Contribution au développement d'une mini-pelle tout-électrique : Approche prédictive pour la commande efficace et compliante des actionneurs électromécaniques

Martin Gendrin

▶ **To cite this version:**

Martin Gendrin. Contribution au développement d'une mini-pelle tout-électrique : Approche prédictive pour la commande efficace et compliante des actionneurs électromécaniques. Automatique / Robotique. Université de Lyon, 2016. Français. NNT : 2016LYSEI050 . tel-01497410

HAL Id: tel-01497410
https://theses.hal.science/tel-01497410

Submitted on 28 Mar 2017

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N°d'ordre NNT : 2016LYSEI050

THESE de DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE LYON
opérée au sein de
Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

Ecole Doctorale N° 160
Electronique, Electrotechnique, Automatique

Spécialité de doctorat : Automatique

Soutenue publiquement le 30/05/2016, par :
Martin GENDRIN

Contribution au développement d'une mini-pelle tout électrique. Approche prédictive pour la commande efficace et compliante des actionneurs électromécaniques

Devant le jury composé de :

M.	**M. Fadel**	Professeur des Universités	ENSEEIHT	Rapporteur
M.	**J.C. Mare**	Professeur des Universités	Insa-Toulouse	Rapporteur
M.	**E. Godoy**	Professeur HDR	Centrale-Supelec	Examinateur
M.	**E. Bideaux**	Professeur des Universités	Insa-Lyon	Examinateur
Mme.	**X. Lin-Shi**	Professeur des Universités	Insa-Lyon	Directrice de thèse
M.	**J.Y. Gauthier**	Maître de Conférences	Insa-Lyon	Co-Directeur de thèse
M.	**L. Bruyere**	Docteur	Volvo CE	Invité

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

« T'es-tu ainsi engagé dans un chemin, persévère à tout prix, tu ne peux qu'y gagner, tu ne cours aucun risque ; peut-être qu'au bout t'attend la catastrophe, mais si dès les premiers pas tu avais fait demi-tour et si tu avais redescendu l'escalier, tu aurais failli dès le début, c'est plus que probable, c'est même certain. Ainsi ne trouves-tu rien derrière ces portes, rien n'est perdu, élance toi vers d'autres escaliers ! Tant que tu ne cesseras de monter, les marches ne cesseront pas ; sous tes pieds qui montent, elles se multiplieront à l'infini ! »

Franz Kafka

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Département FEDORA – INSA Lyon - Ecoles Doctorales – Quinquennal 2016-2020

SIGLE	ECOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNEES DU RESPONSABLE
CHIMIE	**CHIMIE DE LYON** **http://www.edchimie-lyon.fr** Sec : Renée EL MELHEM Bat Blaise Pascal 3e etage secretariat@edchimie-lyon.fr Insa : R. GOURDON	M. Stéphane DANIELE Institut de Recherches sur la Catalyse et l'Environnement de Lyon IRCELYON-UMR 5256 Équipe CDFA 2 avenue Albert Einstein 69626 Villeurbanne cedex directeur@edchimie-lyon.fr
E.E.A.	**ELECTRONIQUE, ELECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE** **http://edeea.ec-lyon.fr** Sec : M.C. HAVGOUDOUKIAN Ecole-Doctorale.eea@ec-lyon.fr	M. Gérard SCORLETTI Ecole Centrale de Lyon 36 avenue Guy de Collongue 69134 ECULLY Tél : 04.72.18 60.97 Fax : 04 78 43 37 17 Gerard.scorletti@ec-lyon.fr
E2M2	**EVOLUTION, ECOSYSTEME, MICROBIOLOGIE, MODELISATION** **http://e2m2.universite-lyon.fr** Sec : Safia AIT CHALAL Bat Darwin - UCB Lyon 1 04.72.43.28.91 Insa : H. CHARLES Safia.ait-chalal@univ-lyon1.fr	Mme Gudrun BORNETTE CNRS UMR 5023 LEHNA Université Claude Bernard Lyon 1 Bât Forel 43 bd du 11 novembre 1918 69622 VILLEURBANNE Cédex Tél : 06.07.53.89.13 e2m2@ univ-lyon1.fr
EDISS	**INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES-SANTE** **http://www.ediss-lyon.fr** Sec : Safia AIT CHALAL Hôpital Louis Pradel - Bron 04 72 68 49 09 Insa : M. LAGARDE Safia.ait-chalal@univ-lyon1.fr	Mme Emmanuelle CANET-SOULAS INSERM U1060, CarMeN lab, Univ. Lyon 1 Bâtiment IMBL 11 avenue Jean Capelle INSA de Lyon 696621 Villeurbanne Tél : 04.72.68.49.09 Fax :04 72 68 49 16 Emmanuelle.canet@univ-lyon1.fr
INFOMATHS	**INFORMATIQUE ET MATHEMATIQUES** **http://infomaths.univ-lyon1.fr** Sec :Renée EL MELHEM Bat Blaise Pascal 3e etage infomaths@univ-lyon1.fr	Mme Sylvie CALABRETTO LIRIS – INSA de Lyon Bat Blaise Pascal 7 avenue Jean Capelle 69622 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72. 43. 80. 46 Fax 04 72 43 16 87 Sylvie.calabretto@insa-lyon.fr
Matériaux	**MATERIAUX DE LYON** **http://ed34.universite-lyon.fr** Sec : M. LABOUNE PM : 71.70 –Fax : 87.12 Bat. Saint Exupéry Ed.materiaux@insa-lyon.fr	M. Jean-Yves BUFFIERE INSA de Lyon MATEIS Bâtiment Saint Exupéry 7 avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72.43 71.70 Fax 04 72 43 85 28 Ed.materiaux@insa-lyon.fr
MEGA	**MECANIQUE, ENERGETIQUE, GENIE CIVIL, ACOUSTIQUE** **http://mega.universite-lyon.fr** Sec : M. LABOUNE PM : 71.70 –Fax : 87.12 Bat. Saint Exupéry mega@insa-lyon.fr	M. Philippe BOISSE INSA de Lyon Laboratoire LAMCOS Bâtiment Jacquard 25 bis avenue Jean Capelle 69621 VILLEURBANNE Cedex Tél : 04.72 .43.71.70 Fax : 04 72 43 72 37 Philippe.boisse@insa-lyon.fr
ScSo	**ScSo*** **http://recherche.univ-lyon2.fr/scso/** Sec : Viviane POLSINELLI Brigitte DUBOIS Insa : J.Y. TOUSSAINT viviane.polsinelli@univ-lyon2.fr	Mme Isabelle VON BUELTZINGLOEWEN Université Lyon 2 86 rue Pasteur 69365 LYON Cedex 07 Tél : 04.78.77.23.86 Fax : 04.37.28.04.48

*ScSo : Histoire, Géographie, Aménagement, Urbanisme, Archéologie, Science politique, Sociologie, Anthropologie

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Remerciement

J'aimerais, avant de rentrer dans le vif du sujet qui, je l'espère, vous intéressera, prendre le temps de remercier les personnes sans lesquels ce manuscrit, qui est l'aboutissement de mon travail de thèse, n'aurait pas été possible.

Dans un premier temps, je tiens à remercier M Emmanuel Godoy, qui a officié en tant que président de mon jury de thèse, et M Jean-Charles Mare et M Maurice Fadel, pour avoir rapporté mon manuscrit. Leurs rapports m'ont aidé à prendre du recul sur mon travail et à identifier clairement ses apports. Leur intérêt pour mon travail s'est traduit par des questions pertinentes pendant ma soutenance, qui m'ont permises d'identifier et d'éclaircir les dernières zones d'ombre, et à perfectionner cette dernière version de manuscrit que vous vous apprêtez à lire.

Je souhaite aussi remercier chaleureusement M^{me} Xuefang Lin-Shi et M Jean-Yves Gauthier, ma directrice et mon co-directeur de thèse, pour leur travail d'encadrement. Ils ont su m'accompagner et me conseiller dans mon cheminement scientifique tout en me laissant l'autonomie nécessaire à l'éclosion de mes propres idées. Ils ont été présents aux moments critiques, et se sont montrés d'excellents guides. De plus, leur capacité à travailler ensemble (issue de plusieurs projets communs) a été un atout majeur, permettant d'éviter les querelles de clocher et donc d'économiser énormément de temps. Un grand merci, en un mot, pour leur pédagogie, qui a été pour moi essentielle.

Je remercie aussi M Eric Bideaux, chef du projet ELEXC côté laboratoire Ampère. Il a supervisé la réalisation du banc de test ELEXC présenté dans ce manuscrit. Je suis conscient que sans le travail qu'il a réalisé en amont de mes travaux de thèse pour donner forme au banc et sans ses compétences en hydraulique, une grande partie des résultats expérimentaux présentés dans la suite du document aurait été impossible. Je lui dis merci aussi pour la place qu'il a su nous donner, à M Alan Chauvin et à moi-même, dans le projet ELEXC face aux intervenants industriels. Enfin plus généralement, je le remercie pour ses compétences techniques dont il m'a fait bénéficier, pour la confiance qu'il m'a accordée dans mon développement du banc de test et pour son humour mordant qui adoucissait les séances de travail communes.

Restant dans le cadre du projet ELEXC, je souhaite remercier les intervenants industriels de Volvo CE, particulièrement M François Savoye, M Lilian Bruyere et M Ahcene Nedjimi, pour leur capacité à m'intégrer dans le développement de la mini-excavatrice ELEXC et pour leur intérêt porté à mes travaux. En outre, les échanges que nous avons eu et leur aiguillage m'ont permis de mieux appréhender les différentes problématiques industrielles associées au projet ELEXC, et donc à mon sujet de thèse. Enfin, leur ouverture en termes d'échanges d'informations techniques ont grandement facilité la réalisation de mes travaux.

Je souhaites remercier les permanents du laboratoire Ampère, qui n'ont jamais hésité à consacrer de leur temps pour partager leur connaissance, et ainsi faire avancer non seulement mes travaux, mais aussi ceux des autres doctorants du laboratoire. Ils ont su créer un environnement de travail agréable et productif, rendant chaque jour de travail agréable. Pour leur travail sur le banc de test ELEXC, je souhaite en particulier remercier Abderrahime Zaoui, Pascal Bevilacqua et Jacques Joly.

Les doctorants, rencontrés tout au long de mon passage au laboratoire Ampère, méritent tout autant mes remerciements. De nombreux débats, en particulier scientifiques, nous ont permis, je l'espère à tous, d'augmenter nos connaissances et nos compétences. Pour ces discutions qui m'ont fait grandir, mais aussi tout simplement pour les nombreux moments de détente qui ont rendu ma thèse si sympathique, je remercie en particulier M Nicolas Herzig, M Alan Chauvin, M Thomas Schaep et M Thiago Caetano.

D'un point de vue plus personnelle, je tiens tout particulièrement à remercier ma compagne M^{me} Elise

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Deshormière, pour son soutient sans faille et son écoute, en particulier dans les moments de doute. Dans les derniers mois, elle s'est attelée à faciliter notre quotidien pour me permettre de finaliser ma thèse, en restant particulièrement compréhensive sur la situation. Cela me sera compliqué de la remercier à la hauteur de ce qu'elle mérite, mais j'essaierai.

Enfin, je souhaite remercier mes parents, d'une part pour leur soutient pendant ces trois années de thèse bien sûr, mais aussi pour leur éducation. Ils ont su éveiller la curiosité et la persévérance dans le travail de tous leurs enfants. Je ne sais pas ce qu'aurait donné la rédaction de cette thèse sans cet héritage. Mes remerciements vont aussi à mes frères et sœurs, pour leur intérêt et leur soutient.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Résumé

Les actionneurs électromécaniques supplantent les solutions d'actionnement hydrauliques concurrentes dans un nombre croissant d'applications industrielles. Ils le doivent à leurs rendements élevés et à une relative simplicité de commande. Fort de ces avantages, cette technologie a été mise en place dans le cadre du projet ELEXC, en vue de remplacer les vérins hydrauliques sur une mini-excavatrice tout-électrique et s'attaquant pour la première fois au secteur du bâtiment et des travaux publics. Cependant, cette intégration s'accompagne de doutes sur la performance et la durabilité de ces actionneurs dans ce cas précis d'utilisation. Pour répondre à ces interrogations, ce manuscrit se focalisera dans un premier volet sur la caractérisation des performances d'une structure spécifique, permise par la mise en place d'un banc de test multi-énergies instrumenté. Cette étude aboutira à la mise en place d'un modèle par lois physiques dont les paramètres auront été identifiés expérimentalement. Deux solutions innovantes vont ensuite être proposées, visant respectivement à réduire les répercussions, notamment énergétiques, de la caractéristique discrète du convertisseur à découpage, et à parer au manque d'élasticité de l'actionneur tout en conservant ses capacités de creusage. Elles seront toutes deux associées au concept de commande prédictive, mais offriront chacune une spécificité par rapport à l'implémentation standard de ce type de commande tout en conservant ses avantages. La première prendra la forme d'un modulateur fondé sur le principe d'une modulation de largeur d'impulsion vectorielle, dont la séquence sera sélectionnée par un contrôleur prédictif en rapport avec une fonction de coût alliant les ondulations de courant, les pertes par commutation et la tension de mode commun spécifiques aux séquences. La seconde consistera en un contrôleur d'impédance à boucle de position interne, dont les paramètres d'impédance seront variables et définis par un contrôleur prédictif afin de permettre une bonne pénétration dans l'environnement tout en limitant la dynamique et la valeur maximale de l'effort de compression sur la transmission.

MOTS-CLÉS : Actionneur électromécanique, commande prédictive, FCS-MPC, technique de MLI hybride, commande compliante, contrôleur d'impédance à boucle de position interne

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Abstract

Nowadays, the electro-mechanical actuators (EMA) are seen as an alternative to the conventional hydraulic cylinders in a growing number of industrial applications, including the aeronautic sector, thanks to their high efficiency and relatively simple commandability. According to this features, this actuator technology was selected to replace the hydraulic cylinders of the actuation system of a full-electric compact excavator in the ELEXC project. However, some concerns arose from the lack of existing examples with EMA functioning in relatively severe working conditions implying collisions of the actuators with stiff environments. Therefore, this manuscript will first focus on the characterization of the electro-mechanical actuator and of its performances in this specific case of application, enabled by the development of a multi-energy test-rig. Beside the validation of the EMA capacities, a physic law model will be developed, and its parameters tuned according to the experimental results. In a second part of this manuscript, two novel control laws will be proposed, aiming respectively to reduce the negative repercussions of the discrete characteristic of the electrical converter, and to counterpart the lack of natural compliance of the mechanical actuator. They will be both based on the concept of predictive control, but will differ from the conventional implementation of this type of controller. The first proposed topology is a modulator based on a vector Pulse Width Modulation, in which the PWM sequence to be used is defined online by a predictive controller according to a cost function that takes into account the current ripples, the switching losses and the common mode voltages specific to the sequences. Next, a position-based impedance controller, whose impedance parameters are defined online by a predictive controller, is introduced, in order to enable the EMA to penetrate a stiff environment with a relatively low dynamic increase of compression force on the mechanical transmission.

KEY WORDS : electro-mechanical actuators, predictive control, FCS-MPC, hybrid PWM technique, compliant control, position-based impedance control

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Table des matières

Introduction générale **17**

1 Le contexte de l'étude : développement de la mini-excavatrice tout électrique ELEXC **22**

1.1 La structure d'une mini-excavatrice standard et les évolutions existantes 24

1.1.1 La structure d'une mini-excavatrice 24

1.1.2 Les évolutions existantes 26

1.2 L'excavatrice compacte ELEXC 32

1.2.1 L'architecture ELEXC 32

1.2.2 La source d'énergie hybride série électrique-hydrogène 33

1.2.3 Les différents types d'actionneur 34

1.3 Constitution de l'actionneur électromécanique associé à son convertisseur de puissance . . . 39

1.3.1 Structure physique de l'onduleur trois bras deux niveaux 40

1.3.2 Structure physique et dimensionnement de la machine synchrone à aimants permanents 40

1.3.3 Structure physique et dimensionnement de la transmission mécanique 43

1.3.4 Bilan sur l'actionneur électromécanique 47

1.4 Conclusion 47

2 Le banc de test ELEXC **48**

2.1 Présentation du banc de test 49

2.1.1 La chaine d'actionnement électromécanique 50

2.1.2 La chaine d'actionnement hydraulique 55

2.1.3 Le système de commande et l'IHM 58

2.1.4 Le banc de test complet 59

2.2 La modélisation et la commande de l'actionneur électromécanique associé à son convertisseur à découpage 60

2.2.1 Modélisation de la MSAP associée à son onduleur 61

2.2.2 Le modèle de la transmission mécanique 65

2.2.3 La commande vectorielle de l'EMA 72

2.3 Le test du banc et la validation du modèle de l'EMA 75

2.3.1 La structure Simulink du modèle complet de l'EMA contre-réactionné 75

2.3.2 Impact de l'EMA avec un environnement de raideur K_e 76

2.3.3 Réalisation d'un cycle de creusage 78

2.4 Conclusion 83

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

3 Une autre approche de la commande prédictive 86
3.1 La commande prédictive . . . 88
3.1.1 Les commandes prédictives à grandeurs de commande continues . . . 90
3.1.2 Les commandes prédictives à grandeurs de commande discrètes . . . 93
3.2 Les structures de commande d'une association convertisseur plus MSAP . . . 96
3.3 Analyse du problème de montée dynamique en effort et ouverture . . . 98
3.4 Conclusion . . . 99

4 La technique de modulation de largeur d'impulsion hybride prédictive 100
4.1 L'onduleur triphasé trois bras deux niveaux . . . 101
4.1.1 La structure physique et la modélisation . . . 101
4.1.2 Les modulateurs existants pour l'onduleur trois bras deux niveaux . . . 103
4.2 Les séquences de MLI de la MLI vectorielle . . . 111
4.2.1 Les séquences utilisant un vecteur nul . . . 111
4.2.2 Les séquences n'appliquant pas le vecteur nul . . . 116
4.3 Caractérisation des différentes séquences de MLI . . . 118
4.3.1 Les ondulations de courant spécifiques aux séquences de MLI . . . 119
4.3.2 La tension de mode commun propre aux séquences de MLI . . . 124
4.3.3 Les pertes par commutation spécifiques aux séquences de MLI . . . 126
4.4 Les différentes techniques de MLI hybrides existantes . . . 130
4.5 Le principe de la technique de MLI hybride prédictive . . . 134
4.6 Conclusion . . . 136

5 Validation du concept de la technique de MLI hybride prédictive 138
5.1 Le système considéré . . . 139
5.2 Réduction des ondulations de courant et des pertes par commutation d'un moteur synchrone à aimants permanents . . . 141
5.2.1 Le modèle correspondant au banc de test . . . 143
5.2.2 Performances de la MLIP pour un critère mono-factoriel . . . 144
5.2.3 La sélection de la séquence de MLI par compromis entre les ondulations de courant et les pertes par commutation . . . 147
5.2.4 Résultats expérimentaux . . . 150
5.3 Technique de MLI hybride prédictive complète employée sur un moteur synchrone à aimants permanents . . . 156
5.3.1 La MLIP privilégiant la tension de mode commun . . . 156
5.3.2 Evolution des facteurs de comparaison en fonction de la pondération . . . 156
5.4 Technique de MLI hybride prédictive employée sur un redresseur actif . . . 160
5.4.1 Le redresseur actif et son implémentation . . . 160
5.4.2 La réduction des ondulations de courant grâce à la MLIP . . . 163
5.4.3 Le compromis entre les ondulations de courant et les pertes par commutation . . . 166
5.5 Perspectives d'utilisation de la MLIP . . . 168
5.5.1 L'adaptabilité de la MLIP . . . 168
5.5.2 Transposabilité de la technique de MLI hybride prédictive à d'autres convertisseurs . . . 168

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

6 Le contrôleur d'impédance à paramètres variables 172
6.1 Les actionneurs compliants . . . 173
6.1.1 Les actionneurs à compliance passive . . . 174
6.1.2 Les actionneurs à compliance active . . . 175
6.1.3 Discussion sur le choix du type de compliance . . . 178
6.2 Le concept du contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres variables . . 180
6.2.1 La relation d'admittance du contrôleur d'impédance à boucle de position interne . . . 181
6.2.2 Simulation d'un contact de l'EMA équipé d'un contrôleur d'impédance à paramètres fixes avec un environnement de raideur $K_e = 5.10^6$ N/m . . . 186
6.2.3 Le contrôleur prédictif . . . 188
6.3 Résultats de simulation . . . 196
6.3.1 Contact avec un environnement de raideur $K_e = 5.10^6$ N/m avec CIPIPV . . . 197
6.3.2 Impact des valeurs relatives des coefficients de pondération sur le fonctionnement de l'EMA . . . 200
6.3.3 Impact du choix de la dimension n de l'ensemble Σ en simulation . . . 202
6.3.4 Contact avec un environnement de raideur $K_e = 1.10^7$ N/m . . . 204
6.3.5 Réalisation d'un cycle de travail du godet . . . 207
6.4 Résultats sur le banc de test . . . 209
6.4.1 Contact avec un environnement de raideur $K_e = 1.10^6$ N/m . . . 210
6.4.2 Contact avec un environnement de raideur $K_e = 5.10^6$ N/m . . . 213
6.4.3 Impact du choix de la dimension n de l'ensemble Σ en expérimental . . . 215
6.4.4 Réalisation d'un cycle de travail du godet . . . 216
6.5 Conclusion . . . 217

Conclusion générale 220

Bibliographie 226

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Introduction générale

La terminologie engin mobile non-routier (EMNR), selon la directive européenne 97/68/CE, caractérise "toute machine mobile, tout équipement industriel transportable ou tout véhicule, pourvu ou non d'une carrosserie, non destiné au transport routier de passagers ou de marchandise, sur lequel est installé un moteur à combustion interne". Cette définition, relativement large, englobe une classe de systèmes importante, dont les engins de chantier. Au global, il a été évalué que leurs moteurs diesels engendraient des pollutions atmosphériques, sous forme d'émissions d'oxyde d'azote (NO_x) et de particules à hauteur respectivement de 15% et 5% de celles de l'Union Européenne [1]. En réaction, et au nom de la protection de l'environnement et de la santé publique, la directive européenne précédemment citée a vu le jour, et prévoit l'entrée en vigueur de 5 normes successives, respectivement nommées Stage I, Stage II, Stage IIIA, Stage IIIB et Stage VI, sur une période temporelle de 1997 à 2015. Elles ont pour but de restreindre de plus en plus les seuils d'émissions de polluants des moteurs à combustion interne autorisés, ce qui est présenté dans la figure 1. En outre, elles tendent à concorder avec les normes américaines Tier, pour conserver des conditions de concurrence équitables.

L'entrée en vigueur des normes Tier et Stage au niveau mondial dans le secteur des engins de chantier a abouti à une course à l'innovation chez les constructeurs pour rester compétitifs. De fait, les seuils d'émissions permises étant restrictifs, de nouvelles solutions ont vu le jour. Au niveau du moteur diesel, l'utilisation du pot catalytique et des filtres à particules sont maintenant un standard. De plus, les techniques de recirculation d'une partie des gaz d'échappement dans le moteur pour permettre une combustion plus complète (appelé de l'anglais *Exhaust Gaz Recirculation*) et d'ajout d'additif au carburant assurent une coupe dans les Gaz à Effet de Serre (GES). De fait, si la recherche continue chez les motoristes, les producteurs d'engins, eux, entreprennent en parallèle des projets visant à augmenter le rendement de leurs véhicules. Cela passe, entre autres, par leur hybridation, technique consistant à multiplier les vecteurs d'énergie utilisés, intégrant entre autres des stockages (électrique, hydraulique...) pour permettre une augmentation du rendement global et une réduction de la taille du moteur thermique, donc des GES.

Dans le cadre précis des excavatrices compactes, dédiées à des travaux de terrassement dans des milieux confinés et restreints, d'autres tendances doivent être considérées. D'une part, d'après [Massot and Larrue, 2015], la part importante de 15% des émissions de GES attribuée aux transports locaux, dont 37% se font en milieux urbains, ont forcé les villes à se réorganiser, prenant en compte cette problématique, pour permettre, si ce n'est la sauvegarde de l'environnement, du moins celle de la qualité de l'air nécessaire au maintien de la santé publique. Parmi les politiques mises en oeuvre, la formation de zones faibles émissions (en anglais *Low Emission Zone*) dans certaines villes de plusieurs pays dont la Suède, le Royaume-Uni et l'Allemagne, entraine l'interdiction de circulation de certains types de véhicules sur une part des agglomé-

1. données issues du communiqué de presse de la Commission Européenne disponible sous *http* : *//europa.eu/rapid/press-release_*IP-14-1044*_fr.htm*

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

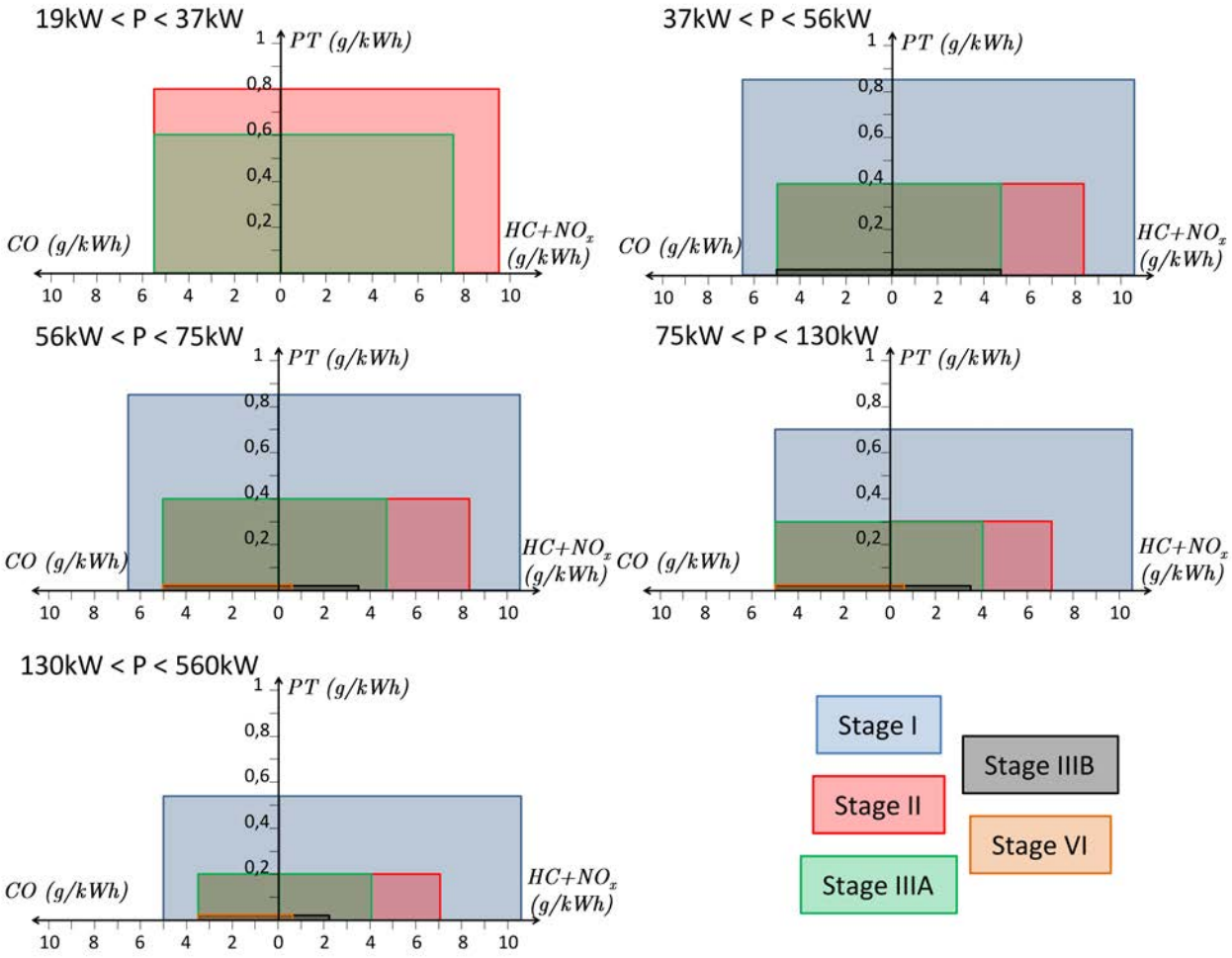

FIGURE 1 – Seuils d'émission de polluants des moteurs à combustion interne imposés par les différentes normes Stage en fonction de la puissance.

rations. Pour le moment, ces restrictions concernent principalement les poids lourds ne respectant pas un certain niveau de norme Euro, mais elles peuvent être étendues, comme en Allemagne, aux véhicules légers. De plus, Londres, fort de son expérience dans le domaine, pourrait être d'ici 2020 la première zone urbaine à ultra-faibles émissions, avec une volonté clairement annoncée par son maire Boris Johnson, d'avantager les véhicules propres ou à faibles émissions [Ademe, 2014]. Il a en particulier stipulé vouloir favoriser les chantiers de construction propres. Cette nouvelle dynamique laisse présager dans le futur la création de zones zéro émission, où seuls les véhicules propres seront autorisés. D'un autre point de vue, les engins de terrassement compacts sont souvent utilisés en intérieur, que ce soit dans les villes ou dans le secteur minier. Dans ces cas, leur fonctionnement oblige la mise en place d'un système d'extraction pour évacuer les émissions vers l'extérieur, qui ne peut être évité qu'avec la suppression totale de la pollution intrinsèque aux véhicules. Les excavatrices compactes sont généralement utilisées en zones urbaines, et leurs tailles réduites leur confèrent une capacité à réaliser des travaux en intérieur. Les raisons avancées dans ce paragraphe s'additionnent donc aux restrictions normatives pour aboutir à un réel besoin d'avoir des véhicules zéro émission, laissant présager un marché futur relativement intéressant.

C'est dans ce contexte évolutif que le projet ELEXC (ELectrical EXCavator) a été lancé début 2012. Fi-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

nancé en partie par le Fond Unique Interministériel (FUI), il a été porté par Volvo Construction Equipement (VCE), en collaboration avec quatre PME (EFS, Prollion, SymbioFCell et Elbi) et un groupe international (Bonfiglioli), et labellisé par les pôles de compétitivité ViaMéca et Tenerrdis. En profitant des compétences de chacun des partenaires, il a pour but de tester la faisabilité d'une architecture spécifique d'excavatrice compacte tout électrique. Celle-ci sera constituée d'une source d'énergie hybride électrique-hydrogène, et remplacera le système d'actionnement hydraulique classique par une association d'actionneurs électromécaniques (EMA). Il a été estimé en début de projet que le système résultant offrirait, outre une absence totale d'émissions de GES liées à son fonctionnement, une efficacité énergétique accrue tout en conservant les performances de son concurrent standard. Le projet a aboutit mi-2015 à un prototype fonctionnel validant en grande partie ces hypothèses. De plus, celui-ci permet une réduction claire des émissions sonores, induisant un avantage compétitif non négligeable dans la réalisation de travaux nocturnes ou en zones habitées. Pour gagner en lisibilité dans le reste du manuscrit, on se réfèrera aux attributs spécifiques de ce projet en leur associant son nom. On parlera donc d'excavatrice ELEXC, de prototype ELEXC, etc.

En revanche, l'architecture choisie étant en rupture avec celle classique, un certain nombre de points restent incertains. Le travail de recherche, portant sur l'étude détaillée du fonctionnement du système complet incluant celui de fourniture d'énergie et celui d'actionnement, et sur la mise en place d'améliorations de commande destinées à augmenter ses performances, incombe au laboratoire Ampère en tant que partenaire académique du projet. Celui-ci a mis à disposition ses compétences dans l'étude des systèmes multi-physiques pour accroitre et conforter la connaissance du système que représente la mini-excavatrice ELEXC. Dans ce but, dans le cadre de ce projet, deux thèses de doctorat ont été lancées. La première, soutenue par M. Chauvin en 2015 ([Chauvin, 2015]), et axée principalement sur le système de fourniture d'énergie, a porté sur le dimensionnement du système global et sur sa gestion d'énergie.

La deuxième, réalisée au sein du laboratoire Ampère et dont les travaux sont présentés dans ce manuscrit, s'est focalisée sur la topologie spécifique d'EMA utilisée sur la pelle et sur sa commande. En premier lieu, en contraste avec leurs utilisations classiques, les actionneurs de l'excavatrice seront amenés à fonctionner dans des conditions relativement sévères, avec des cycles de travail induisant des pics de puissance importants et des impacts avec des environnements raides. La performance et la durabilité du système d'actionnement, dans ce cas applicatif précis, pose donc à juste titre question. Si ces points peuvent être validés globalement sur le prototype, dans ce cadre il est difficile de tirer des conclusions propres aux EMA. Effectivement, sur le système complet en fonctionnement, les effets dus à la topologie d'actionneur sélectionnée sont difficilement dissociables du reste des effets dynamiques. Pour parer à cela, une partie des travaux s'est focalisée sur la caractérisation spécifique de l'EMA utilisé, passant par la mise en place d'un banc de tests pour être à même d'étudier son fonctionnement sous charge.

De plus, la nouvelle topologie du système d'actionnement induite par l'architecture ELEXC, composée de chaînes d'actionnement parallèles partageant la même source d'alimentation électrique, permet une intégration beaucoup plus poussée de techniques de commande avancées par rapport au système classique, degré de liberté qui n'a, jusqu'à maintenant, pas été utilisé. En particulier, des commandes adéquates s'attaquant aux pertes spécifiques du modulateur de puissance, que représente le convertisseur à découpage, pourront être mises en place, ce qui n'est pas le cas avec les distributeurs hydrauliques traditionnellement utilisés. D'un autre coté, si les EMA sont réputés pour leur rendement élevé et leur simplicité de commande, ils sont connus malheureusement aussi pour leur taux de défaillance plus important face à leurs concurrents hydrauliques, ce qui est dû entre autres à un manque d'élasticité induite par l'utilisation d'une liai-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

son hélicoïdale mécanique. Cette problématique pourra, elle aussi, être adressée grâce à la topologie de la chaîne d'actionnement.

Dans un premier temps, ce manuscrit présentera de manière succincte la structure d'une pelle hydraulique classique, et un état de l'art des différentes évolutions proposées dans la littérature et par les acteurs du marché. Ceci permettra de repositionner l'excavatrice compacte ELEXC dans son contexte, et d'apporter des éléments justificatifs sur les choix ayant été faits pour aboutir à l'architecture actuelle du projet. En particulier, les différentes chaînes d'actionnement candidates fondées sur une source d'énergie électrique seront décrites sous un formalisme commun, autorisant leur comparaison, et validant le choix des actionneurs électromécaniques comme solution. Enfin, des descriptions succinctes de la source d'énergie électrique, de l'onduleur trois bras deux niveaux, de la machine synchrone à aimants permanents et de la transmission mécanique, constituant la chaîne d'actionnement, et de leur fonctionnement seront fournies. A terme, ces informations ont pour but d'apporter au lecteur une bonne compréhension du système aussi bien au niveau global qu'au niveau de l'actionneur, nécessaire à celles des développements effectués dans ce manuscrit.

Ensuite, le banc de test multi-énergie mis en place dans le cadre du projet, élément clef de notre capacité à caractériser l'EMA et à développer des commandes qui lui sont spécifiques, va être introduit. Celui-ci, en pratique, autorisera une approche intermédiaire entre les études en simulation portant sur le système complet effectuées en amont du projet et celles sur le prototype réel. Constitué de deux chaînes d'actionnement respectivement hydraulique et électrique instrumentées et du système de commande, il sera dimensionné pour permettre le fonctionnement de l'actionneur à puissance maximale. Sa structure a été développée avec une attention particulière de modularité, nécessaire à la capacité de tester aussi bien les modifications logicielles apportées par le partenaire industriel dans le cadre du projet que les développements propres au laboratoire. En parallèle de la mise en place du banc, un travail de modélisation, effectué sur chaque élément constitutif de l'EMA, induira une structure de modèle par lois physiques de celui-ci, dont les paramètres seront, in fine, identifiés expérimentalement. Un certain nombre de résultats de tests seront présentés, caractéristiques, soit d'un impact de l'actionneur avec un environnement raide, soit de la réalisation d'un cycle de creusage spécifique à l'excavatrice compacte, permettant de valider la fonctionnalité du banc de test, les performances de l'actionneur électromécanique, et la concordance de son modèle.

Ces deux premières parties viendront donc en support des choix constitutifs de l'architecture de l'excavatrice compacte ELEXC. Elles appuieront, par des tests spécifiques sur banc et par des états de l'art, le choix d'utiliser une chaîne d'actionnement avec des EMA. En outre, le modèle développé servira de socle aux développements ultérieurs de commande, et le banc de test à leur validation expérimentale.

La volonté de Volvo en tant que porteur de projet d'imposer la conservation de la mainmise du conducteur sur les mouvements de l'excavatrice contraint les modifications possibles sur la commande locale de vitesse des EMA. Au niveau de celle-ci, gardant comme base fixe la commande implémentée sur les actionneurs du prototype, les deux modifications proposées dans ce manuscrit découleront de la bonne compréhension de l'EMA et de ses pistes d'améliorations potentielles. Elles seront dédiées respectivement à l'amélioration de l'efficacité du modulateur de puissance de la chaîne d'actionnement, en prenant en compte la caractéristique discrète du convertisseur à découpage pour la première, et à l'intégration par la commande d'une élasticité en sortie d'EMA, inexistante d'un point de vue structurel, pour la seconde. Elles seront introduites de manière succincte dans un troisième chapitre de ce manuscrit. Etant toutes deux établies sur une nouvelle approche de la commande prédictive, pour comprendre leurs spécificités, le chapitre débutera sur

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

une description de la commande prédictive dans ses deux versions classiques, qui se différencieront par le type de grandeurs de commande qu'elles induisent, avec pour chacune d'elles un état de l'art. Cette description permettra de mettre en lumière les avantages que ce type de commande est à même d'apporter, incluant la flexibilité de la fonction de coût permettant le respect de plusieurs critères antagonistes et le respect des contraintes du système, aussi bien au niveau du modulateur que dans une commande compliante.

La première modification de commande proposée, destinée à améliorer l'efficacité du convertisseur à découpage, sera référée dans ce manuscrit comme technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) prédictive. Celle-ci prendra la forme d'un modulateur fondé sur une MLI vectorielle, dont la séquence de MLI sera sélectionnée par l'intermédiaire d'un contrôleur prédictif à grandeurs de commande discrètes. Le chapitre 4 présentera tous les éléments nécessaires à la compréhension de cette technique. Il débutera avec une description du fonctionnement d'une MLI vectorielle et de l'ensemble fini de séquences de MLI existantes, qui se définit comme l'ensemble des successions de configurations différentes sur une période de MLI permettant de reconstruire en valeur moyenne la composante diphasée du système triphasé de tension de consigne. Chaque séquence, si elle n'impacte pas la tension appliquée en valeur moyenne à la charge, aura des répercutions en instantané sur les ondulations des courants de sortie du convertisseur à découpage, sur ses pertes par commutation et sur la tension de mode commun présente sur le système. La quantification de ces phénomènes sera traitée dans la suite de ce chapitre. Ces différents éléments seront ensuite repris et adaptés dans le développement du contrôleur prédictif inclus dans la technique de MLI hybride prédictive, aboutissant au concept proposé. Le chapitre 5 appuiera cette conception par l'intermédiaire de différents résultats de simulation et d'expérimentation. Ceux-ci tendront à prouver non seulement la flexibilité de la technique de MLI hybride prédictive en elle-même sur un onduleur trois bras deux niveaux, facilitée par la modularité du contrôleur prédictif, en favorisant un ou plusieurs critères. Ils démontreront aussi l'adaptabilité de cette technique, pour un convertisseur donné, à des applications très différentes, en établissant les performances de cette technique sur une commande de machine électrique et sur un redresseur actif. Enfin, sa transposabilité à d'autres types de convertisseur sera abordée.

La commande compliante [2], présentée en fin de manuscrit, s'attaque à la raideur importante inhérente à la topologie de l'actionneur électromécanique, en partie source de son manque de durabilité. Elle prendra la forme d'un contrôleur d'impédance à boucle de position interne dont les paramètres d'impédance seront définis en ligne par un contrôleur prédictif. Cette variation autorisera, sur le système complet, aussi bien l'intégration d'une élasticité réduisant la dynamique de montée en effort de compression sur la transmission mécanique que la conservation de la capacité de creusage de l'actionneur. Son développement s'articulera en deux volets. Le premier présentera la structure de base du contrôleur d'impédance à boucle de position interne, faisant apparaitre la possibilité dans ce contexte d'associer les variations des paramètres d'impédance pour n'aboutir qu'à celle d'une seule variable. Ensuite, le contrôleur prédictif sera introduit. Fort de ce développement, l'association de ce contrôleur d'impédance avec l'EMA classiquement commandé en position sera testée en simulation et en expérimentation dans différentes configurations, incluant un choc de l'actionneur avec un environnement raide et la réalisation d'un cycle de creusage constructeur. Ses apports par rapport à des commandes compliantes classiques seront mis en valeur.

2. Le terme compliance est un anglicisme référant à l'élasticité. Il sera utilisé dans le reste du manuscrit dans les expressions "commande compliante" et "actionneur compliant" pour conserver une cohérence avec la bibliographie associée

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Chapitre 1

Le contexte de l'étude : développement de la mini-excavatrice tout électrique ELEXC

Sommaire

1.1 La structure d'une mini-excavatrice standard et les évolutions existantes 24
1.1.1 La structure d'une mini-excavatrice 24
1.1.2 Les évolutions existantes 26
1.1.2.1 Modification partielle du circuit hydraulique pour permettre la récupération des énergies cinétiques et potentielles 26
1.1.2.2 Le fonctionnement en réglage de cylindrée (*Displacement Control*) de l'excavatrice compacte 28
1.1.2.3 Les excavatrices compactes hybrides séries 29
1.1.2.4 Les excavatrices incluant une source d'énergie principale électrique 31
1.2 L'excavatrice compacte ELEXC 32
1.2.1 L'architecture ELEXC 32
1.2.2 La source d'énergie hybride série électrique-hydrogène 33
1.2.3 Les différents types d'actionneur 34
1.2.3.1 Le formalisme utilisé 34
1.2.3.2 Les actionneurs linéaires 35
1.2.3.3 Les actionneurs rotatifs 39
1.3 Constitution de l'actionneur électromécanique associé à son convertisseur de puissance . 39
1.3.1 Structure physique de l'onduleur trois bras deux niveaux 40
1.3.2 Structure physique et dimensionnement de la machine synchrone à aimants permanents 40
1.3.3 Structure physique et dimensionnement de la transmission mécanique 43
1.3.3.1 Le réducteur 43
1.3.3.2 La vis à rouleaux satellites 45
1.3.4 Bilan sur l'actionneur électromécanique 47
1.4 Conclusion 47

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

L'urbanisation grandissante que connaissent aussi bien les pays développés que ceux en voie de développement requiert l'existence d'engins de terrassement faibles tonnages capables d'effectuer des travaux en milieu restreint ou confiné. Parmi les solutions mises à disposition par les constructeurs, une excavatrice compacte s'adapte bien à ce type de tâches. Dans le catalogue Volvo Construction Equipment, ce système se caractérise par une masse opérationnelle, définie comme la masse à vide du véhicule à laquelle est additionnée celle du conducteur et du carburant, inférieure à 9,5 tonnes. Il permet, principalement par l'intermédiaire d'un équipement multi-actionné, la réalisation de cycles de creusage, de nivelage et de chargement.

En terme énergétique, une mini-pelle classique se caractérise par un rendement total de 10 % [Chauvin, 2015], avec seulement 20 % de la puissance en sortie de moteur thermique convertie en puissance utile [Kagoshima, 2013]. Ces rendements dramatiquement faibles, dans l'optique actuelle de durcissement normatif induit par les normes Tier et Stage évoquées dans l'introduction, et visant à réduire les émissions de GES, doivent obligatoirement être traités par les différents acteurs du domaine, dont Volvo CE. En outre, la réduction des pertes énergétiques sur le système entraîne celle de la consommation de carburant. Celle-ci représentant environ 87 % du coût d'utilisation d'une pelle selon [Jo and Kwak, 2011], le reste étant des coûts de maintenance, ceci offre aux nouvelles excavatrices un avantage conséquent (la chute du prix du baril de pétrole actuelle étant probablement éphémère).

Fort de ces constats, ce secteur a vu fleurir un nombre important de projets visant à augmenter l'efficacité énergétique de ces engins de terrassement, principalement par l'intermédiaire de modifications structurelles. La réussite partielle dans l'automobile de l'hybridation des véhicules a en particulier incité les constructeurs à tester la transposabilité de cette approche sur les excavatrices compactes. Le but est de multiplier le nombre de vecteurs d'énergie utilisés au sein du système pour optimiser son rendement. En parallèle, la suppression complète du moteur thermique a aussi été abordée par plusieurs industriels, ce qui évite toute émission polluante au niveau du véhicule, permettant un respect de facto des normes. Dans les exemples existants, cette stratégie a induit l'utilisation d'une source d'énergie électrique, incluant un système de stockage de type batterie ou autres. C'est dans ce contexte que la mini-excavatrice ELEXC tout électrique doit s'inscrire, il est donc nécessaire de le comprendre en détail.

Pour cela, ce chapitre s'attèlera dans un premier temps à présenter la version conventionnelle d'excavatrice compacte, avec ses éléments constitutifs principaux et son fonctionnement. Ensuite, les différentes versions hybrides et tout-électriques de ce type de système vont être présentées pour illustrer l'état de la concurrence sur ce marché.

La présentation de l'architecture choisie par Volvo pour son prototype ELEXC suivra. La structure hybride série résultante peut entraîner l'utilisation de différentes technologies, aussi bien au niveau de la source d'énergie que des actionneurs. Pour chacune de ces deux entités, une justification des choix réalisés sera apportée, aboutissant pour les actionneurs à une solution électromécanique.

Les actionneurs électromécaniques, qui remplacent les vérins asymétriques double-effet d'une excavatrice standard, représentent, avec leur commande, le point de focus sur lequel se concentrent les travaux de recherche de ce manuscrit. Leur constitution sera donc détaillée dans une dernière partie du chapitre.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.1 La structure d'une mini-excavatrice standard et les évolutions existantes

Pour être à même d'appréhender les gains potentiels en termes de rendement aussi bien d'une version hybride que d'une électrification totale de l'excavatrice compacte, une compréhension détaillée de sa version standard est nécessaire. Cette section va donc s'atteler à présenter la structure de ce système, prenant en exemple l'EC27C de Volvo, et explicitant sa topologie générale. Les sources principales de pertes vont être évoquées, ouvrant la voie aux améliorations. Fort de cette description, les versions hybrides et tout-électriques, concurrentes à ELEXC, vont être détaillées, avec les gains qu'elles induisent.

1.1.1 La structure d'une mini-excavatrice

Une excavatrice compacte, dont la masse opérationnelle est généralement inférieure à 10 tonnes, est classiquement constituée d'un châssis porteur à chenilles, lié à une tourelle par une liaison pivot actionnée par un moteur hydraulique. Celle-ci intègre le système de génération de puissance hydraulique, qui est formé d'un moteur thermique et d'une pompe hydraulique à cylindrée variable, une cabine de pilotage et l'équipement. Ce dernier est une structure multi-actionnée conventionnellement formée d'une flèche, d'un bras et en bout de structure d'un godet, reliés entre eux par des liaisons pivots actionnées par des vérins hydrauliques. La flèche peut être liée à la tourelle soit simplement par une liaison pivot orientée horizontalement, soit induire en plus une liaison pivot orientée de manière verticale et actionnée par le vérin hydraulique de déport, ce qui est le cas de l'EC27C. Pour permettre un mouvement sur le plan horizontal à trois degrés de liberté de la pelle, deux moteurs hydrauliques, appelés actionneurs de translation droite et gauche et liés au châssis, actionnent de manière indépendante les deux chenilles. Enfin, pour effectuer des travaux de nivelage et pour augmenter la stabilité de l'excavatrice dans certains cas, une lame est fixée au châssis par une liaison pivot actionnée par le vérin de lame. La topologie globale de l'excavatrice compacte EC27C est illustrée en (a) de la figure 1.1, avec les huit actionneurs évoqués.

D'un point de vue systémique, l'excavatrice compacte classique peut être perçue comme une association de chaînes d'actionnement hydrauliques partageant une source d'énergie hydraulique commune. En ce sens, elle est constituée d'une source d'énergie hydraulique, incluant un moteur thermique associé à une pompe à cylindrée variable, qui permet de convertir l'énergie stockée sous forme de carburant en une énergie hydraulique. Celle-ci sera ensuite transmise aux cinq vérins asymétriques double-effet et aux trois moteurs hydrauliques rotatifs intégrés à l'excavatrice compacte EC27C par un circuit hydraulique. Pour permettre la modulation de l'écoulement d'énergie vers les différentes charges, les distributeurs sont reliés en parallèle à l'orifice de sortie de la pompe, et chacun délivre un débit à l'actionneur qui lui est associé en fonction de consignes issues des joysticks du conducteur depuis la cabine, sous réserve que le débit maximal de la pompe ne soit pas atteint. Ainsi, le contrôle de la vitesse des différents éléments de la pelle est possible. La figure 1.1 présente en (b) un schéma de principe de la chaîne d'actionnement hydraulique.

Dans le cadre de la EC27C de Volvo, la source d'énergie est centrée sur un moteur thermique de 19,7 kW tournant en fonctionnement à une vitesse constante de 2200 tr/min. Celui-ci intègre des solutions de réductions de GES propres aux normes Tier et Stage, comme la capacité du moteur thermique à se mettre automatiquement en régime réduit. De plus, les éléments constitutifs du circuit hydraulique, à savoir la pompe et les distributeurs, peuvent être équipés d'une technologie pesée de charge (ou en anglais *Load Sensing*). Le principe du circuit hydraulique résultant est alors le suivant : les différents distributeurs, en fonction des commandes joystick, connectent la sortie de la pompe aux différents orifices des récepteurs devant être

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

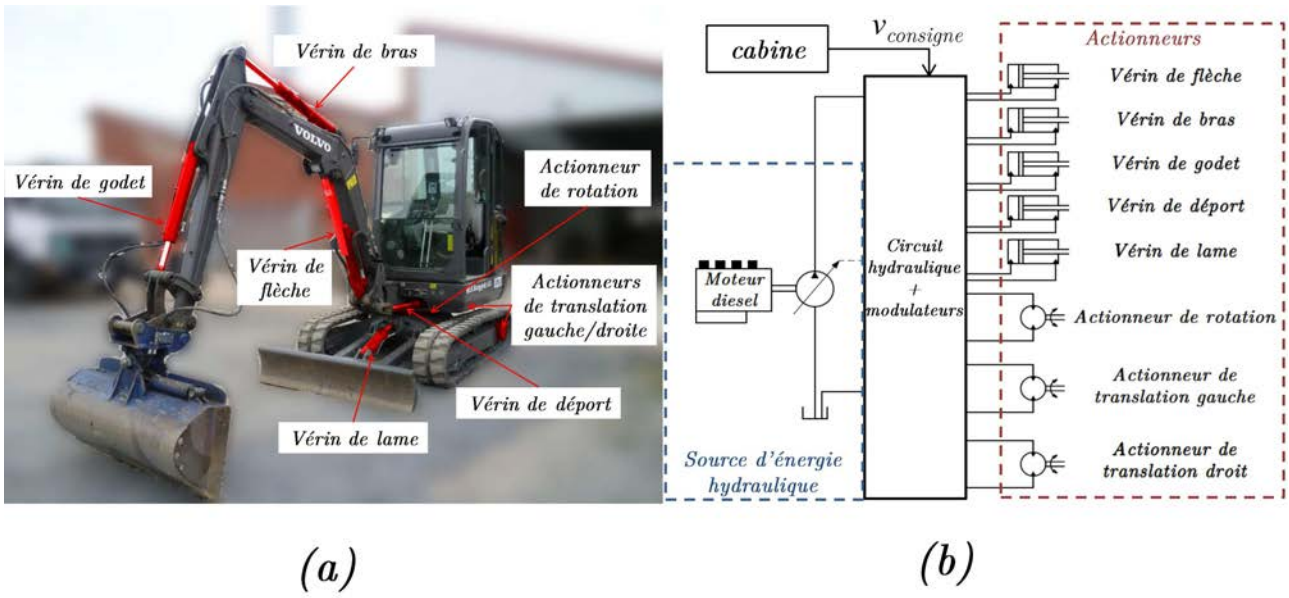

FIGURE 1.1 – Constitution de l'excavatrice compacte EC27C avec en (a) illustration avec les différents actionneurs et en (b) une représentation sous forme d'association de chaînes d'actionnement.

alimentés. Ces derniers sont mis en communication simultanément avec un circuit de commande formé de plusieurs sélecteurs, permettant de déterminer la pression la plus élevée. La pression d'alimentation de consigne, imposée à la pompe par la modification de sa cylindrée, est alors équivalente à cette pression plus une pression constante d'environ 15 bars permettant de compenser les pertes de charge entre la pompe et les distributeurs, ainsi que sur les distributeurs eux-mêmes. Ainsi, la commande des charges est toujours réalisée par l'intermédiaire des débits par les distributeurs, mais ceux-ci subissent une chute de pression largement réduite par rapport à une source d'énergie dont la pression de sortie est régulée à sa valeur maximale en tout temps. Moyennant cela, une diminution des pertes de charge est obtenue. Toutefois, en cas de mouvement cabine, tous les axes ne sont pas chargés de manière similaire. Les distributeurs associés aux axes peu chargés présentent alors une perte de charge très importante. Ainsi, dans certains cas, le rendement s'écroule et cette solution, malgré son faible coût, n'est plus intéressante. De plus amples informations sur la pesée de charge peuvent être trouvées dans [Martin, 2000]. [Casoli et al., 2012] présente un modèle AMESIM de l'association pompe/distributeur/vérin avec pesée de charge.

Ce type d'excavatrice peut maintenant être considéré comme un standard, et correspond à la technologie de base à laquelle nous viendrons comparer les solutions hybrides et tout-électriques. Sa modélisation a été traitée par plusieurs auteurs dans la littérature. En effet, une meilleure compréhension des sources de pertes, et une bonne estimation du rendement des chaînes d'actionnement hydrauliques, sont les prémisses de tout projet d'amélioration système ou d'hybridation. Un modèle de mini-excavatrice avec pesée de charge a été développé dans [Zimmerman et al., 2007], correspondant à une excavatrice compacte Bobcat 435 de masse opérationnelle de 4,8 tonnes, soit légèrement plus élevée que l'EC27C. Il prend en compte un modèle dynamique de l'équipement et des actionneurs associés, ainsi que des modèles de pertes pour la pompe et pour les distributeurs. Il en résulte, pour un cycle de chargement, un rendement énergétique estimé à 31,4 % entre l'énergie mécanique fournie sur l'arbre de la pompe et l'énergie utile. Le même modèle a été utilisé pour un cycle de creusage dans [Williamson et al., 2008], résultant cette fois en un rendement énergétique, calculé de la même manière, pour le cycle de 19,3 %. Ces résultats sont cohérents avec ceux

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

évoqués dans [Kagoshima, 2013], qui eux sont relatifs à une excavatrice de 8 tonnes. L'intérêt de ces travaux est qu'ils associent une part variant de 35 % à 58 % de l'énergie fournie par le moteur thermique aux pertes sur les distributeurs, même en utilisant le système de pesée de charge. Sur le système global, ces rendements, relatifs à la chaîne d'actionnement hydraulique, viennent s'associer à celui du moteur thermique, qui est généralement reconnu comme étant faible. Il en résulte le rendement global inférieur à 10 % énoncé dans l'introduction de ce chapitre.

Ces pertes élevées, aussi bien au niveau de la source d'énergie que de la chaîne d'actionnement, prouvent donc le bienfondé soit d'une adaptation, soit d'une hybridation d'une mini excavatrice compacte.

1.1.2 Les évolutions existantes

Les rendements, évoqués précédemment, valident l'utilité de proposer des structures alternatives dans le cadre du développement des excavatrices compactes. En contraste avec les engins routiers, celles-ci se caractérisent par une puissance de charge de grande amplitude et très dynamique dans un environnement de travail potentiellement plus sévère. Cette complexité, liée au nombre d'actionneurs intégrés, rend possible plusieurs architectures hybrides concurrentes, dont les performances restent à être démontrées. Elles peuvent consister, par exemple, en une modification partielle du circuit hydraulique associée à une hybridation de la source d'énergie. Une refonte complète de la chaîne d'actionnement est aussi possible. De plus, le moteur thermique possède un rendement relativement bas, pénalisant toute la chaîne, il peut donc être intéressant de le remplacer par d'autres sources d'énergie, notamment électrique. Dans l'implémentation la plus conservatrice de la nouvelle mini-pelle, cette source est alors associée à une machine électrique permettant l'entraînement de la pompe du circuit hydraulique conventionnel. Cependant, certains projets proposent en parallèle une révision plus poussée du système d'actionnement. Il est à noter que, outre l'amélioration de rendement, une solution électrique permet, de par la réduction des nuisances sonores et l'absence totale d'émission de GES, d'attaquer de nouveaux marchés. Effectivement, ces caractéristiques permettent un emploi de nuit à proximité d'habitation ou en intérieur.

Il existe donc une multiplicité de stratégies, qui sont représentatives de projets ayant été réalisés, soit d'un point de vue académique, soit dans l'industrie. Cette sous-section va proposer un aperçu de ces travaux, certes non exhaustif, mais suffisant pour voir le contexte concurrentiel dans lequel se place le projet ELEXC. Pour toutes ces réalisations, les gains obtenus seront avancés, mais aussi les manques, auxquels tentera de répondre la mini-excavatrice tout-électrique ELEXC.

1.1.2.1 Modification partielle du circuit hydraulique pour permettre la récupération des énergies cinétiques et potentielles

Dans un premier temps, les solutions ne proposant qu'une modification mineure et ciblée de l'excavatrice compacte vont être explicitées. Une partie non négligeable des pertes pénalisant le rendement est effectivement imputable à deux mouvements spécifiques, qui, repensés autrement, pourrait induire une régénération d'énergie :

– l'abaissement de la flèche, pendant laquelle l'énergie potentielle de tout l'équipement, incluant le poids du godet potentiellement chargé, est dissipée sous forme de chaleur dans le distributeur associé pour freiner le mouvement. La modification de cette chaîne d'actionnement pourrait induire une récupération de 12,9 % de l'énergie totale transmise aux actionneurs selon [Zimmerman et al., 2007],

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

– le freinage du mouvement de la tourelle, pendant laquelle son énergie cinétique est convertie sous forme de chaleur dans le distributeur de l'actionneur d'orientation.

Ces perspectives sont particulièrement intéressantes. Outre la régénération d'énergie qu'elles induisent, elles n'impliquent la modification du système d'actionnement respectivement que pour un actionneur particulier, le reste pouvant rester standard.

Dans le contexte des excavatrices compactes, la régénération de l'énergie cinétique de la tourelle a été étudiée par l'entreprise New Holland, dans une version hybride parallèle de pelle de masse opérationnelle de 7 tonnes ([Lin et al., 2010a]). Dans ce système, une machine électrique remplace le moteur hydraulique utilisé conventionnellement pour l'orientation de la tourelle. Grâce à son mode générateur, l'énergie de freinage peut alors être réinjectée dans une batterie. Elle peut ensuite être réutilisée dans une machine électrique assistant le moteur thermique dans l'entraînement de la pompe principale, ou directement pour actionner la tourelle. Cette topologie de pelle permet en outre une réduction de la taille du moteur thermique, qui passe de 40,5 kW dans la structure classique à 27,5 kW dans la nouvelle version, tout en conservant les capacités de l'engin. L'entreprise annonce ainsi une réduction de la consommation de carburant et d'émission de CO_2 à la hauteur de 40 %. Le schéma de principe de la modification apportée à la mini-excavatrice, adaptée de [Lin et al., 2010a] est présenté en (a) de la figure 1.2.

Plusieurs travaux se concentrent sur la récupération de l'énergie potentielle de la flèche lors de sa descente dans le cadre des excavatrices compactes [Lin et al., 2010b], [Yoon et al., 2009]. Le système proposé dans [Lin et al., 2010b] par exemple, sur un engin de masse opérationnelle de 7 tonnes, intègre un circuit hydraulique additionnel contenant un moteur hydraulique. Il vient s'interposer entre le distributeur

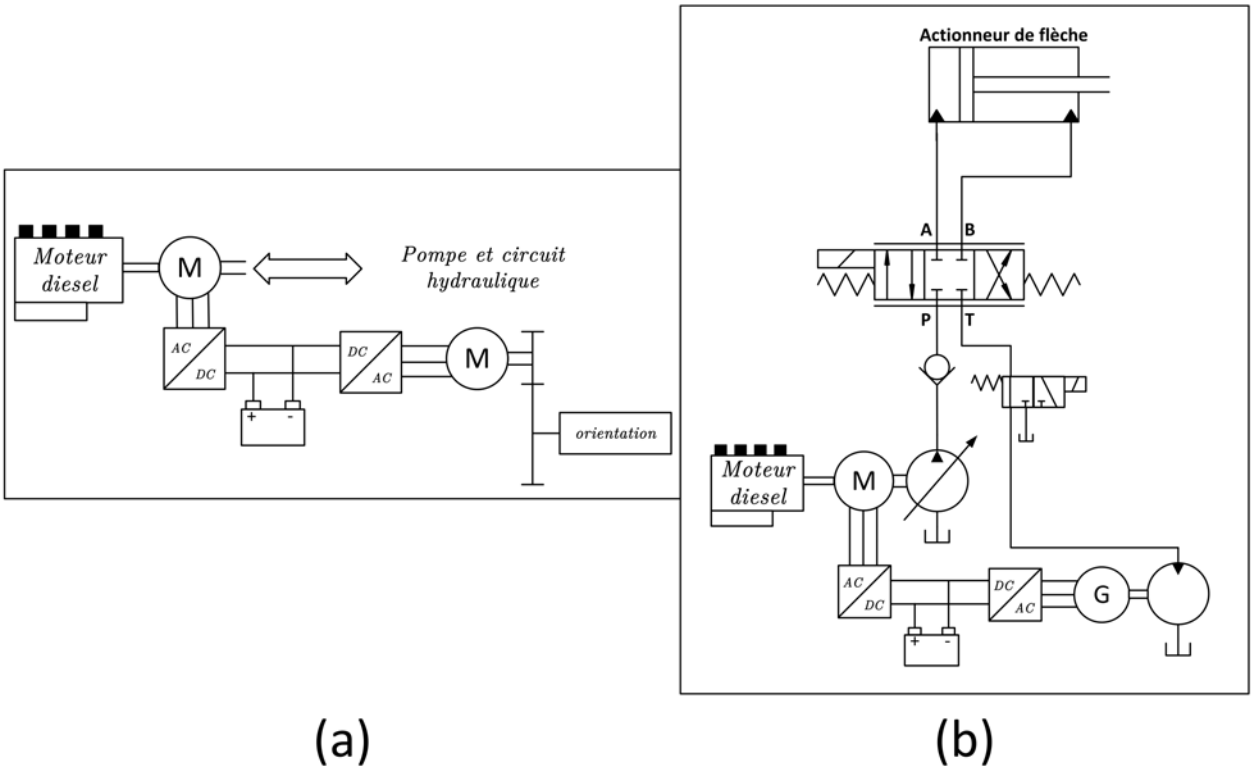

FIGURE 1.2 – Schémas fonctionnels en (a) de la modification de la chaîne d'actionnement de l'excavatrice hybride New-Holland et en (b) de la nouvelle chaîne d'actionnement de la flèche.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

alimentant le vérin de flèche et l'échappement durant les phases de descente. Le moteur est lié mécaniquement à une machine électrique utilisée en génératrice, permettant alors le renvoi de l'énergie potentielle vers un stockage de type batterie. La pelle considérée étant une hybride parallèle thermique-électrique, l'énergie ainsi stockée peut être réinjectée dans la machine électrique. Celle-ci est montée sur l'arbre du moteur thermique afin d'assister l'entraînement de la pompe hydraulique. La nouvelle chaîne d'actionnement de la flèche est présentée par le schéma (b) de la figure 1.2. Le reste du circuit hydraulique de la mini-excavatrice restant inchangé, il n'y est pas représenté. Les réductions de carburant avancées par [Lin et al., 2010a] peuvent être mises en relation avec les rendements de régénération donnés dans [Lin et al., 2010b]. Dans cet article, le circuit présenté en figure 1.2(b) est comparé à une version où un accumulateur hydro-pneumatique est ajouté sur l'entrée du moteur hydraulique. Cet élément permet le stockage d'énergie hydraulique par compression d'une poche de gaz. Il se caractérise par une dynamique en puissance relativement importante. Les rendements de régénérations sont respectivement de 17 % et de 41 %, prouvant la faculté d'amélioration de cette approche.

Ces travaux possèdent l'intérêt certain de ne modifier que marginalement la structure de l'excavatrice compacte, gardant une grande partie du circuit hydraulique et les actionneurs inchangés, tout en traitant le problème réel qu'est l'incapacité de régénérer les énergies potentielles et cinétiques de la version standard. Cependant, ils n'apportent pas de solutions à la source principale de pertes de la chaîne d'actionnement que sont les pertes de charge des distributeurs, ce qui laisse présager des rendements du système complet toujours assez faibles.

1.1.2.2 Le fonctionnement en réglage de cylindrée (*Displacement Control*) de l'excavatrice compacte

Les travaux réalisés par l'équipe de recherche du professeur Ivantysynova s'intéressent aux pertes dans les distributeurs, en proposant un circuit hydraulique alternatif établi sur le concept de la transmission hydrostatique pour l'excavatrice compacte Bobcat 435 mentionnée précédemment. En théorie, chaque actionneur est ici alimenté en circuit hydraulique fermé par une pompe réversible à cylindrée variable dont l'arbre est lié mécaniquement au moteur thermique, qui lui est à vitesse constante. La commande de vitesse du joystick est alors réinterprétée en commande de débit à destination de l'actionneur, qui vient définir la cylindrée de la pompe. Ainsi, l'utilisation de distributeurs est évitée. Ce type de commande est conventionnellement appelé à réglage de cylindrée, ou en anglais *Displacement Control* (DC). Pour parer la dissymétrie des actionneurs, particulièrement marquée dans le cas des vérins asymétriques double-effet, un circuit de gavage, incluant une pompe à cylindrée fixe de pression relativement faible et un accumulateur, permet de réinjecter du fluide au besoin dans les lignes.

En pratique, certains actionneurs de la pelle ne fonctionnent jamais simultanément. Ainsi, pour limiter le nombre de pompes à cylindrée variable dans le circuit complet, certaines seront communes à plusieurs actionneurs indépendants ; ceci est permis par l'installation de valves de commutation permettant de connecter au circuit l'actionneur à alimenter. Le circuit de gavage, lui, est commun à tous les circuits hydrostatiques résultants. Cette description, qui correspond à celle faite dans [Williamson et al., 2008], aboutit au schéma fonctionnel de la figure 1.3.

De fait, les résultats de simulation présentés dans [Williamson et al., 2008] démontrent d'une réduction totale de 39 % de l'énergie consommée sur l'arbre de sortie du moteur thermique, grâce à une suppression des pertes de charge dans les distributeurs. Les pertes dans les pompes à cylindrées variables sont alors majoritaires. Ces résultats ont été validés sur un prototype réalisé au *Maha Fluid Power Lab*, avec une réduction

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

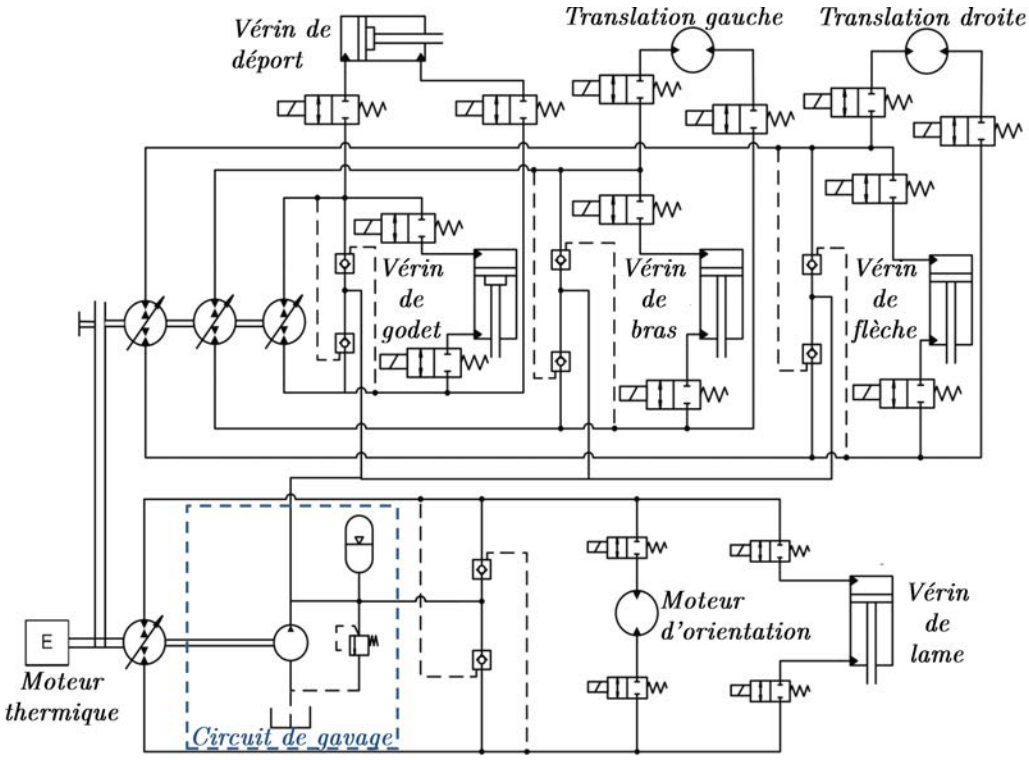

FIGURE 1.3 – Schéma fonctionnel de la chaîne de transmission commandé en réglage de cylindrée installée sur la mini-excavatrice Bobcat 435, tiré de [Williamson et al., 2008].

de la consommation de carburant de 40 % entre une excavatrice Bobcat 435 standard intégrant la pesée de charge et sa version à réglage de cylindrée [Zimmerman et al., 2011]. Sur le circuit hydraulique présenté dans la figure 1.3, l'accumulateur illustré fait partie du circuit de gavage, et n'est en aucun cas dimensionné pour permettre le stockage des énergies potentielles et cinétiques. Dans [Hippalgaonkar and Ivantysynova, 2013], un accumulateur hydro-pneumatique haute pression additionnel vient s'intégrer sur la ligne d'alimentation de l'actionneur d'orientation, permettant cette fois la régénération de l'énergie cinétique de la tourelle.

Les résultats présentés dans ces études sont probants, avec des réductions de consommation de carburant, et donc d'émission, obtenues en simulation et en expérimentation de l'ordre de 40 % face à une excavatrice intégrant la pesée de charge. Il est cependant à signaler que la complexification du circuit hydraulique se répercutera évidemment sur le coût de la solution, augmentation cependant probablement contrebalancée par la baisse du coût d'exploitation. Néanmoins, cette structure est toujours centrée sur un moteur thermique, dont le rendement moyen pénalise toutes les chaînes d'actionnement, même si le circuit hydraulique est optimisé.

1.1.2.3 Les excavatrices compactes hybrides séries

D'autres travaux ont visé la réduction des pertes dans les distributeurs par l'intermédiaire de développements d'excavatrices compactes hybrides série thermique-électrique. De base, cette structure consiste à convertir l'énergie mécanique disponible sur l'arbre du moteur thermique sous forme électrique par l'intermédiaire d'une génératrice de puissance équivalente, puis de l'envoyer dans un système de stockage, dont

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

la technologie (Batterie, Super-Condensateurs) varie en fonction du projet. Ceci permet le fonctionnement du moteur thermique à des meilleurs points de rendement. Conservant le vecteur d'énergie hydraulique, une ou plusieurs machines électriques sont alors utilisées pour entraîner des pompes alimentant des circuits hydrauliques liés aux actionneurs de la pelle.

Cette description correspond au système développé par [Kagoshima et al., 2007] sur une excavatrice compacte de masse opérationnelle de 6 tonnes. Dans le cadre de ce développement, l'actionneur de flèche est alimenté par un circuit hydrostatique par un groupe machine électrique/pompe indépendant et réversible. L'actionneur d'orientation, lui, est directement électrique. Ces choix topologiques sont liés à la capacité de régénérer les énergies potentielle et cinétique, similairement aux travaux de [Lin et al., 2010a] et [Lin et al., 2010b] présentés précédemment. Les actionneurs restants sont alimentés par un circuit hydraulique commun, la modulation de l'énergie se faisant alors grâce à des distributeurs. Le schéma de principe de la pelle, tiré de [Kagoshima et al., 2007], est présenté en figure 1.4.

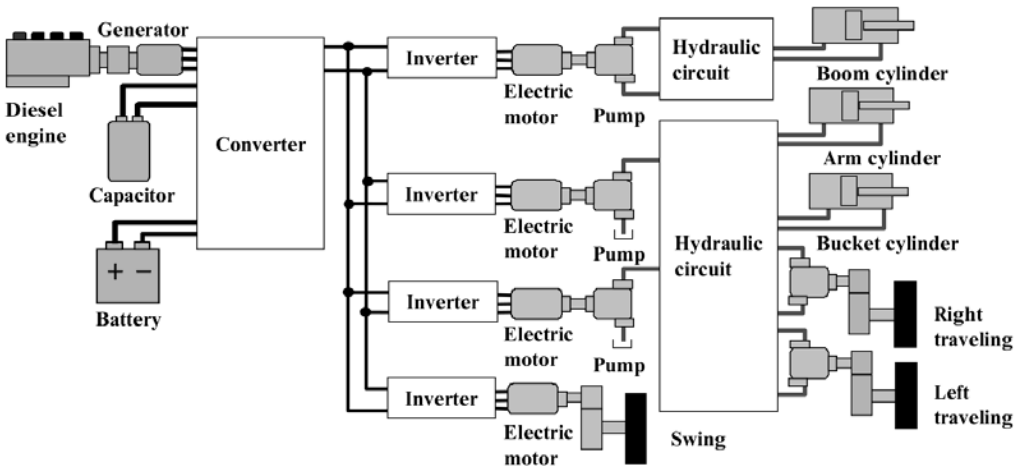

FIGURE 1.4 – Schéma de principe de l'excavatrice compacte hybride série proposée dans [Kagoshima et al., 2007], schéma tiré de [Kagoshima et al., 2007].

L'article [Kagoshima et al., 2007], tiré d'un rapport technique de l'entreprise Kobelco, ne permet pas de tirer plus d'informations sur la structure exacte du réseau hydraulique. Cependant, il présente, pour valider le concept, des résultats de simulation et d'expérimentation, prouvant une réduction de la consommation de carburant légèrement supérieure à 60 % vis-à-vis de la version standard. Ceci peut s'expliquer par l'emploi d'une structure série sur la mini-pelle. D'une part, celle-ci permet réduire les pertes au niveau du moteur thermique par adaptation de son point de fonctionnement. Les réductions de consommation associées à l'utilisation d'une structure série sans modification du circuit hydraulique sur une excavatrice varient effectivement d'environ 15 % à 30 % selon le cycle de travail [Wang et al., 2009]. Elle autorise en outre l'intégration simplifiée d'organes de régénération et la réduction du nombre de distributeurs.

D'un point de vue rendement, l'intérêt du concept est indéniable, avec des réductions de consommation supérieures à celles obtenues dans les exemples cités jusqu'à présent. Cependant, cette structure induit une complexification du système d'actionnement global. De plus, l'installation de machines électriques et d'une batterie, nécessaire à la réalisation de ce type d'hybride série, induit une augmentation nette des coûts de production, qui devront être contrebalancés par les économies en fonctionnement pour que le système soit viable.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.1.2.4 Les excavatrices incluant une source d'énergie principale électrique

Toutes les solutions d'amélioration des excavatrices compactes présentées précédemment ont eu comme triple but de réduire les pertes intrinsèques au circuit hydraulique tout en permettant un fonctionnement du moteur thermique à des points de rendement plus adéquats et la récupération des énergies cinétiques et potentielles. Ceci étant dit, aucune d'elles n'a proposé un remplacement de ce dernier par une source d'énergie principale alternative. Ceci s'explique par la densité d'énergie spécifique particulièrement intéressante du gazole. Ainsi, même avec un rendement relativement faible du moteur thermique, une source d'énergie électrique sera nécessairement plus lourde que le concurrent thermique à iso-énergie. De plus, la technologie thermique étant largement plus répandue dans l'industrie, l'effet d'échelle jouant, le prix d'une source d'énergie électrique comprenant un système de stockage de type batterie est encore prohibitif. Cette dernière contrainte pourrait se réduire dans le futur avec une plus grande pénétration de ce type de stockage dans le marché, ou dans le cas d'une rupture technologique.

Cependant, plusieurs études, aussi bien académiques qu'industrielles se sont attelées au développement d'une excavatrice compacte incluant une source d'énergie principale de type électrique. La raison la plus évidente est le rendement de celle-ci, quelle que soit sa constitution (batterie, super-condensateur), qui permet nécessairement une réduction drastique des besoins énergétiques de la mini-pelle complète. De plus, ce remplacement a l'avantage de supprimer toute émission de polluants au niveau du véhicule, et d'abaisser nettement le niveau sonore. Ces solutions permettent ainsi aux industriels, en parallèle du respect évident des normes Tier et Stage, de conquérir de nouveaux marchés, comme la réalisation de travaux en intérieur ou en nocturne. Enfin, en termes de coût, l'investissement initial important est en partie contrebalancé par un kWh électrique relativement peu onéreux, et une suppression des coûts de maintenance liés au moteur thermique.

Ces raisons ont poussé les acteurs du secteur à innover. Parmi eux, Takeushi a présenté sa TB117E tout électrique à ConExpo 2011. Cette excavatrice compacte de masse opérationnelle de 1,7 tonne intègre une batterie lithium-ion de 300 V, dont la capacité est suffisante pour offrir jusqu'à 6 h de fonctionnement, avec des performances équivalentes à leur version TB016. Outre l'absence d'émission de GES et de pollution sonore, l'entreprise se targue d'une réduction de 80 % des coûts d'utilisation et de maintenance [1]. Kubota, lui, a présenté son excavatrice compacte de 1,8 tonne, développée à partir d'un modèle U17, à Intermat 2012. A la différence de la TB117E, la batterie de ce modèle ne permet de travailler que pendant 3 h. Le concurrent Sany a dévoilé deux mini-pelles tout-électriques, la première de 7,5 tonnes en 2010 (SY75C3EH), et la seconde de 1,6 tonne à l'Intermat 2012 (SY16C1EW), avec une autonomie de 5 h à 6 h. Les puissances des machines électriques intégrées sont respectivement de 30 kW et de 10 kW [2]. De plus, Sany a annoncé, en relation avec sa SY16C1EW, une baisse des coûts de production de 15 % par rapport à une excavatrice traditionnelle, venant ainsi contredire la notion que le système complet électrique serait forcément plus cher. Hitachi, quant à lui, a d'ores et déjà deux excavatrices compactes en vente, la ZX50UB-2, qui est une version de masse opérationnelle de 5 tonnes batterie/plug-in, et la ZX70B de 7 tonnes. La mini-pelle ZX35B de masse opérationnelle de 3,5 tonnes a en outre été développée. Il est à noter que tous les exemples cités dans ce paragraphe conservent le système d'actionnement hydraulique traditionnel.

Ces excavatrices compactes tout-électriques sont pour la plupart au stade de prototypes, offrant une bonne visibilité dans les salons professionnels. Cependant leur développement montre la transformation

1. http ://www.takeuchi-us.com/www/blog/viewpost/43 visité le 29/02/16
2. http ://www.khl.com/magazines/international-rental-news/detail/item73566/ visité le 29/02/16

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

du marché qui est en train de s'opérer, avec un intérêt marqué des industriels sur l'électrification de leurs engins. Cette mouvance concurrentielle, ainsi que les potentiels gains en termes de rendement et de réduction du besoin de maintenance, donc de coût d'utilisation, la nécessité de respecter les normes internationales et l'apparition de nouveaux marchés ont poussé l'entreprise Volvo à développer une nouvelle solution tout-électrique.

1.2 L'excavatrice compacte ELEXC

1.2.1 L'architecture ELEXC

C'est dans cet environnement concurrentiel que Volvo a lancé en 2012 le projet ELEXC, qui tend à développer une excavatrice compacte tout-électrique reprenant la structure d'une EC27C, donc de masse opérationnelle de 2,7 tonnes. Partant du constat qu'une partie non négligeable des pertes énergétiques est imputable au circuit hydraulique servant à transmettre l'énergie mécanique du moteur thermique aux actionneurs, l'objectif premier de ce projet est de tester la faisabilité d'un concept novateur d'excavatrice tout-électrique incluant une source d'énergie hybride série électrique-hydrogène (SEHSEH) et des actionneurs électromécaniques (EMA). Ainsi, le vecteur d'énergie hydraulique, utilisé dans toutes les versions existant chez les acteurs du domaine, entre autres celles dont la source d'énergie est électrique, est absent des chaînes d'actionnement de cette mini-pelle. Cette décision a été motivée par des considérations de rendement des actionneurs, et sera étayée par la suite. Un schéma fonctionnel simplifié rendant compte de la structure générale du concept ELEXC est donné en figure 1.5.

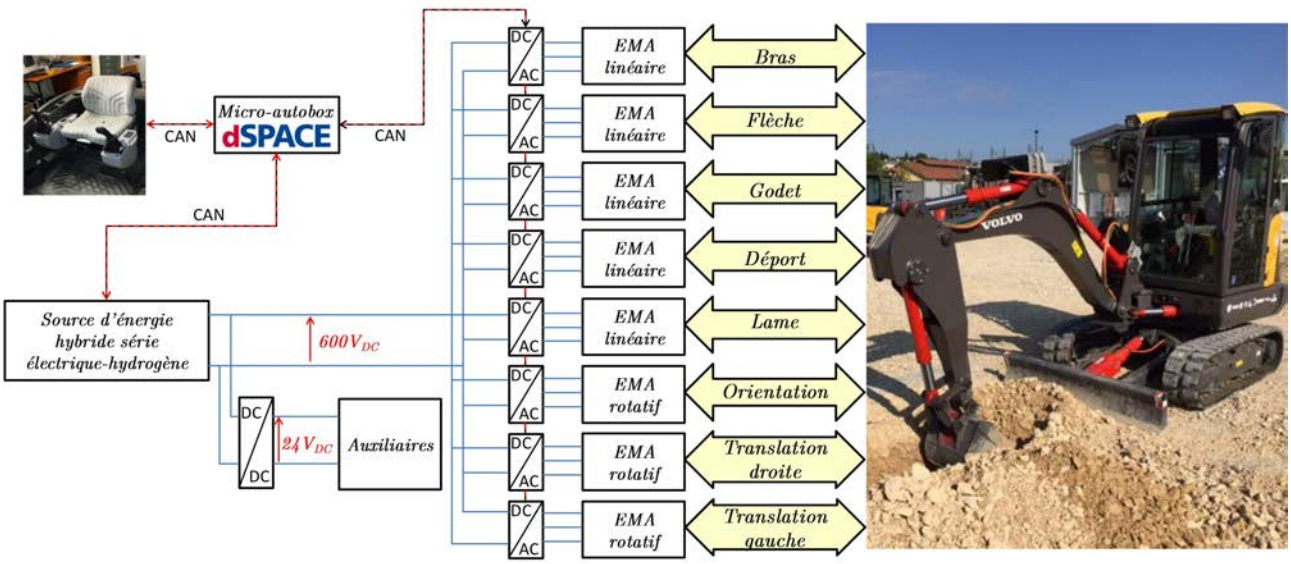

FIGURE 1.5 – Schéma simplifié du concept de mini-excavatrice ELEXC, avec une illustration du prototype réel.

Le concept d'ELEXC est représentatif d'un système hybride électrique série classique. La SEHSEH permet l'établissement d'un bus DC principal de 600 V, sur lequel viennent se brancher en parallèle les différents convertisseurs à découpage DC/AC alimentant les EMA de manière indépendante, tant que les limites de courant et de puissance de la source sont respectées. La modulation de puissance, effectuée par chaque convertisseur à découpage DC/AC, est réalisée en fonction de l'état de l'actionneur qui lui est associé, de ce-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

lui du bus DC, et de la consigne de vitesse qu'il reçoit du système de commande global, en concordance avec les informations joysticks de l'utilisateur. Le système de commande supervise en outre l'état des convertisseurs à découpage DC/AC et de la source d'énergie, permettant une prise de décision sur la mise en sécurité du système le cas échéant. A terme, ce dernier sera constitué d'une électronique embarquée. Cependant, pour faciliter le pré-développement de l'excavatrice ELEXC, dans un premier temps, ce rôle est repris par une micro-Autobox dSPACE. La communication entre les composants de la pelle est effectuée, comme le montre la figure 1.5, par réseau CAN. Un convertisseur à découpage DC/DC, relié au bus 600 V principal, permet l'alimentation des différents auxiliaires, incluant le refroidissement, l'alimentation de différentes cartes de commandes, etc.

Il est à noter que ce concept n'implique aucune mise en commun des modulateurs de puissance, comme cela a pu être fait en hydraulique dans [Kagoshima et al., 2007], [Zimmerman et al., 2011] et [Hippalgaonkar and Ivantysynova, 2013]. Si ce choix pénalise ce concept en termes de coût, cela permet de maximiser le rendement, avec une récupération d'énergie possible sur tous les actionneurs.

La structure de l'excavatrice ELEXC de la figure 1.5, concrétisée par la réalisation d'un prototype fonctionnel, est de fait en complète rupture avec les différentes solutions proposées jusqu'à présent, et nécessite donc une explication plus poussée des solutions technologiques choisies aussi bien sur la SEHSEH qu'au niveau des actionneurs. Pour la source d'énergie, cette présentation sera effectuée en relation avec le travail réalisé par Alan Chauvin pendant sa thèse [Chauvin, 2015].

1.2.2 La source d'énergie hybride série électrique-hydrogène

La constitution de la SEHSEH, qui permet, comme le montre la figure 1.5, l'établissement du bus DC de 600 V, s'est orientée vers une connexion parallèle d'une pile à combustible et d'une batterie, toutes deux fournies par des partenaires du projet ELEXC.

La batterie, de l'entreprise Prollion, est formée d'un circuit série-parallèle de cellules de tension nominale 3,3 V. Elles sont de type $LiFePo_4$, qui diffère des solutions concurrentes lithium par l'emploi d'une cathode en phosphate de fer lithié. Les caractéristiques de cette technologie sont comparées aux autres solutions existantes dans [Chauvin, 2015]. Il en résulte que sa forte densité de puissance, sa bonne cyclabilité et sa stabilité, en particulier en fonction de la température, sont des avantages cruciaux pour son emploi dans un contexte embarqué. Le pack batterie résultant permet le stockage et la restitution de 19 kWh, avec un rendement de charge/décharge estimé supérieur à 95 %. Il est équipé d'un système de gestion de batterie (ou en anglais *Battery Managment System* ou *BMS*) qui permet, en plus d'un aspect supervision, d'équilibrer la tension aux bornes des cellules.

La pile à combustible, quant à elle, est issue de l'entreprise Symbio FCell. D'après [Chauvin, 2015], ce type de système est une source d'énergie électrique non réversible, qui se base sur la réaction chimique du dihydrogène et du dioxygène, aboutissant à la création d'eau, de chaleur, et, par l'intermédiaire de la circulation des électrons nécessaires à la réaction entre l'anode et la cathode, d'un courant électrique. Sur cette base, cette pile à combustible présente un rendement d'environ 70 % à 90 % selon son point de fonctionnement. Cependant, elle doit nécessairement être associée à un certain nombre d'auxiliaires, permettant la circulation des flux de dihydrogène et de dioxygène, et le refroidissement de l'ensemble du système. De plus, la tension qu'elle délivre étant inférieure à 100 V, un convertisseur à découpage DC/DC doit être employé en sortie pour permettre l'établissement du 600 V. Le système résultant, proposé par Symbio FCell, délivre ainsi une puissance pouvant s'élever à 5,5 kW pour un rendement maximal estimé à 60 %.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Dans la source d'énergie hybride série ELEXC, la pile à combustible est utilisée comme un prolongateur d'autonomie et est commandé à puissance constante, préférentiellement à son point de rendement maximal. La batterie, quant à elle, doit être dans ce cas capable, en plus de jouer le rôle de source d'énergie principale, de répondre aux appels de puissance dynamiques provenant des actionneurs, et de stocker l'énergie produite par la pile dans les phases de faible puissance de charge, ce qui est rendu possible par la technologie utilisée par Prollion. De plus amples informations sur cette source d'énergie sont disponibles dans les travaux [Chauvin et al., 2014] et [Chauvin, 2015], avec une étude marquée entre autres sur le dimensionnement des composants.

1.2.3 Les différents types d'actionneur

1.2.3.1 Le formalisme utilisé

De manière très générale, un actionneur est un système physique capable de transformer une énergie qui lui est fournie en énergie mécanique permettant d'actionner une structure. Dans le cas de la pelle standard, c'est le rôle joué par les vérins double-effet asymétriques. Pour permettre la comparaison des topologies candidates à l'intégration de la pelle ELEXC sur un pied d'égalité, dans un premier temps, le concept d'actionneur intégré dans une chaîne d'actionnement est présenté en figure 1.6.

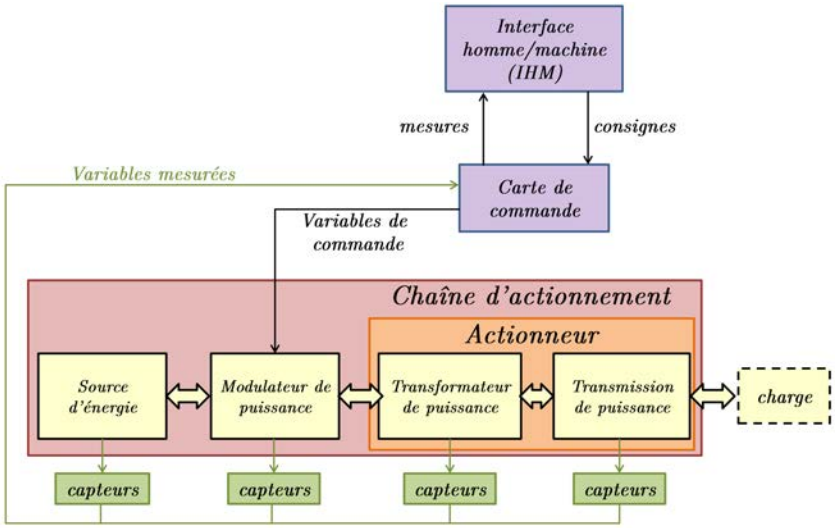

FIGURE 1.6 – Schéma général d'une chaîne d'actionnement instrumentée et commandée.

Dans cette figure, une chaîne d'actionnement est répartie en quatre sous-blocs, qui sont définis de la manière suivante :

- la source d'énergie : elle contient un stockage d'énergie, et tous les composants permettant la conversion de cette énergie sous une forme compatible avec l'actionneur,
- le modulateur de puissance : c'est l'élément qui, en fonction des consignes fournies par le système de commande, va permettre le transit d'une part de l'énergie disponible à la source vers l'actionneur de manière à le commander,
- le transformateur de puissance : ce système permet de transformer l'énergie qui lui est transmise en une énergie mécanique. Celle-ci peut, soit être fournie directement à l'organe de l'excavatrice associé à l'actionneur, soit par l'intermédiaire d'une transmission de puissance,

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

– la transmission de puissance : cet élément transforme l'énergie mécanique en sortie de transformateur de puissance sous une autre forme d'énergie mécanique, si cela est nécessaire.

L'ensemble formé par les deux derniers points est appelé, dans ce manuscrit, actionneur. L'échange d'énergie entre ces blocs est, dans le cas d'un échange unidirectionnel, représenté par une flèche simple donnant le sens de l'écoulement, et par une double flèche dans le cas d'un écoulement réversible. Une chaîne d'actionnement, selon ce formalisme, est généralement instrumentée au minimum au niveau du transformateur de puissance et du modulateur de puissance.

Le formalisme mis en place requiert une compatibilité du type d'énergie entre la source et le transformateur de puissance. Dans le cas où ce dernier est électrique, la SEHSEH, utilisée dans le cadre du prototype ELEXC, sera référée comme source d'énergie. Sinon, par exemple dans le cas d'un transformateur de puissance hydromécanique, la SEHSEH sera intégrée à la source d'énergie, qui contiendra par ailleurs tous les éléments permettant le changement de forme de l'énergie.

1.2.3.2 Les actionneurs linéaires

Dès le commencement du projet ELEXC, Volvo CE, en tant que porteur de projet, a souhaité conserver la structure mécanique de la mini-excavatrice compacte, en particulier au niveau de l'équipement. Moyennant cela, seules des topologies d'actionneurs linéaires pouvaient être mises en œuvre en remplacement des vérins asymétriques double-effet, pour respecter les contraintes d'encombrement et de fonctionnalité. En termes de challenge technologique, ces actionneurs linéaires représentent la plus grande complexité. En restant le plus général possible, tout en respectant les contraintes liées à la mise en place du prototype ELEXC, il existe plusieurs solutions. Celles-ci sont illustrées dans la figure 1.7 en reprenant la formulation de la figure 1.6. Le but de cette figure étant de présenter des schémas de principe, les capteurs, l'interface homme/machine (IHM) et la carte de commande n'y sont pas illustrés.

La figure 1.7 dénombre six chaînes d'actionnement possibles dans le cadre d'ELEXC. In fine, l'imposition de l'énergie électrique comme entrée leur confère une similarité marquée. Effectivement, toutes sont constituées au minimum d'un convertisseur à découpage DC/AC, le plus généralement de type onduleur trois bras deux niveaux, dont la constitution et le principe de fonctionnement seront introduits dans la prochaine section, pour les solutions faible et moyenne puissance. Celui-ci est alimenté directement par le bus DC 600 V, et relié à une machine électrique à courant triphasé alternatif permettant la transformation de l'énergie électrique en une énergie mécanique. Les chaînes d'actionnement vont alors se différencier par la manière dont va être transmise cette énergie à la charge, à savoir à l'organe de la mini-pelle correspondante, ainsi que par les éléments utilisés comme modulateur de puissance.

Au premier abord, la technologie de chaîne d'actionnement la plus naturelle semble être celle où le transformateur de puissance est un moteur linéaire synchrone à aimants permanents monolatéral, donnée en (f) de la figure 1.7. Ce type de moteur consiste en un primaire mobile constitué d'un bobinage triphasé alimenté et d'un circuit ferromagnétique, qui est guidé en translation le long d'un secondaire portant les aimants permanents et jouant le rôle d'inducteur. Ces deux éléments sont séparés par un entrefer constant dans lequel se concentre l'énergie magnétique issue aussi bien de l'alimentation électrique que des aimants permanents. De fait, le moteur linéaire électrique possède un fonctionnement très proche de celui de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), et peut être perçu comme une version déroulée de cette machine. Il a l'avantage de produire une énergie mécanique directement de translation, évitant l'utilisation d'une transmission de puissance. Ceci limite de manière drastique les frottements, attribuant à ce type

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

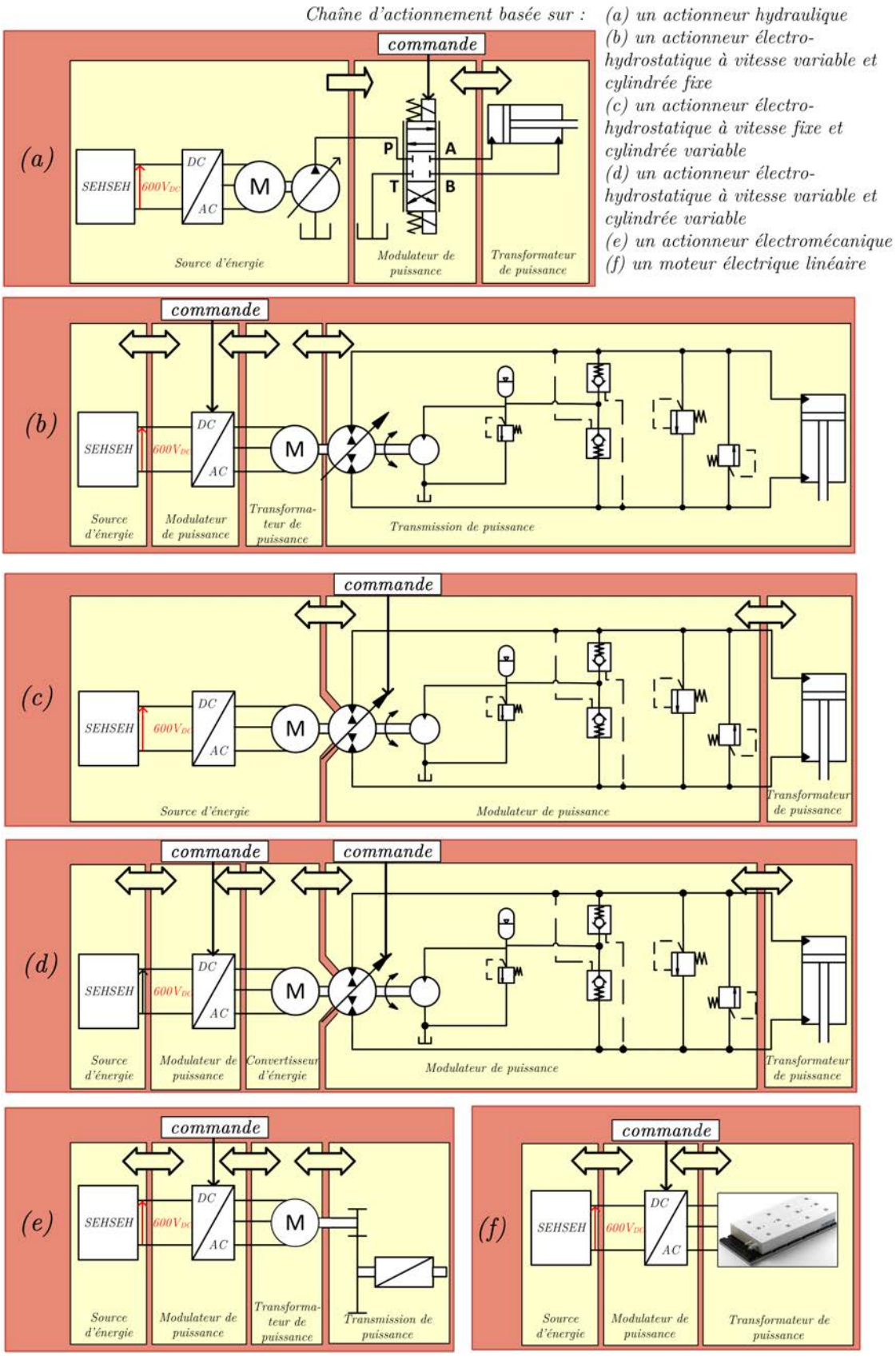

FIGURE 1.7 – Les chaînes d'actionnement candidates à l'intégration dans l'excavatrice compacte ELEXC.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

d'actionneur un rendement élevé. Fort de ces avantages, il a été utilisé dans le domaine ferroviaire, dans la constitution de machines-outils [Remy, 2007], et dans la mise en place d'un banc de test de vérin pneumatique pour une utilisation aérospatiale [Abry, 2013]. Dans le cadre du projet ELEXC cependant, deux inconvénients majeurs obstruent son utilisation. D'une part, de manière similaire à une MSAP, la puissance de ce type de moteur se répartit en une vitesse élevée pour une force relativement faible, soit l'opposé de ce qui est nécessaire sur une pelle compacte. De plus, la quantité d'aimants permanents nécessaires au développement de cette topologie est supérieure à celle requise pour une MSAP, aboutissant à un coût final de l'actionneur élevé.

Parmi les solutions restantes, la première, présentée en (a) de la figure 1.7, revient à répliquer dans chaque chaîne d'actionnement du prototype le système déjà présent sur la mini-pelle standard, en convertissant l'énergie mécanique de rotation en énergie hydraulique, et en utilisant un distributeur comme modulateur. Le montage résultant est un actionneur hydraulique (HA). Bien qu'évoqué, ce type de chaîne d'actionnement présente tous les désavantages, en particulier en termes de rendement, de l'existant, en causant en plus une multiplication inutile du nombre de convertisseurs à découpage DC/AC et des machines électriques. Elle n'est donc pas viable.

Les chaînes d'actionnements données en (b), (c) et (d) de la figure 1.7 sont équivalentes en termes de constitution. Dans ce circuit, la machine électrique est liée mécaniquement à un moteur/pompe bidirectionnel à cylindrée variable, qui alimente par un circuit hydrostatique un vérin double-effet asymétrique dans le cas de l'excavatrice compacte. Pour parer la dissymétrie du vérin le cas échéant, un circuit de gavage est utilisé. Ce système résultant en hérite le nom d'actionneur électro-hydrostatique (EHA). Chacune de ces trois topologies a été le point de focus de nombreux articles dans la littérature, principalement à l'initiative du secteur aéronautique. Elles se différencient par l'élément commandé :

- l'EHA présenté en (b) de la figure 1.7) induit un pilotage de la vitesse de la machine électrique pour une pompe à cylindrée fixe, d'où sa dénomination EHA vitesse variable cylindrée fixe (EHA-VVCF). Dans ces conditions, en négligeant la compressibilité du fluide dans le circuit hydraulique, celui-ci peut être vu comme une transmission de puissance transformant l'énergie mécanique de rotation en une énergie mécanique de translation sur l'élément à actionner. La machine électrique commandée en vitesse joue alors le rôle de transformateur de puissance, et le convertisseur à découpage DC/AC de modulateur. Ce type d'EHA profite du rendement relativement élevé de la machine électrique, quel que soit son point de fonctionnement, en optimisant celui de la pompe, lui conférant un bon rendement au global. Un certain nombre d'article se sont focalisés sur ce type d'EHA, aussi bien d'un point de vue commande que modélisation [Lin et al., 2013], [Seo et al., 2010], [Gendrin and Dessaint, 2012],
- l'EHA présenté en (c) de la figure 1.7, induit la commande de la machine électrique à vitesse fixe et celle de la cylindrée de la pompe pour moduler l'énergie cette fois hydraulique à envoyer au vérin asymétrique (EHA-VFCV). Le rôle de modulateur est donc repris par la pompe, et la source fournit une énergie hydraulique, d'où la répartition des blocs de la figure 1.7. En cela, ce circuit est fortement lié à celui de [Williamson et al., 2008], [Zimmerman et al., 2011] et [Hippalgaonkar and Ivantysynova, 2013]. De fait, il présente un intérêt certain dans le cas où une machine électrique entraîne plusieurs pompes alimentant différents circuits hydrostatiques. Sans communautarisation, l'EHA-VVCF lui est généralement préféré,
- l'EHA présenté en (d) de la figure 1.7 induit la commande des deux entrées du système, à savoir la

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

vitesse de la machine électrique et la cylindrée de la pompe. Cette version est ainsi en tant que tel la plus prometteuse, car elle permet l'utilisation du système à pleine capacité en optimisant le rendement. Cependant, c'est aussi la plus complexe, obligeant de développer des lois de commande spécifiques destinées aux systèmes multi-entrées non-linéaires. Comme le montre la figure 1.7, la chaîne d'actionnement inclut cette fois deux modulateurs différents, à savoir le convertisseur DC/AC et la pompe à cylindrée variable, reliés entre eux par l'intermédiaire d'un convertisseur d'énergie, qui autorise la conversion de l'énergie électrique en hydraulique. En pratique, celui-ci comprend la machine électrique et l'entrée de la pompe.

L'alternative la plus compétitive aux systèmes EHA est donnée en (e) de la figure 1.7. Elle emploie une transmission mécanique entre l'arbre de la machine électrique et la charge pour transformer l'énergie mécanique de rotation en énergie mécanique de translation. Celle-ci consiste généralement en une association d'un réducteur permettant de réduire la vitesse de rotation issue du moteur et d'un système permettant une transformation de mouvement rotation/translation, dont le type est généralement choisi en fonction de la charge. Pour de faibles charges, une vis à billes est généralement utilisée. Pour une gamme d'efforts plus élevée, du type de ceux présents sur la mini-excavatrice, une vis à rouleaux satellites est préférée, car elle associe un bon rendement à une bonne capacité en charge aussi bien statique que dynamique. Le système résultant, appelé actionneur électromécanique (EMA), tire profit des très bons rendements des machines électriques, des systèmes de réduction à engrenages et des liaisons hélicoïdales.

Un certain nombre d'études, dont [Qi et al., 2011] et [Meng, 2010], ont été dédiées à la comparaison des différents types d'actionneur de la figure 1.7. Cependant, en termes de comparaison EMA/EHA, un certain nombre de points restent ouverts. Par exemple, il est prévisible que l'EHA entraîne un coût de maintenance dû au circuit hydraulique, qui disparait en employant un EMA. Cependant, particulièrement dans le cadre d'une utilisation de cette topologie sur une excavatrice compacte, les coûts de maintenance liés aux remplacements de pièces mécaniques sont difficilement prévisibles. La comparaison entre ces deux technologies reste toutefois possible en termes de rendement, de poids et de taux de défaillance. Reprenant les résultats donnés dans [Qi et al., 2011], le tableau 1.1 de comparaison est présenté. Le poids est pour l'EMA fourni en pourcentage du poids de l'EHA. Dans ce tableau, les différents types d'EHA ne sont pas différenciés, la solution considérée étant un EHA-VVCF.

TABLE 1.1 – Comparaison EHA/EMA suivant les résultats de [Qi et al., 2011].

	poids (%)	rendement (%)	taux de défaillance $10^{-7}h^{-1}$
EMA	75	90	27000
EHA-VVCF	100	85	18000

D'après ces résultats, l'EMA permet une réduction de poids de 25 % vis-à-vis de l'EHA. Cependant cette notion est moins importante sur les engins de terrassement qu'en aéronautique. De fait, l'attrait le plus important de l'EMA reste le rendement, jugé aussi bien selon ce tableau que par les éléments donnés dans [Meng, 2010] plus important que celui de l'EHA. D'après les données de [Meng, 2010], ces résultats restent valables pour une comparaison avec les autres types d'EHA. Ainsi, l'emploi d'actionneur électromécanique laisse à présager un rendement plus élevé que celui d'un hydrostatique, et a donc été privilégié dans le cadre du projet ELEXC. Cependant, son taux de défaillance est, selon les résultats du même tableau, visiblement plus élevé. Ce problème pénalise la solution choisie, et a orienté les recherches d'une partie de cette étude.

Le choix de la technologie de remplacement des actionneurs linéaires a été justifié sur des considéra-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

tions énergétiques. Du fait de son importance dans le cadre de cette étude, la prochaine section va s'atteler à détailler la structure de l'actionneur électromécanique, commune à tous les axes en translation sur l'excavatrice compacte, et à introduire son convertisseur de puissance. Le dimensionnement, en particulier, de l'EMA de godet va être présenté, car il sera d'importance dans le développement du banc de test dans le prochain chapitre.

1.2.3.3 Les actionneurs rotatifs

En termes d'actionneurs rotatifs, la supériorité des rendements des réducteurs à engrenages laisse peu de place au débat sur une intégration d'une transmission hydrostatique ou hydraulique. Les trois actionneurs rotatifs existants sur la pelle, à savoir l'orientation et les deux translations, ont donc été remplacés par un actionneur associant une MSAP à un réducteur à roues hélicoïdales.

