motor design*. New York, N.Y.: McGraw-Hill
19. T. J. E. Miller (1989), *Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives*. Oxford, Angleterre, New York: Clarendon Press, Oxford University Press
20. P. Moreton (2000), *Industrial brushless servomotors*. Oxford, Angleterre: Newnes