1.3 Constitution de l'actionneur électromécanique associé à son convertisseur de puissance

La chaîne type d'actionnement électrique linéaire, dans le cadre du projet ELEXC, est constituée de la SEHSEH, d'un onduleur trois bras deux niveaux, d'une machine électrique, d'un réducteur à axes parallèles à roues hélicoïdales et d'une vis à rouleaux satellites, ces deux éléments formant la transmission mécanique. De fait, en accord avec cette topologie, il existe potentiellement trois principales machines électriques triphasées capables de réaliser le travail escompté dans cette gamme de puissance, à savoir la MSAP, la machine asynchrone et la machine à réluctance variable. La machine asynchrone possède le désavantage, vis-à-vis des deux autres types, de nécessiter la création d'un courant dans son rotor pour permettre la formation du flux inducteur. Ceci induit des pertes Joule additionnelles, qui, outre la chute du rendement, aboutissent à un échauffement difficile à écouler. Elle le paie en dimensions, et donc en poids. La machine à réluctance variable, quant à elle, a l'avantage incontestable vis-à-vis de la MSAP de ne pas nécessiter d'aimants permanents dans sa constitution, sa création de couple étant liée à la variation de la hauteur d'entrefer entre son rotor et son stator. Ainsi, le coût peut en être potentiellement réduit. Cependant, elle est plus grosse, et induit des ondulations de couple plus marquées. Les machines électriques, disponibles dans les catalogues de fabricants reconnus, tendent à valider ces constats, avec une machine asynchrone (Leroy Somer - M3AA 112MF 2, poids de 30 kg) deux fois plus lourde qu'une MSAP (Leroy Somer - LSRPM 90 SL, poids de 14 kg) chez Leroy Somer, et une machine à réluctance variable (ABB - M3AL 90 LDA 4, poids de 17 kg) de poids intermédiaire, mais de rendement plus faible que celui de la MSAP. Le choix pour le projet ELEXC s'est donc orienté vers une MSAP, qui se démarque par un fort rendement et un poids réduit.

Les structures des éléments constitutifs de cette chaîne d'actionnement, hors source d'énergie, vont maintenant être abordées. Dans un premier temps, le convertisseur utilisé, à savoir l'onduleur trois bras deux niveaux, va être décrit et son fonctionnement en modèle moyen introduit. Ensuite, la topologie et le fonctionnement physique des deux composants de l'EMA, respectivement la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et la transmission mécanique, vont être présentés de manière succincte. Leur dimensionnement, issu d'une pré-étude réalisée dans le projet ELEXC, sera aussi étayé.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.3.1 Structure physique de l'onduleur trois bras deux niveaux

Ce convertisseur à découpage DC/AC, présenté dans la figure 1.8, permet de moduler l'énergie électrique disponible à la source vers la MSAP de manière à la contrôler, et joue en cela son rôle de modulateur de puissance, tout en la convertissant de la forme DC en une forme AC. Dans ce but, il est constitué de trois bras de pont, composés chacun de deux interrupteurs en série, et d'un condensateur de capacité de stockage C en parallèle. Ce dernier permet d'insensibiliser la tension DC aux appels de courant provenant de la charge. Pour permettre la réversibilité du convertisseur, chaque interrupteur sera formé d'un transistor, dont la technologie (IGBT, MOSFET pour les plus courants) dépend du niveau de la tension DC, de la puissance et de la fréquence de hachage, et d'une diode branchée en parallèle.

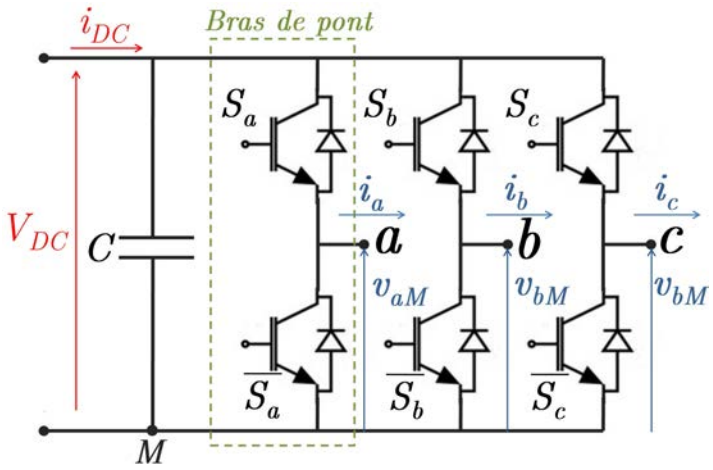

FIGURE 1.8 – Circuit électrique de base de l'onduleur trois bras deux niveaux.

Dans la pratique, le bras ρ est commandé par un signal binaire noté S_ρ et son complément $\overline{S_\rho}$, avec $\rho \in \{a, b, c\}$, avec la possibilité d'envoyer deux niveaux bas aux deux interrupteurs. Ainsi, le point milieu de chaque bras ne peut être connecté qu'à un des potentiels du bus DC. Cette caractéristique discrète, et les impacts qu'elle aura sur le reste du système, seront abordés dans le chapitre 4. Cependant, les techniques de commande usuelles, dont la MLI intersective ou vectorielle, tendent à estomper ces phénomènes au vu de la charge, en hachant la tension DC à une fréquence largement supérieure à celle du fondamental de tension de consigne. Ainsi, les perturbations liées à cette caractéristique discrète se voient décalées vers les hautes fréquences, permettant de considérer les tensions de sortie de l'onduleur v_{aM}, v_{bM} et v_{cM} comme égales à leurs tensions de consigne en valeur moyenne sur la période de hachage. On parle alors de modèle moyen de l'onduleur trois bras deux niveaux. Dans ces conditions, les bras de pont peuvent être considérés comme des transformateurs idéaux à rapport de réduction variable, et imposent le système de tension résultant sur la MSAP.

1.3.2 Structure physique et dimensionnement de la machine synchrone à aimants permanents

La MSAP, qui permet la conversion de l'énergie électrique sous forme AC en énergie mécanique de rotation, est constituée d'une partie fixe appelée stator et d'une partie tournante appelée rotor, constitué d'aimants permanents formant p paires de pôles magnétiques. Le stator porte les bobinages d'induit, soit dans

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

notre cas p systèmes de 3 enroulements déphasés les uns par rapport aux autres d'un angle de $\frac{2\pi}{3p}$ rad. Le rotor, quant à lui, joue le rôle d'inducteur. Le fonctionnement physique de la MSAP est fondé sur l'interaction des flux magnétiques rotorique et statorique, qui induit d'une part la création de F.E.M. aux bornes des bobinages statoriques, et d'autre part la formation d'un couple électromagnétique nommé C_{em}. Dans la chaîne d'actionnement considérée, le système triphasé de tension de sortie de l'onduleur v_{triM} entraîne la création d'un système triphasé de tension, de pulsation électrique ω_s, sur ces bobinages qui, par interaction avec les F.E.M, induiront un système de courant triphasé i_{tri} d'amplitude $\hat{I}_s$ et de même pulsation électrique. Ceci permet la création d'un champ magnétique statorique tournant B_s. Le champ magnétique créé par les aimants sera noté B_r. La structure du rotor et la disposition des aimants permanents entraînent soit une structure à pôles lisses aboutissant à une hauteur d'entrefer constante entre le stator et le rotor, soit une structure à pôles saillants. La hauteur d'entrefer du moteur variera alors en fonction de la position relative du rotor par rapport au stator. La figure 1.9 permet de visualiser la structure d'une MSAP à une paire de pôles dont le rotor est à aimants permanents insérés, et donc à pôles saillants. Les deux champs tournants y sont représentés.

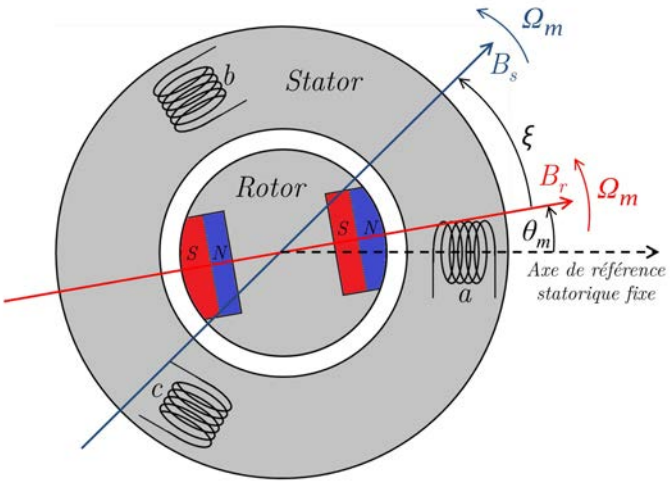

FIGURE 1.9 – Schéma de principe d'une MSAP à une paire de pôles avec un rotor à aimants permanents insérés.

Sur cette figure, les trois enroulements d'induit sont notés a, b et c. Les champs magnétiques statorique et rotorique B_s et B_r tournent à la même vitesse Ω_m. Ils sont déphasés l'un par rapport à l'autre d'un angle ξ. L'angle entre l'axe du champ B_r et l'axe de référence statorique est nommé θ_m.

Pour respecter le synchronisme entre les deux champs tournants, nécessaire à la production d'un couple électromagnétique moyen non nul, il est nécessaire de conserver la proportionnalité suivante entre la vitesse de rotation du rotor Ω_m et la pulsation électrique du système triphasé alimentant la machine ω_s :

$$\omega_s = p\Omega_m \tag{1.1}$$

Dans ces conditions, la MSAP, en mode moteur, crée un couple électromagnétique C_{em} résultant des trois composantes suivantes :

– le couple synchrone, aussi appelé hybride, qui est issu de l'interaction entre les champs tournants statorique et rotorique. Ce couple, prépondérant dans la composition de C_{em}, est proportionnel à

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

sin(ξ).

– le couple réluctant, qui lui est issu de l'interaction entre la force magnétomotrice (F.M.M.) produite par le circuit d'induit et le circuit magnétique rotorique, dont la structure provoque une variation de la hauteur d'entrefer.
– le couple de détente qui est lié à l'interaction entre les encoches statoriques et les aimants permanents placés au rotor. Ce couple est un couple parasite dont l'effet sera négligé dans le reste de ce manuscrit.

Une étude détaillée des phénomènes aboutissant à l'apparition du couple électromagnétique est disponible dans [BEN AHMED et al., 2015a] [BEN AHMED et al., 2015b]. De plus, une modélisation de la partie électrique de la MSAP, induisant ce couple, sera proposée dans le chapitre 2, aboutissant à une compréhension plus approfondie de l'interaction entre les différents signaux électriques.

Ce couple C_{em}, associé à la vitesse de rotation Ω_m, offrira en régime permanent une puissance mécanique transmise au rotor.

Sur la mini-excavatrice ELEXC, le dimensionnement des EMA est spécifique à chacun des axes à actionner. Les MSAP sont sélectionnées vis-à-vis de leur capacité à fournir la puissance utile nécessaire à la réalisation des différents cycles dans la gamme de produits du partenaire du projet responsable de la partie actionneur électrique, à savoir Bonfiglioli. Pour l'EMA de godet, la puissance requise a dirigé le choix vers un BMD145. Son rotor est une structure à pôles saillants constitués d'aimants permanents en néodyme-ferbore. Cependant, la faible saillance nous permet de négliger le couple réluctant et donc d'associer la MSAP à une machine à pôles lisses. Ses paramètres physiques sont listés dans le tableau 1.2.

TABLE 1.2 – Valeurs numériques des paramètres physiques du moteur BMD145.

puissance utile nominale $P_{u\,n}$	5 kW
vitesse nominale $\Omega_{m\,n}$	314 rad/s
couple électromagnétique nominal $C_{em\,n}$	16 Nm
courant nominal efficace $I_{RMS\,n}$	12,5 A
puissance utile maximale $P_{u\,max}$	12 kW
vitesse maximale $\Omega_{m\,max}$	466 rad/s
couple électromagnétique maximal $C_{em\,max}$	46 Nm
courant maximal efficace $I_{RMS\,max}$	50 A
résistance statorique par phase R_s	0,49 Ω
inductance statorique par phase L_s	6,4 mH
nombre de paires de pôles p	4
flux magnétique rotorique Φ_f	0,15 Wb
inertie complète (MSAP + frein) J_m	$1,48.10^{-3}\ kgm^2$
coefficient de frottement visqueux f_m	$0,5.10^{-3}\ s\mathrm{N}m/(rad/s)$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.3.3 Structure physique et dimensionnement de la transmission mécanique

1.3.3.1 Le réducteur

La machine électrique décrite dans la sous-section 1.3.2 permet la conversion de l'énergie électrique fournie par un modulateur de puissance en énergie mécanique de rotation. La transmission mécanique aura pour but premier de permettre le passage de cette énergie en une énergie mécanique de translation. De plus, la MSAP offre un rapport poids/puissance intéressant, mais en pratique sa puissance utile se décompose en une vitesse de rotation importante pour un couple relativement faible. Au regard du fonctionnement attendu de l'EMA lors des cycles de creusage, la transmission devra en outre posséder un rapport de réduction permettant la production d'une force adéquate. La solution proposée est une association d'un réducteur à engrenages hélicoïdaux associé à une vis à rouleaux satellites. Le premier entraîne une réduction de la vitesse de rotation du moteur, et la seconde permet la liaison hélicoïdale.

Le réducteur utilisé est constitué d'une succession d'étages de réductions. Chacun d'eux est formé d'un pignon et d'une roue menée possédant une denture hélicoïdale et montés sur deux axes parallèles. L'élément d'entrée est lié soit à l'arbre de la MSAP, soit à l'arbre de sortie de l'étage amont et celui de sortie est lié soit à la vis à rouleaux satellites, soit à l'étage aval. Pour assurer le bon fonctionnement de chaque étage de réduction, le pignon et la roue menée doivent posséder le même pas. Dans ce cas pour l'étage de réduction i, considérant le pignon comme élément d'entrée, la rotation de son arbre à une vitesse Ω_{ini} entraîne une rotation à la vitesse Ω_{outi} de l'arbre de sortie dans le sens inverse. En négligeant le glissement entre les dents, le ratio de la vitesse d'entrée Ω_{ini} sur Ω_{outi} est égal au ratio du diamètre primitif de la roue menée d_{outi} sur celui du pignon d_{ini}, avec un signe opposé. Ainsi, avec un enchaînement des étages de réduction formant le réducteur complet, le rapport de réduction total liant la vitesse du moteur électrique Ω_m à la vitesse de vis de la vis à rouleaux satellites Ω_v est donc défini dans (1.2) :

$$\mathrm{W}_r = \frac{\Omega_m}{\Omega_v} = \prod_{i=1}^{n_{red}} \left(-\frac{d_{outi}}{d_{ini}} \right) \tag{1.2}$$

Avec n_{red} le nombre d'étages du réducteur. Le ratio résultant est en valeur absolue inférieur à 1.

D'un point de vue transmission d'effort, à chaque étage de réduction, l'action du pignon menant sur la roue menée, issue de l'imposition d'un couple C_{ini} sur l'axe du pignon, entraîne la présence d'une force F_{ni} normale à la surface de contact des dents. Cette force se décompose en une force tangentielle F_{ti} entraînant un couple C_{outi} sur l'axe de sortie et en deux forces axiale F_{ai} et radiale F_{ri} qui s'appliquent respectivement sur les roulements et sur les arbres des éléments en rotation. Cette décomposition est présentée dans la figure 1.10.

En faisant des hypothèses de non-glissement au point de contact des dentures et d'idéalité des pivots représentés par les roulements, le ratio de C_{ini} sur C_{outi} est cette fois, d'après [HENRIOT, 2015], égal au ratio d_{ini} sur d_{outi}, avec un signe opposé. De fait, sur le réducteur complet, le rapport entre le couple imposé par la MSAP et celui actionnant la vis à rouleaux satellites est égal à l'inverse de W_r. Dans un bilan de puissance, un rendement unitaire est ainsi obtenu.

En pratique, des pertes énergétiques sont réparties dans le réducteur. D'une part, d'après [Anderson and Lowenthalt, 1981], au niveau de la surface de contact entre les dentures du pignon et de la roue menée, un film élastohydrodynamique de lubrifiant se crée et entraîne une certaine résistance au roulement, donc des pertes. En outre, un glissement existe entre les dents et aboutit inévitablement à des pertes par frottement.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

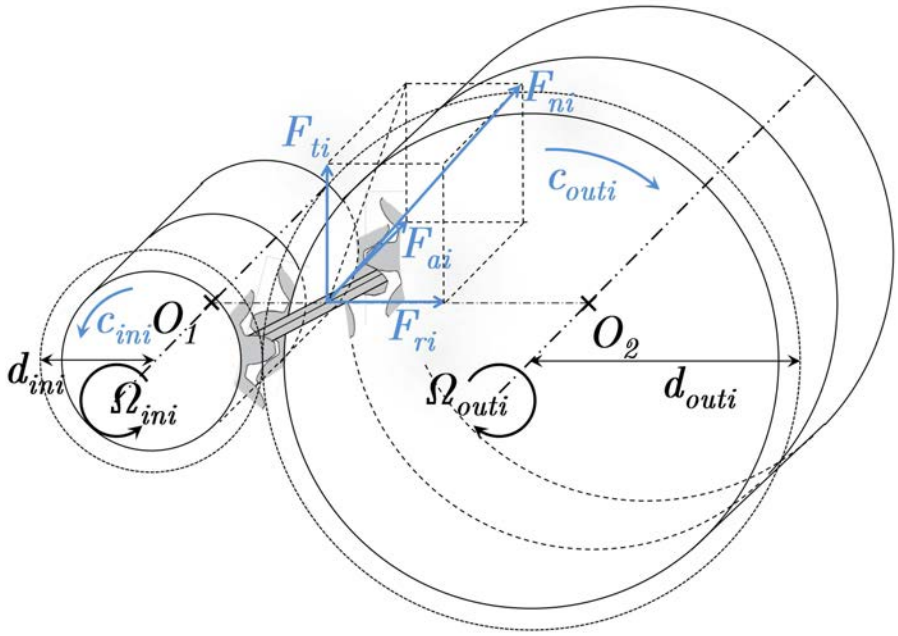

FIGURE 1.10 – Décomposition de la force F_{ni} présente sur la surface de contact entre le pignon menant et la roue menée en ses trois composantes F_{ti}, F_{ai} et F_{ri} sur l'étage de réduction i.

Si les premières dominent quand la transmission fonctionne à vide, l'augmentation du couple de charge entraîne une augmentation des frottements qui deviennent la part la plus importante des pertes globales, surtout à faible vitesse [Anderson and Lowenthalt, 1981]. D'autre part, les roulements utilisés pour les différentes liaisons pivots sont aussi victimes de frottements secs et visqueux, et ont une certaine résistance au roulement. Ces pertes sont amplifiées par les composantes de la force normale F_n sur chaque étage, et par le moment créé par la force axiale. L'amplitude de ces forces est dépendante de la géométrie de la denture, celle-ci va donc impacter le rendement.

Dans le cadre de l'EMA de godet, un réducteur F312 H35 6.9 S130A de la gamme Bonfiglioli a été sélectionné. Ses paramètres physiques sont disponibles dans les fiches techniques des constructeurs, et fournis dans le tableau 1.3.

TABLE 1.3 – Valeurs numériques des paramètres mécaniques du réducteur F312 H35 6.9 S130A.

puissance d'entrée nominale	13,1 kW
vitesse d'entrée nominale	293,21 rad/s
couple d'entrée nominal	44,67 Nm
vitesse de sortie nominale	42,09 rad/s
couple de sortie nominal	295 Nm
nombre d'étages de réduction n_{red}	2
rapport de réduction total W_r	6,9
force radiale maximale sur l'arbre de sortie	2710 N
inertie du réducteur vue de l'entrée J_r	$0,5.10^{-3}\ kgm^2$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.3.3.2 La vis à rouleaux satellites

Pour permettre la liaison hélicoïdale en sortie de réducteur, une vis à rouleaux satellites a été sélectionnée. En termes de fonctionnement, elle se situe à mi-chemin entre une vis à billes qui possède un bon rendement, mais des charges statique et dynamique plus faibles pour un encombrement donné, et le système vis-écrou, dont les forces de frottement accrues par la surface de contact importante entre la vis et l'écrou inhibent l'utilisation. Elle consiste en une vis à plusieurs filets contrainte en rotation, un écrou à plusieurs filets contraint en translation et entre les deux plusieurs rouleaux à un filet répartis sur le périmètre de la vis, généralement de 9 à 13. Ces derniers vont effectuer un mouvement planétaire par rapport à la vis. De par leur géométrie, ils ne devraient avoir aucune translation relativement à l'écrou. Cependant, des imperfections dans la réalisation du couple rouleaux/écrou imposent la mise en place de portes satellites en liaison pivot avec l'écrou pour éviter toute translation résiduelle. La figure 1.11 présente en (a) le schéma de principe de la vis à rouleaux satellites, tiré du brevet du suédois Strandgren de 1954 [Strandgren, 1954], et en (b) un schéma mettant en valeur les différents éléments constitutifs du système.

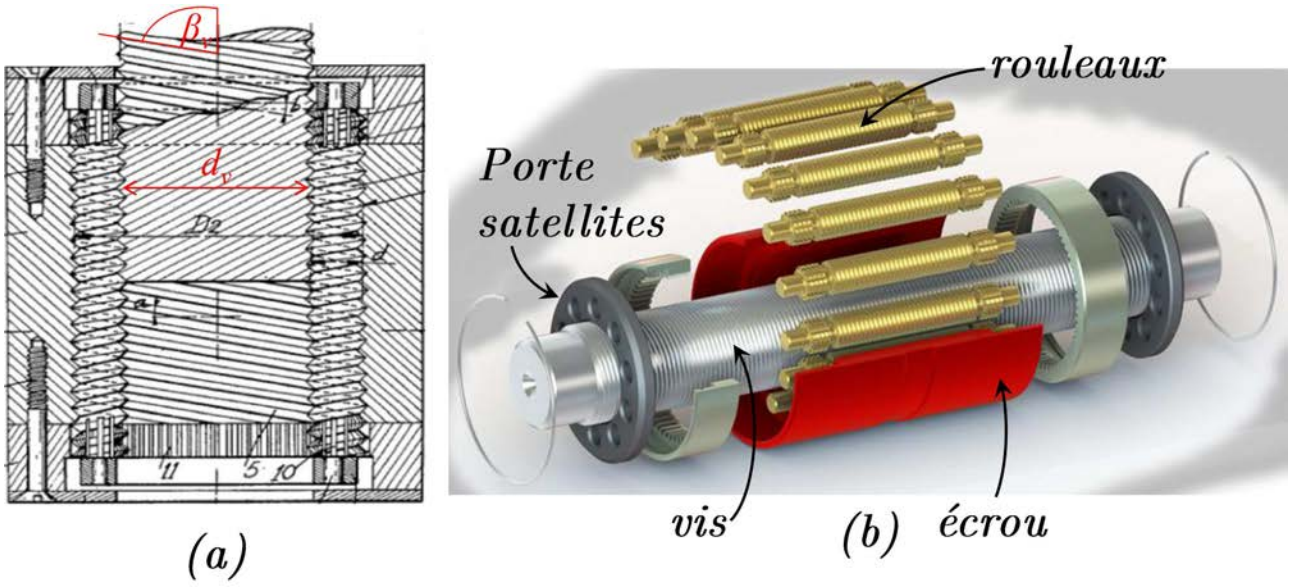

FIGURE 1.11 – Schémas constitutifs de la vis à rouleaux satellites : (a) tiré de [Strandgren, 1954], avec l'angle d'hélice β_v et le diamètre d_v de la vis illustrés et en (b) schéma fonctionnel (rollvis.com).

Les caractéristiques géométriques des différents éléments constitutifs de ce système doivent respecter un certain nombre de contraintes pour assurer son bon fonctionnement. En particulier,selon la description faite dans [Strandgren, 1954] et reprise dans [Hojjat and Agheli, 2009], pour éviter une recirculation des rouleaux vis-à-vis de l'écrou, ceux-ci doivent posséder le même angle d'hélice et le même sens de taraudage respectivement externe et interne. L'écrou et la vis doivent, quant à eux, posséder le même pas. La vis peut avoir un filetage similaire ou de sens opposé aux autres éléments. Cependant, le cas où elle possède le même sens de filetage et le même nombre de filets que l'écrou présente l'avantage de ne pas limiter le nombre de rouleaux possible dans le système. La vis à rouleaux satellites utilisée pour l'EMA de godet possède cette caractéristique. En termes cinématiques donc, pour une vitesse de rotation de vis Ω_v, la vitesse en translation

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

de l'écrou dans l'axe de la vis sera :

$$v = \underbrace{\frac{d_v tan\left(\frac{\pi}{2} - \beta_v\right)}{2}}_{W_v} \Omega_v \tag{1.3}$$

Avec d_v le diamètre de la vis et β_v son angle d'hélice, tous deux représenté dans la figure 1.11, et W_v le rapport de réduction résultant.

Toujours en termes cinématiques, chaque rouleau aura, lui, une vitesse de rotation autour de son axe, une vitesse de rotation autour de l'axe de la vis, et la même vitesse de translation que l'écrou dans l'axe de la vis. Il a été prouvé qu'il existe forcément un glissement entre chaque rouleau et la vis dans l'axe de celle-ci [Velinsky et al., 2008].

Si les filetages de la vis et de l'écrou sont triangulaires, le filetage des rouleaux est lui bombé, entraînant des contacts en première approximation ponctuels entre les éléments constitutifs de la transmission. Ces contacts, nettement plus nombreux que sur une vis à billes, permettent une capacité en charge plus importante.

Dans une première approximation, de manière similaire au réducteur, le rapport entre le couple d'entrée et l'effort en sortie de la vis à rouleaux satellites peut être approximé comme l'inverse de W_v. Cependant, encore une fois, ceci revient à nier toutes sources de pertes sur le système. Un certain nombre d'études dans la littérature se sont focalisées sur cette problématique. Une première étude a été réalisée dans [Velinsky et al., 2008], en prenant en compte la résistance au roulement et les frottements secs entre la vis et les rouleaux afin de déterminer le rendement. Dans cette optique, une modélisation plus fine des pertes par frottement dans la vis à rouleaux satellites a été réalisée dans [Ma et al., 2015]. Elle prend en compte sur le système complet les frottements secs et visqueux sur les roulements utilisés pour la liaison pivot entre la vis et le bâti, les pertes dues à la résistance au roulement, les frottements secs et visqueux entre les rouleaux et respectivement la vis et l'écrou et des pertes hystérétiques dues à la nature hertzienne des contacts. De plus, l'auteur met en valeur la dépendance de toutes ces pertes avec la force de charge axiale, appelée F_a, de la vis à rouleaux satellites. En particulier les pertes liées à l'interaction entre la vis, les rouleaux et l'écrou sont associées à la répartition de F_a tout au long du filetage.

La vis à rouleaux satellites sélectionnée pour l'EMA de godet est celle du partenaire industriel Elbi du projet ELEXC. Ses caractéristiques principales sont données dans le tableau 1.4.

TABLE 1.4 – Caractéristiques principales de la vis à rouleaux satellites.

facteur de réduction W_v	$\frac{0,02}{2\pi}$
course totale	0,4 m
Charge dynamique	42005 N

Le facteur de réduction W_v est représentatif d'une vis d'un pas de 20mm. La charge dynamique donnée dans le tableau 1.4 correspond à la charge axiale pour laquelle la vis à rouleaux satellites atteint une durée de vie nominale de 10^6 révolutions. Elle est généralement associée à la charge statique qui correspond à la charge que peut encaisser le système à l'arrêt sans déformation plastique, non disponible pour cette vis à rouleaux satellites.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

1.3.4 Bilan sur l'actionneur électromécanique

La liaison hélicoïdale résultante, formée par l'association du réducteur et de la vis à rouleaux satellites, permet la transformation de l'énergie mécanique de rotation fournie par le moteur électrique en une énergie mécanique de translation nécessaire en sortie d'EMA. Le rapport résultant est le produit des deux rapports de réductions individuels W_r et W_v, et est suffisamment important pour atteindre les forces utiles lors de cycles de creusage. Au regard des dimensionnements de la MSAP, du réducteur et de la vis à rouleaux satellites, fournis dans les tableaux 1.2, 1.3 et 1.4, la MSAP pourra être utilisée jusqu'à son régime maximal. Ainsi, la méthodologie de dimensionnement a consisté à sélectionner la MSAP de l'EMA en fonction de sa capacité à répondre aux appels de puissance nécessaires à la réalisation des cycles usuels de fonctionnement d'une excavatrice compact, donc de creusage, et à lui associer une transmission de puissance permettant la conversion de l'énergie mécanique de rotation en une énergie mécanique de translation avec une force d'amplitude suffisante. Elle a été reprise pour les autres axes nécessitant des actionneurs linéaires. L'actionneur complet est illustré en figure 1.12.

FIGURE 1.12 – L'actionneur électromécanique employé dans le cadre du projet ELEXC.

1.4 Conclusion

L'excavatrice ELEXC a effectué un certain nombre de tests en conditions réelles, dont des cycles de travail conventionnels, prouvant la validité et la viabilité de la conception. L'utilisation de la nouvelle architecture, et en particulier des actionneurs électromécaniques, démontre de capacités et de performances dynamiques équivalentes, voir supérieures dans le cadre de mouvements combinés, à la version standard EC27C pour un rendement largement amélioré. La puissance moyenne de sortie de la source d'énergie (pompe hydraulique ou batterie) est, en particulier, divisée par trois entre une version classique et le prototype pour la réalisation d'un cycle de creusage, ce qui tend à valider le remplacement du type d'actionneur. Le rendement global surpasse ceux déjà annoncés dans la littérature. Cet avantage net vient s'additionner à l'annulation des émissions de GES et à la réduction des émissions sonores offertes par le choix d'une source d'énergie intégrant une pile à combustible et un stockage de type batterie, déjà avancées précédemment, qui permettent l'ouverture de nouveaux marchés. Enfin, la suppression complète du vecteur d'énergie hydraulique laisse espérer une diminution des coûts de maintenance liés aux opérations de vidange et de changement des filtres à particules, ce qui doit être vérifié en quantifiant le coût des remplacements des pièces mécaniques des actionneurs électromécaniques.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Chapitre 2

Le banc de test ELEXC

Sommaire

2.1 Présentation du banc de test 49
2.1.1 La chaine d'actionnement électromécanique 50
2.1.1.1 Le circuit d'alimentation de l'EMA centré sur l'onduleur 51
2.1.1.2 Le circuit d'alimentation de l'EMA centré sur le variateur Vectron 53
2.1.1.3 La chaine d'actionnement électromécanique complète 54
2.1.2 La chaine d'actionnement hydraulique 55
2.1.3 Le système de commande et l'IHM 58
2.1.4 Le banc de test complet 59
2.2 La modélisation et la commande de l'actionneur électromécanique associé à son convertisseur à découpage 60
2.2.1 Modélisation de la MSAP associée à son onduleur 61
2.2.2 Le modèle de la transmission mécanique 65
2.2.3 La commande vectorielle de l'EMA 72
2.3 Le test du banc et la validation du modèle de l'EMA 75
2.3.1 La structure Simulink du modèle complet de l'EMA contre-réactionné 75
2.3.2 Impact de l'EMA avec un environnement de raideur K_e 76
2.3.3 Réalisation d'un cycle de creusage 78
2.4 Conclusion 83

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

La création d'une mini-excavatrice tout-électrique, fer de lance du projet ELEXC, représente une rupture technologique vis-à-vis des structures existantes chez Volvo, particulièrement en termes d'actionnement. Dès lors, la faisabilité du développement a été approchée selon plusieurs voies. En premier lieu, une pré-étude a été réalisée en simulation, modélisant les actionneurs candidats par l'intermédiaire de modèles physiques caractérisés par les données des fiches techniques des différents éléments constitutifs. Cette étude a abouti, entre autres, à un dimensionnement des actionneurs des différents axes pour permettre la réalisation des cycles de travail. Cependant, une approche en simulation, en tant que telle, est limitée par la véracité des paramètres physiques disponibles. Effectivement, sans caractérisation spécifique de l'actionneur complet, les résultats de simulation ainsi obtenus induisent une surestimation de la capacité, dans le cas présent, des EMA à réaliser le travail escompté. A terme, la réalisation du prototype de la mini-excavatrice ELEXC doit, quant à lui, concrétiser la faisabilité complète du développement. Il est ainsi indispensable. Cependant, le système physique étant cette fois considéré dans son ensemble, il est relativement malaisé d'isoler l'effet des actionneurs seuls sur le fonctionnement de la pelle. La phase de débogage de la commande locale peut alors s'avérer ardue.

Pour combler l'espace entre ces deux approches, un banc de test a été mis en place au sein du laboratoire Ampère. Il est constitué d'un EMA de la taille de celui installé sur le godet de la mini-excavatrice et d'un vérin hydraulique mis en opposition, chacun instrumenté et associé à son alimentation de manière à être parfaitement commandable. Les buts de ce banc dans le cadre du projet ELEXC sont multiples. Dans un premier temps, il sert à caractériser l'EMA en tant qu'actionneur, identifiant ses performances et ses sources de pertes principales. Il autorise ensuite la quantification de sa capacité à réaliser les cycles de travail qui lui sont associés sur le système complet. Il a en particulier joué un rôle prépondérant dans l'adaptation du logiciel de commande intégré dans le variateur pour que ce dernier réponde au cahier des charges du projet ELEXC. De fait, son existence permet une étape intermédiaire entre la réalisation de la modification et son implémentation sur la pelle. Enfin, il permet le test de nouvelles lois de commande dans un environnement sécurisé, autorisant l'analyse des impacts associés à la mise en place de nouvelles fonctionnalités. Ainsi, aussi bien d'un point de vue recherche qu'industriel, ce banc de test est bénéfique au projet.

Ce chapitre s'attèlera à présenter, dans une première section, la structure du banc, incluant les actionneurs hydraulique et électromécanique, les alimentations électrique et hydraulique, l'instrumentation mise en place pour permettre la mesure des signaux d'intérêt, et la solution de prototypage rapide associée, dédiée à la commande. Les choix réalisés en termes de constitution seront étayés. Un modèle par loi physique de l'EMA, établi en rapport avec les caractérisations effectuées sur banc, sera introduit, et servira de base pour les développements ultérieurs de commandes dédiées à l'actionneur. Fort de cela, la dernière section visera à tester les performances du banc de test, entre autres dans la réalisation d'un cycle de travail, aussi bien que la validité du modèle d'EMA.

2.1 Présentation du banc de test

Le banc de test peut être vu comme la mise face à face de l'actionneur électromécanique avec un actionneur hydraulique, liés entre eux par l'intermédiaire d'un chariot se déplaçant sur un rail. Le choix de l'hydraulique comme deuxième vecteur d'énergie se justifie en premier lieu par le fait qu'il intègre au banc une raideur hydraulique, issue de la compressibilité du fluide et des longueurs des flexibles. Celle-ci autorise un amortissement naturel des éventuels chocs. De plus, une telle architecture offre des perspectives

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

plus étendues avec la caractérisation d'autres types d'actionneurs, dont l'actionneur électro-hydrostatique. Les capteurs, placés tout au long des deux chaines d'actionnement et au niveau du chariot, sont interfacés avec un système de commande commun, permettant de contrôler les deux actionneurs. Reprenant le formalisme développé dans le chapitre précédent, présenté dans la figure 1.6, le schéma représentatif du banc de test est donné en figure 2.1.

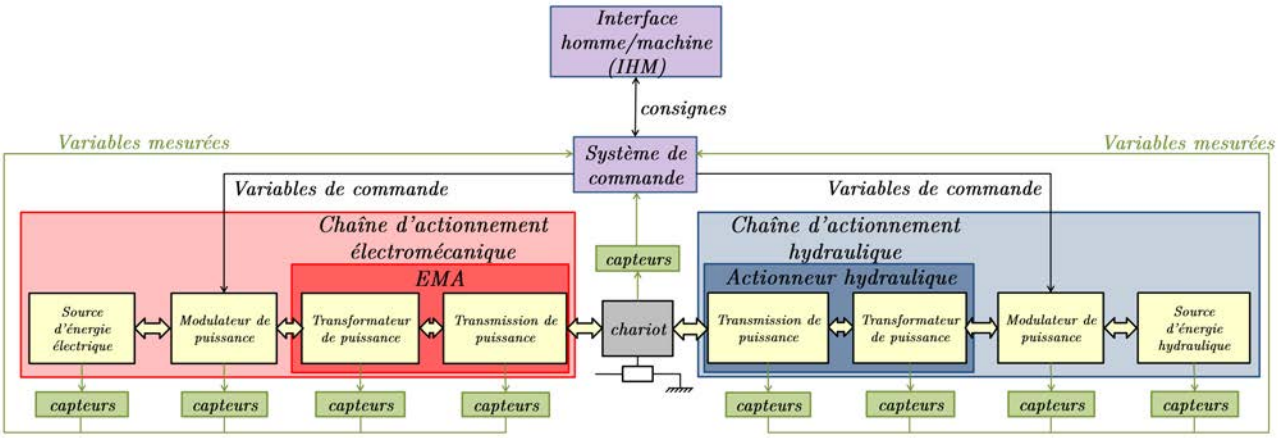

FIGURE 2.1 – Schéma fonctionnel représentatif du banc de test ELEXC.

Les doubles flèches entre les différents blocs constituant le schéma du banc représentent l'écoulement d'énergie supposé dans un premier temps réversible entre les éléments. Les deux chaines d'actionnement et le système de commande, illustrés en figure 2.1, vont maintenant être l'objet de trois sous-sections présentant, pour chacun d'eux, la solution technologique choisie et son dimensionnement. Dans le cadre des chaines d'actionnement, une description précise des capteurs qu'elles intègrent va être fournie, et l'implémentation pratique est définie. Fort de ces développements, une dernière sous-section détaillera le banc complet, incluant sa structure mécanique.

2.1.1 La chaine d'actionnement électromécanique

Pour rester cohérent avec l'architecture ELEXC, dont la SEHSEH délivre 600 V_{DC}, comme le montre la figure 1.5, la source électrique du banc sera constituée soit d'un redresseur double-alternance triphasé alimenté par le réseau 230 V/400 V, aboutissant à une tension DC d'environ 540 V, soit par une source DC réglable. Ceci induit, de manière similaire au prototype, l'utilisation d'un onduleur trois bras deux niveaux permettant le passage de l'énergie électrique de la forme continue à la forme alternative triphasée à destination de la MSAP.

En termes de commande de ce convertisseur à découpage, la conception du banc se révèle problématique. Effectivement, parmi les raisons de sa mise en place, évoquées dans l'introduction de ce chapitre, les tests des modifications logicielles apportées sur le variateur Vectron et l'impact qu'elles auront sur l'EMA nécessitent la définition des systèmes triphasés de signaux binaires de commande S_{tri} et $\overline{S_{tri}}$ (*cf.* 1.3.1) par son contrôleur intégré. Vis-à-vis de la figure 2.1, le bloc modulateur de puissance de la chaine de transmission électromécanique doit, dans ce cas, inclure le variateur industriel Vectron. Son interaction avec le système de commande est alors limitée à l'échange par réseau CAN (Controller Area Network) de signaux de consigne et de mesures à destination de l'IHM. A l'inverse, le développement de nouvelles lois de commande nécessite cette fois la maîtrise par le système de commande de la production des S_{tri} et $\overline{S_{tri}}$. Dans

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

ce cas, le modulateur de puissance de la chaine d'actionnement électromécanique de la figure 2.1 n'est que l'onduleur trois bras deux niveaux instrumenté, et ce dernier reçoit les signaux de commande directement du système de commande par l'intermédiaire de fibres optiques. D'un point de vue économique, il serait intéressant de baser la chaine d'actionnement électromécanique sur le variateur Vectron, et de venir contourner sa création des S_{tri} et $\overline{S_{tri}}$ au besoin. Ceci n'étant pas possible, deux circuits d'alimentation de l'EMA différents ont dû être installés sur le banc, l'un intégrant le variateur Vectron, et l'autre un onduleur commandable par fibre optique.

2.1.1.1 Le circuit d'alimentation de l'EMA centré sur l'onduleur

Le premier circuit d'alimentation de l'EMA est illustré dans la figure 2.2. Il est constitué, en tant que modulateur de puissance, d'un onduleur trois bras deux niveaux commandé par fibres optiques par le système de commande. Sa source d'énergie électrique est centrée sur l'utilisation d'une source DC variable. Celle-ci n'étant pas réversible, un montage incluant une résistance de freinage a été connecté en parallèle. Cette résistance étant considérée comme appartenant à la source d'énergie électrique, l'échange de puissance entre celle-ci et le modulateur de puissance reste bi-directionnel, d'où l'utilisation d'une double-flèche entre ces deux blocs sur la figure 2.2.

D'un point de vue technologique, l'onduleur trois bras deux niveaux, représenté dans la figure 2.2, est un B6CT+L1CT de la société Arcel, constitué de trois cellules de commutation CM300DX24S de Mitsubi-

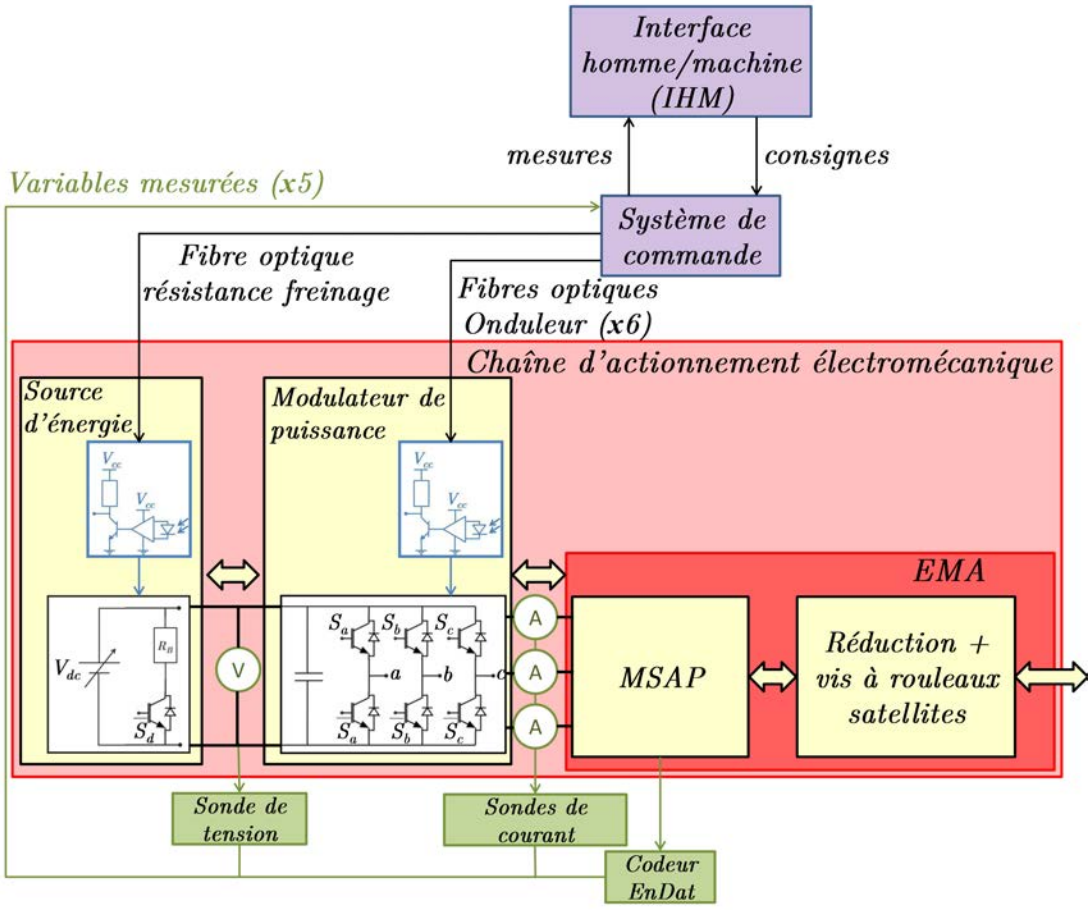

FIGURE 2.2 – Circuit d'alimentation de l'EMA intégrant un onduleur Arcel commandable par fibre optique.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

shi contenant chacun 2 interrupteurs de technologie IGBT. Chaque cellule est associée à une carte driver Arcal-EDB-003 intégrant un module CONCEPT 2SC0435T et une carte Arcal FO, le tout permettant la transformation des 6 S_ρ et $\overline{S_\rho}$, avec $\rho \in \{a, b, c\}$, transmis par le système de commande par fibres optiques en signaux électriques de commande +/-15 V sur l'interrupteur. Pour la source d'énergie électrique, la source DC est une Elektro-Automatik PSI 81500-30 3U de 15 kW pouvant délivrer jusqu'à 1500 V_{DC} et 30 A_{DC}. Dans le circuit de résistance de freinage, l'interrupteur utilisé fait partie d'un module Mitsubishi analogue à ceux de l'onduleur, donc utilisant le même type de driver, et monté sur le même radiateur. Sa commande est définie par le système de commande et transmise par fibre optique.

Le tableau 2.1 regroupe les différentes caractéristiques principales de l'onduleur et de la source d'énergie électrique. Les paramètres de l'interrupteur utilisé pour la résistance de freinage étant les mêmes que ceux de l'onduleur, ils n'y sont pas retranscrits.

TABLE 2.1 – Paramètres caractérisant le modulateur de puissance et la source d'énergie électrique du circuit d'alimentation de l'EMA intégrant l'onduleur Arcel.

source d'énergie électrique	tension DC maximale	1500 V
	courant DC maximal	30 A
	puissance DC maximale	15 kW
	association série/parallèle de condensateurs C	9,4 mF
	résistance de freinage R_B	220 Ω
	puissance nominale de freinage	1,5 kW
l'onduleur trois bras deux niveaux	tension collecteur-emitteur maximale (par IGBT)	1200 V
	courant collecteur maximal (par IGBT)	300 A
	puissance nominale de sortie	55 kW

D'un point de vue dimensionnement, la source DC a été sélectionnée pour sa capacité en tension, permettant au circuit de fonctionner à 600 V, donc dans des conditions analogues à celles du système sur la mini-excavatrice. De plus, elle peut fournir la puissance utile maximale du BMD145 donnée dans le tableau 1.2. La résistance de freinage, elle, ne permet pas le fonctionnement de la MSAP en génératrice à sa puissance maximale. Effectivement, celle-ci ne pourra absorber que trois fois sa puissance nominale donnée dans le tableau 2.1, donc 4,5 kW. L'onduleur, quant à lui, a été surdimensionné, comme le présente le tableau 2.1. Cependant, il est à noter que si, pour l'instant, le banc est développé pour l'utilisation d'un BMD145 de Bonfiglioli, il n'y est pas restreint. Certaines MSAP Bonfiglioli candidates pouvant induire un courant crête de 100 A, le convertisseur a été choisi en conséquence.

En termes d'instrumentation, une sonde de tension permet la mesure de la tension DC en sortie de source d'énergie jusqu'à 1000 V_{DC}. Trois sondes de courant, d'une technologie à effet Hall, autorisent celles des courants de sortie de l'onduleur, avec une plage de +/-100 A. Ces cartes électroniques, développées au sein du laboratoire Ampère, délivrent des signaux de mesure analogiques pouvant s'élever à +/-30 V à destination du système de commande.

La MSAP est équipée d'un codeur absolu Heidenhain EQN 1325. Celui-ci est fondé sur une technique de balayage photoélectrique qui permet de convertir la variation d'intensité lumineuse issue de l'interaction entre un disque gradué et un réticule de balayage en deux signaux électriques sinusoïdaux déphasés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

de 90^o, qui donnent une information précise sur la position. Celle-ci est complétée à partir des divisions d'un disque gradué constituées d'une structure série codée, permettant l'information absolue. Les signaux résultants sont transmis grâce au protocole EnDat2.1 au système de commande. Le tableau 2.2 résume les caractéristiques de ce codeur.

TABLE 2.2 – Paramètres caractérisant le codeur associé à la MSAP de l'EMA.

Protocole d'interfaçage	EnDat 2.1
Type	multi-tours
Périodes par révolution	2048
Position par révolution	8192 (13 bits)
Nombre de révolutions	4096 (12 bits)

2.1.1.2 Le circuit d'alimentation de l'EMA centré sur le variateur Vectron

Ce circuit d'alimentation de l'EMA est illustré dans la figure 2.3.

A la différence de la figure 2.2, le variateur Vectron, de type ACU401 27A, sert non seulement de modu-

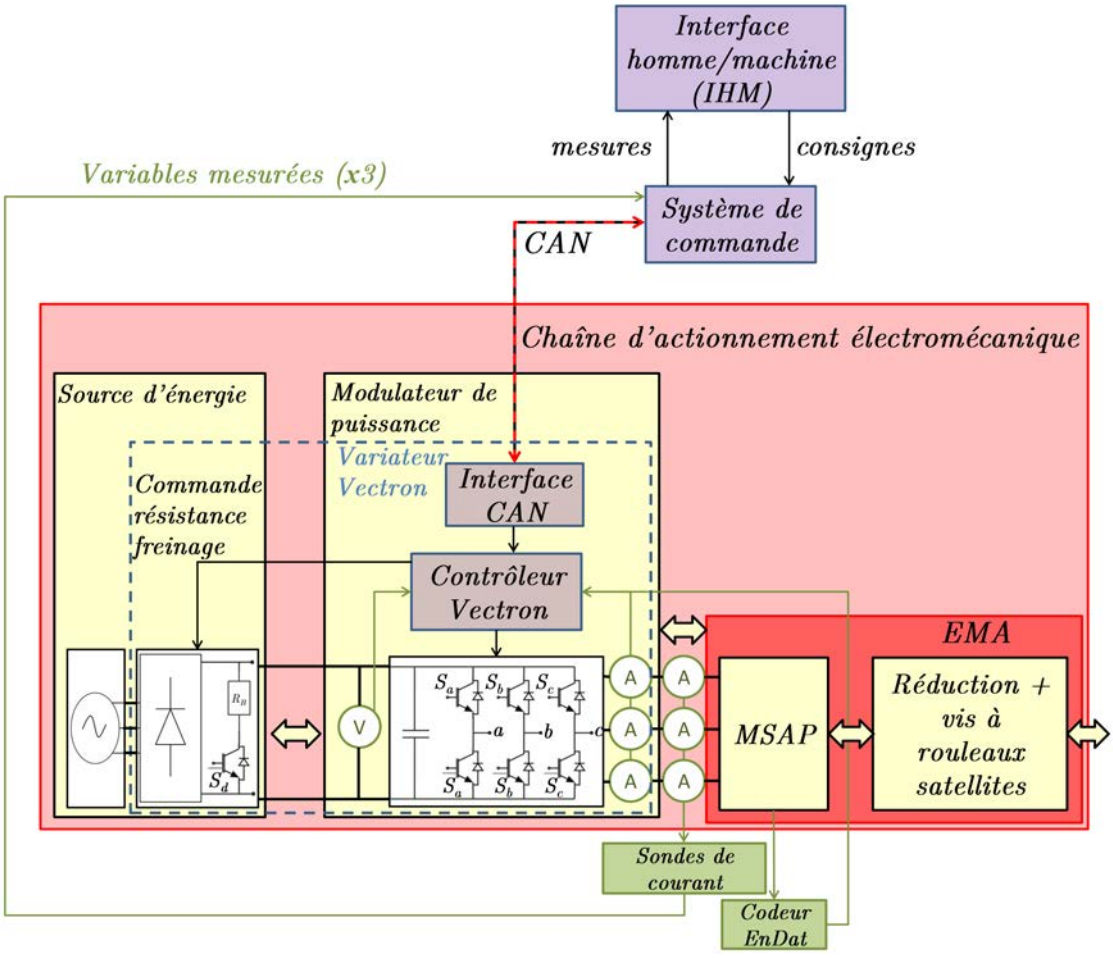

FIGURE 2.3 – Circuit d'alimentation de l'EMA intégrant le variateur Vectron.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

lateur de puissance, mais il inclut cette fois aussi une partie de la source d'énergie. Effectivement, son étage d'entrée intègre un redresseur double-alternance triphasé, relié au réseau par l'intermédiaire de filtres, qui permet l'établissement de la tension DC. La non-réversibilité de ce dernier implique, de même que précédemment, l'utilisation d'une résistance de freinage, associée à un interrupteur commandé par le variateur, qui sera la même que celle du premier circuit d'alimentation. Le modulateur de puissance intègre un onduleur trois bras deux niveaux conventionnel et ses propres capteurs de courant et de tension. Il récupère en parallèle l'information provenant du codeur EnDat associé à la MSAP, de manière à établir les systèmes triphasés de signaux de commande S_{tri} et $\overline{S_{tri}}$. Ainsi, ce système est autonome, en cela qu'il ne nécessite pas d'interaction avec le système de commande autre que la transmission de consignes provenant de l'IHM, qui est effectuée par CAN. En termes de capteurs externes au variateur, vis-à-vis du premier circuit d'alimentation de l'EMA, cette fois seules les sondes de courant sont conservées. L'information sur la tension DC et sur la position du moteur sera, quant à elle, délivrée par CAN.

Les paramètres principaux du variateur sont listés dans le tableau 2.3.

TABLE 2.3 – Paramètres caractérisant le variateur vectron ACU401 27A inclus dans le deuxième circuit d'alimentation de l'EMA.

plage de tension nominale d'entrée entre phases	320 V à 528 V
courant d'entrée nominal	35,6 A
courant d'entrée maximal (fusible)	50 A
association série/parallèle de condensateurs C	1,5 mF
courant de sortie nominal	40 A
courant de sortie de surchage	60 A
puissance de sortie nominale	18,5 kW

Les capacités du variateur, aussi bien en termes de courant de sortie que de puissance, suffisent à l'alimentation de la MSAP, telle qu'elle est décrite dans le tableau 1.2.

Il est à noter que la source DC, utilisée comme source d'énergie dans le premier circuit d'alimentation de l'EMA, peut aussi être utilisée dans le second, en venant se connecter directement sur le bus DC du variateur. Dans ce cas, il faut nécessairement ne pas alimenter le redresseur triphasé double-alternance.

L'utilisation du CAN est limitante dans la rapidité d'échange de données entre le modulateur de puissance et le système de commande. Effectivement, le message CAN, dont la fréquence d'échantillonnage est la plus élevée, est cadencé à 100 Hz. Le réseau CAN est, en outre, limité en termes de nombre de messages échangés. Le premier circuit d'alimentation de l'EMA communique, quant à lui, principalement par fibres optiques et par signaux analogiques, induisant une bande passante de communication largement supérieure. Cet avantage, parmi d'autres raisons, oriente le choix du circuit d'alimentation à utiliser pour l'EMA sur le premier dans le cadre du développement de nouvelles lois de commande.

2.1.1.3 La chaine d'actionnement électromécanique complète

Fort de la description des deux circuits d'alimentation de l'EMA existant, la figure 2.4 présente un schéma complet du banc.

Comme l'illustre cette figure, ces deux circuits d'alimentation sont candidats à fournir l'énergie à l'EMA.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

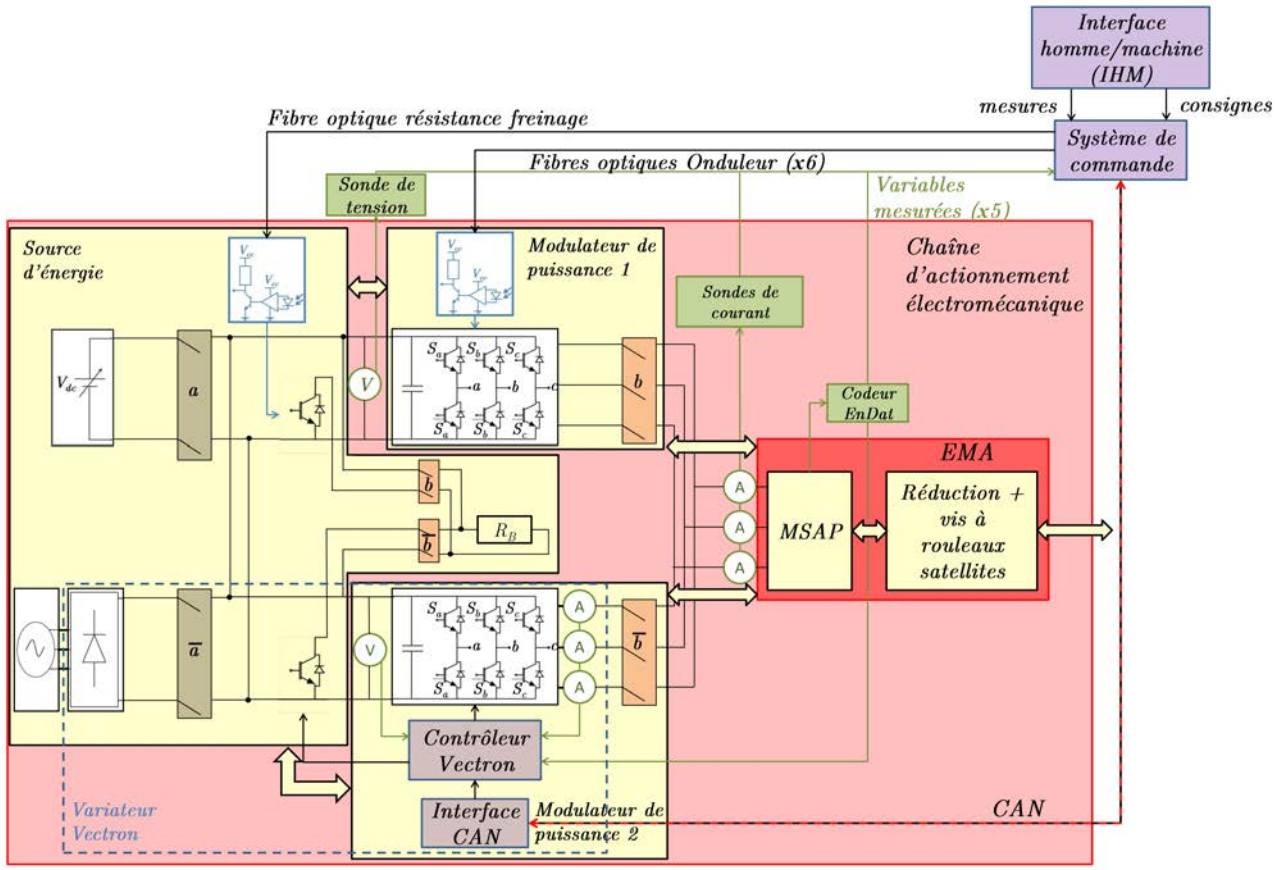

FIGURE 2.4 – Chaine d'actionnement électromécanique complète du banc.

Un ensemble de sélecteurs permet d'établir la connexion souhaitée. Un premier sélecteur permet de définir la source d'énergie électrique à mettre en oeuvre. En position *DC* (**a** = 1 sur la figure 2.4), la source DC est reliée aux deux modulateurs de puissance. En position *AC* (**a** = 0 sur la figure 2.4), le variateur Vectron est alimenté par l'intermédiaire du redresseur triphasé double-alternance qu'il intègre. Pour désigner le modulateur de puissance à utiliser, un deuxième sélecteur permet d'établir les liaisons électriques au niveau de l'entrée des trois sondes de courant, communes aux deux circuits d'alimentation. En position *Onduleur* (**b** = 1 sur la figure 2.4), l'onduleur Arcel est utilisé. A l'inverse, le variateur est connecté en position *Variateur* (**b** = 0 sur la figure 2.4). Ce même sélecteur lie la résistance de freinage au circuit d'alimentation employé. La chaine d'actionnement électromécanique est donc adaptable de manière simple pour répondre au besoin de l'utilisateur en termes de type de tests à effectuer. Dans la pratique, les deux circuits d'alimentation de l'EMA, incluant les capteurs associés, ainsi que les jeux de sélecteurs et les éléments de sécurité électrique sont intégrés à une armoire électrique, mise en place par l'entreprise EFS, partenaire du projet.

2.1.2 La chaine d'actionnement hydraulique

La chaine d'actionnement hydraulique, telle qu'elle est utilisée dans le cadre de ce manuscrit, est représentée dans la figure 2.5.

Sur cette chaine d'actionnement, la source d'énergie est constituée principalement d'une pompe Rexroth à cylindrée variable à pistons axiaux de série A10VSO, entrainée par un moteur asynchrone à une vitesse fixe de 2925 tr/min. Sa cylindrée est contrôlée par un système passif pour réguler la pression de son

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

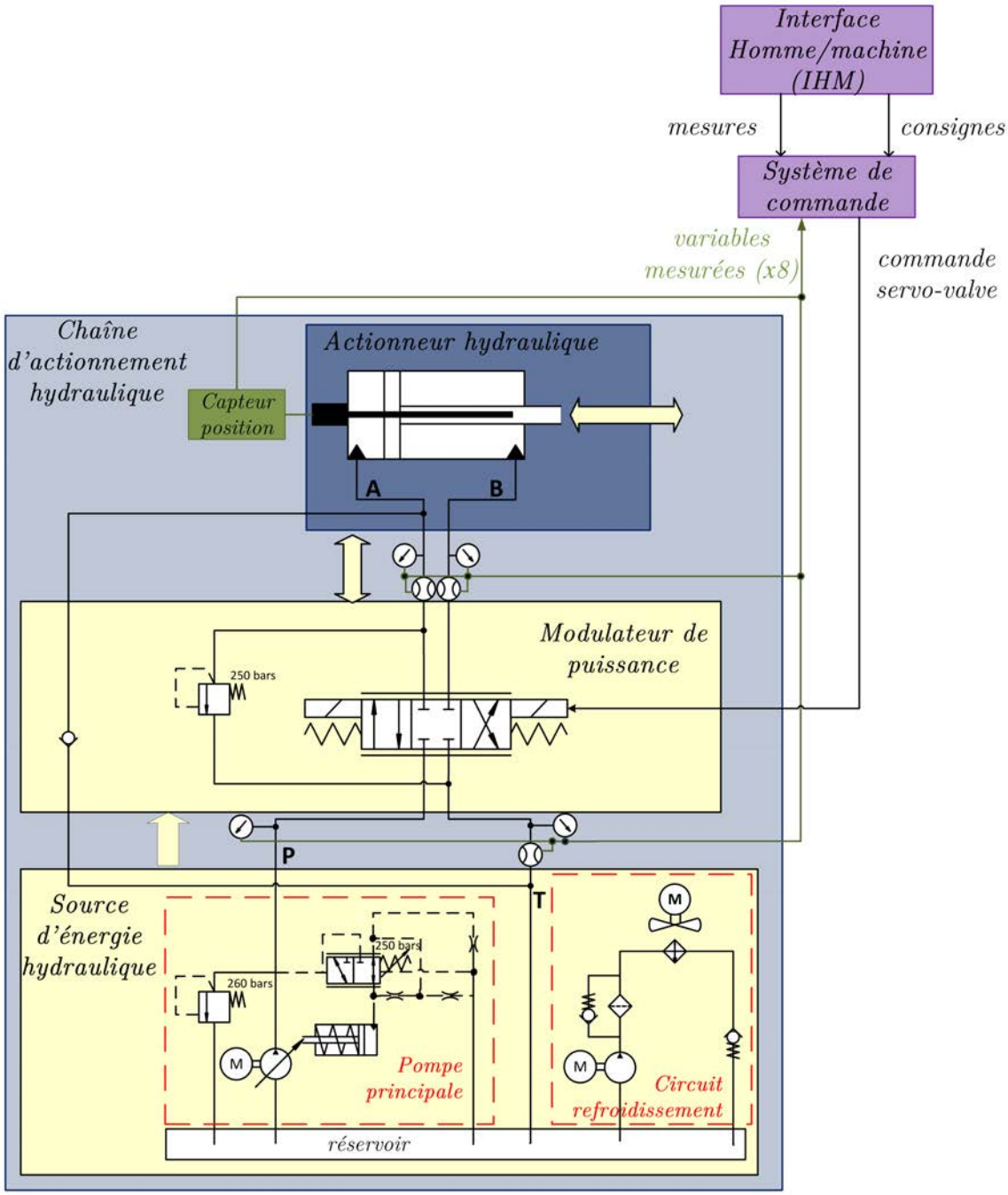

FIGURE 2.5 – Chaine d'actionnement hydraulique du banc.

orifice de sortie, noté **P** sur le schéma de la figure 2.5, à 250 bars. Un groupe moteur/pompe annexe permet la recirculation du fluide dans un circuit de refroidissement. Il est à noter qu'en tant que telle, cette source d'énergie n'est pas réversible, expliquant la présence d'une simple flèche d'écoulement de puissance allant vers le modulateur.

Dans ce circuit, la puissance transmise entre la source d'énergie hydraulique et le vérin est modulée par l'intermédiaire du contrôle du débit échangé. Ceci est réalisé avec un servo-distributeur de série D765. Une description approfondie du fonctionnement de ce système est fournie dans [GUILLON, 1991]. Il est scindé en deux étages. Le premier consiste en un moteur électrique contrôlant la position d'une palette

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

venant obstruer deux orifices, tous deux liés à la pression d'alimentation, et dont les pressions sont égales en absence d'alimentation électrique. Un mouvement de la palette vient déséquilibrer ces pressions, venant créer un effort sur le tiroir du deuxième étage, celui-ci hydraulique. Ceci occasionne le déplacement de ce tiroir, venant relier les sorties **A** et **B** du servo-distributeur respectivement soit à l'alimentation en pression, soit à l'échappement. Un capteur de position LVDT associé à cet étage est utilisé pour effectuer la contre-réaction au niveau du contrôle en position de la palette, intégré au système. La consigne, transmise au servo-distributeur par voie analogique par le système de commande, est une référence de débit.

L'actionneur hydraulique, connecté aux orifices **A** et **B** du servo-distributeur, est un vérin Rexroth double-effet asymétrique de série CSH2, qui permet la transformation de l'énergie hydraulique en énergie mécanique de translation. Ses débits d'entrée et de sortie sont imposés par le modulateur de puissance. Ils sont à l'origine aussi bien du déplacement du piston que de la montée en pression dans les chambres respectives. Le différentiel de pression résultant, quant à lui, peut être lié, prenant en compte le rapport entre les sections, à l'effort hydraulique produit sur le chariot.

Le tableau 2.4 résume les caractéristiques principales hors capteurs de cette chaine d'actionnement hydraulique.

TABLE 2.4 – Paramètres caractérisant la chaine d'actionnement hydraulique hors capteurs.

la pompe Rexroth A10VSO	cylindrée maximale V_{gpmax}	18 cm^3
	vitesse maximale à V_{gmax}	3300 tr/min
ref : A10VSO18...	débit à V_{gmax}	59 l/min
	pression maximale	350 bars
	puissance nominale moteur/pompe (limitée par le moteur)	15 kW
le servo-distributeur MOOG D765	débit nominal	38 l/min
ref : D765-603S38JOGMEVSA0	pression maximale	315 bars
	signal de commande	+/-10 V
Le vérin double effet Rexroth CSH2	diamètres du piston	63 mm
	diamètre de la tige du piston	40 mm
	course totale	415 mm
ref : CSH2MF3/63/40/415A30B11CHURZTFWWW	pression maximale testée	375 bars
	vitesse maximale du piston $v_{ver\ max}$	280 mm/s
	Effort maximal à 250 bars $F_{ver\ max}$	77,9 kN

Les débits maximums que peuvent offrir le servo-distributeur et la pompe sont suffisants pour permettre au vérin hydraulique de fonctionner à sa vitesse maximale $v_{ver\ max}$, et la pression d'alimentation de 250 bars entraine sa capacité à produire $F_{ver\ max}$. Si $v_{ver\ max}$ autorise la MSAP à fonctionner à $\Omega_{m\ max}$, il est à noter que l'EMA est théoriquement capable de produire dans son axe 100 kN, donc plus que l'effort atteignable par le vérin. Cependant, la présence de forces de frottement dans la transmission mécanique, qui seront quantifiées dans la partie modélisation de l'EMA, entraine une dissipation qui permettra à la MSAP de fonctionner à couple maximal.

La chaine de transmission hydraulique, telle qu'elle est représentée dans la figure 2.5, a été instrumentée

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

pour permettre l'analyse de l'évolution des différentes grandeurs. De fait, la sortie de la pompe a été équipée d'un capteur de pression U5100 de plage 0-350 bars, et l'échappement, lui, d'un capteur de pression U5100 de plage 0-10 bars, le tout permettant de superviser l'alimentation. Les pressions des deux chambres du vérin peuvent être mesurées par deux capteurs XPM10 allant de 0 à 350 bars. Enfin, trois débitmètres, de plage 0,7-70 l/min, permettent de quantifier les débits de sortie du servo-distributeur, et celui offert par la pompe principale. Le vérin hydraulique est, quant à lui, muni d'un capteur magnétostrictif délivrant sa position sous forme d'un signal analogique 0-10 V.

Comme mentionné précédemment, le banc a été pensé pour intégrer à terme un système d'alimentation hydrostatique. Celui-ci sera composé d'une MSAP à vitesse variable entrainant une pompe à cylindrée variable. Cette source de puissance hydraulique alimentera un circuit fermé directement relié aux orifices **A** et **B** du vérin hydraulique. Pour pallier sa dissymétrie, problématique en hydrostatique, la pompe de recirculation, pour l'instant utilisée pour faire circuler le fluide dans le circuit de refroidissement, sera aussi employée en pompe de gavage. Le montage résultant sera instrumenté pour évaluer les performances.

2.1.3 Le système de commande et l'IHM

Le système de commande, nécessaire à la définition des signaux de commande à destination des différents modulateurs de puissance décrits précédemment à partir des retours capteurs et des consignes utilisateur, va maintenant être détaillé.

Les exigences évoquées dans l'introduction de ce chapitre impliquent en termes de commande un système de prototypage rapide efficace dans le développement de nouvelles lois de commande, tout en permettant l'interfaçage de tous les capteurs présents sur banc. Il doit, en outre, rendre possible la communication CAN avec le variateur du deuxième circuit d'alimentation de l'EMA. Pour répondre à toutes les spécifications, le projet s'est doté d'un système modulaire dSPACE reposant sur une DS1006 possédant une carte processeur AMD Opteron de 2,8 Ghz. Celle-ci a été intégrée à une Autobox, et associée à plusieurs cartes complémentaires :

- une DS5202 : cette carte intègre un FPGA Xilinx Spartan-3 XC3S4000, et offre la possibilité d'interfacer différents types de codeurs, mais aussi 8 convertisseurs Analogique/Numérique, 2 convertisseurs Numérique/Analogique et 6 sorties MLI. La MLI proposée par cette carte permet la création de signaux créneaux à une fréquence de commutation pouvant s'élever à 1MHz. De plus, elle autorise une synchronisation des mesures de toutes ses entrées avec les signaux de MLI, évitant ainsi les bruits liés à la commutation des interrupteurs de puissance de l'onduleur. De par ces caractéristiques, elle permet une implémentation rapide et efficace de la commande vectorielle de la MSAP dans son expression de base,
- une DS5203 : orientée autour d'un FPGA Xilinx Virtex-5 LX50T1C cadencé à 100 Mhz, elle est axée sur la programmation libre, en VHDL par exemple, du FPGA. Dans le cadre de ce projet, elle sera dédiée à l'implémentation des techniques de MLI, proposées dans les chapitres 4 et 5, en tirant profit de sa rapidité. Elle met en outre à disposition 6 convertisseurs Analogique/Numérique, 6 convertisseurs Numérique/Analogique et 16 entrées/sorties numériques, qui pourront être employés à l'interfaçage des capteurs,
- une DS4302 : carte dédiée à la communication CAN avec le variateur Vectron.

Ce système de prototypage rapide a été associé à un boitier d'interfaçage développé en interne, permettant la liaison avec les capteurs provenant des chaines d'actionnement électromécanique et hydraulique,

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

ainsi que l'envoi des commandes correspondantes. Les signaux optiques nécessaires à la commande des drivers de l'onduleur et à la commande de la résistance de freinage sont créés, à partir des informations provenant de sorties numériques, grâce à une carte optique intégrée.

Le système de commande, incluant le dSPACE et le boitier d'interfaçage, est lié à un ordinateur, faisant office d'interface homme/machine, qui permet l'interaction avec l'utilisateur par l'intermédiaire du logiciel dédié ControlDesk. Cette liaison autorisera l'échange des retours capteurs et des consignes, qui pourront entre autres être définies par l'intermédiaire d'un joystick.

2.1.4 Le banc de test complet

Les sous-sections 2.1.1 à 2.1.3 ont été consacrées à la présentation des sous-parties principales composant le banc de test. La figure 2.6 somme ces informations sous forme d'un schéma du banc dans son ensemble.

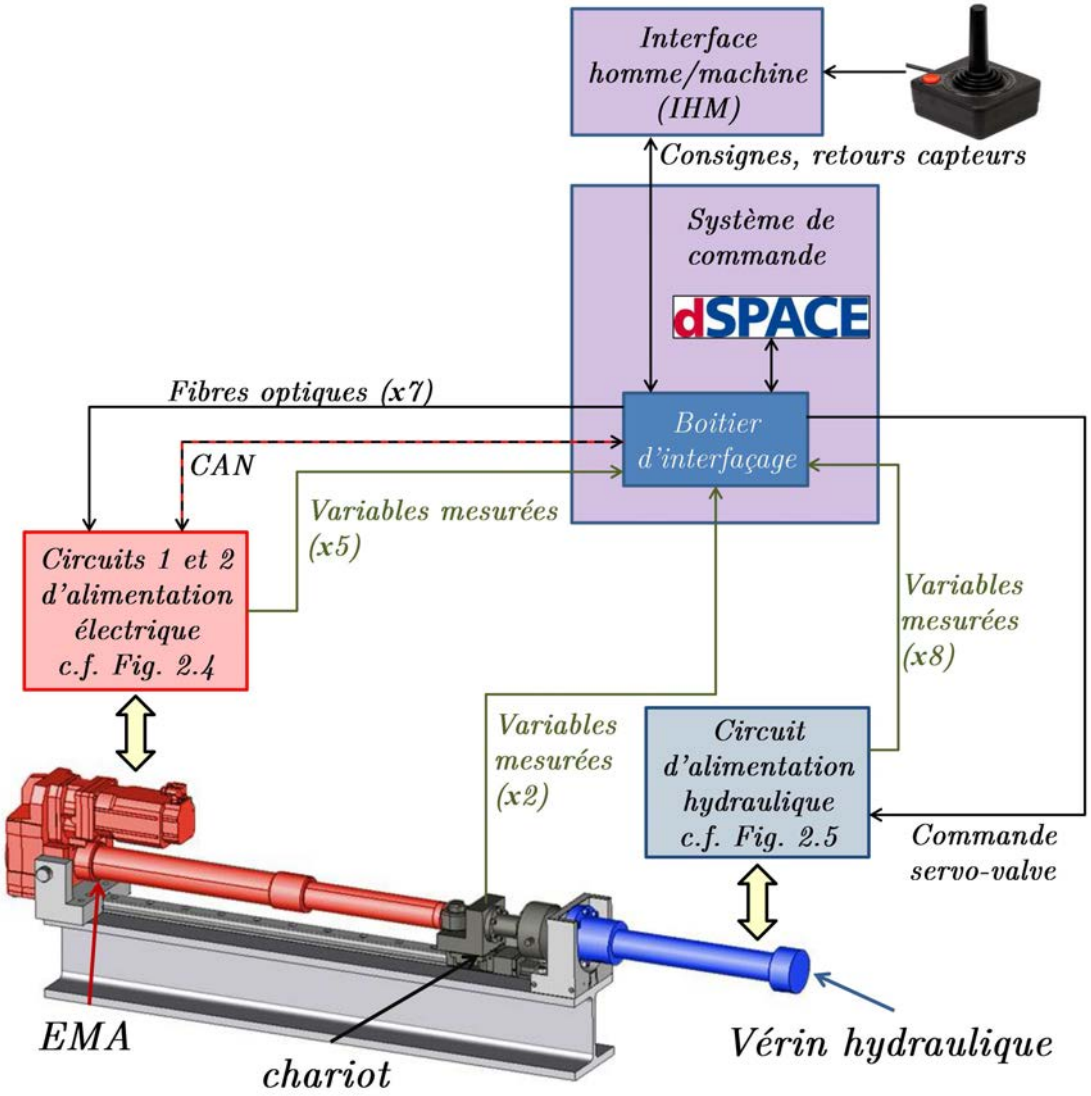

FIGURE 2.6 – Schéma global du banc de test.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Comme le montre la figure 2.6, le chariot est lui aussi muni de deux capteurs, devant être interfacés avec le système de commande :

- une règle incrémentale de Schneeberger AMSD-4B : Le principe de ce capteur magnétorésistif repose sur le changement de résistance électrique de matériaux ferromagnétiques sous l'effet d'un champ magnétique. Il aboutit à la création de deux signaux cos et sin et d'un signal de référence, autorisant une mesure de position du chariot avec une précision de 5 μm,
- un capteur d'effort TC4.211.R8 délivrant l'information d'effort au niveau du chariot, jusqu'à 100 kN.

En termes d'interfaçage au complet, les informations capteurs occupent pour l'instant 10 convertisseurs Analogique/Numérique sur les 14 disponibles (4 pressions, 3 courants, la tension DC, l'effort et la position du vérin hydraulique). Le codeur EnDat du moteur électrique est relié à la DS5202 qui autorise le traitement direct de ses données. La règle incrémentale et les débimètres, quant à eux, sont en cours d'interfaçage.

La structure du banc total, donnée en figure 2.6, laisse percevoir l'étendue des possibilités. Le nombre de capteurs qu'il intègre permet de commander les deux actionneurs aussi bien en effort qu'en vitesse ou position. Le dimensionnement du banc, réalisé en fonction de la MSAP de l'EMA de godet, permet la caractérisation des chaines d'actionnement, aussi bien électromécanique qu'hydraulique, sur toute leur gamme de puissance. Leurs performances pourront être validées, et ce dans tous les régimes de fonctionnement possibles. Le banc autorisera entre autres la comparaison des performances de l'EMA face à l'actionneur électro-hydraulique, et, à terme, à l'actionneur électro-hydrostatique. De plus, les éléments sélectionnés, particulièrement le système de commande, autorisent des développements de lois de commande nécessitant des périodes d'échantillonnage faibles, et pouvant réclamer des charges de calcul importantes, pour des systèmes de moyenne puissance. Ainsi, cette installation représente pour le laboratoire, outre son utilisation dans le projet ELEXC, une source de projets de recherche futurs.

Dans la perspective du projet ELEXC, l'utilisation du banc sera centrée sur la caractérisation de l'EMA et sur ses performances, quand il est commandé en vitesse. La chaine d'actionnement hydraulique est donc commandée en effort, avec le capteur d'effort TC4 permettant la contre-réaction. Le régulateur utilisé est un régulateur proportionnel/intégral standard muni d'une saturation de l'intégrateur en guise d'anti-windup, et implémenté sur la DS1006. Sa consigne est fournie soit par l'utilisateur, soit par l'IHM à partir des cycles fournis par le constructeur. Sa sortie est transmise par voie analogique au servo-distributeur. Dans le cadre de la validation du banc et de la caractérisation de l'EMA, une première version de commande en vitesse de l'actionneur électromécanique, reposant sur des techniques conventionnelles, va être développée suite à la présentation du modèle par lois physiques. Celle-ci servira de squelette aux différentes améliorations proposées dans le cadre de ce manuscrit et introduites dans le chapitre 3.

Fort de ce développement, le banc va, dans un premier temps, être utilisé pour caractériser l'EMA qu'il intègre, aboutissant au développement d'un modèle par lois physiques dont les paramètres sont représentatifs du système réel.

2.2 La modélisation et la commande de l'actionneur électromécanique associé à son convertisseur à découpage

Cette section aura pour but de présenter d'une part un modèle complet de l'EMA associé à son convertisseur, décrit dans le chapitre 1, incluant le modèle moyen de l'onduleur, et les sous-modèles de la MSAP et de la transmission mécanique, et d'autre part la commande de base utilisée pour la MSAP. Le modèle

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

complet et contre-réactionné servira aussi bien pour modéliser l'EMA dans les phases de simulation que pour développer les nouvelles lois de commande introduites dans ce manuscrit.

2.2.1 Modélisation de la MSAP associée à son onduleur

Reprenant la notion de modèle moyen pour l'onduleur trois bras deux niveaux, introduite dans la section 1.3.1, donc en considérant qu'une MLI est associée à l'utilisation du convertisseur, le système triphasé de tensions de sortie de celui-ci $v_{tri\mathrm{M}}$ peut être mis sous la forme suivante :

$$v_{tri\mathrm{M}} = \alpha_{tri} \mathrm{V_{DC}} \tag{2.1}$$

Avec α_{tri} le système triphasé englobant les rapports cycliques α_ρ des signaux créneaux S_ρ engendrés par le modulateur pour chaque bras, avec $\rho \in \{a, b, c\}$. Dans cette optique, l'onduleur triphasé peut être considéré comme une association de trois transformateurs idéaux à rapport variable.

La MSAP possédant un point de neutre commun à chaque enroulement statorique, le système de tension triphasé par phase sur cette machine, noté $v_{tri\mathrm{N}}$, s'exprime de la manière suivante :

$$v_{tri\mathrm{N}} = v_{tri\mathrm{M}} - v_{\mathrm{NM}} \tag{2.2}$$

Avec v_{NM} la tension entre le point de neutre et le potentiel bas du bus DC.

D'un point de vue modélisation, l'équation liant ce système de tension triphasé à la F.E.M. due à la variation de flux vue par les enroulements d'induit s'exprime de la manière suivante :

$$v_{tri\mathrm{N}} = \mathrm{R}_s i_{tri} + \dot{\Psi}_{tri} \tag{2.3}$$

Avec en notation vectorielle Ψ_{tri} les flux totaux embrassés respectivement par les phases d'induit, i_{tri} le courant triphasé résultant et R_s la résistance statorique par phase.

Ψ_{tri} est défini par :

$$\Psi_{tri} = \mathrm{L}_s i_{tri} + \Phi_f \begin{bmatrix} cos(p\theta_m) \\ cos\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \\ cos\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

Avec Φ_f le flux magnétique produit par le rotor, θ_m l'angle entre l'axe de référence statorique et l'axe du champ magnétique B_r, p le nombre de paires de pôles de la machine et L_s la matrice d'inductances statoriques définie en (2.5) en négligeant les inductances de fuite ([Louis, 1999]).

$$\mathrm{L}_s = \begin{bmatrix} \mathrm{L}_{s0} + \mathrm{L}_{s2} cos(2p\theta_m) & \mathrm{M}_{s0} + \mathrm{L}_{s2} cos\left(2p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) & \mathrm{M}_{s0} + \mathrm{L}_{s2} cos\left(2p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \mathrm{M}_{s0} + \mathrm{L}_{s2} cos\left(2p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) & \mathrm{L}_{s0} + \mathrm{L}_{s2} cos\left(2p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right) & \mathrm{M}_{s0} + \mathrm{L}_{s2} cos(2p\theta_m) \\ \mathrm{M}_{s0} + \mathrm{L}_{s2} cos\left(2p\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right) & \mathrm{M}_{s0} + \mathrm{L}_{s2} cos(2p\theta_m) & \mathrm{L}_{s0} + \mathrm{L}_{s2} cos\left(2p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

Avec L_{s0} l'inductance propre statorique, M_{s0} l'inductance mutuelle statorique et L_{s2} l'inductance statorique traduisant l'effet de la saillance des pôles rotoriques. Cette dernière est nulle dans le cadre d'une machine à pôles lisses, ce qui est le cas.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

En considérant les impédances par phase de la MSAP comme égales et le système triphasé de F.E.M. dû au champ tournant rotorique comme un système triphasé équilibré, et en réinjectant les équations (2.1) et (2.3) à (2.5) dans l'équation (2.2), il en résulte la forme suivante :

$$\alpha_{tri}V_{DC} - v_{NM} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{s0}\dot{i}_a + M_{s0}\dot{i}_b + M_{s0}\dot{i}_c \\ M_{s0}\dot{i}_a + L_{s0}\dot{i}_b + M_{s0}\dot{i}_c \\ M_{s0}\dot{i}_a + M_{s0}\dot{i}_b + L_{s0}\dot{i}_c \end{bmatrix} + p\Omega_m\Phi_f \begin{bmatrix} cos\left(p\theta_m + \frac{\pi}{2}\right) \\ cos\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2}\right) \\ cos\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3} + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

La non-connexion du point de neutre entraine obligatoirement un système de courant statorique i_{tri} possédant une partie homopolaire nulle. En prenant en compte cette information dans l'équation (2.6), on obtient :

$$\alpha_{tri}V_{DC} - v_{NM} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + (L_{s_0} - M_{s0}) \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} + p\Omega_m\Phi_f \begin{bmatrix} cos\left(p\theta_m + \frac{\pi}{2}\right) \\ cos\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2}\right) \\ cos\left(p\theta_m - \frac{4\pi}{3} + \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix} \tag{2.7}$$

La figure 2.7 présente l'association de l'onduleur triphasé et de la partie électrique de la MSAP. Le Bond Graph correspondant à cette association y est lui aussi exposé. Les grandeurs de flux y sont marquées en rouge et les grandeurs d'efforts en bleu. Pour obtenir de plus amples informations sur le formalisme Bond Graph en général, le lecteur est invité à lire [Karnopp et al., 2006].

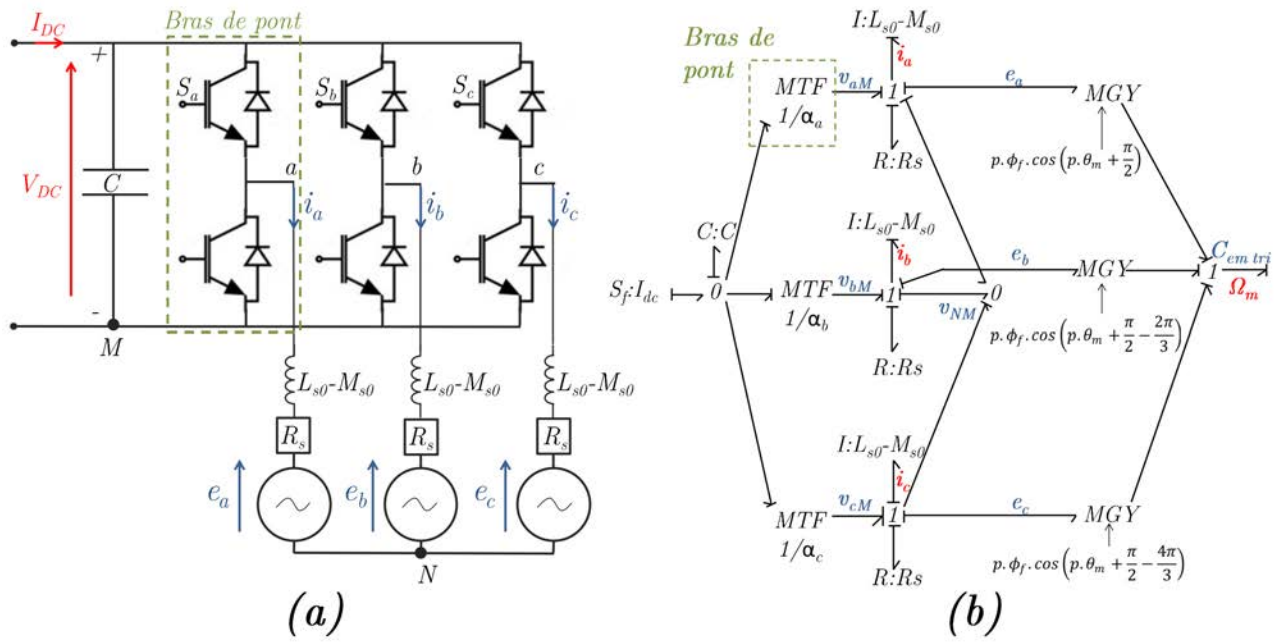

FIGURE 2.7 – En (a) l'onduleur trois bras deux niveaux avec en charge une MSAP, et en (b) le Bond Graph correspondant.

Dans le Bond Graph présenté en (b) de la figure 2.7, qui modélise l'association onduleur/MSAP donné en (a), l'absence d'homopolaire sur le système triphasé de courants induit la présence de la jonction 0 liant les phases de la MSAP. Un des courants de phase sera donc obligatoirement défini par la somme des deux autres, aboutissant, dans la phase correspondante, à la présence d'une causalité dérivée sur l'élément iner-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

tiel représentant son inductance. Dans le Bond Graph, c'est le cas de la phase c. Il est, dans ce cas, intéressant de noter que la tension v_{NM}, présente entre le point de neutre de la MSAP et le potentiel bas du bus DC, ne peut pas être imposée directement par l'intermédiaire du système de tensions de sortie de l'onduleur $v_{tri\mathrm{M}}$. Elle est de fait fixée par l'interaction entre le système triphasé de courants, le système triphasé de F.E.M. dû à la variation du champs rotorique dans les bobines statoriques et les impédances des phases de la machine. En termes de modélisation Bond Graph, v_{NM} est définie par la phase à laquelle le courant est imposé, à savoir la phase c dans la figure 2.7.

La puissance mécanique au rotor, considérant les grandeurs triphasées, s'exprime comme la somme des produits par phase de la F.E.M. liée à la circulation du flux rotorique dans un enroulement par le courant le traversant. Le couple électromagnétique s'obtient grâce à cette puissance avec la formule suivante, adaptée de [Louis, 1999] :

$$\mathrm{C}_{em\ tri} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\Omega_m} = p\Phi_f \left(i_a cos\left(p\theta_m + \frac{\pi}{2}\right) + i_b cos\left(p\theta_m + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c cos\left(p\theta_m + \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \quad (2.8)$$

Cette équation se retrouve par l'utilisation des trois gyrateurs à rapport variable dans le Bond Graph de la figure 2.7, assimilant le couple $\mathrm{C}_{em\ tri}$ total à la somme de trois composantes provenant des trois phases.

Les équations (2.1) à (2.8) régissent l'évolution des grandeurs électriques et du couple électromagnétique de la MSAP associée à son convertisseur en triphasé.

D'un point de vue commande, l'équation (2.8) est clairement non-linéaire, ce qui présente une difficulté dans le contrôle du couple, donc de la vitesse de la MSAP. Ainsi, le modèle triphasé permet certes la simulation de la MSAP, mais se révèle peu approprié en termes de développement de contrôleur. De fait, l'expression des grandeurs électriques dans le référentiel de Park pare à cette problématique.

Le passage d'une grandeur triphasé en son équivalent dans le repère de Park a été décrit précisément dans [Louis, 1999] et consiste en deux transformées successives. La première utilise la sous-matrice de Clarke $\mathscr{C}_{32}$, avec une certaine normalisation portée par un facteur $\mathscr{K}$. Elle permet d'exprimer une grandeur triphasée $\mathscr{X}_{tri}$ en une grandeur diphasée $\underline{\mathscr{X}}$. Pour permettre un changement de repère inversible, cette matrice est complétée par une matrice colonne normalisée grâce à un facteur $\mathscr{K}'$, qui porte la composante homopolaire $\mathscr{X}_0$ du système triphasé. La matrice résultante sera définie comme $\mathscr{N}_3$ dans l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \mathscr{X}_{tri} &= \mathscr{N}_{31}\mathscr{X}_0 + \mathscr{N}_{32}\underline{\mathscr{X}} \\ \mathscr{N}_3 &= (\mathscr{N}_{31}, \mathscr{N}_{32}) \\ \mathscr{N}_{31} &= \mathscr{K}'\mathscr{C}_{31} = \mathscr{K}' \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \mathscr{N}_{32} = \mathscr{K}\mathscr{C}_{32} = \mathscr{K} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Si les facteurs de normalisation $\mathscr{K}$ et $\mathscr{K}'$ sont tous deux fixés à 1, la transformée résultante est appelée transformée de Clarke et conserve les amplitudes. Pour un $\mathscr{K} = \sqrt{\frac{2}{3}}$ et un $\mathscr{K}' = \frac{1}{\sqrt{3}}$, la matrice de Clarke normalisée $\mathscr{N}_3$ est appelée matrice de Concordia, et notée $\mathscr{T}_3$ [Louis, 1996], et le passage de triphasé à diphasé est nommé transformée de Concordia. Cette dernière permet la conservation des valeurs de puissance, ce qui nous poussera à l'utiliser dans le développement de la commande vectorielle de la MSAP. Toutes les conceptions des techniques de MLI seront, quand à elles, établies en rapport avec la transformée de Clarke.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

La deuxième transformée est une rotation définie par la matrice de rotation $\mathscr{P}$ de l'équation (2.10). L'expression des grandeurs triphasées en fonction des grandeurs dans le repère de Park est définie par (2.11).

$$\mathscr{P}(\varphi) = \begin{bmatrix} cos(\varphi) & -sin(\varphi) \\ sin(\varphi) & cos(\varphi) \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

$$\mathscr{X}_{tri} = \mathscr{N}_{31}\mathscr{X}_0 + \mathscr{N}_{32}\mathscr{P}(\varphi)\mathscr{X}_{dq} \tag{2.11}$$

Une MSAP conventionnelle possède un point de neutre non relié, et représente en première approximation une charge équilibrée. Ainsi, ni le système de tension triphasé $v_{tri\mathrm{N}}$, ni celui du courant i_{tri} ne possèderont de partie homopolaire. En outre, les facteurs de normalisation évoqués précédemment seront les mêmes pour le courant et pour la tension et seront notés $\mathscr{K}$ et $\mathscr{K}'$. Prenant cela en considération et en utilisant l'équation (2.11) avec $\varphi = p\theta_m$ l'angle électrique, il est possible à partir des équations (2.3), (2.4) et (2.5) d'obtenir la relation liant les tensions statoriques exprimées dans le repère de Park aux courants et aux flux rotoriques Φ_f dans ce même repère :

$$\begin{aligned} v_d &= \mathrm{R}_s i_d + \mathrm{L}_d \dot{i}_d - \mathrm{L}_q p\Omega_m i_q \\ v_q &= \mathrm{R}_s i_q + \mathrm{L}_q \dot{i}_q + \mathrm{L}_d p\Omega_m i_d + \frac{p\Omega_m \Phi_f}{\mathscr{K}} \end{aligned} \tag{2.12}$$

Avec $\mathrm{L}_d = \mathrm{L}_{s0} - \mathrm{M}_{s0} + \frac{3}{2}\mathrm{L}_{s2}$ et $\mathrm{L}_q = \mathrm{L}_{s0} - \mathrm{M}_{s0} - \frac{3}{2}\mathrm{L}_{s2}$.

La figure 2.8 montre le diagramme vectoriel correspondant à la MSAP, déjà présenté en figure 1.9, avec les vecteurs de courant et de tension exprimés dans le repère de Park à l'aide des équations (2.12). Le déphasage courant/tension sur la charge y est noté ϕ.

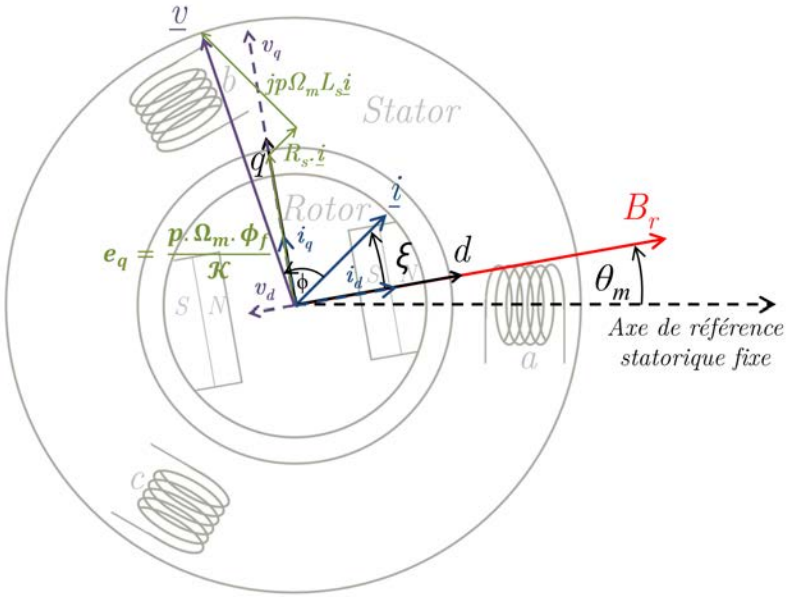

FIGURE 2.8 – Diagramme vectoriel de la machine synchrone à une paire de pôles.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

L'expression du couple électromagnétique s'obtient à partir de la puissance électrique fournie à la MSAP, qui dans le repère de Park s'exprime de la manière suivante :

$$\begin{aligned} p_{dq}(t) = v_d i_d + v_q i_q &= \mathrm{R}_s(i_d^2 + i_q^2) + \mathrm{L}_d i_d \dot{i}_d + \mathrm{L}_q i_q \dot{i}_q \\ &+ i_q p\Omega_m \left[(\mathrm{L}_d - \mathrm{L}_q) i_d + \frac{\Phi_f}{\mathscr{K}} \right] \end{aligned} \tag{2.13}$$

La relation entre la puissance triphasée et celle exprimée dans le repère de Park est établie par :

$$p_{tri}(t) = \frac{3}{2}\mathscr{K}^2 p_{dq}(t) \tag{2.14}$$

L'équation (2.14) permet de constater qu'en utilisant la transformée de Concordia, la transformée de Park conserve les puissances. En intégrant l'équation (2.13) dans l'équation (2.14), la puissance triphasée est définie en fonction des grandeurs électrique dans Park de la manière suivante :

$$p_{tri}(t) = \frac{3}{2}\mathscr{K}^2 \mathrm{R}_s(i_d^2 + i_q^2) + \frac{3}{2}\mathscr{K}^2 \left(\mathrm{L}_d i_d \dot{i}_d + \mathrm{L}_q i_q \dot{i}_q \right) + \frac{3}{2}\mathscr{K}^2 i_q p\Omega_m \left[(\mathrm{L}_d - \mathrm{L}_q) i_d + \frac{\Phi_f}{\mathscr{K}} \right] \tag{2.15}$$

Le terme $\frac{3}{2}\mathscr{K}^2 \mathrm{R}_s(i_d^2 + i_q^2)$ rend compte des pertes Joules et $\frac{3}{2}\mathscr{K}^2 \left(\mathrm{L}_d i_d \dot{i}_d + \mathrm{L}_q i_q \dot{i}_q \right)$ de la puissance électromagnétique emmagasinée dans les bobinages statoriques. La puissance mécanique résultante a donc pour expression :

$$p_m(t) = \frac{3}{2}\mathscr{K}^2 i_q p\Omega_m \left[(\mathrm{L}_d - \mathrm{L}_q) i_d + \frac{\Phi_f}{\mathscr{K}} \right] \tag{2.16}$$

Le couple électromagnétique, exprimé en fonction des grandeurs dans le repère de Park, a donc pour expression :

$$\mathrm{C}_{em} = \frac{3}{2}\mathscr{K}^2 i_q i_d p(\mathrm{L}_d - \mathrm{L}_q) + \frac{3}{2}\mathscr{K} p\Phi_f i_q \tag{2.17}$$

Le premier terme de (2.17) est le couple réluctant dû à la saillance du rotor, et le deuxième terme le couple hybride.

Le choix de la valeur de normalisation $\mathscr{K}$ dépendra du contexte, mais pour le reste du manuscrit elle sera fixée à $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour tout ce qui a trait à la commande de la MSAP.

Ainsi, l'impact du système triphasé de tension imposé sur les phases de la MSAP sur les courants de phases peut soit être quantifié en triphasé par l'équation (2.7), soit dans le repère de Park par l'équation (2.12). Le couple électromagnétique peut, lui, être quantifié, soit directement grâce aux signaux triphasés par l'équation (2.8), soit en passant par la transformée de Park grâce à l'équation (2.17). Ces équations forment le modèle de la partie électrique de la MSAP. D'un point de vue mécanique, son rotor est assimilable à un cylindre plein d'inertie J_m en rotation autour de son axe. Ses frottements aérodynamique pouvant être négligés, la principale source de pertes mécaniques dans la MSAP seront les frottements visqueux, de coefficient f_m, dans les roulements permettant la liaison pivot entre le rotor et le stator. Les paramètres physiques qui caractérisent le modèle de la MSAP ont été définies dans le tableau 1.2.

2.2.2 Le modèle de la transmission mécanique

Pour pouvoir développer des lois de commande propre à l'EMA, le modèle de la partie électrique de la MSAP doit être associé à un modèle de la partie mécanique de l'actionneur, comprenant le rotor de la MSAP

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

et la transmission. Le modèle global rendra compte de son comportement dynamique, et donc des pistes d'amélioration. Les connaissances de la géométrie précise du réducteur et de la vis à rouleaux satellites étant insuffisantes, car protégées par le secret industriel, pour établir un modèle par lois physiques, une approche par identification a été privilégiée.

La complexité des éléments constitutifs de la transmission mécanique, décrits dans la littérature pour la vis dans [Hojjat and Agheli, 2009],[Velinsky et al., 2008] et [Ma et al., 2015] et pour le réducteur dans [HENRIOT, 2015] et [Anderson and Lowenthalt, 1981], laisse entrevoir la difficulté de développer un modèle complet. Que l'on considère le réducteur ou la vis à rouleaux satellites, chaque pièce mobile possède une inertie propre. De plus, les déformations des filets et des pièces mécaniques entrainent une raideur distribuée tout le long de la transmission. En outre, les pertes mécaniques par frottement sont réparties entre les surfaces de contact des éléments tournants et les roulements utilisés pour les liaisons pivots. La transmission mécanique en tant que telle n'étant pas instrumentée sur le banc, il est de fait impossible de créer un modèle avec ce degré de précision. De plus pour bien faire, la prise en compte des torseurs incluant les efforts selon (x,y,z) et les moments associés est nécessaire aux développements respectifs des modèles du réducteur et de la vis à rouleaux satellites. Un modèle de ce type a été développé pour la vis à rouleaux satellites dans [Jones et al., 2015], en prenant en compte les frottements visqueux des mouvements relatifs entre la vis et les rouleaux. Sa complexité, par rapport au nombre de sources de pertes mécaniques qu'il inclue, le rend peu attractif pour le développement de loi de commande.

Dans ce projet, un modèle simple a été privilégié, car jugé suffisant pour décrire la dynamique de la liaison hélicoïdale, tout en restant relativement simple à identifier. Il est représenté en (a) dans la figure 2.9 avec en (b) son Bond Graph.

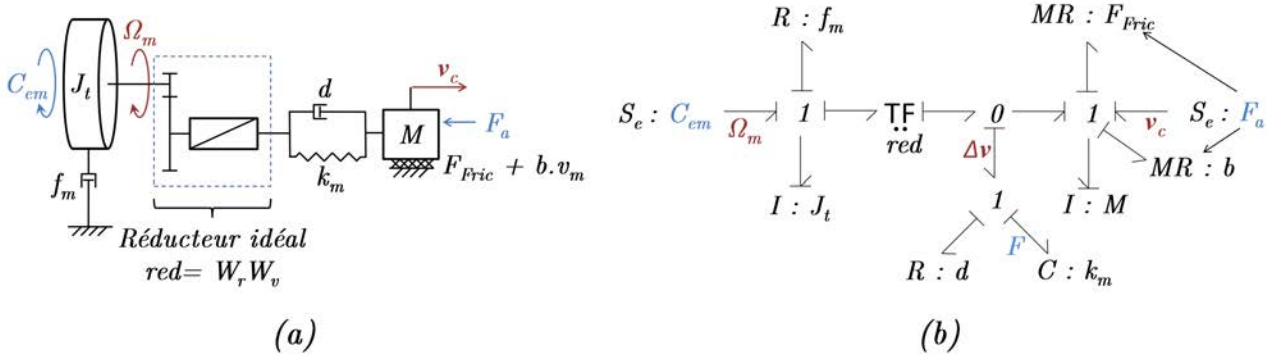

FIGURE 2.9 – Modèle de l'association rotor de la MSAP + transmission mécanique en (a) schéma fonctionnel et en (b) Bond Graph.

Dans le modèle présenté dans la figure 2.9, le couple électromagnétique de la MSAP, C_{em}, est appliqué sur une masse d'inertie équivalente J_t, rendant compte de l'inertie du moteur J_m et de l'inertie du réducteur vue de l'arbre d'entrée J_r, données dans les tableaux 1.2 et 1.3. Les frottements visqueux modélisés, agissant sur cette masse, de coefficient f_m du tableau 1.2, sont ceux propres à la MSAP. Cette association masse en rotation/amortissement est reliée à un réducteur idéal, dont le rapport de réduction correspond à la liaison hélicoïdale complète, incluant le réducteur et la vis à rouleaux satellites. La force résultante est imposée sur un modèle de type masse/ressort/amortissement. La raideur k_m du ressort représente la compressibilité totale de la transmission mécanique. Le coefficient de frottement visqueux d, lui, représente les frottements visqueux sur les surfaces de glissement entre les éléments en mouvement constitutifs de la vis

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

à rouleaux satellites. La masse M équivalente contient l'inertie de la vis, ramenée sous forme de masse en sortie d'actionneur en négligeant les rouleaux, et les masses du chariot, des rotules, du capteur d'effort et du vérin hydraulique. Les masses propres à la vis à rouleaux satellites et au vérin hydraulique ont été estimées par des considérations géométriques, et en considérant les pièces homogènes et en acier. Les autres masses sont tirées des fiches techniques disponibles. Elle est ainsi exprimée par la formule suivante :

$$\mathrm{M} = \mathrm{J}_v \left(\frac{1}{\mathrm{W}_v}\right)^2 + \mathrm{M}_e + \mathrm{M}_c + 2\mathrm{M}_r + \mathrm{M}_{capt} + \mathrm{M}_{ver} \tag{2.18}$$

Avec M_e, M_c, M_r, M_{capt} et M_{ver} respectivement les masses de l'écrou, du chariot, d'une rotule, du capteur d'effort et du vérin hydraulique. La masse résultante a pour valeur M = 114,29 kg.

Enfin, un modèle quantifie les forces de frottement de la transmission réelle, qui ne sont pas déjà prises en compte par les coefficients de frottement visqueux f_m et d. Celles-ci sont réparties tout au long de la transmission, et devrait donc a priori agir sur les deux masses équivalentes J_t et M. Cependant, cette répartition étant inégale, avec des frottements présumés supérieurs sur la vis à rouleaux satellites, le modèle résultant n'agira que sur la masse du chariot en sortie de transmission mécanique, ce qui simplifie largement son identification. Sa structure est une simple association force de Coulomb/frottement visqueux, décrit par l'équation (2.19). De fait, ce manuscrit n'est pas focalisé sur la modélisation des forces de frottement à basse vitesse, et en pratique la différence entre la force d'adhérence et la force de Coulomb est relativement faible. Ce modèle sera donc jugé comme suffisant. En revanche, comme présentés dans l'équation (2.19), les paramètres de cette équation vont dépendre de la charge de l'actionneur et doivent donc être identifiés en différents points de fonctionnement.

$$\mathrm{F}_{frottement}(\nu_c, \mathrm{F}_a) = \underbrace{\mathrm{F}_c(\mathrm{F}_a)\frac{arctan\left(\frac{\nu_c}{\nu_{min}}\right)}{\frac{\pi}{2}}}_{\mathrm{F}_{Fric}} + b(\mathrm{F}_a)\,\nu_c \tag{2.19}$$

Avec $\mathrm{F}_c(\mathrm{F}_a)$ la force de Coulomb, ν_c la vitesse du chariot, ν_{min} une vitesse minimale permettant d'adapter la pente de la fonction arc tangente lors du passage à 0 de ν_c et $b(\mathrm{F}_a)$ le coefficient de frottement visqueux. Dans l'équation (2.19), la fonction arc tangente est utilisée pour approcher la fonction signe de la formule originale, tout en adoucissant la non-linéarité du passage à 0.

Du modèle présenté dans la figure 2.9, les paramètres de masse M et J_t, le rapport de réduction red et le coefficient de frottements visqueux f_m sont d'ores et déjà connus. La raideur k_m, le coefficient de frottement visqueux d et les forces de frottements, résultantes de l'association de F_{Fric} et du coefficient de frottement visqueux b, doivent être identifiés sur le banc de test.

Les tests nécessaires sur banc induisent un contrôle du vérin hydraulique en effort, qui de fait a été présenté dans la sous-section 2.1.4, et un contrôle de la MSAP en vitesse, réalisable par l'intermédiaire des deux circuits d'alimentation de l'EMA. La loi de commande utilisée dans cette optique sera présentée dans la prochaine sous-section.

Pour identifier la raideur, des tests statiques ont été réalisés à 5 positions différentes de l'EMA, en le commandant à vitesse nulle et en le chargeant avec une force de charge axiale F_a en marche d'escalier avec des incréments de 5 kN par le vérin hydraulique. Pour chaque essai, la raideur est calculée grâce à la formule

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

suivante :

$$k_m = \frac{\mathrm{F}_a}{\Delta x} = \frac{\mathrm{F}_a}{red\theta_m - x_c} \tag{2.20}$$

Avec θ_m la position angulaire mesurée sur la MSAP par le codeur Heidenhain, et x_c la position du chariot, mesurée sur le vérin hydraulique par le capteur magnétostrictif qui lui est associé.

Les déformations mesurées pour les 5 essais sur l'actionneur sont données, en fonction de F_a, dans la figure 2.10 avec les approximations affines correspondantes. Les raideurs résultantes sont données dans le tableau 2.5.

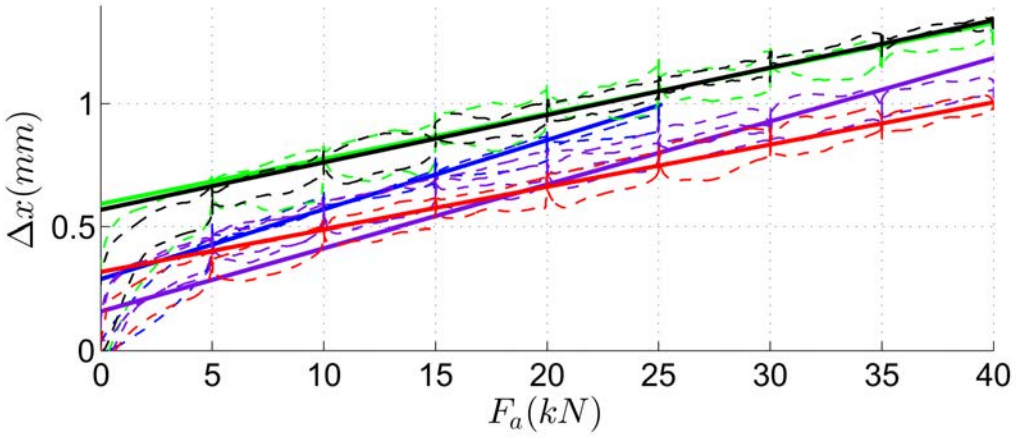

FIGURE 2.10 – Déformations de l'actionneur en fonction de la force de charge axiale appliquée sur l'écrou avec en pointillé les mesures et en trait plein l'approximation linéaire.

Comme le montre la figure 2.10, pour des charges inférieures à 5 kN, la variation de la déformation est importante, quel que soit l'essai, résultant en une raideur relativement faible. Ceci est lié au jeu mécanique, entre autres présent dans les rotules, qui n'est pas compensé par une pré-contrainte adéquate. Pour des forces de charge plus importantes, les courbes résultantes s'approximent bien par une courbe linéaire, et leurs coefficients directeurs sont cohérents entre eux, quel que soit l'essai, donc la position. Les principales discordances, entre les mesures en pointillé et les approximations polynomiales en trait plein, sont marquées entre deux F_a multiples de 5 kN successifs, et sont liées à l'imposition de l'effort en marche d'escalier, induisant des perturbations liées aux phénomènes dynamiques.

TABLE 2.5 – Raideurs obtenues à partir des données mesurées grâce à l'équation (2.20).

	essais 1 à 5				
k_m (N/m)	$3,56.10^7$	$4,17.10^7$	$5,44.10^7$	$5,19.10^7$	$3,9.10^7$
k_m moyen (N/m)	$4,45.10^7$				

Le tableau 2.5 démontre d'une faible variabilité de la raideur en fonction de la position. La valeur moyenne de k_m, obtenue grâce aux différents essais, est définie comme paramètre pour le modèle. La valeur du coefficient de frottement visqueux d, quant à elle, a été spécifiée à d = 20.10^3 $\frac{\mathrm{N}}{ms}$ en fonction de résultats dynamiques obtenus sur le banc.

Les paramètres caractérisant les frottements dans l'équation (2.19) ont ensuite été identifiés. Pour cela,

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

les tests expérimentaux ont consisté en une imposition de différentes consignes de vitesse sinusoïdales au contrôleur de la MSAP, et simultanément de différentes consignes de force positives constantes, fournies à la régulation d'effort du vérin hydraulique. Les vitesses Ω_m et v_c, le couple électromagnétique C_{em} et la force de charge axiale F_a résultants ont été mesurés. Grâce à ces signaux et aux relations établies avec le Bond Graph du modèle présenté dans la figure 2.9, les forces de frottements réelles sont établies par l'équation suivante :

$$F_{frottement} = \frac{C_{em} - J_t\dot{\Omega}_m - f_m\Omega_m}{red} - F_a - M\dot{v}_c \tag{2.21}$$

Les forces de frottements, ainsi reconstruites, sont données dans la figure 2.11 pour 5 valeurs de force axiale positive différentes, s'élevant jusqu'à 35 kN. Cette valeur maximale équivaut à approximativement 22 Nm côté MSAP. Le BMD145 est capable de fournir un couple supérieur en transitoire, mais pas sur les périodes temporelles nécessaires pour effectuer ce type de mesure.

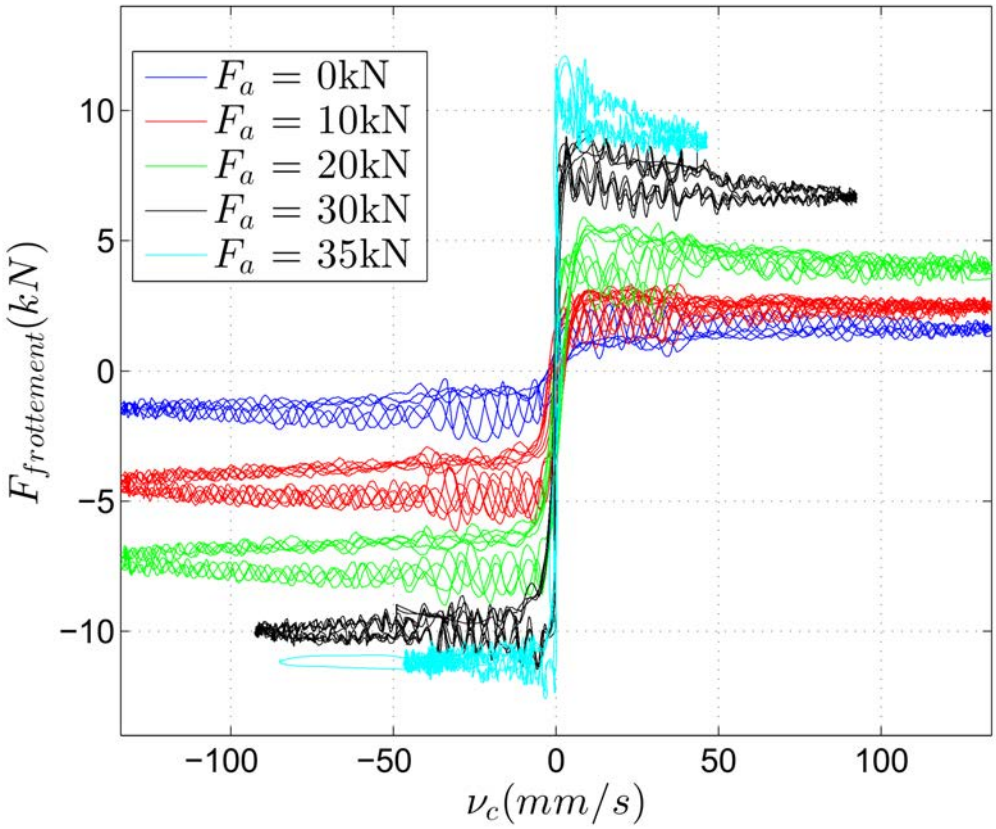

FIGURE 2.11 – Forces de frottement reconstruites grâce à l'équation (2.21) pour différentes forces de charge en fonction de la vitesse de chariot.

Pour chacune des 7 forces de charge axiales positives F_a, envoyées en consigne de la régulation d'effort du vérin hydraulique (les 5 représentées dans la figure 2.11, F_a = 5 kN et F_a = 25 kN), le test a été répété pour vérifier la variabilité de la mesure. Pour chaque test, les forces de frottements ont été reconstruites grâce à l'équation (2.21), et à partir des résultats, la force de Coulomb et le coefficient de frottements visqueux de l'équation (2.19) ont été identifiés, respectivement pour une vitesse de chariot positive et négative, pour permettre une bonne concordance entre les frottements estimés par l'équation (2.19) et ceux mesurés. Ces

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

paramètres sont donnés en fonction de F_a dans la figure 2.12, avec en (a) les forces de Coulomb correspondant aux essais avec en pointillé l'approximation issue de l'identification, et en (b) les coefficients de frottement visqueux correspondant aux essais avec en pointillé l'approximation issue de l'identification.

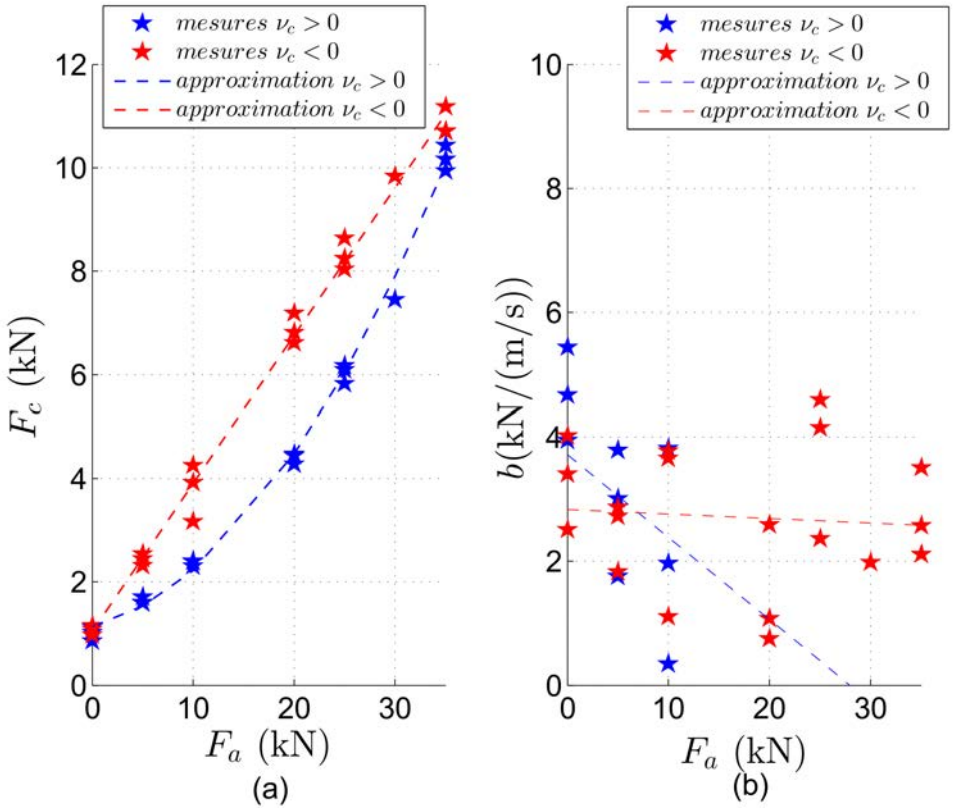

FIGURE 2.12 – Les forces de Coulomb F_c et les coefficients de frottement visqueux b pour des vitesses de chariot positive et négative en fonction de F_a.

Sur la figure 2.12, la dissymétrie des forces de frottement s'exprime clairement, particulièrement sur la force de Coulomb, où une nette différence apparait entre le sens de déplacement positif et négatif. Cependant pour un signe de vitesse de translation donnée, l'évolution de la force de Coulomb de la transmission en fonction de F_a s'approxime bien par les polynômes suivants :

$$F_c(F_a) = \begin{cases} 1122 + 0,0513|F_a| + 5,82.10^{-6}|F_a|^2 & \text{si } \nu_c \geq 0 \\ 1029 + 0,2861|F_a| & \text{si } \nu_c < 0 \end{cases} \tag{2.22}$$

Les courbes pointillées, illustrées en (a) de la figure 2.12, correspondent à l'utilisation de l'équation (2.22).

L'hypothèse induite par l'équation (2.22) est que la force de Coulomb de la transmission est symétrique en fonction de la force de charge axiale F_a. En première approximation, les mesures effectuées sur le banc la valident.

Les coefficients de frottements visqueux, du (b) de la figure 2.12, démontrent, pour une force de charge axiale F_a, d'une plus grande dispersion vis-à-vis des différents essais. Ceci est dû en partie au fait qu'ils ont une valeur relativement faible, résultante d'une variation des forces de frottement en fonction de la vitesse en régime hydrodynamique relativement restreinte. La part du bruit de mesure dans les résultats est

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

donc non-négligeable. De plus, les essais n'ont pas été réalisés de manière isotherme. La viscosité du fluide est donc variable, engendrant une variabilité dans le coefficient de frottement visqueux. Cependant, une tendance peut être définie à partir des résultats de la figure 2.12, et s'exprime de la manière suivante :

$$b(\mathrm{F}_a) = \begin{cases} max\,(3713 - 0,1328|\mathrm{F}_a|, 0) & \text{si } \nu_c \geq 0 \\ max\,(2836 - 0,0074|\mathrm{F}_a|, 0) & \text{si } \nu_c < 0 \end{cases} \tag{2.23}$$

L'équation (2.23) suppose la même symétrie que l'équation (2.22) en fonction de F_a. Le coefficient b qu'elle définit décroit en fonction de la vitesse. De fait, il est bien évidemment limité à 0, décrivant une force de frottement visqueux négligeable. La légère décroissance des forces de frottement en fonction de la vitesse, visible dans la figure 2.11 pour de fortes forces de charge et pour une vitesse de chariot positive, est relative au régime mixte des forces de frottement, non pris en compte dans ce modèle.

Le modèle de forces de frottement résulte donc de l'utilisation de l'équation (2.19), avec les forces de Coulomb et les coefficients de frottement visqueux quantifiés en fonction de F_a par les équations (2.22) et (2.23). Il a été caractérisé pour l'EMA du banc, et lui est donc bien évidemment spécifique. Les résultats obtenus grâce à ce modèle pour $\mathrm{F}_a = 0$ kN, $\mathrm{F}_a = 20$ kN et $\mathrm{F}_a = 35$ kN sont donnés en figure 2.13.

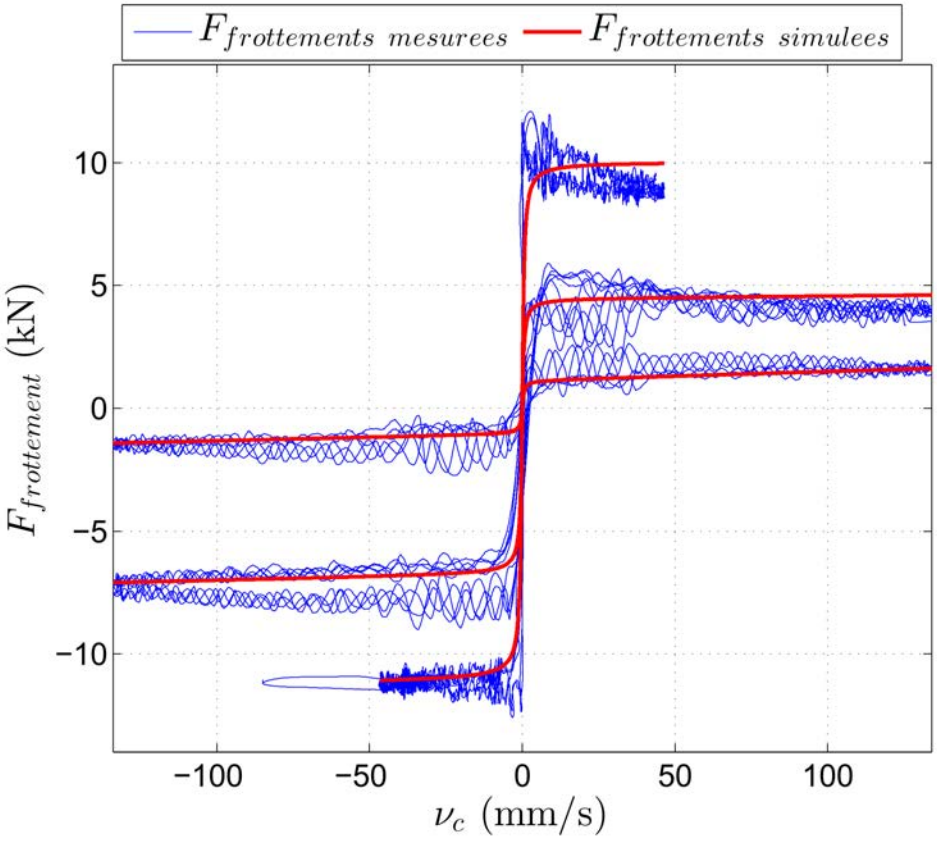

FIGURE 2.13 – Comparaison entre les forces de frottement réelles et simulées grâce au modèle présenté précédemment pour $\mathrm{F}_a = 0$ kN, $\mathrm{F}_a = 20$ kN et $\mathrm{F}_a = 35$ kN.

Dans cette figure, la concordance des courbes simulées avec les mesures est relativement bonne. Les principales différences sont visibles pour une vitesse de chariot positive et pour une charge de 35 kN. Elles sont issues de la non-prise en compte de l'effet Stribeck, ne permettant pas au modèle de rendre compte

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

de la légère décroissance des forces de friction à basse vitesse. Du reste, la validité du modèle, au vu des résultats présentés dans la figure 2.13, est jugée suffisante.

Les paramètres du modèle mécanique présenté en figure 2.9 sont résumés dans le tableau 2.6.

TABLE 2.6 – Valeurs numériques des paramètres du modèle mécanique présenté en figure 2.9.

inertie J_t	$1,98.10^{-3}$ kg.m^2
coefficient de frottements visqueux f_m	1.10^{-3} Nm/(rad/s)
facteur de réduction red	$\frac{0,02}{2\pi 6,9}$
raideur de l'EMA k_m	$4,45.10^7$ N/m
coefficient de frottements visqueux d	20.10^3 N/(m/s)
masse sortie d'EMA M	114,29 kg
force de Coulomb sortie d'EMA F_c	cf. (2.22)
vitesse minimale associée à la fonction arc tangente v_{min}	5.10^{-4} m/s
coefficient de frottement visqueux b	cf. (2.23)

L'association des modèles électrique et mécanique offre un modèle complet de l'EMA dont les paramètres ont été identifiés par des mesures réalisées sur le banc. En ces termes, sa validité, qui sera testée dans la prochaine section, est a priori bonne.

2.2.3 La commande vectorielle de l'EMA

Maintenant que le modèle de l'actionneur a été décrit en détail, la commande, qui servira de base aux développements ultérieurs dans ce manuscrit, va être explicitée, dans un premier temps de manière théorique. Ensuite, son implémentation sur le système de commande intégrant le dSPACE sera abordée.

Par analogie avec les actionneurs du prototype ELEXC présenté dans la section 1.2, l'EMA du banc doit être commandé en vitesse par l'utilisateur. Moyennant cela, il existe bien évidemment un nombre important de possibilités, qui se différencient aussi bien au niveau de la loi de commande que par la manière dont va être attaqué l'onduleur pour imposer la sortie du correcteur à la MSAP. Un certain nombre de ces topologies sont évoquées dans [Louis, 1999], [Bose, 2002], [Rodriguez et al., 2013], [Kennel et al., 2010]. Une structuration de ces commandes sera proposée dans le chapitre 3. Pour rester proche du prototype, la commande utilisée pour l'EMA sera la réplique de celle mise en oeuvre d'un point de vue industriel sur l'excavatrice compacte.

L'emploi des EMAs sur une mini-excavatrice est un contexte particulier, où les actionneurs reçoivent une consigne de vitesse et entrent inévitablement en collision avec l'environnement. Ce dernier, bien qu'inconnu, peut être assimilé à une admittance dans le sens où il possède invariablement une inertie et des contraintes cinématiques, et son mouvement sera défini par la force qui lui est appliqué. Ainsi, en contact avec l'environnement, l'actionneur doit obligatoirement avoir un comportement d'impédance pour assurer la compatibilité physique [Hogan, 1985]. Prenant cela et les contraintes industrielles en compte, la topologie de commande prendra la forme d'un contrôleur en raideur défini entre autres dans [Chiaverini et al., 1999],

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

qui peut être vu comme un retour d'état position/vitesse et qui délivrera la consigne en couple suivante :

$$C^*_{em} = k_c(\theta_d - \theta_m) - b_c\Omega_m \tag{2.24}$$

Avec k_c et b_c respectivement la raideur et le coefficient d'amortissement de commande.

Ce type de contrôleur peut paraître inapproprié, dans le sens où il est établi principalement sur une commande en position et non en vitesse. Cependant, il possède de facto plusieurs avantages. Premièrement, il évite la dérive de l'EMA due aux différentes perturbations lors de l'imposition d'une vitesse de consigne nulle. Il permet en outre de bien contrôler la raideur de commande imposée sur l'actionneur. Enfin, la gestion du maintien d'une distance de sécurité avec les butées peut être effectuée plus facilement.

En pratique, la structure utilisée, présentée en figure 2.14, consiste en une commande en cascade, avec un régulateur proportionnel de position et un régulateur proportionnel de vitesse. La consigne de position est fournie par un générateur de trajectoire. Ce dernier génère le profil de position grâce à la consigne de vitesse donnée par l'utilisateur et aux distances vis-à-vis des butées mécaniques.

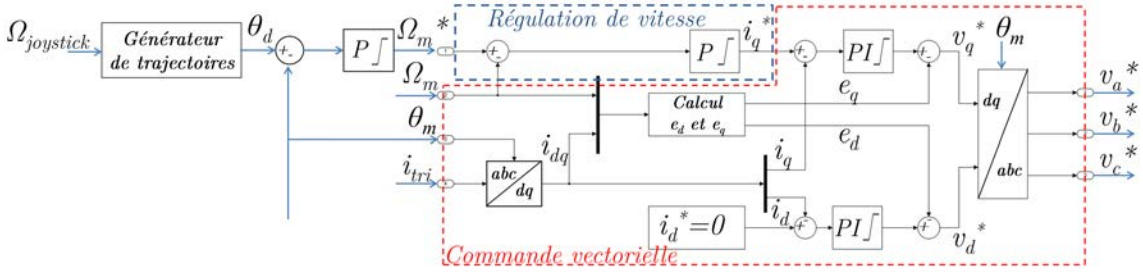

FIGURE 2.14 – Schéma blocs de la régulation de vitesse de la MSAP avec une commande vectorielle.

Moyennant cette topologie, les paramètres k_c et b_c de l'équation (2.24) sont liées aux gains proportionnels $k_{p\theta}$ et $k_{p\Omega}$ respectivement de position et de vitesse par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} k_c &= k_{p\theta}\,k_{p\Omega} \\ b_c &= k_{p\Omega} \end{aligned} \tag{2.25}$$

La consigne de couple résultante, C^*_{em}, est transmise à une commande vectorielle, cœur du contrôleur d'EMA, et représentant sa boucle la plus dynamique. Elle est développée en fonction du modèle de la MSAP dans le repère de Park orienté avec le flux rotorique (cf. 2.2.1). Dans ce repère, le couple électromagnétique s'exprime selon l'équation (2.17). La structure de machine étant, dans le cadre de cette étude, considérée équivalente à une machine à pôles lisses, les inductances suivant les axes d et q sont estimées égales. Ainsi, C_{em} ne dépend que de i_q. Sa consigne sera donc convertie en un i^*_q, et la consigne de courant selon l'axe d sera maintenue à 0, pour réduire les pertes Joules.

Dans le repère de Park, les tensions statoriques de la MSAP s'expriment selon l'équation (2.12). Le système défini par cette équation est un système multi-variables avec comme entrées (v_d ; v_q) et comme sorties (i_d ; i_q), et il est couplé, rendant le contrôle par axe du courant par l'intermédiaire de régulateurs linéaires problématique. Cependant, l'utilisation d'une contre-réaction non-linéaire rend possible l'assimilation de l'évolution du courant vis-à-vis de la tension sur chaque axe à un système du premier ordre, et ce indépendamment de l'autre axe. Le courant de chaque axe est ainsi contrôlable par un régulateur linéaire

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

standard auquel on rajoute en sortie le terme de compensation associé. Les termes de compensations sont :

$$\begin{aligned} e_d &= -\mathrm{L}_q\, p\Omega_m i_q \\ e_q &= \mathrm{L}_d\, p\Omega_m i_d + \sqrt{\frac{3}{2}} p\Omega_m.\Phi_f \end{aligned} \tag{2.26}$$

Le système de tensions de consigne résultant (v_d^* ; v_q^*), exprimé dans le repère de Park, est ensuite traduit par transformée de Park inverse en un système triphasé de tension de consigne. Celui-ci sera appliqué à la MSAP par l'intermédiaire d'une MLI vectorielle qui induira la définition du système triphasé de signaux de commande S_{tri}.

Le découplage des axes permet de réguler les courants i_d et i_q de manière indépendante grâce à des régulateurs proportionnels/intégraux (PI). Ces régulateurs possèdent la fonction de transfert suivante :

$$\mathrm{PI}(s) = \frac{k_{pi}\, s + k_{ii}}{s} \tag{2.27}$$

In fine, les valeurs des gains proportionnel k_p et intégral k_i de l'équation (2.27) sont dépendantes de la constante de temps électrique du système, et sont généralement définies par placement de pôles. De plus, ces régulateurs intègrent des limitations de leurs grandeurs de commande, pour respecter les contraintes du système. Les PI de courants délivrent ainsi une tension selon les axes d et q allant de $-\frac{\mathrm{V_{DC}}}{\sqrt{2}}$ à $\frac{\mathrm{V_{DC}}}{\sqrt{2}}$ pour assurer un régime linéaire sur l'onduleur. En plus des saturations, un système d'anti-windup est intégré, sous forme de saturation de l'intégrateur, de manière à éviter les dépassements trop importants.

De par la présence de la boucle de position, il n'y aura pas d'erreur statique entre la consigne $\Omega_{joystick}$ et Ω_m, qui est in fine la grandeur commandée.

En termes d'implémentation, la commande en vitesse de l'EMA, spécifiée par les équations de cette section, a été implémentée sur la DS1006 du système de commande à une fréquence d'échantillonnage de $f_s = 3\ k\mathrm{H}z$. La consigne de vitesse $\Omega_{joystick}$, provenant du joystick actionné par l'utilisateur, est de fait intégrée à la condition que la consigne résultante respecte les butées logicielles imposées, délivrant la consigne de position correspondante θ_d. Les signaux de mesure, permettant les différentes contre-réactions proviennent, pour la position et la vitesse, du codeur EnDat, et pour les courants des trois sondes de courant montées sur les circuits d'alimentation électriques de l'EMA. Les gains des régulateurs, quant à eux, ont été quantifiés, et sont résumés dans le tableau 2.7.

Dans le tableau 2.7, la raideur et l'amortissement de commande du contrôleur en raideur sont constants et, vus de la sortie d'EMA, sont relativement importants, pour assurer un bon suivi de trajectoire et un bon rejet de perturbations. En ce sens, l'élasticité de l'EMA est donc, dans ce chapitre, faible, quel que soit le point de fonctionnement.

Le système de tension triphasé de consigne, délivré par la commande vectorielle, est appliqué par une MLI vectorielle conventionnelle, implémentée sur le FPGA de la DS5203 avec une fréquence de commutation de $f_{\mathrm{MLI}} = 6\ k\mathrm{H}z$. Les systèmes triphasés de signaux de commande S_{tri} et $\overline{\mathrm{S}_{tri}}$ en résultent. Les retours du système de courant triphasé sont interfacés aux convertisseurs Analogique/Numérique de la DS5203, pour permettre une synchronisation évitant tout bruit de commutation.

Cette section a donnée une description détaillée du modèle par lois physiques de l'EMA et de sa commande. La prochaine section va mettre en oeuvre le banc complet, d'une part pour tester la validité du modèle obtenu, et d'autre part pour tester la capacité du banc à réaliser un profil de mission du godet lors d'une phase de creusage.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

TABLE 2.7 – Valeurs numériques des gains des régulateurs de la commande de vitesse.

régulateurs de vitesse et de position	raideur de commande k_c vue de la sortie de l'actionneur	$1,18.10^8$ N/m
	amortissement de commande b_c vue de la sortie de l'actionneur	$2,69.10^6$ N/(m/s)
	gain proportionnel de position $k_{p\theta}$	43,56
	gain proportionnel de vitesse $k_{p\Omega}$	0,5738
régulateurs de courant	gain proportionnel de courant k_{pi} (le même selon les axes d et q)	6,44
	gain intégral de courant k_{ii} (le même selon les axes d et q)	490

2.3 Le test du banc et la validation du modèle de l'EMA

Cette section tend à clôturer ce chapitre, d'une part en testant le bon fonctionnement du banc développé, et d'autre part la validité du modèle détaillé d'EMA, défini dans la section 2.2. Pour se faire, dans un premier temps, un test représentatif de l'impact de l'EMA avec un environnement de raideur $K_e = 4.10^6 N/m$ sera réalisé sur le banc de test. Pour cela, une consigne de vitesse constante sera définie par l'intermédiaire du joystick par l'utilisateur, et la régulation d'effort viendra, à partir du milieu de la vis, rejouer la réaction de l'environnement, par l'intermédiaire de l'envoi d'une consigne d'effort adéquate. Ensuite, un cycle de travail réel sera rejoué sur le banc. Pour cela, les signaux issus des mesures de la position et de l'effort de l'actionneur de godet, réalisées lors d'un cycle de creusage sur une mini-excavatrice hydraulique de taille équivalente EC27 de Volvo, seront imposés en consignes de vitesse et d'effort sur le banc pour répéter le cycle.

Lors de ces différents tests, les signaux d'intérêts seront mesurés sur le banc, permettant de rejouer le test en simulation avec le modèle de la section précédente. Ainsi, par comparaison des signaux mesurés et simulés, une quantification de sa validité pourra être estimée.

Tout d'abord, la structure sous Simulink du modèle complet de l'EMA contre-réactionné de la section précédente va être présentée. Ensuite les résultats des deux tests, aussi bien en simulation qu'en expérimental, feront l'objet de deux sous-sections.

2.3.1 La structure Simulink du modèle complet de l'EMA contre-réactionné

La constitution de l'EMA de godet, monté sur le banc, et les modèles précis de sa commande, de sa partie électrique et de sa transmission mécanique ont d'ores et déjà été présentés. Pour vérifier la validité de ce développement, ces trois modèles ont été couplés et implémentés sous Simulink. La partie commande est échantillonnée à 3kHz. La MLI est considérée comme idéale, induisant une égalité entre les tensions de consigne issues de la commande et celles appliquées sur les phases de la MSAP. Le reste du système, contenant toutes les parties physiques, est à pas variable (solveur ode23tb). La partie électrique est une implémentation directe de l'équation (2.7), permettant de déterminer à partir du système de tension triphasé

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

v_{tri}, défini par la commande, celui de courant i_{tri} dans les phases de la MSAP. La transformée de Park est ensuite employée sur i_{tri} pour déterminer ses composantes d et q, nécessaires à la commande vectorielle, et C_{em}. Le modèle de la partie mécanique est la représentation d'états issue du Bond Graph de la figure 2.9. Les résistances modulées F_{Fric} et b, qui y sont représentées, forment les composantes de l'équation (2.19), et sont définies en fonction des équations (2.22) et (2.23). Les valeurs des paramètres du modèle complet sont celles des tableaux 1.2 et 2.6. Les gains des régulateurs sont issus du tableau 2.7. La partie hydraulique est modélisée comme un générateur d'effort idéal F_a. Le modèle complet résultant est schématisé dans la figure 2.15.

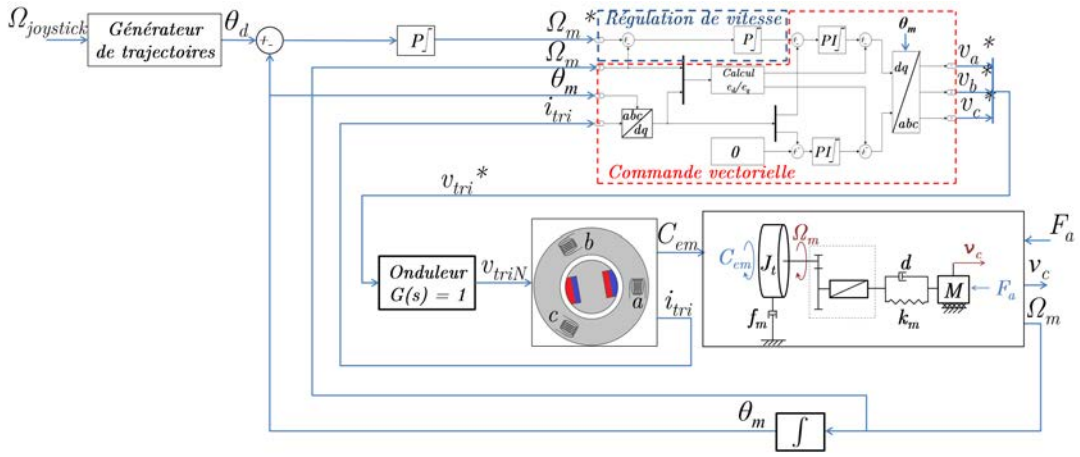

FIGURE 2.15 – Schéma fonctionnel représentatif du modèle de l'EMA de godet monté sur le banc.

2.3.2 Impact de l'EMA avec un environnement de raideur K_e

Dans un premier temps, pour tester la validité aussi bien du banc de test que du modèle complet, un test a été réalisé en expérimental. Il consiste à imposer, par le biais du joystick, une consigne de vitesse $\Omega_{joystick} = 82 rad/s$ constante à l'EMA du banc. Au milieu de la vis, un impact avec un environnement raide est simulé. Pour cela, la consigne d'effort, fournie au vérin hydraulique, est de la forme suivante :

$$F_a^* = K_e(x_0 - x_c) \tag{2.28}$$

Avec K_e la raideur de l'environnement, réglable par l'utilisateur, x_0 la position milieu de la course réelle de l'EMA, à savoir $x_0 = 0,186\ m$, et x_c la position du chariot. Dans le cas présent, la raideur d'environnement est choisie à $K_e = 4.10^6\ N/m$ soit approximativement un dixième de la raideur de la transmission. Cette valeur est assez importante pour permettre un choc relativement dynamique au regard de la raideur de commande k_c donnée dans le tableau 2.7, tout en permettant une certaine pénétration dans l'environnement.

Durant le test, la vitesse de consigne joystick $\Omega_{joystick}$, les vitesses Ω_m et v_c, ainsi que le couple électromagnétique C_{em} (reconstruit via les courants de phase) et la force de charge axiale F_a, ont été mesurés. La figure 2.16 présente en (a) la vitesse commandée Ω_m vis-à-vis de sa consigne $\Omega_{joystick}$, et en (b) F_a vis-à-vis de sa consigne F_a^*.

La figure 2.16 présente les résultats expérimentaux attendus, aussi bien du point de vue de l'asservissement de la vitesse électrique que de celui de l'effort hydraulique. Effectivement en (a), lors de l'augmen-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

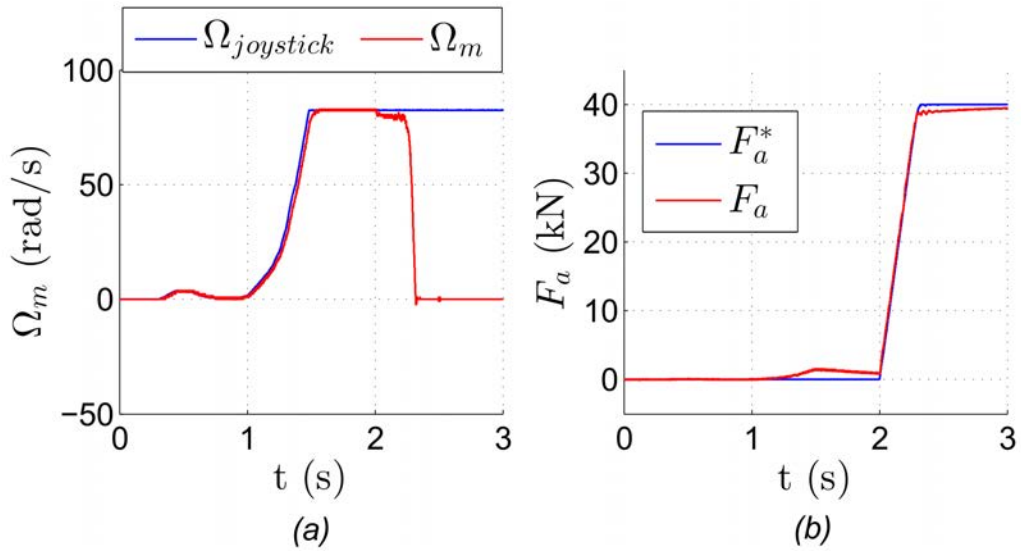

FIGURE 2.16 – Suivi de consigne lors d'un impact de l'EMA avec l'environnement avec en (a) Ω_m et $\Omega_{joystick}$ et en (b) F_a et F_a^* (résultats expérimentaux).

tation de $\Omega_{joystick}$ issue de l'action par l'utilisateur sur le joystick à $t \simeq 1\ s$, la vitesse Ω_m suit sa consigne avec une certaine erreur de trainage liée au manque d'intégrateur sur le régulateur de vitesse, mais se stabilise sur $\Omega_{joystick}$ quand celle-ci devient constante, grâce à l'action intégrale de la régulation en position. A $t \simeq 2\ s$, l'EMA impacte l'environnement, occasionnant une montée linéaire de F_a. Ceci induit une erreur quasi constante entre Ω_m et $\Omega_{joystick}$, induit par la raideur k_c de commande du contrôleur d'impédance. Le retour à 0 de Ω_m est, quant à lui, associé à la saturation du couple C_{em}, fixée à 20 Nm pour ce test. En (b), dans un premier temps, la régulation de la force F_a apparait comme moyenne. Effectivement, aussi bien pour $t \in [1\ ;\ 2]$ que pendant la saturation de couple, un changement dans la vitesse Ω_m vient perturber le suivi en effort. Cependant en termes d'asservissement, les changements de la consigne F_a^* sont bien répétés par F_a, permettant de reproduire les effets dynamiques liés à l'impact de l'actionneur avec des environnements de raideurs relativement importantes.

Les résultats expérimentaux de ce test indiquent que les comportements des deux boucles de régulation hydraulique et électrique concordent relativement bien avec les performances attendues. Pour parer au manque relatif de capacité de régulation de la boucle d'effort, un compensateur avant, intégrant la vitesse Ω_m mesurée, pourrait permettre un meilleur rendu. Cependant au vu de ces courbes, le banc de test est jugé comme fonctionnel.

Dans un deuxième temps, le test précédent a été réalisé en simulation, où la consigne de vitesse $\Omega_{joystick}$ a été imposée en entrée du modèle de la figure 2.15, et la force de charge axiale F_a en effort perturbateur. Les vitesses Ω_m et v_c et le couple C_{em} simulés sont comparés aux valeurs expérimentales dans la figure 2.17.

La figure 2.17 prouve la capacité du modèle à bien quantifier la dynamique du système réel. Avant t = 2 s, le système est à vide, et le couple ne pallie qu'aux caractéristiques inertielles et aux forces de frottement présentes pour une force de charge axiale nulle. Sur cette période temporelle, seuls les couples mesuré et simulé présentent une faible différence visible à très basse vitesse, qui est liée à une erreur d'approximation des forces de frottement. Celle-ci est due à l'utilisation de la fonction arc tangente sur la vitesse de chariot, pour éviter la non-linéarité présente dans le modèle de forces de frottement pour $v_c = 0$. Les vitesses simulées, quant à elles, sont bien représentatives de celles mesurées. A t = 2 s, la montée en couple est équi-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

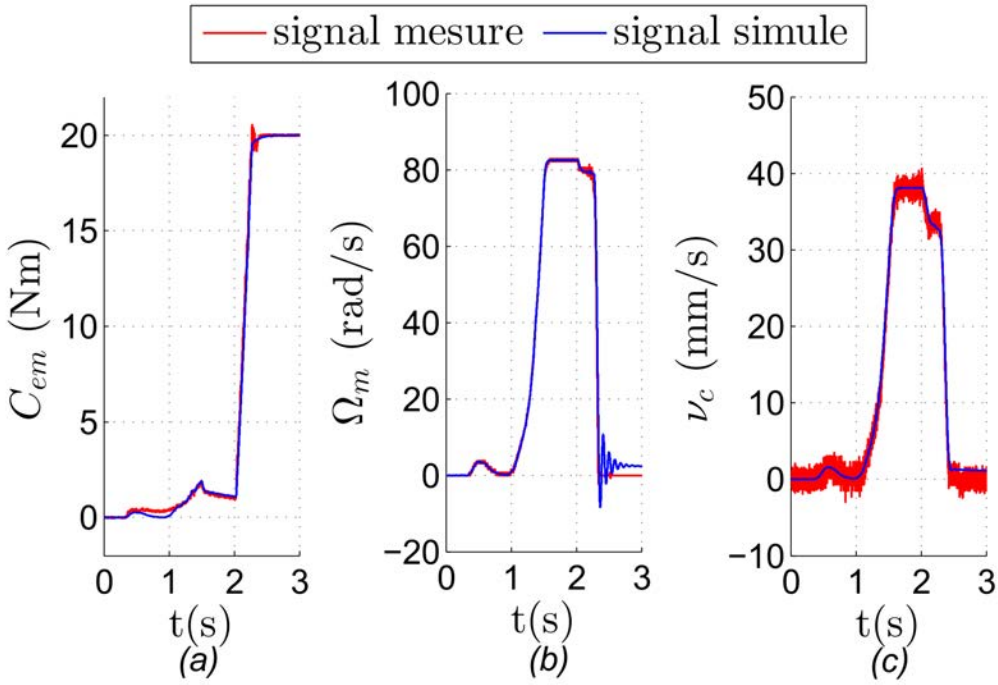

FIGURE 2.17 – Comparaison entre les résultats simulés obtenus avec le modèle complet de l'EMA et les résultats mesurés sur le banc lors d'un impact de l'EMA avec l'environnement avec en (a) le couple électromagnétique, en (b) la vitesse de rotation de la MSAP et en (c) la vitesse du chariot.

valente en simulation et en expérimentation, prouvant la validité, entre autres, du modèle de frottement en fonction de la charge. En outre, l'évolution des vitesses Ω_m et ν_c, pendant cette montée, est respectée en simulation, rendant compte d'une bonne modélisation de la raideur k_m. Enfin, lors de la saturation du couple à $C_{max} = 20$ Nm, la dynamique de descente des deux vitesses est bien la même en simulation et en mesure. Les ondulations sur la vitesse Ω_m simulée aux alentours de la vitesse nulle sont, de nouveau, liées à la mauvaise estimation des forces de friction à très basse vitesse.

La précision du modèle de l'EMA, au regard des courbes de la figure 2.17, est donc jugée satisfaisante d'un point de vue dynamique.

2.3.3 Réalisation d'un cycle de creusage

Dans une optique de dimensionnement, mais aussi pour être à même de vérifier les performances de l'EMA dans des conditions proches de celles requises dans une mini-excavatrice, aussi bien en simulation que sur banc, une campagne de mesures a été réalisée chez Volvo sur la mini-excavatrice hydraulique EC27, équivalente en dimension à celle d'ELEXC. Lors d'un cycle de creusage standardisé, les vitesses et efforts des différents actionneurs hydrauliques ont été mesurés, permettant le dimensionnement adéquat des EMA de remplacement. Les courbes résultantes ne peuvent, pour des raisons de confidentialité, pas être présentées en valeurs réelles dans ce manuscrit. Pour pallier cette problématique, un facteur correctif, calculé grâce à l'équation (2.29), est utilisé sur la vitesse ν_{cycle} et sur l'effort F_{cycle} correspondant à l'EMA de godet, qui est l'actionneur d'intérêt pour le banc.

$$K_{correctif} = \frac{\Omega_{m\ n}red}{max(|\nu_{cycle}|)} \tag{2.29}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Avec $\Omega_{m\ n}$ la vitesse nominale du moteur, ici 314 rad/s.

De plus, les figures illustrant les résultats expérimentaux et de simulation en rapport avec ces cycles seront présentées avec un axe temporel normalisé par la durée du cycle, pour les mêmes raisons de confidentialité.

La figure 2.18 donne en (a) la vitesse du cycle côté MSAP Ω_m équivalente à ν_{cycle} et en (b) l'effort développé en bout d'actionneur F_{cycle}. Si ces deux signaux ne sont pas représentatifs des amplitudes réelles lors des cycles de creusage, l'utilisation d'un facteur correctif commun permet une conservation des relations de raideur, entre autres lors d'un contact avec l'environnement.

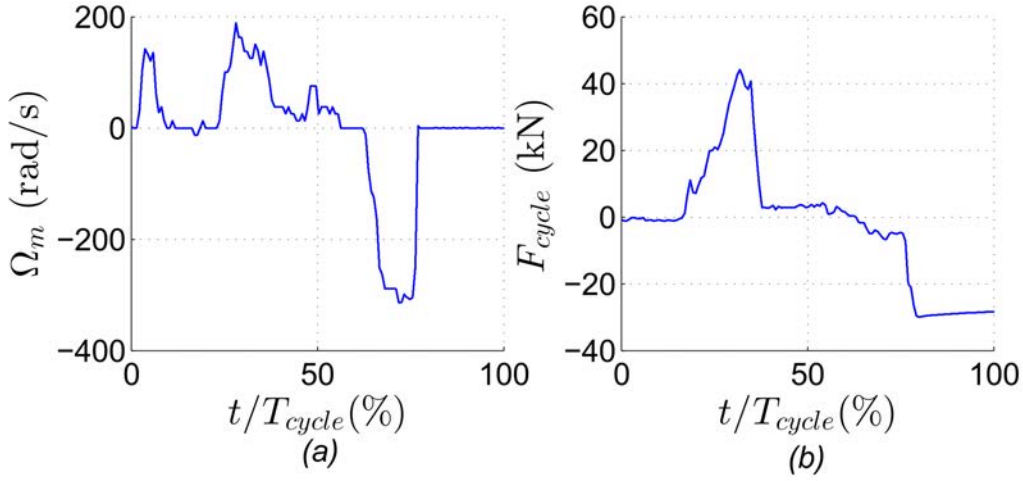

FIGURE 2.18 – Signaux caractéristiques du cycle de travail Volvo de godet avec en (a) la vitesse du cycle côté MSAP équivalente à ν_{cycle} et en (b) l'effort utile en bout d'actionneur F_{cycle}.

Pour tester sur le banc les performances de l'EMA, la tension DC a été fixée à 400 V, soit suffisamment élevée pour reproduire le cycle de la figure 2.18. Cette limitation est associée à une volonté d'assurer la pérennité du banc durant ces premiers tests. La vitesse équivalente à ν_{cycle} côté MSAP a été imposée à la place de $\Omega_{joystick}$ sur le banc, et l'effort mesuré en bout d'actionneur F_{cycle} a été imposé en consigne de la boucle de régulation de la chaine hydraulique. La figure 2.19 présente les résultats expérimentaux obtenus avec en (a) le suivi de vitesse Ω_m et en (b) le suivi de force de charge axiale F_a.

Cette figure montre, côté régulation de vitesse Ω_m en (a), un suivi de trajectoire performant. Les perturbations causées par les variations de Ω_m sur l'évolution de F_a par rapport à sa consigne sont toujours présentes, comme le montre le (b) de la figure 2.19. Cependant, outre les phases de forte accélération et décélération autour de 74 $\%T_{cycle}$, le suivi de trajectoire est lui aussi représentatif du cycle. Ainsi, la figure 2.19 vient valider la capacité du banc, et donc de l'EMA de godet, à rejouer des cycles caractéristiques du travail à effectuer par la mini-excavatrice.

De manière analogue au test précédent, dans un deuxième temps, la consigne joystick $\Omega_{joystick}$ et F_a mesurée sur l'EMA ont été réinjectées sur le modèle en simulation. Les résultats ainsi obtenus sont comparés aux signaux expérimentaux, afin de vérifier la validité du modèle de l'EMA lors de la réalisation du cycle. Vis-à-vis de la comparaison faite en figure 2.17, cette fois la raideur d'environnement, équivalente à la montée en effort de F_{cycle} pour la vitesse ν_{cycle}, n'est pas suffisamment importante vis-à-vis de k_m pour induire une différence entre l'évolution d'Ω_m et celle de ν_c rapportée côté MSAP. La figure 2.20 présente les comparaisons les couples électromagnétiques simulé et mesuré. La figure 2.21 présente le Ω_m simulé face

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

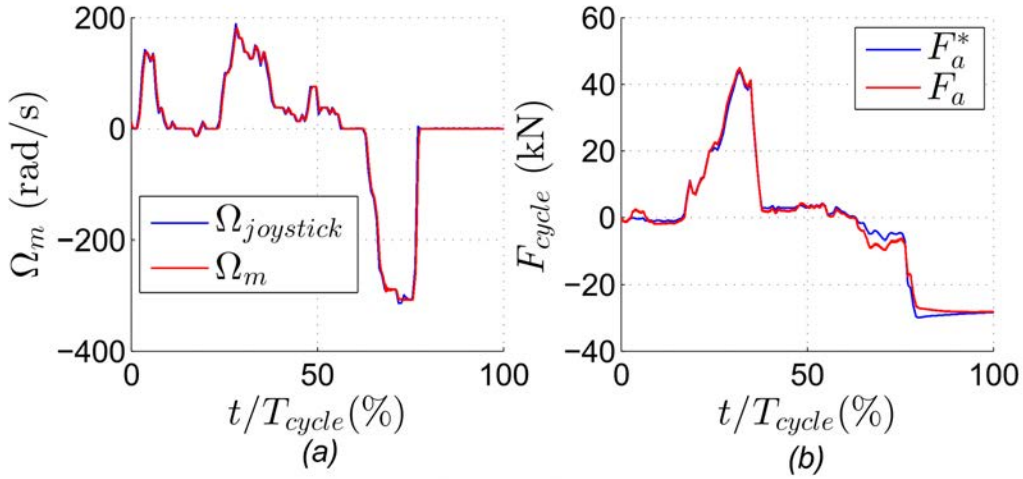

FIGURE 2.19 – Suivi de consigne lors de la réalisation d'un cycle de creusage avec en (a) Ω_m vs $\Omega_{joystick}$ et en (b) F_a vs F_a^*.

à sa consigne et face à la valeur mesurée en (a) sur toute la durée du cycle, en (b) sur l'intervalle temporel $t \in [22{,}2\ \%T_{cycle}\ ;\ 29{,}6\ \%T_{cycle}]$ et en (c) sur l'intervalle temporel $t \in [66{,}7\ \%T_{cycle}\ ;\ 76{,}3\ \%T_{cycle}]$.

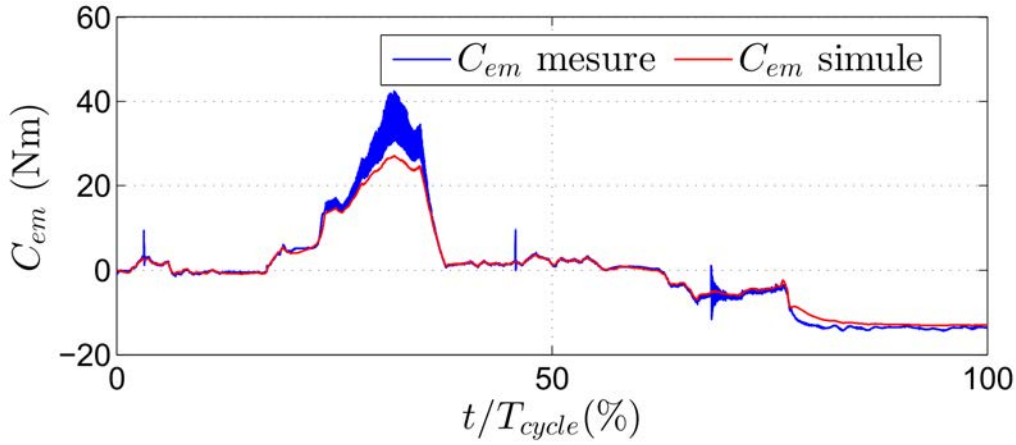

FIGURE 2.20 – Comparaison des valeurs de couple C_{em} simulées avec le modèle complet de l'EMA et mesurées sur le banc lors de la réalisation du cycle de creusage Volvo modifié.

La concordance entre les couples C_{em} simulé et mesuré, présentés en figure 2.20, est bonne pour une grande plage de variation du système, et valide de fait en grande partie le modèle. Effectivement pour imposer une même vitesse de consigne pour une même charge en bout d'actionneur, le fait que la simulation aboutisse à un couple C_{em} similaire à celui mesuré induit les mêmes dissipations et les mêmes relations dynamiques entre le modèle complet et la réalité. Cependant, une différence plus marquée entre les deux signaux apparait quand le couple avoisine deux à trois fois sa valeur nominale. Ceci peut être associé au fait que le modèle de force de frottement n'a été quantifié que dans une certaine plage de variation couple/vitesse, et pour des forces de charge n'allant que jusqu'à 35 kN. Il peut y avoir de légères discordances entre le modèle et la réalité en dehors de cette gamme de variation.

Les Ω_m, simulé et mesuré, sont difficilement discernables l'un de l'autre en (a) de la figure 2.21, ce

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

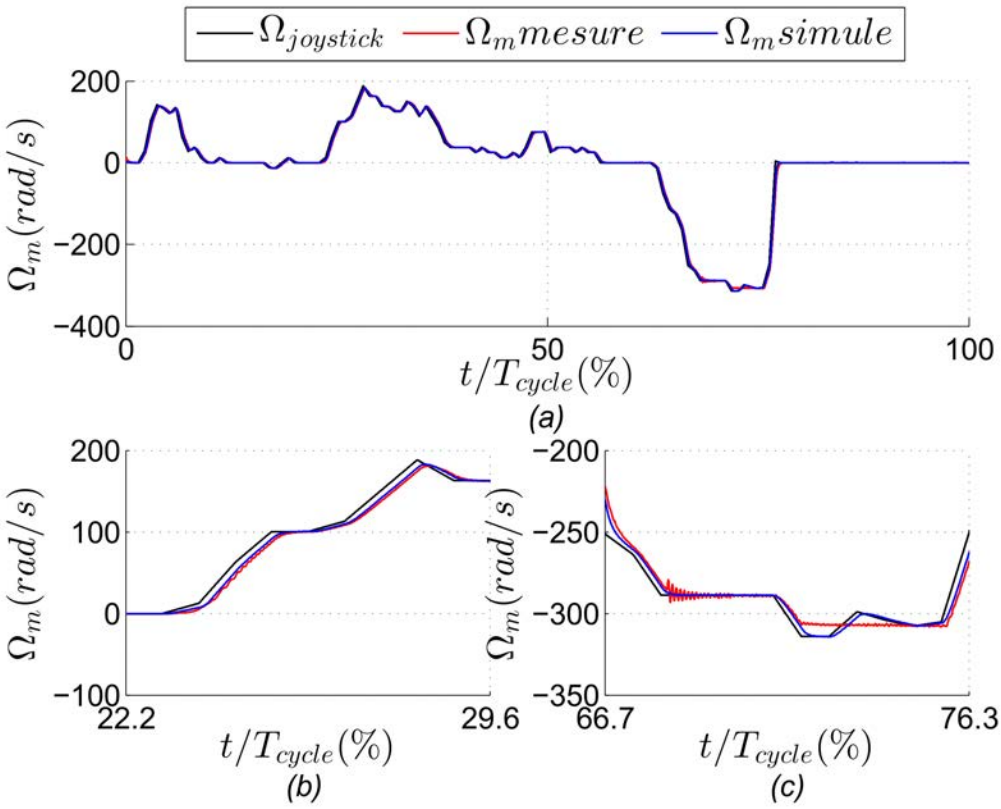

FIGURE 2.21 – Comparaison des valeurs de Ω_m simulées avec le modèle complet de l'EMA et mesurées sur le banc lors de la réalisation du cycle de creusage Volvo modifié avec en (a) toute la période de test, en (b) l'intervalle temporel $t \in [22,2\ \%T_{cycle}\ ;\ 29,6\ \%T_{cycle}]$ et en (c) l'intervalle temporel $t \in [66,7\ \%T_{cycle}\ ;\ 76,3\ \%T_{cycle}]$.

qui prouve le fonctionnement similaire de la régulation de vitesse en simulation et sur le banc. De fait, les courbes présentées en (b) de cette figure démontrent une cohérence marquée entre l'asservissement et la régulation obtenus en simulation et ceux du banc, avec des temps de réponse quasi-égaux. La différence entre les Ω_m présentés dans le (c), avec un effet de plateau sur la vitesse mesurée, est associée à la saturation de consigne du système triphasé de tension. Celle-ci est liée à la limitation à 400 V de la tension DC délivrée par la source variable, évoquée précédemment.

Les figures 2.19 à 2.21 prouvent la capacité dynamique de l'EMA à réaliser le cycle de creusage, sans détérioration des performances vis-à-vis de l'existant hydraulique. Dans ce contexte, il ne reste donc qu'à quantifier ses performances énergétiques. Pour calculer les rendements instantané et énergétique sur un cycle, la puissance utile en bout d'actionneur étant définie comme le produit de la vitesse du chariot v_c par la force de charge axiale F_a, il reste à évaluer la puissance fournie par la source DC à l'association convertisseur/EMA. De fait, le bus DC n'étant pas équipé d'un capteur de courant, celle-ci sera calculée à partir des signaux mesurés disponibles par l'équation suivante :

$$P_{mes} = 3R_s I_{RMS}^2 + C_{em}\Omega_m \tag{2.30}$$

Dans cette équation, le premier terme est associé aux pertes joules dans la MSAP, et le deuxième à la puissance mécanique qu'elle fournit. Les autres sources de pertes, entre autres celles du convertisseur, se-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

ront en première approximation négligées.

La figure 2.22 présente les évolutions temporelles pendant le cycle de la puissance utile notée P_u et de la puissance d'entrée mesurée notée P_{mes}. La puissance d'entrée simulée P_{simu} est, elle aussi, illustrée. Sur cette figure, les rendements instantanés, calculés comme le rapport entre la puissance utile et la puissance d'entrée, sont donnés sur les périodes temporelles correspondant aux pics de puissance sur l'actionneur. Le reste du temps, la puissance utile étant quasiment nulle, l'information portée par le rendement n'est pas d'un intérêt marqué.

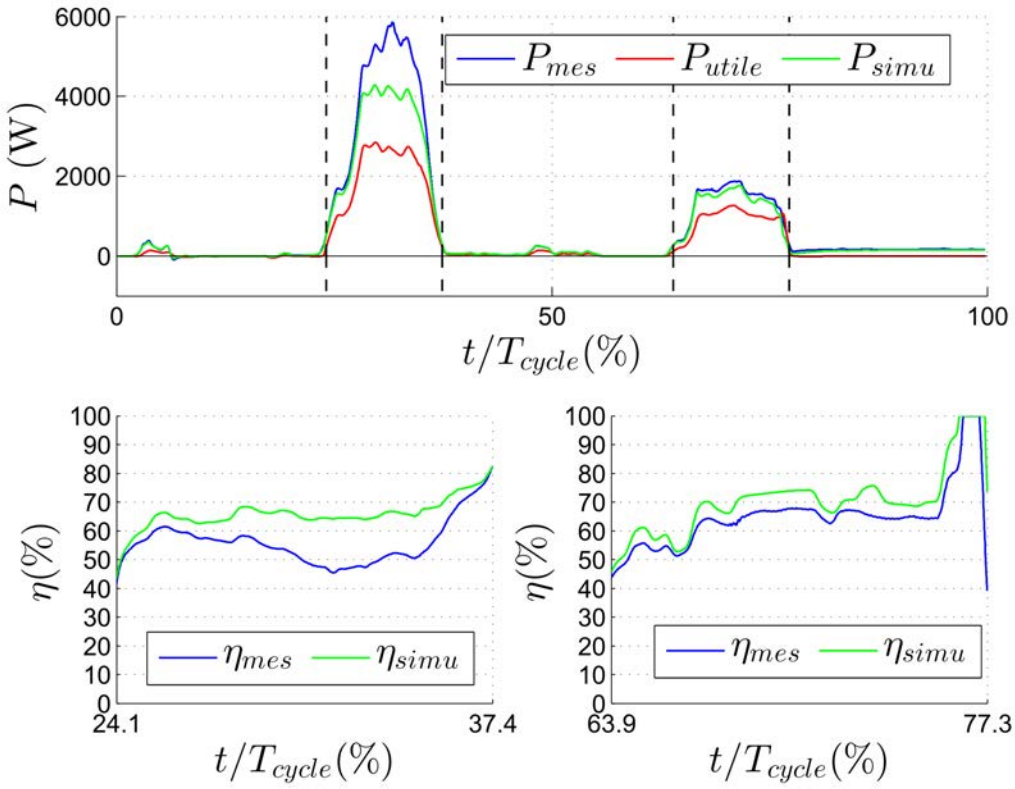

FIGURE 2.22 – Evolutions de la puissance utile et des puissances d'entrée simulée et mesurée pendant la réalisation d'un cycle de creusage, avec le rendement instantané pendant les pics de puissance.

Comme la comparaison des couples le laissait à prévoir, la puissance P_{simu} est inférieure à celle mesurée sur le premier pic de puissance. En revanche, la concordance sur le deuxième pic est relativement bonne. En expérimental, le rendement obtenu varie principalement entre 45 % et 70 % sur le premier pic, et entre 50 % et 70 % sur le deuxième. Le test sur banc montre ainsi que les valeurs avancées pour les EMA dans la littérature, dont celles rapportées dans le tableau 1.1, sont sur-estimées. Ceci est lié au fait que les pertes de la transmission mécanique dans son ensemble, incluant le réducteur et la liaison hélicoïdale, sont généralement négligées, attribuant à ce système un rendement quasi unitaire. Or les tests réalisés sur le banc, et en particulier ceux aboutissant à la reconstruction des forces de frottements illustrées dans la figure 2.11, s'opposent à cette hypothèse, expliquant les différences. Le constat énergétique ayant clairement joué sur le choix de la technologie électromécanique face aux actionneurs électro-hydrostatiques, les tests sur banc pourraient donc amener à remettre en question ces décisions. Pour clore le débat, la caractérisation à iso-puissance d'un actionneur électro-hydrostatique fonctionnant sur le même cycle sera nécessaire.

Le tableau 2.8 donne, en première ligne, l'énergie consommée en entrée d'actionneur, l'énergie mé-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

canique de translation, transmise au godet, et celles perdues respectivement par effet Joules ou dans la transmission, au cours du cycle. La deuxième ligne donne ces valeurs rapportées sur l'énergie consommée en entrée d'actionneur.

TABLE 2.8 – Les énergies échangées sur l'EMA pendant la réalisation d'un cycle de creusage.

	énergie consommée	énergie utile	pertes mécaniques	pertes Joules
valeur en joule (J)	9888	5273	3016	1599
valeur en (%)	100	53,3	30,5	16,17

Le rendement énergétique sur ce cycle, pour l'actionneur, est ainsi de 53,3 %. Ce rendement, comparé aux 20 % avancés par [Kagoshima, 2013] entre la sortie du moteur thermique et celle de l'actionneur, démontre bien de l'amélioration obtenue par remplacement du type de chaine d'actionnement utilisé. Il explique en partie les bonnes performances du prototype. Du reste, il est clairement visible que l'essentiel des pertes sera induit par la transmission mécanique, venant expliquer la différence entre les rendements obtenus et ceux de la littérature.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, un banc de test a été développé, pour permettre, en premier lieu, la caractérisation précise de l'EMA et ses capacités sous charge. Il inclut un système d'alimentation électrique de l'EMA contenant deux modulateurs, et une chaine d'actionnement hydraulique chargeant l'actionneur. Le tout a été dimensionné en concordance avec l'EMA de godet, pour permettre son utilisation sur l'ensemble de ses points de fonctionnement. L'instrumentation mise en œuvre a été réalisée pour permettre la quantification, dans le détail, des différents paramètres physiques des actionneurs du banc, entre autres non-disponibles dans les fiches techniques des composants (forces de frottement, raideur...). Le banc résultant a été pensé pour autoriser en outre le test de nouvelles lois de commande, dans un fonctionnement plus axé recherche. Il a, dans ce but, été orienté autour d'un système de prototypage rapide dSPACE modulaire, qui interface les différents capteurs et commande les différents modulateurs de puissance présents. Tel qu'il est conçu, ce banc est réversible. Il peut autoriser la caractérisation d'actionneurs électro-hydraulique et à terme électro-hydrostatique, ainsi que le développement de nouvelles lois de commande associées à la chaine d'actionnement hydraulique. Les perspectives qu'il offre dépassent ainsi le cadre de cette étude.

Ce banc de test a été validé dans plusieurs configurations, dont la réalisation d'un cycle type de creusage de mini-excavatrice. Il en ressort que l'actionneur est à même de réaliser le travail escompté sur le système global, avec un rendement nettement supérieur à celui de la version conventionnelle. Cependant ce même rendement, en comparaison aux hypothèses faites en début de projet, rouvre la question du type d'actionneur de remplacement, qu'il faudra traiter dans des projets futurs.

Le banc de test a aussi été employé pour la définition d'un modèle complet de l'EMA, incluant des sous-modèles électrique et mécanique, dont certains paramètres ont été identifiés expérimentalement. La concordance entre les résultats obtenus en simulation avec ce modèle, et les mesures correspondantes, est jugée suffisante.

Tous les développements effectués dans ce chapitre, passant par la mise en place du banc de test, et plus largement dans ce manuscrit, sont destinés à augmenter d'une part la compréhension du fonctionnement

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

de l'EMA et d'autre part ses performances. L'instrumentation de l'installation, associée à la capacité de tester en charge l'actionneur, permet, entre autres, une bonne définition des différentes sources de pertes le long de la chaine d'actionnements, et donc une conception ciblée des solutions de commande permettant de les réduire. Le convertisseur DC/AC, de par sa caractéristique discrète, induira en particulier non seulement des pertes liées à la commutation non idéale de chacun de ses bras d'un potentiel du bus DC à l'autre, mais aussi de la puissance déformante sur la MSAP. Ces pertes, intrinsèques à son fonctionnement et donc non évitables, peuvent être réduites par l'emploi de commandes adéquates au niveau de l'onduleur, sans pour autant modifier ses performances. Ainsi, le rendement global de l'EMA commandé associé à son convertisseur s'en voit augmenter sans contrepartie. Cette approche aboutit dans la suite du manuscrit au développement de la technique de MLI hybride prédictive.

Au-delà des considérations de pertes énergétiques, l'actionneur électromécanique, comme cela a été présenté dans le tableau 1.1, se caractérise face à ses concurrents par un taux de défaillance relativement élevé, avec, entre autres, une possibilité de blocage de la transmission mécanique particulièrement problématique. Ces phénomènes sont supposés liés en partie à l'usure des pièces mécaniques, et favorisés par les montées en effort de compression rapides sur l'association du réducteur et de la vis à rouleaux satellites. Effectivement, il a été prouvé dans [Schinstock and Haskew, 1996] qu'une charge dynamique peut causer une dégradation de la vis à rouleaux satellites, même si celle-ci reste inférieure à la charge statique admissible par le système. Le travail réalisé dans [Lemor, 1996] tend à appuyer ces résultats, en décrivant un fonctionnement d'une vis à rouleaux satellites après un choc comme critique. Or, par rapport au domaine aéronautique où l'EMA a fait ses preuves, le fonctionnement d'une excavatrice compacte induit de nombreux impacts de l'équipement avec un environnement potentiellement raide pendant les cycles de creusage, intensifiant la contrainte sur les transmissions mécaniques et donc la probabilité de faute si celle-ci n'est pas traitée. Dans cette optique aussi, le développement d'une loi de commande, sous forme de contrôleur d'impédance prédictif, sera réalisé pour répondre aux besoins couplés d'assurer une bonne régulation et un bon asservissement de la vitesse de l'actionneur, tout en réduisant la contrainte sur la transmission mécanique. Le système résultant sera accouplé à la commande en raideur définie durant ce chapitre.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Chapitre 3

Une autre approche de la commande prédictive

Sommaire

3.1 La commande prédictive 88
3.1.1 Les commandes prédictives à grandeurs de commande continues 90
3.1.1.1 Etat de l'art de la commande prédictive à grandeurs de commande continues 90
3.1.1.2 Structure de la commande prédictive à grandeurs de commande continues actuelle 92
3.1.2 Les commandes prédictives à grandeurs de commande discrètes 93
3.1.2.1 Etat de l'art de la commande prédictive à grandeurs de commande discrètes 94
3.1.2.2 Structure de la commande prédictive à grandeurs de commande discrètes . 95
3.2 Les structures de commande d'une association convertisseur plus MSAP 96
3.3 Analyse du problème de montée dynamique en effort et ouverture 98
3.4 Conclusion 99

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Les chapitres 1 et 2 ont été dédiés à la présentation de l'architecture du prototype ELEXC, la comparant aux solutions existantes dans la littérature, et à celle du banc de test, qui peut être vu comme un outil permettant une caractérisation du fonctionnement et des performances de l'actionneur électromécanique. Ils ont permis de définir les paramètres énergétiques et dynamiques de ces deux systèmes. Maintenant, stopper le projet sur ce constat serait nier la capacité d'amélioration d'un système donné par l'intermédiaire de la commande. Or, cette possibilité n'est plus à prouver. Rien qu'en considérant le domaine des excavatrices compactes, les travaux réalisés dans [Hippalgaonkar and Ivantysynova, 2013] démontre une réduction possible d'environ 20 % de la consommation de carburant de l'engin en adaptant la consigne de vitesse employée pour le moteur thermique. La commande de chaque sous-système, et celle globale, influent donc grandement sur les améliorations de rendement finales. Le système ELEXC ayant maintenant été fixé, elles représentent le degré de liberté existant pour augmenter ses performances.

Dans le cas de l'excavatrice compacte, la commande globale de l'engin est laissée aux mains de l'utilisateur, qui définit les consignes de vitesse des différents actionneurs, et pourra donc décider de le faire dans une optique ou non d'économie d'énergie. Ceci est imposé comme contrainte par Volvo, de manière à rendre le système au vu des joysticks équivalent à l'existant. Ainsi, il incombera au conducteur d'avoir une conduite adaptée pour permettre une réduction de la consommation de carburant. Les consignes de vitesse qu'il induit sont de son seul fait, et ne devront pas être modifiées de manière marquée. Ce manuscrit n'aura donc pas pour but de produire une commande globale pour le système multi-corps que représente l'équipement. La gestion de l'énergie, quant à elle, à savoir la répartition de la production de puissance entre la pile à combustible et la batterie dans la SEHSEH, a d'ores et déjà été traitée dans [Chauvin, 2015]. Il reste donc la commande de l'association du convertisseur à découpage et de l'actionneur électromécanique. Vis-à-vis de ce qui a été présenté jusqu'à présent, ceci revient à concentrer l'étude sur la commande en vitesse de l'EMA, telle qu'elle est présentée dans la figure 3.1.

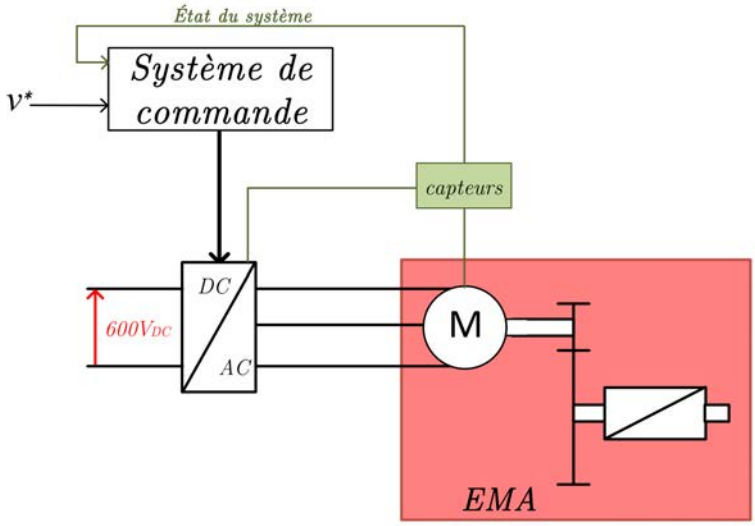

FIGURE 3.1 – Commande en vitesse d'un EMA intégré dans le prototype ELEXC.

La commande en raideur proposée dans le chapitre 2, permet un asservissement et une régulation relativement bonne de la vitesse, mais n'est pas particulièrement optimisée sur des considérations énergétiques. De plus, elle n'induira pas naturellement un fonctionnement élastique en sortie d'EMA du fait de ses gains élevés. Ceci, comme évoqué précédemment, peut avoir un effet négatif sur la durabilité de la

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

transmission mécanique. La gardant comme stratégie de base, une amélioration du concept doit être développée pour augmenter ses performances. L'actionneur électromécanique, en tant que tel, est un système contraint, dans le sens où un certain nombre de ses états sont limités physiquement, comme la position, par la course totale de la vis à rouleaux satellites, ou le courant dans les phases de la MSAP. De plus, son fonctionnement bouclé doit répondre à des exigences d'asservissement et de régulation, mais aussi à un besoin de réduction des pertes énergétiques et préférentiellement de son taux de défaillance. Dans une première partie de ce chapitre, la commande prédictive, qui autorise le contrôle optimal de systèmes contraints par rapport à une fonction de coût multi-critères, semble donc bien adaptée à ce contexte, et va être présentée dans sa version générale. Vis-à-vis des cas d'utilisation de cette commande présentés dans la littérature, notre approche va valider sa transposabilité dans des cas où elle n'est plus utilisée directement comme commande principale, et ce sur deux exemples, introduits dans ce chapitre, et détaillés dans la suite du manuscrit. Le premier exemple aura attrait à l'intégration d'une commande prédictive dans un modulateur permettant l'application d'une consigne de tension à la MSAP, et ceci dans le but d'améliorer ses performances, entre autres énergétiques. Pour être à même de le comprendre, la différence entre les commandes directes et les commandes avec modulateur sera explicitée dans une deuxième partie de ce chapitre. Dans le deuxième exemple, un contrôleur prédictif aura pour fonction de moduler les paramètres d'un contrôleur d'impédance associé à la commande en raideur classique de l'EMA, afin de permettre, en plus de l'asservissement et de la régulation de celle-ci, de diminuer la dynamique de montée en effort sur la transmission mécanique.

3.1 La commande prédictive

Une commande prédictive, connue en anglais comme *Model Predictive Control* (MPC), est une commande optimale sur un horizon de prédiction T future s'étendant à partir de l'instant d'échantillonnage k. En ce sens, elle tend à déterminer la trajectoire optimale U_{opt} du vecteur d'entrée sur cet intervalle, en fonction des évolutions futures, prédites grâce à un modèle du système à commander, des états X et du vecteur de sortie y, pour que ceux-ci respectent les contraintes physiques et de commande du système, tout en minimisant un certain critère intégral noté $\mathscr{J}$. Le problème optimal prédictif à résoudre est ainsi constitué de l'expression de ce critère, du modèle du système, incluant ses contraintes et permettant la prédiction, et du vecteur d'état mesuré à l'instant d'échantillonnage k $\mathrm{X}(k)$. Ce manuscrit se focalisera sur une structure de problème optimal prédictif incluant un modèle à temps discret. Toutefois, certains contrôleurs prédictifs, développés dans la littérature, intègrent des modèles à temps continu, de type fonction de transfert exprimé en Laplace, comme la méthode *Continuous-time Generalized Predictive Control* notée CGPC ou sa version non-linéaire, la méthode *Nonlinear Continuous-time Generalized Predictive Control* notée NCGPC, présentées dans [Dabo, 2010]. Ce problème est résolu sur l'horizon de prédiction T, équivalant aux N périodes d'échantillonnage T_s futures, mais seule la valeur à l'instant k de la trajectoire optimale U_{opt} est appliquée au système. Cet aspect, qui lui vaut aussi l'appellation de commande à horizon glissant, est à l'origine de la robustesse de la commande face aux perturbations et aux imprécisions de modèle. Le fonctionnement du contrôleur prédictif est donc caractérisé par la réalisation à chaque instant d'échantillonnage des étapes suivantes :

– acquisition du vecteur d'état $\mathrm{X}(k)$, des différentes trajectoires de référence X_{ref} et y_{ref}, et si possible des entrées non-commandables mesurées,

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

– à partir de ces données, spécification du problème optimal prédictif, qui est caractérisé par l'expression de la fonction de coût intégrale $\mathscr{J}$ sur les N périodes d'échantillonnage de l'horizon de prédiction T, incluant les contraintes dynamiques sur les états imposées par le modèle du système et ses contraintes physiques,
– résolution de ce problème, aboutissant à la définition de la trajectoire optimale sur T du vecteur d'entrée U_{opt},
– application de la valeur à l'instant k de U_{opt}, notée $u(k)$.

La figure 3.2 montre le fonctionnement d'une commande prédictive sur un système SISO (*Single-Input Single-Output*) à l'instant k. Sur cette figure, la succession des instants d'échantillonnage y est notée sur un premier axe, et un second axe permet l'équivalence temporelle, partant de $t = k.T_s$. Une fois la trajectoire optimale U_{opt} spécifiée, la commande $u(k)$ est appliquée au système.

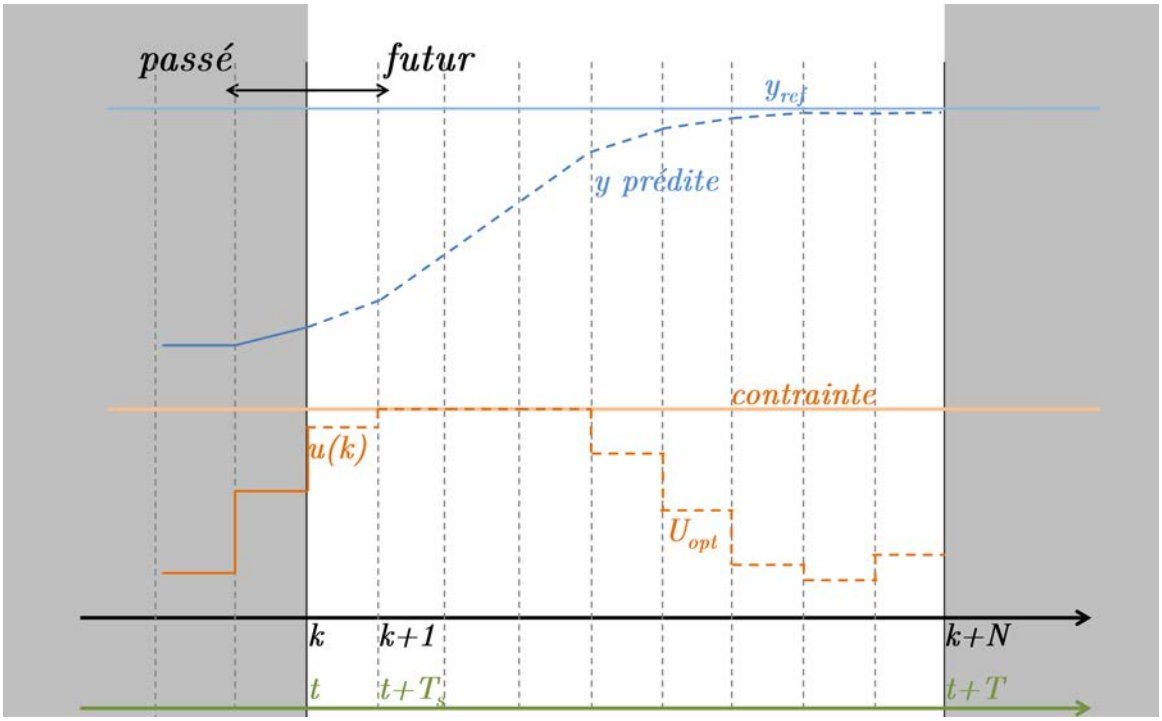

FIGURE 3.2 – Schéma fonctionnel de la commande prédictive pour un système SISO.

L'intérêt principal de ce type de commande est qu'il est capable d'anticiper la réaction du système, et de parer à l'apparition d'erreurs en préventif. Cette aptitude lui permet, en outre, de bien gérer les contraintes, ce qui représente son principal avantage par rapport aux régulateurs linéaires quadratiques (en anglais *Linear Quadratic Regulator* ou LQR) et linéaires quadratiques gaussiens (en anglais *Linear Quadratic Gaussian regulator*) ([Qin and Badgwell, 2003]). De plus, c'est une commande optimale sur un certain horizon de temps T, capable donc d'offrir l'entrée $u(k)$ répondant au mieux au critère $\mathscr{J}$, qui peut lui être défini librement par l'utilisateur, moyennant une attention sur la possibilité de résolution du problème optimal sur l'horizon de temps T. Enfin, son développement face à un système MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) n'est pas foncièrement plus complexe que sa conception en SISO, la méthodologie restant la même. En revanche, si cette approche est particulièrement performante pour des modèles de système linéaire à temps invariant (LTI), ou hybrides, dont affines par morceaux (ou en anglais *Piecewise affine* (PWA)), son implémentation se révèle, dans le cas de modèles de système non-linéaires, nettement plus complexe. De plus,

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

la charge de calcul est communément plus importante que celle d'un contrôleur linéaire standard, en lien avec la complexité du contrôleur.

Si les étapes que réalise une commande prédictive, listées précédemment, sont communes à toutes les structures de commande, en pratique les commandes prédictives se scindent en deux grandes familles : les commandes prédictives à grandeurs de commandes continues, et celles à grandeurs de commande discrètes, appelées en anglais *Finite Control Set Model Predictive Control*. Celles-ci vont se différencier par le type de système sur lequel elles sont implémentées, leur formulation du problème optimal prédictif et la manière dont elles vont le résoudre. Les deux sous-sections suivantes vont apporter, pour chacune d'elles, un bref historique, une description du problème optimal prédictif et de sa résolution.

3.1.1 Les commandes prédictives à grandeurs de commande continues

Comme son nom l'indique, ce type de commande prédictive est spécifique aux systèmes SISO ou MIMO dont les vecteurs d'entrées contiennent des valeurs réelles et bornées, à savoir $u \in \mathbb{R}^m$ et $u \in [u_{min}\,;\,u_{max}]$. Dans un premier temps, un bref historique propre à ces commandes sera présenté, puis une expression du problème optimal prédictif classiquement proposé dans la littérature sera définie afin d'assimiler les différents paramètres qui lui sont intégrés.

3.1.1.1 Etat de l'art de la commande prédictive à grandeurs de commande continues

Un certain nombre d'articles retracent le développement de la commande prédictive à grandeurs de commande continues, entre autres dans l'industrie, dont [Garcia et al., 1989] [Qin and Badgwell, 2003] [Hrovat et al., 2012] et [Di Cairano, 2012]. Le principe présenté en début de section est issu des travaux réalisés dans [Propoi, 1963], qui introduit une approche à horizon glissant. Cette structure de contrôleur a ensuite été reprise dans les années 70 et 80 par le secteur de la pétrochimie. Les caractéristiques de la commande prédictive à grandeurs de commande continues s'accordent bien avec les challenges de ce secteur. Effectivement, chaque installation est un système spécifique, généralement multi-variables, et dont certains états doivent respecter des contraintes strictes pour assurer la sécurité de fonctionnement. De plus, les dynamiques induites sont lentes, aboutissant à un pas d'échantillonnage important, souvent mesuré en minute voir en heure. Sur ce type d'installation, le contrôleur, quel qu'il soit, doit être conçu et calibré spécifiquement à la centrale, et le prix de ce développement ramené à celui global est négligeable. La fin des années 70 voit l'apparition de deux commandes prédictives concurrentes. La première est proposée par [Richalet et al., 1978] sous la dénomination de *Model Predictive Heuristic Control*. Elle intègre un modèle à réponse impulsionnelle finie et un critère de performance quadratique, et autorise la commande d'un modèle multi-variables contraint. Son implémentation sur des installations industrielles existantes a prouvé sa performance vis-à-vis des contrôleurs linéaires existants. En parallèle, les travaux des ingénieurs de Shell aboutissent, en 1979, à la création de la commande *Dynamic Matrix Control* (DMC), dédiée aux systèmes multi-variables non-contraints. Elle comporte un modèle à réponse indicielle finie et un critère de performance quadratique. Une évolution de cette commande, proposée en 1983, puis reprise dans [Garcia and Morschedi, 1986], permet la prise en compte des contraintes des systèmes commandés. Pour ce faire, l'algorithme DMC est reformulé en un programme quadratique, dans lequel les contraintes apparaissent de manière explicite. Ceci permet une simplification importante de la résolution du problème optimal prédictif, soit une nette amélioration. Ces deux commandes sont à l'origine du développement des commandes prédictives de troisième génération [Qin and Badgwell, 2003]. Parmi elles, la commande *Shell Multivariable*

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Optimizing Controller (SMOC) tend à combiner la prise en compte des contraintes rendue possible dans la commande prédictive à grandeurs de commande continues avec les bonnes performances des commandes dans l'espace d'états. Cette commande comprend les caractéristiques des commandes prédictives actuelles, avec un modèle d'état linéaire, et des contraintes sur les entrées et les états formulées dans un programme quadratique ([Qin and Badgwell, 2003]).

Suite à l'essor de la commande prédictive à grandeurs de commande continues dans le secteur pétrochimique, l'intérêt grandissant que suscite cette commande a touché d'autres secteurs industriels, dont la robotique et l'automobile. Ces secteurs se caractérisent cette fois par un déploiement d'un même contrôleur sur un grand nombre d'unités, nécessitant une robustesse aux variations paramétriques, par des périodes d'échantillonnage restreintes (de l'ordre de la dizaine de ms) liées à des dynamiques nettement supérieures, et par une problématique de coût cette fois présente ([Di Cairano, 2012], [Hrovat et al., 2012]). La commande prédictive à grandeurs de commande continues, par sa capacité à commander les systèmes multi-variables soumis à des contraintes et sa prise en compte des délais ([Hrovat et al., 2012]), se positionne bien parmi les solutions possibles. En revanche, sa charge de calcul est plus importante que les régulateurs linéaires conventionnellement utilisés. Si l'augmentation des capacités et la réduction des coûts des microprocesseurs tendent à gommer ce désavantage, il reste toujours décisif dans le choix du type de commande. Cette charge de calcul est liée à la nécessité de résoudre à chaque pas d'échantillonnage le problème optimal prédictif incluant les N périodes d'échantillonnage futures formant l'horizon de prédiction T pour déterminer l'entrée à appliquer à l'instant k $u(k)$. Cette incapacité à définir une expression algébrique, valable à tout instant, pour la sortie de la commande prédictive à grandeurs de commande continues, a induit l'intégration du mot *heuristic* dans la dénomination utilisée par [Richalet et al., 1978].

Le travail réalisé dans [Bemporad et al., 2002] résout ce problème pour les systèmes LTI soumis à des contraintes et pour un critère de performance quadratique. Pour se faire, il reformule le problème optimal prédictif en un programme quadratique multi-paramétrique (mp-QP) dépendant de la valeur du vecteur d'état à l'instant k X(k), puis propose un algorithme de résolution de ce type de problème. Il en résulte une expression explicite de $u(k)$ affine par morceaux en fonction de X(k). En d'autres termes, ces travaux permettent de déporter la charge de calcul hors ligne en déterminant l'expression affine par morceaux de $u(k)$ en fonction de X(k), par résolution du mp-QP associé au problème optimal prédictif. Ils ont engendré un certain nombre de développements embarqués. Par exemple dans [Di Cairano et al., 2012], une commande prédictive à grandeurs de commande continues a été conçue pour contrôler le régime ralenti d'un moteur thermique.

Les développements décrits précédemment ont été principalement dédiés aux systèmes LTI SISO ou MIMO contraints. Pour adresser la non-linéarité des systèmes réels, des évolutions de la commande prédictives à grandeurs de commande continues ont bien évidemment été proposées. Bemporad et Morari, dans leur article [Bemporad and Morari, 1999], proposent une structure de systèmes appelés *Mixed Linear Dynamical* (MLD), qui regroupe un certain nombre de systèmes hybrides, dont les systèmes affines par morceaux. Ils proposent une reformulation du problème optimal prédictif des systèmes MLD en un programme quadratique *Mixed-Integer* (MIQP). Une expression semi-explicite de $u(k)$ est alors selon [Di Cairano, 2012] possible, offrant une capacité d'implémentation de commande prédictive à grandeurs de commande continues, si le système non-linéaire est assimilable à un système affine par morceaux. Pour un système non-linéaire non modélisable par un système affine par morceaux, mais dont les non-linéarités évoluent peu sur l'horizon de prédiction considéré, il est toujours possible de linéariser le système à chaque

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

pas d'échantillonnage. Le problème optimal prédictif résultant contient alors un modèle d'états Linéaire à Temps Variant (LTV), qui est reformulable en un programme quadratique. Ainsi, à chaque pas d'échantillonnage, les valeurs des matrices du modèle d'états LTV sont rafraichies avec le vecteur d'état $\mathrm{X}(k)$ et les trajectoires, le problème optimal prédictif est reformulé sous un programme quadratique, puis résolu. La trajectoire U_{opt} n'est plus optimale, mais sous-optimale, vis-à-vis du système considéré, et une version explicite du contrôleur n'est pas possible. Le travail réalisé dans [Falcone et al., 2007] emploie cette technique pour un système de freinage avant actif d'un véhicule autonome. Enfin, d'autres commandes prédictives non-linéaires existent et sont regroupées sous la dénomination de NMPC (*Nonlinear Model Predictive Control*). Une description détaillée de certaines d'entre elles est disponible dans [Dabo, 2010]. Cependant leur résolution en ligne demande une charge de calcul peu compatible avec une implémentation en ligne.

3.1.1.2 Structure de la commande prédictive à grandeurs de commande continues actuelle

La structure du problème optimal prédictif à résoudre, donnée dans l'équation (3.1), découle en droite lignée du développement du SMOC, et est représentative de nombreuses commandes actuelles. Elle va être développée ici vis-à-vis des informations des articles [Di Cairano, 2012], [Di Cairano et al., 2012] et [Bemporad et al., 2002]. Elle correspond à un système LTI à m entrées et à n états, soit le cas le mieux approprié pour une commande prédictive à grandeurs de commande continues. Cette expression est restreinte par rapport au cas général présenté dans [Di Cairano, 2012], rendant compte du type de système visé et du type de fonction de coût utilisée.

$$\min_{\mathrm{U}} \mathscr{J} = \min_{\mathrm{U}} \underbrace{\mathrm{X}^{\mathrm{T}}(\mathrm{N}|k)\mathrm{PX}(\mathrm{N}|k)}_{\mathscr{F}} + \sum_{\ell=0}^{\mathrm{N}-1} \underbrace{\mathrm{X}^{\mathrm{T}}(\ell|k)\mathrm{QX}(\ell|k) + u^{\mathrm{T}}(\ell|k)\mathrm{R}u(\ell|k)}_{\mathscr{L}} \tag{3.1a}$$

$$t.q.\ \mathrm{X}(\ell+1|k) = \mathrm{AX}(\ell|k) + \mathrm{B}u(\ell|k) \tag{3.1b}$$

$$y(\ell|k) = \mathrm{CX}(\ell|k) + \mathrm{D}u(\ell|k)$$

$$\mathrm{X}(0|k) = \mathrm{X}(k) \tag{3.1c}$$

$$\mathrm{X}_{min} \leqslant \mathrm{X}(\ell|k) \leqslant \mathrm{X}_{max} \quad \ell = 1, ..., \mathrm{N}_c \tag{3.1d}$$

$$y_{min} \leqslant y(\ell|k) \leqslant y_{max} \quad \ell = 0, ..., \mathrm{N}_c \tag{3.1e}$$

$$u_{min} \leqslant u(\ell|k) \leqslant u_{max} \quad \ell = 0, ..., \mathrm{N}_c \tag{3.1f}$$

$$u(\ell|k) = \kappa(\mathrm{X}(\ell|k)) \quad \ell = \mathrm{N}_u, ..., \mathrm{N}-1 \tag{3.1g}$$

Avec, dans ces équations, N le nombre de périodes d'échantillonnage formant l'horizon de prédiction et k l'instant d'échantillonnage. La notation $(\ell|k)$ définit que la grandeur est prédite à ℓ périodes d'échantillonnage dans le futur par rapport à k.

Ce problème est caractérisé par l'expression de la fonction de coût $\mathscr{J}$ à minimiser en fonction du vecteur d'états prédit du système $\mathrm{X}(\ell|k) \in \mathbb{R}^n$ et du vecteur d'entrées $u(\ell|k) \in \mathbb{R}^m$, $\ell \in [0\ ;\ \mathrm{N}]$. L'optimisation s'effectue en fonction du vecteur U, qui représente la séquence de vecteurs d'entrées $\mathrm{U} = [u(0|k), ..., u(\mathrm{N}-1|k)]$ appliquée au système pendant l'horizon de prédiction. $\mathscr{J}$ se divise en un coût final $\mathscr{F}$ et un coût d'étape $\mathscr{L}$, qui sont tous deux définis dans l'équation (3.1a) par l'expression matricielle des normes 2 des grandeurs u et X pondérées par les matrices P, Q et R. Les matrices Q et R sont, selon [Bemporad et al., 2002], symétriques et semi-définies positives. Les valeurs prédites de la fonction de coût $\mathscr{J}$ sont établies en fonction du modèle d'états discret de période d'échantillonnage T_s, représentatif du système LTI considéré, donné par les équa-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

tions (3.1b). Ce modèle est initialisé au vecteur d'état mesuré X(k) par (3.1c). Les contraintes du système sont intégrées au problème optimal prédictif par les équations (3.1d) à (3.1f). De fait, elles ne sont imposées que pour un horizon de prédiction de N_c périodes d'échantillonnage avec $N_c \leq N-1$. La diminution de N_c tend à réduire la complexité du problème à résoudre, mais aussi la qualité de la prédiction réalisée par le modèle. L'horizon de contrôle, composé de N_u périodes d'échantillonnage, est défini comme le nombre de vecteurs d'entrées $u(\ell|k)$ à optimiser avant d'atteindre la valeur de vecteur d'entrées finale définie par l'équation (3.1g). Il existe plusieurs manières de fixer les valeurs finales aussi bien du vecteur d'entrée $u(\ell|k)$ avec $\ell \geq N_u$ que du coût terminal $\mathscr{F}$. Selon [Bemporad et al., 2002], il est possible, soit d'imposer un vecteur d'entrée nul pour un $k \geq N_u$ et de définir P comme solution de l'équation de Lyapunov, soit de calculer $\mathscr{F}$ et $u(\ell|k)$ pour que la commande prédictive à grandeurs de commande continues se change en LQR non contraint pour $k \geq N_u$.

Le problème optimal prédictif exprimé par les équations (3.1) peut s'exprimer sous forme du programme quadratique suivante ([Di Cairano, 2012], [Di Cairano et al., 2012]) :

$$\begin{aligned} \min_{U} \; & U^T \overline{Q} U + X(k) \overline{C}^T U \\ t.q. \; & \overline{G} U \leq \overline{W} + \overline{S} X(k) \end{aligned} \tag{3.2}$$

Avec X(k) le vecteur d'états mesuré à l'instant d'échantillonnage k, U la séquence de vecteurs d'entrées appliquée durant l'horizon de prédiction, incluant N périodes d'échantillonnage, à savoir $U = [u(0|k), ..., u(N-1|k)]$, et les matrices $\overline{Q}$, $\overline{C}$, $\overline{G}$, $\overline{W}$ et $\overline{S}$ définies en fonction des matrices caractérisant le modèle d'états du système LTI considéré, de ses contraintes et des matrices de pondération du problème optimal prédictif initial. La matrice $\overline{Q}$ est selon [Bemporad et al., 2002] symétrique et définie positive.

Le programme quadratique défini par l'équation (3.2) peut être résolu de différentes manières. Dans un premier temps, en le considérant comme un programme multi-paramétrique, il est possible de le résoudre hors-ligne, aboutissant à une expression affine par morceaux de $u(k)$ en fonction de X(k), ce qui correspond à la méthode proposée par [Bemporad et al., 2002]. Il est aussi possible de le résoudre numériquement en ligne en utilisant comme solveur la méthode des points intérieurs [Segalat, 2002] ou la méthode *Activ Set.*

3.1.2 Les commandes prédictives à grandeurs de commande discrètes

Le type de commande prédictive présenté dans la sous-section 3.1.1 s'applique particulièrement bien à des systèmes dont la grandeur de commande $u \in \mathbb{R}^m$. Par contre, il adresse relativement mal les systèmes possédant un ensemble fini Σ de grandeurs de commande, à savoir $u(k) = u_i$ avec $i = 0, ..., n$ et $n \in \mathbb{N}$ le nombre d'éléments de Σ. Une formulation MLD de ces systèmes ([Bemporad and Morari, 1999]) est possible, mais cette approche, complexe, n'est généralement pas privilégiée. La commande prédictive à grandeurs de commande discrètes, ou en anglais *Finite Control Set-Model Predictive Control ou FCS-MPC*, a donc été conçue spécifiquement pour ce type de système.

Le développement de cette commande prédictive a été porté par le domaine de la conversion à découpage de l'énergie électrique. Deux principaux aspects le différencient des domaines pour lesquels la commande prédictive avait jusqu'alors été introduite. D'une part, comme cela a été évoqué précédemment, les convertisseurs à découpage sont constitués d'un ensemble d'interrupteurs dont la commande est binaire (0 ou 1). Ainsi, quelle que soit la structure de convertisseur considérée, le nombre de vecteurs de commande u réalisables est un entier n, et l'ensemble de commande fini est Σ. Toutes les combinaisons d'états d'in-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

terrupteurs n'étant pas possibles (pour des raisons d'association de sources, par exemple celles aboutissant au court-circuitage de la source DC sont interdites), n est strictement inférieur au nombre de possibilités théorique induit par les interrupteurs. Les valeurs de n, pour les convertisseurs usuellement utilisés, sont disponibles dans [Cortes et al., 2008a]. L'utilisation d'un modulateur évite de prendre en compte l'aspect discret des grandeurs de commande dans le régulateur. Dans ce cas, la structure de commande prédictive à grandeurs de commande continues peut être utilisée, pouvant aboutir, entre autres, à l'utilisation d'une commande *Dead-Beat* par exemple [Cortes et al., 2008a]. Une commande prédictive explicite, développée pour réguler une machine asynchrone par l'intermédiaire d'un onduleur trois bras deux niveaux, a été développé dans [Linder and Kennel, 2005] grâce aux travaux de Bemporad. Cependant, aussi bien en termes de dynamique qu'en termes de performances, il est peut être intéressant d'intégrer la caractéristique discrète de u directement dans le régulateur.

D'autre part, les périodes d'échantillonnage sont beaucoup plus restreintes. Elles sont de l'ordre de la ms pour les convertisseurs moyennes puissances, et pouvant descendre à la dizaine de μs pour les convertisseurs de quelques kW. Ceci entraine logiquement une difficulté dans la résolution du problème optimal prédictif.

Par la suite, un bref historique présentera les étapes clefs de ce développement, puis une présentation du problème optimal prédictif classique et de sa résolution va être proposée.

3.1.2.1 Etat de l'art de la commande prédictive à grandeurs de commande discrètes

Suite à l'apparition dans les années 60 et 70 de la commande prédictive, des travaux visant à l'adapter à la commande directe de convertisseurs ont débuté. Les états de l'art proposés par [Kennel and Linder, 2000] et [Cortes et al., 2008a] retracent les premiers développements de commandes prédictives aux années 80 avec l'apparition des commandes prédictives hystérétiques. Il faudra attendre les travaux réalisés, entre autres par Rodriguez et Kennel, dans les années 2000 pour retrouver une structure de commande prédictive correspondant à la description faite dans la sous-section 3.1.1. Dans les travaux proposés sur cette période, le problème optimal prédictif est résolu en calculant toutes les séquences possibles de u sur l'horizon de prédiction, donc sur N périodes d'échantillonnage. Pour permettre l'implémentation des commandes en temps réel, N est généralement maintenu à 1. Dans [Rodriguez et al., 2007], un contrôleur prédictif de courant est proposé pour contrôler une charge triphasée résistance / inductance / force contre-électromotrice par l'intermédiaire d'un onduleur trois bras deux niveaux. Ce dernier est utilisé dans [Fuentes et al., 2009a] en cascade avec un régulateur linéaire de vitesse pour réguler une machine synchrone à aimants permanents par l'intermédiaire d'un convertisseur du même type. Une commande prédictive sans cascade tend à commander en vitesse le même système dans [Fuentes et al., 2009b]. Des commandes prédictives spécifiques à d'autres types de convertisseurs et d'autres applications ont rapidement émergé. Dans [Geyer, 2011], une commande prédictive dédiée au contrôle d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur à neutre clampé (en anglais *Neutral Point Clamped* ou NPC) est disponible. Dans [Cortes et al., 2008b], une commande prédictive en puissance est destinée à un redresseur actif. Une liste plus exhaustive peut être déduite des articles [Cortes et al., 2008a], [Kouro et al., 2009] et [Rodriguez et al., 2013], qui dressent un état de l'art des différentes solutions existantes.

Les résultats obtenus dans ces articles tendent à prouver que la commande prédictive à grandeurs de commande discrètes est performante, entre autres, face à des régulateurs linéaires [Kouro et al., 2009]. Ces performances sont, cependant, limitées par l'imposition d'un horizon de prédiction n'incluant qu'une pé-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

riode d'échantillonnage. Pour parer à cela, le travail réalisé dans [Ramirez Martinez et al., 2010] propose le contrôleur de courant *Model Predictive Direct Current Control*. Celui-ci, dans un premier temps, calcule, sur un horizon de prédiction relativement restreint, les évolutions du courant statorique induites par toutes les séquences de grandeurs de commande u possibles. Il effectue par rapport aux résultats une pré-sélection, et extrapole les courants statoriques des séquences restantes. La fonction de coût $\mathscr{J}$ prend en compte les prédictions et l'extrapolation. Dans une certaine mesure, cette commande fait donc son choix sur un long horizon. Cette commande est comparée dans [Geyer, 2011] aux résultats obtenus avec un régulateur linéaire et avec une commande prédictive à grandeurs de commande discrètes avec un horizon de prédiction de 1. L'application cible est une commande de machine asynchrone alimentée par un convertisseur NPC. Enfin, plus récemment, une commande prédictive à grandeurs de commande discrètes incluant un long horizon de prédiction (N=10) a été proposée. Pour résoudre le problème optimal prédictif sans calculer toutes les séquences de grandeurs de commande possibles, la solution est approchée par utilisation de l'algorithme *Sphere Decoding* [Geyer and Quevedo, 2015]. Si cette perspective est particulièrement intéressante dans le domaine des convertisseurs à découpage, elle n'en reste pas moins marginale par rapport à l'état actuel de la littérature sur le FCS-MPC.

3.1.2.2 Structure de la commande prédictive à grandeurs de commande discrètes

Le problème optimal prédictif de ce type de commande, conformément aux principaux articles listés dans l'état de l'art précédent, se différencie par plusieurs aspects de la formulation vue pour la commande prédictive à grandeurs de commande continues. D'une part, le modèle à temps discret de période d'échantillonnage T_s, qui lui est intégré, est souvent représentatif d'un système non-linéaire possédant un ensemble de commandes fini Σ. Le modèle est exprimé de la manière suivante :

$$\begin{aligned} X(k+1) &= f(X(k), u(k)) \\ y(k) &= h(X(k), u(k)) u(k) \in \Sigma \end{aligned} \tag{3.3}$$

D'autre part, l'horizon de prédiction sera fixé tel que N=1.

Ainsi, sous certains aspects, le problème optimal prédictif se trouve simplifié par l'imposition de N = 1 par rapport à celui présenté dans l'équation (3.1). Effectivement, sa fonction de coût n'inclura que la valeur prédite du vecteur d'états à l'instant k+1 $X(1|k)$. Sa formulation est donnée par l'équation (3.4).

$$\min_{u} \mathscr{J}(X(1|k)) \tag{3.4a}$$

$$t.q.\ X(1|k) = f(X(0|k), u(k)) \tag{3.4b}$$

$$y(0|k) = h(X(0|k), u(k))$$

$$X(0|k) = X(k) \tag{3.4c}$$

$$X_{min} \leqslant X(1|k) \leqslant X_{max} \tag{3.4d}$$

$$y_{min} \leqslant y(0|k) \leqslant y_{max} \tag{3.4e}$$

$$u(k) \in \Sigma \tag{3.4f}$$

La structure du problème optimal prédictif présenté en (3.4) reste cohérent avec celui de l'équation (3.1). Cette fois, la grandeur de commande est contrainte à appartenir à l'ensemble Σ (équation (3.4f)). De

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

plus, l'horizon de prédiction (N=1) n'est pas suffisant pour permettre l'existence d'un horizon de contrôle.

De manière classique, ce problème est résolu par calcul de la fonction de coût $\mathscr{J}$ pour toutes les valeurs prédites X(1|k) induites par les valeurs de $u(k) \in \Sigma$. La grandeur de commande qui aboutit à la minimisation de la fonction de coût sera sélectionnée, et appliquée en sortie du régulateur. Ainsi, même si l'expression de la fonction de coût ou du modèle entraine la présence de plusieurs minimums locaux, la grandeur de commande $u(k)$ correspondant au minimum global pourra être identifiée.

Ainsi, la commande prédictive, qu'elle soit à grandeurs de commande continues ou discrètes, représente une bonne solution dans les problématiques de commande multi-critères sur des systèmes contraints. Dans le cadre de la commande en vitesse d'actionneur électromécanique, elle pourrait être implémentée comme contrôleur global de l'actionneur, permettant de prendre en compte directement les différentes contraintes du système complet. Cette approche est, cependant, en rupture totale avec les stratégies de commande usuellement utilisées par les industriels développant les variateurs. Dans une volonté de compatibilité, laissant espérer une intégration possible au prototype, la commande en raideur, initialement implémentée, sera conservée, car elle offre en plus des bonnes caractéristiques d'asservissement et de régulation. En revanche, la commande prédictive sera intégrée à différents niveaux de cette commande, ce qui permettra une gestion des problématiques exposées précédemment (rendement, durabilité de la vis à rouleaux satellites), tout en gardant une bonne cohésion avec la structure de commande classique.

3.2 Les structures de commande d'une association convertisseur plus MSAP

Dans un premier temps, la classification des commandes de l'association convertisseur plus MSAP va être exposée, aboutissant à l'introduction de la technique de MLI hybride prédictive. L'onduleur trois bras deux niveaux a, dans les chapitres 1 et 2, été décrit comme une association de trois transformateurs idéaux à rapport variable, en charge de moduler l'énergie électrique disponible à la source pour l'envoyer à la machine électrique en créant, à partir d'une tension DC, un système triphasé de tensions sur les phases de cette dernière. Il a cependant été évoqué qu'un convertisseur à découpage n'est, dans les faits, capable d'imposer qu'un nombre discret de niveaux de tension sur chaque phase, limité par le nombre de configurations qui le caractérise. Dans le cas de l'onduleur, chaque point milieu des cellules de commutation ne peut être connecté qu'au potentiel soit positif, soit négatif du bus DC.

Pour permettre la commande de la MSAP moyennant cette contrainte, deux solutions sont possibles. La première, appelée commande directe, prend en compte la caractéristique discrète du convertisseur dans la loi de commande destinée à la machine électrique, qui a généralement pour but de contrôler son courant. En fonction des retours qu'elle reçoit du système, elle sélectionne à chaque période d'échantillonnage la configuration à appliquer au convertisseur. C'est le cas de nombreuses commandes dans la littérature : la DTC ([French and Acarnley, 1996]), la commande par hystérésis de courant ([Kennel and Linder, 2000]). En particulier, les FCS-MPC décrites dans la littérature, entre autres dans [Rodriguez et al., 2007] et [Fuentes et al., 2009a] pour la commande de machines électriques, fonctionnent suivant ce principe. Si la fréquence d'échantillonnage, à savoir la fréquence à laquelle les mesures aussi bien que la sortie du contrôleur sont rafraichies, est choisie assez élevée face aux constantes de temps du système, la qualité de l'asservissement du courant résultant est bonne, moyennant une puissance déformante relativement faible. De plus, les dynamiques d'asservissement et de rejet de perturbation sont élevées. En revanche, le fonctionnement même du contrôleur induit un bruit sur les signaux commandés dont la fréquence est variable, ce qui peut se révéler

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

problématique en termes de filtrage.

L'autre solution revient à définir, à chaque période d'échantillonnage, par l'intermédiaire de la loi de commande dédiée à la MSAP, le système triphasé de tension de consigne à appliquer sur ses phases, puis à la transmettre à un bloc appelé "modulateur". Celui-ci est en charge d'appliquer cette consigne à la machine électrique, en prenant en compte la caractéristique discrète du convertisseur. Différents types de modulateurs ont été développés dans la littérature, dont les représentants les plus connus sont les modulations de largeur d'impulsion (MLI) intersectives et vectorielles. Le principe de ces dernières est de "hacher" la tension DC pour avoir, sur chaque phase, une tension dont la valeur moyenne sur la période de hachage correspond à sa consigne. Ainsi, cette fois, le bruit sur les signaux résultant de la caractéristique discrète du convertisseur se retrouve déplacé autour de la fréquence fixe de hachage, habituellement largement supérieure à la fréquence du fondamental. L'association contrôleur/modulateur permet généralement un asservissement performant, même pour des fréquences d'échantillonnage relativement faibles. Cependant la dynamique de rejet de perturbation est cette fois légèrement plus faible que pour une commande directe. La commande en raideur, développée pour l'asservissement de la vitesse de la MSAP dans la sous-section 2.2.3, fonctionne avec un modulateur.

La figure 3.3 compare ces deux principes, en présentant un point de fonctionnement, commun aux deux cas, équivalent à une nécessité d'appliquer une tension d'une hauteur de 10 % du niveau du bus DC sur la première phase de la MSAP.

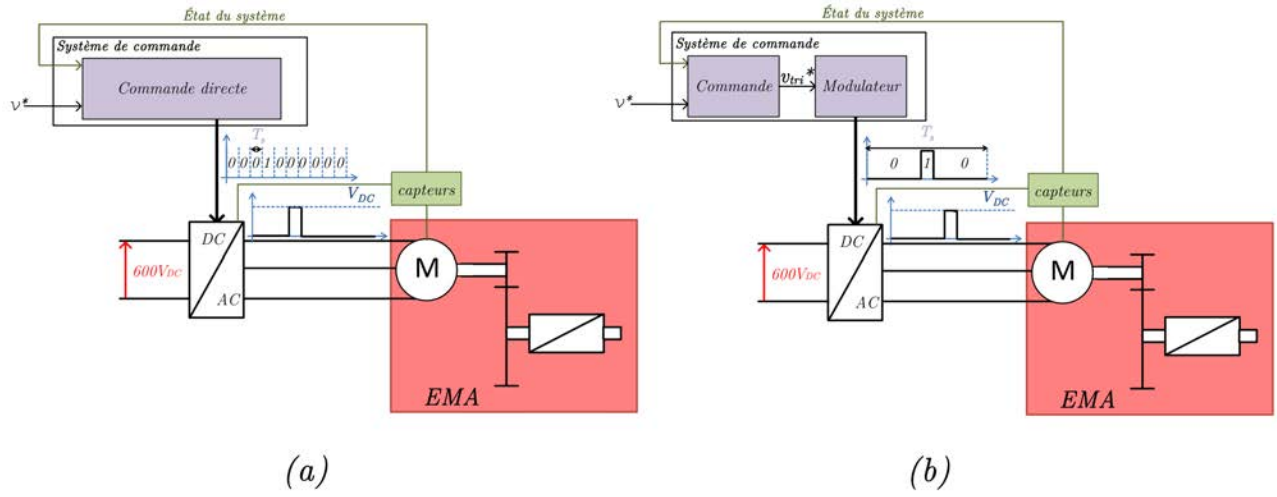

FIGURE 3.3 – Schéma de fonctionnement (a) d'une commande directe et (b) d'une commande avec modulateur.

Dans la figure 3.3, en (a) le contrôleur sélectionne, à chaque pas d'échantillonnage noté T_s, la configuration à imposer au convertisseur. Dans le cadre de l'onduleur trois bras deux niveaux, il en résulte, pour la première phase, un signal binaire. En (b), la sortie de la commande est la consigne de tension triphasée à appliquer à la charge, qui, elle aussi, est fixe pendant T_s. Cette consigne de tension est alors envoyée au modulateur, qui lui est en charge de recréer les signaux binaires à envoyer aux bras associés à la MSAP en fonction de cette consigne, de la tension du bus DC et de la fréquence de commutation.

Cette figure représente l'avantage principal de la commande avec modulateur. Effectivement, pour atteindre une précision suffisante en terme de tension avec une commande directe, ceci implique une période d'échantillonnage la plus faible possible, là où la précision d'une commande avec modulateur est offerte par

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

le modulateur. Ainsi, la fréquence d'échantillonnage relative à la tension de référence v_{tri} peut être beaucoup plus faible. En guise d'exemple, de manière à comparer une commande directe FCS-MPC utilisée en contrôleur de couple et une commande vectorielle classique sur une machine asynchrone, dans [Rodriguez et al., 2012] les fréquences d'échantillonnage sont définies respectivement à 25 kHz et 4 kHz en condition nominal. Ce rapport de 6,25 permet de maintenir, dans les deux cas, la fréquence de commutation moyenne à 4 kHz. Dans [Tomlinson et al., 2015], un FCS-MPC est développé afin d'imiter le contenu fréquentiel fixe d'un contrôleur avec modulateur sur une cellule de commutation. Le rapport entre les périodes d'échantillonnage y est de 200.

Fort de ce constat, associé à la facilité de filtrage, le type de commande avec modulateur sera préféré dans ce manuscrit, laissant de côté une utilisation classique du FCS-MPC. Cependant, dans le cadre d'une MLI vectorielle, le fait que la tension homopolaire du système de tension triphasé de sortie d'onduleur n'impacte pas la MSAP, associé au constat que l'obligation d'atteindre la consigne de tension en valeur moyenne sur une période de hachage n'impose pas une évolution spécifique des tensions des bras du convertisseur, induit un ensemble fini de solutions pour appliquer une même tension de consigne à la MSAP à travers un onduleur trois bras deux niveaux. Chacune d'elles engendrera des ondulations de courant, des pertes par commutation et une tension de mode commun spécifiques. Dans le chapitre 4, une commande prédictive à grandeurs de commande discrètes sera intégrée à un modulateur pour tirer profit de ce degré de liberté, offrant une alternative à la sélection directe communément utilisée.

3.3 Analyse du problème de montée dynamique en effort et ouverture

Pour assurer le bon fonctionnement de l'excavatrice compacte, et une prise en main adéquate du système par le conducteur, la commande en vitesse de chaque actionneur doit offrir de bonnes performances en termes d'asservissement et de régulation. Ceci est induit, dans le cadre de la structure de commande en raideur proposée, par des gains relativement élevés, donc des raideurs et des amortissements de commande importants. Cependant, cette structure de commande ainsi développée entraine, lors d'un contact de l'équipement avec un environnement raide, des montées en effort de compression sur la transmission mécanique avec une dynamique pouvant se révéler problématique pour la pérennité des actionneurs électromécaniques ([Lemor, 1996], [Schinstock and Haskew, 1996]). Pour traiter ce problème, il est donc intéressant de revoir la structure du contrôleur de vitesse pour conférer à l'EMA une certaine élasticité tout en conservant le suivi de consigne. En particulier, la capacité de l'EMA à pénétrer dans l'environnement ne doit pas être compromise, ce qui serait le cas en utilisant des méthodes de commande usuelles. De manière à optimiser le fonctionnement résultant donc, moyennant ces critères opposés, la commande en raideur va être associée à un contrôleur d'impédance à boucle de position interne dont les paramètres relatifs à l'impédance de commande en bout d'actionneur seront définis par un contrôleur MPC. Le système résultant est présenté en figure 3.4.

Dans le contrôleur illustré en figure 3.4, le MPC définira les différents paramètres d'impédance par résolution d'un problème optimal prédictif, incluant le modèle complet du système développé dans la section 2.2, et une fonction de coût intégrant les critères antagonistes de pénétration dans l'environnement et de montée en effort de compression sur la transmission mécanique. Cette variation de paramètres autorisera une élasticité sur l'EMA tout en conservant ses performances. Cette utilisation de la commande prédictive, cette fois à grandeur de commande continue, comme identificateur des paramètres d'un contrôleur, se dif-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

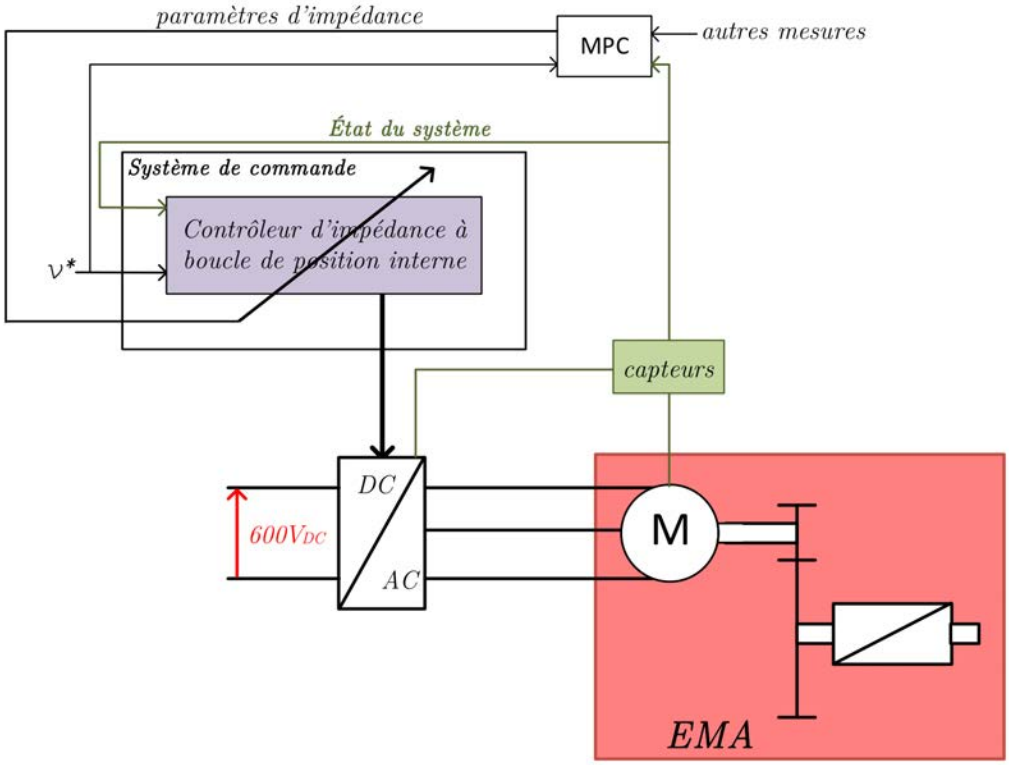

FIGURE 3.4 – Schéma de fonctionnement de l'EMA commandé par le contrôleur d'impédance à boucle de position interne prédictif.

férencie, encore une fois, de l'utilisation classique qui en est faite. Le développement précis de la commande en vitesse résultante sera détaillé dans le chapitre 6.

3.4 Conclusion

Ce chapitre s'est attelé à définir la commande prédictive comme une solution adéquate pour des systèmes contraints devant répondre à des objectifs multi-critères. Une subdivision en deux familles a été réalisée. Pour chacune d'elles, un bref historique des réalisations a été donné, et le développement d'une commande prédictive type à été présenté. Cette description a donc couvert l'utilisation conventionnelle qui est faite de ce type de commande. Deux utilisations de la commande prédictive, en rupture avec les applications classiques, ont ensuite été introduites. La première tend à intégrer un FCS-MPC dans un modulateur pour réduire les perturbations liées à la caractéristique discrète du convertisseur. La deuxième consiste en un contrôleur d'impédance à boucle de position interne, dont les paramètres d'impédance sont définis par un MPC à grandeurs de commande continues en fonction d'un compromis entre le suivi de la trajectoire et la dynamique de montée en effort de compression. Ces deux solutions vont dans la suite de ce manuscrit être développées et validées. Ainsi, ce manuscrit présente deux applications novatrices de la commande prédictive, couvrant les deux familles précédemment explicitées.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Chapitre 4

La technique de modulation de largeur d'impulsion hybride prédictive

Sommaire

4.1 L'onduleur triphasé trois bras deux niveaux 101
4.1.1 La structure physique et la modélisation 101
4.1.2 Les modulateurs existants pour l'onduleur trois bras deux niveaux 103
4.1.2.1 La commande pleine onde 104
4.1.2.2 La MLI précalculée 105
4.1.2.3 La MLI intersective 107
4.1.2.4 La MLI vectorielle 108
4.2 Les séquences de MLI de la MLI vectorielle 111
4.2.1 Les séquences utilisant un vecteur nul 111
4.2.1.1 Les séquences utilisant les configurations 0 et 7 pour l'application du vecteur nul 112
4.2.1.2 Les séquences utilisant les configurations actives pour l'application du vecteur nul 115
4.2.2 Les séquences n'appliquant pas le vecteur nul 116
4.3 Caractérisation des différentes séquences de MLI 118
4.3.1 Les ondulations de courant spécifiques aux séquences de MLI 119
4.3.2 La tension de mode commun propre aux séquences de MLI 124
4.3.3 Les pertes par commutation spécifiques aux séquences de MLI 126
4.4 Les différentes techniques de MLI hybrides existantes 130
4.5 Le principe de la technique de MLI hybride prédictive 134
4.6 Conclusion 136

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Jusqu'à présent dans ce manuscrit, le convertisseur permettant d'alimenter la MSAP à partir du bus DC a été considéré comme parfait. Sous cette hypothèse, la tension triphasée de sortie était purement sinusoïdale. Or pour permettre la conversion DC/AC, l'onduleur triphasé trois bras deux niveaux utilisé ne permet en instantané que l'application de deux niveaux de tension sur les phases de la charge. Ce type de convertisseur sera donc obligatoirement associé soit à un modulateur permettant de parer à cette problématique, soit à une commande directe prenant en compte cette caractéristique discrète. Sous certains aspects, comme cela a été introduit dans le chapitre 3, la commande avec modulateur présente des caractéristiques avantageuses par rapport à la commande directe et sera donc privilégiée. De fait, quel que soit le type de modulateur, la création des signaux de commande à destination des cellules de commutation à partir de la consigne de tension engendrera des pertes par commutation sur le convertisseur et des ondulations de courant de sortie induisant de la puissance déformante sur la MSAP. De plus, elle sera la source d'une certaine tension de mode commun entre le neutre de la machine et la terre. L'approche suivie dans ce chapitre, introduite dans le chapitre 3, va être d'intégrer un contrôleur FCS-MPC au modulateur, permettant la production des signaux de commande nécessaires à l'application de la tension de consigne tout en tendant à réduire ces trois phénomènes.

Pour être à même de bien comprendre la démarche, le chapitre explicitera dans un premier temps la caractéristique discrète de l'onduleur trois bras deux niveaux. Ensuite, les différents modulateurs existants dans la littérature et permettant l'imposition d'un système triphasé de tensions de référence à la charge par l'intermédiaire de ce convertisseur seront présentés et leur fonctionnement analysé. Cette partie aboutira sur la présentation de la MLI vectorielle, sur laquelle se base ce développement. Celle-ci induit l'application du système triphasé de tensions de référence par l'intermédiaire d'une séquence de MLI, qui consiste en une succession temporelle spécifique de configurations sur la période de hachage, dont les temps d'application sont fixés par le point de fonctionnement. La définition de l'ensemble discret de séquences de MLI existantes fera l'objet de la deuxième section de ce chapitre. On peut relier à chaque séquence de MLI des ondulations de courant, des pertes par commutation et une tension de mode commun qui lui sont propres. Si certains de ces effets ont d'ores et déjà été quantifiés dans la littérature, le développement d'un formalisme commun à toutes les séquences et quantifiant ces perturbations manque encore. Pour pallier cela, dans une troisième partie de ce chapitre, un ensemble de trois facteurs chiffrant les ondulations de courant, les pertes par commutation et la tension de mode commun seront développés. Chacun sera exprimé grâce à une formule analytique commune aux différentes séquences de MLI. Ils pourront donc servir de base de comparaison aux différentes séquences. Tous ces développements sont les prémisses de la conception du contrôleur FCS-MPC intégré dans le modulateur.

Dans une dernière partie de ce chapitre, la notion de technique de MLI hybride, existant dans la littérature, qui consiste à sélectionner la séquence de MLI à utiliser en fonction du point de fonctionnement, sera introduite, et l'évolution proposée de technique de MLI hybride prédictive sera décrite.

4.1 L'onduleur triphasé trois bras deux niveaux

4.1.1 La structure physique et la modélisation

L'onduleur a été présenté de manière idéale jusqu'à présent, en associant les bras de pont qui le constitue à des transformateurs idéaux à rapport variable. En réalité, les deux interrupteurs du bras de pont sont usuellement commandés par des signaux complémentaires, permettant la connexion de son point milieu

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

au potentiel soit positif soit négatif du bus DC. Le signal de commande de l'interrupteur haut du bras, noté S_ρ avec $\rho \in \{a, b, c\}$, représente l'état du bras ρ et est défini de la manière suivante :

$$S_\rho = \begin{cases} 1 & \text{si interrupteur haut passant} \\ 0 & \text{si interrupteur bas passant} \end{cases} \tag{4.1}$$

Les interrupteurs physiques étant imparfaits, leur commutation n'est pas instantanée. Ainsi, pour éviter que ces imperfections n'aboutissent à un court-circuit de la source électrique, les deux commandes complémentaires sont maintenues à 0 pour une durée appelée temps mort et notée T_{dead}. Durant ces périodes, l'état du bras est imposé par les diodes selon le sens du courant.

L'association des trois bras de pont ainsi commandés aboutit à la création d'un système triphasé de tension entre les trois points milieux a, b et c de chaque bras et le potentiel bas du bus DC noté M, défini vectoriellement par $v_{tri\mathrm{M}}$. Il est possible de le relier aux signaux de commande des bras grâce à la formule suivante :

$$v_{tri\mathrm{M}} = V_{\mathrm{DC}} S_{tri} \tag{4.2}$$

Avec S_{tri} une notation vectorielle comprenant les trois signaux de commande des trois bras de l'onduleur S_ρ avec $\rho \in \{a, b, c\}$.

En considérant la MSAP comme étant à pôles lisses et à point de neutre non relié, le système triphasé de tension $v_{tri\mathrm{N}}$, composé des tensions de phase de la MSAP $v_{\rho\mathrm{N}}$ avec $\rho \in \{a, b, c\}$, est un système de tension triphasé équilibré, et la somme de ses composantes est nulle quel que soit le point de fonctionnement. La tension entre le point de neutre N et le potentiel bas du bus DC M s'obtient alors de la formule suivante :

$$v_{\mathrm{NM}} = \frac{v_{a\mathrm{M}} + v_{b\mathrm{M}} + v_{c\mathrm{M}}}{3} \tag{4.3}$$

Reprenant le schéma de l'association onduleur/MSAP de la figure 2.7, la figure 4.1 présente le même schéma avec les différentes tensions évoquées.

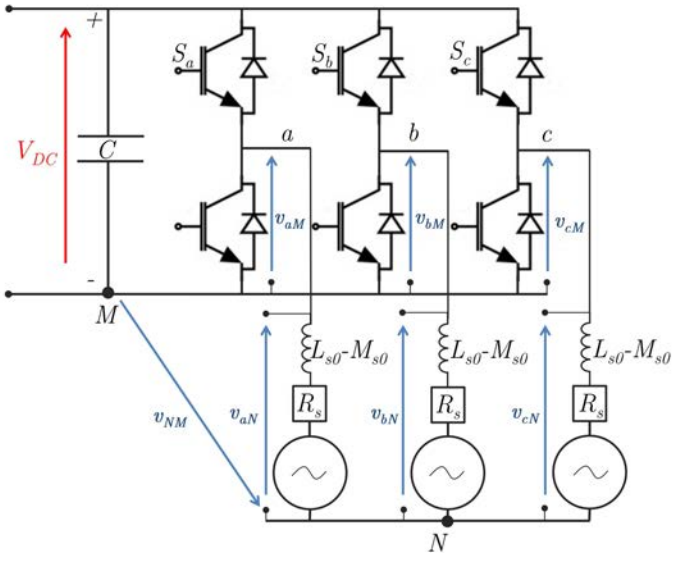

FIGURE 4.1 – Schéma fonctionnel de l'association onduleur/MSAP avec les tensions V_{DC}, $v_{tri\mathrm{M}}$, $v_{tri\mathrm{N}}$ et v_{NM}.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Les équations (4.2) et (4.3) permettent par composition d'obtenir la relation entre le vecteur d'état des bras et le système triphasé de tension sur les phases de la MSAP $v_{tri\mathrm{N}}$.

$$v_{tri\mathrm{N}} = \underbrace{\frac{\mathrm{V_{DC}}}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}}_{\mathrm{G}} \begin{bmatrix} \mathrm{S}_a \\ \mathrm{S}_b \\ \mathrm{S}_c \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

On peut exprimer G en fonction de la sous-matrice $\mathscr{C}_{32}$ de Clarke, définie dans la sous-section 2.2.1, tel que :

$$\mathrm{G} = \mathrm{V_{DC}}\frac{2}{3}\mathscr{C}_{32}\mathscr{C}_{32}^{\mathrm{T}} \tag{4.5}$$

En réinjectant les équations (4.2) et (4.5) dans l'équation (4.4), et en exprimant les grandeurs triphasées par transformée de Clarke (équation (2.9 avec $\mathscr{K} = \mathscr{K}' = 1$) en une association de grandeurs diphasées et homopolaire, l'équation (4.6) est obtenue :

$$\mathscr{C}_{31}\,v_{0\mathrm{N}} + \mathscr{C}_{32}\underline{v}_{\mathrm{N}} = \frac{2}{3}\mathscr{C}_{32}\mathscr{C}_{32}^{\mathrm{T}}\mathscr{C}_{31}\,v_{0\mathrm{M}} + \frac{2}{3}\mathscr{C}_{32}\mathscr{C}_{32}^{\mathrm{T}}\mathscr{C}_{32}\underline{v}_{\mathrm{M}} \tag{4.6}$$

Or les sous-matrices de Clarke possèdent les caractéristiques suivantes :

$$\begin{aligned} \mathscr{C}_{32}^{\mathrm{T}}\mathscr{C}_{31} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \frac{2}{3}\mathscr{C}_{32}^{\mathrm{T}}\mathscr{C}_{32} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{4.7}$$

Ainsi, en prenant en compte la spécificité de l'équation (4.7) dans l'équation (4.6), celle-ci valide mathématiquement la caractéristique primordiale de l'association d'un onduleur trois bras deux niveaux avec une charge triphasée équilibrée à point de neutre non relié, à savoir que la composante diphasée $\underline{v}_{\mathrm{M}}$ du système triphasé de tension de sortie d'onduleur $v_{tri\mathrm{M}}$ est égale à celle du système triphasé de tension sur les phases de la charge $\underline{v}_{\mathrm{N}}$, mais la composante homopolaire $v_{0\mathrm{M}}$, qui correspond à la tension v_{NM}, ne lui est pas transmise. D'après (4.1), chaque bras ne possède que 2 états différents. Ainsi, il n'existe que 8 configurations différentes pour $v_{tri\mathrm{M}}$, et donc pour le système de tension applicable sur les phases de la MSAP $v_{tri\mathrm{N}}$. Le tableau 4.1 récapitule les différentes configurations pour l'onduleur triphasé.

4.1.2 Les modulateurs existants pour l'onduleur trois bras deux niveaux

Comme cela a été introduit dans la section 3.2, le modulateur permet l'interface entre un contrôleur délivrant la référence du système triphasé de tension v_{tri}^{*} et le convertisseur à découpage. Il commandera ce dernier en prenant en compte ses caractéristiques discrètes pour imposer au mieux la référence à la charge. Plusieurs modulateurs existent dans la littérature. Pour un type de convertisseur donné, ils se différencient par leurs performances, à savoir le nombre de commutations par période du fondamental qu'ils engendrent, les ondulations de courants qu'ils entrainent et par leur tension maximale atteignable en triphasé pour une source DC donnée. Ainsi, chaque modulateur possédera un domaine d'application privilégié. Les sections suivantes vont présenter une liste des modulateurs spécifiques à l'onduleur trois bras deux niveaux les plus communs dans la littérature et leur fonctionnement général.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

TABLE 4.1 – Les différentes configurations de l'onduleur triphasé trois bras deux niveaux.

configurations	S_3			v_{triM}			v_{triN}		
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	V_{DC}	0	0	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$
2	1	1	0	V_{DC}	V_{DC}	0	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$
3	0	1	0	0	V_{DC}	0	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$
4	0	1	1	0	V_{DC}	V_{DC}	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$
5	0	0	1	0	0	V_{DC}	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{1}{3}V_{DC}$	$\frac{2}{3}V_{DC}$
6	1	0	1	V_{DC}	0	V_{DC}	$\frac{1}{3}V_{DC}$	$-\frac{2}{3}V_{DC}$	$\frac{1}{3}V_{DC}$
7	1	1	1	V_{DC}	V_{DC}	V_{DC}	0	0	0

4.1.2.1 La commande pleine onde

La commande pleine onde est le modulateur de base qui sert de référence pour la comparaison des performances des autres types. Elle consiste à connecter le point milieu de chaque bras au potentiel haut du bus DC pendant la moitié de la période du fondamental T_f et au potentiel bas le reste du temps. Ainsi, pour la phase a, S_a va être à 1 pour $t \in [0\,;\,T_f/2]$ et à 0 pour $t \in [T_f/2\,;\,T_f]$. Les signaux S_b et S_c sont obtenus en déphasant S_a de $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$ respectivement. A l'aide de l'équation (4.4), il est possible de déterminer le système triphasé de tensions simples résultant v_{triN}. La figure 4.2 donne les valeurs instantanées et le fondamental de ce système triphasé.

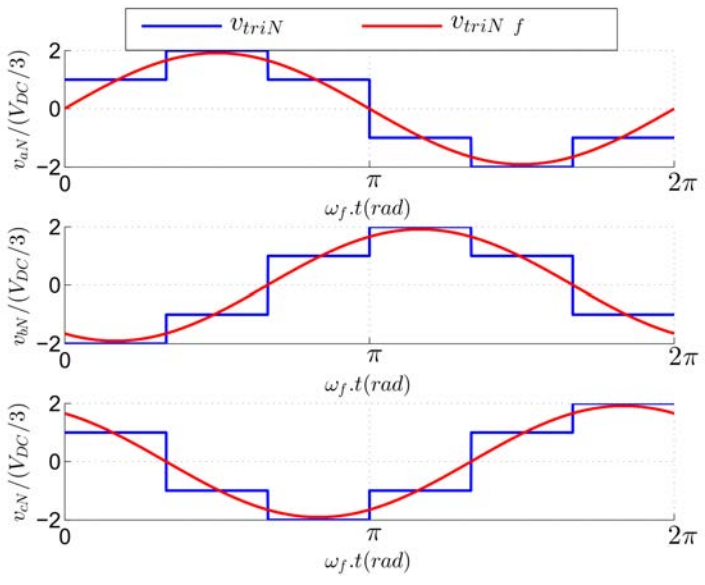

FIGURE 4.2 – v_{triN} résultant de la commande pleine onde.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

La commande pleine onde est ainsi simple à réaliser, mais aboutit à la création d'un système de tension triphasé $v_{tri\mathrm{N}}$ possédant un contenu spectral basse fréquence relativement important. Effectivement, en termes de décomposition en série de Fourier, les tensions $v_{tri\mathrm{M}}$ liées aux signaux S_{tri} étant impaires, leur spectre sera formé de raies harmoniques à des fréquences multiples de la fréquence du signal de consigne v^*_{tri}. De plus, prenant en compte que ces tensions sont symétriques sur chaque quart de période du fondamental, seules les harmoniques de rang impair seront non-nulles. Dans le cadre d'une charge triphasée équilibrée dont le neutre est non relié, comme c'est le cas dans la MSAP, les harmoniques de rang trois et leurs multiples forment la composante homopolaire du système $v_{tri\mathrm{M}}$ et n'impactent pas la charge. Tous les autres harmoniques seront présents dans la décomposition spectrale du système de tension $v_{tri\mathrm{N}}$ imposé à la charge, et entraineront une dégradation des performances. L'amplitude du fondamental est d'après [Holtz, 1994] défini par :

$$\widehat{\mathrm{V}}_{f\ pleine\ onde} = \frac{2}{\pi}.\mathrm{V_{DC}} \tag{4.8}$$

L'amplitude du fondamental $\widehat{\mathrm{V}}_{f\ pleine\ onde}$, selon (4.8), est directement proportionnelle à la tension du bus DC et représente l'amplitude de fondamental maximum atteignable avec un modulateur.

La commande pleine onde ne peut pas être considérée comme un modulateur au sens strict, dans le sens où elle nécessite un convertisseur DC/DC en entrée pour permettre l'application à la charge du système de tension triphasé voulu. Cependant, son rôle central dans la quantification des performances des autres modulateurs rend sa définition importante. Entre autres, l'indice de modulation m est défini comme le rapport entre l'amplitude du fondamental de tension souhaitée $\widehat{\mathrm{V}}^*_f$ par l'amplitude du fondamental de tension de la commande pleine onde $\widehat{\mathrm{V}}_{f\ pleine\ onde}$:

$$m = \frac{\widehat{\mathrm{V}}^*_f}{\widehat{\mathrm{V}}_{fondpleineonde}} \tag{4.9}$$

L'indice de modulation maximal atteignable en régime linéaire par un modulateur est un des points de comparaison communément utilisés.

4.1.2.2 La MLI précalculée

La commande pleine onde n'entraine que très peu de pertes par commutation, avec seulement 2 commutations par période et par bras d'onduleur. Mais le contenu harmonique qu'elle induit et son incapacité à suivre une tension de référence intermédiaire la pénalisent en pratique. Pour une application obligeant un nombre de commutations par période de fondamental et par phase relativement faible, la MLI précalculée est une alternative intéressante. Elle consiste à créer sur chaque bras ρ, $\rho \in \{a, b, c\}$, une tension $v_{\rho\mathrm{M}}$ impaire et symétrique comme dans la commande pleine onde, mais cette fois avec d commutations par quart de période. Le signal de commande S_a du bras a résultant pour d = 2 est présenté dans la figure 4.3 sur une période de 2π et avec les angles de commutations δ_1 et δ_2.

Les signaux de consignes des deux autres phases sont obtenus par déphasage de $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$ respectivement.

Cette MLI va être spécifiée par les angles de commutations δ_i avec $i \in \{1, 2, ..., d\}$ et $0 \leqslant \delta_1 \leqslant \delta_2 \leqslant .... \leqslant \delta_d \leqslant \frac{\pi}{2}$. Ceux-ci sont définis par un raisonnement portant sur la décomposition de la tension de chaque bras $v_{\rho\mathrm{M}}$ en série de Fourier. La formule algébrique suivante permet de déterminer la valeur de l'amplitude

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

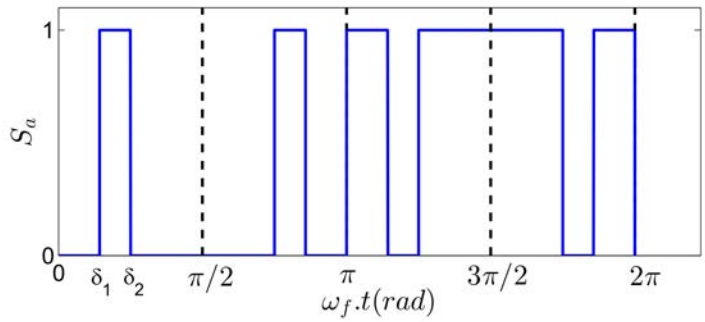

FIGURE 4.3 – S_a pour une MLI précalculée avec un d=2.

de l'harmonique de rang n de cette tension [Buja and Indri, 1977] :

$$\widehat{V}_n = s(-1)^d \frac{2V_{DC}}{n\pi}\left[1-2\sum_{i=1}^{d}(-1)^{i+1}cos(n\delta_i)\right] \tag{4.10}$$

Avec s un facteur qui prend la valeur de +1 si $S_a(\frac{\pi}{2}) = 1$, -1 sinon.

Dans un premier temps, les angles de commutation δ seront calculés de manière à imposer l'amplitude de la tension de référence $\widehat{V}^*$ au fondamental de la tension du bras $v_{\rho M}$. Ceci laisse $d-1$ degrés de liberté pour réduire les harmoniques de degrés supérieurs. Ils seront utilisés pour minimiser les amplitudes des harmoniques de rang $n = 6k \mp 1$, les autres n'étant pas transmis du fait des caractéristiques des signaux de commandes des bras et de la charge [Louis, 1996]. Ainsi en revenant à l'exemple de la figure 4.3, donc avec d=2, le bon suivi de trajectoire de la consigne pourra être assuré, et l'harmonique de rang 5 sera supprimée. La détermination des angles δ est un problème non-linéaire qui sera résolu numériquement hors ligne, aboutissant à la définition d'une séquence optimale pour la consigne de tension donnée. Le calcul est généralement effectué pour différentes valeurs de v^*_{tri} de manière à couvrir le domaine de variation de l'indice de modulation, ce qui aboutit à la création de tables de valeurs contenant les différentes séquences optimales et implémentables en ligne pour jouer le rôle de modulateur.

Pour un nombre de commutations par période de fondamental faible, la MLI précalculée tend à surpasser la MLI intersective ou vectorielle en régime permanent, tout en maintenant des pertes par commutation réduites. Cependant, son utilisation sur une MSAP à vitesse variable pose un certain nombre de problèmes. Premièrement, elle fait partie des MLI synchrones. Ainsi, si le nombre de commutations par quart de période d est maintenu fixe, la période du fondamental de tension et donc celle du signal de commande vont changer, entrainant un étalement fréquentiel variable difficile à traiter. Ensuite les méthodes de commande classiques, comme la commande vectorielle, peuvent interférer pendant les phases transitoires avec la MLI précalculée, aboutissant à des dépassements de courant important [Holtz, 1994]. Pour éviter ce problème, [Holtz and Oikonomou, 2007] a développé un modulateur avec une MLI précalculée dont les séquences optimales sont modifiables en fonction de l'erreur de flux statorique. Une approche prédictive a été proposée dans [Geyer et al., 2012] avec la conception du MP^3C (en anglais *Model Predictive Pulse Pattern Control*). En dernier lieu, l'utilisation de ce type de MLI rend impossible la synchronisation des mesures des courants, et donc la mesure directe de leur fondamental, complexifiant la mise en place des boucles de régulation.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

4.1.2.3 La MLI intersective

Une solution simple pour accroitre la qualité du courant sans optimiser la succession d'angles de commutation est d'augmenter le nombre de commutations par période de fondamental. La MLI intersective s'appuie sur ce postulat. Elle va traiter chaque bras de l'onduleur séparément, avec un signal de consigne v_ρ^*, $\rho \in \{a,b,c\}$ qui lui est propre. Sur chaque bras, la comparaison entre cette référence de tension de fréquence $f_f = \frac{1}{T_f}$ et un signal triangulaire symétrique v_p appelé porteuse de fréquence $f_{MLI} >> f_f$ aboutit à un signal créneau de fréquence f_{MLI} qui sert de signal de commande S_ρ à l'interrupteur haut du bras. La valeur du rapport cyclique α_ρ, à savoir la valeur moyenne de S_ρ sur une période de MLI notée T_{MLI}, est variable et dépend du rapport entre l'amplitude de la porteuse et celle du signal de consigne v_ρ^*. Ce fonctionnement est présenté pour une phase en figure 4.4.

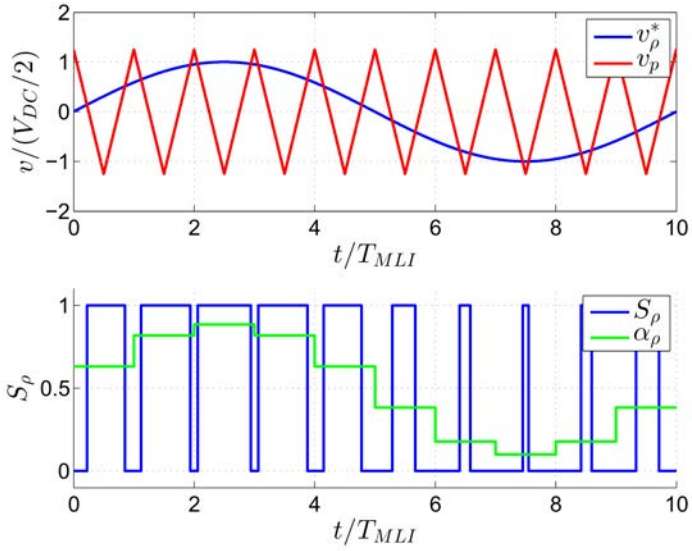

FIGURE 4.4 – Fonctionnement pour un bras de l'onduleur de la MLI intersective.

Considérons maintenant l'application par MLI intersective du système de tension triphasé v_{tri}^* de forme suivante :

$$v_{tri}^* = \hat{V}^* \begin{bmatrix} cos(2\pi f_f t) \\ cos(2\pi f_f t - \frac{2\pi}{3}) \\ cos(2\pi f_f t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{4.11}$$

En raisonnant en valeur moyenne sur T_{MLI}, avec $T_{MLI} << T_f$, la MLI intersective entraine sur l'onduleur complet la création d'un système triphasé de rapport cyclique α_{tri} pouvant, sans prendre en compte la discrétisation liée à T_{MLI}, être exprimé sous la forme à temps continu :

$$\alpha_{tri} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \frac{K_m}{2}\begin{bmatrix} cos(2\pi f_f t) \\ cos(2\pi f_f t - \frac{2\pi}{3}) \\ cos(2\pi f_f t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{4.12}$$

Avec le ratio entre les amplitudes des signaux de consigne et de la porteuse $K_m = \frac{\hat{V}^*}{\hat{V}_p}$ appelé profondeur de modulation.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Le système de tension triphasé $v_{tri\mathrm{M}}$ résultant, toujours en valeur moyenne sur $\mathrm{T_{MLI}}$, s'exprime alors de la manière suivante :

$$v_{tri\mathrm{M}} = \alpha_{tri}\mathrm{V_{DC}} \tag{4.13}$$

En utilisant la transformée de Clarke, il est possible de reformuler l'équation (4.12) pour définir α_{tri} en fonction de ses composantes diphasées et homopolaire. Avec les sous-matrices de Clarke appelées $\mathscr{C}_{31}$ et $\mathscr{C}_{32}$, on obtient l'équation suivante :

$$\alpha_{tri} = \mathscr{C}_{31}\underbrace{\frac{1}{2}}_{\alpha_0} + \mathscr{C}_{32}\underbrace{\frac{\mathrm{K}_m}{2}\begin{bmatrix} cos(2\pi f_f t) \\ sin(2\pi f_f t)\end{bmatrix}}_{\underline{\alpha}} \tag{4.14}$$

En intégrant les équations (4.5), (4.14) et (4.13) dans (4.4), le système de tension $v_{tri\mathrm{N}}$ sur les phases de la machine issue de la MLI intersective est obtenue :

$$v_{tri\mathrm{N}} = \mathrm{V_{DC}}\frac{2}{3}\mathscr{C}_{32}\mathscr{C}_{32}^{\mathrm{T}}\left(\mathscr{C}_{31}\frac{1}{2} + \mathscr{C}_{32}\frac{\mathrm{K}_m}{2}\begin{bmatrix} cos(2\pi f_f t) \\ sin(2\pi f_f t)\end{bmatrix}\right) \tag{4.15}$$

En prenant en considération les équations de (4.7), le système de tension par phase $v_{tri\mathrm{N}}$ obtenu respecte l'équation :

$$v_{tri\mathrm{N}} = \mathrm{V_{DC}}\mathscr{C}_{32}\frac{\mathrm{K}_m}{2}\begin{bmatrix} cos(2\pi f_f t) \\ sin(2\pi f_f t)\end{bmatrix} \tag{4.16}$$

Ainsi, la MLI intersective, en créant les signaux S_{tri}, permet la définition des composantes diphasées de $v_{tri\mathrm{M}}$, et par cet intermédiaire de celles de $v_{tri\mathrm{N}}$. De plus, en fixant l'amplitude de la porteuse à $\widehat{\mathrm{V}}_p = \frac{\mathrm{V_{DC}}}{2}$, ces composantes diphasées correspondent à celles de la tension de référence. En d'autres termes, par utilisation d'une MLI intersective, le système triphasé de tension v^*_{tri} peut être imposé sur les phases du moteur, et sa composante homopolaire qui impacte la tension de neutre selon l'équation (4.3) peut elle être choisie librement. Toutes les distorsions harmoniques, présentes sur les signaux de sortie de l'onduleur, sont alors décalées fréquentiellement autour de la fréquence $f_{\mathrm{MLI}} >> f_f$ et de ses multiples, permettant des tensions et courants libres d'harmoniques à la fréquence du fondamental.

Dans ces conditions, pour rester en régime linéaire, l'amplitude de la tension de référence $\widehat{\mathrm{V}}^*$ ne doit pas dépasser $\mathrm{V_{DC}}/2$. Pour la MLI intersective dans son implémentation de base, un indice de modulation maximal $m_{max} = \frac{\pi}{4} \approx 0,78$ est obtenu. Cependant, l'ajout d'une tension homopolaire sur le système de tension de consigne v^*_{tri} n'influence en rien le système de tension résultant $v_{tri\mathrm{N}}$ présent sur la MSAP et peut donc être utilisé comme degré de liberté pour étendre le domaine de variation de m. Les harmoniques de rang 3 de la tension v^*_{tri} sont homopolaires, comme cela a été démontré précédemment, et en modulant leur amplitude à 25 % de celle du fondamental de tension souhaitée, l'indice de modulation maximal est augmenté à $m_{max} \approx 0,882$ ([Holtz, 1994]). L'injection d'une tension homopolaire discontinue peut avoir comme double effet de permettre le blocage d'une des phases de la machine à un des potentiels du bus DC et d'étendre l'indice de modulation maximal à $m_{max} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \approx 0,907$ [Hava et al., 1999].

4.1.2.4 La MLI vectorielle

La méthode concurrente à la MLI intersective est la MLI vectorielle. Celle-ci se base sur le constat que la partie homopolaire de v^*_{tri} n'influence pas la charge. Elle se focalise donc directement sur l'imposition

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

à la MSAP de ses composantes diphasées issues de la transformée de Clarke, exprimées sous forme d'un vecteur $\underline{v}^*$. Ce vecteur s'exprime dans le diagramme vectoriel avec une phase θ_e et une amplitude $\widehat{V}^*$. La figure 4.5 représente deux $\underline{v}^*$ possibles. Dans cette figure, les vecteurs $\underline{V}_i$ correspondent aux composantes diphasées des tensions des configurations 1 à 6 du tableau 4.1. Ils sont donc d'amplitude $\frac{2V_{DC}}{3}$ et séparent le diagramme vectoriel en 6 secteurs, chaque secteur i étant délimité par les vecteurs $\underline{V}_i$ et $\underline{V}_{i+1}$, avec $i \in \{1,...,6\}$. Les configurations 0 et 7 n'aboutissent qu'à des systèmes triphasés de tensions homopolaires. Leurs composantes diphasées étant nulles, les vecteurs résultants sont d'amplitude nulle.

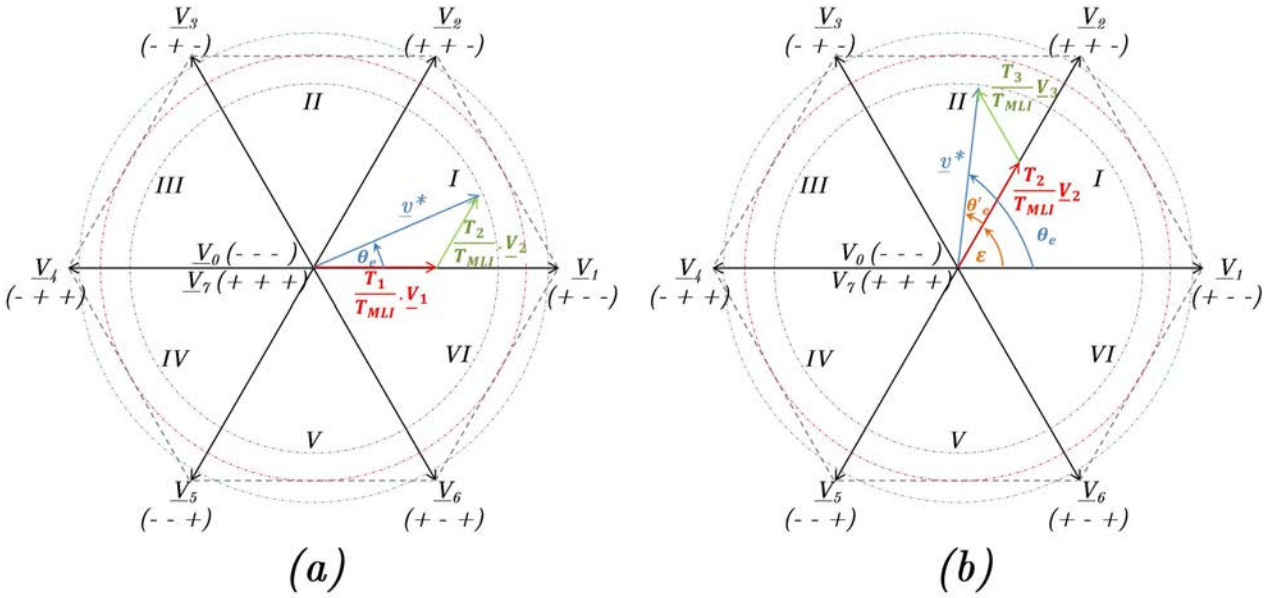

FIGURE 4.5 – Diagramme vectoriel avec les vecteurs représentant les configurations de l'onduleur et le système triphasé de consigne pour (a) $\varepsilon = 0$ rad et (b) $\varepsilon = \frac{\pi}{3}$ rad.

Du fait du nombre fini de vecteurs correspondant aux configurations de l'onduleur, le vecteur $\underline{v}^*$ n'est la plupart du temps pas atteignable de manière exacte. Le but d'une MLI vectorielle est alors de réaliser ce vecteur en valeur moyenne sur une période de MLI donnée T_{MLI}. L'approche la plus classique revient à le décomposer en deux composantes colinéaires aux vecteurs $\underline{V}_i$ et $\underline{V}_{i+1}$ qui lui sont adjacents dans le diagramme vectoriel présenté en figure 4.5. Cette décomposition devra respecter l'équation suivante :

$$\underline{v}^* T_{MLI} = \underline{V}_i T_i + \underline{V}_{i+1} T_{i+1} \tag{4.17}$$

Afin d'obtenir une expression générique pour T_i et T_{i+1}, il peut être intéressant d'effectuer un changement de repère pour exprimer le vecteur $\underline{v}^*$ dans le repère de Park associé au vecteur $\underline{V}_i$. Au préalable, la phase de $\underline{v}^*$, noté θ_e dans la figure 4.5, peut s'exprimer de la manière suivante :

$$\theta_e = \underbrace{\frac{(i-1)\pi}{3}}_{\varepsilon} + \theta'_e \tag{4.18}$$

Avec $\theta'_e \in \left[0\,;\,\frac{\pi}{3}\right]$.

La matrice de rotation $\mathscr{P}(\varepsilon)$ avec ε défini dans (4.18) utilisée sur les vecteurs $\underline{v}^*$, $\underline{V}_i$ et $\underline{V}_{i+1}$ permet alors

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

ce changement de repère, et l'équation (4.17) devient :

$$\widehat{\mathrm{V}}^{*}\mathrm{T}_{\mathrm{MLI}}\begin{bmatrix} cos(\theta'_e) \\ sin(\theta'_e) \end{bmatrix} = \frac{2\mathrm{V}_{\mathrm{DC}}}{3}\mathrm{T}_i\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{2\mathrm{V}_{\mathrm{DC}}}{3}\mathrm{T}_{i+1}\begin{bmatrix} \frac{1}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{4.19}$$

La solution de cette équation est :

$$\begin{bmatrix} \mathrm{T}_i \\ \mathrm{T}_{i+1} \end{bmatrix} = \frac{\widehat{\mathrm{V}}^{*}\mathrm{T}_{\mathrm{MLI}}\sqrt{3}}{\mathrm{V}_{\mathrm{DC}}}\begin{bmatrix} sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta'_e\right) \\ sin(\theta'_e) \end{bmatrix} \tag{4.20}$$

Au regard de l'équation (4.17), il est évident que les temps T_i et T_{i+1} doivent respecter la condition $\mathrm{T}_i + \mathrm{T}_{i+1} \leqslant \mathrm{T}_{\mathrm{MLI}}$, ce qui revient à limiter la valeur de $\widehat{\mathrm{V}}^{*}$ à $\frac{\mathrm{V}_{\mathrm{DC}}}{\sqrt{3}}$, soit un indice de modulation maximal défini grâce à (4.9) de $m_{max} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \approx 0,907$. Les cercles concentriques tracés sur la figure 4.5 représentent l'amplitude maximale $\widehat{\mathrm{V}}^{*}$ du système triphasé de consigne atteignable en régime linéaire respectivement en bleu pour la MLI intersective et en rouge pour la MLI vectorielle. Le cercle vert représente l'amplitude du fondamental de la commande pleine onde. Dans le cas où $\mathrm{T}_i + \mathrm{T}_{i+1} < \mathrm{T}_{\mathrm{MLI}}$, le vecteur résultant durant le reste de la période T_z doit être le vecteur nul. Les temps d'application des configurations sont donc au total :

$$\begin{aligned} \mathrm{T}_i &= \frac{\widehat{\mathrm{V}}^{*}\mathrm{T}_{\mathrm{MLI}}\sqrt{3}}{\mathrm{V}_{\mathrm{DC}}} sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta'_e\right) \\ \mathrm{T}_{i+1} &= \frac{\widehat{\mathrm{V}}^{*}\mathrm{T}_{\mathrm{MLI}}\sqrt{3}}{\mathrm{V}_{\mathrm{DC}}} sin(\theta'_e) \\ \mathrm{T}_z &= \mathrm{T}_{\mathrm{MLI}} - \mathrm{T}_i - \mathrm{T}_{i+1} \end{aligned} \tag{4.21}$$

Les temps d'application des configurations actives T_i et T_{i+1} sont donc calculés par la MLI vectorielle pour imposer les composantes diphasées de v^{*}_{tri} à la charge en valeur moyenne sur $\mathrm{T}_{\mathrm{MLI}}$. La composition du vecteur nul pendant le temps T_z, qui peut inclure les configurations 0 ou 7 ou être obtenu en utilisant deux vecteurs opposés pour des durées égales, va quant à lui définir la tension homopolaire du système triphasé de tension $v_{tri\mathrm{M}}$ en valeur moyenne sur $\mathrm{T}_{\mathrm{MLI}}$. Comme dans le cas de la MLI intersective, la MLI vectorielle reportera les distorsions harmoniques des signaux de sortie de l'onduleur liées à la caractéristique discrète du convertisseur autour de la fréquence de hachage $f_{\mathrm{MLI}} >> f_f$ et de ses multiples.

De fait, dans certaines commandes, les temps d'application peuvent aussi être directement fournis par le contrôleur en amont à la place de $\underline{v}^{*}$. C'est le cas du P-DPC (*Predictive Direct-Power-Control*) développé dans [Vazquez et al., 2015] et destiné au contrôle d'un redresseur actif.

La MLI vectorielle, telle que nous venons de la décrire, ne réalise que la décomposition la plus conventionnelle du vecteur $\underline{v}^{*}$. Cependant dans certains domaines d'indice de modulation, d'autres décompositions sont possibles. De plus, la constitution exacte du vecteur nul et la chronologie d'application des configurations ne sont pas imposées. Pour un $\underline{v}^{*}$ donné, il existe donc plusieurs séquences de MLI possibles, qui seront décrites dans la prochaine section.

En résumé, les MLI intersective et vectorielle sont des modulateurs permettant d'imposer à la charge un système de tension triphasé v^{*}_{tri} libre d'harmoniques à la fréquence du fondamental. Elles reportent tout le contenu fréquentiel du signal résultant à la fréquence de hachage $f_{\mathrm{MLI}} >> f_f$ et à ses multiples. Ainsi, pour un nombre de commutations par fondamental important, la qualité du courant et de la tension obtenue est

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

largement supérieure à celle de la commande pleine onde et de la MLI précalculée.

De plus, quelle que soit la MLI considérée, plusieurs séquences de MLI sont disponibles et permettent d'agir sur ce contenu. Elles sont liées à la composante homopolaire de v^*_{tri} dans la MLI intersective ou à la décomposition de $\underline{v}^*$ sur T_{MLI} pour la MLI vectorielle, et n'induisent pas de composantes basse fréquence. Entre autres, elles possèdent des ondulations de courant et des pertes par commutation qui leur sont propres sur la période de MLI, et introduisent une tension v_{NM} spécifique. Ainsi, elles représentent autant de degrés de liberté accessibles à l'utilisateur pour agir sur les performances du modulateur.

En terme de comparaison, la MLI vectorielle et la MLI intersective aboutissent au même indice de modulation maximal, à condition de choisir la tension homopolaire injectée au signal de consigne de manière adéquate pour la MLI intersective. La MLI vectorielle étant une méthode purement numérique, il est aisé de réaliser un nombre de séquences plus important, offrant ainsi des possibilités d'amélioration vis-à-vis de la MLI intersective. Vis-à-vis de la MLI précalculée, l'effort de calcul à mettre en oeuvre est largement moins important. En outre, la fréquence de MLI est suffisamment importante par rapport à la fréquence du fondamental pour offrir intrinsèquement une ondulation de courant faible.

La section suivante va traiter de la structure des séquences de MLI et de leurs impacts sur les signaux électriques à la fréquence de MLI.

4.2 Les séquences de MLI de la MLI vectorielle

La MLI vectorielle interprète les composantes diphasées de v^*_{tri} issues de la transformation de Clarke comme un vecteur $\underline{v}^*$, et tend à le reconstruire sur une période de MLI. La manière dont cette reconstruction va être réalisée induira, en plus de la conservation des valeurs de $\underline{v}^*$, en instantané des ondulations de courant, des pertes par commutation et une tension v_{NM} spécifiques. Ainsi, maîtriser cette reconstruction est un bon moyen de gérer ces perturbations. Ceci est permis par la constitution de différentes séquences de MLI, qui se caractérisent premièrement par la succession spécifique des configurations durant T_{MLI} qu'elles utilisent, et par le temps d'application de chacune de ces configurations, permettant la reconstruction de $\underline{v}^*$. Un certain nombre de contraintes permet de limiter le nombre des séquences de MLI existantes en termes de successions de configurations sur T_{MLI}, mais la répartition de leur temps d'application élève théoriquement leur nombre à l'infini. Cependant, un certain nombre de travaux dans la littérature, dont [Basu et al., 2009] et [Casadei et al., 2004], ont prouvé que la modulation des temps d'application des configurations moyennant la contrainte de reconstruire $\underline{v}^*$ n'apportait pas une amélioration marquée des résultats obtenus pour une succession de configurations donnée sur T_{MLI}. Ainsi, ce manuscrit se bornera à considérer l'ensemble fini des séquences de MLI se différenciant par leurs successions de configurations sur T_{MLI}. Elles se divisent en deux familles : celles utilisant le vecteur nul, qui correspondent à la description standard de la MLI vectorielle faite précédemment, et celles n'utilisant que des configurations actives, qui induisent une autre décomposition. L'objet de cette section va être de présenter ces différentes possibilités.

4.2.1 Les séquences utilisant un vecteur nul

Comme expliqué précédemment, la MLI vectorielle traditionnelle impose, sur une période T_{MLI}, les deux configurations i et $i+1$ représentées par les vecteurs $\underline{V}_i$ et $\underline{V}_{i+1}$ d'amplitude $\frac{2V_{DC}}{3}$, adjacents à $\underline{v}^*$ pour des durées T_i et T_{i+1}, et le vecteur nul le reste de la période. Ainsi l'équation (4.17) est respectée.

Les configurations 0 et 7 sont, dans le diagramme vectoriel, représentées par des vecteurs d'amplitude

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

nulle. Ainsi, une de ces deux configurations ou une composition des deux peut être utilisée pour la période T_z. Cependant, le vecteur nul peut aussi être une composition d'un couple $\underline{V}_\varrho$ et $\underline{V}_\sigma$ pour des durées $T_\varrho = T_\sigma = \frac{T_z}{2}$ respectant l'équation (4.22).

$$\underline{V}_\sigma = \underline{V}_\varrho e^{\pi} \tag{4.22}$$

Les conditions suivantes viennent restreindre de nombre de séquences de MLI candidates [Narayanan et al., 2008] :

- condition 1 : les durées d'application T_i, T_{i+1} des configurations i et $i+1$ doivent respecter (4.21),
- condition 2 : la composition du vecteur nul, quelle qu'elle soit, doit aboutir à une durée d'application respectant (4.21),
- condition 3 : le changement d'une configuration à l'autre ne doit impliquer qu'une seule commutation. Cela impose que seul le passage d'une configuration à une de ces configurations adjacentes est autorisé, sans ordre imposé. En revanche, la configuration 0 ne peut succéder ou précéder qu'une configuration impaire et la configuration 7 ne peut succéder ou précéder qu'une configuration paire durant T_{MLI}.

Les conditions 1 et 2 sont induites par la nécessité de reconstruire $\underline{v}^*$ en valeur moyenne sur T_{MLI}. La condition 3 est imposée, car la commutation simultanée de deux bras d'onduleur aboutit à une inversion instantanée de polarité d'une phase de la charge. Celle-ci peut engendrer une surtension pouvant aller jusqu'à deux fois la tension DC [Tallam and Leggate, 2013], [Hava and Un, 2011]. En outre, l'effet combiné de l'inversion de polarité et des temps morts intégrés par bras est la source de pics indésirables sur la tension de neutre. Enfin, cette condition 3 permet de réduire les commutations inutiles durant une période de MLI afin de réduire les pertes par commutation au minimum nécessaire.

Sur un secteur quelconque, une séquence valable de ce type de MLI est définie comme une succession de configurations liant les configurations actives i et $i+1$ encadrant le secteur i aux configurations utilisées pour le vecteur zéro dans un ordre spécifique. Cette séquence de MLI doit respecter les conditions citées précédemment. Ainsi, une seule et même séquence possède une expression différente suivant le secteur dans lequel se trouve $\underline{v}^*$.

Une séquence est réversible, et le couple formé par ces deux séquences est défini comme le couple de séquences complémentaires. Comme ces deux séquences réversibles entrainent les mêmes caractéristiques en terme de valeur efficace sur la période de MLI, on n'utilisera, pour alléger le texte, qu'une des deux séquences de chaque couple pour le décrire. En outre, les séquences sont usuellement dénommées par leur succession de configurations dans le secteur I, ce qui est le cas dans la liste non exhaustive des travaux suivants [Hari and Narayanan, 2014] [Das et al., 2014a] [Binojkumar et al., 2013] [Zhao et al., 2010] [Basu et al., 2009]. Dans les autres secteurs, les séquences correspondantes sont définies en remplaçant les configurations 1 et 2 respectivement par les configurations impaire et paire entourant le secteur considéré.

Par exemple, la séquence 012 décrit le couple (012;210) dans le secteur I ou les couples équivalents (032;230), (034;430), ... dans les autres secteurs.

4.2.1.1 Les séquences utilisant les configurations 0 et 7 pour l'application du vecteur nul

Dans un premier temps, les séquences de MLI utilisant les configurations 0 et 7 vont être développées. Si en théorie, le partitionnement des temps d'application des différentes configurations permet un nombre

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

de commutations par période de MLI important, en pratique il est souhaitable de garder ce nombre de commutations relativement bas. Il est usuellement limité à 3.

L'arborescence de la figure 4.6 établit, de manière similaire à [Narayanan et al., 2008], toutes les séquences de MLI utilisant les configurations 0 et 7 pour appliquer le vecteur nul jusqu'à 3 commutations.

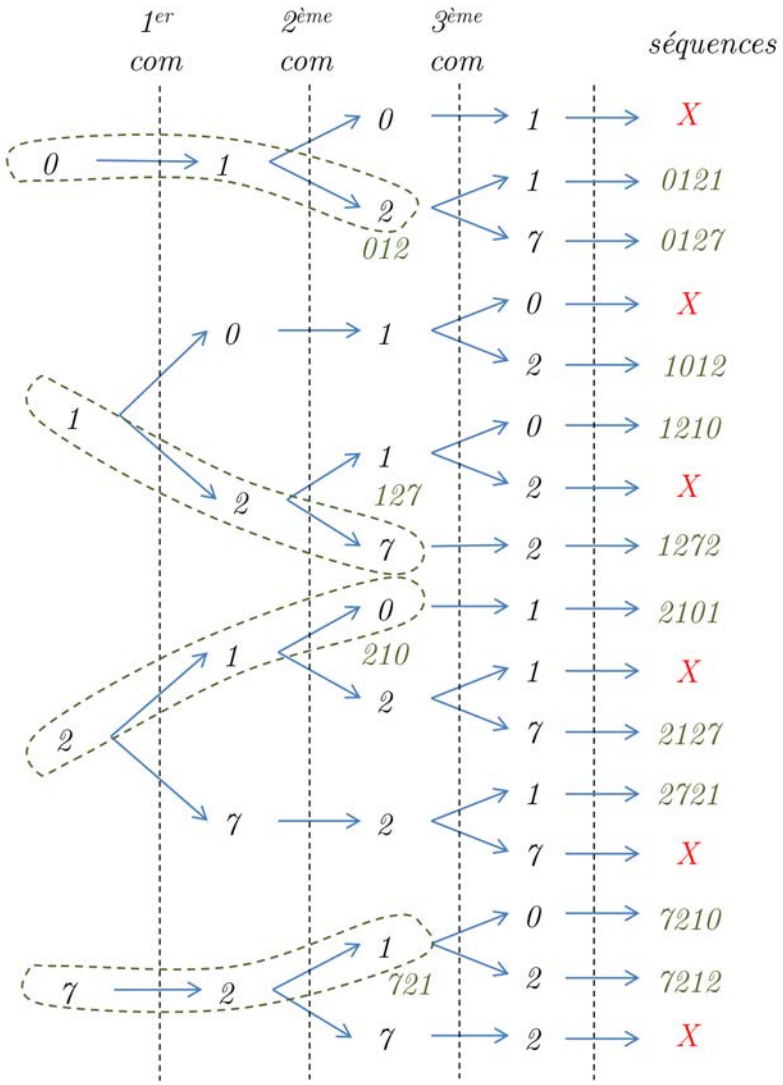

FIGURE 4.6 – Arborescence présentant les différentes séquences respectant les critères définis ci-dessus pour 3 commutations par période de MLI. Les croix rouges sont relatives aux séquences violant au moins une des conditions citées précédemment

Les séquences valables présentées en figure 4.6 se regroupent de la manière suivante :

– les séquences 012 et 721, dites de blocage, ne nécessitent que deux commutations par période de MLI. Elles découlent directement de l'équation (4.21) avec $T_z = T_0$ pour 012 et $T_z = T_7$ pour 721. Ces séquences aboutissent à un blocage d'un des points milieux de l'onduleur au potentiel bas du bus DC pour la séquence 012 et au potentiel haut du bus DC pour la séquence 721. Ainsi si une de ces séquences est utilisée pendant tout le fondamental de la consigne v^*_{tri}, chaque phase sera bloquée à un potentiel pendant le tiers de la période du fondamental. Pour une fréquence de MLI f_{MLI} fixe, la fréquence de commutation moyenne par phase sur le fondamental est donc de $\frac{2}{3} f_{\text{MLI}}$.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

– la séquence 0127 est la séquence de référence en MLI vectorielle. La durée T_z peut être répartie de différentes manières entre T_0 et T_7, en respectant les critères de l'équation (4.21). Une répartition égale de T_z entre les configurations 0 et 7 aboutit à une séquence communément appelée conventionnelle, qui offre les bonnes caractéristiques à un indice de modulation faible ou moyen, [Narayanan et al., 2008][Hava et al., 1999]. Une approche optimale a été développée dans [Basu et al., 2009] et [Casadei et al., 2004] pour calculer la répartition optimale de T_z entre T_0 et T_7 de manière à minimiser les ondulations de courant résultantes, mais le gain apporté n'est que marginal par rapport à la séquence conventionnelle. Pour la séquence 0127, chaque phase commute invariablement une fois par période de MLI, entrainant une fréquence de commutation moyenne par phase sur le fondamental de f_{MLI},
– les séquences 0121, 7212 introduites par [Narayanan et al., 2006] et 1012, 2721 sont des cas particuliers des séquences de blocage pendant lesquelles une des configurations actives est appliquée en deux intervalles distincts, mais de durées égales. Ainsi, si une de ces séquences est utilisée pendant toute la période du fondamental de la consigne v^*_{tri}, chaque phase sera bloquée à un potentiel pendant un tiers de cette période et commutera deux fois par période de MLI pendant un autre tiers. Dans cette optique, la fréquence de commutation moyenne par phase sur le fondamental est de f_{MLI}.

La figure 4.7 reprend le diagramme vectoriel avec les différents vecteurs $\underline{V}_i$ correspondant aux différentes configurations possibles. Elle donne l'expression de chaque séquence décrite précédemment en fonction des secteurs, avec les successions de configurations illustrées par des flèches dont le sens indique le passage d'une configuration à l'autre. Une double flèche sur cette figure correspondra à un allez-et-retour possible entre deux configurations. Dans un souci de lisibilité, une seule séquence par couple est représentée. La séquence complémentaire correspondra à l'inverse du chemin indiqué. Les séquences de blocage utilisant la configuration 0 sont représentées en bleu, celles utilisant la configuration 7 en rouge et la séquence conventionnelle en verte.

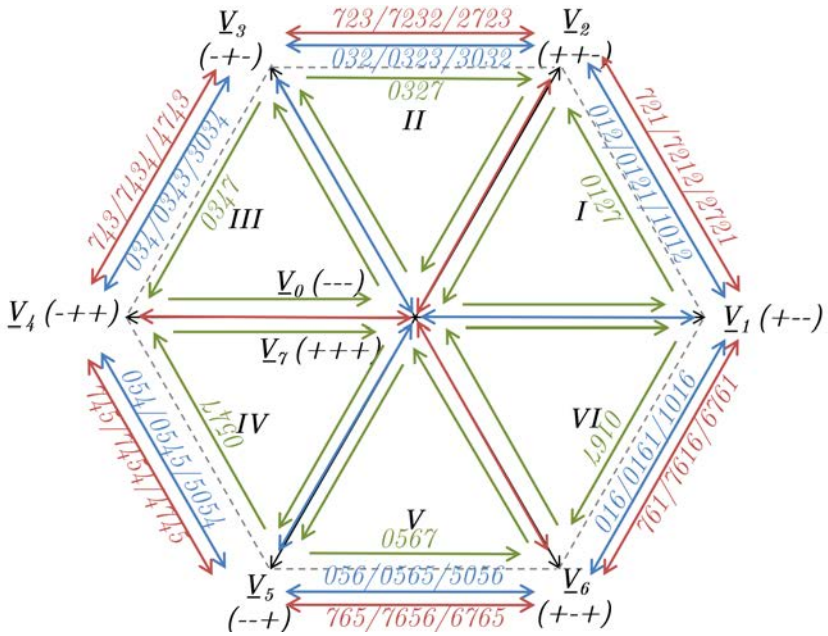

FIGURE 4.7 – Diagramme vectoriel avec les différentes configurations possibles $\underline{V}_i$ et les séquences de MLI valables exprimées comme succession des configurations utilisées.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Le tableau 4.2 liste l'expression des couples de séquences complémentaires pour les différents secteurs.

TABLE 4.2 – L'expression des différents couples de séquences de MLI valables dans les différents secteurs.

	séquence conventionnelle	séquences de blocage à simple commutation	séquences de blocage à doubles commutations
Secteur I	(0127 ; 7210)	(012 ; 210),(721 ; 127)	(1012 ; 2101),(2721 ; 1272) (0121 ; 1210), (7212 ; 2127)
Secteur II	(0327 ; 7230)	(032 ; 230),(723 ; 327)	(3032 ; 2303),(2723 ; 3272) (0323 ; 3230),(7232 ; 2327)
Secteur III	(0347 ; 7430)	(034 ; 430),(743 ; 347)	(3034 ; 4303), (4743 ; 3474) (0343 ; 3430),(7434 ; 4347)
Secteur IV	(0547 ; 7450)	(054 ; 450),(745 ; 547)	(5054 ; 4505),(4745 ; 5474) (0545 ; 5450),(7454 ; 4547)
Secteur V	(0567 ; 7650)	(056 ; 650),(765 ; 567)	(5056 ; 6505),(6765 ; 5676) (0565 ; 5650),(7656 ; 6567)
Secteur VI	(0167 ; 7610)	(016 ; 610),(761 ; 167)	(1016 ; 6101),(6761 ; 1676) (0161 ; 1610),(7616 ; 6167)

4.2.1.2 Les séquences utilisant les configurations actives pour l'application du vecteur nul

Le vecteur nul, précédemment réalisé à partir des configurations 0 et 7 possédant déjà une amplitude nulle, peut aussi être reconstruit à partir de deux configurations actives $\underline{V}_\varrho$ et $\underline{V}_\sigma$ respectant (4.22). Ces configurations sont appliquées pour des durées $T_\varrho = T_\sigma = \frac{T_z}{2}$, aboutissant à une somme volt-seconde nulle. En outre, ces deux vecteurs doivent être choisis de manière à respecter la condition 3 citée précédemment. De ces conditions, une seule séquence peut découler. Celle-ci utilise, pour un vecteur $\underline{v}^*$ se trouvant dans le secteur $i \in \{1,...,6\}$, ses deux configurations adjacentes $\underline{V}_i$ et $\underline{V}_{i+1}$ et les deux configurations adjacentes à ce système $\underline{V}_{i+2}$ et $\underline{V}_{i-1}$. Ce fonctionnement est présenté dans le cas d'un $\underline{v}^*$ dans le secteur I dans la figure 4.8. La séquence résultante est 6123 pour le secteur I. Elle peut être appelée *AZSPWM1* dans la littérature [Liu et al., 2014],[Hava and Un, 2009],[Un and Hava, 2007]. Son expression dans les autres secteurs est donnée dans le tableau 4.3. Au regard de son expression dans le tableau 4.3, on s'aperçoit que chaque phase commute invariablement une fois par période de MLI. Ainsi, la fréquence de commutation moyenne par phase sur le fondamental est de f_{MLI}.

TABLE 4.3 – La séquence 6123 pour les différents secteurs.

Secteur I	Secteur II	Secteur III	Secteur IV	Secteur V	Secteur VI
(6123 ; 3216)	(1234 ; 4321)	(2345 ; 5432)	(3456 ; 6543)	(4561 ; 1654)	(5612 ; 2165)

La séquence 6123 induit des tensions entre-phases bipolaires sur la charge. Dans le cadre de son implémentation directe, la proximité de $\underline{v}^*$ avec une configuration active entraine un passage quasi-instantané d'une des tensions entre-phases de $-V_{DC}$ à V_{DC}, ce qui est problématique si les câbles de liaison à la charge sont longs. Le travail mené dans [Hava and Un, 2011] présente une modification de la durée d'application des configurations dans les cas critiques.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

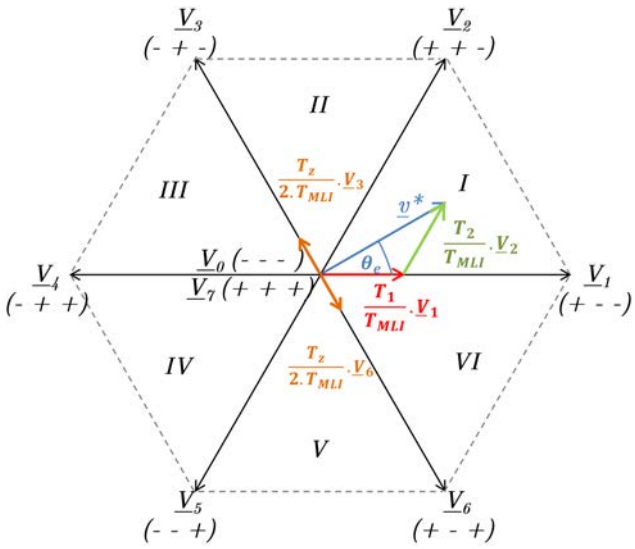

FIGURE 4.8 – Diagramme vectoriel représentant la décomposition de $\underline{v}^*$ par la séquence 6123.

4.2.2 Les séquences n'appliquant pas le vecteur nul

Jusqu'à présent, toutes les séquences ont été définies comme valables si elles respectaient les équations (4.17) et (4.21). Ceci permet la décomposition de $\underline{v}^*$ par ces séquences, quelle que soit l'amplitude du système triphasé de consigne v^*_{tri}, tant que l'indice de modulation reste inférieur à 0.907. Cependant sur un certain domaine d'amplitude de tension, il est possible de reproduire $\underline{v}^*$ en n'utilisant que sa configuration active la plus proche et ses deux configurations actives adjacentes. En respectant la condition 3 énoncée précédemment, seule la séquence 612 est obtenue, présentée dans [Un and Hava, 2007] [Un and Hava, 2009] sous la dénomination de *NSPWM*. Les configurations actives utilisées par cette séquence restent les mêmes pendant $\frac{\pi}{3}$, divisant le diagramme vectoriel en 6 nouveaux secteurs. Ceux-ci, notés i', avec $i' \in \{1', ..., 6'\}$, sont déphasés d'un angle de $\frac{\pi}{6}$ par rapport aux secteurs i conventionnellement utilisés par les séquences vues précédemment. Les deux ensembles de secteurs sont visibles sur la partie droite de la figure 4.9. Dans ces conditions, l'équation volt-seconde à respecter pour effectuer la décomposition est exprimée par l'équation (4.24). Pour obtenir les durées d'application des configurations $T'_{i'-1}$,$T'_{i'}$ et $T'_{i'+1}$ spécifiques à la séquence 612, un raisonnement similaire à celui effectué dans la sous-section 4.1.2 est effectué. Utilisant cette fois l'angle ε' tel que défini dans l'équation (4.23) dans la matrice de rotation $\mathscr{P}(\varepsilon')$, il est possible d'exprimer l'équation (4.24) dans le repère de Park associé à $\underline{V}_{i'}$.

$$\theta_e = \underbrace{\frac{(i'-1)\pi}{3}}_{\varepsilon'} + \theta''_e \tag{4.23}$$

Avec $\theta''_e \in \left[\frac{-\pi}{6} ; \frac{\pi}{6}\right]$.

$$\underline{v}^* T_{MLI} = \underline{V}_{i'-1} T'_{i'-1} + \underline{V}_{i'} T'_{i'} + \underline{V}_{i'+1} T'_{i'+1} \tag{4.24}$$

La résolution de l'équation (4.24) dans ce repère de Park permet l'obtention des durées d'application telles qu'elles sont exprimées dans (4.25). Elles peuvent être trouvées sous une forme similaire dans [Un

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

and Hava, 2007].

$$\begin{aligned} T'_{i'-1} &= \left(1 - \frac{3}{2}\frac{\widehat{V}^*}{V_{DC}} cos\left(\theta''_e\right) - \frac{3}{2\sqrt{3}}\frac{\widehat{V}^*}{V_{DC}} sin\left(\theta''_e\right)\right) T_{MLI} \\ T'_{i'} &= \left(-1 + 3\frac{\widehat{V}^*}{V_{DC}} cos\left(\theta''_e\right)\right) T_{MLI} \\ T'_{i'+1} &= \left(1 + \frac{3}{2\sqrt{3}}\frac{\widehat{V}^*}{V_{DC}}\left(sin\left(\theta''_e\right) - \sqrt{3}cos\left(\theta''_e\right)\right)\right) T_{MLI} \end{aligned} \tag{4.25}$$

La séquence résultante est représentée dans le diagramme vectoriel de la partie gauche de la figure 4.9 pour un $\underline{v}^*$ dans le secteur II'. Le tableau 4.4 présente son expression dans tous les secteurs i'. Par analyse des expressions de la séquence données dans le tableau 4.4, il apparait que chaque phase sera bloquée au potentiel haut du bus DC pendant $\frac{\pi}{3}$, et au potentiel bas du bus DC pendant $\frac{\pi}{3}$. La fréquence de commutation moyenne par phase sur le fondamental qui résulte est de $\frac{2}{3} f_{MLI}$.

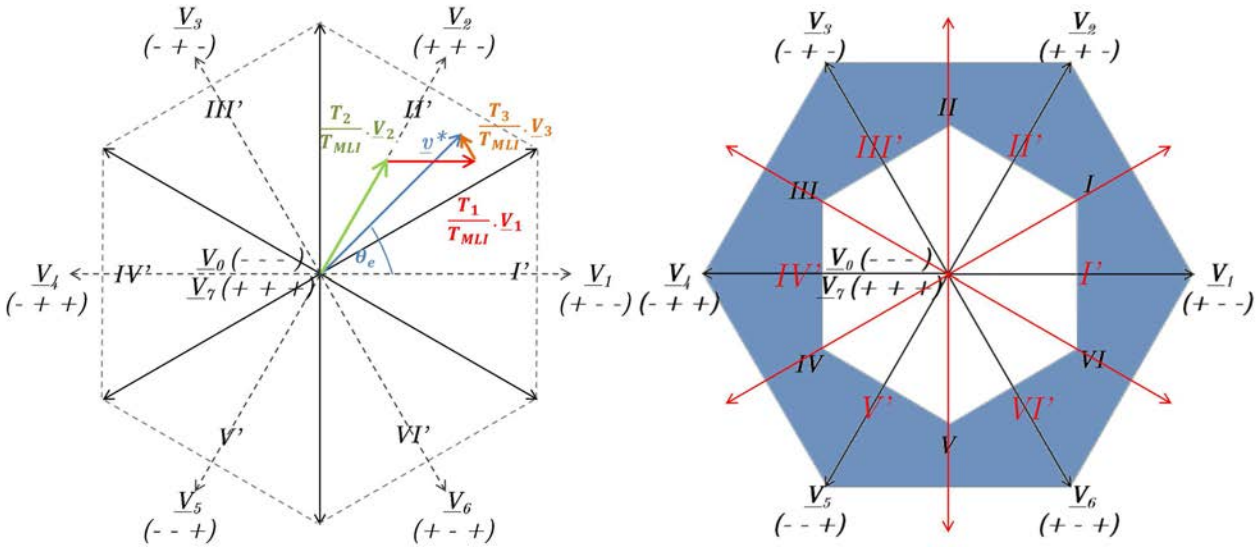

FIGURE 4.9 – A gauche, le diagramme vectoriel représentant la décomposition de $\underline{v}^*$ par la séquence 612, à droite, la zone dans laquelle un $\underline{v}^*$ peut être décomposé grâce à cette séquence.

TABLE 4.4 – La séquence 612 pour les différents secteurs.

Secteur I'	(612 ; 216)
Secteur II'	(123 ; 321)
Secteur III'	(234 ; 432)
Secteur IV'	(345 ; 543)
Secteur V'	(456 ; 654)
Secteur VI'	(561 ; 165)

De manière à avoir une solution valide pour l'équation (4.25) tout en conservant la condition $T'_{i'-1} + T'_i + T'_{i'+1} = T_{MLI}$, l'indice de modulation doit respecter la condition suivante :

$$m \in \left[\frac{\pi}{3\sqrt{3}} ; \frac{\pi}{2\sqrt{3}}\right] \approx m \in [0,604 ; 0,907] \tag{4.26}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

La zone du diagramme vectoriel dans laquelle un $\underline{v}^*$ peut être reconstruit grâce à la séquence *NSPWM* est nommée LR et est indiquée en bleu sur la partie droite de la figure 4.9.

D'autres séquences ont été développées sur le principe vectoriel. Parmi elles, les séquences *AZSPWM2* et *AZSPWM3* fonctionnent de manière analogue à la séquence 6123 en recréant le vecteur nul grâce à deux configurations actives [Hava and Un, 2009] [Hofmann and Zitzelsberger, 2006]. Les séquences RSPWM quant à elles utilisent trois configurations dont les vecteurs sont séparés de $\frac{2\pi}{3}$ dans le diagramme vectoriel [Hava and Un, 2009] [Hofmann and Zitzelsberger, 2006]. Pour toutes ces séquences, leur réalisation viole la condition 3 énoncée précédemment. Elles sont donc source de surtension et de pics de tension de neutre prohibitifs à leur utilisation.

Cette section a donc présenté les neuf séquences de MLI candidates, formant l'ensemble fini de séquences de MLI qui sera, a termes, celui pris en compte par le contrôleur FCS-MPC de la technique de MLI hybride prédictive, comme cela sera présenté en fin de chapitre. La prochaine section donnera les caractéristiques spécifiques aux différentes séquences.

4.3 Caractérisation des différentes séquences de MLI

La section 4.2 a présenté les neuf séquences valables selon certains critères. Celles-ci permettent de reconstruire $\underline{v}^*$ sur une période de MLI en 3 commutations maximum en évitant deux commutations simultanées. Ainsi, en terme de valeur moyenne de tension sur T_{MLI}, toutes ces séquences sont équivalentes en diphasé.

Cependant, comme nous l'avons vu précédemment, elles vont se démarquer par leurs successions de configurations. Ainsi, en instantané, les évolutions temporelles de la tension v_{NM}, de l'erreur de tension diphasée entre $\underline{v}^*$ et la tension issue de la configuration courante, et du nombre de commutations sont spécifiques pour chaque séquence et vont donc permettre de la caractériser. Les critères considérés pour comparer les séquences entre elles seront alors :

- les ondulations de courant de ligne [Hava and Un, 2009][Holtz, 1992] : l'erreur instantanée, entre $\underline{v}^*$ et les composantes diphasées de $v_{tri\mathrm{M}}$ issues de la succession des configurations spécifique à chaque séquence, va être transmise à la charge, et s'y répercuter sous forme d'ondulation de courant. La valeur efficace de ces ondulations servira de premier facteur de comparaison entre les séquences,
- La tension de mode commun : L'évolution de la tension de mode commun v_{CMV} est cette fois liée à celle de la composante homopolaire de $v_{tri\mathrm{M}}$ correspondant à la tension de Neutre de la machine v_{NM}, spécifique à la séquence de MLI utilisée. Elle est source de courants parasites dans les roulements, et peut être adaptée de manière adéquate pour agir sur ce phénomène [Tallam et al., 2010] [Hava and Un, 2009] [Hofmann and Zitzelsberger, 2006] [Chen et al., 1996] [Erdman et al., 1995].
- les pertes par commutation [Hava and Un, 2009][Holtz, 1992] : le nombre de commutations par phase sur une période de MLI variera de 0 à 2 en fonction de la séquence choisie. Cette variabilité associée à la valeur du courant lors de la commutation impacte les pertes par commutation résultantes pendant une période de MLI, qui représenteront le troisième facteur de comparaison entre les séquences,

Avant de pouvoir quantifier les facteurs permettant la comparaison des séquences entre elles, il est nécessaire de fixer leur fréquence de MLI. Celle-ci sera fixée pour que le nombre de commutations moyen sur une période du fondamental de v^*_{tri}, issu de l'utilisation d'une seule séquence, soit constant, quelle que soit la séquence utilisée. Comme les séquences de blocage à simple commutation 012 et 721 ainsi que

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

la séquence 612 aboutissent au blocage d'une phase pendant le tiers de la période du fondamental, leur fréquence de MLI $f_{\mathrm{MLI}b}$ respectera l'équation suivante :

$$f_{\mathrm{MLI}b} = \frac{3}{2} f_{\mathrm{MLI}} \tag{4.27}$$

Avec f_{MLI} utilisée pour la séquence 0127, les séquences de blocage à double commutation et la séquence 6123.

4.3.1 Les ondulations de courant spécifiques aux séquences de MLI

Cette première sous-section va s'atteler à développer un facteur spécifique, que l'on nommera $\Delta \mathrm{I}_{\mathrm{RMS(SEQ},m,\theta_e)}$, représentatif de l'ondulation de courant induite par la séquence quelle qu'elle soit. Il reprend de fait les travaux réalisés dans [Narayanan and Ranganathan, 2005], et les complète avec une prise en compte des séquences 6123 et 612.

Nous l'avons vu précédemment, $\underline{v}^*$ n'est atteint qu'en valeur moyenne sur une période de MLI. Il existe une erreur de tension diphasée instantanée issue de la succession des configurations due à la séquence sur $\mathrm{T_{MLI}}$. Le vecteur $\underline{v}_{err}$ défini dans (4.28) explicite cette erreur dans le diagramme vectoriel sur une période de MLI. En fonction de la configuration χ couramment utilisée, avec $\chi \in \{0,...,7\}$, il prendra la valeur normalisée :

$$\underline{v}_{err\chi} = \frac{\underline{\mathrm{V}}_\chi - \underline{v}^*}{\frac{2}{\pi}\mathrm{V_{DC}}} \tag{4.28}$$

Ce vecteur normalisé est usuellement exprimé dans le repère de Park tournant en synchronisme avec $\underline{v}^*$ et dont l'axe q est aligné à $\underline{v}^*$. La succession des configurations étant propre à la séquence utilisée, $\underline{v}_{err}$ peut être décomposé sur la période de MLI en un enchaînement de valeurs $\underline{v}_{err\chi}$ lui aussi spécifique. En guise d'exemple, la partie gauche de la figure 4.10 présente les différentes valeurs du vecteur $\underline{v}_{err}$ pendant $\mathrm{T_{MLI}}$ quand la séquence 0127 est utilisée et la partie droite donne sa décomposition dans le repère de Park sur cette même période. Notons que les termes d et q du vecteur $\underline{v}_{err}$ ont bien une valeur moyenne nulle sur la période de MLI.

L'intégrale temporelle de $\underline{v}_{err}$ est dénommée vecteur d'ondulation de flux statorique $\underline{\Psi}$. Cette notation, développée dans le cadre d'une machine électrique comme charge, est conservée pour les autres types de systèmes. Dans le cadre d'une charge à caractéristique fortement inductive et à neutre non relié, l'ondulation de courant de charge issue de la caractéristique discrète du convertisseur est entièrement représentée par un vecteur diphasé $\underline{\Delta \mathrm{I}}$ proportionnel à $\underline{\Psi}$. L'expression analytique de la valeur efficace $\Delta \mathrm{I}_{\mathrm{RMS(SEQ},m,\theta_e)}$ de ce vecteur sur $\mathrm{T_{MLI}}$ représentera notre premier facteur de comparaison entre les séquences. Cette expression sera développée, dans un premier temps, dans le Secteur I pour chacune des séquences utilisant le vecteur nul, et dans le secteur I' pour la séquence 612. Nous verrons ensuite comment faire jouer les symétries existantes dans le diagramme vectoriel pour obtenir une expression sur tous les secteurs.

Dans le secteur I, pour toutes les séquences utilisant le vecteur nul, θ_e est compris entre 0 et $\frac{\pi}{3}$. Seules les configurations 0, 1, 2, 7, 6 et 3 peuvent être utilisées pour former les séquences. Pour chacune de ces configurations χ, le vecteur $\underline{v}_{err\chi}$ peut être projeté dans le repère de Park lié à $\underline{v}^*$ avec l'axe q dans le sens

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

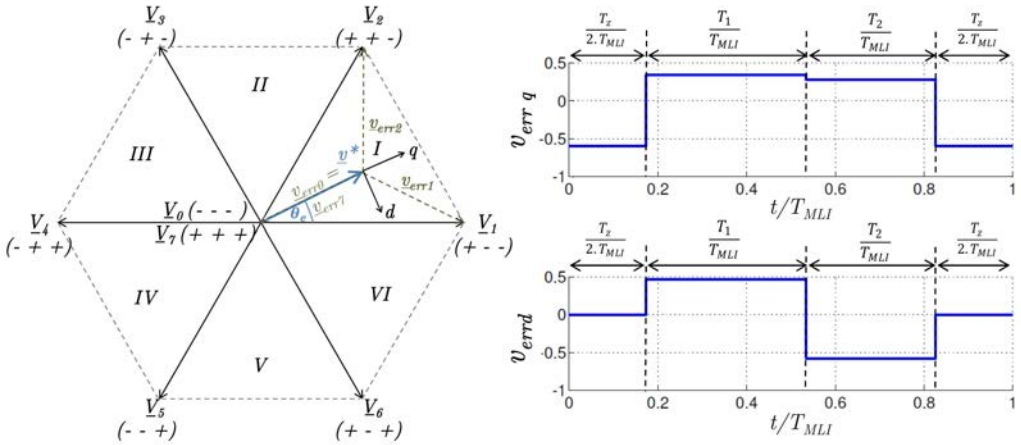

FIGURE 4.10 – A gauche, le diagramme vectoriel avec le vecteur d'erreur de tension $\underline{v}_{err}$ exprimé pour les 4 configurations de la séquence 0127, à droite la décomposition de ce vecteur de tension dans le repère de Park tournant avec $\underline{v}^*$.

du vecteur. Les erreurs en volt-seconde résultantes sont décrites par les équations (4.29).

$$\begin{aligned}
\underline{v}_{err1}\mathrm{T}_1 &= \underbrace{\frac{\pi}{3}sin(\theta_e)\mathrm{T}_1}_{\mathrm{D1}} + j\underbrace{\left[\frac{\pi}{3}cos(\theta_e) - m\right]\mathrm{T}_1}_{\mathrm{Q1}} \\
\underline{v}_{err2}\mathrm{T}_2 &= \underbrace{-\frac{\pi}{3}sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta_e\right)\mathrm{T}_2}_{-\mathrm{D1}} + j\underbrace{\left[\frac{\pi}{3}cos\left(\frac{\pi}{3}-\theta_e\right) - m\right]\mathrm{T}_2}_{\mathrm{Q2}} \\
\underline{v}_{err0}\mathrm{T}_z &= \underline{v}_{err7}\mathrm{T}_z = j\underbrace{(-m\mathrm{T}_z)}_{\mathrm{Q}z} \\
\underline{v}_{err3}\mathrm{T}_z &= \underbrace{-\frac{\pi}{3}sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta_e\right)\mathrm{T}_z}_{-\mathrm{D}_6} + j\underbrace{\left[-\frac{\pi}{3}cos\left(\frac{\pi}{3}+\theta_e\right) - m\right]\mathrm{T}_z}_{\mathrm{Q3}} \\
\underline{v}_{err6}\mathrm{T}_z &= \underbrace{\frac{\pi}{3}sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta_e\right)\mathrm{T}_z}_{\mathrm{D}_6} + j\underbrace{\left[\frac{\pi}{3}cos\left(\frac{\pi}{3}+\theta_e\right) - m\right]\mathrm{T}_z}_{\mathrm{Q6}}
\end{aligned} \tag{4.29}$$

Les durées des configurations T_1, T_2 et T_z se calculent grâce à l'équation (4.21) avec l'angle $\theta'_e = \theta_e$. m est l'indice de modulation.

Dans le secteur I', pour la séquence 612, θ_e est compris entre $-\frac{\pi}{6}$ et $\frac{\pi}{6}$. Dans ce secteur, seules les configurations 6, 1 et 2 peuvent être utilisées dans la séquence. De manière analogue, les équations données dans (4.30) sont obtenues en notation complexe dans le repère de Park associé au vecteur $\underline{v}^*$.

$$\begin{aligned}
\underline{v}_{err1}\mathrm{T}'_1 &= \underbrace{\frac{\pi}{3}sin(\theta_e)\mathrm{T}'_1}_{\mathrm{D1'}} + j\underbrace{\left[\frac{\pi}{3}cos(\theta_e) - m\right]\mathrm{T}'_1}_{\mathrm{Q1'}} \\
\underline{v}_{err2}\mathrm{T}'_2 &= \underbrace{-\frac{\pi}{3}sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta_e\right)\mathrm{T}'_2}_{\mathrm{D2'}} + j\underbrace{\left[\frac{\pi}{3}cos\left(\frac{\pi}{3}-\theta_e\right) - m\right]\mathrm{T}'_2}_{\mathrm{Q2'}} \\
\underline{v}_{err6}\mathrm{T}'_6 &= \underbrace{\frac{\pi}{3}sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta_e\right)\mathrm{T}'_6}_{\mathrm{D}'_6} + j\underbrace{\left[\frac{\pi}{3}cos\left(\frac{\pi}{3}+\theta_e\right) - m\right]\mathrm{T}'_6}_{\mathrm{Q6'}}
\end{aligned} \tag{4.30}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Les durées des configurations T'_1, T'_2 et T'_6 se calculent grâce à l'équation (4.25) avec l'angle $\theta''_e = \theta_e$ dans ce secteur.

Les évolutions temporelles du vecteur d'erreur de tension et du vecteur d'ondulation de flux pendant une période de MLI selon les axes d et q peuvent être exprimées en fonction des grandeurs Q_1, Q_2, Q_z, Q_3, Q_6, D_1 et D_6 définies dans l'équation (4.29) pour les séquences utilisant le vecteur nul. Pour la séquence 621, ces évolutions peuvent s'exprimer en fonction des grandeurs Q'_1, D'_1, Q'_2, D'_2, Q'_6 et D'_6 définies dans l'équation (4.30). Plus exactement, entre les commutations sur une période de MLI et pour la séquence SEQ, les fonctions $v_{errd(\mathrm{SEQ})}(t)$ et $v_{errq(\mathrm{SEQ})}(t)$ vont prendre respectivement les valeurs discrètes $\frac{D_\chi}{T_\chi}$ et $\frac{Q_\chi}{T_\chi}$ avec χ la configuration courante. Prenant cela en considération, leurs intégrales temporelles, à savoir les fonctions $\Psi_{d(\mathrm{SEQ})}(t)$ et $\Psi_{q(\mathrm{SEQ})}(t)$, seront affines par morceaux, et s'exprimeront sous les formes générales suivantes :

$$\begin{aligned} \Psi_{d(\mathrm{SEQ})}(t) &= f_{d(\mathrm{SEQ})}(t, D_1, D_6, D'_1, D'_2, D'_6) \\ \Psi_{q(\mathrm{SEQ})}(t) &= f_{q(\mathrm{SEQ})}(t, Q_1, Q_6, Q_z, Q_3, Q_6, Q'_1, Q'_2, Q'_6) \end{aligned} \tag{4.31}$$

Les expressions précises de $f_{d(\mathrm{SEQ})}$ et de $f_{q(\mathrm{SEQ})}$ dépendent de la séquence employée, mais aussi des D_χ et Q_χ qui varient en fonction du point de fonctionnement selon (4.29) et (4.30). Elles sont données sous forme graphique sur une période de MLI pour les différentes séquences dans la figure 4.11 communément avec les fonctions $v_{errd(\mathrm{SEQ})}(t)$ et $v_{errq(\mathrm{SEQ})}(t)$. Le point de fonctionnement a été choisi à $m = 0,77$ pour une phase $\theta_e = 15^o$. Sur cette figure, les valeurs exactes non nulles de $\Psi_{d(\mathrm{SEQ})}(t)$ et $\Psi_{q(\mathrm{SEQ})}(t)$ sont inscrites en vert pour les instants de commutation.

La valeur efficace $\Delta I_{\mathrm{RMS}(\mathrm{SEQ},m,\theta_e)}$ se calcule à partir des expressions temporelles de $\underline{\Psi}$ sur une période de MLI dans le repère de Park associé à $\underline{v}^*$ grâce à l'expression suivante :

$$\Delta I_{\mathrm{RMS}(\mathrm{SEQ},m,\theta_e)} = \frac{2V_{DC}}{\pi L}\sqrt{\frac{1}{T_{MLI}}\left[\int_0^{T_{MLI}} \Psi_{q(\mathrm{SEQ})}(t)^2 dt + \int_0^{T_{MLI}} \Psi_{d(\mathrm{SEQ})}(t)^2 dt\right]} \tag{4.32}$$

Avec L l'inductance par phase de la charge équilibrée connectée à l'onduleur trois bras deux niveaux.

En intégrant dans l'équation (4.32) les expressions affines par morceaux de $\Psi_{d(\mathrm{SEQ})}(t)$ et $\Psi_{q(\mathrm{SEQ})}(t)$ représentées dans la figure 4.11, il est possible d'obtenir pour chaque séquence utilisant le vecteur nul l'expression de $\Delta I_{\mathrm{RMS}(\mathrm{SEQ},\grave{u},\theta_e)}$ en fonction des valeurs Q_1, Q_2, Q_z, Q_3, Q_6, D_1, D_6, et pour la séquence 612 l'expression de $\Delta I_{\mathrm{RMS}(\mathrm{SEQ},m,\theta_e)}$ en fonction de Q'_1, D'_1, Q'_2, D'_2, Q'_6 et D'_6. En remplaçant ces produits volt-seconde par leurs expressions tirées de (4.29) et (4.30) et en utilisant les équations (4.21) et (4.25) pour les durées de commutation, on obtient une formule générale suivante pour $\Delta I_{\mathrm{RMS}(\mathrm{SEQ},m,\theta_e)}$, qui dépend de l'indice de modulation m et de l'angle θ_e :

$$\Delta I_{\mathrm{RMS}(\mathrm{SEQ},m,\theta_e)} = \frac{2V_{DC}T_{MLI}}{\pi L}\sqrt{c_{0(\mathrm{SEQ},\theta_e)}\pi^2 + c_{1(\mathrm{SEQ},\theta_e)}\pi.m + c_{2(\mathrm{SEQ},\theta_e)}m^2 + c_{3(\mathrm{SEQ},\theta_e)}\frac{m^3}{\pi} + c_{4(\mathrm{SEQ},\theta_e)}\frac{m^4}{\pi^2}} \tag{4.33}$$

Les coefficients $c_{0(\mathrm{SEQ},\theta_e)}$, $c_{1(\mathrm{SEQ},\theta_e)}$, $c_{2(\mathrm{SEQ},\theta_e)}$, $c_{3(\mathrm{SEQ},\theta_e)}$ et $c_{4(\mathrm{SEQ},\theta_e)}$ sont dépendants de la séquence choisie et de la phase θ_e de $\underline{v}^*$. Ils sont donnés pour les différentes séquences dans le tableau 4.5. La période de MLI T_{MLI} exprimée dans cette équation est celle des séquences de MLI sans blocage. Le rapport de $\frac{2}{3}$ liant cette période à la période de MLI des séquences de blocage T_{MLIb} est directement inclus dans les coefficients $c_{(\mathrm{SEQ},\theta_e)}$.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

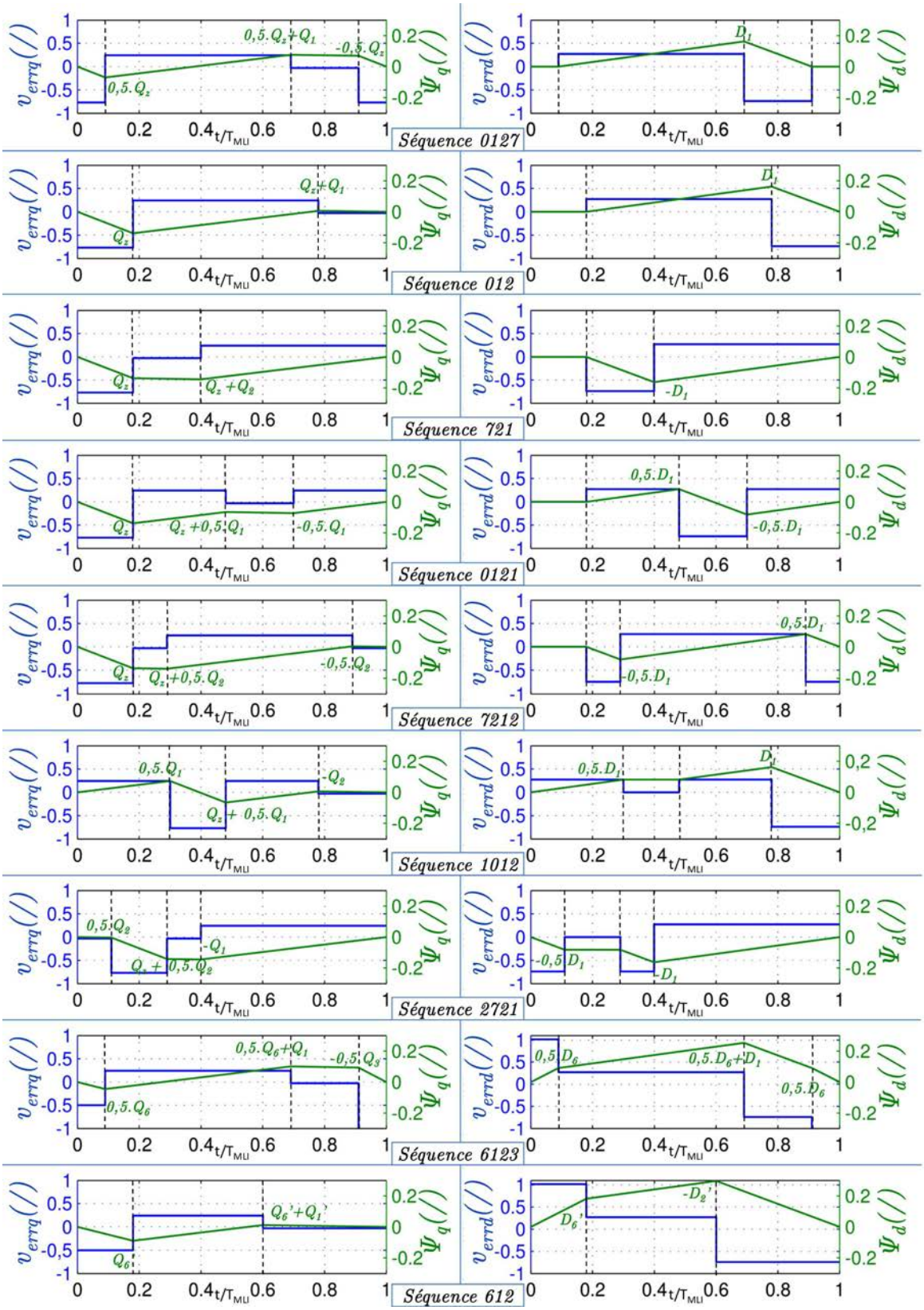

FIGURE 4.11 – Evolution temporelle des vecteurs $\underline{v_{err}}$ en bleu et $\underline{\Psi}$ en vert exprimés dans le repère de Park associé au vecteur $\underline{v}^*$ pendant une période de MLI.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

TABLE 4.5 – Expressions des coefficients $c_{(\mathrm{SEQ},\theta_e)}$.

$a = cos(\theta_e)$ et $b = sin(\theta_e)$					
SEQ	$c_{0(\mathrm{SEQ},\theta_e)}$	$c_{1(\mathrm{SEQ},\theta_e)}$	$c_{2(\mathrm{SEQ},\theta_e)}$	$c_{3(\mathrm{SEQ},\theta_e)}$	$c_{4(\mathrm{SEQ},\theta_e)}$
0127	0	0	$\frac{1}{12}$	$\frac{2\sqrt{3}}{9}a^2b - \frac{2\sqrt{3}}{9}b - \frac{1}{2}a$	$a^2 - 2a^4 - 2\sqrt{3}ab + 2\sqrt{3}a^3b + \frac{7}{4}$
012	0	0	$\frac{4}{27}$	$-\frac{4}{81}\left[18a^3 - 2\sqrt{3}ba^2 + 11\sqrt{3}b\right]$	$\frac{4}{81}\left[36a^4 + 36\sqrt{3}ba^3 - 45a^2 - 9\sqrt{3}ba + 36\right]$
721	0	0	$\frac{4}{27}$	$c_{3(012,\frac{\pi}{3}-\theta_e)}$	$c_{4(012,\frac{\pi}{3}-\theta_e)}$
0121	0	0	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{36}\left[18a^3 - 2\sqrt{3}ba^2 + 54a + 29\sqrt{3}b\right]$	$\frac{1}{36}\left[36a^4 + 36\sqrt{3}ba^3 + 9a^2 + 45\sqrt{3}ba + 63\right]$
7212	0	0	$\frac{1}{3}$	$c_{3(0121,\frac{\pi}{3}-\theta_e)}$	$c_{4(0121,\frac{\pi}{3}-\theta_e)}$
1012	0	0	$-\frac{1}{36}\left[12a^2 - 15\right]$	$-\frac{1}{36}\left[-18a^3 - 38\sqrt{3}ba^2 + 36a + 47\sqrt{3}b\right]$	$\frac{1}{36}\left[36a^4 + 36\sqrt{3}ba^3 - 153a^2 - 9\sqrt{3}ba + 144\right]$
2721	0	0	$c_{2(1012,\frac{\pi}{3}-\theta_e)}$	$c_{3(1012,\frac{\pi}{3}-\theta_e)}$	$c_{4(1012,\frac{\pi}{3}-\theta_e)}$
6123	$\frac{1}{108}$	0	$\frac{1}{108}\left[18a^2 + 18\sqrt{3}ab - 36\right]$	$-\frac{1}{6}\left[4\sqrt{3}a^2b - \sqrt{3}b\right]$	$-\frac{1}{108}\left[216a^4 - 108a^2 + 216\sqrt{3}ab - 216\sqrt{3}a^3b - 189\right]$
612	$-\frac{2}{243}$	$\frac{4}{27}.a$	$-\frac{1}{243}\left[144a^2 - 18\right]$	$-\frac{1}{243}\left[432a - 432a^3\right]$	$\frac{1}{243}\left[1080a^2 - 864a^4 + 108\right]$

La formule 4.33 permet de calculer pour toutes les séquences considérées la valeur efficace des ondulations de courant dans le secteur I pour les séquences utilisant le vecteur nul et dans le secteur I' pour la séquence 612, pour un θ_e donc compris respectivement dans $\left[0\ ;\ \frac{\pi}{3}\right]$ et dans $\left[\frac{-\pi}{6}\ ;\ \frac{\pi}{6}\right]$. Cependant, du fait de la symétrie entre les secteurs, il est possible d'utiliser cette formule pour les autres secteurs. Effectivement pour une séquence utilisant le vecteur nul donnée, la valeur efficace de l'ondulation de courant dans un secteur i est symétrique à la valeur efficace de l'ondulation de courant dans le secteur précédent $i-1$ et suivant $i+1$ par rapport aux configurations séparant respectivement $i|i+1$ et $i-1|i$. Ainsi l'ondulation de courant s'obtient pour chaque secteur i impair en utilisant l'angle θ'_e défini par (4.18) dans l'équation (4.33), aboutissant à $\Delta \mathrm{I}_{\mathrm{RMS}(\mathrm{SEQ},m,\theta'_e)}$ et pour chaque secteur i pair en utilisant l'angle $\frac{\pi}{3}-\theta'_e$ avec θ'_e défini par (4.18) dans l'équation (4.33), aboutissant à $\Delta \mathrm{I}_{\mathrm{RMS}(\mathrm{SEQ},m,\frac{\pi}{3}-\theta'_e)}$. Le même raisonnement s'applique avec la séquence 612 pour les secteurs i'. Cette fois, l'angle utilisé est θ''_e défini dans (4.23).

Ainsi, la formule définie dans (4.33) permet le calcul de la valeur efficace de l'ondulation de courant, quelle que soit la séquence et dans tous les secteurs i et i'.

La figure 4.12 présente les valeurs efficaces des ondulations de courant issues de l'utilisation des différentes séquences pour une consigne de tension v^*_{tri} dont les composantes diphasées sont exprimées par $\underline{v}^*$ parcourant le secteur I. Il est admis que la fréquence de cette consigne de tension est suffisamment faible par rapport à la fréquence de MLI f_{MLI}. Cette figure présente les résultats obtenus pour trois indices de modulation m différents. L'inductance de charge est fixée à $\mathrm{L} = 9,15.10^{-3}$ H. La tension du bus DC est de $\mathrm{V_{DC}} = 600$ V et la fréquence f_{MLI} est de 6 kHz.

Comme précisé dans l'équation (4.26), la séquence 612 n'est réalisable que dans une certaine bande d'indice de modulation. Ainsi, pour $m = 0,4$, il est impossible de l'utiliser, ce qui explique son absence dans

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

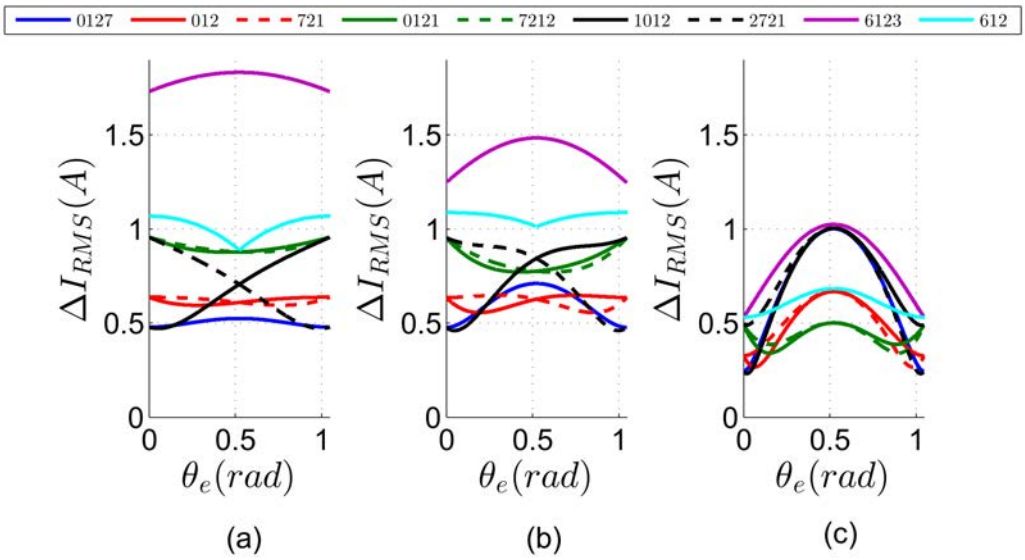

FIGURE 4.12 – Évolution de la valeur efficace de l'ondulation de courant pour toutes les séquences possibles et pour un $\underline{v}^*$ parcourant le secteur I et dont l'indice de modulation est (a) $m = 0,4$, (b) $m = 0,65$ et (c) $m = 0,9$.

la partie gauche de la figure 4.12. Du reste, cette figure montre bien que la valeur efficace minimum d'ondulation de courant est offerte par différentes séquences en fonction de l'indice de modulation et de la phase de $\underline{v}^*$. Elle met en lumière l'intérêt d'une sélection ciblée de la séquence à utiliser dans une MLI vectorielle dépendamment du point de fonctionnement. Seules les séquences 6123 et 612 offrent des ondulations de courant toujours supérieures à au moins une autre séquence, quel que soit le point de fonctionnement considéré. Ainsi, au regard de l'ondulation de courant seule, elles ne seraient jamais privilégiées.

4.3.2 La tension de mode commun propre aux séquences de MLI

Par rapport aux ondulations de courant spécifiques à la séquence de MLI, qui sont relatives aux composantes diphasées de $v_{tri\mathrm{M}}$, l'évolution de la tension de mode commun v_{CMV} peut elle être associée à la tension homopolaire de ce système de tension, à savoir v_{NM}. Elle se définit selon [Un and Hava, 2009] comme la tension entre le neutre de la charge et la terre, notée 0. La figure 4.13 présente le montage complet dans le cas d'une alimentation du bus DC par un redresseur à diodes double alternance connecté au réseau 230 V/50 Hz dont le Neutre est relié à la terre. La structure du stator de la MSAP est, elle aussi, branchée à la terre. La tension entre le potentiel bas du bus DC et la terre, celle entre le point de neutre de la charge et le potentiel bas du bus DC et la tension de mode commun y sont représentés par les vecteurs $\mathrm{V_{M0}}$, v_{NM} et v_{CMV}.

Dans le cadre du montage présenté dans la figure 4.13, l'utilisation du redresseur double alternance entraine une tension $\mathrm{V_{M0}}$ égale à $-\frac{\mathrm{V_{DC}}}{2}$. Dans ces conditions, la formule permettant de définir v_{CMV} est la suivante :

$$v_{\mathrm{CMV}} = v_{\mathrm{NM}} + \mathrm{VM0} = v_{\mathrm{NM}} - \frac{\mathrm{V_{DC}}}{2} \tag{4.34}$$

Avec v_{NM} défini par l'équation (4.3) pour les 8 configurations.

Dans le cadre d'une charge possédant un neutre non relié, il a été prouvé dans la littérature que cette

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

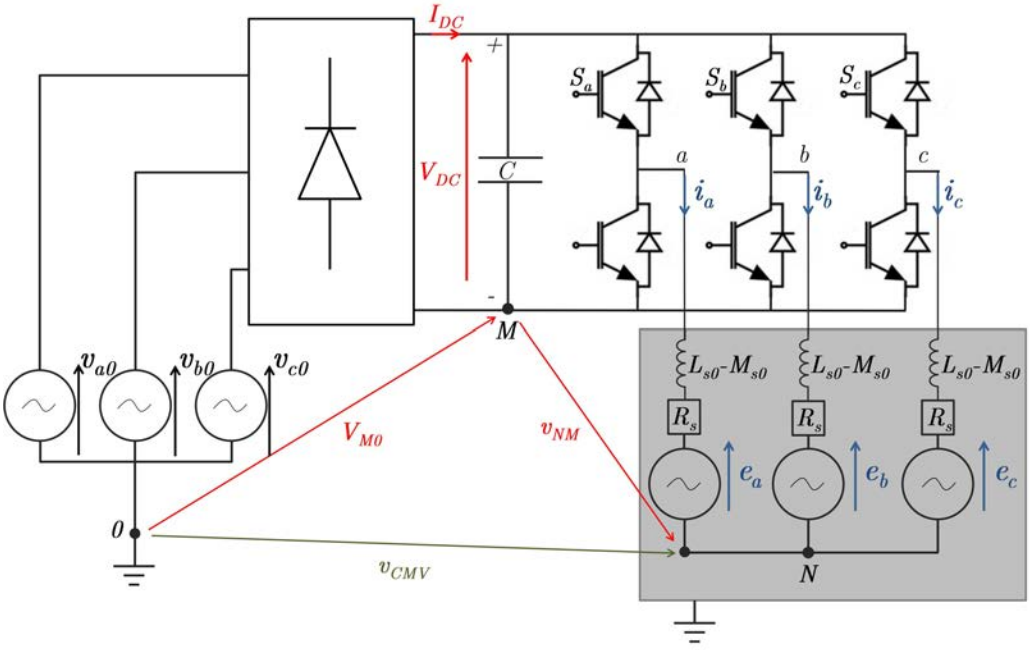

FIGURE 4.13 – Schéma d'une alimentation conventionnelle d'un ensemble convertisseur/MSAP par un redresseur double alternance.

tension entraine des courants de mode commun pouvant aboutir à une usure précoce du système, et entre autres des roulements dans le cadre des machines tournantes. Effectivement, elle entraine par pont capacitif la présence d'une tension v_{r0} entre le rotor et la terre. La structure du stator étant reliée à la terre, cette tension est à l'origine de deux courants traversant les enroulements. Le premier est directement proportionnel au $\frac{dv_{\text{CMV}}}{dt}$ et le deuxième, selon [Chen et al., 1996][Hofmann and Zitzelsberger, 2006], a lieu de manière aléatoire à moyenne et haute vitesse et est dû à la perte de conductivité momentanée du roulement. Ce courant est appelé courant EDM (de l'anglais Electric Discharged Machining) et est proportionnel à l'amplitude de la tension v_{CMV}, notée $\widehat{\text{V}}_{\text{CMV}}$. En outre, cette tension peut occasionner des bruits CEM importants.

Les séquences ont été développées en imposant une seule commutation par changement de configuration. En intégrant les niveaux de tension du tableau 4.1 dans l'équation (4.34), ceci aboutit obligatoirement à une transition en tension de $+/-\frac{\text{V}_{\text{DC}}}{3}$. Ainsi, quelle que soit la séquence sélectionnée parmi celles valides, la composante du courant dépendant de $\frac{dv_{\text{CMV}}}{dt}$ ne sera pas impactée. Ce courant de fuite ne sera donc pas considéré dans cette étude comme un critère de sélection.

En revanche, le tableau 4.6 présente le v_{CMV} résultant de l'utilisation des différentes configurations. Il souligne bien que l'utilisation d'une des deux configurations 0 et 7, permettant l'imposition d'un système de tension triphasé nul sur la charge, aboutit à un v_{CMV} plus important que les autres configurations.

TABLE 4.6 – $v_{\text{CMV(SEQ)}}$ issu de l'utilisation des différentes configurations.

	0	1	2	3	4	5	6	7
v_{CMV} selon (4.34)	$-\frac{\text{V}_{\text{DC}}}{2}$	$-\frac{\text{V}_{\text{DC}}}{6}$	$\frac{\text{V}_{\text{DC}}}{6}$	$-\frac{\text{V}_{\text{DC}}}{6}$	$\frac{\text{V}_{\text{DC}}}{6}$	$-\frac{\text{V}_{\text{DC}}}{6}$	$\frac{\text{V}_{\text{DC}}}{6}$	$\frac{\text{V}_{\text{DC}}}{2}$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Ainsi en évitant d'utiliser les configurations 0 et 7 dans les séquences, donc en utilisant les séquences 6123 ou 612, on réduit de manière efficace la valeur maximale de v_{CMV} à $\frac{V_{DC}}{6}$. Pour comparer les séquences entre elles au regard de la tension de mode commun, la valeur maximale de v_{CMV} atteinte lors de l'utilisation de chaque séquence notée $\widehat{V}_{CMV(SEQ)}$ va être utilisée. Ce paramètre prendra la valeur $\frac{V_{DC}}{2}$ pour les séquences 0127, 012, 721, 0121, 7212, 1012 et 2721, et la valeur $\frac{V_{DC}}{6}$ pour les séquences 6123 et 612, qui seront donc privilégiées vis-à-vis de ce critère.

4.3.3 Les pertes par commutation spécifiques aux séquences de MLI

Les pertes électriques propres à l'onduleur peuvent être principalement catégorisées en deux familles : les pertes par conduction et les pertes par commutation. Les premières relèvent de la non-idéalité de l'interrupteur à l'état passant, résultant en une chute de tension occasionnant des pertes par conduction. Celles-ci sont liées au courant instantané, et pour une charge donnée dans le cadre de la MLI vectorielle, la seule manière de les réduire est de minimiser les ondulations de courant par une sélection appropriée des séquences de MLI. Cette action renvoie plus à la réduction des ondulations de courant.

Les pertes par commutation, quant à elles, sont liées à l'aspect discret d'un onduleur, avec 8 configurations différentes, dont les niveaux de tension sont donnés dans le tableau 4.1. Pour passer d'une configuration à une autre, au moins un des bras de pont doit changer d'état, ce qui aboutit au passage de son point milieu d'un des potentiels du bus DC à l'autre. Ce changement d'état de la cellule de commutation, représenté dans la figure 4.14 pour les deux sens de courant, occasionne des pertes énergétiques. La tension entre le collecteur et l'émetteur des différents IGBTs y est nommée v_{ce}. Comme le présente cette figure, pour un sens de courant donné, ce phénomène concerne un transistor et une diode.

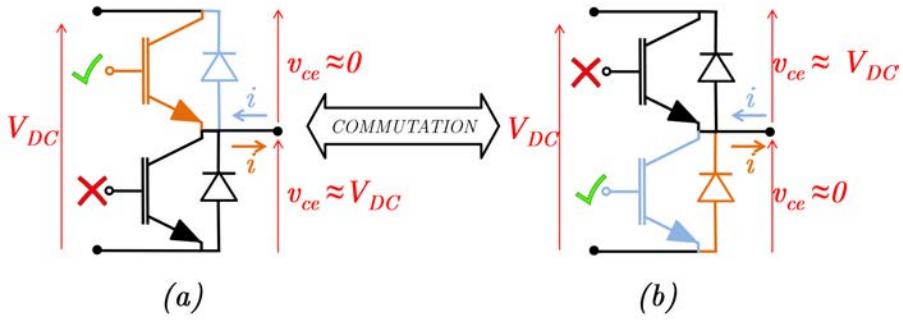

FIGURE 4.14 – Phénomène de commutation pour les deux sens du courant avec le bras connecté en (a) au potentiel positif du bus DC et en (b) au potentiel négatif du bus DC.

Comme le montre la figure 4.14, pour un courant donné, l'ouverture de l'IGBT dans lequel passe initialement le courant va entrainer la mise en conduction naturelle de la diode antiparallèle du deuxième interrupteur de ce même bras. La répartition de la tension V_{DC} sur ces deux interrupteurs se verra ainsi modifiée en fonction de leurs états respectifs. Le courant quant à lui reste le même dans la charge, et passe donc graduellement de l'IGBT à la diode. Le phénomène inverse se produit lors de la fermeture de l'IGBT qui entraine le blocage naturel de la diode antiparallèle de l'autre interrupteur, dans laquelle passe initialement le courant. Les modules IGBT/diode utilisés ici en interrupteur n'étant pas idéaux, ces commutations ne sont pas instantanées. Pour les IGBTs, la commutation est dite dure, et entraine la présence simultanée d'une tension et d'un courant aussi bien à l'ouverture qu'à la fermeture. Les évolutions de la tension

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

v_{ce} et du courant i_c dans l'IGBT passant lors d'une commutation sont présentées dans la figure 4.15 pour les deux changements d'état possibles d'une cellule de commutation. Ces courbes sont tirées de la fiche technique du module IGBT CM300DX-24S constitutif de l'onduleur trois bras deux niveaux utilisé en expérimental dans le prochain chapitre. Sur la durée que prend la commutation, cela entraine donc une perte énergétique.

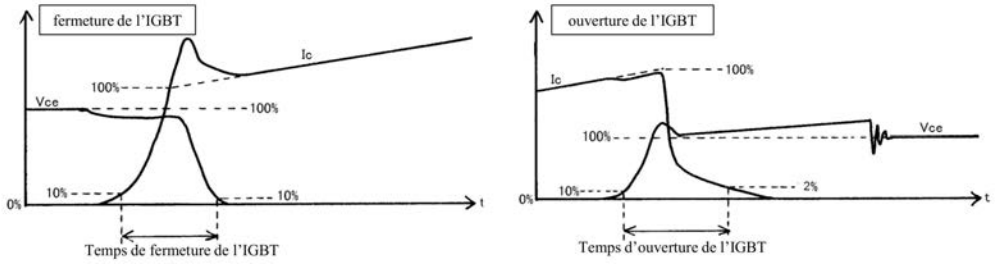

FIGURE 4.15 – Evolutions des tension v_{ce} et courant i_c à gauche lors d'une fermeture d'un IGBT et à droite lors d'une ouverture d'un IGBT.

La commutation d'une diode est, quant à elle, théoriquement douce. Ainsi la mise en conduction n'entraine pas de pertes significatives. Cependant un blocage forcé rapide entraine une phase de recouvrement inverse pendant laquelle un courant négatif circule dans la diode déjà soumise à une tension inverse. Ce phénomène entraine une perte énergétique.

Ainsi, la commutation d'un bras d'onduleur entraine des pertes dues à l'ouverture et à la fermeture d'un IGBT et le cas échéant au blocage rapide d'une diode antiparallèle. Ces pertes sont appelées pertes par commutation. Une étude simplifiée présentant ce phénomène sur une cellule de commutation a été menée dans [BERNOT, 2015].

La modélisation précise de ces pertes a été un sujet important pour de nombreux articles scientifiques. Une approche a été proposée par [Hava et al., 1999] et considère la commutation des IGBTs à l'ouverture et à la fermeture. Lors d'une commutation, dans ce modèle le changement du niveau de tension v_{ce} est considéré comme instantané, et le courant i_c va décroitre ou croitre de manière linéaire respectivement pour une durée t_{off} ou t_{on} disponibles dans les fiches techniques des IGBT. Deux formules analytiques décrivant l'énergie perdue lors d'une commutation sont donc obtenues :

$$\begin{aligned} \mathrm{E}_{on} &= \frac{t_{on}}{2} i_c \mathrm{V}_{\mathrm{DC}} \\ \mathrm{E}_{off} &= \frac{t_{off}}{2} i_c \mathrm{V}_{\mathrm{DC}} \end{aligned} \tag{4.35}$$

Si l'équation (4.35) permet de quantifier dans une certaine mesure la perte énergétique, elle ne considère pas les pertes occasionnées par le blocage rapide d'une diode. En outre, comme le montre la figure 4.15, l'évolution du courant et de la tension est loin d'être affine.

Tout en restant sur un modèle linéaire, le modèle exprimé dans l'équation (4.35) peut être modifié et complété pour aboutir à des résultats plus précis. Effectivement dans les fiches techniques de module IGBT/diode, les pertes énergétiques dues à la commutation sont données pour l'IGBT et pour la diode dans certaines conditions de test. En fonction de ces informations, [Bierhoff and Fuchs, 2004] proposent le mo-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

dèle exprimé dans l'équation (4.36) :

$$\begin{aligned} \mathrm{E}_{on} &= \frac{1}{2}\frac{2\mathrm{E}_{ontest}}{\underbrace{\mathrm{V}_{\mathrm{DC}test}\mathrm{I}_{\mathrm{C}test}}_{t'_{on}}} i_c \mathrm{V}_{\mathrm{DC}} \\ \mathrm{E}_{off} &= \frac{1}{2}\frac{2\mathrm{E}_{offtest}}{\underbrace{\mathrm{V}_{\mathrm{DC}test}\mathrm{I}_{\mathrm{C}test}}_{t'_{off}}} i_c \mathrm{V}_{\mathrm{DC}} \\ \mathrm{E}_{rec} &= \frac{1}{2}\frac{2\mathrm{E}_{rectest}}{\underbrace{\mathrm{V}_{\mathrm{DC}test}\mathrm{I}_{\mathrm{C}test}}_{t'_{rec}}} i_c \mathrm{V}_{\mathrm{DC}} \end{aligned} \tag{4.36}$$

Avec E_{ontest}, $\mathrm{E}_{offtest}$ et $\mathrm{E}_{rectest}$ les pertes énergétiques fournies par les fiches techniques, $\mathrm{V}_{\mathrm{DC}test}$ et $\mathrm{I}_{\mathrm{C}test}$ les tension DC et courant de test correspondants et t'_{on}, t'_{off} et t'_{rec} les temps de commutation équivalents.

Si le modèle proposé dans (4.36) possède une structure similaire à (4.35), il introduit, dans un premier temps, les pertes par commutation de la diode. De plus, l'emploi de temps de commutation équivalents, calculés directement par rapport aux données de test sur le module, donne des résultats plus représentatifs de la réalité.

D'autres travaux visent à améliorer encore la précision obtenue. Par exemple [Das et al., 2014b] définissent les pertes énergétiques des IGBTs lors d'une commutation comme un polynôme d'ordre 2 par rapport au courant. Cependant, le focus de notre étude n'étant pas de quantifier précisément les pertes, mais de comparer différentes séquences de MLI entre elles, le modèle exprimé dans (4.36) est largement suffisant.

Sur une période de MLI, chacune des séquences précédemment définies implique une succession précise de configurations, et ainsi un enchaînement spécifique de commutation dans les phases de l'onduleur trois bras deux niveaux. Les séquences de blocage empêchent toute commutation sur une des trois phases, aboutissant à sa connexion sur un des potentiels du bus DC pendant tout $\mathrm{T}_{\mathrm{MLI}}$. Parmi elles, les séquences 0121, 7212, 1012 et 2721 entrainent une double commutation d'une autre phase pendant $\mathrm{T}_{\mathrm{MLI}}$. Le tableau 4.7 présente le nombre de commutations par phase pour les 9 séquences considérées pour un $\underline{v}^*$ se trouvant simultanément dans les secteurs I et I'. Il est important de rappeler que, si le nombre total de commutations pour les séquences 012, 721 et 612 n'est que 2 sur une période de MLI, leur fréquence $f_{\mathrm{MLI}b}$ plus élevée équilibre le nombre de commutations en valeur moyenne sur le fondamental.

TABLE 4.7 – Nombre de commutations par phase pour les différentes séquences pour un $\underline{v}^*$ se situant simultanément dans le secteur I et I'.

	0127	012	721	0121	7212	1012	2721	6123	612
phase a	1	1	0	1	0	2	0	1	0
phase b	1	1	1	2	2	1	1	1	1
phase c	1	0	1	0	1	0	2	1	1

La tension V_{DC} vue par un IGBT ou une diode est commune pour toutes les phases, mais les courants traversant les composants sont différents. Ainsi, selon les équations (4.36), la somme de ces pertes sur une période de MLI, et donc la puissance de perte par commutation moyenne sur cette même période, sera

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

spécifique à la séquence. De manière à comparer les séquences entre elles, la puissance de pertes par commutation moyenne liée à l'utilisation d'un couple de séquences complémentaires sur deux périodes de MLI successives sera définie comme facteur $P_{MOY(SEQ,i_{tri})}$. Elle dépendra des trois courants dans la charge.

Les séquences 0127 et 6123 aboutissent toutes deux à une commutation sur chaque phase sur T_{MLI}. La formule définissant $P_{MOY(SEQ,i_{tri})}$ pour ces séquences sera donc la suivante :

$$P_{MOY(SEQ,i_{tri})} = \frac{1}{4T_{MLI}}(t'_{on} + t'_{off} + t'_{rec})V_{DC}.(|i_a| + |i_b| + |i_c|) \tag{4.37}$$

Avec SEQ ∈ {0127, 6123} et i_ρ la valeur du courant dans la phase ρ ∈ {a, b, c}.

Les séquences 012,721 et 612 possèdent une période plus faible que les autres T_{MLIb}, définie grâce à (4.27). Cependant comme elles entrainent le blocage de chaque phase pendant le tiers de la période de $\underline{v}^*$, la fréquence de commutation moyenne sur cette période est la même que pour les autres séquences. La formule obtenue sur cette période est ainsi :

$$P_{MOY(SEQ,i_{tri})} = \frac{3}{8T_{MLI}}(t'_{on} + t'_{off} + t'_{rec})V_{DC}.(|i_\rho| + |i_{\rho'}|) \tag{4.38}$$

Avec SEQ ∈ {012, 721, 61} et i_ρ et $i_{\rho'}$ les valeurs des courants dans les phases qui commutent pendant T_{MLIb}

De manière similaire, les séquences 0121, 7212, 1012 et 2721 entrainent le blocage d'une phase et une double commutation dans une autre phase pendant T_{MLI}. On obtient donc :

$$P_{MOY(SEQ,i_{tri})} = \frac{1}{4T_{MLI}}(t'_{on} + t'_{off} + t'_{rec})V_{DC}.(|i_\rho| + 2|i_{\rho'}|) \tag{4.39}$$

Avec SEQ ∈ {0121, 7212, 1012, 2721}, i_ρ le courant dans la phase commutant une fois sur T_{MLI} et $i_{\rho'}$ le courant dans la phase commutant deux fois sur T_{MLI}.

La formulation de $P_{MOY(SEQ,i_{tri})}$ pour les différentes séquences est valide dans tout le diagramme vectoriel. L'impact du changement de secteur se fera par l'intermédiaire du changement de la phase bloquée et de la phase commutée deux fois. Cette définition se fait, la plupart du temps, par l'intermédiaire de tables de valeur en fonction de θ_e et de la séquence employée. Ce facteur permet donc de comparer les pertes par commutation que les séquences occasionnent, quel que soit le point de fonctionnement. En outre, les équations (4.37)-(4.39) démontrent bien qu'en sélectionnant la séquence de manière à bloquer la phase possédant le maximum de courant, il est possible de réduire les pertes par commutation.

En somme, ce chapitre a présenté les différentes séquences existantes qui permettent d'appliquer sur la charge une tension de référence en valeur moyenne sur la période de MLI. Trois facteurs différenciant les caractéristiques instantanées des séquences sur une période de MLI ont été développés : la valeur RMS de l'ondulation de courant $\Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e))}$, la valeur maximale de la tension de mode commun $\widehat{V}_{CMV(SEQ)}$ et la valeur moyenne de la puissance de perte par commutation liée à l'utilisation d'un couple de séquence complémentaire sur deux périodes de MLI successives $P_{MOY(SEQ,i_{tri})}$. A ce stade du développement, il a été aussi démontré que la sélection ciblée de la séquence de MLI en fonction du point de fonctionnement pouvait aboutir à une réduction de ces effets.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

4.4 Les différentes techniques de MLI hybrides existantes

La prise de conscience de la multiplicité des séquences de MLI aboutissant au même $\underline{v}^*$ en valeur moyenne, mais possédant un $\Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}$, un $P_{MOY(SEQ,i_{tri})}$ et un $\widehat{V}_{CMV(SEQ)}$ spécifiques a été le point de départ du développement dans la littérature des techniques de MLI hybrides. Une technique de MLI hybride est un modulateur fondé sur le principe d'une MLI vectorielle, mais qui va en outre tirer profit de cette multiplicité. De fait, elle va donc calculer les temps d'application des configurations T_i, T_{i+1} et T_z nécessaires à l'application de $\underline{v}^*$ sur la charge (et au besoin de T_{i-1}, T_i et T_{i+1}). En parallèle, elle va déterminer en fonction de la phase et de l'amplitude de $\underline{v}^*$ la séquence de MLI à sélectionner parmi un ensemble donné de manière à réduire un certain critère.

Dans la littérature, cette sélection revient en pratique à subdiviser chaque secteur i (et i') en plusieurs zones, chacune associée à une séquence qui sera utilisée si le sommet du vecteur $\underline{v}^*$ s'y trouve. Cette subdivision se fait préalablement hors-ligne en fonction du critère sur le secteur I ou I', puis est étendue à tous les secteurs en faisant jouer les symétries présentes dans le diagramme vectoriel. Une fois la division des secteurs effectuée, elle peut être implémentée, par exemple, sous forme de table de correspondance.

Des techniques de MLI hybrides dites discontinues ont été introduites pour la MLI intersective dans [Kolar et al., 1991] et [Hava et al., 1999]. Sous cette forme, elles induisent une modification de la porteuse, aboutissant à un blocage de chaque phase pendant un tiers du fondamental. Suivant un raisonnement vectoriel, cette approche est traduite par l'utilisation des séquences de MLI 012 et 721. L'angle électrique pour lequel la transition entre ces deux séquences sur le secteur I s'effectue est noté γ. Cet angle associé au type de séquence utilisé dans la première partie du secteur déterminera les caractéristiques des deux types de techniques de MLI résultantes. Leurs appellations sont conservées du travail réalisé dans [Narayanan et al., 2006] : celle commençant par la séquence 012 est appelée SCPWM (de l'anglais *Split Clamping PWM*, MLI de blocage discontinu) et celle utilisant la séquence 721 est nommée CCPWM (de l'anglais *Continuous Clamping PWM*, MLI de blocage continu). La division du secteur I qu'elles impliquent est donnée en (a) pour la CCPWM et en (b) pour la SCPWM dans la figure 4.16.

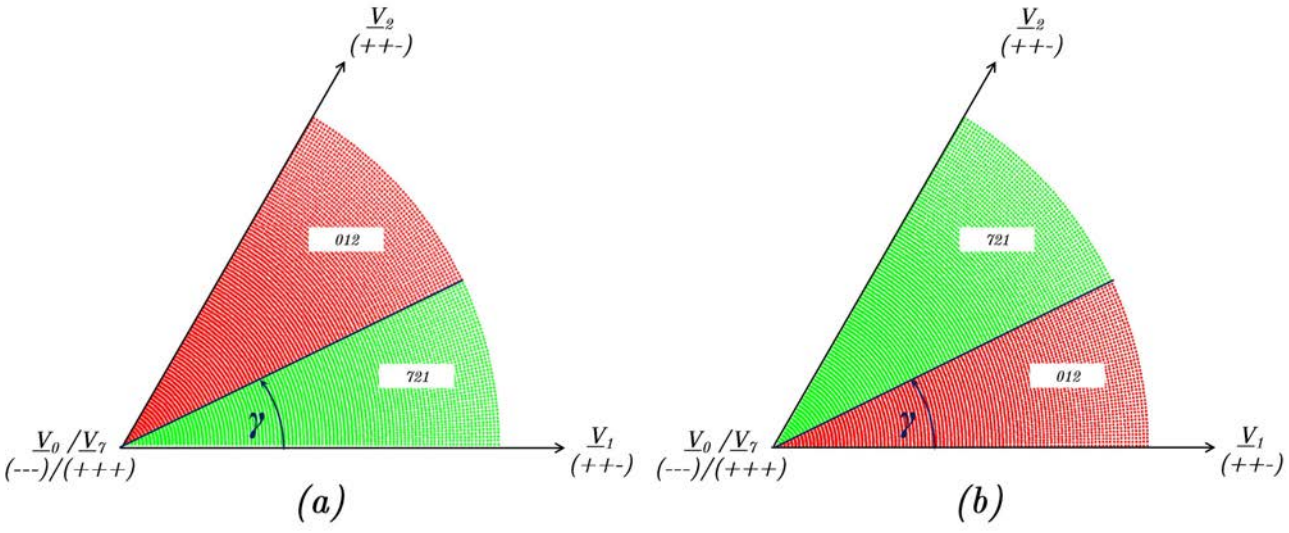

FIGURE 4.16 – Les techniques de MLI discontinues : (a) la CCPWM et (b) la SCPWM.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

La SCPWM ($\gamma = \frac{\pi}{6}$) est connue pour ces performances en termes de réduction d'ondulation de courant [Narayanan et al., 2006], en particulier pour de forts indices de modulation. En revanche, ses performances pour un m faible sont médiocres. Pour parer à ce problème, la séquence conventionnelle peut être utilisée, aboutissant à la division du secteur I présentée dans la figure 4.17. La technique de MLI hybride résultante est nommée M_{3zones}. Le travail réalisé dans [Basu et al., 2009] a une approche similaire, mais utilise pour la séquence 0127 une répartition optimale du vecteur nul entre les configurations 0 et 7 au lieu d'une répartition égale. La division du vecteur I en est légèrement modifiée, mais les améliorations obtenues par la technique de MLI hybride résultante sont minimes.

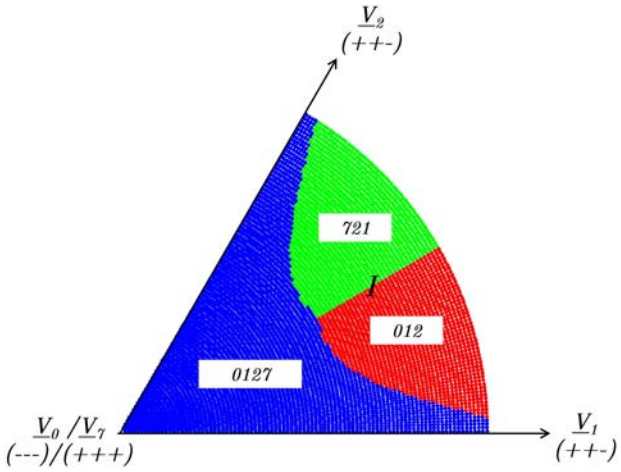

FIGURE 4.17 – Division du secteur I visant à minimiser les ondulations de courant en considérant les séquences 0127/012/721.

Le travail réalisé dans [Narayanan et al., 2008] groupe les séquences de MLI candidates en trois ensembles A={0127, 0121, 7212}, B={0127, 0121, 7212, 1012, 2721} et C={0127, 0121, 7212, 1012, 2721, 012, 721}. L'auteur obtient ainsi trois divisions différentes du secteur I en considérant seulement les ondulations de courant comme critère, donc à trois techniques de MLI hybrides appelées respectivement N_{3zones}, N_{5zones} et N_{7zones}, montrées en figure 4.18.

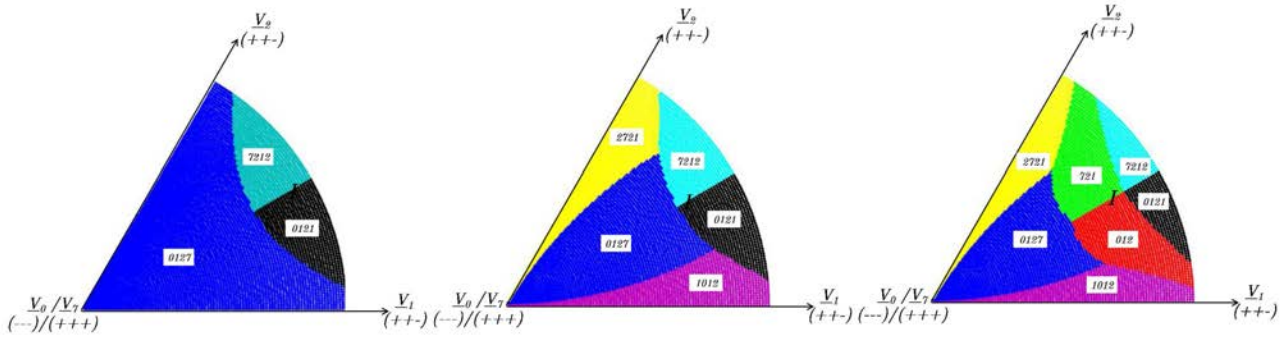

FIGURE 4.18 – Division du secteur I visant à minimiser les ondulations de courant en considérant les trois ensembles A, B et C de séquences candidates aboutissant à la création des techniques de MLI hybrides N_{3zones}, N_{5zones} et N_{7zones}, figure adaptée de [Narayanan et al., 2008].

Ces divisions ont été réalisées avec comme critère la réduction d'ondulation de courant, et bien évidemment leurs performances augmentent avec le nombre de séquences considérées. De fait, aucune d'entre

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

elles ne propose d'utiliser les séquences 6123 et 612, car leurs caractéristiques au regard de ce critère ne sont pas avantageuses.

Pour réduire les pertes par commutation seules, les CCPWM sont souvent privilégiées, car elles possèdent les meilleures performances parmi les techniques de MLI discontinues. Par un choix adéquat du γ, elles autorisent le blocage de chaque phase sur une période de $\frac{\pi}{3}$ autour de son maximum de courant. Pour se faire, [Hava et al., 1999] a développé la GDPWM, qui est en pratique une CCPWM avec un angle γ affilié au déphasage courant/tension sur la charge noté ϕ par la relation $\gamma = \frac{\pi}{6} - \phi$. Dans [Zhao et al., 2004], la division du secteur I est réalisée dans un plan (ϕ, θ_e), cette fois en utilisant l'ensemble des séquences candidates D={0127, 012, 721, 0121, 7212, 1012, 2721}. L'appellation MSLPWM de la technique de MLI hybride résultante, tiré de [Zhao et al., 2004], est conservée. La figure 4.19 montre les zones résultantes. L'extension aux autres secteurs se fait par prolongation des zones.

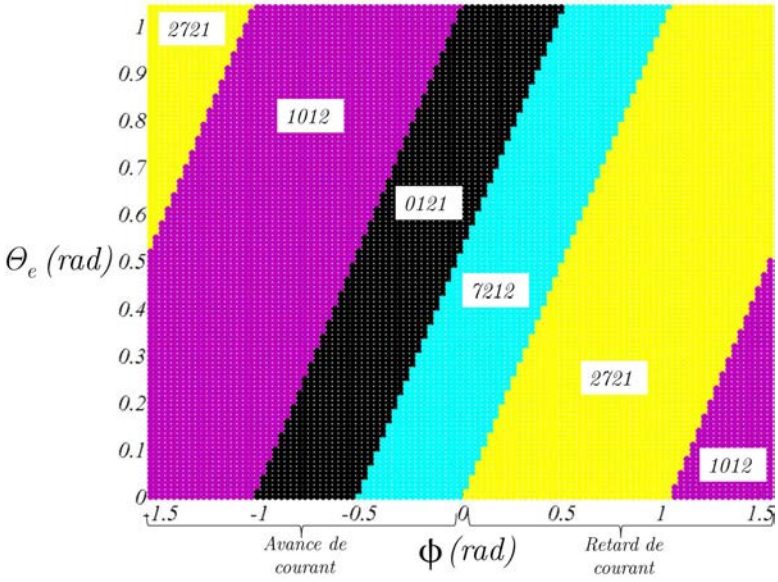

FIGURE 4.19 – Division du secteur I visant à minimiser les pertes par commutation en considérant l'ensemble des séquences D et aboutissant à la MSLPWM, figure adaptée de [Zhao et al., 2004].

Le travail mené dans [Zhao et al., 2010] tend à réduire de manière commune les pertes par commutation et les ondulations de courant. Ce travail est réalisé avec une approche similaire à [Narayanan et al., 2008] et [Basu et al., 2009], et sélectionne la séquence en fonction de l'amplitude et de la phase de $\underline{v}^*$. Pour permettre la réduction des deux critères, dans un premier temps l'ensemble des séquences candidates est défini en fonction des pertes par commutation. N'y sont intégrées que les séquences qui permettent un niveau de pertes par commutation intéressant par rapport à la séquence 0127. Ensuite, la division du secteur I est développée en comparant l'ondulation de courant des séquences candidates. Le travail est réalisé pour un retard de courant. Dans ces conditions, l'ensemble de séquence est E={0127, 721, 7212, 2721}, et la technique de MLI hybride est appelée Z_{4zones}. La figure 4.20 présente la division résultante.

De manière à réduire efficacement la valeur maximale de v_{CMV}, la technique de MLI hybride développée dans [Hava and Un, 2011] tend à appliquer les séquences de MLI 6123 et 612. Elle induit l'utilisation, quel que soit le secteur de la séquence 612, quand celle-ci est réalisable, donc quand $m \in \left[\frac{\pi}{3.\sqrt{3}} ; \frac{2.\pi}{3.\sqrt{3}}\right]$, pour tirer profit de ses bonnes caractéristiques en termes d'ondulation de courant. Pour un indice de modulation plus faible, la séquence de MLI 6123 est employée. En outre, cette technique de MLI hybride permet à l'utilisateur

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

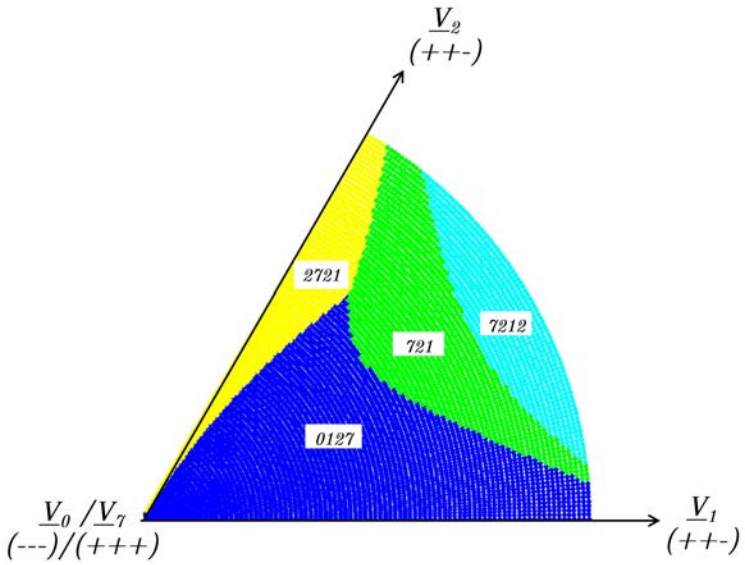

FIGURE 4.20 – Division du secteur I de la Z_{4zones} visant à minimiser les ondulations de courant et les pertes par commutation en considérant l'ensemble E, figure adaptée de [Zhao et al., 2010].

de choisir entre cette division minimisant $\widehat{V}_{CMV(SEQ)}$ et la division définie dans la figure 4.17 permettant de minimiser $\Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}$. La technique de MLI hybride résultante, nommée H_{2zones} est présentée dans le schéma bloc de la figure 4.21.

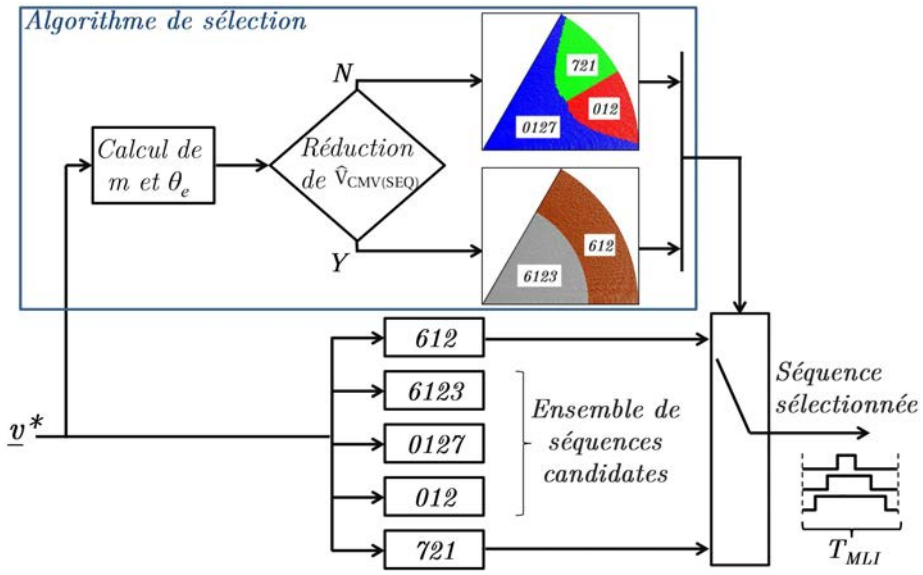

FIGURE 4.21 – Technique de MLI hybride résultante du développement présenté dans [Hava and Un, 2011].

Les techniques de MLI hybrides présentées dans cette partie permettent de réduire les ondulations de courant, les pertes par commutation et la valeur maximale de V_{CMV}. La sélection des séquences est pour chacune d'elle établie sur un partitionnement hors-ligne des secteurs, puis sur une identification de la zone dans laquelle se trouve la consigne de tension $\underline{v}^*$. Ce processus se justifie par sa simplicité d'implémentation en ligne, qui revient à implémenter les tables de correspondance. La charge de calcul supplémentaire est donc minime.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cependant, cette méthode de développement démontre un certain nombre de limitations. Dans un premier temps, on peut voir qu'il est malaisé de prendre en compte plusieurs critères à la fois. La technique de MLI hybride présentée dans [Zhao et al., 2010] permet certes d'effectuer un compromis entre les pertes par commutation et les ondulations de courant, mais, d'une part, il est loin d'être optimal, et d'autre part, il ne fonctionne que tant que le déphasage ne change pas de signe. Jusqu'ici à la connaissance de l'auteur, aucune technique de MLI hybride ne prend en compte comme critère l'ensemble des ondulations de courant, des pertes par commutation et de la tension de mode commun. De plus, l'adaptabilité de cette approche laisse à désirer. Effectivement, la division fixe des secteurs oblige un redéveloppement complet pour le changement du critère de sélection des séquences. Effectuer une sélection en ligne vis-à-vis d'un critère de choix de séquences adaptable permettrait d'obtenir une technique de MLI hybride générale dont la flexibilité offrirait une facilité d'implémentation jusqu'ici inégalée et des perspectives intéressantes.

C'est dans cette optique que ce chapitre propose la technique de MLI hybride prédictive. Son algorithme de sélection, qui définit la séquence de MLI à utiliser par minimisation en ligne d'un critère englobant toutes les perturbations causées par les séquences, va être orienté autour d'un contrôleur prédictif. L'ensemble fini des séquences de MLI existantes oriente vers une formalisation en FCS-MPC.

4.5 Le principe de la technique de MLI hybride prédictive

Dans la technique de MLI hybride proposée, l'algorithme de sélection des séquences est centré sur un contrôleur FCS-MPC qui réalisera la minimisation d'un critère de sélection en ligne à chaque pas d'échantillonnage pour un ensemble de séquences de MLI candidates données. Il gèrera la sélection des séquences en lieu et place des tables de valeurs dans une technique de MLI hybride usuelle. Dans un premier temps, l'ensemble fini de commandes est spécifié. Dans le cas présent, il sera composé des 9 séquences de MLI valides selon les conditions définies précédemment. Ainsi l'ensemble Σ = {0127, 012, 721, 0121, 7212, 1012, 2721, 6123, 612} est considéré. En terme de modèle en temps discret, les trois facteurs $\Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}$, $P_{MOY(SEQ,i_{tri})}$ et $\widehat{V}_{CMV(SEQ)}$ seront utilisés. Ils sont valables pour l'association d'un onduleur trois bras deux niveaux et d'une charge triphasée équilibrée inductive à neutre non relié, et quantifient bien l'impact de chaque séquence sur la charge. Ce modèle permet, à partir de l'état mesuré du système à chaque instant d'échantillonnage k, de prédire, pour chaque séquence possible appartenant à Σ, l'ondulation de courant, les pertes par commutation et la valeur crête de la tension de mode commun qu'elle occasionne entre k et l'instant d'échantillonnage futur. Ces prédictions sont ensuite intégrées dans la fonction de coût $\mathscr{J}$ spécifiée par l'utilisateur, et la séquence de MLI SEQ qui minimise $\mathscr{J}$ servira à appliquer la consigne $\underline{v}^*(k)$ sur la charge. Le critère de sélection de la séquence est ainsi porté par la fonction de coût $\mathscr{J}$. La figure 4.22 présente la technique de MLI hybride prédictive (MLIP) résultante. Dans cette figure, la notation $(\ell|k)$ définit que la grandeur est prédite à ℓ périodes d'échantillonnage dans le futur par rapport à k.

Pour respecter les exigences données précédemment, la fonction de coût s'exprime dans sa forme générale de la manière suivante, et est en cela cohérente avec celle de l'expression du problème optimal prédictif de l'équation (3.4) :

$$\mathscr{J} = \beta_I \Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}(1|k) + \beta_P P_{MOY(SEQ,i_{tri})}(1|k) + \beta_V \widehat{V}_{CMV(SEQ)}(1|k) \tag{4.40}$$

Avec β_I, β_P et β_V les facteurs de pondération des trois grandeurs composant le critère de sélection.

Cette fonction de coût représente le compromis entre les ondulations de courant, les pertes par com-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

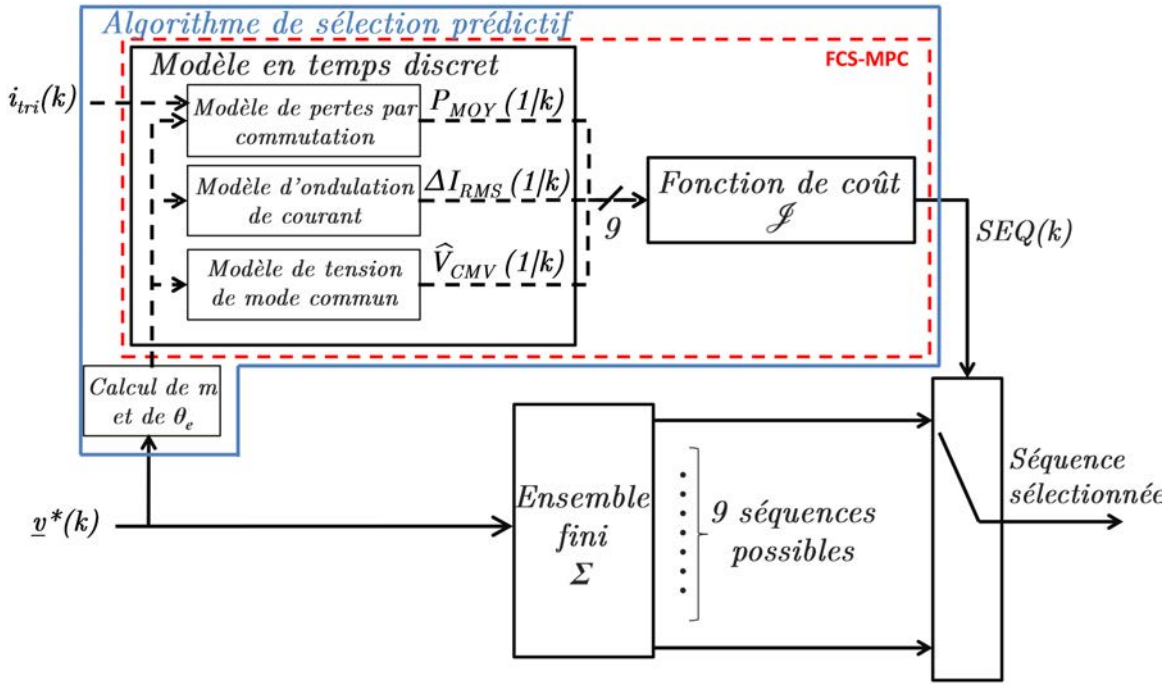

FIGURE 4.22 – Schéma bloc de la MLIP proposée.

mutation et la tension de mode commun souhaité par l'utilisateur, qui pourra être modifié en ligne par adaptation des β_i.

Cette utilisation d'un FCS-MPC dans la MLIP diffère de son implémentation classique dans plusieurs aspects. Premièrement, le FCS-MPC est communément utilisé en commande directe, induisant une période d'échantillonnage beaucoup plus faible en comparaison à celle de la commande avec modulateur pour atteindre la même précision en tension, comme cela a été introduit dans la section 3.2. Dans notre cas, le FCS-MPC est intégré dans l'algorithme de sélection de la MLIP qui est le modulateur. Il est donc en pratique séquencé à la même fréquence $f_s = \frac{1}{T_s}$ relativement faible que le contrôleur lui fournissant sa consigne $\underline{v}^*$. Sa charge de calcul est donc largement moins importante que celle occasionnée par le FCS-MPC en commande directe. Seule la création des séquences sera effectuée à une fréquence importante et directement sur FPGA, comme c'est le cas dans les autres techniques de MLI hybrides. Reprenant la figure 3.3, le principe de fonctionnement de l'association contrôleur avec la MLIP incluant le FCS-MPC comme modulateur est montré en comparaison à un FCS-MPC classique dans la figure 4.23.

Deuxièmement, comme toutes techniques de MLI hybrides, la sélection de la séquence de MLI faite par le FCS-MPC ne modifie pas le système de tension triphasé sur la charge v_{triN} en valeur moyenne sur T_{MLI}, qui reste égal à $\underline{v}^*$. Ainsi le FCS-MPC ne prend pas part au contrôle de la charge. Comme dans toute topologie utilisant un modulateur, celui-ci est effectué par un contrôleur en amont qui définit la valeur de $\underline{v}^*$. Au vu de la charge, le contrôleur FCS-MPC peut donc être perçu comme un contrôleur boucle ouverte. Ce fait est dimensionnant dans son implémentation, puisqu'il induit une inutilité d'avoir un horizon de prédiction avec plus d'une période d'échantillonnage.

Le tableau 4.8 résume les techniques de MLI existantes et la MLIP, et donne leurs ensembles de séquences candidates, leurs grandeurs d'entrée, les facteurs considérés dans le critère de sélection et l'adaptabilité à être modifiée en ligne.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

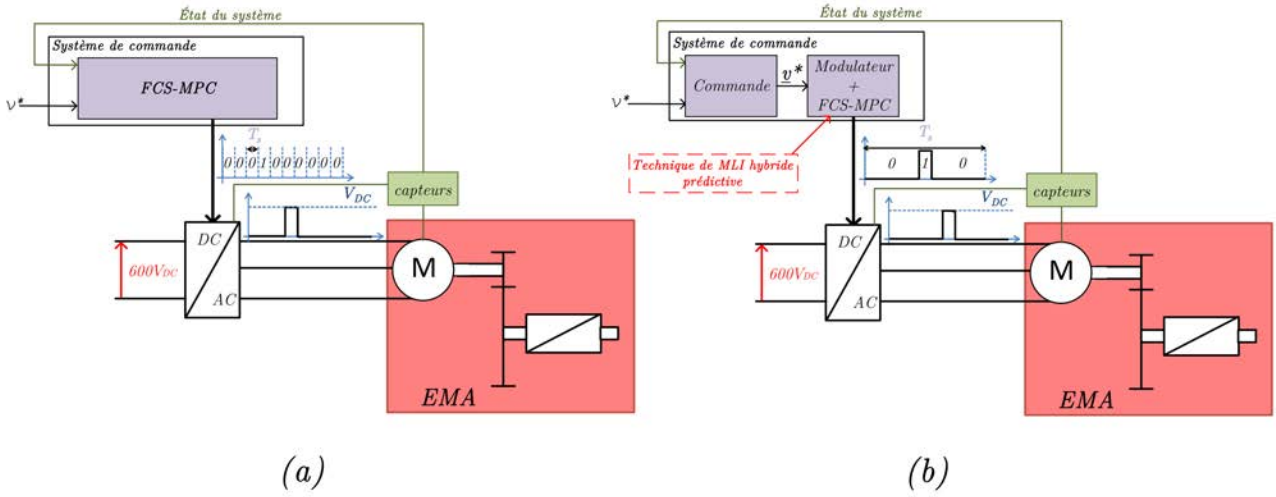

FIGURE 4.23 – Schéma de principe en (a) de la commande directe en FCS-MPC classique et en (b) d'une association contrôleur avec la MLIP comme modulateur.

TABLE 4.8 – Tableau comparatif des différentes techniques de MLI hybrides.

	Σ	entrées	critère de sélection	modifiable en ligne
SCPWM	{012, 721}	$\underline{v}^*$	ondulation de courant	non
CCPWM	{012, 721}	$\underline{v}^*$	pertes par commutation	non
M_{3zones}	{0127, 012, 721}	$\underline{v}^*$	ondulation de courant	non
N_{3zones}	{0127, 0121, 7212}	$\underline{v}^*$	ondulation de courant	non
N_{5zones}	{0127, 0121, 7212, 1012, 2721}	$\underline{v}^*$	ondulation de courant	non
N_{7zones}	{0127, 0121, 7212, 1012, 2721, 012, 721}	$\underline{v}^*$	ondulation de courant	non
MSLPWM	{0121, 7212, 1012, 2721}	$\underline{v}^*$, ϕ	pertes par commutation	non
Z_{4zones}	{0127, 7212, 2721, 721}	$\underline{v}^*$	ondulation de courant pertes par commutation	non
H_{2zones}	{0127, 012, 721, 612, 6123}	$\underline{v}^*$	ondulation de courant tension de mode commun	partielle
MLIP	{0127, 0121, 7212, 1012, 2721, 012, 721, 612, 6123}	$\underline{v}^*$, i_{tri}	ondulation de courant pertes par commutation tension de mode commun	totale

4.6 Conclusion

Ce chapitre a eu pour but de présenter une utilisation de la commande prédictive en rupture avec celle qui en est faite traditionnellement. Il a développé le concept, introduit dans le chapitre 3, de technique de MLI hybride prédictive. Celui-ci consiste à utiliser la multiplicité de séquences de MLI existantes pour appliquer une consigne de tension triphasée à la charge par l'intermédiaire de l'onduleur. Pour en profiter, la MLIP résultante intègre un contrôleur FCS-MPC qui aura pour charge de sélectionner la séquence de MLI à utiliser parmi un ensemble fini Σ en fonction d'un compromis entre les ondulations de courant, les pertes par commutation et la tension de mode commun induites. Elle permet ainsi une augmentation des performances de l'ensemble convertisseur/charge sans grande contrepartie, l'augmentation de la charge de calcul restant marginale du fait du cadencement du FCS-MPC à la période d'échantillonnage du contrô-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

leur global, qui est relativement faible. Vis-à-vis des techniques de MLI hybrides concurrentes, ce nouveau concept présente un critère de sélection plus complet et une flexibilité largement supérieure, pour un ensemble de séquences de MLI considérées plus important. Le tableau 4.8 permet une comparaison entre les caractéristiques des différentes méthodes.

Pour être à même d'appréhender cette conception, ce chapitre a présenté en premier lieu la MLI vectorielle en tant que base, puis les différentes séquences de MLI formant l'ensemble Σ. Le modèle à temps discret utilisé dans le FCS-MPC, qui englobe les facteurs représentatifs de l'ondulation de courant, des pertes par commutation et de la tension de mode commun pour les différents éléments de Σ, a été introduit. Ceci a permis la présentation de la MLIP, qui a été faite en fin de chapitre. Le chapitre suivant va maintenant s'atteler à donner les résultats en simulation et expérimentaux appuyant la conception.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Chapitre 5

Validation du concept de la technique de MLI hybride prédictive

Sommaire

5.1 Le système considéré 139

5.2 Réduction des ondulations de courant et des pertes par commutation d'un moteur synchrone à aimants permanents 141

5.2.1 Le modèle correspondant au banc de test 143

5.2.2 Performances de la MLIP pour un critère mono-factoriel 144

5.2.3 La sélection de la séquence de MLI par compromis entre les ondulations de courant et les pertes par commutation 147

5.2.4 Résultats expérimentaux 150

5.3 Technique de MLI hybride prédictive complète employée sur un moteur synchrone à aimants permanents 156

5.3.1 La MLIP privilégiant la tension de mode commun 156

5.3.2 Evolution des facteurs de comparaison en fonction de la pondération 156

5.4 Technique de MLI hybride prédictive employée sur un redresseur actif 160

5.4.1 Le redresseur actif et son implémentation 160

5.4.2 La réduction des ondulations de courant grâce à la MLIP 163

5.4.3 Le compromis entre les ondulations de courant et les pertes par commutation 166

5.5 Perspectives d'utilisation de la MLIP 168

5.5.1 L'adaptabilité de la MLIP 168

5.5.2 Transposabilité de la technique de MLI hybride prédictive à d'autres convertisseurs . 168

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Le chapitre précédent a introduit la technique de MLI hybride prédictive comme une solution aussi bien plus performante que plus flexible que les techniques de MLI hybrides. Ce chapitre va présenter les résultats de simulation et expérimentaux qui appuient cette conception, et valident ses capacités.

Dans cette optique, la MLIP va être testée en premier lieu dans le cadre d'une commande en vitesse conventionnelle d'une MSAP employant comme convertisseur un onduleur trois bras deux niveaux. Dans un premier temps, elle n'induira qu'un compromis entre les ondulations de courant et les pertes par commutation, permettant une augmentation de rendement de l'ensemble par réduction des pertes électriques. Ensuite, la tension de mode commun viendra compléter la fonction de coût du contrôleur FCS-MPC inclus dans la MLIP pour ajouter une réduction de la détérioration des roulements de la machine. Cette première partie tendra à valider aussi bien la flexibilité que les performances du développement. Ensuite, pour valider la transposabilité de cette conception à d'autres problématiques industrielles, la MLIP sera validée dans le cadre de son utilisation sur un redresseur actif, gardant le même type de convertisseur. Enfin, les perspectives d'utilisation de cette approche seront étayées, dépassant le cadre de l'utilisation de la MLIP sur un onduleur trois bras deux niveaux. Ainsi, ce chapitre validera, en plus des performances de la MLIP, son adaptabilité à d'autres secteurs de l'électronique de puissance.

En début de chapitre, le banc de test, utilisé aussi bien pour les résultats expérimentaux que de simulation, va être détaillé. La raison qui a poussé à utiliser un banc de test différent de celui développé dans le chapitre 2 est que ce dernier n'autorise pas une commande en vitesse de la MSAP en régime permanent à un point (couple/vitesse) donné, ce qui est particulièrement souhaitable pour tester les performances en pertes par commutation. Effectivement, les butées physiques de l'EMA empêchent le fonctionnement longue durée en vitesse constante. De plus, le banc de test employé est plus modulable, facilitant sa reconversion en redresseur actif.

5.1 Le système considéré

Le système considéré est un banc de test composé de deux MSAP montées en opposition et commandées l'une par un variateur industriel et l'autre par un onduleur commandable associé à une solution de prototypage rapide. L'énergie mécanique échangée entre les deux machines est purement rotative, et n'est donc pas soumise à une course limite. Le montage est schématisé dans la figure 5.1.

Les deux MSAP utilisées sont des produits Leroy Somer et leur principe de fonctionnement correspond à la description faite dans la sous-section 1.3.2. Leurs caractéristiques physiques sont données dans le tableau 5.1. En outre, le moteur commandé par l'intermédiaire du système de prototypage rapide est équipé d'un codeur incrémental permettant l'acquisition de sa position angulaire, comme le montre la figure 5.1. Son nombre d'incréments par tour est aussi donné dans le tableau 5.1. Le moteur commandé par le variateur est muni d'un résolveur.

Le convertisseur commandable est un onduleur trois bras deux niveaux de la société Arcel constitué de 3 modules de 2 IGBT/diodes d'EUPEC (un par bras) et muni de 3 cartes driver Arcal2106. Il est alimenté par une source DC réglable de Xantrex d'une puissance maximale de 3 kW branchée en parallèle avec un ensemble série/parallèle de condensateurs. Chaque carte driver permet de commander un bras de pont en pilotant les deux IGBT le constituant en +/-15 V en fonction de signaux de commande fournis par le système de prototypage rapide. Deux modes de commande sont disponibles. Soit la carte driver est configurée en mode demi-pont, et dans ce cas les deux signaux de commandes des IGBTs sont définis à partir du signal S_ρ,

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

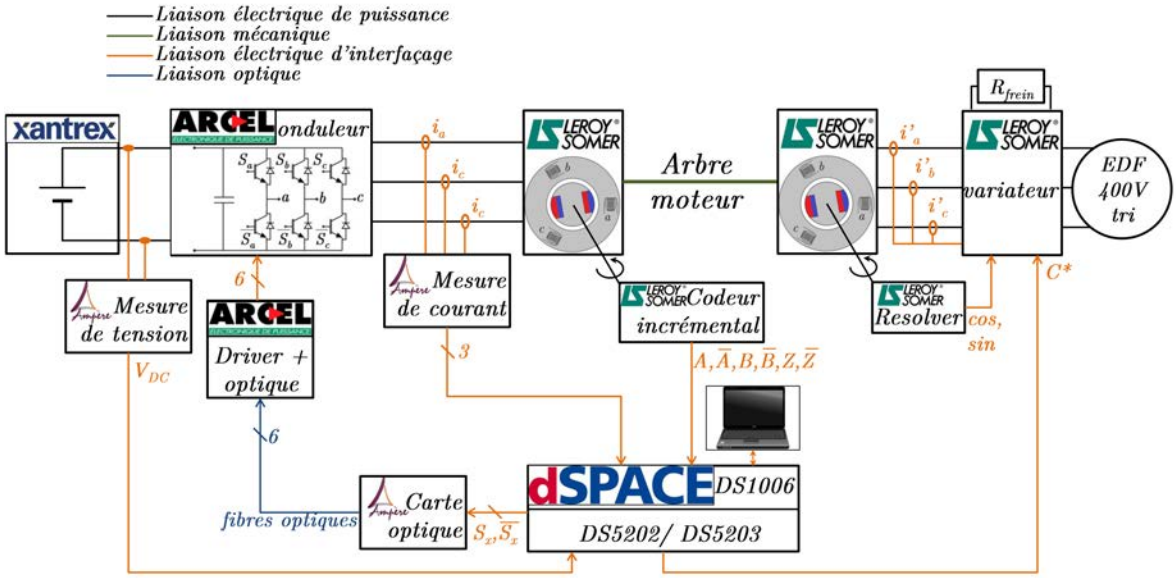

FIGURE 5.1 – Schéma bloc du banc de test employé pour tester la MLIP.

TABLE 5.1 – Valeurs numériques des paramètres physiques du moteur Leroy Somer.

MSAP	référence	SMV95UMC300HACAA
	puissance nominale	1,56 kW
	couple nominal	5 Nm
	vitesse nominale	314 rad/s
	résistance statorique par phase R_s	2,06 Ω
	inductance statorique par axe d et q $L_d = L_q$	9,15 mH
	nombre de paires de pôles p	3
	flux magnétique rotorique Φ_f	0,268 Wb
	coefficient de frottement visqueux f	$3,6.10^{-3}\ \frac{Nm}{rad/s}$
	couple de frottement sec C_c	0,27 Nm
	inertie moteur J_m	$1,28.10^{-3}$ kg.m^2
codeur incrémental	nombre d'incréments par tour	4096

avec $\rho \in \{a, b, c\}$, présent en entrée du driver, et ce dernier s'occupe de l'intégration du temps mort, soit la carte driver est configurée en indépendant, auquel cas les signaux S_ρ et $\overline{S_\rho}$ sont nécessaires à la commande du bras ρ, et les temps morts doivent être intégrés au préalable dans le système de prototypage rapide.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cet aspect est d'un intérêt important dans le cadre de tests effectués sur les techniques de MLI hybride. Pour bien maîtriser les séquences de MLI et de leur application, les cartes drivers ont été définies en mode indépendant. L'ensemble des paramètres physiques de l'association source DC et onduleur est donné dans le tableau 5.2.

TABLE 5.2 – Valeurs numériques des paramètres de l'association onduleur et source DC.

source DC	tension DC max	300 V
	courant DC max	10 A
	association série/parallèle de condensateurs C	6,6 mF
caractéristiques d'un IGBT de l'onduleur trois bras deux niveaux	temps de chute t_f	80 ns
	temps de trainé (*tail time*) t_t	120 ns
	résistance à l'état passant R_{ON}	9 mΩ
	temps mort T_{dead}	3 µs

Des cartes de mesures développées au sein du laboratoire sont utilisées pour permettre la mesure de la tension DC sur l'entrée de l'onduleur et du système de courant triphasé i_{tri} sur les lignes du moteur, comme le montre la figure 5.1. Ces capteurs et le codeur incrémental sont interfacés directement au système de prototypage rapide sur lequel est implémentée la loi de commande.

Pour permettre une implémentation rapide des lois de commande testées en simulation sur le banc de test, le système de prototypage rapide dSPACE décrit dans la sous-section 2.1.3, a été transféré sur ce banc.

5.2 Réduction des ondulations de courant et des pertes par commutation d'un moteur synchrone à aimants permanents

Pour tester les performances de la MLIP, celle-ci est utilisée comme modulateur dans une boucle de régulation de vitesse conventionnelle, le tout étant implémenté dans le système dSPACE. Le contrôleur de vitesse prendra la forme d'une commande en cascade incluant un régulateur PI pour la vitesse et une commande vectorielle analogue à celle présentée dans la sous-section 2.2.3. Cependant, une autre structure de contrôleur avec modulateur aurait pu tout aussi bien être implémentée, par exemple un dead-beat ou un contrôleur MPC à grandeur de commande continue. La MLIP est implémentée en deux parties, résultant en deux périodes d'échantillonnage différentes. Son algorithme de sélection comprenant le FCS-MPC développé dans la section 5.1 est intégré avec le régulateur de vitesse dans la DS1006 pour une période d'échantillonnage T_s. La fréquence résultante est de 6 kHz. Le signal de sélection SEQ est transmis simultanément à $\underline{v}^*$ à la carte FPGA DS5203 dont la fréquence d'horloge f_{FPGA} = 100 MHz est bien supérieure. Cette carte permet la création des séquences de MLI avec la précision adéquate. La figure 5.2 schématise l'implémentation de la commande en vitesse associée à la MLIP dans le système dSPACE.

Habituellement, les séquences sont directement implémentées par couples de séquences complémentaires, nécessitant un rafraichissement de $\underline{v}^*$ à $T_s = 2T_{MLI}$. Ce choix de période d'échantillonnage assure, en outre, par utilisation d'un signal de synchronisation, une acquisition des capteurs automatiquement au début d'une séquence de MLI, donc libre de bruit de commutation. Cependant, dans notre MLIP, la différence entre la fréquence f_{MLI} utilisée pour les séquences induisant trois commutations et celle des séquences de

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

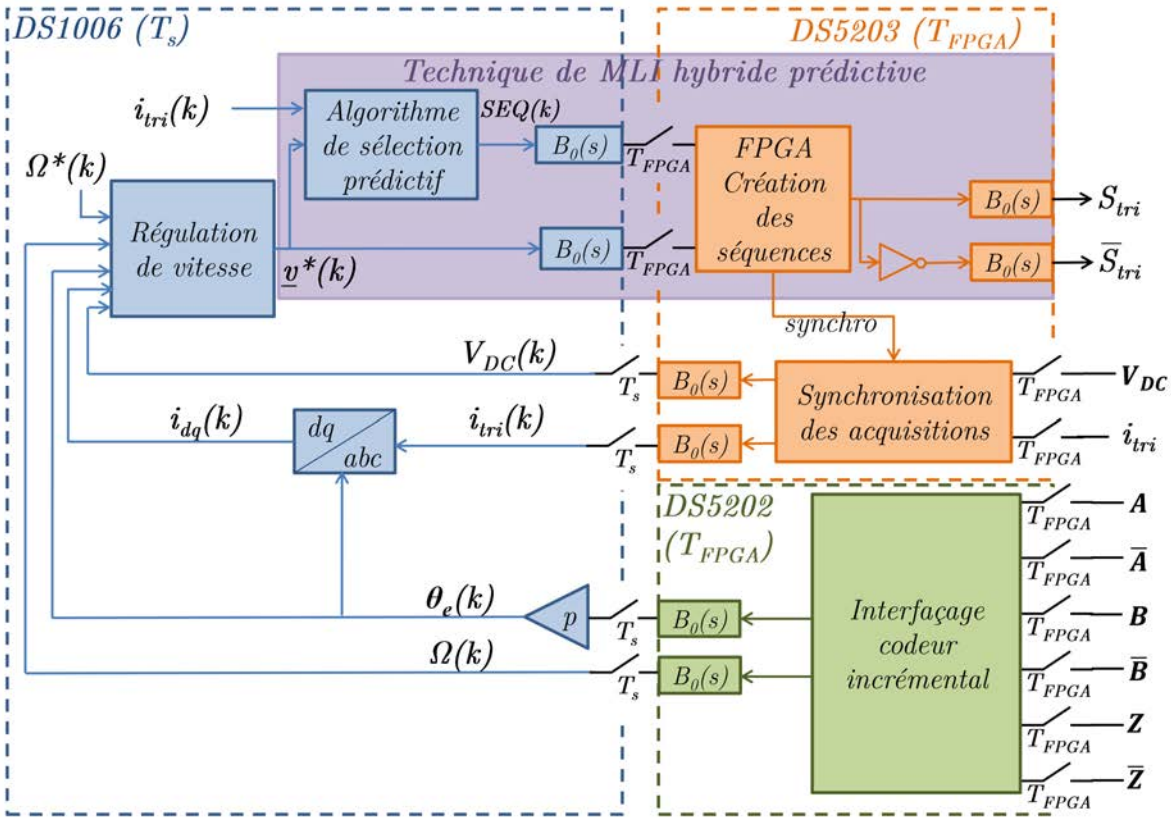

FIGURE 5.2 – Schéma blocs de l'association commande vectorielle classique et MLIP implémentée dans le dSPACE.

blocage f_{MLIb}, exprimée dans (4.27), nous oblige, pour éviter tout bruit de commutation, à fixer $T_s = 4T_{MLI}$. Le chronogramme des phases de l'onduleur est donné en exemple dans la figure 5.3 pour deux périodes T_s. Les séquences utilisées sont respectivement 0127 pour la première période et 012 pour la deuxième, aboutissant à un changement de la période de MLI.

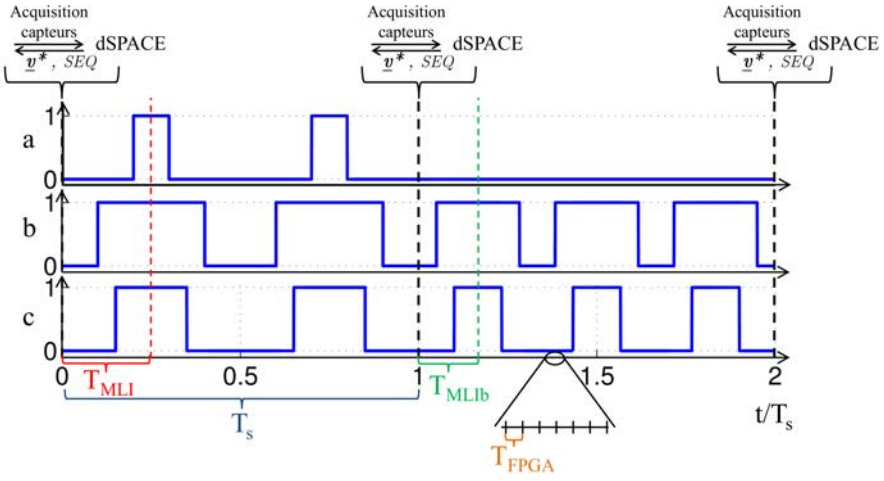

FIGURE 5.3 – Chronogramme des phases de l'onduleur avec les différentes périodes présentes dans le fonctionnement de la MLIP.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

En plus de la commande en vitesse utilisant la MLIP comme modulateur, l'envoi de la consigne de couple C* au variateur de la MSAP de charge est lui aussi géré par le dSPACE, permettant à l'utilisateur de commander le point de fonctionnement des MSAP à travers une interface Homme/Machine commune.

5.2.1 Le modèle correspondant au banc de test

A des fins de simulation, un modèle représentant le système complet de la figure 5.1 va être développé dans le logiciel Matlab/Simulink. Les composants physiques ont été modélisés avec les éléments de la librairie SimPowerSystem (SPS) dédiée à la modélisation de systèmes électroniques, électrotechniques et électromécaniques.

L'onduleur trois bras deux niveaux est modélisé de manière générale par l'équation (4.2) qui lie S_{tri} au système triphasé de tension de sortie $v_{tri\mathrm{M}}$. Le bloc *Universal Bridge* de la librairie SPS permet en plus, dans une certaine mesure, de rendre compte des pertes du convertisseur. D'une part, une valeur de résistance à l'état passant R_{ON} de chaque IGBT est comprise dans le modèle des interrupteurs, aboutissant à une quantification des pertes par conduction dans l'onduleur. D'autre part, lors de l'ouverture d'un IGBT, l'extinction non instantanée du courant est représentée par une décroissance linéaire allant de la valeur du courant de ligne i_ρ, $\rho \in \{a,b,c\}$ à 10 % de cette valeur pendant un temps t_f puis allant de 10 % de i_ρ à 0 pendant un temps t_t. Cette représentation ne permet la modélisation que d'une partie des pertes par commutation. Cependant une modélisation plus précise des phénomènes transitoires ayant lieu lors de chaque commutation alourdirait le modèle complet et inhiberait sa simulation sur de longues périodes temporelles. La quantification des pertes exactes du convertisseur n'étant pas l'objet de cette étude, ce modèle sera jugé suffisant pour tester les capacités de la MLIP. Les paramètres de simulation représentatifs de l'onduleur correspondront à ceux du tableau 5.2.

Le modèle de la partie électrique de la MSAP est une implémentation directe de l'équation (2.12) aboutissant aux courants i_d et i_q et donc selon (2.17) à C_{em}. Le bloc SPS utilisé dans notre modèle comprend donc la transformée de Park orienté avec le flux permettant de projeter le système triphasé de tension $v_{tri\mathrm{M}}$ provenant du modèle de l'onduleur sur les axes d et q et un bloc incluant l'implémentation de ces équations. Le système mécanique est, quant à lui, modélisé en utilisant la deuxième loi de Newton sous la forme suivante :

$$J_m \dot{\Omega_m} = C_{em} - C_r - (C_c sgn(\Omega_m) + f\Omega_m) \tag{5.1}$$

Avec J_m l'inertie totale du système, C_r le couple résistant, C_c le couple de frottement de Coulomb et f le coefficient de frottement visqueux.

A partir du système triphasé de tension fourni en entrée du bloc, le modèle de la partie électrique de la MSAP calcule donc en premier lieu les courants i_d et i_q et le couple C_{em}. Ce dernier est transmis au modèle mécanique, en parallèle du couple résistant issu de l'action de la MSAP commandée en couple par le variateur. De fait, ce système est simplifié en une source d'effort idéale. Avec ces signaux et en cohérence avec l'équation (5.1), la vitesse de rotation Ω_m est définie. La position angulaire θ_m est obtenue par intégration. Le système de courant triphasé i_{tri} est issu de la transformée inverse de Park orientée avec le flux de la machine sur les courants i_d et i_q. Tous ces signaux sont disponibles en sortie du bloc. Les paramètres de simulation de la MSAP équivalent ceux du tableau 5.1.

La source DC Xantrex installée sur le banc est insuffisante pour alimenter le moteur à sa tension no-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

minale de 300 V entre-phases. Pour pallier ce manque, en simulation le bus DC est fixé à une tension de V_{DC} = 540 V, ce qui est représentatif du système triphasé de tension 400 V/50 Hz redressé. Nous pourrons ainsi tester les capacités de la MLIP sur le moteur en régime nominal. La limitation en tension n'interviendra ainsi que sur les résultats expérimentaux.

Le modèle complet proposé prend en compte les différences entre les temps d'échantillonnage, aboutissant à la modélisation des deux pas fixes T_s et T_{FPGA} pour l'électronique de commande en sachant que la partie physique est modélisée à pas variable avec le solveur ode23tb pour un pas maximal de T_s. Le modèle de la régulation de vitesse correspond à la formulation d'un PI conventionnel en cascade avec une commande vectorielle dont la structure est équivalente à celle décrite dans la sous-section 2.2.3. Les paramètres de simulation relatifs au régulateur, incluant les gains des régulateurs PI de courant (k_{pi} et k_{ii}) et de vitesse (k_{pv} et k_{iv}), les différentes fréquences prises en compte dans le modèle et la tension de l'alimentation DC de l'onduleur sont résumés dans le tableau 5.3.

TABLE 5.3 – Valeurs numériques des paramètres de simulation.

électronique de commande et FPGA	f_s	6 kHz
	$f_{MLI} = \frac{1}{T_{MLI}}$	24 kHz
	$f_{MLIb} = \frac{1}{T_{MLIb}}$	36 kHz
	f_{FPGA}	4,5 MHz
	k_{pi}	9,15
	k_{ii}	2060
	k_{pv}	0,1771
	k_{iv}	2.048
Source DC	V_{DC}	540 V

5.2.2 Performances de la MLIP pour un critère mono-factoriel

Afin de mieux appréhender les compromis entre les différentes perturbations permis par la MLIP, dans un premier temps ses performances pour un compromis mono-factoriel vont être prouvées. Elles quantifieront les points atteignables par variation des facteurs de pondération β_i.

Dans un premier temps, son aptitude à réduire les ondulations de courant est étudiée. La fonction de coût définie dans sa forme générale dans (4.40) doit donc être adaptée en conséquence en fixant β_P et β_V à 0 et β_I à 1. Nous obtenons alors un critère ne portant que sur l'ondulation de courant et exprimé de la manière suivante :

$$\mathscr{J} = \Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}(1|k) \tag{5.2}$$

A des fins de comparaison, les algorithmes de sélection provenant des travaux réalisés dans [Narayanan et al., 2008], ainsi que celui présenté dans la figure 4.17, ont été implémentés sous forme de tables de valeurs. On s'y référera sous la dénomination de N_{3zones},N_{5zones} et N_{7zones} pour [Narayanan et al., 2008] et M_{3zones} pour la division de la figure 4.17. La MLIP est en outre comparée à la MLI conventionnelle.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Les techniques de MLI hybrides résultantes ont toutes été testées sur le modèle précédemment explicité, qui a été simulé pour un couple résistant de 5 Nm et pour différentes valeurs de consigne données au régulateur de vitesse allant de 100 rad/s à 335 rad/s. Ces dernières sont réparties de manière à couvrir le domaine de variation de l'indice de modulation m du convertisseur pour la tension DC donnée dans le tableau 5.3. Pour chaque vitesse et chaque technique, la valeur moyenne de $\Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}$ a été calculée sur plusieurs périodes du fondamental quand le système est établi en régime permanent. Cette valeur, nommée ΔI_{RMS} dans le reste du manuscrit, servira de critère de comparaison pour les ondulations de courant. La figure 5.4 montre les résultats.

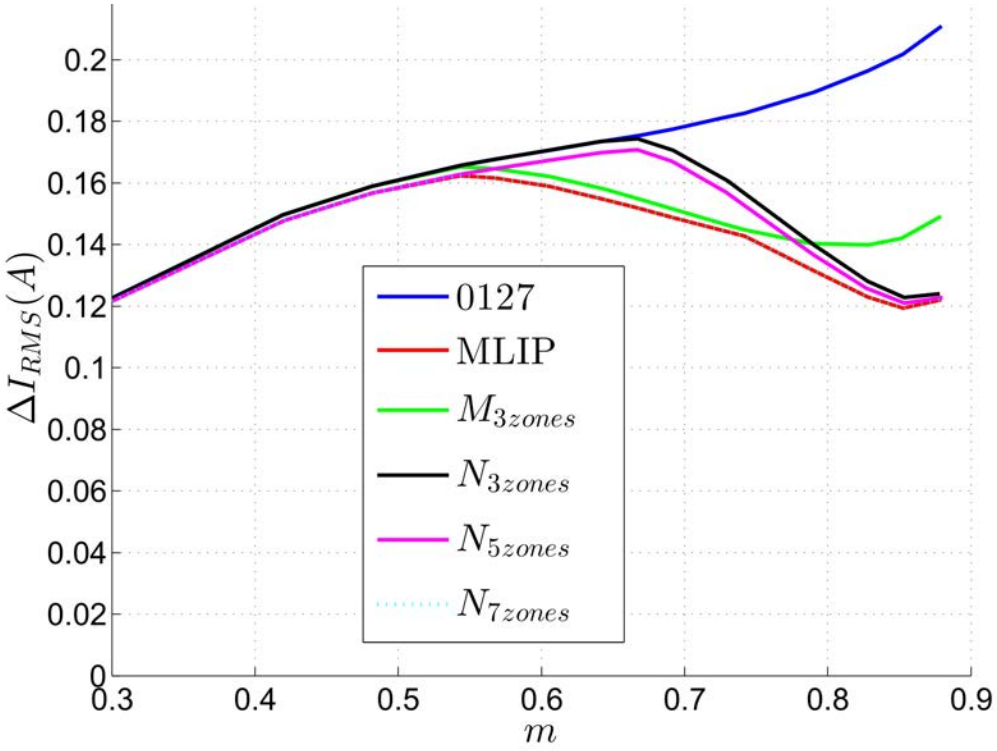

FIGURE 5.4 – Valeur moyenne de $\Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}$ pour les techniques de MLI hybrides M_{3zones}, MLIP, N_{3zones}, N_{5zones} et N_{7zones} et pour la MLI vectorielle conventionnelle pour un indice de modulation m variant de 0,3 à 0,9.

Comme prévu dans la figure 4.12, pour de faibles indices de modulation, à savoir pour un $m \leq 0,55$, les ondulations de courant offertes par la séquence 0127 sont globalement réduites par rapport aux autres séquences, aboutissant à sa sélection par toutes les techniques de MLI hybrides, dont la MLIP, dans cette gamme de m. A partir de cet indice, la MLIP privilégiera d'abord les séquences de blocages 012 et 721, puis à partir de $m \geq 0,75$ il emploiera aussi les séquences 0121 et 7212. Les séquences 1012 et 2721 sont utilisées proches des configurations actives, et cela quelle que soit la valeur de m. La figure 5.4 montre aussi une performance accrue en terme de ΔI_{RMS} apportée par la MLIP par rapport à toutes les autres techniques sauf la N_{7zones} pour laquelle les performances obtenues sont égales, et ce quel que soit l'indice de modulation considéré. L'égalité entre la MLIP et la N_{7zones} s'explique par le fait que leurs ensembles de séquences candidates ne diffèrent que par les séquences 6123 et 612 qui n'offrent pas de gains d'ondulation de courant, et prouve la faisabilité d'effectuer la sélection en ligne.

Dans un deuxième temps, l'aptitude de la MLIP à réduire les pertes par commutation va être testée.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Pour cibler la sélection de la séquence de la MLIP sur les pertes par commutation, les facteurs β_I et β_V de la fonction de coût doivent être fixés à 0 et β_P à 1, aboutissant à la formulation suivante :

$$\mathscr{J} = P_{MOY(SEQ,i_{tri})}(1|k) \tag{5.3}$$

Les performances obtenues seront comparées à celles de la technique de MLI hybride développée dans [Zhao et al., 2010], dont on gardera l'appellation MSLPWM, et à celles des CCPWM pour trois valeurs de γ différentes, à savoir 0, $\frac{\pi}{6}$ et $\frac{\pi}{3}$.

Les pertes par commutation dépendent de la valeur instantanée du système triphasé de courant i_{tri}, à savoir donc de θ_e, du déphasage ϕ et de l'amplitude $\hat{I}$. En normalisant les pertes par commutation des différentes techniques de MLI hybrides vis-à-vis des pertes par commutation obtenues avec la MLI vectorielle conventionnelle, elles ne s'étudient plus qu'en fonction de θ_e et de ϕ, comme cela a été fait dans [Zhao et al., 2010]. Le modèle complet va être simulé avec les différentes techniques de MLI hybrides pour une consigne de vitesse de 314 rad/s, et un couple résistant de 1 Nm. Pour agir sur le déphasage ϕ, la consigne i_d^* sera fixée pendant la simulation à une valeur allant de -6 A à 6 A. Après chaque simulation, la puissance de pertes par commutation moyenne va être calculée pour plusieurs périodes du fondamental pour toutes les techniques énoncées précédemment, et normalisée par rapport aux pertes obtenues avec la MLI vectorielle conventionnelle au même point de fonctionnement. Ce facteur de comparaison sera appelé $\overline{P_{com}}$ dans le reste du manuscrit. La figure 5.5 donne ces résultats par rapport à ϕ.

Pour réduire au mieux les pertes par commutation, la MLIP tendra à sélectionner à chaque pas d'échan-

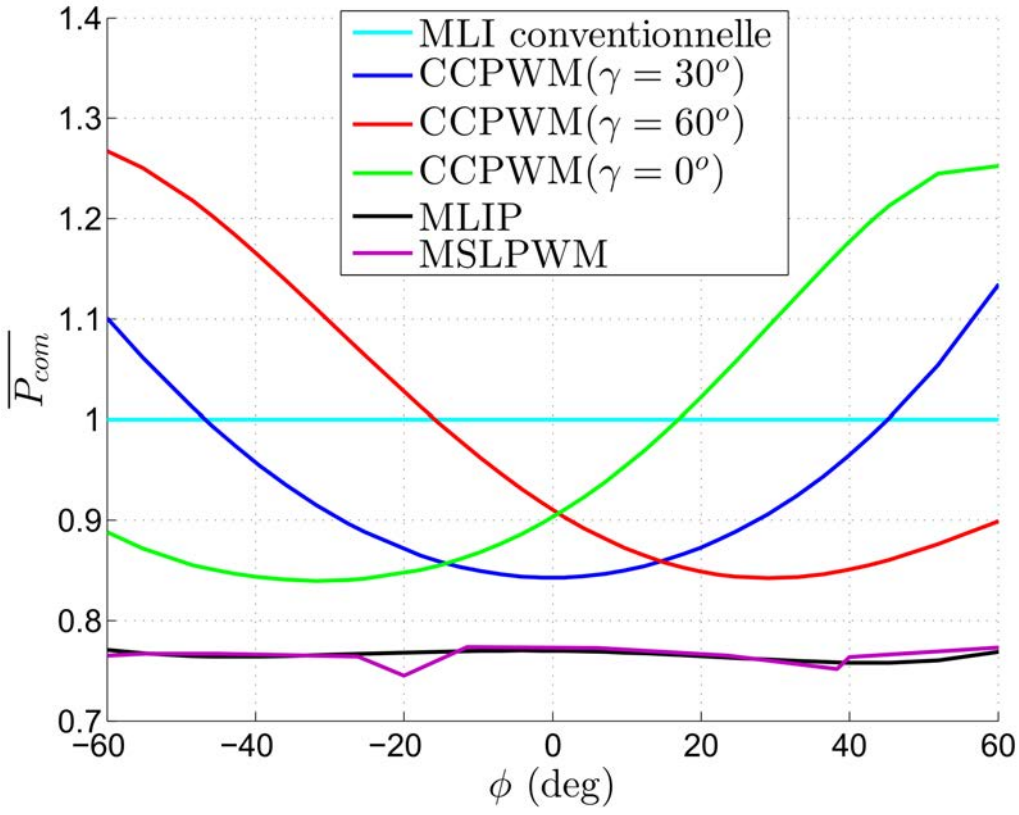

FIGURE 5.5 – $\overline{P_{com}}$ pour les différentes techniques de MLI hybrides considérées en fonction de ϕ.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

tillonnage parmi les séquences 0121, 7212, 1012 et 2721 la séquence qui permet le blocage de la phase traversée par le courant maximum et la commutation double de celle traversée par le courant minimum. La sélection en ligne de la séquence permet une insensibilité au déphasage, là où les performances des CCPWM démontrent un minimum clairement dépendant de ce paramètre. En cela donc, le gain apporté par la MLIP par rapport à ces méthodes est clairement marqué dans la figure 5.5, et il équivaut celui obtenu avec la MSLPWM développée dans [Zhao et al., 2010].

L'aptitude de la MLIP à réduire la tension de mode commun se teste en fixant dans la fonction de coût le β_I à 0,001, le β_P à 0 et β_V à 1. La valeur du β_I est négligeable par rapport à celle du β_V et ne sert qu'à différencier les séquences 6123 et 612, qui sinon possèdent les mêmes caractéristiques.

$$\mathscr{J} = \beta_I \Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}(1|k) + \widehat{V}_{CMV(SEQ)}(1|k) \tag{5.4}$$

La séquence sélectionnée par la MLIP dans ce cas est la 6123 pour $m \leq \frac{\pi}{3\sqrt{3}}$, et 612 sinon. La tension de mode commun résultante prend alors seulement les valeurs $\mp\frac{V_{DC}}{6}$ suivant la configuration courante.

Les figures 5.4-5.5 prouvent donc la capacité de la MLIP de réduire le plus possible respectivement les ondulations de courant, les pertes par commutation et la tension de mode commun. Elles valident son aptitude à surpasser ou tout du moins à égaler les performances des techniques hybrides existantes.

5.2.3 La sélection de la séquence de MLI par compromis entre les ondulations de courant et les pertes par commutation

L'état de l'art des techniques de MLI hybrides a prouvé que s'il était possible d'implémenter aisément une technique de MLI hybride sélectionnant la séquence en accord avec un critère mono-factoriel, la notion de compromis posait problème. Notre MLIP peut résoudre cette problématique simplement, en considérant les pertes par commutation et les ondulations de courant. Au préalable, le facteur β_V de (4.40) sera fixé à 0 et le facteur β_I à 1. Le facteur β_P servira à adapter $\mathscr{J}$ en fonction du compromis souhaité par l'utilisateur, de manière à privilégier une des deux grandeurs prises en compte. La fonction de coût résultante est :

$$\mathscr{J} = \Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}(1|k) + \beta_P P_{MOY(SEQ,i_{tri})}(1|k) \tag{5.5}$$

Dans un premier temps, les évolutions de $\overline{P_{com}}$ et de ΔI_{RMS} en fonction de β_P vont être étudiées. Ces deux paramètres sont aussi dépendants du point de fonctionnement, en particulier de θ_e, de l'indice de modulation m et du système triphasé de courant instantané i_{tri}. Pour rendre compte de cette dépendance, ces évolutions seront présentées pour trois vitesses de consigne de 200 rad/s, 250 rad/s et 300 rad/s correspondant à trois m différents. Le couple résistant étant maintenu dans tous les cas à 5 Nm et i_d^* à 0, l'amplitude de i_{tri} restera en première approximation constante, et le facteur de puissance proche de l'unité. La figure 5.6 donne les résultats obtenus en simulation en fonction de β_P.

Cette figure démontre bien le compromis que l'on peut effectuer avec la MLIP. Pour un $\beta_P = 0$, le choix des séquences s'effectue en fonction de ΔI_{RMS}, donc la séquence 0127 ou les séquences de blocage ajustées pour réduire les ondulations de courant sont privilégiées. Une augmentation de β_P jusqu'à 0,05 aboutit relativement rapidement à une suppression de la séquence 0127 et à la réorganisation de la sélection des séquences de blocage sur les secteurs pour bloquer la phase traversée par le maximum de courant. Dépendamment du point de fonctionnement, ce blocage est réalisé en utilisant soit une des trois séquences 012/0121/1012, soit une des trois séquences 721/7212/2721. La sélection précise de la séquence parmi ces

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

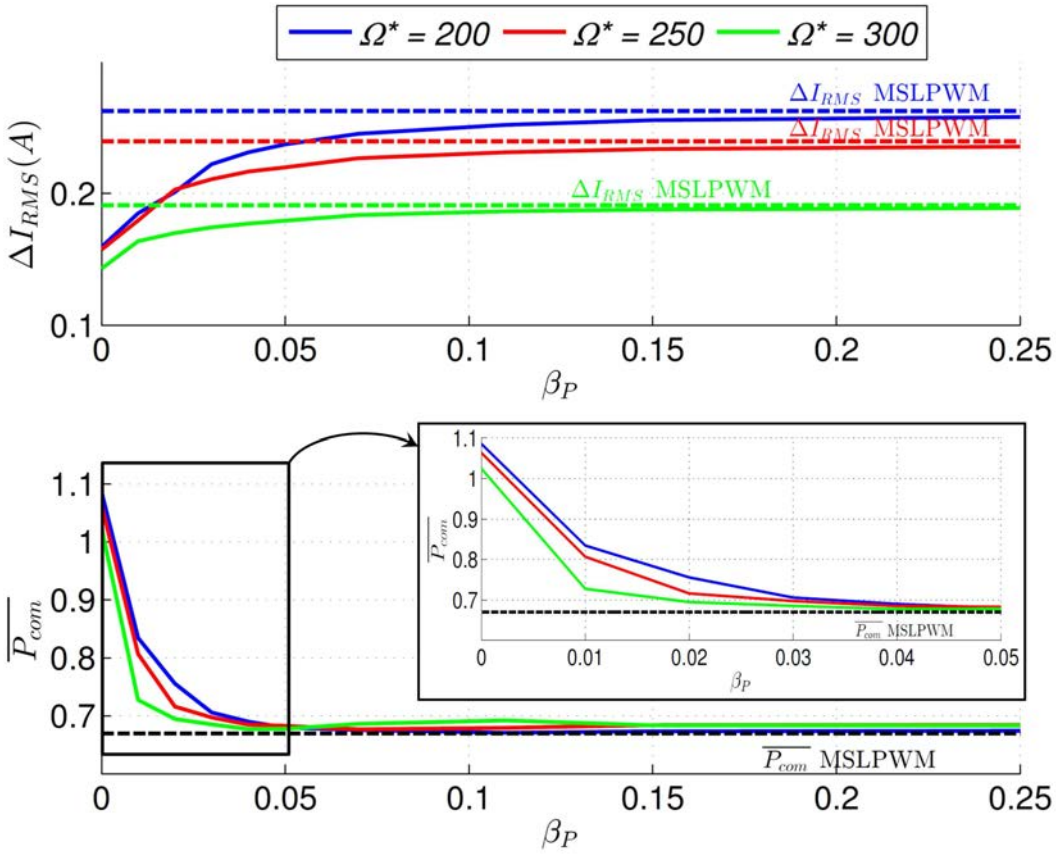

FIGURE 5.6 – ΔI_{RMS} et $\overline{P_{com}}$ en fonction de β_P pour 200 rad/s, 250 rad/s et 300 rad/s, les courbes en pointillés servent de référence.

deux groupes évoluera pour de plus hautes valeurs de β_P, ce qui impactera peu les pertes par commutation, mais plus les ondulations de courant qui continuent à augmenter. Enfin pour $\beta_P \simeq 0,25$, la sélection des séquences converge vers celle obtenue dans la sous-section 5.2.2 en privilégiant les pertes par commutation.

La dépendance de la sélection de la séquence en fonction du point de fonctionnement apparait sur ces courbes par une convergence plus ou moins rapide vers leurs valeurs finales respectives. Effectivement, les vitesses de consigne faibles devant la vitesse nominale du moteur donnent des indices de modulations autour de 0,4. Dans ce domaine de variation de m, la valeur efficace des ondulations de courant induites change beaucoup en fonction de la séquence de MLI. Pour un m plus proche de 0,65 en revanche, l'écart entre les $\Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}$ est moins marqué, impliquant une moins grande variabilité en fonction de la séquence choisie. Enfin, pour des hauts indices de modulations et pour un déphasage proche de 0, les séquences de blocage induisent aussi bien de faibles ondulations de courant que des pertes par commutation moins importantes. Le β_P influencera, dans ce cas, principalement la chronologie avec laquelle ces séquences seront utilisées. En d'autres termes, pour un système triphasé de courant i_{tri} donné, une augmentation de l'indice de modulation entraine un ΔI_{RMS} moins sensible aux variations de β_p, et donc une convergence plus rapide des pertes par commutation et des ondulations de courant vers les valeurs obtenues avec la MSLPWM en fonction de ce facteur, comme le montre la figure 5.6.

La dépendance du choix des séquences en fonction du point de fonctionnement transparait aussi dans la figure 5.7. Les courbes y figurant représentent le $\Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}$ et les pertes par commutation norma-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

lisées filtrées, qui sont dénotées P_{com} pour trois différentes techniques de MLI hybrides : la MSLPWM de [Zhao et al., 2010], la N_{7zones} de [Narayanan et al., 2008] et la MLIP avec un facteur β_P de 0,02. Ces valeurs sont issues de la simulation du modèle pour un échelon de vitesse de consigne allant de 200 rad/s à 300 rad/s à t=0,25s. Le couple résistant est fixé à 5 Nm et i_d^* est à 0.

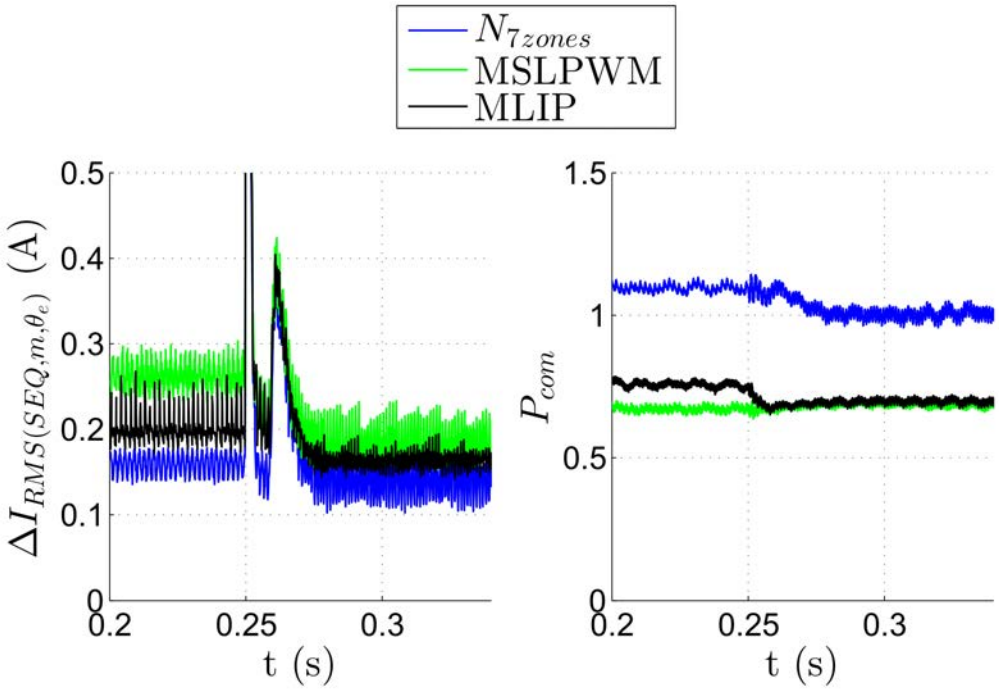

FIGURE 5.7 – $\Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}$ et P_{com} pour la MSLPWM, la N_{7zones} et la MLIP pour $\beta_P = 1$.

Comme le montre cette figure, une vitesse de rotation de la MSAP de 200 rad/s induit un système triphasé de F.E.M. peu important, et donc un indice de modulation relativement faible, soit approximativement $m \simeq 0,5$. Dans cet intervalle de m, les séquences de blocages utilisées par la MSLPWM pour réduire les pertes impliquent des ondulations de courant nettement supérieures à celles offertes par la N_{7zones}. La MLIP tendra pour ce point de fonctionnement à garder les ondulations de courant basses, au détriment du gain obtenu sur les pertes par commutation. De fait après l'échelon, l'indice de modulation devient $m \simeq 0,74$, et pour cette valeur les ondulations de courant des différentes séquences convergent. La technique de MLI hybride privilégiera alors les pertes par commutation, offrant des gains aussi importants que la MSLPWM.

La figure 5.8 montre le système triphasé de courant i_{tri} obtenu pour ces trois techniques de MLI hybrides. Les conditions de simulation consistent toujours en un échelon de 200 rad/s à 300 rad/s pour la consigne de vitesse, mais le couple résistant est baissé à 1 Nm. Jusqu'à maintenant, l'attention a été portée sur les performances en régime permanent de la MLIP. Dans la figure 5.8, la phase transitoire induite par l'accélération du moteur est visible.

Les zooms présentés dans la figure 5.8 valident le comportement attendu de la figure 5.7, avec une ondulation de courant intermédiaire offerte par la MLIP avant et après l'échelon. Pendant la phase transitoire, le couple implique un système de courant triphasé i_{tri} important. De ce fait, les pertes par commutation seront à ce moment relativement importantes, et donc privilégiées. Dans le zoom sur la phase transitoire, la sélection de séquences de la MLIP est pratiquement la même que celle de la MSLPWM.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

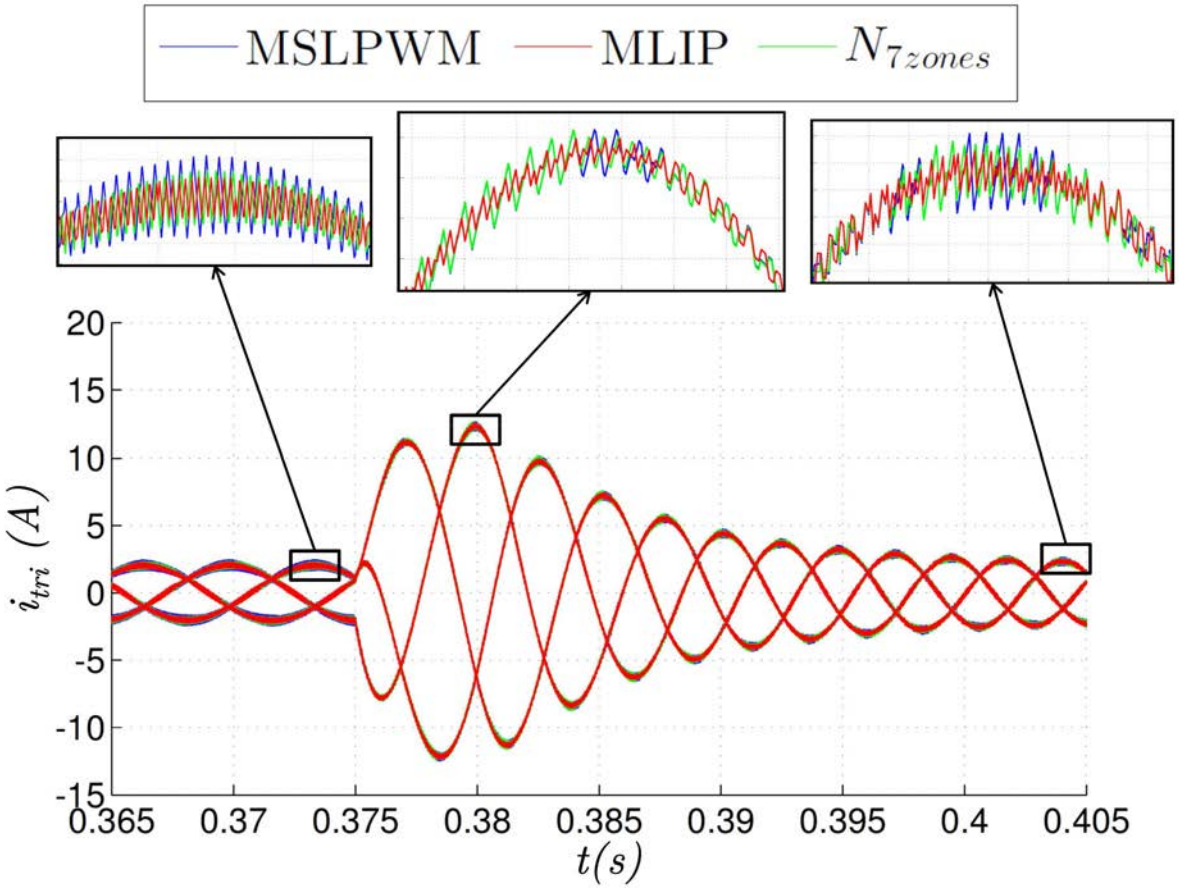

FIGURE 5.8 – i_{tri} pour les trois techniques de MLI hybrides considérées sur un intervalle temporel incluant l'échelon.

L'aptitude de la MLIP à surpasser ou du moins à égaler les performances des techniques de MLI hybrides existantes dans la littérature a été démontrée. Surtout, elle permet une sélection de la séquence de MLI en fonction d'un compromis entre les pertes par commutation et les ondulations de courant. Des résultats de simulation, obtenus grâce à un modèle multi-physique de Matlab/Simulink, viennent appuyer ces performances. La sous-section suivante présentera les résultats expérimentaux obtenus sur banc de test.

5.2.4 Résultats expérimentaux

Les résultats obtenus en simulation tendent à prouver que la MLIP est performante. Cependant, il reste intéressant de tester ses caractéristiques réelles sur le banc de test, pour voir l'influence des phénomènes non pris en compte dans le modèle. Pour se faire, la MLIP a été implémentée sur la solution dSPACE. Son ensemble de séquences candidates Σ' comprendra les séquences 012, 721 et 0127.

Pour les mêmes raisons qu'en simulation, dans un premier temps, la capacité de la MLIP à réduire seulement les ondulations de courant va être analysée. La fonction de coût utilisée sera donc celle décrite dans (5.2). Dans ces conditions, les grandeurs d'intérêt influençant la sélection des séquences sont l'indice de modulation et l'angle θ_e. Ainsi, la MSAP commandée par le dSPACE régulée à vide à différentes valeurs de consigne de vitesse, de manière à couvrir le domaine de variation de l'indice de modulation m. Pour éviter toutes perturbations dues à de hautes valeurs de tension DC et ainsi se focaliser sur les phénomènes décrits précédemment, la tension DC a été fixée à 150 V_{DC}, entrainant un domaine de variation de vitesse allant jus-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

qu'à 115 rad/s. A des fins de comparaison, les résultats obtenus pour chacune de ces vitesses avec la MLIP seront confrontés à ceux obtenus soit avec la MLI conventionnelle, soit avec une SCPWM avec un γ de $\frac{\pi}{6}$. Pour chaque valeur de consigne de vitesse et pour chaque technique de MLI hybride considérée, le ΔI_{RMS} est calculé de la même manière qu'auparavant, et sert de critère de comparaison. Les valeurs résultantes sont données en fonction de la vitesse de consigne dans la figure 5.9.

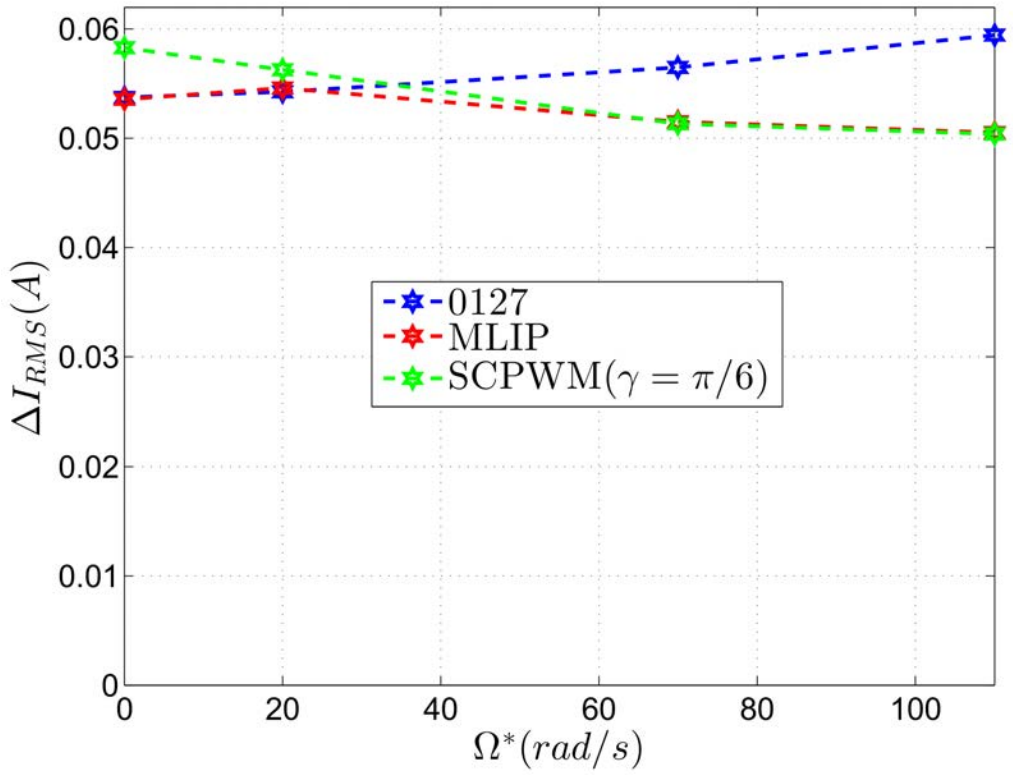

FIGURE 5.9 – Valeurs de ΔI_{RMS} en fonction de la vitesse de consigne, obtenues en expérimentation pour la MLIP, la MLI conventionnelle et la SCPWM($\gamma = \frac{\pi}{6}$).

Il existe une corrélation claire avec le fonctionnement décrit en simulation et visible en figure 4.12. Sur la figure 5.9, la MLIP a tendance a sélectionner la séquence 0127 pour des valeurs de consigne de vitesse faibles relativement à la vitesse maximale, aboutissant à une ondulation de courant équivalente à celle de la MLI conventionnelle, et les séquences de blocage 012 et 721 pour des vitesses supérieures. Elle offre ainsi en tout point une ondulation de courant réduite ou au moins équivalente aux deux autres techniques de MLI hybrides présentées.

De plus, le tableau 5.4 donne les gains obtenus avec la MLIP vis-à-vis des deux autres techniques de MLI hybrides, aussi bien en simulation qu'en expérimental. Pour la simulation, les paramètres définis ci-dessus ont été utilisés. Ces gains sont normalisés avec la valeur de ΔI_{RMS} issue soit de la MLI conventionnelle, soit de la SCPWM($\gamma = \frac{\pi}{6}$).

Vis-à-vis de la simulation, les résultats expérimentaux se corrèlent relativement bien. La variation de l'ondulation de courant va de 32,8 $m\mathrm{A}_{\mathrm{RMS}}$ à 58,5 $m\mathrm{A}_{\mathrm{RMS}}$ en simulation et de 50,3 $m\mathrm{A}_{\mathrm{RMS}}$ à 59,5 $m\mathrm{A}_{\mathrm{RMS}}$ sur le banc de test. Par rapport aux gains présentés dans le tableau 5.4, si l'évolution des gains en fonction de l'accroissement de la vitesse est respectée, des différences entre la simulation et l'expérimentation existent. Ceci s'explique par des imprécisions dans les valeurs des paramètres de la MSAP, entre autres dans le pa-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

TABLE 5.4 – Gains normalisés en terme d'ondulations de courant obtenus avec la MLIP par rapport à la technique de MLI conventionnelle et la SCPWM($\gamma = \frac{\pi}{6}$).

	simulation				expérimentation			
Ω^* (rad/s)	60	70	95	115	60	70	95	115
gain en ΔI_{RMS} vs MLI conventionnelle (%)	1,6	3,6	27,3	43,9	0,3	-0,6	8,9	15,1
gain en ΔI_{RMS} vs SCPWM ($\gamma = \frac{\pi}{6}$) (mA)	18,9	4,63	6,13	11,05	8,1	2,9	-0,3	-0,2

ramètre Φ_f. Ceci entraine une légère supériorité de l'indice de modulation simulé par rapport au m réel pour une vitesse de rotation donnée, perceptible en particulier pour la plus haute valeur de la vitesse de consigne. Cependant l'utilisation de la MLIP autorise une réduction des ondulations allant jusqu'à 15,1 %.

Les décompositions spectrales des ondulations de courant pour les 4 vitesses de consigne sont présentées dans la figure 5.10.

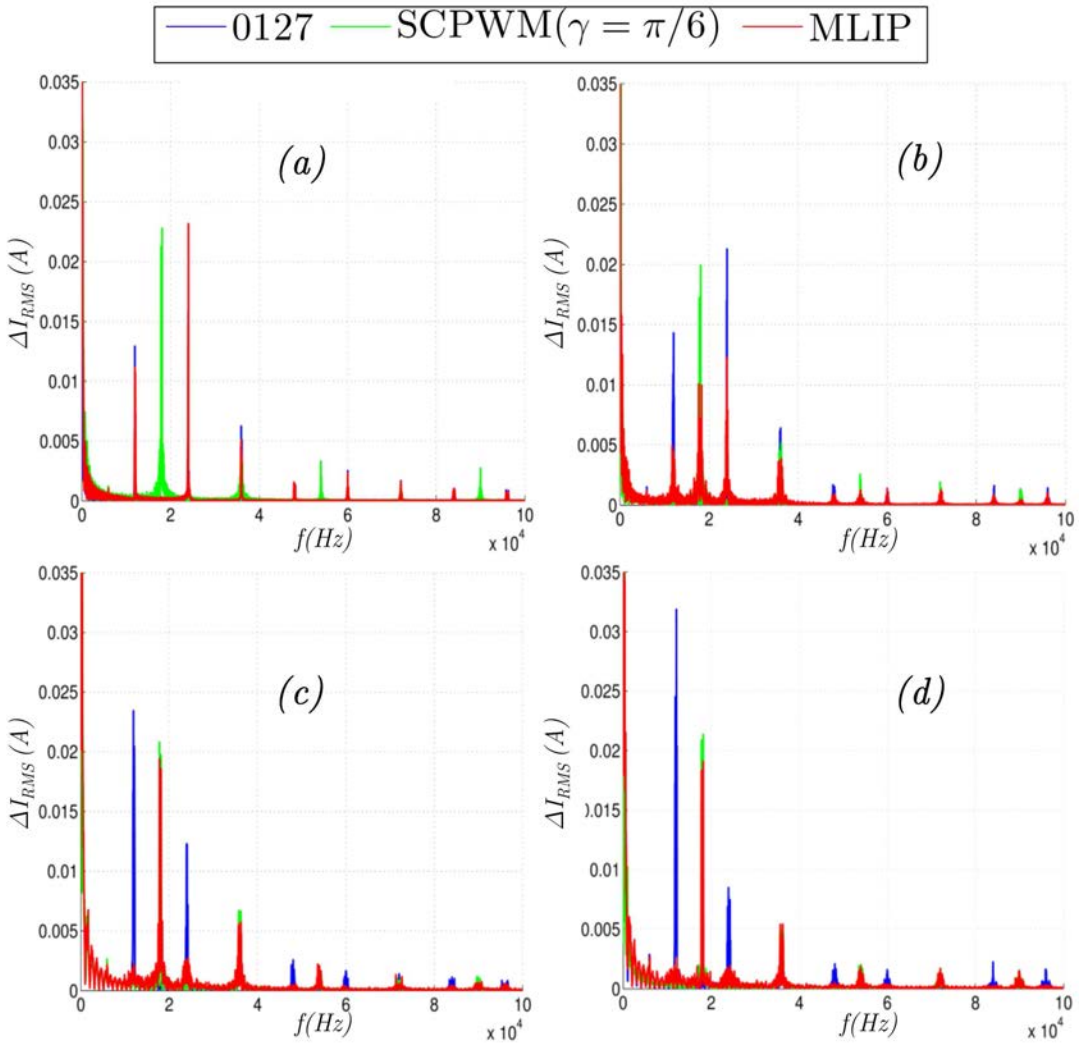

FIGURE 5.10 – Décompositions spectrales des ondulations de courant induites par la MLIP, par la 0127 et par la SCPWM($\gamma = \frac{\pi}{6}$) pour les indices de modulation suivants : (a) $\Omega^* = 60\ rad/s$, (b) $\Omega^* = 70 rad/s$, (c) $\Omega^* = 95 rad/s$ et (d) $\Omega^* = 115 rad/s$.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Quelle que soit la vitesse considérée, la différence entre les deux fréquences de MLI utilisées est très nettement visible. La technique de MLI conventionnelle n'utilise que la séquence de MLI 0127 à une fréquence de $f_{\text{MLI}} = 24\ k\text{H}z$, et la SCPWM($\gamma = \frac{\pi}{6}$) que les séquences de blocages 012 et 721 à une fréquence $f_{\text{MLI}b} = 36\ k\text{H}z$. Suivant la figure 5.3, les signaux créneaux résultants sont respectivement de fréquence 12 $k\text{H}z$ et 18 $k\text{H}z$. les raies harmoniques présentes dans la décomposition des ondulations de courant que les techniques de MLI hybrides occasionnent se répartissent respectivement sur ces deux fréquences et leurs multiples. La MLIP tend à sélectionner la meilleure séquence parmi Σ', quel que soit le point de fonctionnement. Ainsi pour une vitesse de consigne et donc pour un m faibles (partie (a) de la figure 5.10), les décompositions spectrales des ondulations de courant induites par la technique de MLI conventionnelle et par la MLIP seront proches, alors que pour de fortes vitesses de consigne, donc pour des indices de modulation élevés (parties (c) et (d) de la figure 5.10), celle la MLIP se rapprochera de celle issue de l'utilisation de la SCPWM($\gamma = \frac{\pi}{6}$). Pour un régime intermédiaire, la MLIP emploie les trois séquences, occasionnant des raies harmoniques sur les deux fréquences. Cependant, quelle que soit la vitesse de consigne, les raies harmoniques des ondulations de courant induites par l'utilisation de la MLIP sont inférieures aux autres, traduisant de la supériorité de la MLIP déjà démontrée dans la figure 5.9.

Le facteur ΔI_{RMS}, et les décompositions spectrales qui viennent d'être présentées, ne sont représentatifs que de l'ondulation de courant à la fréquence de MLI, et ne porte donc une information sur l'impact de la technique de MLI hybride que sur les hautes fréquences. Pour juger la fonctionnalité d'une technique de MLI hybride, les possibles perturbations qu'elle implique sur le courant de ligne doivent aussi être analysées. Pour cela, la figure 5.11 présente pour un $\Omega^* = 70 rad/s$ le courant i_a sur une période du fondamental. A gauche de cette figure, ce courant est issu de l'utilisation de la technique de MLI conventionnelle, et à droite de l'utilisation de la MLIP.

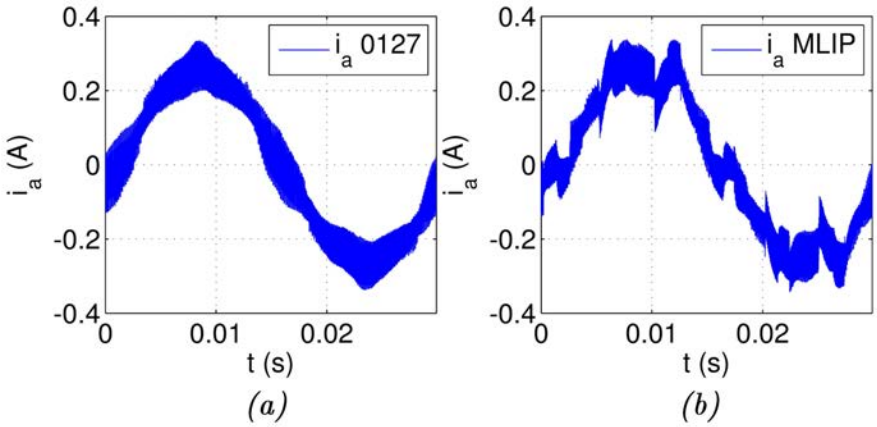

FIGURE 5.11 – Le courant i_a sur une période du fondamental pour $\Omega^* = 70$ rad/s avec en (a) la technique de MLI conventionnelle et en (b) la MLIP.

Cette figure montre que les courants sont fortement distordus, et ce quelle que soit la technique de MLI employée. Cependant elle montre aussi que la MLIP intégrée en tant que telle augmente le phénomène de distorsion et aboutit ainsi à un THD détérioré occultant les gains en haute fréquence.

Cette distorsion des courants est principalement due à l'intégration de temps mort. Lors de ces périodes, aucun des interrupteurs constitutifs d'un bras n'est commandé à l'état passant. Le sens du courant dans la phase du moteur reliée à ce bras, en passant par une des diodes de roue libre, décidera du potentiel du point

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

milieu. Cela entrainera une erreur dans la durée d'application des configurations. Les séquences de MLI se différenciant par leur succession de configurations, chacune d'elle va posséder une erreur de tension spécifique entre $\underline{v}^*$ défini par le régulateur de vitesse et le système de tension triphasé réellement appliqué au moteur. Pour de faibles courants, comme c'est le cas dans la figure 5.11, l'impact de cette erreur de tension n'est pas négligeable. En intégrant les temps morts dans le modèle complet défini précédemment, cet effet est reproductible en simulation. La figure 5.12 présente les résultats obtenus avec la MLIP en simulation à gauche et en expérimentation à droite.

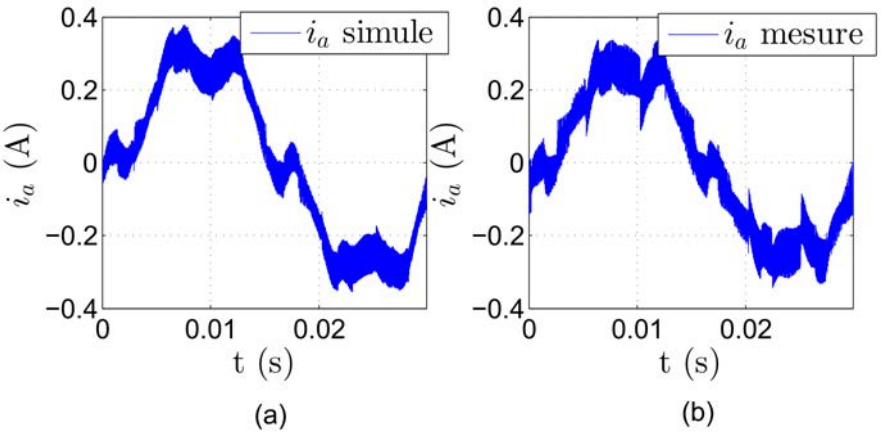

FIGURE 5.12 – Le courant i_a sur une période du fondamental pour Ω^* = 70 rad/s avec en (a) la MLIP en simulation et en (b) la MLIP en expérimentation.

Pour réduire cette dégradation des signaux obtenus et donc pour améliorer le THD des courants de la MLIP, une technique de compensation de temps mort a été mise en place dans la version complète de la MLIP incluant toutes les séquences de MLI. Elle sera présentée plus en détail dans la suite de ce manuscrit et sera validée en simulation et en expérimentation sur un redresseur actif. Moyennant cette intégration, les courants des phases de l'onduleur obtenus avec la MLIP et avec les autres techniques de MLI hybrides ont un contenu spectral comparable sur leurs trente premiers harmoniques, rendant son attractivité à la MLIP en terme de réduction d'harmoniques de courant.

Maintenant que l'aptitude de la MLIP utilisant l'ensemble Σ' à réduire les ondulations de courant a été validée expérimentalement, ses performances en terme de pertes par commutation vont être analysées. En simulation, leur valeur moyenne normalisée $\overline{P_{com}}$ avait été définie pour chaque technique de MLI hybride considérée sur plusieurs périodes du fondamental en régime permanent. En revanche en expérimentation, la quantification précise de ce facteur n'est pas si aisée. En effet, la mesure de l'énergie perdue lors d'une commutation d'un interrupteur nécessite des mesures du courant et de la tension présentes sur le composant avec une bande passante de l'ordre de la centaine de MHz au minimum et des signaux peu bruités pour éviter le filtrage. Ces mesures doivent être réalisées sur les 6 interrupteurs de l'onduleur pour permettre la quantification des pertes à l'ouverture et au blocage de tous les IGBTs, et des pertes par recouvrement des diodes. Pour avoir un facteur représentatif de la technique de MLI hybride utilisée, ces pertes énergétiques par période de MLI doivent être mesurées sur plusieurs périodes du fondamental et ensuite moyennées. Le processus de mesure des pertes par commutation est donc relativement complexe à mettre en pratique.

Cependant, le but de cette étude n'est pas de déterminer avec exactitude les pertes par commutation de l'onduleur, mais plus de quantifier le gain de la MLIP relativement aux autres techniques de MLI hybrides.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Or en première approximation, dans tous les cas l'ensemble des pertes électriques émises par l'onduleur va être dissipé par l'intermédiaire de son dissipateur, causant son échauffement. Ainsi, pour une technique de MLI hybride testée, le ratio entre les pertes globales électriques obtenues avec cette technique et celles de la technique de MLI conventionnelle est égal au ratio entre les échauffements, soit :

$$\overline{\mathrm{P}_{com}} = \frac{\mathrm{T} - \mathrm{T}_{amb}}{\mathrm{T}_{conv} - \mathrm{T}_{amb}} \tag{5.6}$$

Avec T et T_{conv} les températures du dissipateur en régime permanent avec respectivement la technique de MLI hybride testée et la technique de MLI conventionnelle et T_{amb} la température ambiante.

De fait, l'utilisation de l'équation (5.6) ne permet au mieux que de vérifier la capacité de la technique de MLI hybride testée à réduire les pertes électriques globales, qui contiennent principalement les pertes par commutation et les pertes par conduction dans les diodes et dans les IGBTs. En outre, pour avoir des résultats cohérents avec les différentes techniques de MLI hybrides, la MSAP doit être commandée au même point de fonctionnement et en partant du même état initial. Moyennant cela, il est possible de les comparer entre elles. Cette procédure a déjà été réalisée par [Zhao et al., 2010] pour quantifier les performances de la MSLPWM.

Pour avoir des variations de température dues aux pertes par commutation significatives, la tension du bus DC a été élevée à 300 V. La MSAP reliée au dSPACE a été commandée à une vitesse constante de 200 rad/s et chargée de manière à atteindre un courant i_q de 5 A. Le point de fonctionnement résulte en un indice de modulation relativement haut sur le convertisseur. Les mesures de température ont été effectuées avec un thermocouple placé sur le dissipateur toutes les deux minutes sur une période de 1h. Ce test a été dans un premier temps réalisé avec la technique de MLI conventionnelle servant de référence. Il a ensuite été répété avec la MLIP dont la fonction de coût a été au préalable définie par (5.5). Le β_P prendra les valeurs 0, 0,001 et 0,1 de manière à analyser son impact. La valeur 0,1, selon les résultats obtenus précédemment, est considérée, pour un indice de modulation élevé, comme suffisamment haute pour atteindre les pertes de la MSLPWM avec la MLIP. Les résultats obtenus sont résumés dans le tableau 5.5 en fonction des β_P. Les différents $\overline{\mathrm{P}_{com}}$ simulés pour ce point de fonctionnement y sont donnés à titre de comparaison.

TABLE 5.5 – Gains en terme de pertes par commutation, obtenus avec la MLIP par rapport à la technique de MLI conventionnelle en simulation et en expérimentation.

	simulation			expérimentation		
β_P	0	0,001	0,1	0	0,001	0,1
gains	6,7%	11,2%	30,5%	1,5%	2,7 %	5,6%

Les résultats du tableau 5.5 montrent sur la partie expérimentale le comportement attendu, avec une augmentation des gains en termes de pertes par commutation grâce à la MLIP. En revanche, le gain maximum atteint pour un $\beta_\mathrm{P} = 0,1$, à savoir 5,6 %, est largement inférieur à celui prévu en simulation. Cependant il est nécessaire de rappeler que ce gain comprend l'ensemble des pertes électriques et pas seulement les pertes par commutation.

Les résultats obtenus sur le banc réel, présentés dans cette sous-section, tendent à confirmer les attentes de la simulation. Ils présentent la capacité de la MLIP à réduire les ondulations de courant et les pertes électriques globales de l'onduleur. En outre, les effets de la variation du β_P ont été mis en lumière.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

5.3 Technique de MLI hybride prédictive complète employée sur un moteur synchrone à aimants permanents

Maintenant que les capacités partielles de la MLIP ont été mises en lumière, ses pleines performances vont être testées. L'ensemble des séquences candidates va donc être fixé à Σ, et la forme générale présentée dans (4.40) nous servira de fonction de coût. Ainsi, l'aptitude de compromis de la MLIP, déjà partiellement introduite dans la section 5.2, pourra être étendue aux trois facteurs $\Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}$, $P_{MOY(SEQ,i_{tri})}$ et $\widehat{V}_{CMV(SEQ)}$. Le banc de test utilisé dans ce but restera le même que celui décrit en début de chapitre. Dans un premier temps, les formes d'ondes obtenues avec la MLIP adaptée pour ne privilégier qu'un seul des trois facteurs en simulation seront présentées. Ainsi, la particularité des séquences 612 et 6123 sera mise en lumière. Ensuite, les évolutions de $\Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}$, $P_{MOY(SEQ,i_{tri})}$ et $\widehat{V}_{CMV(SEQ)}$ en fonction des trois facteurs de pondération β_I, β_P et β_V seront étudiées, aboutissant à des représentations graphiques pouvant être utilisées par l'utilisateur pour déterminer la pondération adéquate. Enfin, les formes d'onde obtenues pour une pondération donnée seront présentées.

5.3.1 La MLIP privilégiant la tension de mode commun

Dans un premier temps, le modèle du banc de test, caractérisé par les tableaux 5.1, 5.2 et 5.3 et avec un V_{DC} de 540 V, est utilisé avec comme consigne de vitesse un échelon de 200 rad/s à 300 rad/s et un couple résistant de 5 Nm. La consigne i_d^* est maintenue à 0. Ce test sera réalisé avec la MLIP comme modulateur et trois ensembles de facteurs de pondération différents. Le premier consiste en $\beta_I = 1$, $\beta_P = 0$, $\beta_V = 0$ et privilégie les ondulations de courant, le deuxième en $\beta_I = 0$, $\beta_P = 1$, $\beta_V = 0$ et favorise les pertes par commutation, et le dernier en $\beta_I = 0{,}001$, $\beta_P = 0$, $\beta_V = 1$ et permet de réduire les tensions de mode commun. Dans le dernier cas, la valeur de β_I est négligeable par rapport à celle de β_V, mais permet de différencier les séquences 6123 et 612. Les résultats de simulation sont donnés dans la figure 5.13.

L'entrainement à basse vitesse de la MSAP induit un $m \leq \frac{\pi}{3\sqrt{3}}$ insuffisant pour utiliser la séquence 612. La MLIP privilégiant la tension de mode commun dégrade donc fortement le fonctionnement en termes d'ondulations de courant en employant la séquence 6123 par rapport aux deux autres. En utilisant cette séquence, son niveau de pertes par commutation est estimé par le modèle de la FCS-MPC à celui de la MLI conventionnelle. Cependant en pratique, la non-prise en compte des ondulations de courant réelles et la dissymétrie entre les pertes par commutation à l'ouverture et à la fermeture des interrupteurs dans le modèle de simulation les augmentent légèrement. Comme la MLIP favorisant les ondulations de courant utilise principalement la séquence 0127 à basse vitesse, ces deux MLIP aboutissent ainsi à un niveau de pertes par commutation équivalent et proche de celui de la MLI conventionnelle. Par contre, le $\widehat{V}_{CMV}$ offerte par la MLIP favorisant la tension de mode commun est largement inférieure à celle de ces concurrentes. En haute vitesse, l'utilisation de la séquence 612, permise par une valeur de m supérieure à celle du seuil $\frac{\pi}{3\sqrt{3}}$, améliore largement ses performances. Son niveau de pertes par commutation est le même que la CCPWM avec $\gamma = 30^o$, et les ΔI_{RMS} convergent pour les trois MLIP considérées. Le $\widehat{V}_{CMV}$ quant à lui est indépendant de l'indice de modulation.

5.3.2 Evolution des facteurs de comparaison en fonction de la pondération

Il serait maintenant intéressant de voir l'impact des trois facteurs de pondération sur le compromis exprimé par la fonction de coût (4.40). L'analyse de l'évolution des facteurs de comparaison ΔI_{RMS} et $\overline{P_{com}}$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

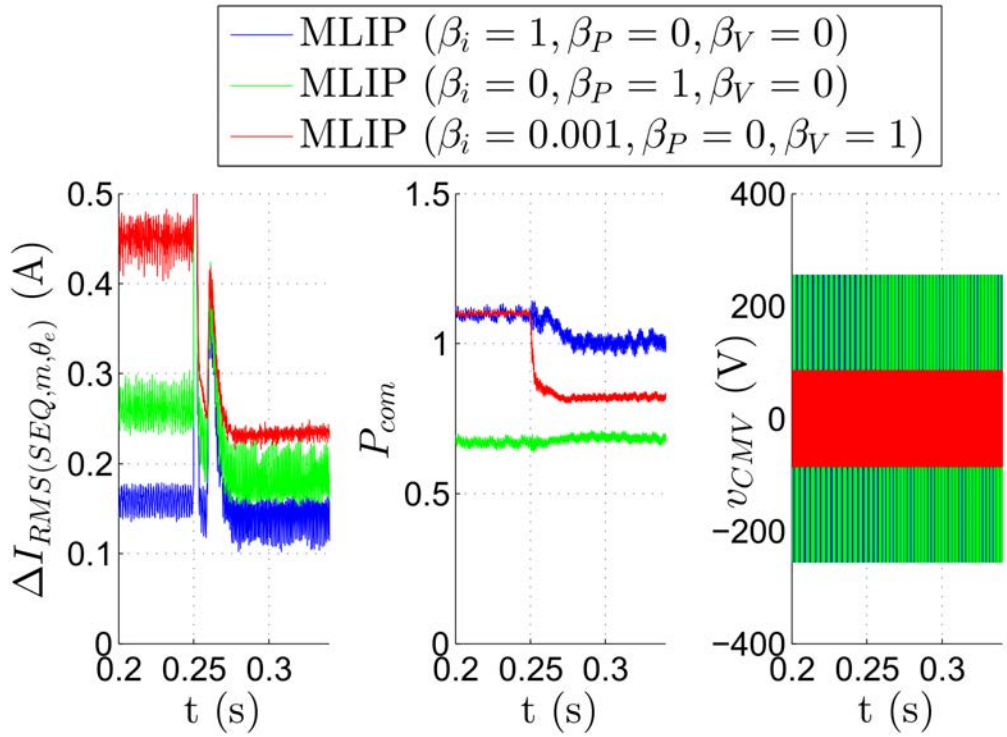

FIGURE 5.13 – Les $\Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}$, P_{com} et v_{CMV} obtenus avec la MLIP pour trois ensembles de facteurs de pondération différents.

en fonction de β_P, effectuée dans la section 5.2, sera étendue pour prendre en compte la tension de mode commun. Le facteur de comparaison qui lui sera attitré sera sa valeur efficace, calculée sur plusieurs périodes du fondamental et appelée $V_{CMV\ RMS}$. Pour un point de fonctionnement donné, plus les séquences 6123 et 612 sont utilisées et plus cette valeur sera faible. Malheureusement, les courants EDM décrits dans la sous-section 4.3.2 sont des phénomènes aléatoires, il n'y a donc pas de proportionnalité directe entre la réduction de $V_{CMV\ RMS}$ et la réduction des EDM. Cependant plus $V_{CMV\ RMS}$ est faible et plus la probabilité d'avoir une décharge due à la perte de conductivité du roulement lors de l'utilisation d'une configuration 0 est faible. Pour chaque triplet de pondération $(\beta_I, \beta_P, \beta_V)$, ces trois facteurs de comparaison seront déterminés en simulation sur le modèle précédemment explicité avec la MLIP comme modulateur. Leur évolution sera présentée en fonction de β_P et de β_V pour un $\beta_I = 1$. Pour voir l'effet du point de fonctionnement sur cette évolution, la MSAP sera commandée à trois vitesses de consigne différentes 200 rad/s, 250 rad/s et 300 rad/s avec un couple résistant de 5 Nm et une consigne i_d^* à 0. Les indices de modulation résultants sont de $m \simeq 0,5$, $m \simeq 0,62$ et $m \simeq 0,74$. Les surfaces correspondantes sont données dans la figure 5.14.

Comme attendu, les zones de performances maximums de la MLIP par rapport à un des facteurs de comparaison se situent au sommet des axes, donc là où un des β possède une valeur prépondérante. Le minimum d'ondulation de courant est ainsi à l'origine, le minimum de tension de mode commun autour du point $(\beta_I = 0, \beta_P = 0, \beta_V = 0,005)$ et le minimum de pertes par commutation autour du point $(\beta_I = 0, \beta_P = 0,03, \beta_V = 0)$. Une augmentation supplémentaire des facteurs au-delà de ces valeurs n'occasionnera pas de changement notable. De plus, l'augmentation de la valeur d'un des β aboutira forcément à une amélioration du critère qui lui est associé. En revanche, elle n'entrainera pas automatiquement une dégradation des deux autres facteurs. Effectivement, l'utilisation de la séquence 6123 pour réduire le $\widehat{V}_{CMV}$ occasionne

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

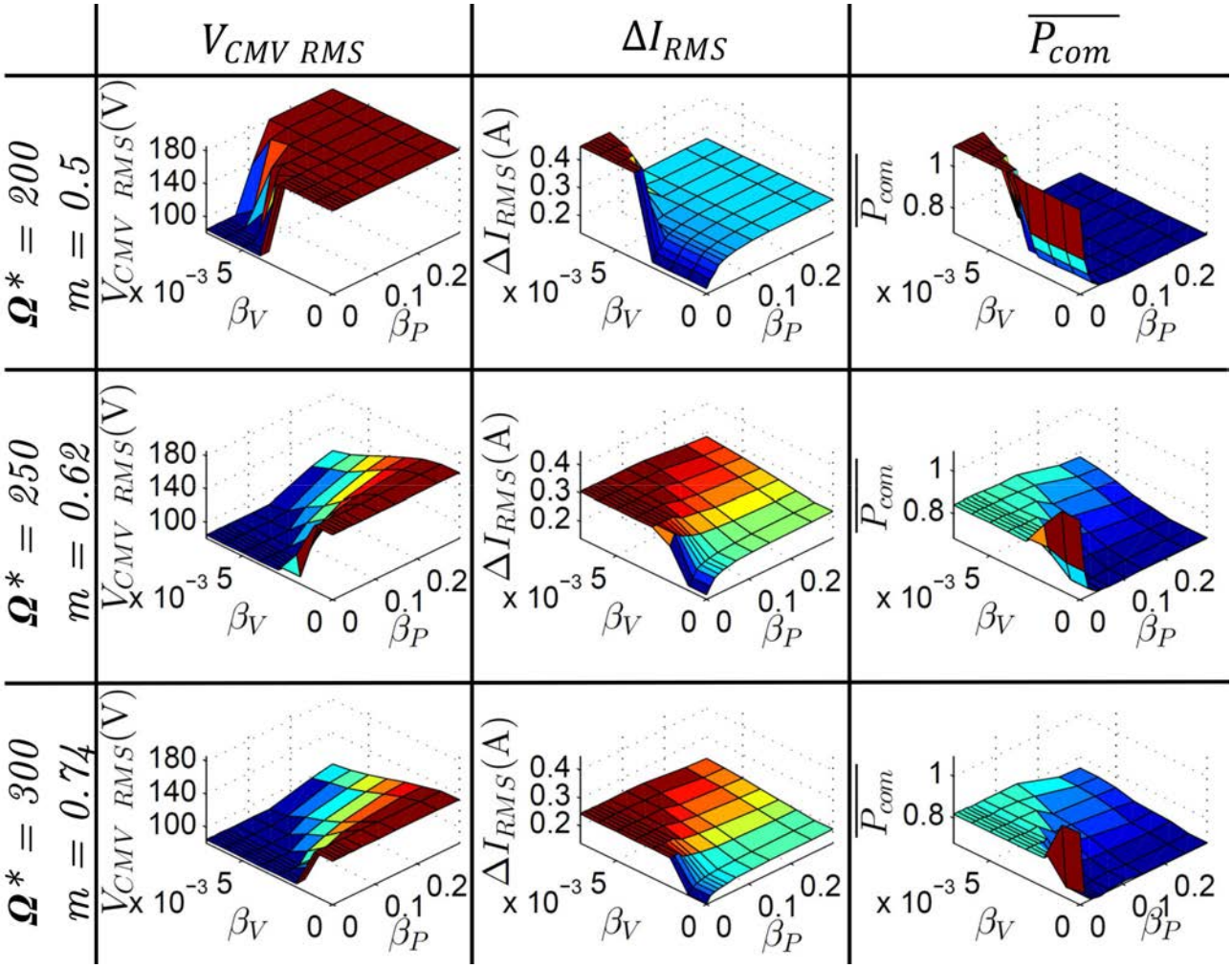

FIGURE 5.14 – Evolutions de ΔI_{RMS}, $\overline{P_{com}}$ et $V_{CMV\ RMS}$ pour les différents points de fonctionnement.

des ondulations pires que toutes les autres séquences, ce qui est visible dans la figure 4.12. Une augmentation de β_P aboutira ainsi simultanément à une amélioration attendue des pertes par commutation, mais aussi à une amélioration du ΔI_{RMS}. A l'inverse, les bonnes performances de la séquence 612 en termes de pertes par commutation induisent pour un indice de modulation important et pour un β_P proche de 0 une réduction commune de ce critère et de la tension de mode commun pour une augmentation de β_V. En outre, un faible indice de modulation implique l'utilisation de la séquence 6123 pour réduire le $\widehat{V}_{CMV}$. Ses performances en ondulation de courant et en pertes par commutation étant relativement faibles, le compromis résultant est relativement abrupt, et la zone où cette séquence est utilisée est relativement restreinte, ce qui est visible dans la figure 5.14 pour $m \approx 0,5$. Par contre, pour les autres points de fonctionnement, l'utilisation de la séquence 612, par ses performances accrues en pertes par commutation et ses ondulations de courant plus acceptables, entraine un compromis beaucoup moins marqué, et des zones intermédiaires importantes.

La pondération $\beta_I = 1$, $\beta_P = 0,02$ avait été sélectionnée pour ses bonnes performances pour exercer un compromis entre les ondulations de courant et les pertes par commutation. Au vu de la figure 5.14, cette paire de valeurs peut être étendue au triplet de facteurs de pondération $(\beta_I = 1, \beta_P = 0,02, \beta_V = 0,003)$. Tant que le m limite pour l'utilisation de 612 ne sera pas atteint, la tension de mode commun ne sera que peu

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

réduite. Les courants EDM étant un phénomène de relativement haute vitesse, ceci ne sera pas forcément un problème. Le compromis sera alors réalisé principalement entre les ondulations de courant et les pertes par commutation. A plus haute vitesse, la séquence 612 entrainera un compromis entre les ondulations de courant, les pertes par commutation et la tension de mode commun. La MLIP dont la fonction de coût est pondérée avec ce triplet a été simulée sur le modèle du banc complet, dans les mêmes conditions qui ont servi à tester la paire $\beta_I = 1$, $\beta_P = 0,02$. La vitesse de consigne est donc un échelon de 200 rad/s à 300 rad/s à t = 0,25 s et le couple résistant est de 5 Nm. A titre de comparaison, les résultats obtenus avec la N_{7zones}, la MSLPWM et la technique de [Hava and Un, 2011] réglée pour réduire la tension de mode commun sont aussi présentées, appelée H_{2zones}. La figure 5.15 montre les résultats.

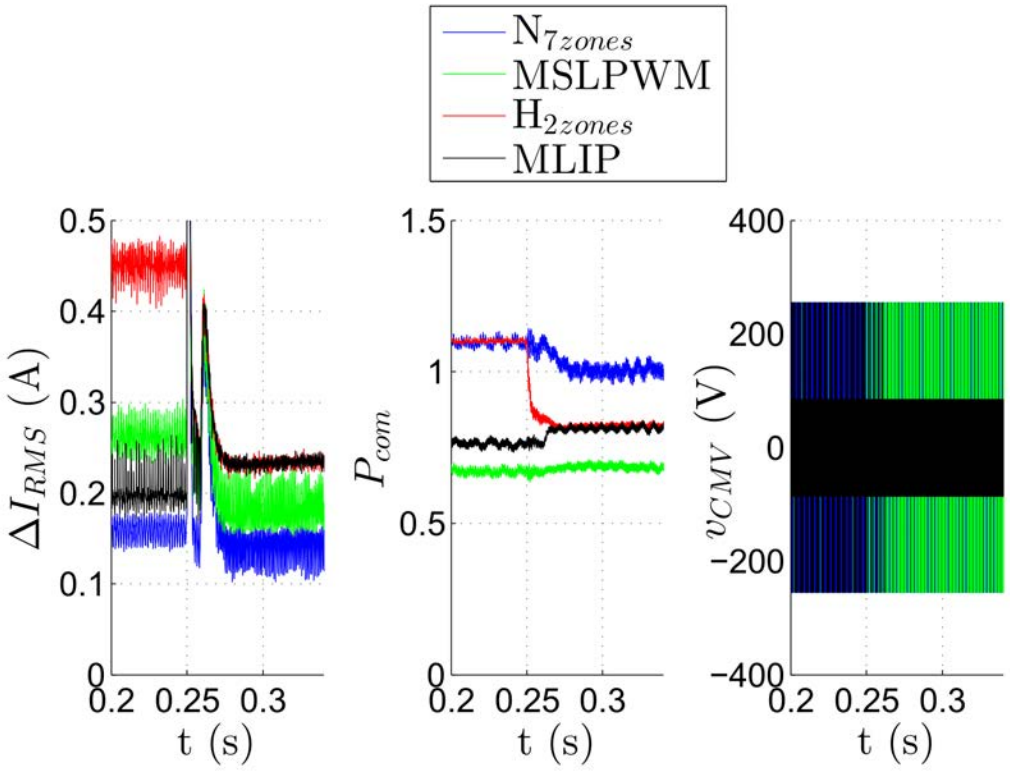

FIGURE 5.15 – Evolution temporelle du ΔI_{RMS}, des pertes par commutation normalisées et filtrées et de la tension de mode commun v_{CMV} pour une consigne en échelon de 200 rad/s à 300 rad/s et pour 4 modulateurs différents : la MSLPWM, la N_{7zones}, la H_{2zones} et la MLIP.

Avant l'échelon, les courbes présentées sont analogues à celles obtenues dans la sous-section 5.2.3 (figure 5.7), au détriment de la tension de mode commun qui est équivalente à celles issues de l'utilisation avec la N_{7zones} et la H_{2zones}. Suite à l'échelon, le compromis implique l'application de la séquence 612. La tension de mode commun résultante présente alors des pics à +/- E/2 beaucoup plus espacés au détriment des ondulations de courant et des pertes par commutation, qui sont alors plus importantes que celles montrées dans la figure 5.7.

Employée sur une MSAP, la MLIP a donc prouvé sa pertinence, aussi bien en simulation qu'en expérimental. En mono-factorielle, elle atteint les niveaux de réduction maximum atteignables sur les critères concernés pour un ensemble de séquences candidates donné. Sa capacité à effectuer un compromis entre les pertes par commutation, les ondulations de courant et la tension de mode commun a été validée sur cette application, et offre un avantage concurrentiel certain. La modification de ce compromis peut être

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

réalisé en tout temps par l'utilisateur par action sur les facteurs de pondération, ce qui permet une flexibilité jusqu'ici impossible dans le domaine des techniques de MLI hybrides.

5.4 Technique de MLI hybride prédictive employée sur un redresseur actif

5.4.1 Le redresseur actif et son implémentation

Un des intérêts de la MLIP est que son fonctionnement est indépendant de la charge tant que celle-ci est à caractère inductif sans liaison de neutre. En premier lieu, elle ne dépend que du type de convertisseur pour lequel elle a été développée. Comme cela a été présenté précédemment, l'adaptation de cette technique à la charge passe par l'ajustement des facteurs de pondération, ce qui est relativement aisé. L'implémentation de la MLIP sur un onduleur trois bras deux niveaux avec une MSAP comme charge présente un cas d'étude intéressant, car chaque critère de sélection des séquences, à savoir $\Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}$, $P_{MOY(SEQ,i_{tri})}$ et $\widehat{V}_{CMV(SEQ)}$, impacte cette association négativement et a donc intérêt à être réduit. Toutefois, l'onduleur trois bras deux niveaux étant très utilisé en triphasé dans l'industrie, l'étendue des possibilités de la MLIP associée à ce type de convertisseur est donc bien plus vaste. Pour le prouver, les performances de notre formalisme ont été testées sur un redresseur actif (en anglais *Active Front End* ou AFE). Le circuit résultant est schématisé dans la figure 5.16.

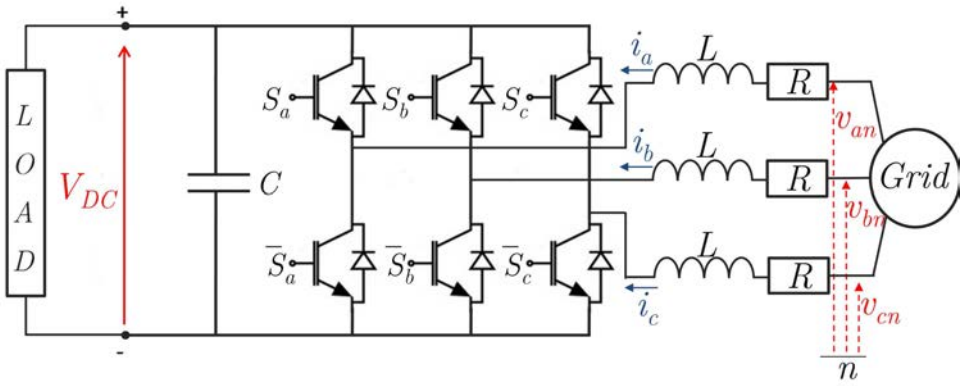

FIGURE 5.16 – Circuit électrique de l'onduleur trois bras deux niveaux utilisé en redresseur actif.

Contrairement à une utilisation en onduleur, où la puissance provient généralement du bus DC pour alimenter une charge triphasée, le montage du convertisseur en redresseur actif entraine un écoulement de la puissance du côté AC vers une charge DC. Pour permettre la commande appropriée du courant côté AC, un filtre inductif triphasé équilibré sert d'interface entre le réseau et les bornes AC du convertisseur, comme le montre la figure 5.16. Un raisonnement similaire à celui effectué sur la charge dans le cadre de l'onduleur peut alors être réalisé. En utilisant la transformée de Park en phase avec la tension v_{aN} du réseau 400 V/50 Hz, le système multi-variables couplé liant les tensions côté AC du redresseur actif aux courants de ligne s'exprime par :

$$\begin{aligned} v_d &= -\mathrm{R}i_d - \mathrm{L}\dot{i}_d + \mathrm{L}\omega i_q + v_{rd} \\ v_q &= -\mathrm{R}i_q - \mathrm{L}\dot{i}_q - \mathrm{L}\omega i_d + v_{rq} \end{aligned} \tag{5.7}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Avec v_d, v_q, i_d et i_q respectivement les tensions et courants triphasés exprimés dans le repère dq, L et R sont les valeurs inductives et résistives du filtre d'entrée, ω est la pulsation électrique du réseau et v_{rd}, v_{rq} sont les projections dans le repère dq du système triphasé de tension réseau.

Grâce à ce modèle, plusieurs lois de commande ont été développées dans la littérature pour contrôler l'AFE. Un des précurseurs a été la commande vectorielle orientée sur la tension, ou en anglais *VOC (Voltage Oriented Control)* [Kazmierkowski, 2000], [Malinowski et al., 2003]. De manière analogue à la commande vectorielle dans le cadre de la MSAP, elle consiste à contrôler séparément les courants selon les axes d et q du repère de Park orienté avec la tension $v_{a\mathrm{N}}$ du réseau grâce à des régulateurs linéaires de type PI. Pour se faire, les termes de compensation non-linéaires sont cette fois-ci :

$$\begin{aligned} e_d &= \mathrm{L}\omega i_q + v_{rd} \\ e_q &= -\mathrm{L}\omega i_d + v_{rq} \end{aligned} \tag{5.8}$$

Un des buts de la commande VOC d'un AFE est d'avoir côté AC un courant sinusoïdal en phase avec la tension. Pour se faire, la consigne de courant i_q^* va être maintenue à 0. La consigne i_d^* quant à elle va être fournie par le régulateur de tension DC présent dans une boucle externe, qui lui aussi va être de type PI. Le redresseur actif ne fonctionne qu'en montage amplificateur et ne permet donc une régulation en tension $\mathrm{V_{DC}}$ qu'au-dessus de la tension issue naturellement du redresseur double alternance, à savoir $\frac{3\sqrt{3}}{\pi}\widehat{\mathrm{V}}_r$. Une augmentation supplémentaire de la consigne de tension $\mathrm{V_{DC}^*}$ au-dessus de cette valeur entraine une diminution de l'indice de modulation m.

Le banc de test correspondant à ce système et mis en place dans le laboratoire pour tester la fonctionnalité de la MLIP expérimentalement est schématisé en figure 5.17.

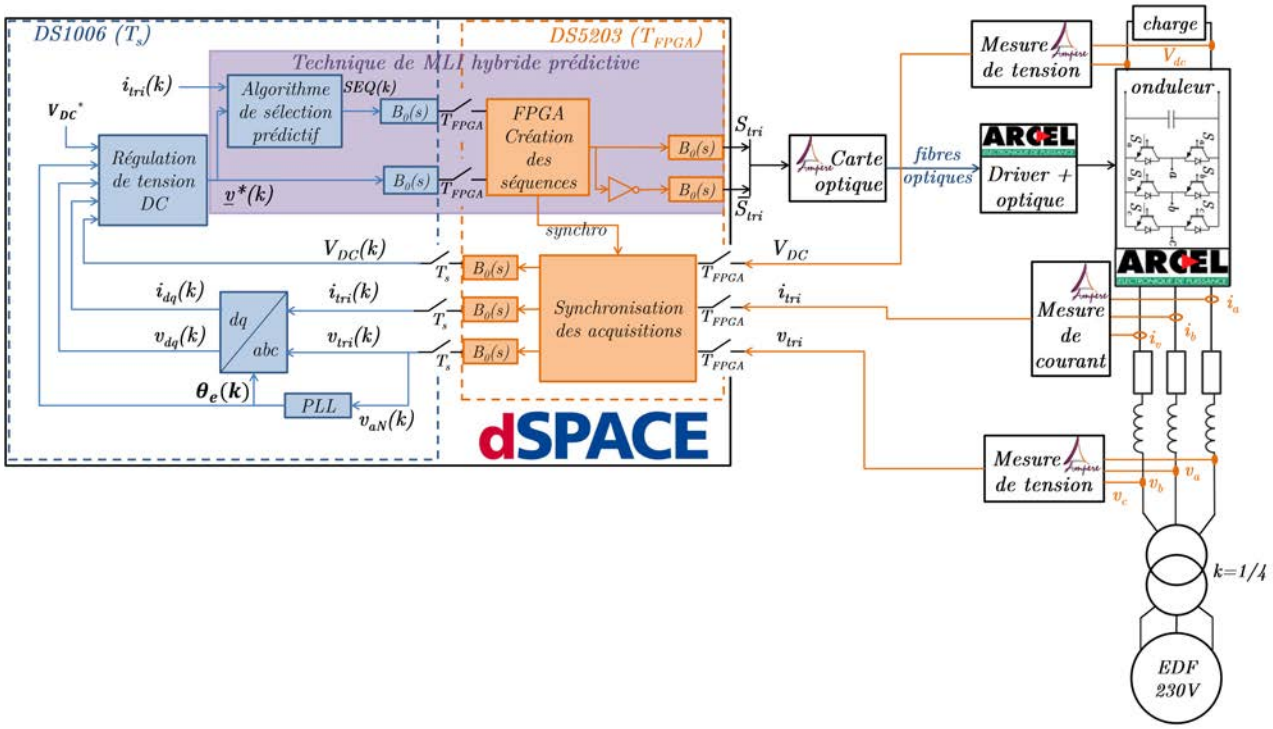

FIGURE 5.17 – Banc de test monté en AFE avec la commande VOC implémentée sur le dSPACE.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

A la différence de la figure 5.16, un autotransformateur de ratio 1/4 a été intercalé entre le réseau triphasé 400 V/50 Hz et le filtre d'entrée pour assurer la sureté de fonctionnement. Il autorise une variation de l'indice de modulation m relativement importante tout en assurant une tension DC inférieure à 300 V. Le filtre quant à lui est constitué de 3 inductances similaires, chacune d'une valeur de L = 2,3 mH et de résistance parasite R = 0,6586Ω. Le convertisseur utilisé comme redresseur est le même que précédemment, et ses valeurs caractéristiques sont résumées dans le tableau 5.2. Pour charger le système, différentes résistances sont disponibles et peuvent être branchées côté DC.

La commande VOC a été implémentée sur la dS1006 et interfacée aux capteurs de tension et de courant permettant l'acquisition du système triphasé de tension d'entrée v_{tri}, du système triphasé de courant i_{tri} et de la tension sur le bus DC V_{DC}. Une PLL permet la définition de l'angle électrique utilisé dans la transformé de Park à partir de v_a. Le reste du système, incluant le modulateur (MLIP ou autre), la création des séquences de MLI et la synchronisation des données, sont implémentés de la même manière que dans le cas de la MSAP. Les fréquences d'échantillonnage et de MLI ont été réduites à $f_s = 3\ k\text{H}z$, $f_{\text{MLI}} = 12\ k\text{H}z$ et $f_{\text{MLI}b} = 18\ k\text{H}z$ pour être plus représentatives des applications réseau.

Pour pallier les distorsions de courant dues aux temps morts, plusieurs techniques de compensation ont été développées dans la littérature. Une des plus anciennes et des plus classiques, présentée par exemple dans [Jeong and Park, 1991] [Munoz and Lipo, 1999] consiste à corriger directement l'erreur de tension causée par le temps mort en additionnant un terme correctif ΔV sur la consigne de tension de chaque phase $v^*_{\rho\text{N}}$ avec $\rho \in \{a, b, c\}$. Ce ΔV est une constante multipliée par le signe du courant traversant ce bras. Le changement de signe du signal résultant peut être instantané, linéaire ou inclure une zone morte pour insensibiliser la compensation aux ondulations de courant [Mannen and Fujita, 2014]. Cette technique est particulièrement bien adaptée à la MLI intersective. Une autre approche, proposée entre autres par [Lee and Ahn, 2014], a été conçue directement à partir d'une MLI vectorielle conventionnelle. Elle détermine la modification à apporter aux temps d'application des configurations T_1, T_2 et T_z en fonction du système triphasé de courant i_{tri} pour compenser directement le temps mort. En d'autres termes, [Lee and Ahn, 2014] définit la modification temporelle nécessaire pour la séquence 0127. Cette méthode s'accorde bien avec notre MLIP, et servira de base à notre technique de compensation de temps mort. Elle sera étendue à toutes les séquences appartenant à Σ. Les modifications résultantes sont définies en fonction du signe des courants et additionnées aux temps d'application des configurations. Ainsi quelque soit la séquence de MLI utilisée par la MLIP, l'effet du temps mort sera compensé.

En parallèle du banc de test, un modèle Matlab/Simulink le représentant a aussi été développé. Il est constitué, de manière analogue à précédemment, de blocs de la librairie SPS, dont le bloc *Universal Bridge* pour le redresseur, des éléments résistifs et inductifs pour le filtre d'entrée et un élément capacitif pour la capacité de stockage du bus DC. Leurs valeurs caractéristiques sont listées pour le redresseur dans le tableau 5.2 et dans le tableau 5.6 pour le reste du circuit. L'alimentation en tension du filtre inductif d'entrée sera modélisée par une source triphasée idéale à amplitude variable. Ceci représente un des intérêts du modèle par rapport au banc, avec une possibilité de modéliser les performances de la MLIP pour une connexion directe avec le réseau 400 V/50 Hz, ce qui est rendu impossible sur le banc par l'utilisation de l'autotransformateur. D'un point de vue commande, les gains proportionnel k_{pi} et intégral k_{ii} des régulateurs de courant et les gains proportionnel k_{pv} et intégral k_{iv} du régulateur de tension sont donnés dans le tableau 5.6 avec les fréquences d'échantillonnage utilisées dans le modèle. Les parties physiques sont comme précédemment modélisées à pas variable avec un solveur ode23tb.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

TABLE 5.6 – Valeurs numériques caractéristiques des éléments du circuit AFE.

filtre inductif d'entrée	inductance L	2,3 mH
	résistance parasite R	0,6536 Ω
bus DC	capacité	6,6 mF
électronique de commande et FPGA	f_s	3 kHz
	$f_{\text{MLI}} = \frac{1}{T_{\text{MLI}}}$	12 kHz
	$f_{\text{MLI}b} = \frac{1}{T_{\text{MLI}b}}$	18 kHz
	f_{FPGA}	4,5 MHz
	k_{pi}	7
	k_{ii}	50
	k_{pv}	1
	k_{iv}	30

Dans une application AFE, si l'impact de la tension de mode commun tend à être traité dans certains cas comme [Hou et al., 2013], elle semble moins problématique que dans le cadre d'une machine électrique. De fait, la MLIP sera centrée pour cette application sur les ondulations de courant et les pertes par commutation. Le facteur β_V sera donc défini à 0.

5.4.2 La réduction des ondulations de courant grâce à la MLIP

Dans un premier temps, l'aptitude de la MLIP à réduire les ondulations de courant va être testée en simulation et en expérimental. Pour se faire, sa fonction de coût est celle exprimée dans (5.2). Sur le modèle complet, l'étude du fonctionnement de l'AFE connecté directement au réseau aboutit à une tension seuil de V_{DC} = 540 V. Ainsi, pour faire varier l'indice de modulation, la consigne envoyée au régulateur de tension augmentera de 600 V à 1000 V. Effectivement, pour une amplitude de tension côté AC fixe, comme c'est le cas dans une application réseau, plus la tension DC sera importante, plus l'indice de modulation sera faible. La charge résistive branchée sur le bus DC est de 1 kW. La simulation sera répétée avec la MLIP, la technique de MLI conventionnelle et la SCPWM($\gamma = \frac{\pi}{6}$). Les ΔI_{RMS} résultants sont présentés dans la figure 5.18 en fonction de l'indice de modulation.

Comparée aux figures 5.4 et 5.9, la différence majeure est la décroissance des ondulations de courants en fonction de l'indice de modulation. Ceci s'explique par la modification de la tension DC, qui influence directement selon (4.33) le $\Delta I_{RMS(SEQ,m,\theta_e)}$. Les ondulations de courant sont en outre supérieures, ce qui est dû aux différentes valeurs inductives des charges. En revanche, d'après les figures 5.4, 5.9 et 5.18, quelle que soit l'application, les zones de performance de la technique conventionnelle et de la SCPWM($\gamma = \frac{\pi}{6}$) sont globalement conservées, avec une limite à m autour de 0,7. De plus, la MLIP présente sur ces trois figures un clair avantage par rapport à ces deux techniques. Elle offre une réduction allant jusqu'à 35,4 % de l'ondulation de courant de la technique de MLI conventionnelle et une réduction maximum de 13,4 % de l'ondulation de courant de la SCPWM($\gamma = \frac{\pi}{6}$).

Pour confirmer ces résultats, une série de tests a été réalisée sur le banc de test de la figure 5.17. En prenant en compte l'autotransformateur, pour avoir la même plage de variation d'indice de modulation, la consigne de tension V_{DC}^* variera de 150 V à 250 V. Un ensemble de résistances de différentes valeurs est adapté pour former au mieux une charge résistive de 1 kW. La figure 5.19 donne les ΔI_{RMS} mesurés en fonction de l'indice de modulation.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

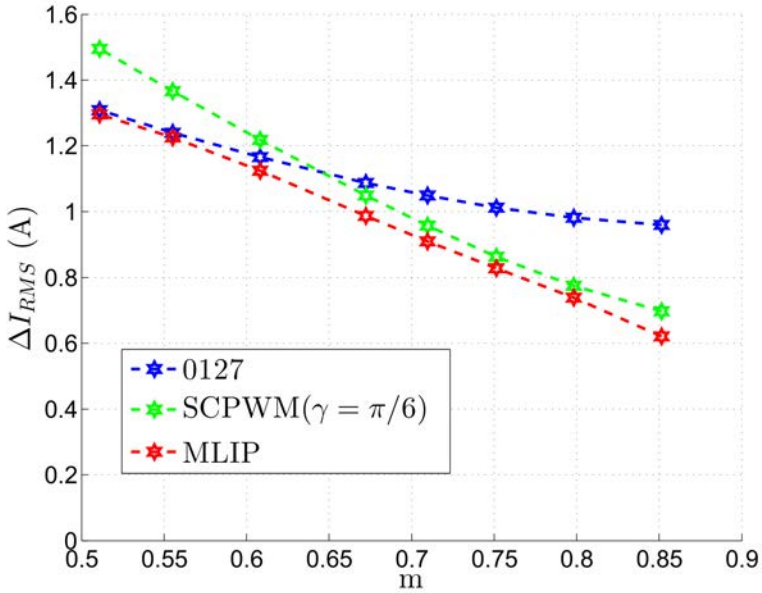

FIGURE 5.18 – Les ΔI_{RMS} obtenus pour les trois techniques de MLI hybrides MLIP, technique de MLI conventionnelle et SCPWM($\gamma = \frac{\pi}{6}$) en simulation.

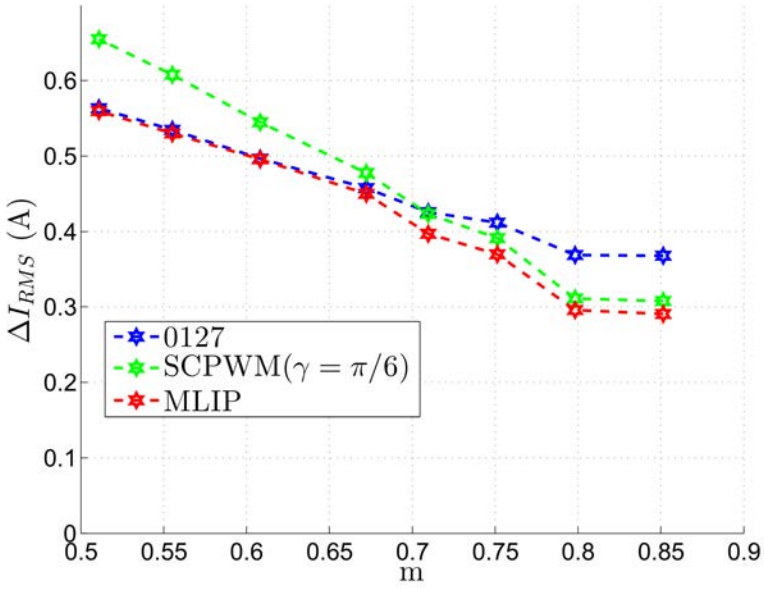

FIGURE 5.19 – Les ΔI_{RMS} obtenus pour les trois techniques de MLI hybrides MLIP, technique de MLI conventionnelle et SCPWM($\gamma = \frac{\pi}{6}$) en expérimental.

Cette figure présente une analogie relativement bonne avec les résultats de la figure 5.18. Les ΔI_{RMS} mesurés démontrent bien une supériorité de la MLIP par rapport aux autres techniques, et ce quel que soit l'indice de modulation. Les valeurs simulées et mesurées, illustrées dans les figures 5.18 et 5.19 ne sont bien évidemment pas directement comparables, l'amplitude du système triphasé de tension de réseau étant différent dans les deux cas.

Pour pallier cela, la simulation a été réalisée en prenant en compte l'autotransformateur, et pour une

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

consigne de tension V^*_{DC} allant de 150 V à 250 V. Les gains obtenus avec la MLIP par rapport à la technique de MLI conventionnelle et par rapport à la SCPWM($\gamma = \frac{\pi}{6}$) en simulation et en expérimentation sont présentés dans la figure 5.20 en (%) en fonction de m, rendant la comparaison possible.

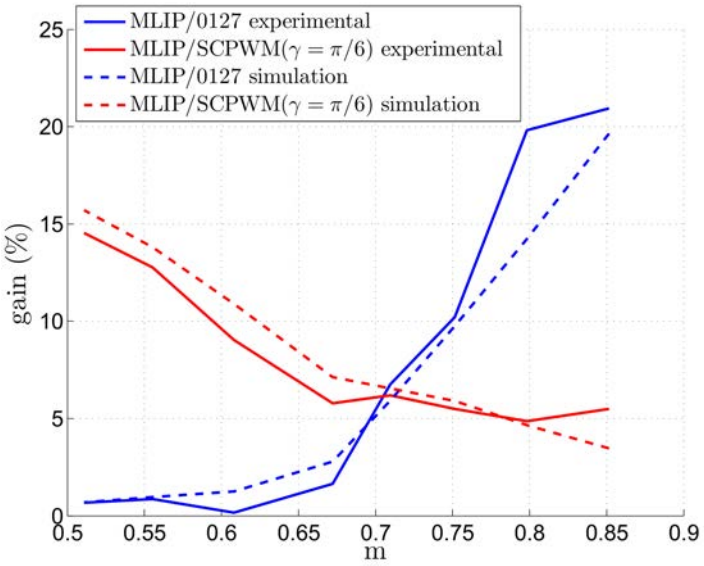

FIGURE 5.20 – Les gains en termes d'ondulations de courant obtenus avec la MLIP vis-à-vis des deux autres techniques de MLI hybrides en simulation et en expérimental.

Les courbes de la figure 5.20 quantifient bien les performances de la MLIP. De plus, la concordance entre les résultats de simulation et expérimentaux est bonne.

Les courants sur la phase a obtenus avec la MLIP et avec la technique de MLI conventionnelle sont tracés dans la figure 5.21. Pour quantifier l'impact en basse fréquence des techniques de MLI hybrides en général et de la MLIP en particulier, son THD a été évalué sur les trente premiers harmoniques lors de chaque essai. Il permet, en outre, de vérifier le bon fonctionnement de la compensation du temps mort. Les valeurs résultantes varient entre 4,7 % et 6,7 %, et sont indépendantes aussi bien de la technique utilisée que de la tension DC. Le résidu harmonique est lié aux harmoniques présents sur le réseau, qui ne sont pas complètement supprimés par le découplage du VOC.

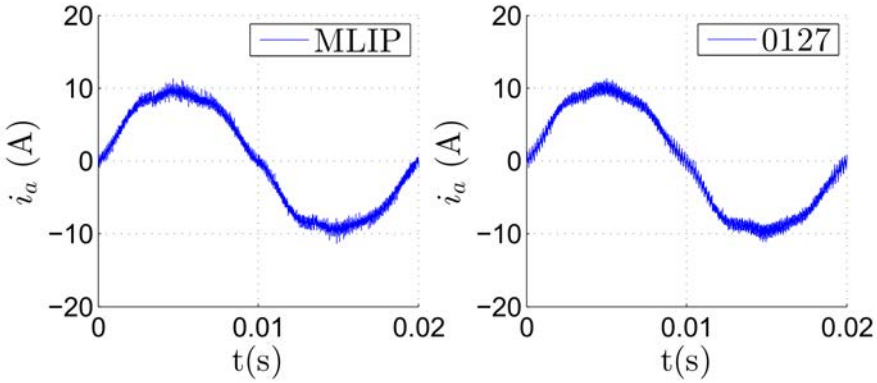

FIGURE 5.21 – Le courant i_a obtenu avec la MLIP et avec la technique de MLI conventionnelle.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Ainsi, l'utilisation de la MLIP permet une réduction efficace des ondulations de courant à la période de MLI sans impacter son contenu basse fréquence.

5.4.3 Le compromis entre les ondulations de courant et les pertes par commutation

Pour vérifier les capacités de la MLIP à réaliser un compromis entre les ondulations de courant et les pertes par commutation, et en particulier sur un redresseur actif, la fonction de coût considérée sera celle présentée dans (5.5). Dans un premier temps, le modèle a été utilisé pour vérifier cette aptitude sur une connexion directe avec le réseau. La consigne de tension envoyée au régulateur DC a été adaptée de manière à atteindre un indice de modulation $m \approx 0,77$, et la charge de manière à consommer 1 kW. Le β_P variera de 0 à 0,1, et pour chacune de ses valeurs le ΔI_{RMS} et le $\overline{P_{com}}$ ont été évalués, et reportés dans la figure 5.22.

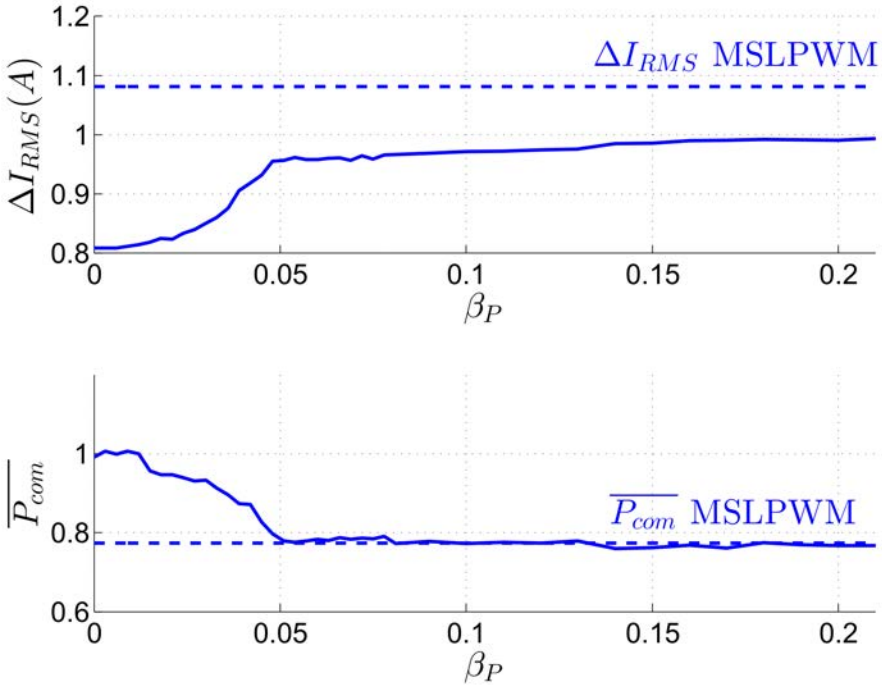

FIGURE 5.22 – Les ΔI_{RMS} et $\overline{P_{com}}$ en fonction de β_P obtenus avec la MLIP en simulation.

La variation de β_P impacte clairement le compromis réalisé par la MLIP, avec une réduction de $\overline{P_{com}}$ en fonction de β_P au détriment du ΔI_{RMS} qui augmente. En cela, les résultats présentés dans la figure 5.23 concordent avec ceux obtenus précédemment. De plus, leurs valeurs convergent vers celles obtenues avec la MSLPWM, ce qui encore une fois est en accord avec les résultats précédemment obtenus. Les gains en termes de pertes par commutation sont légèrement plus faibles que ceux présentés précédemment, mais autorisent une réduction maximum de 23 % par rapport à la technique de MLI conventionnelle.

Pour valider ces prévisions expérimentalement, la consigne soumise à l'AFE a été réduite à 160 V pour garder le même indice de modulation, et la charge résistive est adaptée à 1 kW. Pour la même variation de β_P, les ΔI_{RMS} et $\overline{P_{com}}$ sont quantifiés. Ce dernier facteur est estimé grâce à l'équation (5.6). Pour améliorer l'acquisition des accroissements de température, une caméra thermique FLUKE TI9 est cette fois utilisée pour mesurer les températures initiales et finales sur le redresseur. Ces valeurs sont intégrées dans la figure 5.23.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

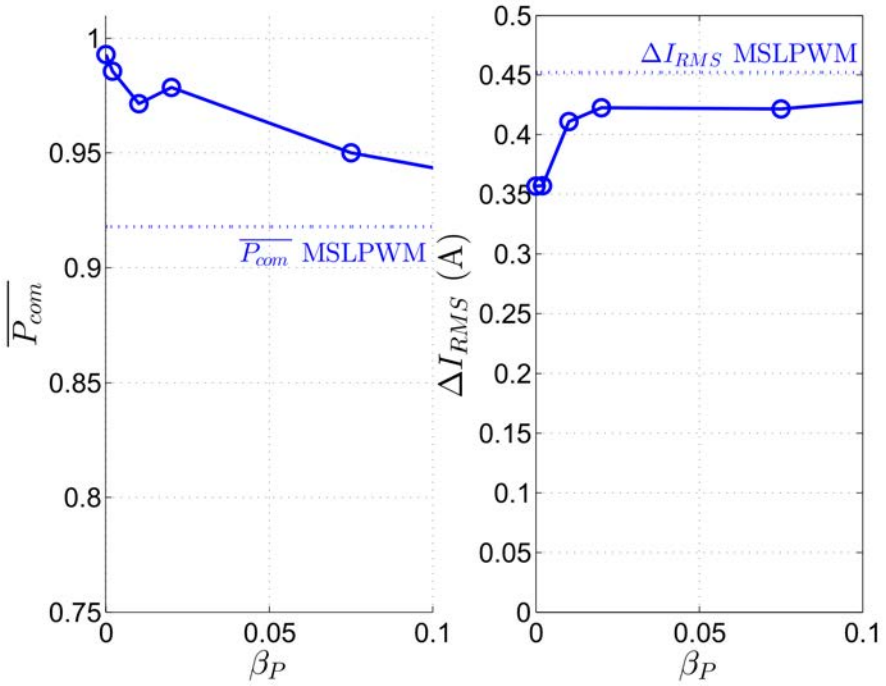

FIGURE 5.23 – Les ΔI_{RMS} et $\overline{P_{com}}$ en fonction de β_P obtenus avec la MLIP en expérimental.

La figure 5.23 appuie clairement les résultats présentés en figure 5.22. Les gains sur le facteur $\overline{P_{com}}$ obtenus avec la MSLPWM, s'ils sont supérieurs à ceux obtenus en expérimentation sur la MSAP, sont toujours inférieurs à ceux attendus en simulation. Pour le redresseur actif, ils s'élèvent à 8,21 %. Cependant, ils sont représentatifs de toutes les pertes électriques sur le convertisseur, et sont donc non négligeables. La figure 5.24 donne l'augmentation de température en degrés obtenue lors d'un test de deux heures avec la MLIP et avec la technique de MLI conventionnelle. L'augmentation maximum de la température est atteinte au niveau des IGBT, et sa valeur est visiblement différente pour les deux techniques de MLI hybrides.

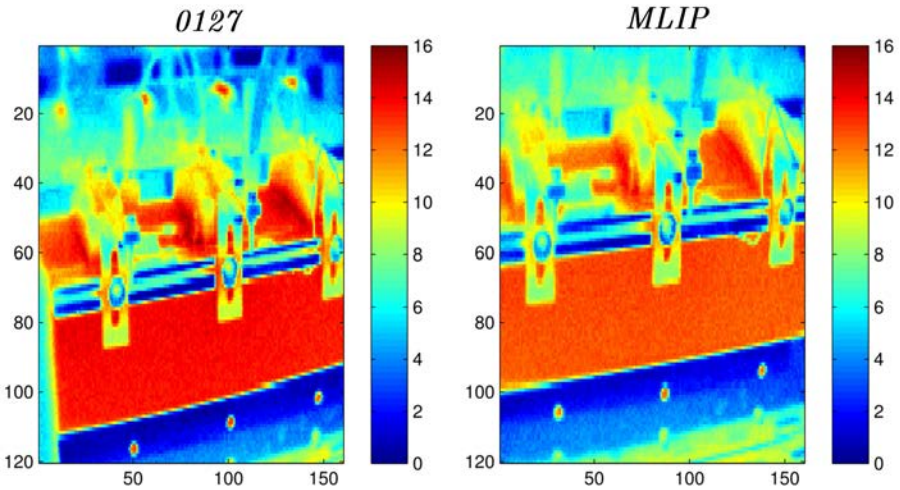

FIGURE 5.24 – Augmentation de la température en degrés pour la MLIP et pour la technique de MLI conventionnelle.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

En somme, l'adaptabilité de la MLIP vis-à-vis de la charge a été prouvée. Effectivement, les résultats issus de son utilisation avec un redresseur actif sont probants. Elle permet aussi bien une réduction des ondulations de courant seule qu'un compromis entre les ondulations de courant et les pertes par commutation, ce qui laisse entrevoir un certain nombre d'applications potentielles. Ainsi, en modifiant la fonction de coût par adaptation des facteurs de pondération, il est aisé de passer d'un fonctionnement onduleur branché à une MSAP à un fonctionnement redresseur connecté au réseau.

5.5 Perspectives d'utilisation de la MLIP

5.5.1 L'adaptabilité de la MLIP

La MLIP développée dans ce chapitre est centrée sur un modèle quantifiant relativement bien l'impact de la séquence de MLI sur l'association convertisseur/charge. Cependant, ce modèle tel qu'il a été développé n'a pas vocation à représenter tous les effets qu'elle a sur le système. De ce point de vue, la MLIP peut être améliorée pour prendre en compte d'autres facteurs. Par exemple, d'après l'équation (2.17) avec $L_d = L_q$, le couple d'une MSAP à pôles lisses est directement proportionnel à la composante i_q du courant triphasé i_{tri}. Ainsi, si en plus de considérer l'ondulation de courant globale qu'une séquence impose, l'algorithme de sélection des séquences intégrait l'ondulation spécifique sur l'axe q, il serait possible de réduire les ondulations de couple de la machine, aboutissant à une amélioration de la technique de MLI hybride proposée par [Basu et al., 2009].

De plus, tout le long du développement de la MLIP, la notion de compromis a été mise en avant, et le fait que ce compromis puisse être modifié en ligne a été présenté comme un avantage concurrentiel. Ce chapitre s'est attelé à prouver cette caractéristique de la conception, mais n'a pas présenté d'exemple précis sur son utilisation. De fait, un certain nombre de pistes mériteraient qu'on s'y intéresse.

Tout d'abord vis-à-vis de la MLIP utilisée dans le cadre de la commande d'un AFE, nous avons affaire à un durcissement normatif visant à restreindre les émissions d'harmoniques sur le courant de ligne. Or nous l'avons vu, la valeur efficace des ondulations de courant issues des séquences de MLI sont dépendantes du point de fonctionnement. De fait, il serait intéressant d'adapter la fonction de coût de manière à ce qu'elle privilégie les pertes par commutation, qui sont souvent prépondérantes par rapport aux pertes Joules liées à l'ondulation de courant, tout en interdisant la sélection des séquences qui aboutissent à une ondulation de courant dépassant un certain seuil d'ondulation. Ceci permettrait, tout en restant dans le cadre normatif restrictif, d'optimiser le rendement du convertisseur.

Comme précisé précédemment, il serait possible de prendre en compte les ondulations de i_q et donc de C_{em} dans la sélection des séquences de MLI. Dans le cadre du projet ELEXC, à certains moments du cycle de travail de la mini-excavatrice, une bonne maniabilité du bras d'actionnement est nécessaire pour effectuer des mouvements dans des environnements plus restreints. L'adaptation en ligne de la fonction de coût pourrait imposer des ondulations de couple les plus faibles possible dans ces cas-là pour gagner en précision de mouvement, et relaxer cette contrainte le reste du temps pour optimiser le rendement.

5.5.2 Transposabilité de la technique de MLI hybride prédictive à d'autres convertisseurs

Le travail réalisé jusqu'à maintenant dans ce chapitre a prouvé les performances de la MLIP et son intérêt concurrentiel face aux autres techniques de MLI hybrides pour un convertisseur trois bras deux niveaux, et ce qu'il soit utilisé en onduleur ou en redresseur. Cette topologie n'a pas seulement été choisie car elle

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

correspond à celle utilisée pour l'alimentation électrique de l'EMA mis en place dans le projet ELEXC. L'augmentation drastique de l'utilisation de machines tournantes triphasées et de l'alimentation de charges par le réseau avantagent particulièrement la mise en place de ce type de convertisseur dans le monde industriel, le rendant indispensable.

Cependant, il est important de noter qu'il n'y a pas de spécificité entre la MLIP et ce type de convertisseur, qui ne représente qu'un exemple applicatif. Il est effectivement possible d'implémenter cette technique pour n'importe quel type de convertisseur dont le modulateur possède un degré de liberté dans l'imposition de la grandeur de commande fournie par le contrôleur en amont. Dans ce cas, le nombre fini de séquences de commande des interrupteurs que le modulateur peut utiliser forme l'ensemble discret de séquences candidates. Le reste de la MLIP garde la même structure, avec un FCS-MPC dont le modèle quantifie l'impact de chacune de ces possibilités sur l'association convertisseur/charge et dont la fonction de coût permet la sélection de la séquence à utiliser à chaque pas d'échantillonnage.

A charge d'exemple, le développement d'une nouvelle MLIP pour augmenter le rendement d'un *Dual Active Bridge* (DAB) a débuté au sein du laboratoire [Yade et al., 2015]. Ce convertisseur, dont la structure physique est montrée en figure 5.25, permet un transfert d'énergie bi-directionnel avec un relativement fort rendement et une isolation galvanique [Rodriguez et al., 2014].

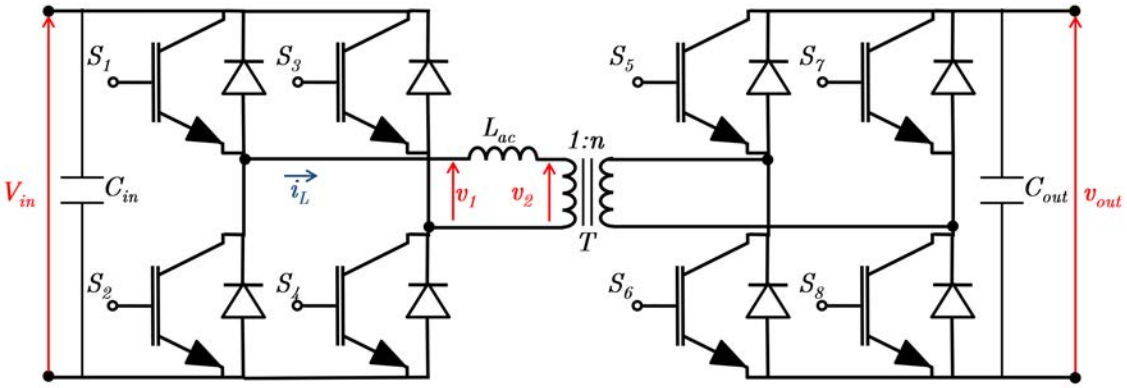

FIGURE 5.25 – Circuit électrique du convertisseur DAB.

Le but premier de la boucle de commande associée à ce convertisseur est de réguler sa tension de sortie à sa consigne V^*_{DC}. Pour ce faire, le contrôleur délivre la consigne de puissance à faire transiter à travers le DAB. Cette consigne appelée P* est transmise au modulateur qui a pour objectif de l'appliquer. Le nombre élevé d'interrupteurs aboutit à l'existence de différents types de modulateur :

- le modulateur SPS (de l'anglais *Single Phase Shift*) qui impose des signaux créneaux de rapport cyclique 50 % et de valeurs $\mp V_{in}$ et $\mp v_{out}$ respectivement aux tensions v_1 et v_2. Le transfert de puissance est alors contrôlé par le déphasage entre ces deux tensions,
- la modulation TRM (de l'anglais *Triangular Modulation*) qui autorise l'imposition de la tension nulle sur v_1 et v_2. Le transfert de puissance est alors défini par les rapports cycliques de ces tensions sur une demi-période de modulation,
- la modulation ESPS (de l'anglais *Extended Single Phase Shift*) qui combine les deux modulations précédentes en autorisant l'utilisation de la tension nulle sur un seul des ponts du DAB. De fait, deux variantes existent en fonction du pont pleinement utilisé : ESPS mode 1 pour le pont d'entrée, et

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

ESPS mode 2 pour celui de sortie. La puissance transmise dépend alors du rapport cyclique sur une demi-période de la tension du pont pleinement utilisé.

En premier lieu, tous ces modulateurs permettent le même transfert de puissance sur la période de modulation. Cependant, ils induisent pour cela des courants efficaces dans l'inductance L_{ac}, donc des pertes par conduction, et des pertes par commutation différentes. De plus la puissance maximum qu'ils sont capables de faire transiter n'est pas la même. Ainsi chaque modulateur surpasse les autres sur un certain nombre de points de fonctionnement, démontrant l'intérêt de changer de type de modulation en ligne.

Dans ce but, une nouvelle MLIP a été proposée. Son ensemble Σ contient les 4 types de modulateurs possibles : la SPS, la TRM et les ESPS mode 1 et mode 2. Pour chacun d'eux, le modèle discret contenu dans le FCS-MPC permet de définir pour la période de modulation future le courant efficace dans L_{ac} noté $i_{ac\mathrm{RMS}}$, les pertes par commutation P_{MOY}, et le transit de puissance noté P qu'il induit. Les formules algébriques permettant la quantification de ces trois facteurs sont disponibles dans [Yade et al., 2015]. Ces prédictions sont transmises avec la référence de puissance à la fonction de coût $\mathscr{J}'$ définie dans 5.9, et le type de modulation MOD(k) qui la minimise est choisie pour induire le transit de puissance.

$$\mathscr{J}' = \beta'_{\mathrm{I}} i_{ac\mathrm{RMS}}(1|k) + \beta'_{\mathrm{P}} P_{\mathrm{MOY}}(1|k) + \beta'_{ref}\left(P^* - P(1|k)\right) \tag{5.9}$$

Avec β'_{I}, β'_{P} et β'_{ref} les facteurs de pondération des trois grandeurs composant le critère de sélection.

Le schéma représentatif de la commande en tension du DAB avec la MLIP comme modulateur est présenté dans la figure 5.26.

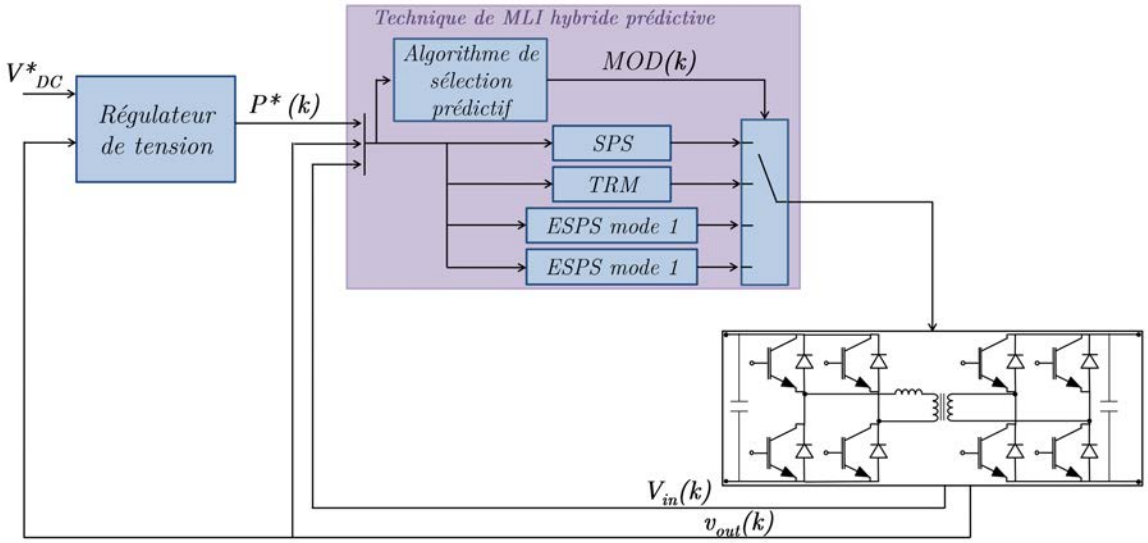

FIGURE 5.26 – Schéma de fonctionnement de la commande en tension du DAB avec la MLIP comme modulateur.

Les résultats de simulation préliminaires ont été présentés dans [Yade et al., 2015] et laissent entrevoir des performances accrues offertes par la MLIP. Ces résultats devront être approfondis dans un premier temps en simulation et validés expérimentalement pour quantifier les gains exacts obtenus sur ce type spécifique de convertisseur. Cependant, l'intérêt d'étendre le développement de la MLIP à d'autres types de convertisseurs semble déjà acquis.

Les résultats expérimentaux et de simulation, présentés dans ce chapitre, tendent à valider le bienfondé

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

du développement. Ainsi, la technique de MLI hybride prédictive, qui de fait représente une utilisation non conventionnelle d'un contrôleur FCS-MPC, permet une réduction des ondulations de courant, des pertes par commutation et de la tension de mode commun en fonction d'un critère défini par l'utilisateur, et ce quel que soit l'application industrielle ciblée. Ces résultats, obtenus dans le cadre d'une utilisation d'un onduleur trois bras deux niveaux comme convertisseur, ont été associés à un certain nombre de perspectives d'utilisation, étendant le domaine d'utilisation de la MLIP.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Chapitre 6

Le contrôleur d'impédance à paramètres variables

Sommaire

6.1 Les actionneurs compliants 173
6.1.1 Les actionneurs à compliance passive 174
6.1.2 Les actionneurs à compliance active 175
6.1.2.1 La commande en impédance 175
6.1.2.2 Le contrôleur d'impédance à boucle de position interne 177
6.1.2.3 La commande hybride position/effort 178
6.1.3 Discussion sur le choix du type de compliance 178
6.2 Le concept du contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres variables 180
6.2.1 La relation d'admittance du contrôleur d'impédance à boucle de position interne . . 181
6.2.2 Simulation d'un contact de l'EMA équipé d'un contrôleur d'impédance à paramètres fixes avec un environnement de raideur $K_e = 5.10^6$ N/m 186
6.2.3 Le contrôleur prédictif 188
6.2.3.1 Le modèle inclus dans le contrôleur prédictif 189
6.2.3.2 Constitution de la fonction de coût $\mathscr{J}$ 191
6.2.3.3 Le problème optimal prédictif 193
6.3 Résultats de simulation 196
6.3.1 Contact avec un environnement de raideur $K_e = 5.10^6$ N/m avec CIPIPV 197
6.3.2 Impact des valeurs relatives des coefficients de pondération sur le fonctionnement de l'EMA 200
6.3.3 Impact du choix de la dimension n de l'ensemble Σ en simulation 202
6.3.4 Contact avec un environnement de raideur $K_e = 1.10^7$ N/m 204
6.3.5 Réalisation d'un cycle de travail du godet 207
6.4 Résultats sur le banc de test 209
6.4.1 Contact avec un environnement de raideur $K_e = 1.10^6$ N/m 210
6.4.2 Contact avec un environnement de raideur $K_e = 5.10^6$ N/m 213
6.4.3 Impact du choix de la dimension n de l'ensemble Σ en expérimental 215
6.4.4 Réalisation d'un cycle de travail du godet 216
6.5 Conclusion 217

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Le remplacement des actionneurs hydrauliques par des EMA sur la chaîne d'actionnement de la mini-excavatrice ELEXC a été motivé par les gains en rendement, qui ont été confirmés lors de tests réalisés sur le prototype. Le rendement énergétique d'une chaîne d'actionnement électromécanique sur un cycle de creusage a en particulier été quantifié à 53,3 % en fin de chapitre 2, ce qui, en comparaison aux 20 % estimés dans [Kagoshima, 2013], est une nette amélioration.

Cependant, ce changement occasionne d'autres modifications dans les caractéristiques physiques de l'équipement. Effectivement, un actionneur hydraulique, sous l'effet conjoint du volume de fluide contenu dans ses chambres et dans les flexibles et de sa compressibilité, possèdera une certaine raideur. Celle-ci, sous l'effet d'un impact avec l'environnement, aura tendance à limiter la dynamique de montée en effort de compression sur l'actionneur. Dans le cas de l'actionneur électro-mécanique, sa raideur intrinsèque est importante. Le remplacement des types d'actionneur aura donc tendance à rigidifier l'équipement, ce qui aboutira à une dynamique nettement plus rapide de montée en effort dans les mêmes conditions. Or pour les raisons évoquées précédemment, tirées des travaux de [Lemor, 1996] et [Schinstock and Haskew, 1996], ce constat aboutit à la nécessité d'adapter la chaîne d'actionnement pour assurer sa pérennité. Les éléments la constituant hors actionneurs étant fixés par le projet, seule une modification au niveau des actionneurs est possible.

Ce problème peut être abordé, soit en surdimensionnant les EMA pour assurer la robustesse et donc la durabilité de la chaîne complète, soit en augmentant l'élasticité des actionneurs, ce qui aura pour effet de limiter la dynamique de l'effort de compression sur la vis à rouleaux satellites et de celui de réaction de l'environnement. La deuxième solution est évidemment avantageuse en termes de poids embarqué sur l'équipement, donc de rendement, et potentiellement de coût. Elle peut être mise en œuvre de différentes manières, regroupées sous les terminologies d'actionneur compliant [1] et de commande compliante. La première section de ce chapitre présentera ces notions, et aboutira à la sélection du contrôleur d'impédance à boucle de position interne.

Dans le cadre de la mini-excavatrice, le contrôleur de l'EMA doit aussi bien permettre de limiter la dynamique et la valeur maximale de l'effort de compression sur les EMA qu'assurer un bon suivi de la trajectoire de consigne en contact avec l'environnement. Ces objectifs, antagonistes, ne sont pas atteignables de manière commune par le contrôleur d'impédance à boucle de position interne à gains fixes. Aussi, dans une deuxième partie de ce chapitre, un contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres variables (CIPIPV) sera proposé. Les paramètres caractérisant l'impédance qu'il impose seront définis par un MPC à grandeurs de commande continue, qui sera converti en un MPC à grandeurs de commande discrètes, pour utiliser les méthodes de résolution de problème optimal prédictif usuellement employées en FCS-MPC. Ses éléments constitutifs, incluant le contrôleur prédictif, seront décrits dans ce chapitre.

Enfin, des résultats de simulation et obtenus sur le banc de test décrit dans le chapitre 2 valideront ce nouveau contrôleur.

6.1 Les actionneurs compliants

Pour comprendre le concept d'actionneur compliant, une définition d'un actionneur raide est introduite. Ce type d'actionneur, selon [Vanderborght et al., 2013], est capable de rejoindre une position de consigne et d'y rester, sans en dévier, quelle que soit la force qu'on lui applique. Il possède donc idéale-

1. Le terme compliance est un anglicisme référant à l'élasticité. Il sera utilisé dans le reste du manuscrit dans les expressions "commande compliante" et "actionneur compliant" pour conserver une cohérence avec la bibliographie associée

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

ment une impédance infinie. Au contraire, un actionneur compliant va s'écarter de sa position d'équilibre, équivalente à la consigne de position, quand une force de perturbation lui est imposée. Cette notion de position d'équilibre, différente de celle utilisée habituellement en automatique, est définie dans [Ham et al., 2009] comme la position pour laquelle l'actionneur compliant ne génère aucun effort. Moyennant ces spécifications, dans la littérature, il est possible de différencier deux catégories d'actionneurs compliants :

- les actionneurs à compliance passive, qui intègrent des éléments élastiques permettant, outre l'élasticité, de stocker de l'énergie,
- les actionneurs à compliance active, qui sont constitués d'actionneurs raides naturellement sur lesquels la commande impose une caractéristique élastique. On parle alors aussi de commande compliante [Prelle, 1997].

6.1.1 Les actionneurs à compliance passive

Ce type d'actionneur connait un certain succès dans la littérature pour sa capacité à stocker l'énergie cinétique d'un choc en énergie potentielle pour pouvoir la réutiliser ensuite. Implémenté aussi bien dans des prothèses [Hollander et al., 2006] que dans des robots bipèdes [Collins et al., 2005], il permet de limiter la dimension des actionneurs en limitant leurs consommations. Il est en outre prisé dans les applications où les robots partagent le même espace de travail que les humains, pour assurer la sécurité des personnes. Un certain nombre d'articles ont classifié les différentes topologies existantes, dont [Ham et al., 2009] et [Vanderborght et al., 2013].

La classification de [Vanderborght et al., 2013], présentée dans la figure 6.1, est le consensus le plus abouti, et sépare les actionneurs à compliance passive en deux sous-groupes : les actionneurs à compliance passive fixe et ceux à compliance passive variable. La topologie la plus représentative du premier type est le SEA (de l'anglais *Serial Elastic Actuator*) qui consiste en un actionneur raide en série avec un élément élastique de type ressort. L'élasticité offerte par ce système est donc induite par la sélection du ressort. Pour rendre l'élasticité adaptative, plusieurs topologies sont proposées dans la figure 6.1. Bien que différentes, ce sont toutes des structures bi-actionneurs, dont un contrôle la position d'équilibre et un l'élasticité de l'élément élastique. Il faut donc remarquer que, si l'élasticité reste passive, sa modification, elle, est active, car elle nécessite un apport d'énergie. Pour des précisions sur la constitution exacte des différentes solutions appartenant à la famille des actionneurs à compliance passive variable, le lecteur est invité à lire les articles [Ham et al., 2009], [Vanderborght et al., 2013], [Migliore et al., 2005], [Tonietti et al., 2005].

La capacité de stockage d'énergie de ces actionneurs, inexistante dans les actionneurs à compliance active, leur accorde un avantage certain. Cependant, ils sont plus volumineux, et plus complexes à intégrer. Dans le cadre de la mini-excavatrice, les structures mécaniques des éléments de l'équipement étant fixes, l'intégration des structures élastiques en bout des EMA induirait inévitablement une perte de leur course maximale, et donc une réduction de l'espace de travail. De plus, la nécessité d'adapter l'élasticité en fonction du point de fonctionnement implique l'intégration de systèmes plus complexes imposant une association de deux actionneurs par axe, donc une multiplication de sources de défaillance d'où une augmentation de la maintenance. Pour ces raisons, l'intégration d'une élasticité passive sur les EMA n'a pas été privilégiée dans le cadre de ce projet.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

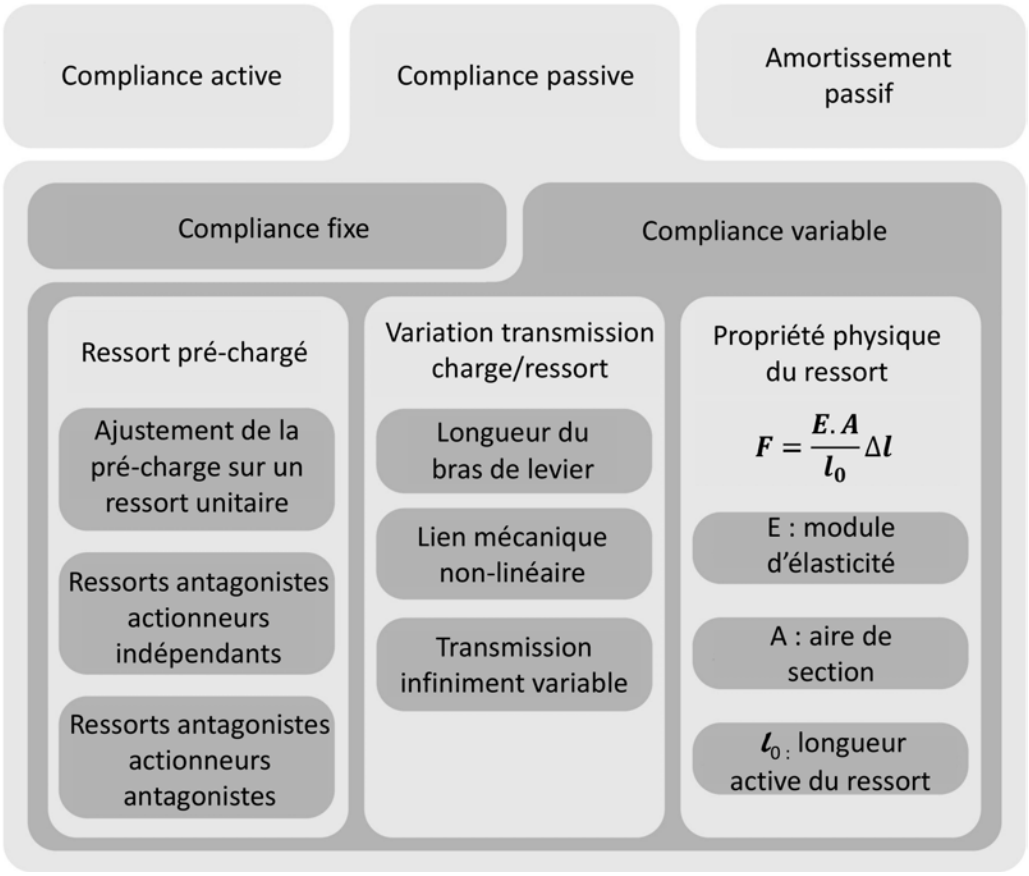

FIGURE 6.1 – Catégorisation des différents types d'actionneur à compliance passive, tirée de [Vanderborght et al., 2013].

6.1.2 Les actionneurs à compliance active

Contrairement aux actionneurs à compliance passive, cette topologie n'emploie que des actionneurs raides. L'élasticité de la chaîne d'actionnement n'est alors due qu'à la mise en place d'une commande compliante. Celle-ci impose une certaine raideur à partir des signaux mesurés à l'aide de différents capteurs. Ainsi, s'il est impossible de stocker de l'énergie avec cette démarche, elle ne nécessite pas de modifications du système global autres que logicielles. De fait, elle est donc plus appropriée dans le cadre de cette étude. Principalement en robotique, un grand nombre de contrôleurs entrainant un fonctionnement élastique ont été développés sur des manipulateurs pouvant entrer en collision avec leur environnement dans leur zone de travail. La chaîne d'actionnement d'une mini-excavatrice pouvant être considérée comme un manipulateur série, ces commandes lui sont parfaitement adaptables. Dans la sous-section suivante, les principaux contrôleurs disponibles dans la littérature vont être définis. Cette liste, bien que non exhaustive, aura pour but de justifier le choix qui a été fait dans le cadre de cette étude.

6.1.2.1 La commande en impédance

La commande en impédance a été introduite par [Hogan, 1985], sur le principe que l'environnement, du fait de son caractère inertiel et de ses contraintes cinématiques, se comporte en une admittance. De fait, le manipulateur, s'il reçoit une trajectoire désirée, doit forcément se comporter comme une impédance pour conserver la compatibilité physique au niveau du contact. Par adaptation de [Hogan, 1985], le vecteur des

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

couples de consigne aux liaisons pivots $\mathbf{C}^*$ de dimension n_{deg}, avec n_{deg} le nombre de degrés de liberté de la chaîne d'actionnement, doit être équivalent à l'équation (6.2) pour imposer l'impédance définie en (6.1) en bout de manipulateur, avec le vecteur de trajectoire de consigne $\boldsymbol{x}_d$ de dimension n_{deg} comme position d'équilibre.

$$\mathbf{Z}(s) = \mathbf{M}_d s^2 + \mathbf{B}_d s + \mathbf{K}_d \tag{6.1}$$

Avec $\mathbf{K}_d$, $\mathbf{B}_d$ et $\mathbf{M}_d$ les matrices diagonales de dimension (n_{deg} x n_{deg}) représentant respectivement la raideur, l'amortissement et le tenseur d'inertie désirés en bout de chaîne d'actionnement, et s la variable de Laplace.

$$\mathbf{C}^* = \mathbf{J}^{\mathrm{T}} (\mathbf{K}_d(\boldsymbol{x}_d - \boldsymbol{x}) + \mathbf{B}_d(\boldsymbol{\nu}_d - \boldsymbol{\nu}) - \mathbf{M}_d \dot{\boldsymbol{\nu}}) \tag{6.2}$$

Avec $\boldsymbol{x}$ et $\boldsymbol{\nu}$ respectivement les vecteurs de position et de vitesse, de dimension n_{deg}, de l'effecteur dans le repère cartésien de l'espace de travail, $\boldsymbol{\nu}_d$ le vecteur de vitesse de consigne, et $\mathbf{J}$ la Jacobienne du manipulateur.

La figure 6.2 donne le schéma fonctionnel d'un contrôleur d'impédance, dans le cas où le manipulateur est en contact avec un environnement de tenseur d'inertie $\mathbf{M}_e$ sur lequel agit un torseur d'action mécanique $\mathbf{F}_{env}$.

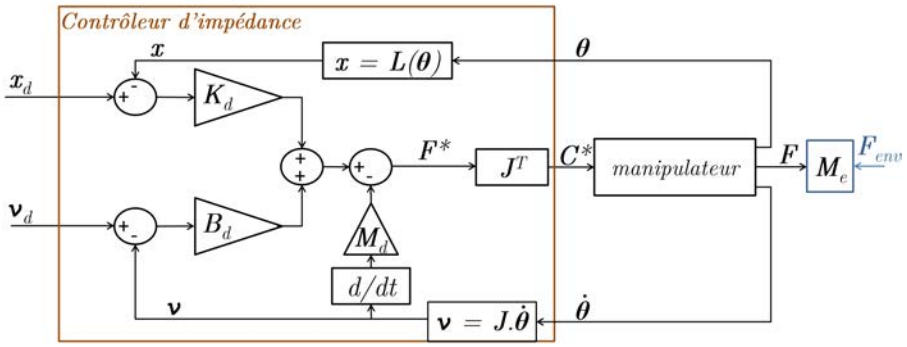

FIGURE 6.2 – Schéma fonctionnel du contrôleur d'impédance décrit par [Hogan, 1985].

Dans la figure 6.2, $\boldsymbol{x} = \mathbf{L}(\boldsymbol{\theta})$ est le modèle géométrique direct, et $\mathbf{F}$ le torseur d'action mécanique du manipulateur sur l'environnement. Ainsi, si l'application des couples de consigne est idéale ($\mathbf{F} = \mathbf{F}^*$), le torseur d'action mécanique de réaction de l'environnement respecte :

$$\mathbf{F}_{env} = \underbrace{\mathbf{K}_d(\boldsymbol{x}_d - \boldsymbol{x}) + \mathbf{B}_d(\boldsymbol{\nu}_d - \boldsymbol{\nu}) - \mathbf{M}_d \dot{\boldsymbol{\nu}}}_{\mathbf{F}} - \mathbf{M}_e \dot{\boldsymbol{\nu}} \tag{6.3}$$

Vis-à-vis de l'équation 6.3, en ajoutant le vecteur d'accélération de consigne, et si le tenseur d'inertie désirée $\mathbf{M}_d$ est important par rapport à celui de l'environnement $\mathbf{M}_e$, la relation entre le torseur d'action mécanique $\mathbf{F}_{env}$ et l'écart de position par rapport à la trajectoire désirée respecte bien l'impédance définie dans (6.1). En pratique, les forces de frottements de la chaîne d'actionnement vont s'ajouter au terme $\mathbf{F}_{env}$ de l'équation (6.3) et ainsi impacter l'impédance réellement imposée au manipulateur, qui diffèrera automatiquement de celle spécifiée dans (6.1).

Il est intéressant de constater que la commande en raideur présentée dans la sous-section 2.2.3 est un

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

cas particulier de cette commande en impédance pour un degré de liberté, avec une masse désirée nulle et une vitesse désirée non prise en compte dans la commande.

6.1.2.2 Le contrôleur d'impédance à boucle de position interne

Similairement au contrôleur d'impédance classique, ce contrôleur tend à imposer la relation d'impédance définie par (6.1) entre le torseur d'action mécanique de réaction de l'environnement $\mathbf{F}_{env}$ et l'écart entre la position réelle $\boldsymbol{x}$ et sa trajectoire $\boldsymbol{x}_d$. Cependant, contrairement à son prédécesseur, il inclut une boucle de régulation en position sur le manipulateur. Dans sa formulation de base proposée par [Lu and Meng, 1991], la relation d'impédance imposée en sortie de manipulateur est induite par une modification de la trajectoire de consigne $\boldsymbol{x}_d$ en fonction de l'effort mesuré, d'où son appellation TIRT (de l'anglais *target-impedance reference trajectory*). La trajectoire envoyée au régulateur de position est donc la solution unique de l'équation différentielle du second ordre suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_d\ddot{\boldsymbol{x}}_t + \mathbf{B}_d\dot{\boldsymbol{x}}_t + \mathbf{K}_d\boldsymbol{x}_t &= -\mathbf{F}_{env} + (\mathbf{M}_d\ddot{\boldsymbol{x}}_d + \mathbf{B}_d\dot{\boldsymbol{x}}_d + \mathbf{K}_d\boldsymbol{x}_d) \\ \boldsymbol{x}_t(0) &= \boldsymbol{x}_d(0) \\ \dot{\boldsymbol{x}}_t(0) &= \dot{\boldsymbol{x}}_d(0) \end{aligned} \tag{6.4}$$

Avec $\boldsymbol{x}_d$ la trajectoire désirée dans le repère cartésien de l'espace de travail et $\boldsymbol{x}_t$ la trajectoire corrigée envoyée au régulateur de position du manipulateur $\mathrm{C}_{position}$.

Cette structure est plus communément appelée contrôleur d'impédance à boucle de position interne, ou aussi en anglais *Position-based Impedance Control*. Son fonctionnement peut être exprimé par le schéma bloc défini dans la figure 6.3 dans le cas d'un manipulateur en contact avec l'environnement.

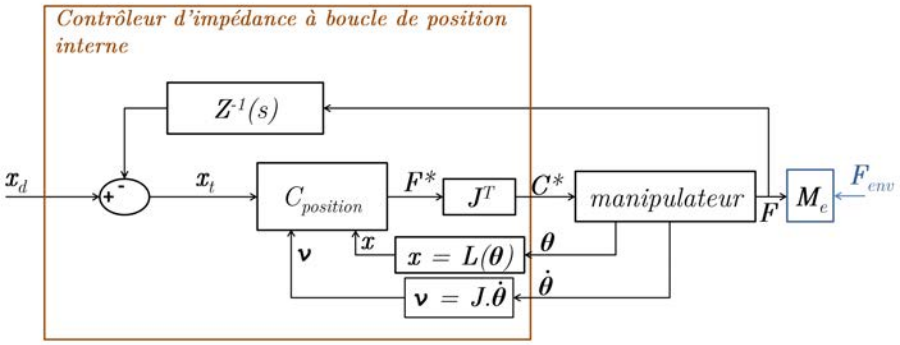

FIGURE 6.3 – Schéma fonctionnel du contrôleur d'impédance à boucle de position interne.

Par rapport à la version proposée par [Hogan, 1985], cette fois une mesure d'effort au niveau de l'effecteur est nécessaire. Par contre, l'utilisation de la boucle interne de position permet, selon [Chiaverini et al., 1999], si les gains sont réglés de manière adéquate, de réduire de beaucoup l'influence des frottements sur les résultats. De plus, le recours à une mesure d'effort est le seul moyen, selon [Chiaverini et al., 1999], d'imposer la relation d'impédance entre le torseur d'action mécanique de réaction de l'environnement $\mathbf{F}_{env}$ et l'écart entre la position $\boldsymbol{x}$ et sa trajectoire de consigne $\boldsymbol{x}_d$, de manière indépendante de la configuration du manipulateur, quand $\mathbf{M}_d$ est fixée largement supérieur à $\mathbf{M}_e$.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

6.1.2.3 La commande hybride position/effort

Cette commande, issue du travail réalisé dans [Raibert and Craig, 1981], se base sur le fait que les degrés de liberté d'un manipulateur en contact avec l'environnement sont séparés en deux sous-ensembles. Le premier contient les degrés de liberté contraints en position qui doivent donc être pilotés en effort, et le deuxième les degrés de liberté contraints en effort qui doivent donc être pilotés en position. Les actionneurs constituant le manipulateur pouvant interagir avec les différents degrés de liberté, ils reçoivent donc simultanément les différentes contributions en position et en effort issues de ces deux sous-ensembles. La commande hybride position/effort, sous sa formulation de base, est donnée en figure 6.4, pour un manipulateur en contact avec l'environnement.

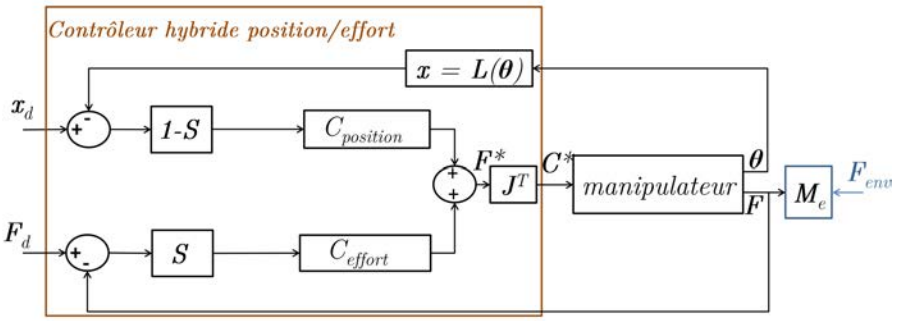

FIGURE 6.4 – Schéma fonctionnel du contrôleur hybride position/effort.

La matrice diagonale **S** est de rang n_{deg}, avec n_{deg} le nombre de degrés de liberté du manipulateur. Elle permet d'associer à chaque degré de liberté le type de commande qui lui est nécessaire. Selon [Raibert and Craig, 1981], chaque élément de sa diagonale est une variable binaire, qui prend la valeur 1 si le degré de liberté est à commander en effort, et 0 sinon.

Ce contrôleur hybride position/effort est particulièrement adapté dans les applications où certains degrés de liberté sont constamment soit en position, soit en effort. Par exemple, il est approprié pour l'ébavurage, qui nécessite une commande en position dans l'axe radial et en effort dans l'axe transversal à la surface de contact.

Cependant, ce type de commande nécessite une connaissance relativement précise de l'environnement pour établir les valeurs de **S**. De plus, particulièrement dans sa formulation d'origine, il connait des problèmes d'instabilité. Une étude de l'évolution de la stabilité du système en fonction de la matrice diagonale **S** a été réalisée dans [Fisher and Mujtaba, 1992]. Des reformulations de cette commande ont été effectuées, en utilisant par exemple un contrôleur prédictif dans [de la Casa Cardenas et al., 2015], mais sans supprimer la nécessité de commuter entre position et effort.

6.1.3 Discussion sur le choix du type de compliance

Une installation d'éléments élastiques en bout d'EMAs sur la chaîne de transmission n'est pas réellement envisageable au vu des contreparties que cela engendrerait, aussi bien en terme de réduction de l'espace de travail que d'augmentation de la complexité du système. Ainsi, le développement d'une commande compliante destinée à être implémentée sur les actionneurs de l'équipement est plus approprié. Les cycles de creusage engendrent, par définition, une interaction avec un environnement peu connu. Il n'est en outre pas possible de différencier simplement les degrés de liberté à commander en effort de ceux à commander

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

en position. Ainsi, la commande en impédance, avec un contrôleur commun à tous les degrés de liberté, présente un avantage décisif vis-à-vis de la commande hybride position/effort. Pour finaliser le choix, les points suivants sont pris en considération :

- à l'instar de la commande en raideur de l'EMA, installée sur le banc de test présenté dans le chapitre 2, les contrôleurs des EMA du système d'actionnement de la mini-excavatrice ELEXC sont assimilables à une commande en position. Effectivement, leurs gains proportionnels sont importants, pour permettre un bon suivi de trajectoire et une insensibilité aux variations d'inertie et aux frottements,
- pour assurer l'application de l'impédance voulue sans avoir recours au modèle dynamique du manipulateur, une mesure de l'effort de réaction de l'environnement $\mathbf{F}_{env}$ est, de toute manière, nécessaire selon [Chiaverini et al., 1999] et [Tafazoli et al., 2002].

Le contrôleur d'impédance avec une boucle de position interne est donc le plus approprié pour une implémentation sur la mini-excavatrice.

Un choix similaire a été réalisé sur une mini-excavatrice Takeushi TB035 télé-opérée dans [Tafazoli et al., 2002]. Une relation d'impédance, équivalente à celle décrite dans l'équation (6.1), y est imposée entre l'extrémité du godet et la réaction de l'environnement. Pour cela, la pelle est instrumentée de capteurs d'effort et de résolveurs dans les liaisons pivots entre les trois cylindres du bras, de la flèche et du godet et la structure mécanique. A partir des mesures d'effort et de la trajectoire de consigne dans le référentiel cartésien de l'espace de travail, la trajectoire modifiée est établie et envoyée à la boucle de régulation de position. Ce travail avait pour but d'améliorer les performances de la pelle dans le cadre de cycles de nivelage, en supprimant les légères oscillations de position engendrées par l'utilisation d'une mini-excavatrice standard. Les résultats expérimentaux présentés dans [Tafazoli et al., 2002] viennent appuyer ce développement en montrant une qualité accrue des efforts et des positions lors de ces cycles. Cependant, la structure de pelle considérée est bien évidemment hydraulique, ce qui constitue la différence majeure avec notre problématique.

Dans l'optique de mieux contrôler le torseur d'action mécanique du manipulateur lors de l'impact et l'imposition de l'impédance désirée, un certain nombre de développements de contrôleur d'impédance à boucle de position interne peuvent être trouvés dans la littérature. Par exemple, [Ferretti et al., 2004] développe un contrôleur d'impédance en prenant en compte les forces de frottement et la raideur de la transmission mécanique. Il le fait, dans un premier temps, pour un manipulateur à un degré de liberté, puis pour un robot industriel à 6 degrés de liberté. Un certain nombre d'évolutions de ce type de contrôleur d'impédance visent à augmenter ses performances en adaptant, soit ses paramètres, soit les trajectoires de position ou de force. Dans cette optique, la logique floue a plusieurs fois été implémentée, dont dans [Dizaji et al., 2014] et dans [Kharmandar and Khayyat, 2011]. Le travail fait par [Dizaji et al., 2014] tend à réduire l'impact entre un manipulateur et l'environnement, donc à limiter la dynamique et la valeur maximale de l'effort de réaction au point de contact. Pour se faire, un superviseur fuzzy induira des valeurs de raideur et d'amortissement du contrôleur d'impédance faibles quand l'effort d'environnement et sa raideur sont élevés. Si ce concept se rapproche de notre objectif, en pratique, le développement d'un superviseur fuzzy, particulièrement pour une application complexe, nécessite les compétences d'un expert, et peut aboutir à une solution peu performante. Une approche optimale a été développée dans [Fatemi et al., 2012] et [Matinfar and Hashtrudi-Zaad, 2004]. Elle opte pour le calcul des paramètres du contrôleur d'impédance à boucle de position interne par minimisation d'une fonction de coût incluant les erreurs entre la position et sa trajectoire désirée et entre l'effort de réaction et l'effort désiré. Malheureusement, dans les deux cas, les valeurs d'impédances obtenues dépendent de l'impédance de l'environnement. Cette approche n'est donc pas implémentable sur la

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

mini-excavatrice.

Le contrôleur d'impédance à boucle de position interne est donc parfaitement adapté à une application sur la mini-excavatrice, et certaines versions incluant la variation de paramètres d'impédance, dont celle proposée par [Dizaji et al., 2014], s'attaquent au problème de la limitation de la collision avec l'environnement. Cependant jusqu'à maintenant, aucun contrôleur d'impédance offrant des paramètres de raideur, d'amortissement et d'inertie variables n'a utilisé un contrôleur prédictif pour permettre simultanément un bon suivi de trajectoire et une diminution de la dynamique de montée en effort.

6.2 Le concept du contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres variables

Dans un premier temps, le contrôleur d'impédance est développé pour l'EMA de godet installé sur le banc, équivalent à un manipulateur à un degré de liberté. Le repère cartésien de l'espace de travail est, dans ce cas, fixé avec un axe x dans l'axe de la vis et avec l'origine au début de la course de l'actionneur. Ainsi, en premier lieu, le déplacement du chariot, sans contact avec l'environnement, ne s'effectuera que dans cet axe avec la dynamique spécifiée par le modèle développé dans la section 2.2. La modification de la consigne de trajectoire, induite par le contrôleur d'impédance, n'agira donc qu'en une dimension sur la consigne de position issue de l'utilisateur.

Le but du contrôleur d'impédance à boucle de position interne, développé dans ce manuscrit, diffère des approches entreprises dans la littérature. Il est mis en place spécifiquement afin d'augmenter la durabilité de la chaîne d'actionnement. La figure 6.5 donne le système complet, alliant l'actionneur et le contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres variables (CIPIPV). Selon les préconisations de [Schinstock and Haskew, 1996] et de [Lemor, 1996], cet objectif est atteint en limitant la dynamique et

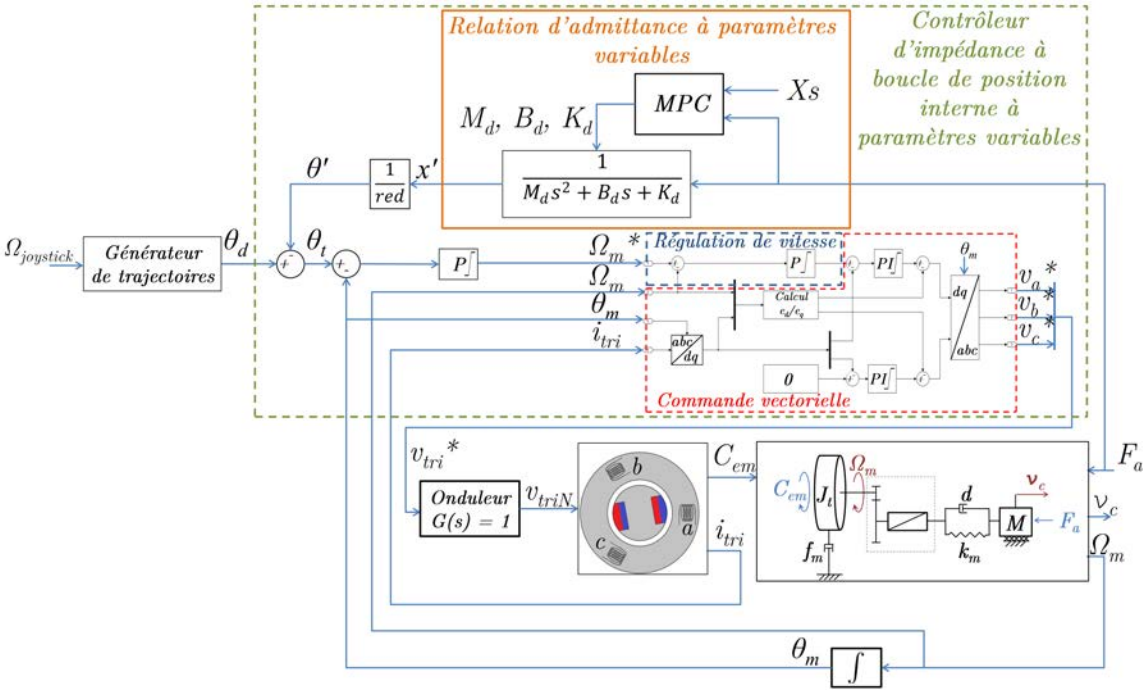

FIGURE 6.5 – Schéma fonctionnel du contrôleur d'impédance global.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

la valeur maximale de l'effort axial de charge imposé aux EMAs. En contrepartie, il ne vise pas à imposer une impédance engendrant un changement de réaction du système perceptible par l'utilisateur lors de cycles de creusage standards. Pour pallier ces problématiques, les paramètres du contrôleur d'impédance seront variables, et définis en ligne par un contrôleur prédictif. Celui-ci, en fonction du modèle complet de l'EMA commandé, du vecteur d'états du système noté X_s, des mesures de la force de charge axiale F_a et de la consigne de position θ_d fournie par l'utilisateur, détermine les valeurs adéquates des paramètres d'impédance vis-à-vis d'une fonction de coût qui formalise les réductions antagonistes de la compression sur l'EMA de l'erreur de position.

La modification de la position de consigne linéaire x', spécifiée par la relation d'impédance imposée par l'équation (6.1) par rapport à F_a avec cette fois M_d, B_d et $K_d \in \mathbb{R}$, doit être convertie en rotation avec le facteur de réduction. Ainsi, elle respecte la structure de la commande de position, à savoir celle de l'angle mécanique du moteur θ_m.

Par la suite, la relation d'admittance nécessaire au CIPIPV va être reformulée, faisant apparaitre ses grandeurs de commande. Ensuite, de manière à comprendre la nécessité de faire varier les paramètres, des résultats de simulation présentant l'impact de l'EMA, commandé par l'association contrôleur en raideur/contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres fixes, à une certaine vitesse avec un environnement raide seront fournis. Enfin, le contrôleur prédictif du CIPIPV sera défini.

6.2.1 La relation d'admittance du contrôleur d'impédance à boucle de position interne

En première approximation, le système complet de la figure 6.5 peut être simplifié sous la forme schématique de la figure 6.6.

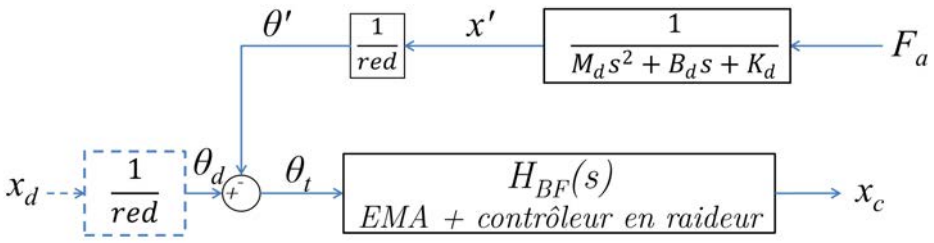

FIGURE 6.6 – Schéma fonctionnel simplifié du contrôleur d'impédance associé à l'EMA.

Avec la consigne de position angulaire θ_d issue du générateur de trajectoire, qui est équivalente à une consigne linéaire $x_d = red\theta_d$, et $H_{BF}(s)$ la fonction de transfert liant θ_t à x_c la position du chariot, représentant la dynamique d'asservissement de la commande de position de l'actionneur.

Pour rappel, le contrôleur d'impédance à boucle de position interne tend à imposer, entre la force de réaction de l'environnement dans l'axe de l'actionneur F_a et l'écart entre la position du chariot x_c et x_d, l'impédance définie par l'équation (6.1), avec M_d, B_d et $K_d \in \mathbb{R}$. Pour cela, la relation d'admittance qu'il intègre induit, à partir de F_a, une modification de trajectoire linéaire x', qui va impacter la consigne θ_d comme le montre la figure 6.6. Celle-ci respecte la fonction de transfert suivante :

$$\frac{x'(s)}{F_a(s)} = Z^{-1}(s) = \frac{1}{M_d s^2 + B_d s + K_d} = \frac{1}{K_d\left(\frac{s^2}{\omega_d^2} + \frac{2\epsilon_d s}{\omega_d} + 1\right)} \tag{6.5}$$

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Avec ω_d et ϵ_d respectivement la pulsation propre et l'amortissement de l'admittance désirée.
Sous cette forme, la masse et l'amortissement désirés sont définis par les équations :

$$\begin{aligned} M_d &= \frac{K_d}{\omega_d^2} \\ B_d &= \frac{2\epsilon_d}{\omega_d} K_d \end{aligned} \tag{6.6}$$

Par analyse de la figure 6.6, la relation entre x_d, x_c et F_a est la suivante, en prenant en compte l'équation (6.5) :

$$x_d \frac{H_{BF}(s)}{red} - x_c = F_a Z^{-1}(s) \frac{H_{BF}(s)}{red} \tag{6.7}$$

L'équation 6.7 montre bien l'effet du contrôleur d'impédance à boucle de position interne recherché si la dynamique de H_{BF} est négligeable, donc si l'EMA contrôlé en position est une liaison hélicoïdale idéale de rapport de réduction red. En d'autre termes, pour assurer le fonctionnement requis, les paramètres de la relation d'admittance M_d, B_d et K_d doivent être quantifiés de manière à pouvoir négliger la dynamique de la boucle de position.

Pour étudier l'impact des paramètres d'impédance du CIPIPV , dans un premier temps, l'asservissement de position de l'EMA sera considéré comme une liaison hélicoïdale idéale de rapport de réduction red. Dans le cas où l'actionneur est en contact permanent avec un environnement, dont la position d'équilibre est équivalente à une position $x_c = 0$, et modélisé par une élasticité $G_e(s)$ dans l'axe x liant la force de charge axiale F_a à la pénétration x_c du chariot dans l'environnement, définie par l'équation (6.8), on peut, en première approximation, considérer le schéma de la figure 6.5 sous la forme simplifiée de la figure 6.7.

$$G_e(s) = \frac{x_c(s)}{F_a(s)} = \frac{1}{K_e} \tag{6.8}$$

Avec K_e la raideur de l'environnement dans l'axe x.

L'équation (6.8) se justifie bien pour un environnement raide, où l'amortissement et les effets inertiels peuvent être négligés [Tafazoli et al., 2002], [Ferretti et al., 2004].

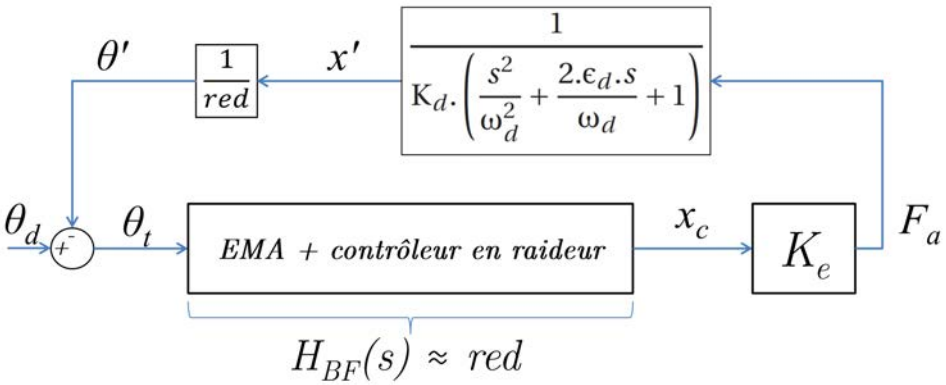

FIGURE 6.7 – Schéma fonctionnel simplifié du contrôleur d'impédance associé à l'EMA en contact avec l'environnement.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

D'après la figure 6.7, la relation d'impédance liant la consigne de l'angle mécanique θ_d issue de l'utilisateur à la composante axiale F_a de la réaction de l'environnement s'exprime de la manière suivante :

$$\frac{F_a(s)}{\theta_d(s)} = Z_{BF}(s) = G_0 \frac{\left(\frac{s^2}{\omega_d^2} + \frac{2\epsilon_d s}{\omega_d} + 1\right)}{\left(\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2\epsilon_0 s}{\omega_0} + 1\right)} \tag{6.9}$$

Avec G_0, ω_0 et ϵ_0 respectivement le gain statique, la pulsation propre et l'amortissement du polynôme caractéristique résultant. Ils se définissent de la manière suivante, avec K^* le rapport entre la raideur d'environnement et la raideur désirée :

$$\begin{aligned} G_0 &= \frac{red K_e}{(1+K^*)} \\ \omega_0 &= \omega_d \sqrt{1+K^*} \\ \epsilon_0 &= \frac{\epsilon_d}{\sqrt{1+K^*}} \\ K^* &= \frac{K_e}{K_d} \end{aligned} \tag{6.10}$$

Sachant que $K^* > 0$, les paramètres de l'équation (6.10) aboutissent dans tous les cas à une relation d'impédance induite par la fonction de transfert $Z_{BF}(s)$ en passe-haut, avec un gain statique en dB équivalent à $20log\left(\frac{red K_e}{1+K^*}\right)$ et à haute fréquence un gain équivalent en dB à $20log(red K_e)$. La modification des paramètres de l'équation (6.10) par l'intermédiaire des K_d, ϵ_d et ω_d permettent une adaptation de cette relation pour favoriser, soit la pénétration dans l'environnement, soit la réduction de la dynamique de montée en effort de compression. Effectivement, il est relativement clair, d'après l'équation (6.8), que la pénétration dans l'environnement sera maximisée avec la valeur de F_a. En fonction de l'équation (6.9), pour une consigne θ_d donnée, ceci implique une suppression de l'atténuation basse fréquence induite par $Z_{BF}(s)$, la rendant équivalente à un gain constant en fréquence de valeur $red K_e$. En revanche, aussi bien la dynamique de montée en effort que la valeur maximale de F_a seront importantes. A l'inverse, dans le cas où cette fonction de transfert possède un gain statique G_0 faible et une zone fréquentielle d'atténuation importante, la force de charge axiale F_a s'en verra largement réduite.

La figure 6.8 montre les évolutions du diagramme de Bode de $Z_{BF}(s)$ pour en (a) une modification de G_0, les paramètres ϵ_0 et ω_0 restant constants, par l'intermédiaire de K_d, ϵ_d et ω_d ; en (b) une modification de ϵ_0, les paramètres G_0 et ω_0 restant constants, par l'intermédiaire de ϵ_d ; en (c) une modification de ω_0, les paramètres G_0 et ϵ_0 restant constants, par l'intermédiaire de ω_d. Sur cette figure, les gains sont normalisés par rapport à $red K_e$.

Dans la figure 6.8, il apparait que, pour maximiser la pénétration dans l'environnement, en se référant aux remarques faites précédemment, il est possible de réduire l'atténuation basse fréquence en augmentant G_0, ϵ_0 et en réduisant ω_0. Les évolutions inverses favorisent le filtrage de F_a. Or en analysant l'équation (6.10), il apparait que l'augmentation de K_d, par l'intermédiaire de K^*, aboutit à des accroissements de G_0 et de ϵ_0, et à une diminution de ω_0, pour des ϵ_d et ω_d donnés. Ainsi, en choisissant de fixer les valeurs de la pulsation propre désirée ω_d et de l'amortissement désiré ϵ_d, une modulation de K_d suffit à modifier de manière adéquate les trois paramètres de la fonction de transfert $Z_{BF}(s)$ selon les rapports définis dans l'équation (6.10), pour privilégier, soit la pénétration dans l'environnement, soit la réduction de F_a. En

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

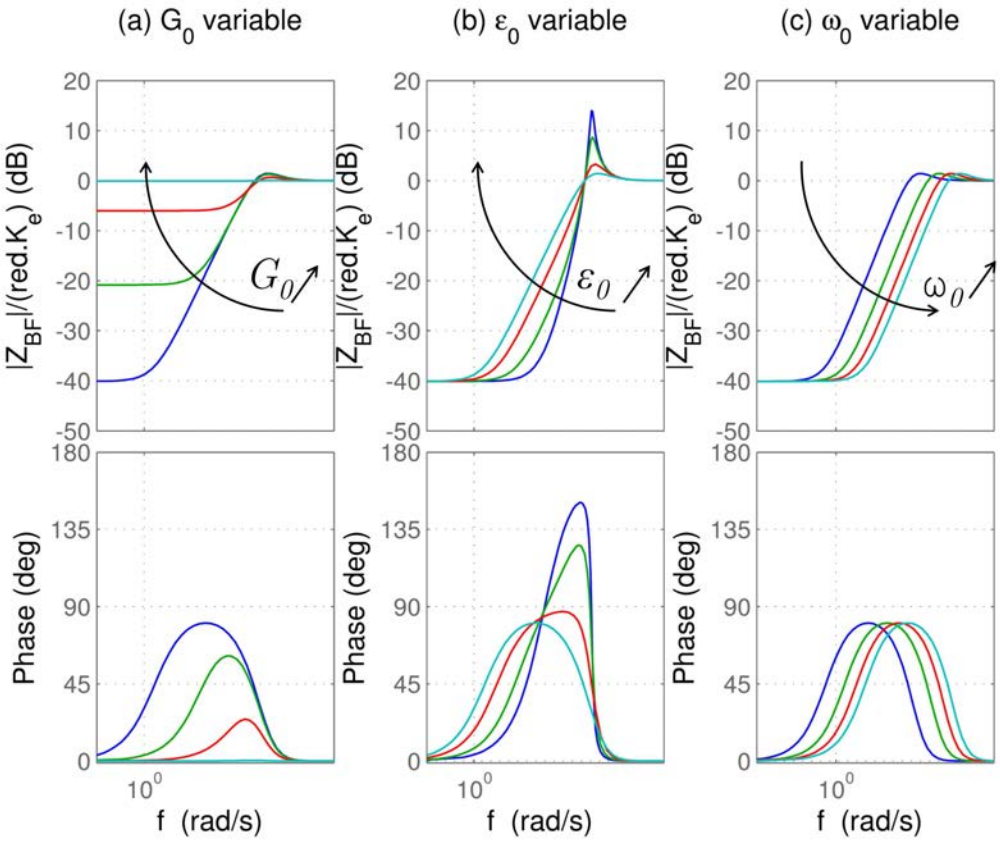

FIGURE 6.8 – Diagrammes de Bode de la fonction de transfert $Z_{BF}(s)$ avec en (a) un G_0 variable, (b) un ϵ_0 variable et en (c) un ω_0 variable.

outre, garder les ϵ_d et ω_d constants permet de conserver, dans la fonction de transfert (6.5), une structure de filtre du deuxième ordre fixe, dont seul le gain statique évolue. Ceci sera bénéfique d'un point de vue implémentation. Ainsi, dans le cadre de ce développement, sur les trois paramètres d'impédance du CIPIPV, seul K_d sera variable, et ϵ_d et ω_d seront établis à des valeurs spécifiques. La quantification de la valeur de K_d par le contrôleur MPC sera à même de privilégier l'un ou l'autre des critères pris en compte dans sa fonction de coût $\mathscr{J}$. La structure de la relation d'admittance du CIPIPV est donc celle présentée dans la figure 6.9.

Les valeurs de ϵ_d et de ω_d doivent être quantifiées de manière à assurer un fonctionnement acceptable aussi bien en fonction de la raideur de l'environnement K_e que des valeurs possibles de raideur K_d. Si la première est inconnue et la deuxième variable, leurs valeurs limites peuvent être définies. La valeur maximale de K_e est définie à $1.10^7 N/m$. Elle est supérieure à la raideur de sol identifiée dans [Tafazoli et al., 2002] et [DiMaio et al., 1998] dans le cadre de cycles de creusage d'une mini-excavatrice, et rend compte d'un choc important. Le but du contrôleur d'impédance proposé dans ce manuscrit n'est pas de modifier de manière significative la réaction de la chaîne d'actionnement dans un cycle de creusage conventionnel. La valeur minimum de la raideur désirée K_d sera donc fixée à $K_d = 1.10^5 N/m$, qui est la valeur estimée de la raideur du sol minimale issue des travaux [Tafazoli et al., 2002] et [DiMaio et al., 1998]. Sa valeur maximale, quant à elle, a été dimensionnée pour être supérieure à la raideur induite par le contrôle en raideur décrit dans la sous-section 2.2.3, qui est donné en tableau 2.7

Le rapport K^* peut donc varier de 0, quand $K_e \ll K_d$, à 100, pour les valeurs définies dans le paragraphe

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

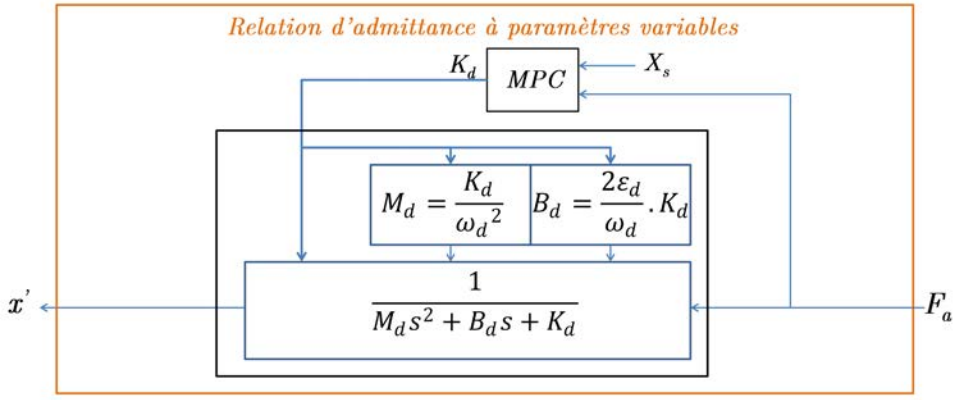

FIGURE 6.9 – Schéma fonctionnel représentatif de la relation d'admittance du CIPIPV.

précédent. D'après l'équation (6.10), l'augmentation de K^* tend à réduire le coefficient d'amortissement ϵ_0 de $Z_{BF}(s)$. ϵ_d est donc définie de manière à assurer un $\epsilon_0 \geq 0.9$, donc un dépassement faible, quelle que soit la valeur de K^*. Ce paramètre est calculé, d'après l'équation (6.10), pour un rapport K^* de 100, résultant en un $\epsilon_d = 9,05$. Pour des valeurs de K^* plus faibles, la fonction de transfert $Z_{BF}(s)$ sera suramortie. La valeur de la pulsation propre désirée ω_d définit la bande passante de l'impédance en boucle fermée définie par (6.9). Cependant, pour une trop forte valeur, la dynamique intrinsèque de la boucle de régulation en position de l'EMA ne peut plus être négligée, ce qui entraine un écart entre la réponse induite par l'équation (6.9) et le fonctionnement réel. Dans notre cas, la valeur sera fixée à $\omega_d = 30\ rad/s$. Le tableau 6.1 somme les valeurs possibles pour le CIPIPV.

TABLE 6.1 – Les valeurs possibles des paramètres du CIPIPV.

amortissement désiré ϵ_d	9,05
pulsation propre désirée ω_d	30 rad/s
raideur désirée K_d (N/m)	$[1.10^5 ; 1.10^9]$

Dans ces conditions, le diagramme de Bode de la fonction de transfert $Z_{BF}(s)$ est donné en figure 6.10, pour quatre valeurs de K^* différentes : 0,01, 1, 10 et 100. Le gain en dB qui y est montré est normalisé par rapport à $red K_e$.

La figure 6.10 montre bien que, pour un K_e donné, une réduction de K^*, donc une augmentation de K_d, aboutit à une réduction claire de la zone fréquentielle d'atténuation, donc à une suppression progressive de l'effet du contrôleur d'impédance.

Cette sous-section a présenté la formulation utilisée pour la relation d'admittance du CIPIPV. La définition des paramètres d'impédance proposés dans l'équation (6.6) permet d'exprimer l'inertie et l'amortissement désirés en fonction de K_d. Ainsi, le contrôleur prédictif aura comme but de déterminer la raideur désirée adéquate au point de fonctionnement, les autres paramètres étant déterminés en fonction de cette valeur. Cette topologie est présentée dans la figure 6.9. La prochaine sous-section présentera les résultats de la simulation de l'impact d'un EMA commandé à une certaine vitesse, et équipé d'un contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres fixes avec un environnement de raideur $K_e = 5.10^6$ N/m. Les valeurs de ϵ_d et de ω_d seront celles du tableau 6.1, et K_d sera fixé successivement à ces deux extremums.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

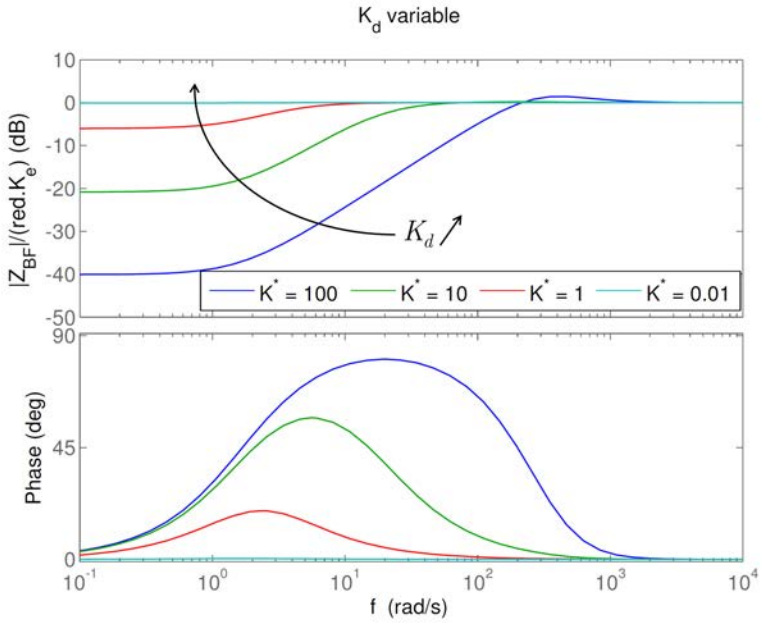

FIGURE 6.10 – Diagramme de Bode de la fonction de transfert de l'équation (6.9) pour les valeurs du tableau 6.1 et un K^* de 0,01, 1, 10 et 100.

6.2.2 Simulation d'un contact de l'EMA équipé d'un contrôleur d'impédance à paramètres fixes avec un environnement de raideur $K_e = 5.10^6$ N/m

La figure 6.10 a présenté le diagramme de Bode de la fonction de transfert Z_{BF} pour différentes valeurs de K^*, ce qui donne une première idée de la réaction qu'aura l'EMA équipé d'un contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres fixes face à un environnement raide. Cependant, ces résultats sont fondés sur un certain nombre de simplifications. Pour affiner la compréhension de cette réaction, aussi bien que pour montrer la nécessité de faire varier les paramètres d'impédance afin de remplir les deux exigences précédemment citées, cette sous-section va montrer les résultats de simulation obtenus pour un impact de l'EMA, équipé d'un contrôleur d'impédance à paramètres fixes, et commandé à sa vitesse nominale de $\Omega_m = 314\ rad/s$, avec un environnement d'une raideur $K_e = 5.10^6$ N/m positionné à 0,0784 m de la butée minimale de la vis, à savoir $\theta_m = 170\ rad$. La consigne de vitesse envoyée à l'EMA sera ensuite ramenée à 0, aboutissant à la saturation de θ_d à une valeur de 203 rad.

Le modèle utilisé dans cette section doit être représentatif du système de la figure 6.5, en dissociant, pour le moment, le contrôleur d'impédance de sa variation de paramètres. Il est donc constitué du contrôleur d'impédance, dont la relation d'admittance est modélisée par la fonction de transfert de l'équation (6.5) et qui inclut le contrôleur en raideur développé dans la sous-section 2.2.3, et du modèle d'EMA, développé et validé dans les sections 2.2 et 2.3. Ses paramètres physiques sont, de même que précédemment, définis dans les tableaux 1.2 et 2.6, et les gains du contrôleur en raideur associé à la MSAP dans le tableau 2.7. La trajectoire θ_d est, similairement à précédemment, générée à partir de la consigne de vitesse fournie par l'utilisateur. Pour rappel, tout le contrôleur d'impédance à boucle de position interne, incluant le contrôleur en raideur avec la commande vectorielle et la relation d'admittance, est cadencé à 3 kHz. Le reste, incluant toutes les parties physiques, est modélisé à pas variable (solveur ode23tb).

Dans un premier temps, la simulation du contact de l'EMA avec un environnement de raideur K_e =

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

5.10^6 N/m est réalisée sans contrôleur d'impédance. Le but recherché est de voir l'effet induit par le contrôleur en raideur utilisé pour commander la position de l'EMA avec les gains du tableau 2.7. Ensuite, le contrôleur d'impédance à boucle de position interne, reprenant les éléments de la sous-section 6.2.1, est ajouté au modèle avec des raideurs désirées fixes $K_d = K_{d\ min} = 1.10^5$ N/m et $K_d = K_{d\ max} = 1.10^9$ N/m. Les valeurs de ϵ_d et de ω_d sont, dans tous les cas, celles du tableau 6.1. En prévision, ces résultats constituent a priori les bornes entre lesquelles les signaux obtenus avec le CIPIPV vont évoluer. La figure 6.11 illustre ces résultats, en donnant le suivi de trajectoire de θ_m par rapport à θ_d, l'erreur de position résultante, l'évolution de la variable d'état $\Delta\nu$ et l'effort de compression sur la transmission mécanique F. L'instant où l'impact avec l'environnement a lieu y est noté t_{env}, l'instant où θ_d sature t_{sat}. La position de l'environnement (θ_m = 170 rad) est tracée en ligne pleine de couleur brune en (a) de cette figure. Dans la légende de cette figure, les résultats induits par le contrôleur en raideur seul sont référés comme "sans K_d", dénomination conservée dans les légendes de la suite du manuscrit.

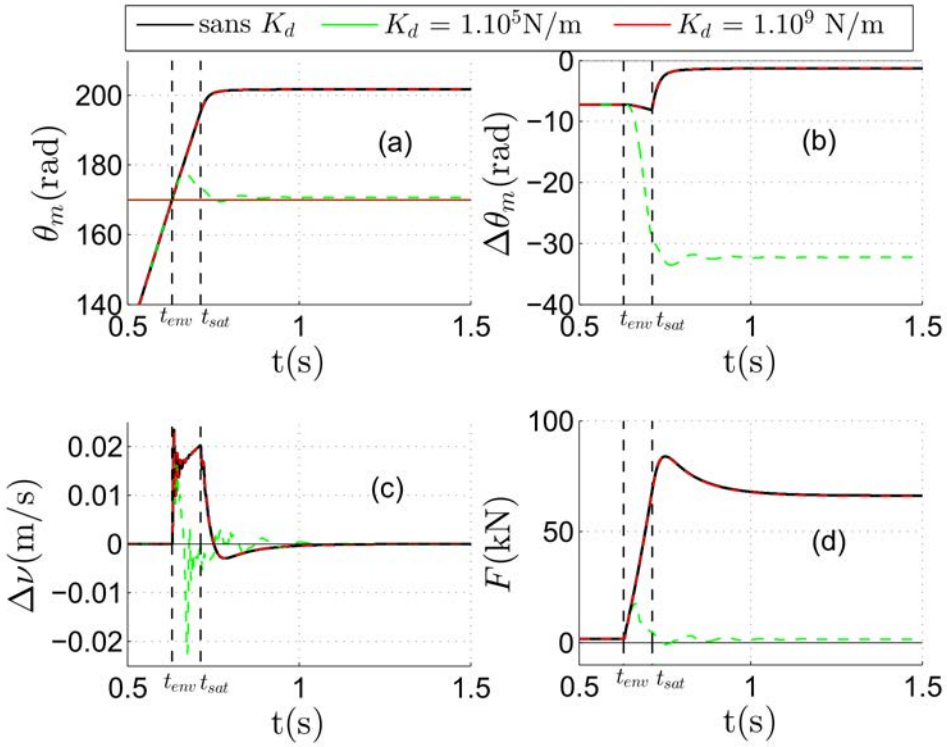

FIGURE 6.11 – Résultats obtenus pour l'impact avec un environnement de raideur $K_e = 5.10^6$ N/m sans contrôleur d'impédance, et avec un contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres fixes avec $K_d = 1.10^5$ N/m et $K_d = 1.10^9$ N/m, avec (a) le suivi de trajectoire de θ_m, en (b) l'erreur de position $\Delta\theta = \theta_d - \theta_m$, en (c) $\Delta\nu$ et en (d) l'effort de compression de la transmission mécanique.

Comme le montre la figure 6.11, sans contrôleur d'impédance, les gains choisis pour le contrôleur en raideur de l'EMA offrent un bon rejet de perturbation, avec une insensibilité de la position et de la vitesse de la MSAP vis-à-vis de la montée en effort F_a due à l'environnement. L'erreur $\Delta\theta$ reste faible en contact avec l'environnement, et converge, quand la consigne de position sature, vers $|\Delta\theta_{final}| \simeq 1,4\ rad$. Ainsi les capacités de l'EMA à pénétrer dans l'environnement, donc à creuser, sont assurées. Par contre, la différence de vitesse sur la transmission mécanique $\Delta\nu$, visible en (c), est croissante entre l'impact avec l'environnement et la saturation de la consigne θ_d, et ne converge vers 0 qu'avec l'annulation de la consigne de vitesse

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

engendrant la saturation de θ_d. Ainsi, la dynamique de montée de l'effort de compression F sur la transmission est importante, comme le montre la partie (d) de la figure 6.11.

La mise en oeuvre d'un contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres fixes avec un $K_d = 1.10^9$ N/m ne modifie que très marginalement les courbes. Ceci est cohérent avec les résultats obtenus dans la figure 6.10, qui stipulent que quand K^* tend vers 0, l'effet de la relation d'admittance s'estompe. Dans ce cas, K_d étant nettement supérieur aussi bien à K_e qu'à la raideur de commande k_c, son impact est quasi nul. Les courbes de la figure 6.11, obtenues avec et sans ce contrôleur d'impédance, sont superposées, et ne peuvent donc pas être discernées. En revanche, pour un $K_d = 1.10^5$ N/m, la modification du suivi de trajectoire est importante. Effectivement, comme le montre la courbe donnée en (a) de la figure 6.11, θ_m ne pénètre que très faiblement dans l'environnement, et converge vers $\theta_{m\,final} = 170,6\ rad$. Ainsi, l'erreur de position $\Delta\theta$, dans cette figure en (b), augmente fortement, et ne se stabilise qu'avec la saturation de θ_d. Il est possible d'en déduire que les capacités de creusage ne sont, cette fois, pas conservées. En revanche, l'action de ce contrôleur d'impédance est bénéfique sur Δv, et donc sur F. Le Δv converge vers 0 quelle que soit la consigne de vitesse équivalente à la dérivée de θ_d. L'effort de compression, quant à lui, est restreint, traduisant de la non-pénétration de l'actionneur dans l'environnement.

Deux remarques supplémentaires doivent être faites sur ces courbes. Premièrement, l'effet du contrôleur d'impédance n'est pas instantané au moment de l'impact, ce qui est visible aussi bien sur le suivi de trajectoire en (a) que sur Δv en (c) pour un $K_d = 1.10^5$ N/m. La caractéristique passe-haut de $Z_{BF}(s)$, présentée dans le Bode de la figure 6.10, le laissait présager, et une augmentation de la valeur de ω_d pourrait tendre à réduire ce phénomène en augmentant la zone fréquentielle d'atténuation du contrôleur. Cependant, pour la valeur actuelle de ω_d, l'EMA a d'ores et déjà tendance, après t_{env}, à ressortir de l'environnement, donc à repasser en dessous de $\theta_m = 170\ rad$, ce qui est visible en (a) de la figure 6.11. Ce redécollage semble donc indiquer que ce ω_d, tiré du tableau 6.1, est déjà suffisamment important pour que la dynamique de la boucle de position soit non-négligeable. Une augmentation de ω_d, qui aboutirait à une augmentation de ce phénomène, n'est donc pas souhaitable.

D'après ces résultats de simulation, il est clair que l'utilisation d'un contrôleur d'impédance à paramètres fixes permet, par un choix adéquat de la valeur de K_d, d'adresser un des deux critères mis en avant dans ce développement, à savoir la réduction de la dynamique et de la valeur maximale de l'effort de compression, ou la conservation des capacités de pénétration dans l'environnement de l'EMA. Cependant, la figure 6.11 montre que les deux ne sont pas simultanément atteignables avec cette structure. C'est dans cette optique que le CIPIPV est conçu, avec un contrôleur prédictif permettant un compromis entre ces deux critères par modulation de K_d.

6.2.3 Le contrôleur prédictif

La section 3.1 a exposé les étapes caractéristiques du fonctionnement d'un contrôleur prédictif, à savoir : (1) mesure à l'instant k, (2) mise en place du problème optimal prédictif sur un horizon T incluant N périodes d'échantillonnage, (3) résolution de ce problème, (4) application de l'entrée optimale à l'instant k. Pour spécifier le contrôleur prédictif inclus dans le CIPIPV, les trois parties de cette sous-section vont aboutir à la mise en place du problème optimal prédictif sur l'horizon T et à la définition de la méthode de résolution employée.

La description du problème optimal prédictif requiert plusieurs définitions :

– le modèle d'états discret du système, qui doit permettre la prédiction des évolutions dynamiques des

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

états et des sorties sur les N périodes de l'horizon de prédiction,
- la fonction de coût $\mathscr{J}$, qui est le critère à minimiser, et quantifie les spécifications de l'utilisateur,
- les contraintes sur les entrées $[u_{min}\,;\,u_{max}]$, sur les états $[x_{min}\,;\,x_{max}]$ et sur les sorties $[y_{min}\,;\,y_{max}]$, qui limitent l'ensemble des possibles,
- les nombres de périodes d'échantillonnage N, N_u et N_c formant respectivement les horizons de prédiction, de contrôle et de contrainte.

Dans notre cas, le modèle doit englober le système entier, incluant l'actionneur électromécanique complet avec sa commande en position décrit dans la section 2.2 et la relation d'admittance de la sous-section 6.2.1. Les sous-modèles correspondant à ces éléments ayant déjà été présentés, le modèle complet résultant va être élaboré en temps discret.

6.2.3.1 Le modèle inclus dans le contrôleur prédictif

Le but ici est de définir le modèle d'états à temps discret complet du système, qui doit permettre de prédire l'évolution du vecteur d'états, que l'on nommera X_s, et de la sortie en fonction des entrées sur les N périodes de l'horizon de prédiction. Il doit respecter la formulation générale :

$$\begin{aligned} X_s(k+1) &= f(X_s(k), K_d(k), \theta_d(k), F_a(k)) \\ y(k) &= h(X_s(k)) \end{aligned} \tag{6.11}$$

Avec $X_s(k)$ le vecteur d'états complet du système à l'instant k, $K_d(k)$ la raideur désirée du contrôleur d'impédance, $F_a(k)$ la composante axiale de l'effort de réaction de l'environnement F_{env} et $\theta_d(k)$ la consigne fournie par l'utilisateur. Dans cette équation, $K_d(k)$ est l'entrée commandable, et $F_a(k)$ et $\theta_d(k)$ des entrées non commandables, mais mesurables.

L'élément central de ce modèle est l'EMA commandé en position. Pour le contrôleur prédictif, un modèle simplifié reprenant les éléments principaux décrits dans la section 2.2 est nécessaire. Du point de vue mécanique, un modèle d'états continu peut être directement dérivé du Bond Graph présenté en (b) de la figure 2.9. Pour rendre compte des deux éléments I qu'il contient, la différence de vitesse sur la transmission $\Delta\nu = red\Omega_m - \nu_c$ et la vitesse du chariot ν_c sont considérées comme variables d'états. L'élément C est lié à une variable d'état F correspondant à l'effort de compression sur l'EMA. Enfin, la position angulaire de la MSAP, θ_m, qui représente l'intégrale de Ω_m, est associée à une variable d'état. La mise en place du modèle d'états continu à proprement parlé à partir du Bond Graph est jugé assez simple pour être omise dans ce manuscrit. Les éléments clefs du développement sont disponibles dans [Karnopp et al., 2006].

La partie électrique de la MSAP, associée à la commande vectorielle, est simplifiée à un premier ordre de constante de temps τ imposée par la boucle de commande de courant, aboutissant à la relation :

$$\frac{C_{em}}{C_{em}^*} = \frac{1}{\tau s + 1} \tag{6.12}$$

Avec C_{em} le couple électromagnétique de la MSAP, qui sera associée à une variable d'état. La consigne de couple C_{em}^* est définie par l'équation (2.24).

Ainsi, le modèle d'états continu, qui décrit la dynamique du vecteur d'états $X_{EMA}^T = [C_{em}\ \Delta\nu\ \nu_c\ F\ \theta_m]$, et représente l'EMA commandé en position grâce à un contrôleur en raideur défini dans la sous-section 2.2.3, est donné par l'équation (6.13).

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

$$\dot{X}_{EMA} = A_{EMA}X_{EMA} + B_{EMA\ \theta}\theta_t + B_{EMA\ F_a}F_a + B_{EMA\ Fric}F_{Fric}(v_c, F_a) \tag{6.13a}$$

$$y = C_{EMA}X_{EMA}$$

$$\text{Avec}\quad A_{EMA} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{\tau} & -\frac{k_{p\Omega}}{red\tau} & -\frac{k_{p\Omega}}{red\tau} & 0 & \frac{k_{p\theta}k_{p\Omega}}{\tau} \\ \frac{red}{J_t} & -\left(\frac{f_m+red^2d}{J_t}+\frac{d}{M}\right) & \left(\frac{b}{M}-\frac{f_m}{J_t}\right) & -\left(\frac{red^2}{J_t}+\frac{1}{M}\right) & 0 \\ 0 & \frac{d}{M} & -\frac{b}{M} & \frac{1}{M} & 0 \\ 0 & k_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{red} & \frac{1}{red} & 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{6.13b}$$

$$, B_{EMA\ \theta} = \begin{pmatrix} \frac{k_{p\theta}k_{p\Omega}}{\tau} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, B_{EMA\ F_a} = B_{EMA\ Fric} = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{M} \\ -\frac{1}{M} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \tag{6.13c}$$

$$, C_{EMA} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{6.13d}$$

Avec $F_{Fric}(v_c, F_a)$ défini par l'équation (2.21), et les différents paramètres physiques correspondant à ceux de la section 2.2. Le terme b dans la matrice A_{EMA} est, d'après l'équation (2.23), variable en fonction de v_c et de F_a. Cependant, ces variations sont considérées suffisamment faibles pour être négligées. La valeur de b sera donc fixée à $b = 3713\ N/(m/s)$, aboutissant à une formulation de A_{EMA} constante. θ_t correspond à la consigne modifiée envoyée au contrôleur en raideur, à savoir $\theta_t = \theta_d - \theta'$.

Comme cela a été précisé précédemment, la mise en place du problème optimal prédictif requiert un modèle d'état discret de la forme définie par l'équation (6.11). Le modèle équivalent discret de celui exprimé dans l'équation (6.13) est défini par :

$$\begin{aligned} X_{EMA}(k+1) &= A_{EMAd}X_{EMA}(k) + B_{EMA\ \theta d}\theta_t(k) + B_{EMA\ F_a d}F_a(k) + B_{EMA\ Fricd}F_{Fric}(v_c(k), F_a(k)) \\ A_{EMAd} &= e^{A_{EMA}T_s} \\ B_{EMA\ \theta d} &= A_{EMA}^{-1}(A_{EMAd} - I)B_{EMA\ \theta} \\ B_{EMA\ F_a d} &= B_{EMA\ Fricd} = A_{EMA}^{-1}(A_{EMAd} - I)B_{EMA\ F_a} \end{aligned} \tag{6.14}$$

Avec I la matrice identité (5x5), et T_s la période d'échantillonnage. Cette discrétisation suppose qu'un bloqueur d'ordre zéro est utilisé sur les entrées, et que la matrice A_{EMA} est inversible.

Pour prendre en compte l'effet de la relation d'admittance à paramètres variables dans le modèle complet, la modification de trajectoire θ' qu'elle induit, exprimée en linéaire (x') par l'équation (6.5), doit être réinjectée dans θ_t. Ceci doit être fait en concordance avec la structure du modèle exprimée dans l'équation (6.11), donc en gardant K_d et F_a comme entrées. Ainsi, le ratio de F_a sur K_d sera fourni en entrée d'une fonction de transfert du second ordre fixe caractérisée par les paramètres ϵ_d et ω_d, et dont la sortie correspond à la modification linéaire x'. Celle-ci sera suivie d'un gain fixe de valeur $\frac{1}{red}$ correspondant au rapport de la liaison hélicoïdale. Le tout est montré la figure 6.12.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

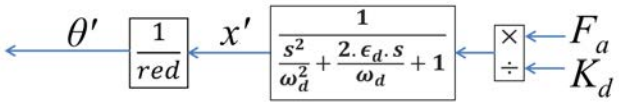

FIGURE 6.12 – Schéma bloc représentant la définition de θ' à partir des entrées K_d et F_a.

Le second ordre de la figure 6.12 peut être mis sous forme d'un modèle d'états continu de vecteur d'états $X'^T = [x'\ \dot{x}']$. Sa dynamique, induite par les ω_d et ϵ_d du tableau 6.1, est suffisamment lente, face à la fréquence d'échantillonnage $f_s = \frac{1}{T_s}$, pour permettre une discrétisation par la méthode d'Euler. Le modèle d'états discret résultant, décrivant la dynamique du vecteur d'états X', est ainsi obtenu :

$$X'(k+1) = A'X'(k) + B'u'(k) \tag{6.15a}$$
$$y(k) = (1\ \ 0)X'(k)$$
$$\text{Avec } A' = \begin{pmatrix} 1 & T_s \\ -T_s\omega_d^2 & 1 - 2\epsilon_d\omega_d T_s \end{pmatrix}, B' = \begin{pmatrix} 0 \\ T_s\omega_d^2 \end{pmatrix}, u' = \frac{F_a(k)}{K_d(k)} \tag{6.15b}$$

Ainsi, le vecteur d'états général sera la concaténation des vecteurs d'états X' et X_{EMA}, à savoir : $X_s^T = [x'\ \dot{x}'\ C_{em}\ \Delta\nu\ \nu_c\ F\ \theta_m]$, et le modèle d'états discret de l'équation (6.11) est constitué des modèles décrits par les équations (6.14) et (6.15), à savoir :

$$X_s(k+1) = \underbrace{\left(\begin{array}{c|ccc} A' & 0 & \dots & 0 \\ & 0 & \dots & 0 \\ \hline & 0 & & \\ -\frac{1}{red}B_{EMA\ \theta d} & \vdots & & A_{EMA d} \\ & 0 & & \end{array}\right)}_{A_d\ (7x7)} X_s(k) + \underbrace{\left(\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ \hline \\ B_{EMA\ \theta d} \\ \\ \end{array}\right)}_{B_{\theta d}\ (7x1)} \theta_d(k) + \underbrace{\left(\begin{array}{c} 0 \\ \frac{T_s\omega_d^2}{K_d(k)} \\ \\ B_{EMA\ F_a d} \\ \\ \end{array}\right)}_{B_{F_a d}(K_d(k))\ (7x1)} F_a(k) +$$
$$\underbrace{\left(\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ \hline \\ B_{EMA\ F ric d} \\ \\ \end{array}\right)}_{B_{F ric d}\ (7x1)} F_{F ric}(\nu_c(k), F_a(k)) \tag{6.16}$$

Outre les forces de friction, l'impact de l'entrée commandable $K_d(k)$ sur la matrice $B_{F_a d}$ induit clairement une non-linéarité.

6.2.3.2 Constitution de la fonction de coût $\mathscr{J}$

La définition de la fonction de coût $\mathscr{J}$ implique la spécification du coût d'étape $\mathscr{L}$ et du coût final $\mathscr{F}$, définis dans l'équation (3.1). Le coût d'étape devra rendre compte du critère que l'on cherche à minimiser. Dans le CIPIPV, il sera constitué de trois termes. Ceux-ci tendront à imposer un compromis entre la volonté de ne pas impacter les performances en termes de creusage de la mini-excavatrice, et celle de réduire la

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

dynamique de montée en effort et sa valeur maximale. Ils devront en outre viser à assurer la durabilité de la transmission mécanique de l'EMA. Pour ce faire, les trois éléments suivants composeront le coût d'étape :

- l'erreur entre la position de consigne fournie par l'utilisateur θ_d et la position angulaire de la MSAP θ_m. Minimiser cette valeur tend à réduire l'effet de la relation d'admittance du CIPIPV, donc à assurer le suivi de trajectoire non perturbé de la commande en position,
- la différence de vitesse sur la transmission mécanique, à savoir la variable d'état Δv. Comme cela apparait clairement dans le modèle défini par l'équation (6.13), sa valeur est directement proportionnelle à la dérivée de l'effort de compression sur l'EMA F. Ainsi, en la minimisant, la dynamique de montée en effort de F est limitée,
- la puissance de pertes mécanique P_{mech}, exprimée comme le produit de $F_{frottement}(v_c, F_a)$ défini par l'équation (2.19) avec la vitesse du chariot v_c. La valeur de P_{mech}, positive quelles que soient les valeurs de F_a et de v_c, approche relativement bien les pertes mécaniques globales sur la transmission, du fait de la prépondérance de la force de Coulomb par rapport aux frottements visqueux. Ce terme est pris en compte pour deux raisons. D'une part, d'après [Lemor, 1996], l'énergie perdue mécaniquement dans la transmission est convertie, soit en chaleur, soit en érosion des surfaces de contact. Si cet effet est relativement lent, il n'en reste pas moins une cause importante de défaillance des vis à rouleaux satellites. D'autre part, ces pertes sont, selon l'équation (2.19), proportionnelles à v_c. Une diminution de v_c a tendance à réduire Δv. En limitant P_{mech}, l'évolution de Δv et celle de F sont réduites.

Dans la liste précédente, le premier terme tend à réduire au minimum la modification de la trajectoire apportée par la relation d'admittance θ' pour assurer un bon suivi de θ_d en imposant une raideur K_d importante, alors que les deux derniers tendent à imposer une raideur K_d relativement faible pour amortir l'impact avec l'environnement. Ainsi défini, le coût d'étape $\mathscr{L}$ s'exprime sous la forme de la somme pondérée suivante :

$$\mathscr{L} = \lambda_\theta(\theta_d(\ell|k) - \theta_m(\ell|k))^2 + \lambda_v \Delta v(\ell|k)^2 + \lambda_P F_{frottement}(v_c(\ell|k), F_a(\ell|k))\, v_c(\ell|k) \tag{6.17}$$

Avec λ_θ, λ_v et λ_P les coefficients de pondération. Pour rappel, la notation $(\ell|k)$ définit que la grandeur est prédite à ℓ périodes d'échantillonnage dans le futur par rapport à k.

Il est à noter que $\mathscr{L}$ n'est pas quadratique. Effectivement si ses deux premiers termes le sont, la réinjection des équations (2.19) et (2.22) dans l'expression de P_{mech} laisse apparaitre des produits de la valeur absolue de l'entrée non commandable $|F_a|$ par la valeur absolue de la variable d'état $|v_c|$, qui ne sont ni linéaires, ni quadratiques.

Concernant le coût final $\mathscr{F}$, il est généralement choisi avec les nombres de périodes d'échantillonnage N_y et N_c formant les horizons de contraintes, de manière à assurer la stabilité du système bouclé, quelles que soient les matrices de pondérations Q et R définie dans les équations (3.1), en rapport avec la notion de stabilité au sens de Lyapunov [Bemporad et al., 2002]. Le modèle résultant, présenté dans l'équation (6.16), n'autorise pas une définition simple de $\mathscr{F}$. Il a donc été décidé, dans le cadre de ce développement, de le fixer à 0. Cela ne pénalise pas la réalisation du CIPIPV. Toutefois, la preuve de stabilité ne pourra, dans ce cas, pas être apportée.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

6.2.3.3 Le problème optimal prédictif

Fort de la définition du modèle d'états donné par l'équation (6.16) et du coût d'étape $\mathscr{L}$ de l'équation (6.17), la structure générale du problème optimal prédictif peut être formulée. Pour cela, les contraintes agissant sur les entrées, sur les états et sur les sorties du système doivent être présentées. Celles-ci sont relatives au modèle donné dans l'équation (6.11), repris par l'équation (6.16). Au niveau des entrées, le domaine de validité de l'entrée commandable K_d a d'ores et déjà été spécifié dans le tableau 6.1. Le contrôleur ne pouvant ni définir, ni agir sur les entrées non commandables F_a et θ_d, celles-ci ne seront pas soumises à contraintes.

Parmi les états, le couple électromagnétique C_{em} est limité par le contrôleur en raideur à une valeur maximale C_{max}, ce qui n'est pas repris dans le modèle décrit par l'équation (6.16). Ainsi, pour éviter des divergences entre le modèle pris en compte dans le contrôleur prédictif et le système commandé, C_{em} devra respecter la contrainte $|C_{em}| \leq C_{max}$. Les variables d'états Δv et v_c sont, quant à elles, limitées par la vitesse maximale atteignable par le chariot, à savoir 0,215 m/s. L'effort de compression sur l'EMA sera limité à l'effort maximal que peut développer l'EMA, à savoir 100 kN. La vis à rouleaux satellites possède une course de 0,4 m, ce qui équivaut à une position angulaire de la MSAP allant de $\theta_{m\,min} = 0$ à $\theta_{m\,max} = 867\ rad$. Ces contraintes sont rassemblées dans le vecteur de contrainte $X_{s\,min}$ et $X_{s\,max}$, et sont résumées dans le tableau 6.2.

TABLE 6.2 – Les contraintes prises en compte dans le contrôleur prédictif.

K_d (N/m)	$\left[1.10^5\ ;\ 1.10^9\right]$
C_{em} (Nm)	$[-C_{max}\ ;\ C_{max}]$
Δv (m/s)	$[-0,215\ ;\ 0,215]$
v_c (m/s)	$[-0,215\ ;\ 0,215]$
F (kN)	$[-100\ ;\ 100]$
θ_m (rad)	$[0\ ;\ 867]$

D'après l'équation (6.13d), le vecteur de sortie y est contenu dans le vecteur d'états. Ainsi ses contraintes sont induites par celles de X_s. En tenant compte des équations (3.1), (6.11) et (6.17), le problème optimal prédictif peut être mis sous la forme :

$$\min_{\mathbf{K_d}=[K_d(0|k),\ldots,K_d(N-1|k)]} \mathscr{J} = \min_{\mathbf{K_d}} \sum_{\ell=0}^{N-1} \lambda_\theta(\theta_d(\ell|k)-\theta_m(\ell|k))^2 + \lambda_v \Delta v(\ell|k)^2 + \lambda_P F_{frottement}(v_c(\ell|k), F_a(\ell|k))\, v_c(\ell|k) \tag{6.18a}$$

$$t.q.\ X_s(\ell+1|k) = f(X_s(\ell|k), K_d(\ell|k), \theta_d(\ell|k), F_a(\ell|k)) \tag{6.18b}$$

$$y(\ell|k) = h(X_s(\ell|k))$$

$$X_s(0|k) = X_s(k) \tag{6.18c}$$

$$X_{s\,min} \leqslant X_s(\ell|k) \leqslant X_{s\,max}\ \ \ell = 1,\ldots,N_c \tag{6.18d}$$

$$K_{d\,min} \leqslant K_d(\ell|k) \leqslant K_{d\,max}\ \ \ell = 0,\ldots,N_c \tag{6.18e}$$

$$K_d(\ell|k) = \kappa(X_s(\ell|k))\ \ \ell = N_u,\ldots,N-1 \tag{6.18f}$$

L'énonciation de ce problème optimal prédictif laisse deux questions ouvertes, qui sont liées. La première est celle de la définition des nombres de périodes d'échantillonnage N, N_c et N_u formant respec-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

tivement les horizons de prédiction, de contrainte et de contrôle et de la valeur finale de l'entrée induite par l'équation (6.18f). La seconde porte sur la résolution de ce problème. Les deux prochains paragraphes aborderont les problématiques portant sur la prédiction des entrées non commandables et sur la résolution du système, qui vont toutes deux être dimensionnantes pour les horizons de prédiction. Ensuite, la quantification de ces horizons viendra clôturer cette section.

La prédiction des entrées non commandables

Les entrées non commandées F_a et θ_d interviennent aussi bien dans le calcul du coût d'étape $\mathscr{L}$ que dans la prédiction du vecteur d'états X_s. Ainsi, pour être capable d'établir une prédiction valable sur l'horizon de prédiction, une prévisualisation de la commande fournie par l'utilisateur θ_d et de la force de charge axiale F_a est nécessaire. Autrement dit, la valeur à chaque pas d'échantillonnage ℓ futur partant de k $\theta_d(\ell|k)$ doit être connue jusqu'à $\theta_d(N-1|k)$, et celle de $F_a(\ell|k)$ jusqu'à $F_a(N-1|k)$. Pour θ_d, ce problème est facilement résolvable en retardant la consigne de $N-1$ périodes d'échantillonnage avant de l'envoyer au régulateur de position, et en mémorisant ces valeurs. Le contrôleur prédictif a alors à disposition les valeurs des $N-1$ $\theta_d(\ell|k)$ futurs. Pour F_a, en revanche, le même procédé ne peut pas être réalisé sans pertes de performance. Les valeurs $F_a(\ell|k)$ doivent donc être estimées grâce à un modèle discret de la forme :

$$\begin{aligned} F_a(\ell+1|k) &= f(F_a(\ell|k), X_s(\ell|k)) \\ F_a(0|k) &= F_a(k) \end{aligned} \tag{6.19}$$

Avec $X_s(\ell|k)$ défini grâce au modèle de l'équation (6.18b) et à sa valeur précédente $X_s(\ell-1|k)$, et la deuxième ligne de l'équation (6.19) permettant d'initialiser F_a à la valeur mesurée.

Cependant, ce modèle suppose une relation définie entre F_a et X_s, à savoir donc un modèle d'environnement, qui n'est pas disponible dans notre cas. Pour pallier cela, le modèle pris en compte pour estimer l'évolution de $F_a(\ell|k)$ sur l'horizon de prédiction est :

$$F_a(\ell+1|k) = F_a(k) \tag{6.20}$$

Ce modèle suppose, sur l'horizon de prédiction, que la force de charge axiale F_a est constante et égale à sa valeur mesurée à l'instant k. Cette hypothèse entraine évidemment des différences entre la prédiction et la réalité. Les erreurs vont être d'autant plus importantes que N sera élevé, limitant la valeur possible de N. Ceci ayant été précisé, la résolution du problème prédictif peut maintenant être traitée.

Méthode de résolution du problème optimal prédictif

La structure du problème optimal prédictif, telle qu'elle est donnée dans l'équation (6.18), présente deux difficultés majeures pour sa résolution, qui ont déjà été évoquées précédemment. D'une part, le modèle, décrit par l'équation (6.16), est non-linéaire par la présence des forces de friction et par l'impact de K_d sur le système. Par ailleurs, le coût d'étape $\mathscr{L}$ défini par l'équation (6.17) n'est ni quadratique, ni linéaire, de par la présence de la puissance mécanique P_{mech}. Il est donc en premier lieu clair que les méthodes usuelles de résolution proposées par [Hrovat et al., 2012], [Di Cairano, 2012], qui résolvent le problème en le convertissant en programme quadratique, ne peuvent pas être mises en œuvre ici. Les non-linéarités du modèle

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

de l'équation (6.16) sont difficilement approchables par un système affine par morceaux, empêchant l'utilisation des méthodes développées dans [Bemporad et al., 2002]. L'approche utilisée par [Falcone et al., 2007] en linéarisant le système à chaque pas d'échantillonnage peut présenter une alternative intéressante, mais la structure du coût d'étape $\mathscr{L}$ ne permet pas d'aboutir à une résolution simplifiée. Une étude approfondie sur le NMPC n'a pas été réalisée par présomption que l'implémentation en ligne du CIPIPV en serait compromise. Cependant, toutes les solutions industrielles proposées en NMPC dans [Qin and Badgwell, 2003] intègrent un coût quadratique, donc non-compatible avec l'expression de $\mathscr{L}$.

Ce manuscrit prend le parti de convertir le problème optimal prédictif proposé dans l'équation (6.18) en un problème optimal prédictif à grandeurs de commande discrètes, et d'employer les méthodes communément utilisées pour les FCS-MPC, notamment en électronique de puissance. Cette méthode passe donc par la discrétisation de K_d en n valeurs discrètes. Ainsi, d'un ensemble continu $\{\mathrm{K}_d \in \mathbb{R} | \mathrm{K}_d \in [\mathrm{K}_{d\,min}\,;\,\mathrm{K}_{d\,max}]\}$, on passe à un ensemble discret Σ contenant n valeurs de K_d comprises entre $\mathrm{K}_{d\,min}$ et $\mathrm{K}_{d\,max}$. Cette approche, inhabituelle, prend racine dans le fait que la structure du problème est, dans ce cas, beaucoup moins contraignante que dans les méthodes usuelles, aussi bien en terme de modèle que de fonction de coût. De fait, le problème présenté dans l'équation (6.18), incluant la fonction de coût $\mathscr{J}$, ne représente plus un obstacle à sa résolution. En revanche, la discrétisation entraine un écart entre la solution obtenue et celle optimale théorique, qu'il faudra analyser. De plus, sa résolution passant par le calcul de toutes les séquences $\mathbf{K_d}$, dont le nombre s'élève à n^{N}, cette méthode sera limitante dans la définition des N, N_u et N_c.

Choix des horizons de prédiction

Le contrôleur en raideur, utilisé pour commander l'EMA en position, qui a été présenté dans la sous-section 2.2.3, est cadencé à une fréquence d'échantillonnage de $f_s = 3\ k\mathrm{H}z$. Le CIPIPV, qui l'intègre, hérite donc de la période d'échantillonnage $\mathrm{T}_s = \dfrac{1}{f_s}$, de même que le contrôleur prédictif qu'il inclut. L'horizon de prédiction, donc le nombre de périodes d'échantillonnage N qu'il contient, est choisi par compromis entre la dynamique induite par le modèle (6.16) vis-à-vis de T_s et la minimisation de la charge de calcul. Par analyse du rapport entre la période d'échantillonnage, nécessairement faible pour permettre un bon contrôle des grandeurs électriques et une réactivité du contrôleur d'impédance pour réagir à un impact avec un environnement raide, et les temps de réponse du système, il apparait que N devrait être très important pour englober toutes les dynamiques du modèle pris en compte dans le problème optimal prédictif. Ceci est cependant à éviter pour autoriser, d'une part, l'implémentation du contrôleur d'impédance sur un système de prototypage rapide, et, d'autre part, pour éviter que la prédiction de la force de charge axiale F_a s'écarte trop de la réalité. Un horizon induisant $\mathrm{N} = 11$ a été sélectionné, car il est suffisamment important pour percevoir l'impact d'une modification de la raideur K_d sur tous les états pris en compte, sur plusieurs périodes d'échantillonnage, tout en n'impliquant pas une charge de calcul trop importante. L'horizon de contrainte est fixé pour imposer $\mathrm{N}c = \mathrm{N} - 1$. Dans ces conditions, quelle que soit la valeur de n, la complexité du problème est de n^{11}. Pour la réduire, un horizon de contrôle respectant $\mathrm{N}_u = 1$ est utilisé, et, pour $k \in [1\ ;\ \mathrm{N}-1]$, la loi fixant le terme final, décrit par l'équation (6.18f), est associée à $\mathrm{K}_d(\ell|k) = \mathrm{K}_d(\ell-1|k)$. En d'autres termes, le problème optimal prédictif est résolu en analysant l'impact de chaque valeur de K_d sur tout l'horizon de prédiction, et en sélectionnant la raideur la mieux appropriée. Ce choix aboutit certes à une différence plus prononcée entre la solution optimale et celle obtenue, mais en contrepartie, il permet la réduction de la charge de calcul à n prédictions sur N. Enfin, le domaine de variation de K_d est, dans un

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

premier temps, discrétisé en $n = 25$ points répartis de manière logarithmique entre les valeurs minimale et maximale de la raideur désirée. Cependant, l'effet du choix de n sera traité plus en détail dans la section suivante. Les différentes valeurs de N, N_u et N_c ainsi que le nombre de raideurs de Σ sont résumés dans le tableau 6.3.

TABLE 6.3 – Les nombres de périodes d'échantillonnage caractérisant les horizons du problème optimal prédictif et la dimension de Σ.

N	N_c	N_u	n
11	10	1	25

Cette section a présenté le CIPIPV proposé, incluant la formulation de sa relation d'admittance et le développement du contrôleur prédictif. La première est régie par les équations (6.5) et (6.6). Elles permettent de réduire de facto la variation des paramètres d'impédance à celle de K_d seule, moyennant un dimensionnement des paramètres ϵ_d et ω_d adéquat. Fort de cela, le contrôleur prédictif permet, par la résolution du problème optimal prédictif de l'équation (6.18), qui est rafraichi à chaque période d'échantillonnage grâce aux mesures de $X_s(k)$, de $\theta_d(k)$ et de $F_a(k)$, de déterminer la raideur désirée K_d à appliquer à l'instant k.

La section suivante présente les résultats de simulation appuyant cette conception, avec entre autres l'analyse de l'effet du nombre de valeurs n caractérisant Σ.

6.3 Résultats de simulation

La simulation du système complet doit permettre de valider les fonctionnalités du contrôleur d'impédance à paramètres variables mises en avant dans la section 6.2. Celles-ci sont respectivement d'engendrer une réduction de la dynamique de montée en effort de compression et d'impacter peu les performances de la mini-excavatrice. Pour cela, dans un premier temps, les réactions du CIPIPV à des contacts avec des environnements de différentes raideurs vont être étudiées, puis la capacité de l'actionneur à effectuer un cycle constructeur sera établie. Les simulations seront comparés avec des contrôleurs d'impédance à boucle de position interne à gains fixes.

En termes de modèle, celui utilisé dans la sous-section 6.2.2 sera complété par le contrôleur prédictif permettant la définition de la valeur de K_d. Le modèle complet respectera les critères suivants :

- le CIPIPV hérite du contrôleur de raideur commandant la MSAP en position qu'il intègre sa période d'échantillonnage T_s. Dans la partie simulation, le vecteur d'état X_s et l'entrée non commandable F_a sont mesurés. La trajectoire θ_d est, elle aussi, évidemment disponible,
- l'effort axial est successivement, soit la réaction d'un environnement modélisé par une élasticité respectant l'équation (6.8), soit le profil d'effort du cycle constructeur. La valeur de raideur sera, dans cette section, fixée à des valeurs pouvant s'élever jusqu'à $K_e = 1.10^7$ N/m.

Les coefficients de pondérations λ_θ, λ_v et λ_P du coût d'étape $\mathscr{L}$ inclus dans le contrôleur prédictif du CIPIPV ont été définis vis-à-vis des résultats obtenus en simulation. Par analyse de l'expression de $\mathscr{L}$, donnée dans l'équation (6.17), il est clair qu'une normalisation des λ n'impactera pas le résultat obtenu. Ainsi, les valeurs, données dans le tableau 6.4, ont été rapportées sur celle de λ_θ.

Ainsi, pour adapter le compromis exprimé par la fonction de coût $\mathscr{J}$, prise en compte dans le problème optimal prédictif, seules les valeurs relatives $\frac{\lambda_P}{\lambda_\theta}$ et $\frac{\lambda_v}{\lambda_\theta}$ seront modifiées.

Développé ainsi, le modèle de simulation diffère en plusieurs points de celui pris en compte dans le

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

TABLE 6.4 – Les coefficients de pondération λ_θ, λ_ν et λ_P normalisés par λ_θ.

λ_θ	λ_ν	λ_P
1	500	5.10^{-5}

problème optimal prédictif. D'une part, toute sa partie physique est modélisée à pas variable, avec un pas maximal suffisamment faible pour assurer une analogie avec un fonctionnement continu au vu du contrôleur. De plus, ce modèle physique contient un modèle triphasé de la partie électrique de la MSAP. D'un point de vue mécanique, dans les deux cas, les forces de frottements sont modélisées par l'équation (2.19). Cependant, le paramètre ν_{min} sera choisi nettement plus faible dans le modèle de simulation que dans le modèle de commande pour renforcer la concordance des résultats issus de la simulation numérique avec la réalité. De plus, le paramètre b, fixe dans le modèle de commande, sera régi par l'équation (2.23) dans le modèle de simulation.

Cette section se scindera en cinq sous-sections, présentant chacune les résultats de simulation pour un test spécifique. La première viendra compléter ceux obtenus dans la sous-section 6.2.2 en simulant le système dans les mêmes conditions, mais cette fois en mettant en œuvre le CIPIPV. Elle tendra à présenter les améliorations obtenues. Dans une seconde sous-section, l'effet de la variation des facteurs de pondération normalisés sur le fonctionnement de l'EMA, pour le même test, sera étudié, venant valider l'adaptabilité du concept de contrôleur d'impédance à paramètres variables incluant un contrôleur prédictif. Ensuite, l'effet de la valeur de n sera analysé, dans les mêmes conditions, venant accréditer le bien-fondé de la démarche utilisée pour résoudre le problème optimal prédictif. Dans une quatrième sous-section, l'impact de l'EMA avec un environnement de raideur $K_e = 1.10^7$ N/m et une consigne de vitesse constante à $\Omega_{joystick} = 314\ rad/s$ sera simulé. De fait, la gestion de la contrainte en couple du MPC, intégré dans le CIPIPV, pourra être testée en plus de sa réaction avec un environnement plus raide. Une fois la capacité à réduire la dynamique de montée en effort de compression offerte par le CIPIPV validée dans ces quatre premières sous-sections, son influence sur la réalisation du cycle de travail du godet, donné en figure 2.18, va être vérifiée en simulation dans la cinquième sous-section. Ce test vise à prouver que l'utilisation du CIPIPV permet un meilleur suivi de la consigne de vitesse, fournie par l'opérateur, qu'avec un contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres fixes, l'effort de perturbation restant le même. En d'autres termes, il tend à valider la conservation des performances de l'actionneur.

6.3.1 Contact avec un environnement de raideur $K_e = 5.10^6$ N/m avec CIPIPV

Le test réalisé dans la sous-section 6.2.2 a été répété avec le CIPIPV. La figure 6.13 donne ces résultats. Les courbes de la figure 6.11 sont rappelées en pointillé.

La figure 6.13 démontre la capacité du contrôleur d'impédance à paramètres variables à autoriser une déviation de la position θ_m par rapport à sa consigne θ_d lors de l'impact avec l'environnement, en sélectionnant une valeur de raideur désirée K_d faible, puis à rattraper la valeur maximale atteignable par le contrôleur en raideur en modulant K_d jusqu'à $K_{d\ max} = 1.10^9$ N/m. Ainsi en régime permanent, l'erreur de position $\Delta\theta$ en (b) de la figure 6.13 tend vers la valeur $|\Delta\theta_{final}| \simeq 1,4\ rad$. En revanche, la faible valeur de K_d, sélectionnée lors de l'impact avec l'environnement, permet une réduction franche du $\Delta\nu$, et ainsi de la dynamique de montée en effort de compression sur la transmission. Ces résultats sont redonnés en figure 6.14, avec un zoom sur un intervalle restreint englobant les instants t_{env} et t_{sat}.

L'effet du contrôleur d'impédance proposé sur le $\Delta\nu$ est marqué avant la saturation de θ_d. Comme

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

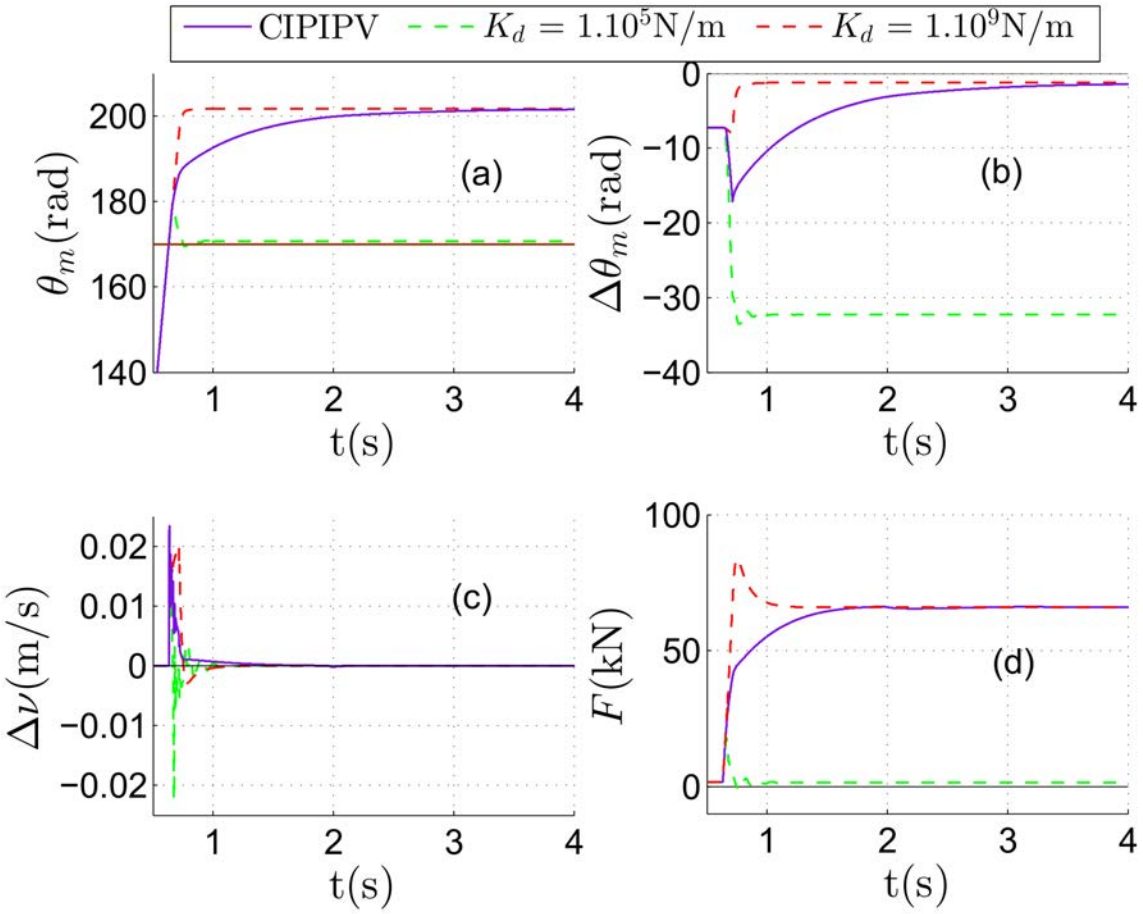

FIGURE 6.13 – Résultats obtenus pour l'impact avec un environnement de raideur $K_e = 5.10^6$ N/m avec un CIPIPV avec (a) le suivi de trajectoire θ_m, en (b) l'erreur de position $\Delta\theta = \theta_d - \theta_m$, en (c) l'état $\Delta\nu$ et en (d) l'effort de compression de la transmission mécanique F.

l'illustre la courbe (c) de la figure 6.14, le choix de la raideur K_d par le contrôleur prédictif permet de faire converger la valeur de $\Delta\nu$ vers une valeur proche de 0, là où elle tend à augmenter avec une utilisation sans contrôleur d'impédance. L'adaptation de K_d permet, en outre, un $\Delta\nu$ libre des ondulations qu'occasionne le contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres fixes avec $K_d = 1.10^5$ N/m. Ceci explique l'évolution de F présenté en (d). Si sa dynamique est plus importante que celle obtenue avec le contrôleur d'impédance à boucle de position interne avec $K_d = 1.10^5$ N/m, l'effort F induit à t_{sat} par le CIPIPV ne représente que 59 % de celui obtenu avec un contrôleur d'impédance avec $K_d = 1.10^9$ N/m, ce qui atteste d'une réduction de la dynamique de montée en effort de compression marquée.

Ainsi, sur toute la période temporelle présentée dans la figure 6.13, l'utilisation du CIPIPV aboutit à un compromis entre le creusage dans l'environnement et la montée en effort que celui-ci occasionne.

La figure 6.15 illustre l'évolution de K_d durant le test décrit précédemment et aboutissant aux figures 6.13 et 6.14.

Comme le montre cette figure, à $t = t_{env}$, le contrôleur prédictif tend à sélectionner une raideur K_d faible, et le choix converge vers une valeur comprise entre 3.10^5 N/m et 5.10^5 N/m, tant que t_{sat} n'est pas atteint. Le retard temporel, présent entre l'instant t_{env} et la chute de la raideur désirée K_d, est dû à une relative faiblesse du $\Delta\nu$ et des pertes mécaniques au moment précis de l'impact face à l'erreur de posi-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

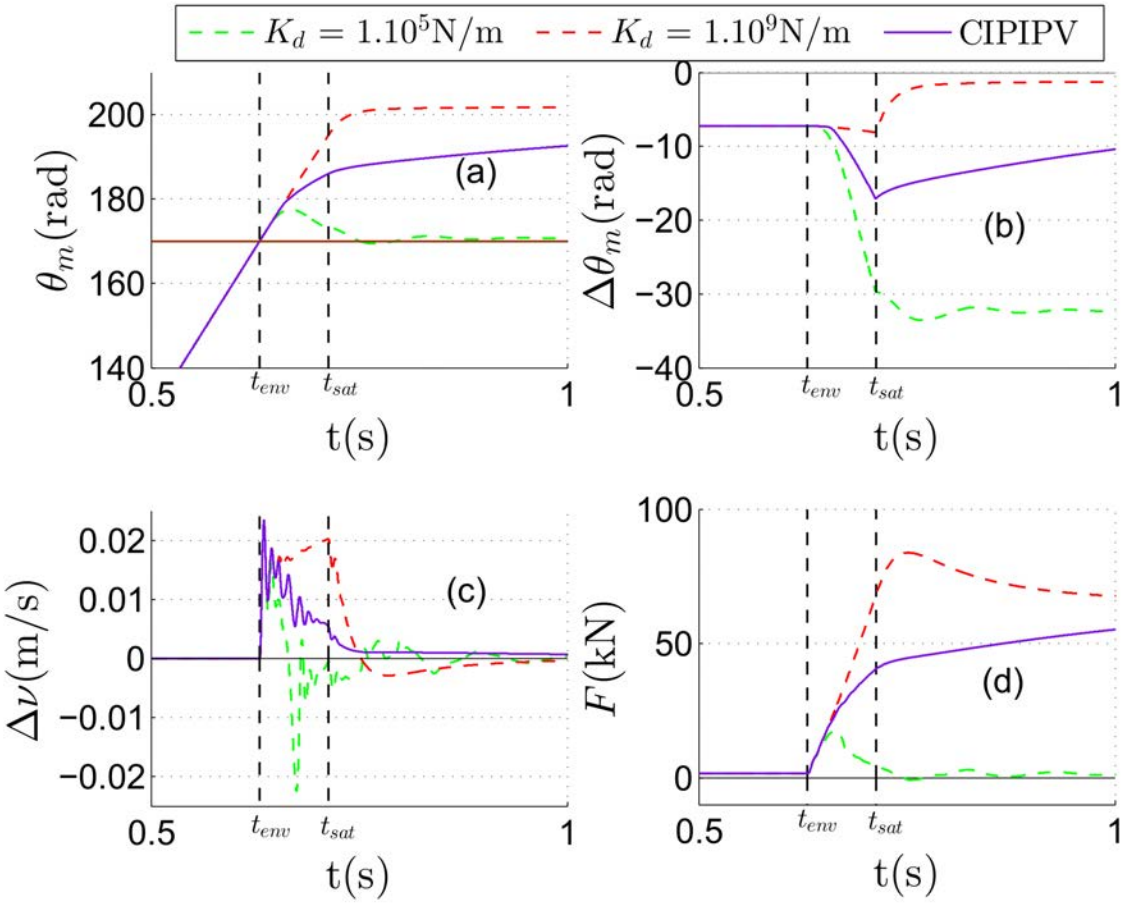

FIGURE 6.14 – Résultats obtenus pour le test avec un CIPIPV sur un intervalle temporel restreint avec (a) le suivi de trajectoire de θ_m, en (b) l'erreur de position $\Delta\theta = \theta_d - \theta_m$, en (c) $\Delta\nu$ et en (d) l'énergie mécanique perdue dans la transmission.

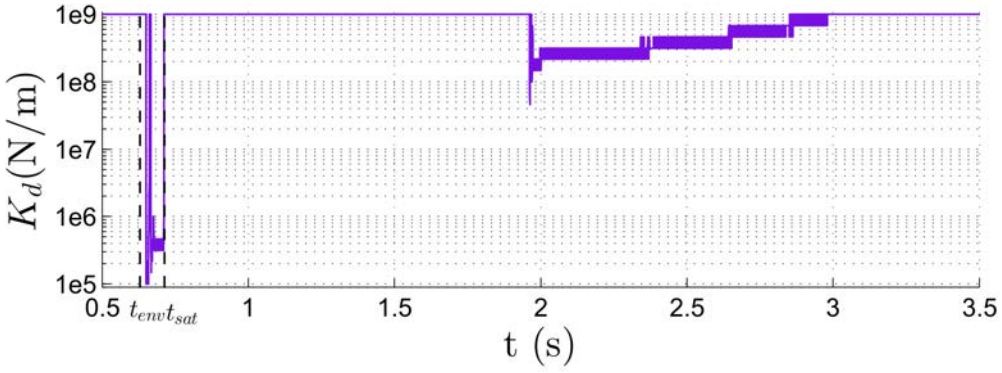

FIGURE 6.15 – Evolution temporelle de la raideur K_d pour le test décrit précédemment.

tion déjà présente. Il peut être supprimé par adaptation des valeurs relatives $\frac{\lambda_p}{\lambda_\theta}$ et $\frac{\lambda_\nu}{\lambda_\theta}$, rendant le contrôleur d'impédance plus réactif. A l'instant t_{sat}, l'annulation de la consigne de vitesse envoyée par l'utilisateur, entrainant la saturation de θ_d, engendre une réduction importante des pertes mécaniques sur la transmission et de $\Delta\nu$. Pour réduire l'erreur de position $\Delta\theta$, importante à cet instant, le contrôleur prédictif sélectionne la raideur maximale. La réduction de K_d à partir de $t \simeq 2$ *s* traduit du fait que $\Delta\theta$ a atteint une valeur suffi-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

samment faible pour que les autres critères entrent de nouveau en considération dans son choix. En régime permanent, les valeurs de Δv et de v_c (donc de P_{mech}) convergent vers 0, alors que l'erreur de position $\Delta\theta$ converge vers une valeur finale relativement à l'utilisation du contrôleur en raideur de l'EMA. Ainsi à terme, le contrôleur prédictif sélectionne la raideur maximale.

6.3.2 Impact des valeurs relatives des coefficients de pondération sur le fonctionnement de l'EMA

Maintenant que la fonctionnalité du CIPIPV a été validée pour l'ensemble de facteurs de pondération donné dans le tableau 6.4, l'effet d'une variation de ces facteurs sur le fonctionnement du système complet peut être abordé. Comme évoqué précédemment, seules les valeurs relatives de λ_P et de λ_v par rapport à λ_θ importent. L'impact d'une augmentation de ces deux facteurs va être successivement abordé.

L'intégration de la puissance mécanique P_{mech} dans le coût d'étape $\mathscr{L}$ de l'équation (6.17), pondérée par λ_P, aura tendance à renforcer l'effet de la relation d'admittance du CIPIPV en augmentant l'amplitude de la modification de trajectoire θ' pour entrainer la réduction de la vitesse du chariot v_c. La montée en effort de compression sur la transmission s'en verra amoindrie. Cependant, tant que le rapport λ_P/λ_θ ne tend pas vers l'infini, à terme, la position θ_m va converger vers la position finale atteinte par le contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres fixes ($K_d = 1.10^9$ N/m). Le temps de convergence sera, par contre, impacté par la valeur de ce rapport. La figure 6.16 présente les évolutions de l'erreur de position $\Delta\theta_m$ et de l'effort de compression sur la transmission F en (a) et (b) de 0.5s à 4s, et en (c) et (d) de 0.5s à 1s. Le rapport λ_P/λ_θ prendra les valeurs $\{5.10^{-7}, 5.10^{-6}, 5.10^{-5}, 5.10^{-4}\}$ et son sens de variation est indiqué en (a) et (b). Le rapport λ_v/λ_θ reste égal à celui avancé dans le tableau 6.4. Les instants correspondants à l'impact avec l'environnement et à la saturation de θ_d sont respectivement indiqués en (c) et (d) comme t_{env} et t_{sat}. Les courbes de la figure 6.11 sont, encore une fois, rappelées en pointillé.

Comme le montre la figure 6.16, en appliquant la plus faible valeur du rapport λ_P/λ_θ, la réaction du système s'approche, aussi bien en termes de déviation de θ_m par rapport à θ_d que d'effort de compression sur la transmission, de celle obtenue pour un contrôleur d'impédance à paramètres constants avec $K_d = 1.10^9$ N/m sur toute la plage temporelle étudiée, rendant compte d'une quasi-inexistence du contrôleur d'impédance. L'augmentation de la valeur relative λ_P/λ_θ est bénéfique en termes d'effort de compression sur la transmission F, dont la dynamique est largement réduite principalement entre t_{env} et t_{sat}. Par contre, l'erreur $\Delta\theta_m$, si elle converge dans tous les cas, le fait sur une durée accrue. Pour $\lambda_P/\lambda_\theta = 5.10^{-4}$, au moment de l'impact avec l'environnement, donc juste après t_{env}, la réaction du système est très proche de celle obtenue avec le contrôleur d'impédance avec $K_d = 1.10^5$ N/m, d'où une superposition des courbes aussi bien en termes de $\Delta\theta_m$ que de F. Ceci rend compte de la sélection, par le contrôleur prédictif, de $K_d = 1.10^5$ N/m dès t_{env}. Pour cette valeur de rapport, l'effort de compression sur la transmission F, à t_{sat}, équivaut à 34,68 % de celui obtenu avec $K_d = 1.10^9$N/m, et à 58,87 % de celui de la configuration présentée dans la sous-section 6.3.1, moyennant une bonne diminution de la dynamique de F. En revanche, la convergence de $\Delta\theta_m$ s'effectue plus lentement, rendant sensible l'effet du contrôleur d'impédance par l'utilisateur. De fait, la valeur $\lambda_P/\lambda_\theta = 5.10^{-5}$ se justifie par une dynamique de montée en effort F largement plus faible que sans contrôleur d'impédance, comme présenté dans la sous-section 6.3.1, tout en permettant un temps d'établissement de $\Delta\theta_m$ dans une bande de 5 % autour de la valeur atteignable à 1,5s, soit relativement rapide.

Cependant, augmenter le rapport λ_P/λ_θ peut entrainer une excitation, par le contrôleur d'impédance,

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

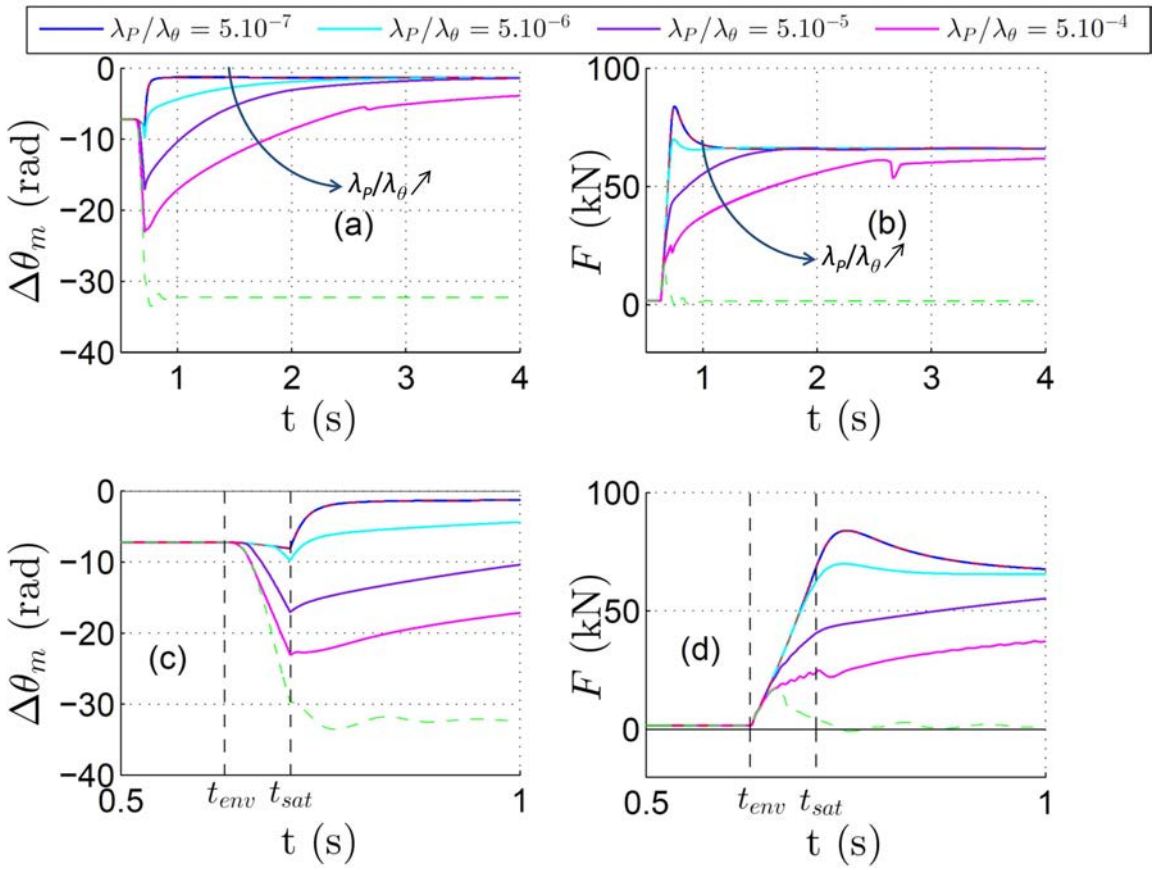

FIGURE 6.16 – Evolutions temporelles de $\Delta\theta_m$ et de F pour différentes valeurs relatives de λ_P/λ_θ.

du mode mécanique induit par l'association de la raideur de transmission k_m, de la masse de sortie d'EMA M et des différents coefficients de frottement visqueux b et d. Pour parer à cette problématique, une adaptation du λ_ν agira sur la composante $\Delta\nu$, intégrée dans le coût d'étape $\mathscr{L}$ de l'équation (6.17), aboutissant un effet filtrant. Effectivement, ce facteur de pondération aura tendance à maintenir le $\Delta\nu$ faible, réduisant ses tendances oscillatoires, tout en laissant le contrôleur d'impédance produire une modification de trajectoire θ' autorisant la réduction de la dynamique sur F. Pour mettre cet effet en valeur, la figure 6.17 présente les $\Delta\nu$ et C_{em} sur une période temporelle de 0,5 s à 1 s pour le CIPIPV, avec $\lambda_P/\lambda_\theta = 5.10^{-5}$, et $\lambda_\nu/\lambda_\theta = \{0, , 100, 500, 5000\}$.

La figure 6.17 montre, en (a) et (b), l'effet qu'aura une augmentation de la valeur relative $\lambda_\nu/\lambda_\theta$ sur le $\Delta\nu$. Effectivement, pour une faible valeur de ce rapport, des oscillations sur le couple C_{em} à une fréquence de 100 Hz, correspondant au pic de résonance de l'association masse/ressort/amortissement évoquée précédemment, et engendrées par le contrôleur d'impédance, se répercuteront sur le $\Delta\nu$. Ainsi, augmenter le λ_ν va venir pénaliser les raideurs désirées K_d qui aboutissent sur l'horizon de prédiction à l'excitation de ce mode mécanique. Pour $\lambda_\nu/\lambda_\theta = 5000$, on assiste à une suppression quasi totale de ces oscillations entre t_{env} et t_{sat}, par rapport à celles obtenues avec des valeurs de rapport plus faibles. Par contre, au vu de la méconnaissance de l'évolution de F_a sur ce même horizon, l'augmentation du rapport n'engendrera pas forcément une réduction de la valeur de $\Delta\nu$ entre t_{env} et t_{sat}, et aura même tendance à l'augmenter si $\lambda_\nu/\lambda_\theta$ devient trop important, ce qui réduira l'effet du contrôleur d'impédance. Ainsi, pour le couple de valeur $\left(\lambda_\theta = 1\ ;\ \lambda_P = 5.10^{-5}\right)$, la valeur $\lambda_\nu = 500$ empêche le contrôleur d'impédance d'interagir avec les modes

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

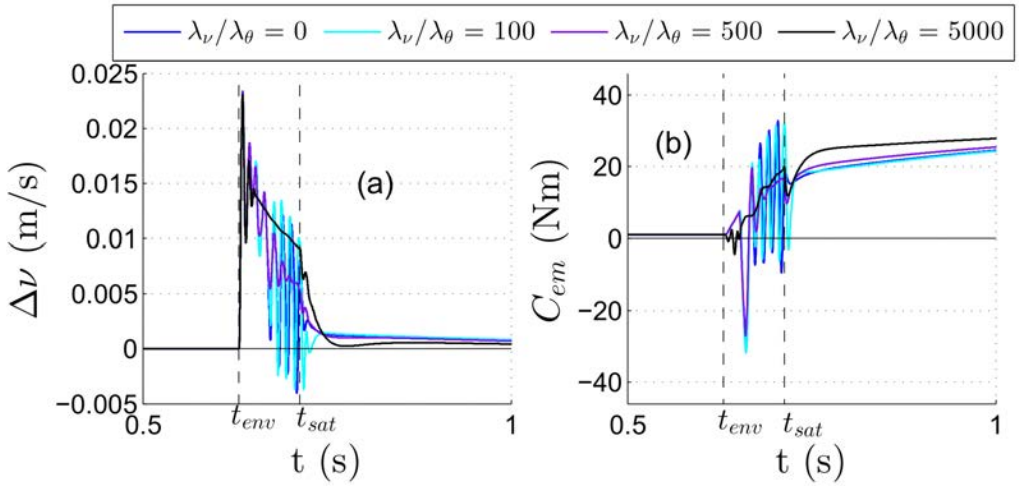

FIGURE 6.17 – Evolutions temporelles de $\Delta\nu$ et de C_{em} pour différentes valeurs relatives de $\lambda_\nu/\lambda_\theta$.

mécaniques de la transmission, tout en n'impactant pas son fonctionnement autrement.

Cette sous-section a détaillé l'effet de la variation des valeurs relatives λ_P/λ_θ et $\lambda_\nu/\lambda_\theta$ sur le fonctionnement de l'EMA muni du CIPIPV. Elle a montré que le λ_P/λ_θ avait un impact direct sur la dynamique de montée en effort de compression sur la transmission F et sur le temps de convergence de $\Delta\theta_m$, et que le $\lambda_\nu/\lambda_\theta$ avait un effet filtrant évitant des oscillations sur le couple C_{em}, et donc sur le $\Delta\nu$. En outre, les valeurs des facteurs de pondération du tableau 6.4 ont été justifiées. Fort de cela, l'effet de la valeur de n sur le fonctionnement de l'association EMA/CIPIPV va maintenant être traité.

6.3.3 Impact du choix de la dimension n de l'ensemble Σ en simulation

Les raisons poussant à discrétiser l'intervalle de variation de K_d ont été exprimées précédemment. Les différents horizons du problème optimal prédictif ont été définis de manière à offrir une résolution ne consistant qu'en une comparaison des n prédictions menées sur un intervalle temporel de N périodes d'échantillonnage. Ainsi, une valeur de n faible tend à réduire la charge de calcul, aussi est-il intéressant de voir l'impact que cette valeur a sur le système.

Idéalement, pour $n \to \infty$, la sélection de K_d obtenue par discrétisation converge vers la solution $K_d \in \mathbb{R}$, $K_d \in [K_{d\,min}\ ;\ K_{d\,max}]$ du problème optimal prédictif de l'équation (6.18) avec les horizons du tableau 6.3. Si cette solution réelle n'est pas disponible, il est toutefois possible de tester l'évolution du choix de K_d en fonction de n pour le test décrit précédemment. La figure 6.18 illustre cette évolution temporelle pour un n variant de 10 à 1000 et pour les coefficients de pondération λ du tableau 6.4, les valeurs possibles de K_d étant toujours espacées de manière logarithmique.

Dans un premier temps, les trois sous-figures de la figure 6.18 semblent indiquer la convergence des évolutions de K_d vers une évolution commune pour une valeur croissante de n, même pour une valeur relativement faible. Les différences notables liées à ce paramètre sont présentes lors des phases de variation importantes de K_d, illustrées pour ce test en (b), et (c), pour $n = 10$, et restent restreintes.

Pour un n faible, la valeur de K_d aura tendance à commuter entre deux valeurs adjacentes, à une fréquence proche de celle d'échantillonnage. Cependant, cela n'impacte pas le système bouclé significativement. La figure 6.18 indique effectivement que le choix de K_d ne diverge pas de ce qui semble être la valeur

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

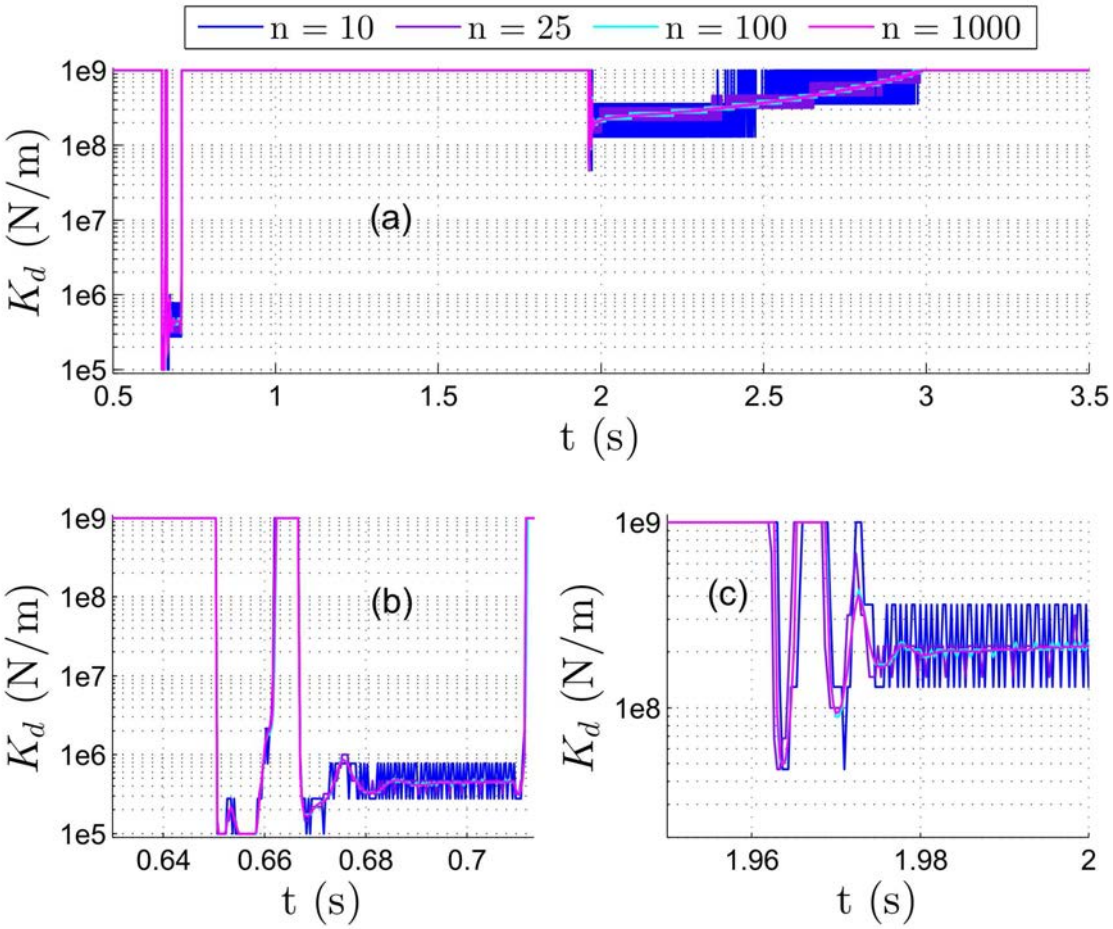

FIGURE 6.18 – Evolution temporelle de la raideur K_d pour le test décrit précédemment avec $n \in \{10, 25, 100, 1000\}$ avec en (a) la courbe de 0,5 s à 3,5 s, en (b) un zoom temporel entre t_{env} et t_{sat}, et en (c) un zoom temporel de 1,95 s à 2 s.

optimale. Ceci s'explique en analysant la formulation du modèle inclus dans le problème optimal prédictif. La valeur de K_d intervient sur F_a en entrée du second ordre, dont le modèle est donné par l'équation (6.15). Ses paramètres ϵ_d et ω_d, dont les valeurs sont disponibles dans le tableau 6.1, ont été quantifiés pour assurer un dépassement acceptable quelle que soit la valeur de K^* et pour pouvoir négliger la dynamique du contrôleur en raideur utilisé pour commander la position de la MSAP. De fait, ils sont caractéristiques d'un système suramorti dont la pulsation de coupure la plus faible est $\omega_1 = 1,66\ rad/s$. Moyennant cela, et au vu de la période d'échantillonnage T_s considérée, les commutations issues de la discrétisation de K_d, qui se répercutent sur $\frac{F_a}{K_d}$, seront filtrées par ce second ordre. La figure 6.19 donne la modification de la trajectoire θ' pour les mêmes valeurs de n.

Les résultats présentés dans cette figure montrent l'insensibilité du système bouclé face à la valeur de n, avec une atténuation presque complète des perturbations causées par la commutation des valeurs de K_d. Seule la valeur n=10 aboutit à une modification de la trajectoire θ' légèrement différente des autres.

Ces figures démontrent donc d'un impact quasi nul de la valeur de n sur le système bouclé, avec une tendance de choix de K_d équivalente quelle que soit sa valeur. Elles confortent l'idée que la solution issue de la résolution par discrétisation de la grandeur de commande sera cohérente face à l'optimale pour un $n = 25$.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

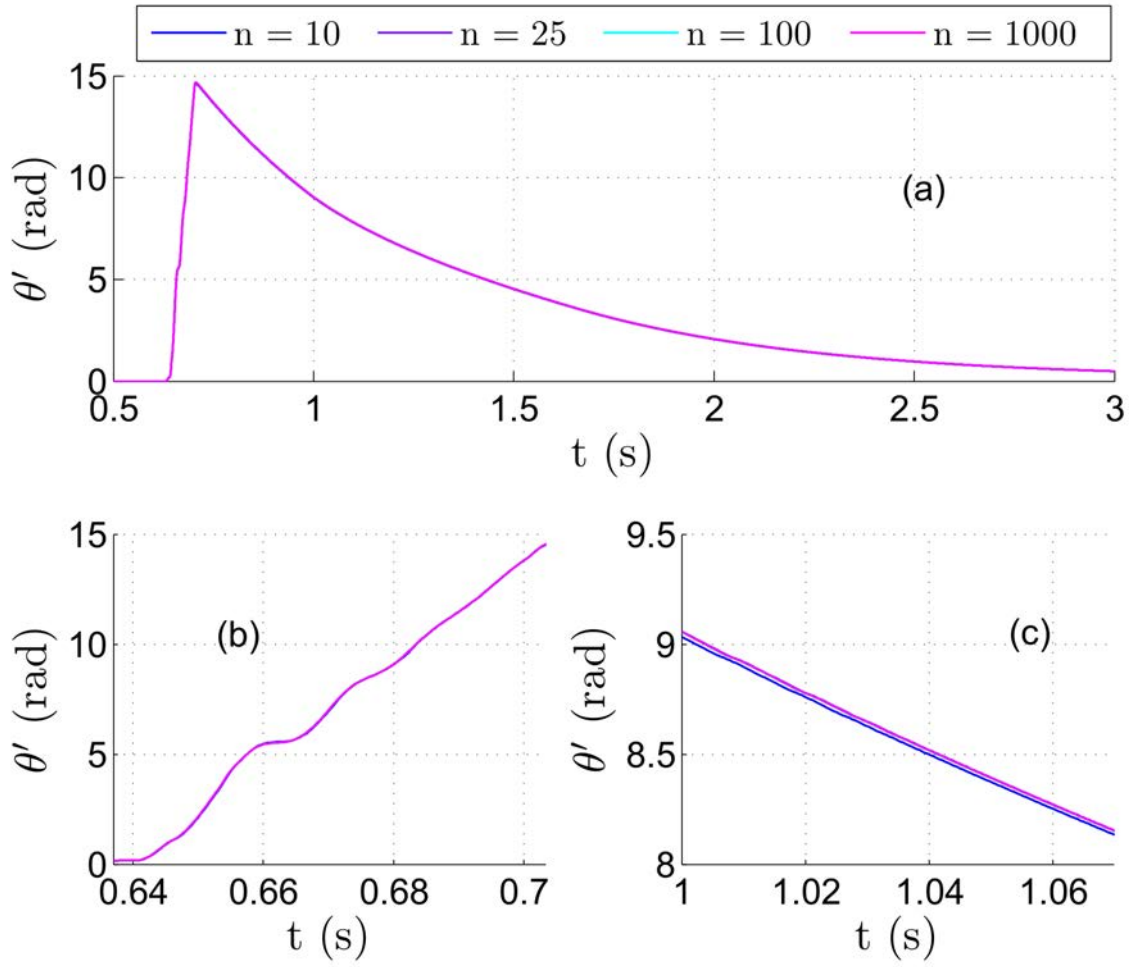

FIGURE 6.19 – Evolution temporelle de la modification de la trajectoire θ' avec en (a) la courbe de 0,5 s à 3 s, en (b) un zoom temporel entre t_{env} et t_{sat}, et en (c) un zoom temporel de 1,95 s à 2 s pour le test décrit précédemment avec $n \in \{10, 25, 100, 1000\}$.

6.3.4 Contact avec un environnement de raideur $K_e = 1.10^7$ N/m

Le test présenté précédemment permet une bonne compréhension du fonctionnement du CIPIPV. Il met en valeur les gains atteignables vis-à-vis des autres types de contrôleur d'impédance. Cependant, dans un cycle de creusage, le conducteur tend plus à imposer, sur un EMA, une consigne de vitesse joystick $\Omega_{joystick}$ constante, indépendamment du contact ou non avec l'environnement. Ceci induit une trajectoire θ_d en rampe parcourant au pire la course totale de la vis à rouleaux satellites.

Ainsi, le test décrit précédemment va être répété. Cette fois, la consigne de vitesse entraine une trajectoire θ_d sans saturation mise à part la butée maximale de la vis à rouleaux satellites ($\theta_m = 867\ rad/s$). Le CIPIPV et le contrôleur en raideur vont être successivement utilisés. La raideur de l'environnement sera fixée à sa valeur maximale considérée $K_e = 1.10^7$ N/m. Par rapport au test précédent, la saturation du couple électromagnétique C_{em} est inévitable. Pour permettre d'identifier la capacité du contrôleur prédictif à gérer cette saturation, la valeur de saturation prise en compte dans le problème optimal prédictif sera réduite à $C_{max\,\mathrm{MPC}} = 45$ Nm, alors que le couple maximal atteignable par le contrôleur en raideur est celui de la MSAP, à savoir $C_{max} = 46$ Nm (cf. tableau 1.2). De plus, pour analyser l'impact de la discrétisation dans ce

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

cas, le test sera simulé avec $n = 25$ et $n = 1000$. Dans ces deux configurations, les facteurs de pondération sont ceux exprimés dans le tableau 6.4.

La figure 6.20 illustre les résultats obtenus dans les trois cas sur une période temporelle incluant l'impact avec l'environnement à t_{env} et l'instant $t \simeq 2,8\ s$, quand la consigne θ_d atteint la butée mécanique maximale de la vis. Dans cette figure, la position θ_m est présentée en (a), le couple électromagnétique C_{em} avec le couple maximal indiqué en pointillé en (b), l'évolution temporelle de K_d en (c) et en (d) un zoom autour des basses valeurs de K_d.

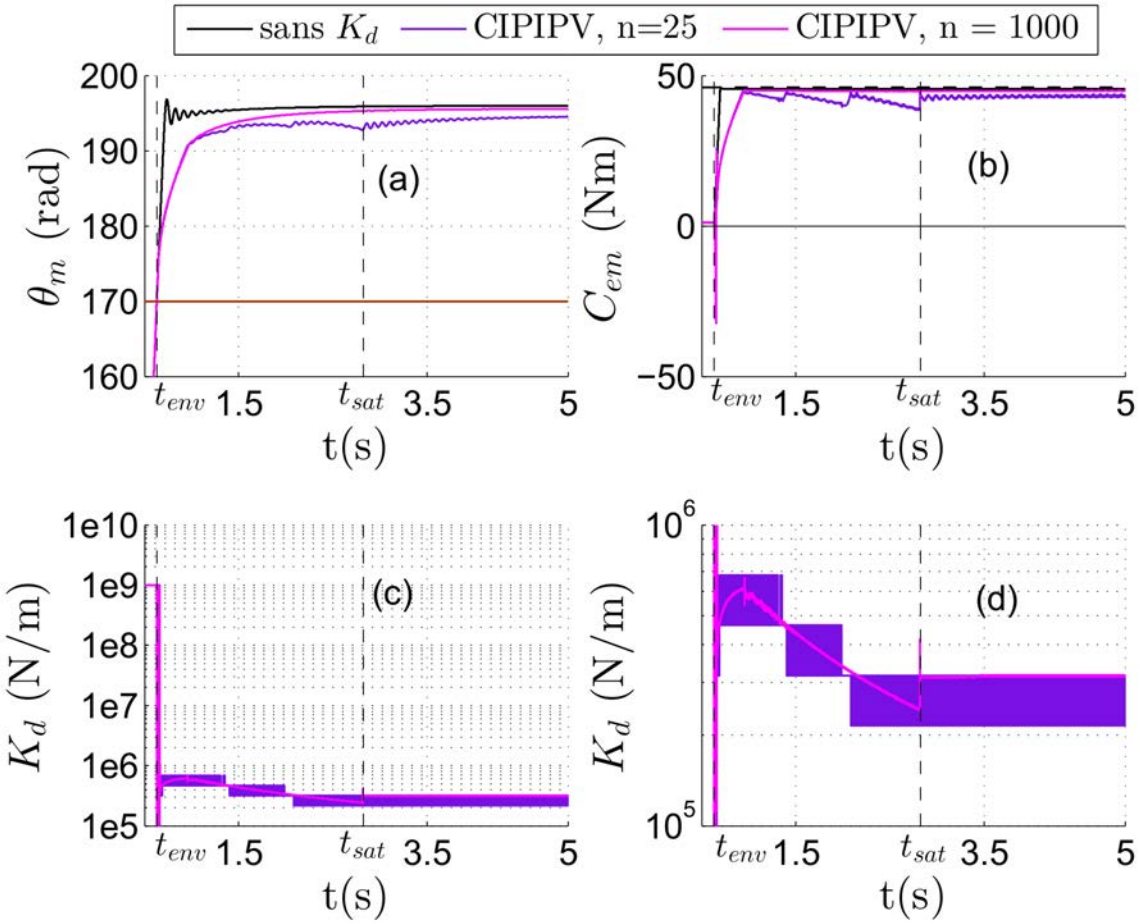

FIGURE 6.20 – Evolution temporelle en (a) de θ_m, en (b) de C_{em}, en (c) et (d) de K_d, sans contrôleur d'impédance et avec un CIPIPV avec $n = 25$ et $n = 1000$.

La figure 6.21 présente les évolutions temporelles de Δv en (a), avec un zoom autour de t_{env} en (b), et de l'effort de compression sur la transmission mécanique F en (c), avec un zoom autour de t_{env} en (d).

En complément de la figure 6.13, les figures 6.20 et 6.21 démontrent, tant que la saturation du couple n'est pas atteinte, la capacité du CIPIPV à permettre une bonne pénétration dans l'environnement, tout en réduisant la dynamique de montée en effort de compression correspondante (cf. (c) et (d) de la figure 6.21), même pour la valeur la plus élevée de raideur d'environnement. Les courbes (a) et (b) de la figure 6.21 montrent sur le Δv des caractéristiques similaires à celles obtenues dans les figures 6.13 et 6.14. Effectivement, là où le contrôleur en raideur vise à réduire coûte que coûte l'erreur en position, induisant un Δv important suite à l'impact avec l'environnement et jusqu'à la saturation du couple, le CIPIPV permet une réduction de cette valeur. Cette réduction intervient avec un certain temps de réponse, dû aussi bien

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

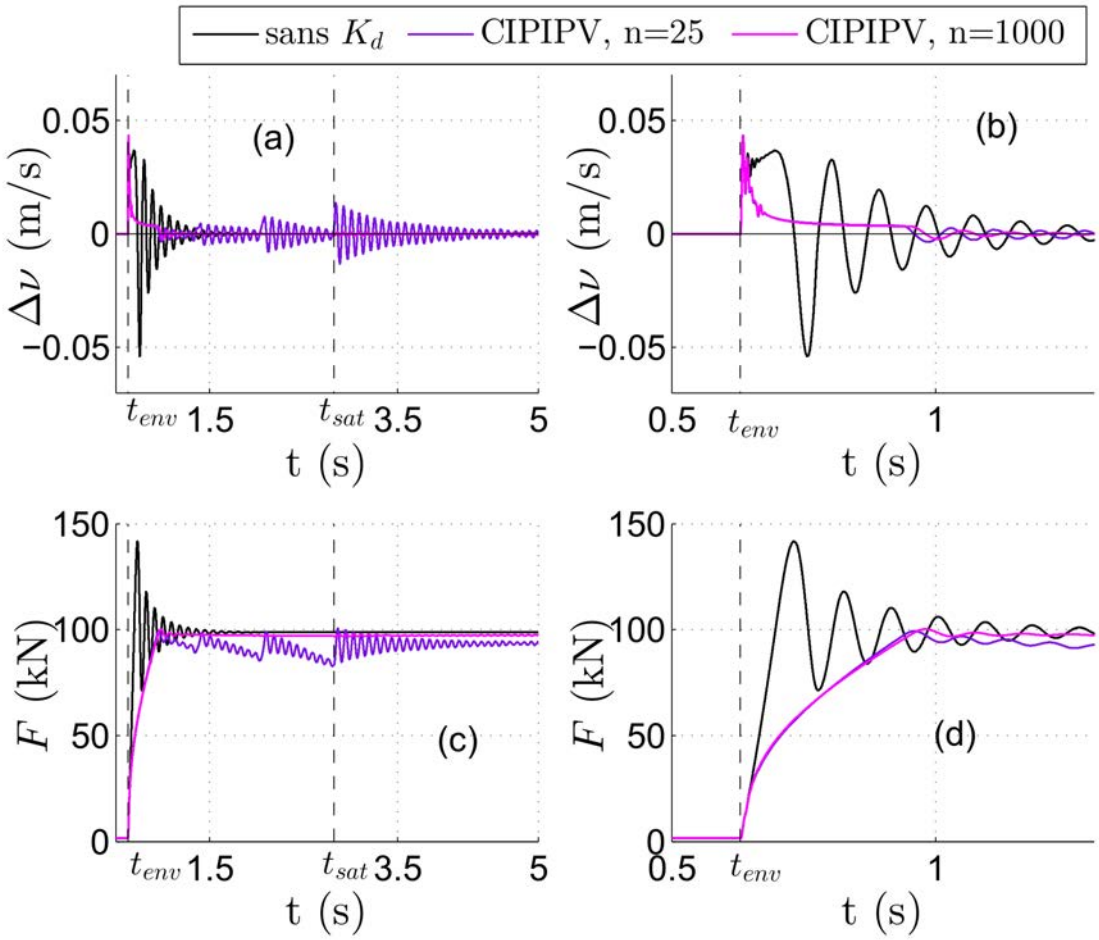

FIGURE 6.21 – Evolution temporelle en (a) et en (b) de Δv, en (c) et en (d) de F, sans contrôleur d'impédance et avec un CIPIPV avec $n = 25$ et $n = 1000$.

à la dynamique imposée par les paramètres ϵ_d et ω_d au contrôleur d'impédance qu'à la valeur des coefficients de pondération du coût d'étape. Ainsi, sur la courbe (d), la montée en effort, directement après t_{env}, est la même dans tous les cas, mais par la suite le contrôleur d'impédance, en réduisant le Δv, permet une réduction de la dynamique de F clairement marquée sur cette courbe vis-à-vis du contrôleur de position seul.

De plus, l'aptitude du CIPIPV à respecter la contrainte sur le couple C_{em} imposée quelle que soit la valeur de n est clairement marqué en (b) de la figure 6.20. Pour n = 1000 en particulier, pour maintenir le couple C_{em} sur sa valeur limite $C_{max\ \mathrm{MPC}}$, le contrôleur prédictif va avoir tendance à réduire la valeur de K_d pour parer à la pénétration légèrement croissante de l'EMA dans l'environnement. Ainsi, cette figure vient compléter la validation du développement, et montre la faculté du CIPIPV à réagir de manière adéquate à l'impact avec un environnement raide et ainsi à limiter la dynamique de montée en effort sans limiter les performances en termes de pénétration des actionneurs.

Cependant il est à noter que l'effet de la discrétisation est, dans le cadre d'une saturation du couple, plus marquée. Effectivement pour $n = 1000$, la sélection de K_d permet une stabilisation du couple C_{em} sur la valeur limite, assurant la meilleure pénétration dans l'environnement possible pour $C_{max\ \mathrm{MPC}}$. Dans le cas d'un $n = 25$, la courbe (d) de la figure 6.20 montre que la raideur désirée évolue cette fois autour d'une valeur moyenne légèrement sous-évaluée par rapport à la valeur optimale présumée. Ceci s'explique par le

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

fait que la commutation de K_d pour $n = 25$, permettant d'atteindre la valeur inexistante de raideur désirée, est en pratique contrainte par la proximité de la limite de couple, limitant la sélection des valeurs hautes de K_d. Il en résulte une légère décroissance du couple vis-à-vis de sa valeur maximale. De plus les changements de niveau de K_d aux instants $t = 1,36\ s$ et $t = 2,02\ s$, ainsi que la saturation de θ_d, permettent au contrôleur d'impédance de rattraper la valeur désirée de K_d, occasionnant des montées en couple C_{em} jusqu'à la valeur limite, qui viennent exciter le mode mécanique représenté par l'association masse/ressort/amortissement incluant les paramètres J_t, f_m, red^2d et red^2k_m, qui est faiblement amorti. Ceci déclenche des oscillations sur Ω_m. Celles-ci se répercutent sur θ_m et sur Δv, et par l'intermédiaire de la commande sur le couple C_{em}.

Ces oscillations, présentes sur les résultats de simulation, sont partiellement induites par la relative simplicité du modèle. Effectivement, si cette dégradation est a priori liée à la discrétisation de Σ, il est toutefois à noter que le phénomène oscillatoire est amplifié par la non-répartition des forces de frottement sec, qui n'interviennent que sur le chariot dans le modèle. Ainsi, lors d'une annulation de la vitesse de chariot v_c, si la somme des efforts agissant sur la masse M correspondante n'est pas suffisante pour vaincre les forces de frottement sec, alors v_c restera à 0. Tant que le couple C_{em} n'est pas suffisant pour remettre le chariot en mouvement, il n'agira que sur l'association masse/ressort/amortissement composé de l'inertie sur l'arbre moteur et de la raideur et des frottements visqueux de la vis. Ainsi, une faible variation de C_{em} peut aboutir à une oscillation de la vitesse Ω_m, donc Δv et θ_m. En pratique, les forces de frottement sec étant réparties, l'oscillation de couple, produite par l'association de J_t et de red^2k_m, va devoir, pour inverser la vitesse, vaincre un couple de frottement sec, ce qui aura un effet filtrant. De plus, la variation de couple C_{em}, pour impacter la vitesse Ω_m, devra dépasser une certaine valeur limite. Ainsi, l'impact de la discrétisation de la grandeur de commande lors de la saturation du couple C_{em} sera probablement réduit dans la réalité.

Les résultats de simulation, correspondant aux deux tests successivement présentés, ont prouvé la capacité qu'offre le CIPIPV à réduire la dynamique de montée en effort de compression sur la transmission mécanique. Ils démontrent aussi de son aptitude à rejoindre, en régime permanent, une position proche de celle à laquelle l'utilisation du contrôleur de position aboutit seul. Cela laisse présager une capacité du système complet à réaliser le cycle de travail Volvo du godet, qui va être validée dans la sous-section suivante.

6.3.5 Réalisation d'un cycle de travail du godet

Pour vérifier les performances du CIPIPV, le cycle de creusage du godet, présenté en figure 2.18, sera réutilisé ici. Le profil d'effort correspondant sera appliqué idéalement sur la masse du chariot, et la vitesse sera fournie en consigne au générateur de trajectoire. La simulation sera réalisée avec un contrôleur en raideur seul, avec un contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres fixes ($K_d = 5.10^5\ N/m$) et avec le CIPIPV caractérisé par les tableaux 6.3 et 6.4. La valeur de raideur désirée du contrôleur d'impédance à paramètres fixes a été choisie en fonction des résultats obtenus en simulation, et présentés dans les figures 6.15 et 6.20. Sur ces figures, la raideur K_d, définie par le CIPIPV, est effectivement, lors du contact avec l'environnement, comprise entre $3.10^5\ N/m$ et $5.10^5\ N/m$. L'effort en bout d'actionneur étant imposé, le suivi en vitesse Ω_m servira de point de comparaison entre les différentes solutions. La figure 6.22 présente en (a) les trois suivis en vitesse et en (b) l'évolution de la raideur K_d le cas échéant.

Comme le présente cette figure, la raideur K_d est sur une grande partie du cycle à sa valeur maximale, permettant un bon suivi de vitesse. Elle ne dévie de manière significative de cette valeur que lors de l'impact avec l'environnement, qui induit un pic d'effort présent sur le profil d'effort du cycle entre 15 % et 37 % de T_{cycle}. En dehors de cet intervalle, le Ω_m résultant est proche de celui obtenu avec le contrôleur en raideur

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

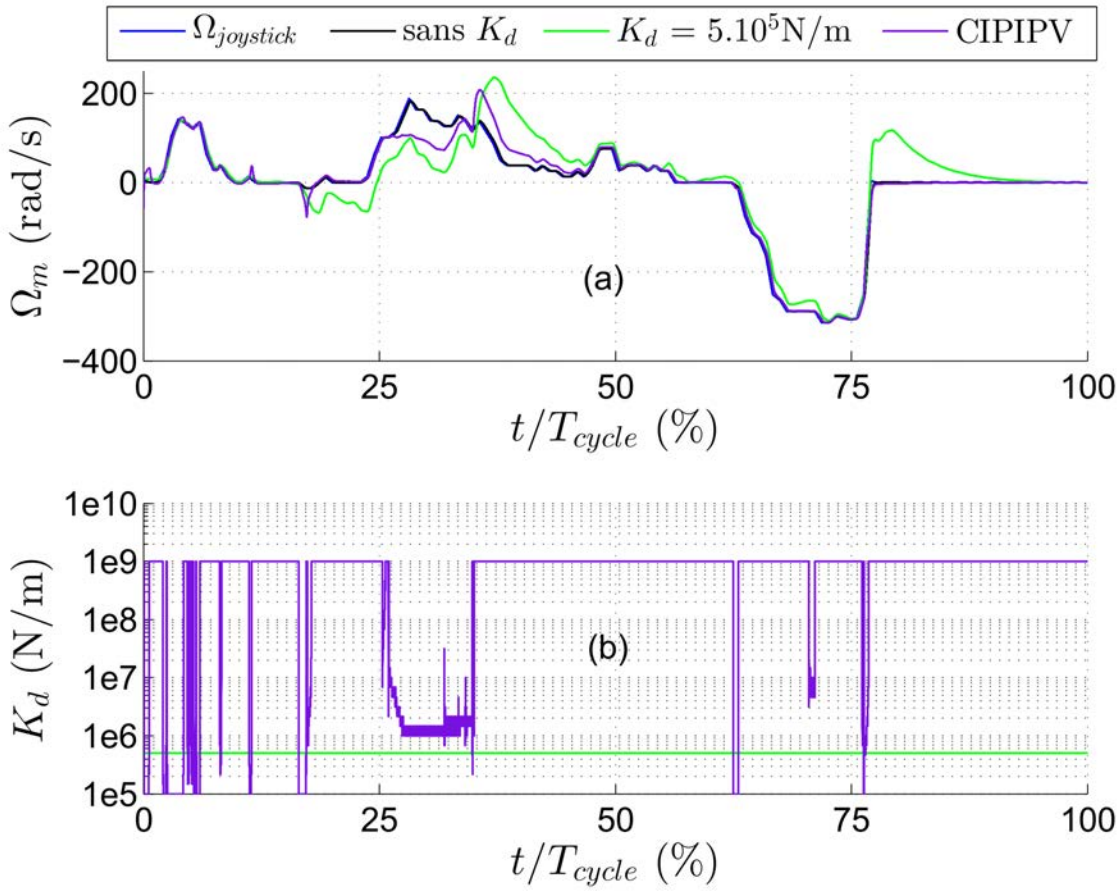

FIGURE 6.22 – Résultats obtenus par simulation du cycle Volvo modifié de la figure 2.18 avec contrôleur d'impédance ($K_d = 5.10^5$ N/m), avec le CIPIPV et sans contrôleur d'impédance, avec en (a) le suivi de vitesse et en (b) l'évolution temporelle de la raideur K_d pour le CIPIPV.

seul. A l'inverse, le contrôleur d'impédance à gain fixe, lui, induit un écart quasi permanent entre Ω_m et sa consigne. Ainsi, en analysant les valeurs absolues des erreurs entre la vitesse Ω_m et sa consigne pour les trois cas considérés, qui sont présentées en figure 6.23, on observe que le CIPIPV perturbe moins le suivi de vitesse que le contrôleur d'impédance à gain fixe, et conserve ainsi mieux les performances atteintes avec le contrôleur en raideur.

Les résultats de simulation, présentés dans cette section, supportent la capacité du CIPIPV à réduire la dynamique de l'impact entre l'EMA et son environnement. Effectivement, lors d'une collision avec un environnement principalement raide, le CIPIPV modifie la trajectoire envoyée au contrôleur en raideur, en prenant en compte les différents états du système et leurs contraintes. Il offre ainsi une limitation de la dynamique de montée en effort de compression, pouvant aller jusqu'à celle offerte par un contrôleur d'impédance à gains fixes avec $K_d = 1.10^5$ N/m. En outre, si les contraintes sur les états le permettent, il autorise une pénétration égale en régime permanent à celle offerte avec un contrôleur en raideur seul. Les derniers résultats de simulation tendent à démontrer que la sélection ciblée du K_d permet la réalisation de cycle de creusage constructeur sans pertes de performances significatives par rapport à celles obtenues sans contrôleur d'impédance, mais en conservant la capacité à amortir un impact au besoin.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

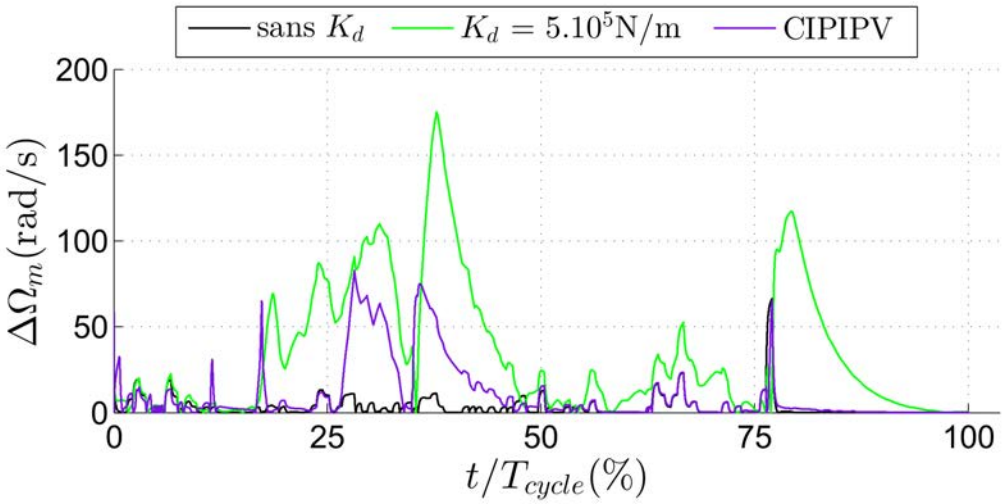

FIGURE 6.23 – Valeurs absolues de l'erreur $\Delta\Omega_m$, entre Ω_m et sa consigne, obtenues en simulation avec un contrôleur d'impédance ($K_d = 5.10^5$ N/m), avec le CIPIPV et sans contrôleur d'impédance.

6.4 Résultats sur le banc de test

Les constations, faites en simulation dans la section 6.3, doivent maintenant être vérifiées sur le banc de test présenté dans le chapitre 2. Pour cela, le CIPIPV a été implémenté sur la DS1006 en complément de la commande en raideur complète de l'EMA qui reste inchangée. Le vecteur d'état X_s, fourni en entrée, est la concaténation des deux états x' et $\dot{x}'$ issus du second ordre défini dans l'équation (6.15), bien évidemment disponibles, et du vecteur $X_{EMA}^T = [C_{em}\ \Delta\nu\ \nu_c\ F\ \theta_m]$ constitué de signaux mesurés. Parmi ses éléments, le couple C_{em} est reconstruit à partir de la composante q du système triphasé de courant mesuré, et θ_m provient directement de l'information du codeur EnDat associé à la MSAP. La vitesse de chariot ν_c est obtenue par dérivée numérique du signal issu du capteur de position magnétostrictif monté sur le vérin hydraulique. La différence de vitesse sur la transmission est la différence entre la vitesse de rotation de la MSAP Ω_m du codeur EnDat, ramenée au niveau du chariot, et ν_c. Enfin, l'effort de compression F est reconstruit à partir de la différence entre la position θ_m, ramenée au niveau du chariot, et la position de ce dernier, prenant en considération la valeur de raideur k_m mesurée sur le banc, et donnée dans le tableau 2.5. Différents filtres ont été dimensionnés sur ces mesures, de manière à réduire l'impact du bruit sur la sélection, par le MPC, de la valeur de K_d. Le modèle, présenté dans l'équation (6.16), pris en compte dans le problème optimal prédictif restera inchangé en termes de paramètres. De manière à limiter les risques occasionnés par l'utilisation d'une nouvelle technique, la limitation de couple de consigne inclue dans la commande en raideur a été réduite à 25 Nm, et la tension DC à 200 V. Cette limitation en tension aura pour effet de limiter la vitesse de rotation de la MSAP théoriquement atteignable à $\Omega_m = 272\ rad/s$. Ces valeurs, bien que plus faibles que celles présentes en réalité sur la mini-excavatrice ELEXC, sont jugées suffisantes pour tester le bon fonctionnement du développement. La fréquence d'échantillonnage du système dSPACE DS1006 restera fixée à 3 kHz. Les paramètres caractérisant le problème optimal prédictif dans la version implémentée sont listés dans le tableau 6.5.

Dans le tableau 6.5, l'intervalle de variation de K_d a été réduit. Au regard des différents changements effectués, aussi bien d'un point de vue physique, avec la limitation de la tension DC, qu'au niveau commande,

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

TABLE 6.5 – Paramètres caractérisant le problème optimal prédictif de la version implémentée du CIPIPV.

N	11
N_c	10
N_u	1
n	25
K_d (N/m)	$[5.10^5 ; 5.10^7]$
C_{em} (Nm)	[−20 ; 20]
Δv (m/s)	[−0,215 ; 0,215]
v_c (m/s)	[−0,215 ; 0,215]
F (kN)	[−100 ; 100]
θ_m (rad)	[0 ; 867]
λ_θ	1
λ_v	167
λ_P	$6,7.10^{-4}$

avec la réduction d'intervalle de K_d, les facteurs de pondération de la fonction de coût $\mathscr{J}$ ont, eux aussi, été réévalués, aboutissant aux valeurs du tableau 6.5. Pour vérifier la capacité du CIPIPV a prendre en compte la limitation du couple C_{em}, les contraintes agissant sur cet état ont été adaptées pour être inférieures à 25 Nm.

Les différentes étapes de validation du CIPIPV, effectuées en simulation, vont être reprises sur le banc de test. Dans un premier temps, sa capacité à limiter la dynamique de montée en effort sur la transmission mécanique, lors d'un impact avec un environnement raide, sera validée. Pour cela, l'EMA viendra percuter à une vitesse constante de $\Omega_m = 120\ rad/s$ un environnement simulé de raideur $K_e = 1.10^6$ N/m, placé à 0,187 m de la butée mécanique minimale, soit approximativement en milieu de vis. L'effort de réaction de l'environnement sera rejoué par le vérin hydraulique. La réduction de la valeur de K_e, vis-à-vis de celle prise en compte en simulation, rend compte des différences aussi bien au niveau de la tension DC que de la limitation de couple. En pratique, le couple limite du contrôleur prédictif étant imposé à 20 Nm, un impact avec une raideur $K_e = 5.10^6$ N/m engendrerait une saturation rapide, donc une difficulté d'étudier l'effet du CIPIPV en régime non-contraint. Le retour de la consigne de vitesse à 0, aboutissant à une saturation de θ_d, entraine alors un fonctionnement sans saturation de couple quelque soit le contrôleur utilisé. Ensuite, le même test sera répété avec une raideur plus importante de $K_e = 5.10^6$ N/m, et avec la même consigne de vitesse. La valeur de raideur d'environnement est cette fois assez importante pour aboutir à une saturation du couple C_{em}. Il sera ainsi possible de vérifier les capacités du CIPIPV à gérer la contrainte sur cet état. Sur la base de ces tests, l'impact de la valeur de n sur la résolution du problème optimal prédictif sera étudié. Enfin, l'effet de l'utilisation d'un contrôleur en raideur couplé au CIPIPV sur la réalisation d'un cycle de creusage sera analysé, et comparé à l'utilisation d'un contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres fixes.

6.4.1 Contact avec un environnement de raideur $K_e = 1.10^6$ N/m

Pour ce premier test, qui vise à valider les fonctionnalités de base du CIPIPV, l'EMA est placé en butée mécanique minimale. Une vitesse de consigne de 120 rad/s est ensuite envoyée au générateur de trajec-

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

toire. Pour rendre compte d'un impact avec un environnement de raideur $K_e = 1.10^6$ N/m à partir de 0,187 m, la consigne d'effort envoyée au vérin hydraulique est la suivante :

$$F^*_{hydro} = \begin{cases} 1.10^6(x_c - 0,1865) & \text{si x} > 0,187 \text{ m} \\ 0 & \text{si x} < 0,187 \text{ m} \end{cases} \tag{6.21}$$

Avec x_c la position du chariot mesurée par le capteur magnétostrictif du vérin hydraulique.

Le retour à zéro de la consigne de vitesse engendre une saturation de la trajectoire θ_d à 460 rad, équivalent à 0,212 m sur la vis, ce qui permet une pénétration maximale de 0,026 m dans l'environnement. Cette valeur maximale induit un effort de réaction suffisamment faible pour éviter la saturation de couple, quel que soit le contrôleur utilisé.

Ce test a été réalisé avec le contrôleur en raideur seul, avec des contrôleurs d'impédance à boucle de position interne à paramètres fixes ($K_d = 1.10^6$ N/m ou $K_d = 5.10^5$ N/m), et avec le CIPIPV. La figure 6.24 présente en (a) la position θ_m mesurée par le codeur EnDat dans chaque cas, en (b) l'erreur correspondante entre la position θ_m et la trajectoire désirée θ_d, et en (c) l'effort de compression sur la transmission F mesuré et filtré.

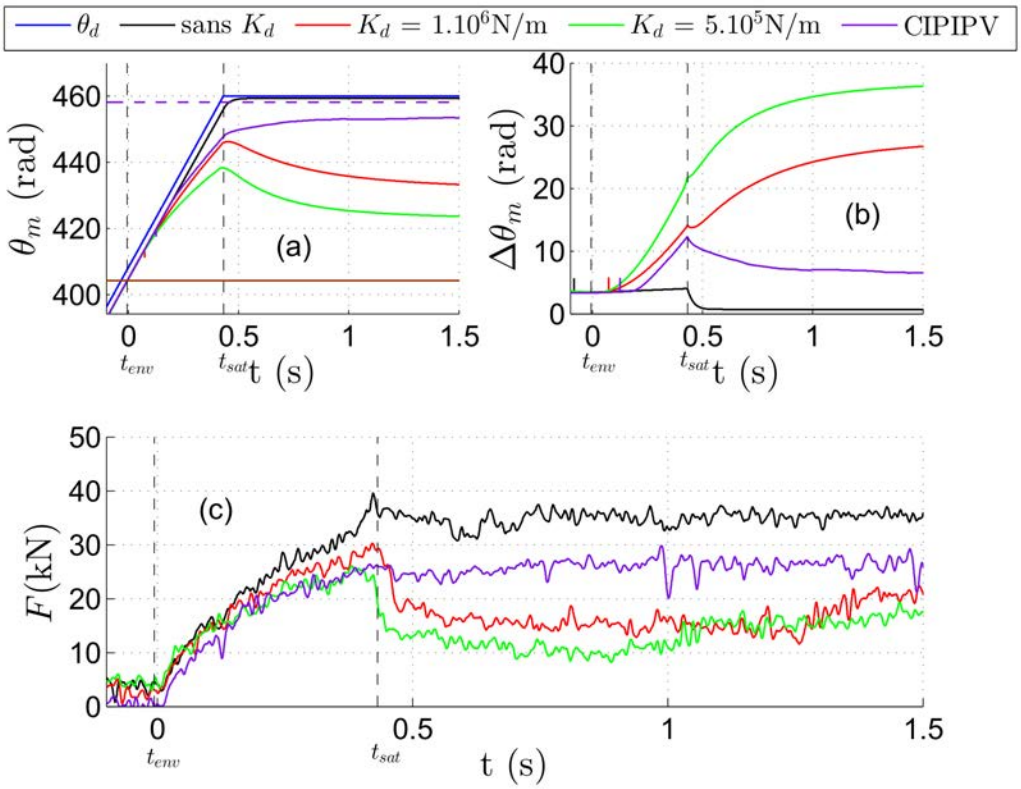

FIGURE 6.24 – Mesures caractérisant la réaction du contrôle en position, incluant ou non un contrôleur d'impédance, lors d'un impact avec un environnement de raideur $K_e = 1.10^6$ N/m sans saturation de couple avec en (a) la position θ_m, en (b) l'erreur de position $\Delta\theta_m = \theta_d - \theta_m$ et en (c) F.

Les mesures présentées dans la figure 6.24 démontrent d'une bonne concordance avec les résultats obtenus en simulation, et avec les conclusions tirées des figures 6.11, 6.13 et 6.14. En particulier, les signaux obtenus avec un contrôleur en raideur seul ou avec les contrôleurs d'impédance à paramètres constants respectent bien les prévisions faites.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

La mise en oeuvre du CIPIPV entraine une déviation de θ_m par rapport à θ_d entre t_{env} et t_{sat}, presque équivalente à celle obtenue avec un contrôleur d'impédance avec un $K_d = 1.10^6$ N/m (cf. (a) et (b) de la figure 6.24). Il en résulte une limitation de la dynamique de montée en effort de compression F, qui est visible en (c) de la figure 6.24, avec un F mesuré à t_{sat} pour le CIPIPV équivalent à 70,71 % de celui issu de la commande en raideur seule. De plus, après t_{sat}, l'utilisation du CIPIPV autorise une convergence plus accrue vers θ_d en comparaison avec les autres contrôleurs d'impédance à paramètres fixes. La pénétration est donc beaucoup plus importante avec la nouvelle solution, avec une stabilisation de l'erreur $\Delta\theta_m$ à 6,5 rad pour le CIPIPV contre 26,69 rad pour $K_d = 1.10^6$ N/m et contre 36,25 rad pour $K_d = 5.10^5$ N/m. La limite théorique, vers laquelle est sensé tendre le CIPIPV, indiquée en pointillé en (a) de la figure 6.24, n'est toutefois pas atteinte. La figure 6.24, malgré de légères déviations par rapport aux résultats obtenus en simulation, entre autres en termes de convergence de θ_m, prouve bien l'apport du CIPIPV, avec une limitation de la dynamique de F par rapport au contrôleur en raideur seul, et une réduction claire de l'erreur de position en régime permanent par rapport aux contrôleurs d'impédance à paramètres fixes.

Les évolutions temporelles du couple électromagnétique C_{em} et de la sélection de la raideur K_d dans le cas du CIPIPV sont présentées respectivement en (a) et (b) de la figure 6.25.

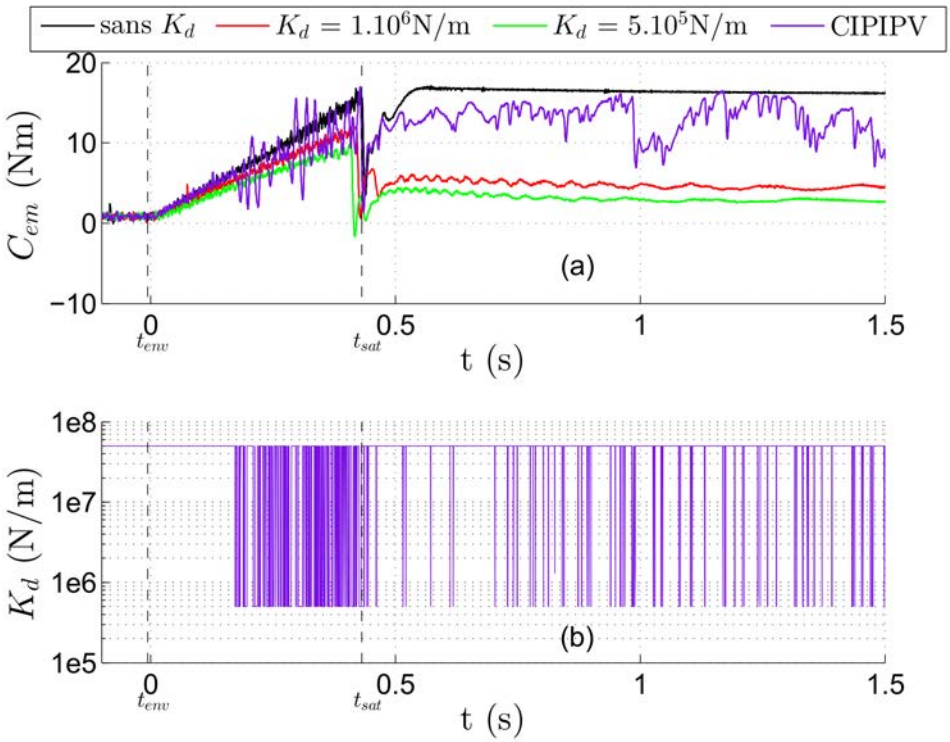

FIGURE 6.25 – Mesures caractérisant la réaction du contrôle en position, incluant ou non un contrôleur d'impédance, lors d'un impact avec un environnement de raideur $K_e = 1.10^6$ N/m sans saturation de couple avec en (a) le couple électromagnétique C_{em} et en (b) la sélection de K_d quand le CIPIPV est utilisé.

L'évolution de K_d, présentée en (b) de la figure 6.25, possède grossièrement le comportement attendu, avec entre t_{env} et t_{sat} une réduction significative de la valeur de K_d, puis, après t_{sat}, une prévalence de la valeur maximale possible. Cependant, au lieu de converger vers une valeur de K_d spécifique entre t_{env} et t_{sat}, comme c'était le cas en simulation dans la figure 6.15, la variation de la valeur de K_d obtenue sur le banc aura tendance à connaitre des oscillations plus marquées. De plus, au lieu de se fixer à la valeur

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

maximale après t_{sat}, K_d connaitra des changements brusques, mais ponctuels sur cette période temporelle. Cette différence de comportement crée un bruit sur le couple C_{em}, visible sur le (a) de la figure 6.25. Ce phénomène est partiellement reproductible en simulation, comme le montre la figure 6.26. Il est dû à la présence de bruits importants sur les états v_c et F, qui impactent Δv. La figure 6.26 résulte de la réinjection, en simulation, sur ces signaux d'un bruit dont l'amplitude est cohérente avec celui des signaux réels, pour un CIPIPV possédant les caractéristiques du tableau 6.5. Si les oscillations sur C_{em}, obtenues en simulation avec le bruit, sont moindres que celles obtenues en (a) de la figure 6.25, il faut noter que l'application de F_a, dans la réalité, passe par la régulation en effort du vérin côté hydraulique, qui n'est pas optimisée. Ainsi une amplification des oscillations est obtenue, perceptible sur les mesures d'effort côté hydraulique.

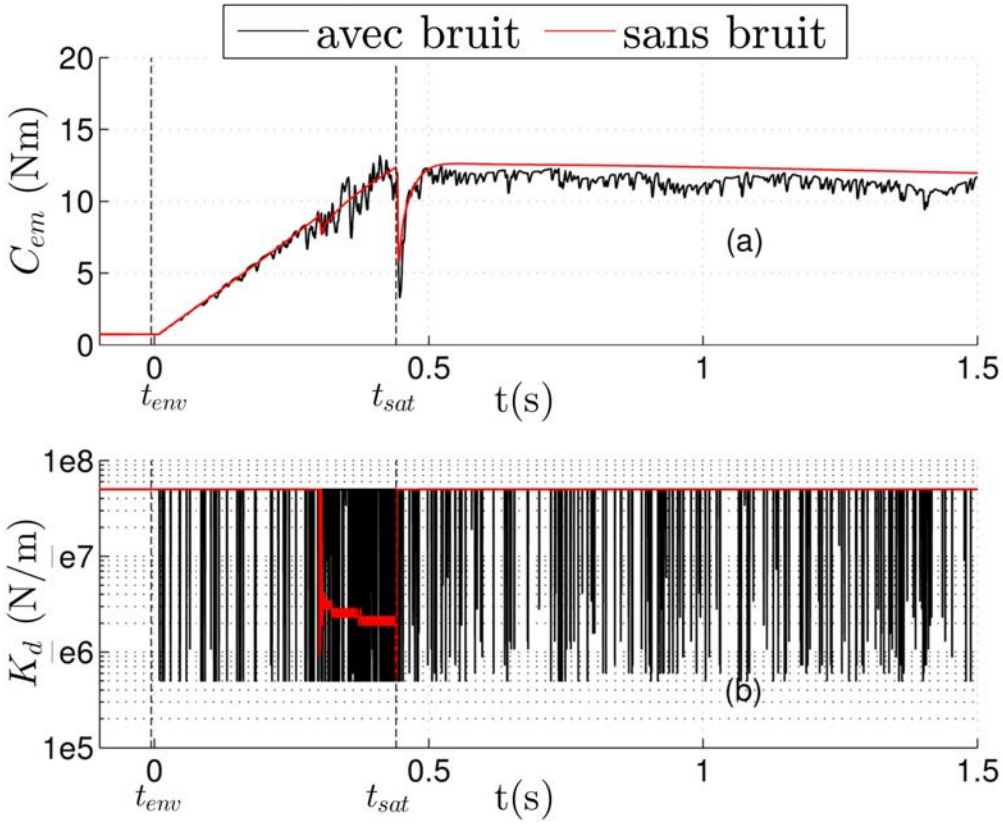

FIGURE 6.26 – Reproduction en simulation des imperfections présentes dans la figure 6.25 avec en (a) les couples C_{em} simulés et en (b) les raideurs désirées K_d sélectionnées.

Si cet effet dégrade les performances de l'association contrôleur en raideur/CIPIPV, il est à noter que les résultats présentés dans la figure 6.24 prouvent en expérimental les attentes globales de la simulation. Effectivement, le CIPIPV permet une réduction de la dynamique de montée de F, tout en autorisant en régime permanent une erreur de position inférieure à celle obtenue avec les autres contrôleurs en impédance. De plus, des pistes d'amélioration existent pour traiter de manière plus efficace le bruit présent sur les signaux, donc pour améliorer les performances obtenues.

6.4.2 Contact avec un environnement de raideur $K_e = 5.10^6$ N/m

Suite à la validation du fonctionnement sans saturation du CIPIPV, le même test est effectué avec une raideur de $K_e = 5.10^6$ N/m. La saturation de θ_d restant la même, l'utilisation de la raideur maximale pour

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

K_d entrainerait une demande en couple supérieure à $C_{max\ MPC}$ = 20 Nm, obligeant ainsi le CIPIPV à gérer cette contrainte. La figure 6.27 présente les résultats obtenus dans cette configuration pour un contrôleur en raideur seul et avec des contrôleurs d'impédance à paramètres fixes ($K_d = 1.10^6$ N/m et $K_d = 5.10^6$ N/m) ou avec le CIPIPV, avec en (a), la position θ_m vis-à-vis de sa consigne θ_d, en (b), l'erreur de position $\Delta\theta_m$ résultante, et en (c), l'effort de compression sur la transmission mécanique F. La figure 6.28 donne, quant à elle, les couples électromagnétiques C_{em} correspondants aux différents tests en (a) et le choix de K_d effectué par le CIPIPV en (b).

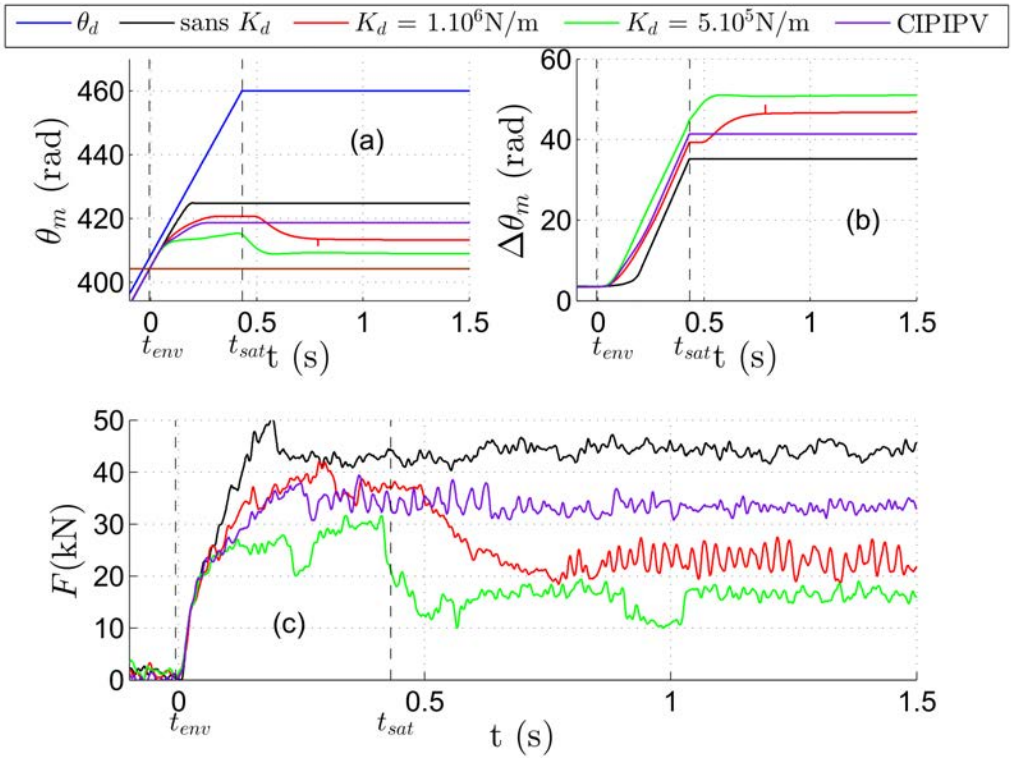

FIGURE 6.27 – Mesures caractérisant la réaction du contrôle en position, incluant ou non un contrôleur d'impédance, lors d'un impact avec un environnement de raideur $K_e = 5.10^6$ N/m avec en (a) la position θ_m, en (b) l'erreur de position $\Delta\theta_m = \theta_d - \theta_m$ et en (c) F.

La dynamique de montée en effort engendrée par le CIPIPV est, pour cette valeur de raideur d'environnement, légèrement inférieure à celle offerte par le contrôleur d'impédance à paramètres fixes avec $K_d = 1.10^6$ N/m. De plus, l'erreur de position qu'il permet est, de fait, moins importante en régime permanent. En cela, la figure 6.27 vient donc appuyer les résultats obtenus en simulation et en expérimental. De plus, le contrôleur est, d'après la figure 6.28, capable de gérer la limitation de couple. Le choix de la raideur K_d, visible en (b) de la figure 6.28, est effectivement nettement influencé par la valeur de C_{em}, et en cela diffère de celui réalisé dans le (b) de la figure 6.25. Il ne tendra en particulier pas vers la valeur maximale après t_{sat} pour supprimer l'erreur $\Delta\theta_m$, mais vers une valeur de K_d intermédiaire par rapport au domaine de variation possible. Il en résulte une valeur de C_{em} n'excédant que peu $C_{max\ MPC}$, et ce quelle que soit la valeur de la consigne θ_d. Ainsi, non seulement le CIPIPV permet des performances accrues vis-à-vis d'un contrôleur d'impédance à paramètres fixes, mais il intègre en plus une limitation parfaitement fonctionnelle de couple.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

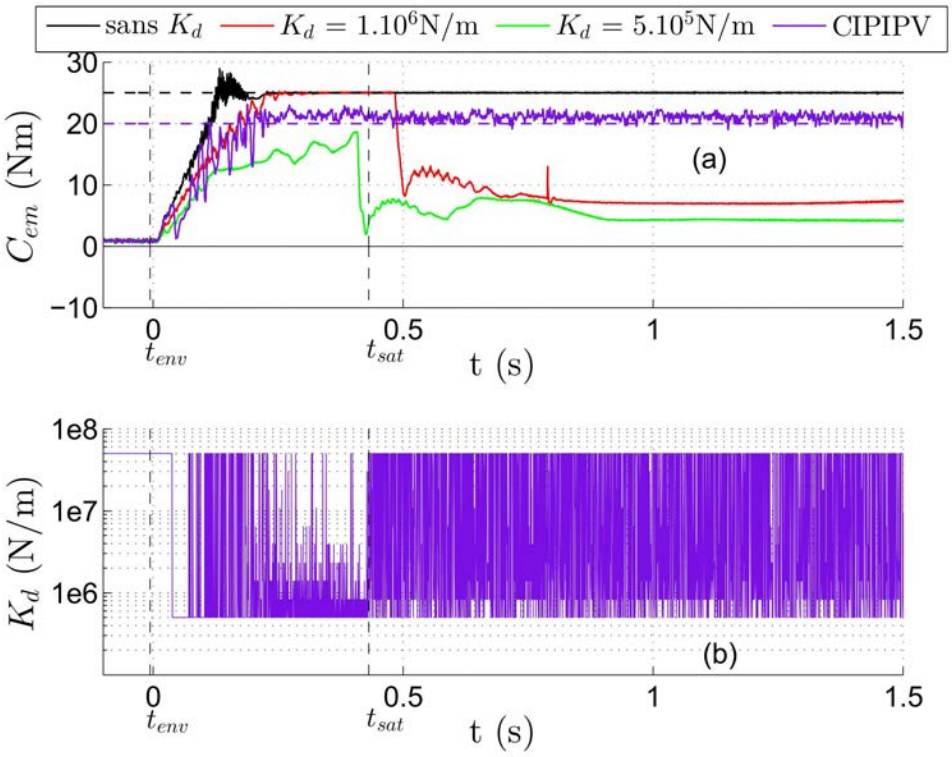

FIGURE 6.28 – Mesures caractérisant la réaction du contrôle en position incluant ou non un contrôleur d'impédance lors d'un impact avec un environnement de raideur $K_e = 5.10^6$ N/m avec en (a) le couple électromagnétique C_{em} et en (b) la sélection de K_d quand le CIPIPV est utilisé.

6.4.3 Impact du choix de la dimension n de l'ensemble Σ en expérimental

Sur la base de ce dernier test, l'effet du choix de n a été vérifié sur banc de test. De fait, la partie simulation laissait présager que ce paramètre n'influençait que marginalement le fonctionnement de ce système. Sur la figure 6.18, la comparaison des différentes valeurs de n s'effectuait directement sur la sélection de la raideur K_d, rendant compte de la bonne convergence de ce paramètre quelle que soit la dimension de Σ utilisée. En expérimental, comme le montre la figure 6.28, la convergence de la raideur K_d, même si elle existe, est moins marquée du fait de la présence de bruit sur les signaux. Ainsi, à des fins de comparaison, l'étude des répercutions de la valeur de n en expérimental portera sur les états du système. Pour valider l'hypothèse de simulation, la figure 6.29 présente le couple électromagnétique C_{em} en (a) et l'effort de compression sur la transmission mécanique F en (b), obtenus en réalisant le test décrit dans la sous-section 6.4.2 avec $n = 25$ et avec $n = 10$.

Un n plus élevé semble permettre une réduction des ondulations de couple occasionnées par l'utilisation du CIPIPV entre t_{env} et t_{sat}. Sur F, les ondulations, après la saturation du couple C_{em}, sont légèrement plus faibles. Ces ondulations se répercutent sur les vitesses Ω_m et ν_c, donc in fine sur tous les états du système. Cependant, cet impact du paramètre n est à mettre en perspective vis-à-vis de l'effet du bruit sur les signaux, mis en lumière dans la sous-section 6.4.1. La dégradation des performances, engendrée par ce dernier, est largement plus significative que celle qu'induit une réduction de la valeur de n, comme le montre la figure 6.29. En ce sens, le choix de la valeur de n n'influence donc effectivement pas particulièrement le fonctionnement du système, ce qui supporte l'assomption faite en simulation.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

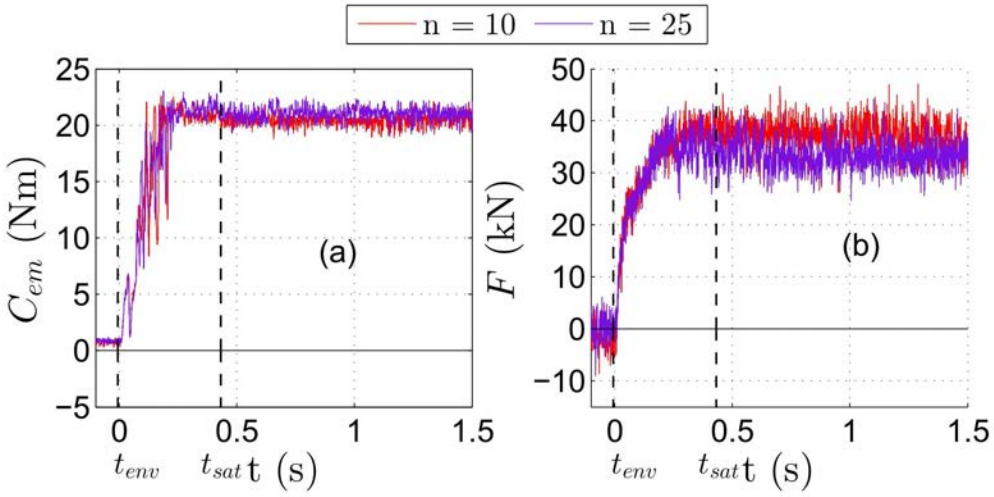

FIGURE 6.29 – Impact de n sur le couple électromagnétique C_{em} en (a) et sur l'effort de compression sur la transmission mécanique F en (b) lors d'un impact de l'actionneur avec un environnement de raideur $K_e = 5.10^6$ N/m.

6.4.4 Réalisation d'un cycle de travail du godet

Les sous-sections 6.4.1 à 6.4.3 appuient le CIPIPV, avec des résultats expérimentaux prouvant sa capacité à limiter la dynamique de montée en effort de compression F et à permettre une bonne pénétration dans l'environnement. En dernier lieu, il reste à valider son aptitude à réaliser un cycle de creusage caractéristique du fonctionnement d'une mini-excavatrice. Pour cela, le cycle utilisé ne représente que 46,4 % du cycle présenté en figure 2.18 aussi bien en terme de vitesse que d'effort, et ce pour permettre un fonctionnement sans saturation de tension aux bornes de la MSAP. Une fois de plus, si les amplitudes sont plus faibles que dans la réalité, l'utilisation d'un facteur de normalisation commun, sur l'effort et la vitesse de consigne, permet une conservation des relations de raideur. L'effort étant imposé, la comparaison des résultats, pour les différents contrôleurs, se fera, de manière analogue à la simulation, sur les vitesses de rotation de la MSAP.

Dans un premier temps, le cycle est rejoué sur banc en utilisant un contrôleur en raideur seul. La vitesse de rotation Ω_m résultante, très proche de la consigne, servira de courbe de référence pour la comparaison des contrôleurs d'impédance. Le test a ensuite été répété avec des contrôleurs d'impédance à boucle de position interne à paramètres fixes ($K_d = 1.10^6$ N/m et $K_d = 5.10^6$ N/m) et avec le CIPIPV. Les vitesses de rotation Ω_m obtenues avec les différents contrôleurs sont présentées en (a) de la figure 6.30, et les valeurs absolues des erreurs de suivi en vitesse obtenues avec les différents contrôleurs d'impédance sont données en (b).

Sur les premiers 60 % du cycle présenté dans la figure 6.30, le CIPIPV montre une amélioration du suivi de la vitesse de consigne marquée vis-à-vis des autres contrôleurs d'impédance à gains fixes. En particulier, si les figures 6.24 à 6.28 montraient une certaine similitude entre le CIPIPV et le contrôleur d'impédance avec $K_d = 1.10^6$ N/m en terme de limitation de dynamique de F, les résultats de la figure 6.30 montrent clairement le gain cette fois obtenu avec le CIPIPV. Cependant, sur les derniers 40 % du cycle, le CIPIPV n'autorise plus d'amélioration en terme de suivi en Ω_m. Ceci est dû au fait que, si l'actionneur reste en mode moteur principalement tout au long du cycle, les sens de la vitesse et de l'effort hydraulique, eux,

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

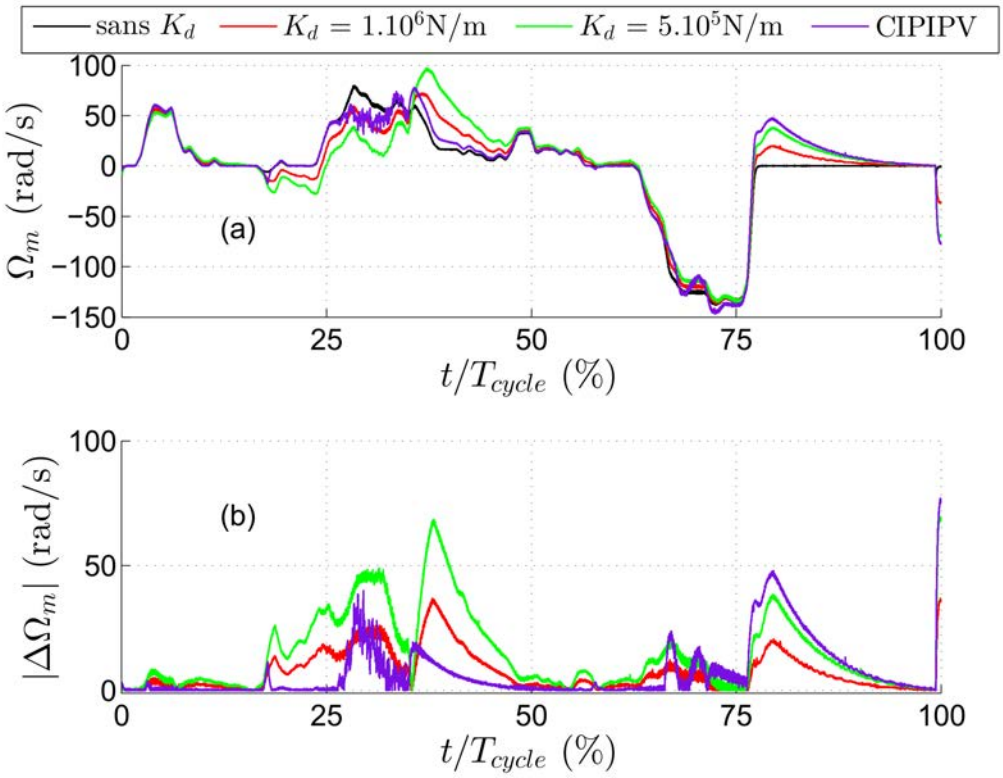

FIGURE 6.30 – Résultats obtenus en reproduisant le cycle Volvo sur banc de test avec des contrôleurs d'impédance à boucle de position interne à gains fixes ($K_d = 5.10^5$ N/m et $K_d = 1.10^6$ N/m), avec le CIPIPV et sans contrôleur d'impédance avec en (a) le suivi de vitesse et en (b) l'erreur entre les Ω_m obtenus avec les différents contrôleurs d'impédance et celui du contrôleur en raideur seul.

vont s'inverser. Or un jeu est présent sur le banc, principalement dû à l'utilisation de deux rotules pour effectuer la liaison entre les vérins électrique et hydraulique au niveau du chariot. Ce jeu vient perturber la mesure de l'erreur de position, et ainsi celle de F. Ainsi, si la mesure de F est calibrée pour être juste pour un EMA sortant et une force positive produite par le vérin hydraulique, le jeu viendra créer un décalage lors de l'inversion aussi bien de la vitesse de l'EMA que de l'effort hydraulique. Cependant, les résultats de la figure 6.30 démontrent des performances accrues dans la réalisation des cycles quand le jeu n'impacte pas la mesure de F, avec une prévalence du CIPIPV par rapport aux autres contrôleurs d'impédance.

6.5 Conclusion

Ce chapitre a introduit un contrôleur d'impédance à boucle de position interne dont les paramètres sont définis en ligne à l'aide d'un contrôleur prédictif. La définition de ces paramètres d'impédance est associée au choix de la raideur désirée K_d seule, déportant la définition de M_d et B_d à une relation fixe décrite par (6.6). La sélection de K_d se fait en fonction d'un coût d'étape intégré au problème optimal prédictif et spécifié en fonction d'un compromis entre la dynamique de montée en effort F et l'erreur entre la position θ_m et sa consigne θ_d. La résolution du problème optimal prédictif, à la différence de celles réalisées classiquement dans la littérature pour un problème optimal prédictif à grandeur de commande continue, a été abordée par discrétisation de l'ensemble Σ, puis par traitement du problème par une approche classiquement utilisée en

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

FCS-MPC. Le CIPIPV résultant a été comparé aussi bien en simulation qu'en expérimental soit au contrôleur en raideur seul, soit à des contrôleurs par impédance à gains fixes. Les résultats démontrent d'une bonne capacité à réduire la dynamique de montée en effort de compression F vis-à-vis d'un contrôleur en raideur seul, et d'une capacité à réaliser des pénétrations dans des environnements raides et des cycles de creusage accrue vis-à-vis des autres contrôleurs d'impédance. En outre, la technique de résolution du problème optimal prédictif considérée a prouvé ses capacités aussi bien en simulation qu'en expérimental. Les sources de dégradation de performances issues de l'implémentation réelle sur banc ont été identifiées comme étant principalement le bruit sur les signaux de mesure et le jeu induit en grande partie par l'utilisation de rotules. Elles pourront dans un futur proche être traitées.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Conclusion générale

Ce manuscrit a eu pour but de présenter la participation du laboratoire Ampère à l'étude de l'intégration d'actionneurs électromécaniques à une excavatrice compacte tout-électrique développée dans le cadre du projet ELEXC. Plusieurs axes de recherche ont été abordés, portant sur la caractérisation de la topologie d'EMA utilisée et sur sa commande, et aboutissant à des solutions ciblées pour réduire, d'une part, les répercutions de la caractéristique discrète du convertisseur à découpage utilisé, et d'autre part, la dynamique des efforts de compression sur la transmission mécanique.

Le choix structurel du prototype ELEXC, effectué en amont de ce projet, avait été réalisé sur des considérations industrielles, et pour lui conférer une caractéristique innovante. Dans un premier temps, des justifications à cette topologie ont été apportées, en la comparant à différentes approches déjà existantes. En particulier, l'étude des différentes solutions d'actionnement a été réalisée sur un formalisme commun pour faire ressortir les avantages propres à chaque technologie. Celle-ci appuie l'utilisation de l'actionneur électromécanique sur des considérations de rendement et de simplicité de commande. Elle met aussi en lumière les axes de recherche devant encore nécessairement être abordés sur ce type d'actionnement, portant, en particulier, sur leur caractérisation et sur la production de méthodes de commande améliorant leur taux de défaillance.

La mise en place du banc multi-objectifs dans le cadre de ce projet a été réalisée dans une optique de flexibilité. Il combine la mise en place de deux chaînes d'actionnement respectivement électrique et hydraulique en opposition à un système de commande performant et à une instrumentation poussée. Dans le cadre du projet ELEXC, il a permis la caractérisation du fonctionnement de l'EMA, aboutissant à la création d'un modèle par loi physique, dont les paramètres ont été identifiés vis-à-vis de résultats expérimentaux, et qui pourra être réutilisé pour tout développement de loi de commande ultérieur. De plus, la capacité de l'actionneur à réaliser les cycles spécifiques constructeur a été validée. En particulier, l'instrumentation du banc de test a autorisé la quantification de la part d'énergie perdue sur la transmission mécanique pendant le cycle à 30,5% de l'énergie électrique fournie en entrée d'actionneur, pertes liées à la présence de forces de frottement importantes dans la transmission mécanique, et aboutissant à un rendement énergétique sur cycle relativement faible (53,3%). Ce résultat est fort, car il met à mal les hypothèses sur le rendement effectuées en début de projet, et valide l'intérêt d'effectuer des tests intermédiaires entre la simulation et l'intégration sur l'excavatrice compacte. Enfin, le banc a servi de plateforme de test pour les différentes lois de commande développées spécifiquement pour l'EMA.

En marge des tests fonctionnels sur l'EMA, ce manuscrit a eu pour but de tenter une nouvelle approche d'utilisation de la commande prédictive, et cela dans deux applications différentes, pour tirer profit de sa fonction de coût multi-critères flexible, et de sa capacité à gérer les contraintes et la caractéristique discrète de la grandeur de commande dans le problème optimal prédictif.

En premier lieu, la technique de MLI hybride prédictive a été développée pour réduire les pertes électriques et les répercussions issues de la caractéristique discrète d'un convertisseur à découpage. Associée à un onduleur trois bras deux niveaux, elle a pris la forme d'un modulateur reposant sur une MLI vectorielle, dont la séquence de MLI à mettre en oeuvre est définie par un contrôleur prédictif. Celui-ci est, du fait du nombre limité de séquences de MLI candidates, à grandeurs de commande discrètes. Il reprend les éléments clefs de ce type de commande, notamment FCS-MPC. En particulier, la séquence de MLI à utiliser est définie en fonction d'un objectif contenant trois critères quantifiant les ondulations de courant, les pertes par commutation et la tension de mode commun, et de leurs évolutions prédites sur un horizon de

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

prédiction à un pas d'échantillonnage. Cependant, il diffère clairement du FCS-MPC classiquement utilisé, principalement dans le fait que la séquence de MLI sélectionnée n'impacte pas les dynamiques des signaux de la charge, qui sont induites par un contrôleur annexe. Ainsi, il ne nécessite pas de période d'échantillonnage élevée pour induire une bonne qualité des signaux électriques, et il n'engendre pas l'étalement spectral des signaux hachés. La technique de MLI hybride résultante est parfaitement adaptée à des systèmes fonctionnant à régime variable, dont les moteurs électriques, validant la volonté de sélectionner la séquence de MLI en ligne. Elle se positionne donc comme une alternative aux techniques de MLI hybrides existantes, ayant recourt à des partitionnements des secteurs, qui sont naturellement plus orientées sur des systèmes fixés sur un point de fonctionnement. La technique de MLI hybride prédictive proposée conserve la flexibilité intrinsèque à la commande prédictive, offerte par la présence de facteurs de pondération dans la fonction de coût. Ainsi, il a été possible, par adaptation de ces facteurs, de privilégier l'un des critères pris en compte, voire d'effectuer un choix mono-factoriel, dans un certain nombre d'exemples, aussi bien en simulation qu'en expérimental. De plus, dans sa formulation proposée dans ce manuscrit, elle est adaptable à différentes applications tant que le convertisseur utilisé reste l'onduleur trois bras deux niveaux. Ses emplois dans le cadre d'une alimentation de MSAP et d'un montage redresseur actif ont tous deux été validés dans le cadre de ce manuscrit, et offrent des performances accrues face aux résultats induits par les modulateurs concurrents. La transposabilité du concept de MLIP à d'autres convertisseurs a été illustrée à travers un convertisseur DAB.

Le deuxième développement proposé dans ce manuscrit tend à parer au manque de compliance de l'actionneur électromécanique, intrinsèque à sa constitution, tout en maintenant sa capacité à pénétrer dans un environnement raide. Il a pris la forme d'un contrôleur d'impédance à boucle de position interne, dont les paramètres sont définis par un contrôleur prédictif à grandeurs de commande continues, et qui intègre le contrôleur en raideur classiquement utilisé pour commander l'EMA en position. Ainsi, le contrôleur prédictif n'est pas utilisé pour produire directement la modification de trajectoire de référence en fonction des mesures sur le système, ce qui serait le cas dans son implémentation conventionnelle, mais pour modifier la relation d'admittance imposée entre cette modification de trajectoire et l'effort de réaction de l'environnement. Cette solution permet de conserver la structure traditionnelle de contrôleur d'impédance tout en tirant profit des capacités de la commande prédictive. En particulier, il a été prouvé en expérimental et en simulation, dans le cas d'un contact de l'EMA avec un environnement raide, qu'avec cette topologie, le compromis entre pénétration dans l'environnement et montée en effort de compression se faisait naturellement, ce qui apporte une plus-value importante face aux contrôleurs d'impédance à boucle de position interne à paramètres fixes, qui ne sont bénéfiques que pour un seul de ces deux critères. De plus, ce compromis peut être adapté par l'intermédiaire des facteurs de pondération inclus dans la fonction de coût du contrôleur prédictif. En outre, le contrôleur résultant impose un respect des contraintes du système intégrées dans le problème optimal prédictif. Cette utilisation de la commande prédictive induit en revanche, par son interaction avec l'entrée non commandable que représente l'effort de réaction de l'environnement, un modèle non-linéaire dans le problème optimal prédictif. Moyennant cela, et de par la structure de la fonction de coût, une méthode de résolution par discrétisation de la grandeur de commande a été proposée, et, bien que moyennant un certain nombre de simplifications, a prouvé sa capacité à aboutir à une solution s'approchant de la trajectoire optimale, aussi bien en simulation qu'en expérimental.

Le parti pris de ce manuscrit, visible dans ces deux développements, est de mettre en valeur l'intérêt réel d'adapter la structure classique du contrôleur prédictif, qu'il soit à grandeurs de commande discrètes

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

ou continues, en l'écartant de son expression traditionnelle pour n'en conserver que son fonctionnement de base, à savoir la définition d'une trajectoire optimale en rapport avec une fonction de coût multi-critères, prenant en compte la prédiction des évolutions du système sur un certain horizon. Il en résulte, aussi bien pour la technique de MLI hybride prédictive que pour le contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres variables prédictif, une meilleure adaptation du contrôleur résultant à la structure concernée.

Les développements effectués dans ce manuscrit ouvrent la voie à un certain nombre de perspectives, ayant trait, soit à la mise en place du banc de test, soit à la conception de nouvelles lois de commande.

Perspectives relatives au banc de test

Si le banc de test a été, de prime abord, développé dans le cadre du projet ELEXC, il n'y est toutefois pas restreint. C'est l'une des raisons qui ont conduit à l'emploi de deux vecteurs d'énergie, augmentant considérablement le nombre des topologies qui peuvent être testées. De plus, le circuit hydraulique est en passe d'être complété par une alimentation du vérin asymétrique en hydrostatique. Dans un futur proche, ce banc pourra donc être utilisé pour caractériser les performances de toutes les topologies d'actionneurs hydrauliques, présentées dans le chapitre 1, et de les comparer à celles de l'EMA, et ceci à iso-puissance. Cette étude comparative aura l'avantage net d'être agrémentée de résultats expérimentaux pour la justifier.

De plus, le système modulaire dSPACE est suffisamment complet pour permettre le développement de lois de commande avancées, quel que soit le type d'actionneur considéré. Sur les actionneurs hydrostatiques, le modulateur de puissance électrique sera constitué d'un variateur industriel. Ainsi, le développement de nouvelles lois de commande sera limité à l'envoi de consignes de vitesse de rotation ou de couple pour la machine électrique, et de cylindrée pour la pompe. Ceci suffira, cependant, amplement à implémenter des contrôleurs non-linéaires, dédiés au système multi-entrées que représente l'EHA avec cylindrée et vitesse du moteur électrique variables. Sur l'actionneur électromécanique, l'onduleur trois bras deux niveaux Arcel, commandable par fibres optiques, permettra, quant à lui, une conception de commandes de courant directement sur la MSAP, et une maîtrise de l'application des configurations du convertisseur. Un développement encore plus poussé pourra donc être effectué. Ainsi, ce banc offre des perspectives cohérentes avec les compétences en *Fluid Power* et en électronique de puissance du laboratoire Ampère.

Enfin, ce banc de test autorise la mise en place d'un montage *Hardware In the Loop* (*HIL*). Ces travaux ont déjà débuté, avec le développement du modèle dynamique du prototype ELEXC, et son implémentation sur un second simulateur dSPACE, de constitution équivalente à celui utilisé sur le banc. Un des actionneurs modélisés a été remplacé par l'EMA réel. L'effort de l'axe associé, résultant de la simulation numérique, est rejoué par l'intermédiaire de la régulation d'effort de l'actionneur hydraulique. Vis-à-vis d'une simulation numérique seule, les résultats préliminaires prouvent l'intérêt de cette approche, avec une répercussion des phénomènes non modélisés sur les signaux obtenus, permise par l'utilisation de l'actionneur réel.

Perspectives relatives à la MLIP

La technique de MLI hybride prédictive, par sa sélection de séquences de MLI en ligne, peut être implémentée spécifiquement sur les systèmes à régime variable, typiquement sur les machines électriques utilisées en embarqué. Effectivement, là où la prise en compte de phénomènes variant avec le point de fonctionnement, comme les pertes par commutation ou les ondulations de couple, se révèle problématique

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

dans les techniques de MLI hybrides induisant un partitionnement hors ligne des secteurs, elle ne représente plus une difficulté avec la MLIP. Pour tirer plus amplement profit de cette caractéristique, il serait, dans un premier temps, intéressant d'intégrer, dans la fonction de coût, différents critères quantifiant des phénomènes variant de manière importante avec le point de fonctionnement, et relatifs à la caractéristique discrète du convertisseur, en plus de ceux déjà pris en compte. Par exemple, il serait profitable d'intégrer un critère spécifique aux ondulations du système triphasé de courant i_{tri} selon l'axe q orienté avec le flux de la machine. D'un point de vue physique, sur une MSAP à pôles lisses, cela permettrait de réduire les ondulations du couple électromagnétique de la machine. Ce critère est un parfait exemple, car la composante q de i_{tri}, relative au repère de Park orientée avec le flux rotorique, doit être projetée dans le repère de Park aligné avec le vecteur de tension de référence $\underline{v}^*$, ce qui implique une prise en compte de l'angle interne électrique et du déphasage courant/tension qui varient tous deux en fonction du régime de la MSAP. L'extension de la fonction de coût à quatre critères, dont deux varient fortement avec le point de fonctionnement, pourrait permettre de démarquer clairement la MLIP des techniques concurrentes dans la littérature.

Ensuite, la flexibilité de la commande prédictive, présentée comme une des raisons d'être de la MLIP, n'a pas été pleinement utilisée dans ce manuscrit. D'une part, les facteurs de pondération, intégrés dans sa fonction de coût, peuvent être employés comme levier pour moduler les caractéristiques du convertisseur en rapport avec le point de fonctionnement. Les faire varier, de manière automatique ou manuellement, pourrait présenter un avantage dans un certain nombre de cas. De plus, une restructuration de la fonction de coût est aussi possible, et potentiellement bénéfique, entre autres en rapport avec le redresseur actif. Effectivement, dans cette application, les gains énergétiques obtenus grâce à la MLIP sont principalement relatifs à la réduction des pertes par commutation. Cependant, pour respecter des normes de plus en plus restrictives, une limitation de l'amplitude des ondulations de courant est nécessaire. De fait, la perspective, associée à la MLIP, d'implémenter une fonction de coût dans son contrôleur prédictif, incluant les critères d'ondulations de courant et de pertes par commutation, mais qui ne pénalise une séquence de MLI en termes d'ondulations de courant que si la valeur obtenue excède une valeur limite, permettrait de réduire les pertes par commutation en tout temps, tout en respectant les normes. Ceci est rendu possible par l'intégration d'un gain non-linéaire sur le critère d'ondulations de courant dans la fonction de coût, forçant le respect de la limite.

Toujours en relation avec l'onduleur trois bras deux niveaux, l'ensemble des séquences de MLI candidates Σ, pris en compte dans le problème optimal prédictif, a été restreint moyennant l'obligation de reconstruire $\underline{v}^*$ sur T_{MLI}. Cependant, en autorisant une déviation de $\underline{v}$ issu de la séquence par rapport à sa consigne, d'autres séquences, possédant par exemple un nombre de commutations réduit sur T_{MLI} en bloquant deux phases, pourraient être intégrées à Σ. L'addition d'un critère quantifiant le vecteur d'erreur de tension dans la fonction de coût serait alors nécessaire.

Enfin, le degré de liberté de l'onduleur trois bras deux niveaux, aboutissant à plusieurs séquences de MLI, ne lui est pas spécifique. Ainsi, la MLIP peut être étendue à d'autres convertisseurs à découpage, ce qui a été partiellement démontré dans le cadre du DAB. Avec la démocratisation de la transmission d'énergie électrique en HVDC, et avec la demande en termes d'électronique de puissance que cela induit, l'extension de la MLIP à des structures multi-niveaux est une perspective à étudier. En particulier, une commande vectorielle du NPC (Convertisseur à Neutre Clampé) étant possible, ce convertisseur représenterait une cible de choix.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Perspectives relatives au CIPIPV

La mise en place d'un contrôleur prédictif permettant de définir les paramètres d'impédance dans le cadre du CIPIPV semble prometteuse, avec une capacité avérée de pénétration de l'EMA dans un environnement raide, tout en limitant la dynamique de montée en effort sur la transmission. Ce développement pourrait cependant être amélioré. D'une part, la méthode de résolution du problème optimal prédictif gagnerait à être réétudiée, avec un axe spécifique sur les méthodes de résolution numériques existantes. Ceci peut potentiellement augmenter la concordance de la valeur de raideur désirée avec la solution optimale sur l'horizon de prédiction, au demeurant d'ores et déjà acceptable, tout en réduisant la charge de calcul. Dans un deuxième temps, la preuve de stabilité du contrôleur d'impédance à boucle de position interne à paramètres variables n'a pas été apportée. La stabilité d'un FCS-MPC étant un sujet actuellement traité dans le cadre de la commande de convertisseur à découpage, il est possible que les résultats apportés sur cette thématique autorisent une extension vers le CIPIPV.

A contrario, la méthode de résolution utilisée pour le CIPIPV a prouvé son efficacité, rendue possible par une utilisation pour l'entrée commandée d'une période d'échantillonnage faible, suivi d'un système du second ordre de pulsation de coupure basse. Il serait intéressant de vérifier l'effet d'une réduction plus prononcée de la dimension de Σ sur le système, quitte à autoriser l'augmentation des horizons de prédiction et de contrôle.

Du reste, le développement du CIPIPV a été porté par une réelle problématique existante sur le prototype ELEXC, en relation avec les EMA installés sur le système. Dans une optique d'intégration, deux actions doivent être menées. D'une part, le CIPIPV de ce manuscrit a été conçu sur un degré de liberté, directement sur l'actionneur, permettant le test du concept. En pratique, il serait bénéfique d'implémenter un CIPIPV global, spécifique, dans un premier temps, au manipulateur série de trois degrés de liberté que représente l'association bras/flèche/godet. Ceci est facilité par le développement, déjà effectué au sein du laboratoire Ampère, du modèle géométrique de la mini-excavatrice. Dans un deuxième temps, le manipulateur n'est pas instrumenté, contrairement au banc, pour mesurer l'effort de réaction de l'environnement et le déplacement de sortie de l'EMA. Pour rendre possible le test d'un CIPIPV global sur l'excavatrice compacte, d'une part, une réduction de la complexité du modèle intégré dans le problème optimal prédictif est nécessaire pour parer l'inexistence du capteur de position. Ceci peut être fait en ne prenant pas en compte la raideur et l'amortissement de la transmission mécanique. D'autre part, il serait nécessaire de reconstruire l'effort de réaction de l'environnement grâce aux différentes mesures effectuées sur les EMA par l'intermédiaire d'un observateur, relatif, cette fois, à un modèle dynamique de l'équipement. Il est toutefois nécessaire d'évoquer que, si ces adaptations du CIPIPV sont réalisées, son implémentation devra en plus nécessairement se faire directement sur les variateurs Bonfiglioli, donc en collaboration avec le partenaire industriel, pour bénéficier d'une fréquence d'échantillonnage suffisamment élevée.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Bibliographie

Abry, F. (2013). *Contribution à la commande et l'observation des actionneurs électropneumatiques : de l'intérêt de la transformée A-T*. PhD thesis, INSA de Lyon.

Ademe (2014). Les zones à faibles émissions (low emission zones) à travers l'europe : déploiements, retours d'expériences, évaluation d'impacts et efficacité du système. Technical report, Ademe.

Anderson, N. and Lowenthalt, S. (1981). Design of spur gears for improved efficiency. In *ASME Western Design Engineering Conference*.

Basu, K., Prasad, J., and Narayanan, G. (2009). Minimization of torque ripple in pwm ac drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 56(2) :553–558.

Bemporad, A. and Morari, M. (1999). Control of systems integrating logic, dynamics, and constraints. *Automatica*, 35(3) :407 – 427.

Bemporad, A., Morari, M., Dua, V., and Pistikopoulos, E. N. (2002). The explicit linear quadratic regulator for constrained systems. *Automatica*, 38(1) :3 – 20.

BEN AHMED, H., BERNARD, N., FELD, G., and MULTON, B. (2015a). Machines synchrones modélisation en régime permanent. *Techniques de l'ingénieur Différents types de machines électriques tournantes*, base documentaire : TIB249DUO.(ref. article : d3521). fre.

BEN AHMED, H., BERNARD, N., FELD, G., and MULTON, B. (2015b). Machines synchrones principes généraux et structures. *Techniques de l'ingénieur Différents types de machines électriques tournantes*, base documentaire : TIB249DUO.(ref. article : d3520). fre.

BERNOT, F. (2015). Hacheurs : filtres, commutations et commande. *Techniques de l'ingénieur Alimentations et électronique de puissance*, base documentaire : TIB283DUO.(ref. article : e3965). fre.

Bierhoff, M. and Fuchs, F. (2004). Semiconductor losses in voltage source and current source igbt converters based on analytical derivation. In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, volume 4, pages 2836–2842 Vol.4.

Binojkumar, A. C., Prasad, J., and Narayanan, G. (2013). Experimental investigation on the effect of advanced bus-clamping pulsewidth modulation on motor acoustic noise. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 60(2) :433–439.

Bose, B. (2002). *Modern Power Electronics and Ac Drives*. Prentice Hall PTR.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Buja, G. S. and Indri, G. B. (1977). Optimal pulsewidth modulation for feeding ac motors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-13(1) :38–44.

Casadei, D., Serra, G., Tani, A., and Zarri, L. (2004). Theoretical and experimental analysis for the rms current ripple minimization in induction motor drives controlled by svm technique. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 51(5) :1056–1065.

Casoli, P., Anthony, A., and Ricco, L. (2012). Modeling simulation and experimental verification of an excavator hydraulic system - load sensing flow sharing valve model. Technical report, SAE International.

Chauvin, A. (2015). *Contribution à l'optimisation globale pour le dimensionnement et la gestion d'énergie de véhicules hybrides électriques basée sur une approche combinatoire*. PhD thesis, INSA de Lyon.

Chauvin, A., Sari, A., Hijazi, A., and Bideaux, E. (2014). Optimal sizing of an energy storage system for a hybrid vehicle applied to an off-road application. In *2014 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*.

Chen, S., Lipo, T., and Fitzgerald, D. (1996). Source of induction motor bearing currents caused by pwm inverters. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 11(1) :25–32.

Chiaverini, S., Siciliano, B., and Villani, L. (1999). A survey of robot interaction control schemes with experimental comparison. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 4(3) :273–285.

Collins, S., Ruina, A., Tedrake, R., and Wisse, M. (2005). Efficient bipedal robot base on passive-dynamic walkers. *Science*.

Cortes, P., Kazmierkowski, M., Kennel, R., Quevedo, D., and Rodriguez, J. (2008a). Predictive control in power electronics and drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 55(12) :4312–4324.

Cortes, P., Rodriguez, J., Quevedo, D., and Silva, C. (2008b). Predictive current control strategy with imposed load current spectrum. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 23(2) :612–618.

Dabo, M. (2010). *Commande prédictive généralisée non linéaire à temps continu des systèmes complexes*. PhD thesis, Université de Rouen.

Das, S., Narayanan, G., and Pandey, M. (2014a). Space-vector-based hybrid pulsewidth modulation techniques for a three-level inverter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, PP(99) :1–1.

Das, S., Narayanan, G., and Tiwari, A. (2014b). Variation of igbt switching energy loss with device current : An experimental investigation. In *Power Electronics (IICPE), 2014 IEEE 6th India International Conference on*, pages 1–5.

de la Casa Cardenas, J., Sanchez Garcia, A., Satorres Martinez, S., Gamez Garcia, J., and Gomez Ortega, J. (2015). Model predictive position/force control of an anthropomorphic robotic arm. In *Industrial Technology (ICIT), 2015 IEEE International Conference on*, pages 326–331.

Di Cairano, S. (2012). An industry perspective on mpc in large volumes applications : Potential benefits and open challenges. In *4th IFAC Nonlinear Model Predictive Control Conference*.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Di Cairano, S., Yanakiev, D., Bemporad, A., Kolmanovsky, I., and Hrovat, D. (2012). Model predictive idle speed control : Design, analysis, and experimental evaluation. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 20(1) :84–97.

DiMaio, S., Salcudean, S., Reboulet, C., Tafazoli, S., and Hashtrudi-Zaad, K. (1998). A virtual excavator for controller development and evaluation. In *Robotics and Automation, 1998. Proceedings. 1998 IEEE International Conference on*, volume 1, pages 52–58 vol.1.

Dizaji, M., Yazdi, M., Shirzi, M., and Gharehnazifam, Z. (2014). Fuzzy supervisory assisted impedance control to reduce collision impact. In *Robotics and Mechatronics (ICRoM), 2014 Second RSI/ISM International Conference on*, pages 858–863.

Erdman, J., Kerkman, R., Schlegel, D., and Skibinski, G. (1995). Effect of pwm inverters on ac motor bearing currents and shaft voltages. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*, pages 24–33 vol.1.

Falcone, P., Borrelli, F., Asgari, J., Tseng, H., and Hrovat, D. (2007). Predictive active steering control for autonomous vehicle systems. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 15(3) :566–580.

Fatemi, S., Majd, V., and Ebrahimpour, M. (2012). Parallel force and position control with the aid of variable impedance model in robot manipulators. In *Electrical Engineering (ICEE), 2012 20th Iranian Conference on*, pages 952–956.

Ferretti, G., Magnani, G., and Rocco, P. (2004). Impedance control for elastic joints industrial manipulators. *Robotics and Automation, IEEE Transactions on*, 20(3) :488–498.

Fisher, W. and Mujtaba, M. (1992). Sufficient stability condition for hybrid position/force control. In *Robotics and Automation, 1992. Proceedings., 1992 IEEE International Conference on*, pages 1336–1341 vol.2.

French, C. and Acarnley, P. (1996). Direct torque control of permanent magnet drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(5) :1080–1088.

Fuentes, E., Rodriguez, J., Silva, C., Diaz, S., and Quevedo, D. (2009a). Speed control of a permanent magnet synchronous motor using predictive current control. In *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, pages 390–395.

Fuentes, E., Silva, C., Quevedo, D., and Silva, E. (2009b). Predictive speed control of a synchronous permanent magnet motor. In *Industrial Technology, 2009. ICIT 2009. IEEE International Conference on*, pages 1–6.

Garcia, C. E. and Morschedi, A. (1986). Quadratic programming solution of dynamic matrix control. *Chemical Engineering Communications*, 46(1-3) :73–87.

Garcia, C. E., Prett, D. M., and Morari, M. (1989). Model predictive control : Theory and practiceâ€"a survey. *Automatica*, 25(3) :335 – 348.

Gendrin, M. and Dessaint, L.-A. (2012). Multidomain high-detailed modeling of an electro-hydrostatic actuator and advanced position control. In *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Geyer, T. (2011). A comparison of control and modulation schemes for medium-voltage drives : Emerging predictive control concepts versus pwm-based schemes. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 47(3) :1380–1389.

Geyer, T., Oikonomou, N., Papafotiou, G., and Kieferndorf, F. (2012). Model predictive pulse pattern control. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 48(2) :663–676.

Geyer, T. and Quevedo, D. (2015). Performance of multistep finite control set model predictive control for power electronics. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 30(3) :1633–1644.

GUILLON, M. (1991). Asservissements hydrauliques et Ã©lectrohydrauliques. *Techniques de l'ingénieur Transmission de puissance hydraulique et pneumatique*, base documentaire : TIB187DUO.(ref. article : b6071). fre.

Ham, R., Sugar, T., Vanderborght, B., Hollander, K., and Lefeber, D. (2009). Compliant actuator designs. *Robotics Automation Magazine, IEEE*, 16(3) :81–94.

Hari, V. and Narayanan, G. (2014). Space-vector-based hybrid pwm technique to reduce peak-to-peak torque ripple in induction motor drives. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, pages 812–817.

Hava, A., Kerkman, R., and Lipo, T. (1999). Simple analytical and graphical methods for carrier-based pwm-vsi drives. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 14(1) :49–61.

Hava, A. and Un, E. (2009). Performance analysis of reduced common-mode voltage pwm methods and comparison with standard pwm methods for three-phase voltage-source inverters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 24(1) :241–252.

Hava, A. and Un, E. (2011). A high-performance pwm algorithm for common-mode voltage reduction in three-phase voltage source inverters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 26(7) :1998–2008.

HENRIOT, G. (2015). Engrenages determination des charges sur les dentures et calculs de resistance. *Techniques de l'ingenieur Transmission de puissance mecanique engrenages et liens souples*. fre.

Hippalgaonkar, R. and Ivantysynova, M. (2013). A series-parallel hydraulic hybrid mini-excavator with displacement controlled actuators. In *The 13th Scandinavian International Conference on Fluid Power, SICFP2013*.

Hofmann, W. and Zitzelsberger, J. (2006). Pwm-control methods for common mode voltage minimization - a survey. In *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium on*, pages 1162–1167.

Hogan, N. (1985). Impedance control. *Journal of Dynamic systems, Measurement and control*, 107 :1–24.

Hojjat, Y. and Agheli, M. M. (2009). A comprehensive study on capabilities and limitations of rollerâ€“screw with emphasis on slip tendency. *Mechanism and Machine Theory*, 44(10) :1887 – 1899.

Hollander, K., Ilg, R., Sugar, T., and Herring, D. (2006). An efficient rorobot tendon for gait assistance. *Journal of Biomechanical Engineering*.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Holtz, J. (1992). Pulsewidth modulation-a survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 39(5) :410–420.

Holtz, J. (1994). Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, 82(8) :1194–1214.

Holtz, J. and Oikonomou, N. (2007). Synchronous optimal pulsewidth modulation and stator flux trajectory control for medium-voltage drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 43(2) :600–608.

Hou, C.-C., Shih, C.-C., Cheng, P.-T., and Hava, A. M. (2013). Common-mode voltage reduction pulsewidth modulation techniques for three-phase grid-connected converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 28(4) :1971–1979.

Hrovat, D., Di Cairano, S., Tseng, H., and Kolmanovsky, I. (2012). The development of model predictive control in automotive industry : A survey. In *Control Applications (CCA), 2012 IEEE International Conference on*, pages 295–302.

Jeong, S.-G. and Park, M.-H. (1991). The analysis and compensation of dead-time effects in pwm inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 38(2) :108–114.

Jo, D.-Y. and Kwak, S. (2011). Development of fuel-efficient construction equipment. In *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, pages 31–37.

Jones, M. H., Velinsky, S. A., and Lasky, T. A. (2015). Dynamics of the planetary roller screw mechanism. *Journal of Mechanisms and Robotics*.

Kagoshima, M. (2013). The development of an 8 tonne class hybrid hybrid hydraulic excavator sk80h. Technical report, Kobelco Construction Machinery.

Kagoshima, M., Komiyama, M., Nanjo, T., and Tsutsui, A. (2007). Development of a new hybrid excavator. Technical report, Kobelco Construction Machinery and Kobel Steel.

Karnopp, D. C., Margolis, D. L., and Rosenberg, R. C. (2006). *System Dynamics : Modeling and Simulation of Mechatronic Systems, fourth edition*. John Wiley & Sons, Inc.

Kazmierkowski, M. (2000). Control strategies for pwm rectifier/inverter-fed induction motors. In *Industrial Electronics, 2000. ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on*, volume 1, pages TU15–TU23 vol.1.

Kennel, R. and Linder, A. (2000). Predictive control of inverter supplied electrical drives. In *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, volume 2, pages 761–766 vol.2.

Kennel, R., Rodriguez, J., Espinoza, J., and Trincado, M. (2010). High performance speed control methods for electrical machines : An assessment. In *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, pages 1793–1799.

Kharmandar, N. and Khayyat, A. (2011). Force impedance control of a robot manipulator using a neuro-fuzzy controller. In *Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC), 2011 International Conference on*, pages 559–563.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Kolar, J., Ertl, H., and Zach, F. C. (1991). Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a pwm converter system. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 27(6) :1063–1075.

Kouro, S., Cortes, P., Vargas, R., Ammann, U., and Rodriguez, J. (2009). Model predictive control – a simple and powerful method to control power converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 56(6) :1826–1838.

Lee, D.-H. and Ahn, J.-W. (2014). A simple and direct dead-time effect compensation scheme in pwm-vsi. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 50(5) :3017–3025.

Lemor, P. (1996). The roller screw, an efficient and reliable mechanical component of electro-mechanical actuators. In *Energy Conversion Engineering Conference, 1996. IECEC 96., Proceedings of the 31st Intersociety*, volume 1, pages 215–220 vol.1.

Lin, T., Wang, Q., Hu, B., and Gong, W. (2010a). Development of hybrid powered hydraulic construction machinery. *Automation in Construction*.

Lin, T., Wang, Q., Hu, B., and Gong, W. (2010b). Research on the energy regeneration systems for hybrid hydraulic excavators. *Automation in Construction*.

Lin, Y., Shi, Y., and Burton, R. (2013). Modeling and robust discrete-time sliding-mode control design for a fluid power electrohydraulic actuator (eha) system. *IEEE/ASME transactions on mechatronic*.

Linder, A. and Kennel, R. (2005). Model predictive control for electrical drives. In *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, pages 1793–1799.

Liu, F., Lu, T., Zhao, Z., Wei, S., Li, K., Yin, L., and Yuan, L. (2014). Impact of reduced common mode voltage pwm and common mode inductor on emi characteristics of an inverter-driven motor. In *General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), 2014 XXXIth URSI*, pages 1–4.

Louis, J.-P. (1996). Commande numérique des machines - systèmes triphasés : régime permanent. *Techniques de l'ingénieur*.

Louis, J.-P. (1999). Commande numérique des machines synchrones. *Techniques de l'ingénieur*.

Lu, W.-S. and Meng, Q.-H. (1991). Impedance control with adaptation for robotic manipulations. *Robotics and Automation, IEEE Transactions on*, 7(3) :408–415.

Ma, S., Liu, G., Tong, R., and Fu, X. (2015). A frictional heat model of planetary roller screw mechanism considering load distribution. *Mechanics Based Design of Structures and Machines*, 43(2) :164–182.

Malinowski, M., Kazmierkowski, M., and Trzynadlowski, A. (2003). A comparative study of control techniques for pwm rectifiers in ac adjustable speed drives. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 18(6) :1390–1396.

Mannen, T. and Fujita, H. (2014). Performance of dead time compensation methods in three-phase grid-connection converters. In *Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International*, pages 2042–2049.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Martin, L. (2000). Circuits de transmissions hydrostatiques. *Techniques de l'ingénieur Mécaniques, fonctions et composants mécaniques*.

Massot, M.-H. and Larrue, C. (2015). *Quelles solutions face au changement climatique ?*, chapter Des solutions techniques : enjeux, limites et perspectives, pages 188–195.

Matinfar, M. and Hashtrudi-Zaad, K. (2004). Optimization-based robot impedance controller design. In *Decision and Control, 2004. CDC. 43rd IEEE Conference on*, volume 2, pages 1246–1251 Vol.2.

Meng, F. (2010). *Actuation System Design with Electrically Powerd Actuators*. PhD thesis, Cranfield University.

Migliore, S., Brown, E., and DeWeerth, S. (2005). Biologically inspired joint stiffness control. In *Robotics and Automation, 2005. ICRA 2005. Proceedings of the 2005 IEEE International Conference on*, pages 4508–4513.

Munoz, A. and Lipo, T. (1999). On-line dead-time compensation technique for open-loop pwm-vsi drives. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 14(4) :683–689.

Narayanan, G., Krishnamurthy, H., Zhao, D., and Ayyanar, R. (2006). Advanced bus-clamping pwm techniquesbased on space vector approach. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 21(4) :974–984.

Narayanan, G. and Ranganathan, V. (2005). Analytical evaluation of harmonic distortion in pwm ac drives using the notion of stator flux ripple. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 20(2) :466–474.

Narayanan, G., Ranganathan, V. T., Zhao, D., Krishnamurthy, H., and Ayyanar, R. (2008). Space vector based hybrid pwm techniques for reduced current ripple. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 55(4) :1614–1627.

Prelle, C. (1997). *Contribution au contrôle de la compliance d'un bras de robot à actionnement électropneumatique*. PhD thesis, Insa de Lyon.

Propoi, A. (1963). Application of linear programming methods for the synthesis of automatic sampled-data systems. *Automat. i Telemekh.*

Qi, H., Fu, Y., Qi, X., and Lang, Y. (2011). Architecture optimization of more electric aircraft actuation system. *Chinese Journal of Aeronautics*.

Qin, S. and Badgwell, T. A. (2003). A survey of industrial model predictive control technology. *Control Engineering Practice*, 11(7) :733 – 764.

Raibert, M. and Craig, J. (1981). Hybrid position/force control of manipulators. *Journal of Dynamic systems, Measurement and control*.

Ramirez Martinez, J. C., Kennel, R., and Geyer, T. (2010). Model predictive direct current control. In *Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on*, pages 1808–1813.

Remy, G. (2007). *Commande optimisée d'un actionneur linéaire synchrone pour un axe de positionnement rapide*. PhD thesis, Arts et Métiers ParisTech.

Richalet, J., Rault, A., Testud, J., and Papon, J. (1978). Model predictive heuristic control : Applications to industrial processes. *Automatica*, 14(5) :413 – 428.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Rodriguez, A., Vazquez, A., Lamar, D. G., Hernando, M. M., and Sebastian, J. (2014). Different purpose design strategies and techniques to improve the performance of a dual active bridge with phase-shift control. In *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2014 IEEE 15th Workshop on*, pages 1–10.

Rodriguez, J., Kazmierkowski, M., Espinoza, J., Zanchetta, P., Abu-Rub, H., Young, H., and Rojas, C. (2013). State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, 9(2) :1003–1016.

Rodriguez, J., Kennel, R., Espinoza, J., Trincado, M., Silva, C., and Rojas, C. (2012). High-performance control strategies for electrical drives : An experimental assessment. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 59(2) :812–820.

Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C., Correa, P., Lezana, P., Cortes, P., and Ammann, U. (2007). Predictive current control of a voltage source inverter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 54(1) :495–503.

Schinstock, D. and Haskew, T. (1996). Dynamic load testing of roller screw emas. In *Energy Conversion Engineering Conference, 1996. IECEC 96., Proceedings of the 31st Intersociety*, volume 1, pages 221–226 vol.1.

Segalat, P. (2002). *Méthodes de Points Intérieurs et de quadsi-Newton*. PhD thesis, Université de Limoges, E.F.R de schiences et techniques.

Seo, I., Shin, J., Kim, H., and Kim, J. (2010). Adaptive position control scheme with neural networks for electro-hydrostatic actuator systems. In *Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*.

Strandgren (1954). Screw-threaded mechanism.

Tafazoli, S., Salcudean, S., Hashtrudi-Zaad, K., and Lawrence, P. (2002). Impedance control of a teleoperated excavator. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 10(3) :355–367.

Tallam, R., Kerkman, R., Leggate, D., and Lukaszewski, R. (2010). Common-mode voltage reduction pwm algorithm for ac drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 46(5) :1959–1969.

Tallam, R. and Leggate, D. (2013). Control of a pwm voltage-source inverter in the pulse-dropping region to reduce reflected-wave motor overvoltage. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 49(2) :873–879.

Tomlinson, M., Mouton, T., and Kennel, R. (2015). Finite-control-set model predictive control with a fixed switching frequency vs. linear control for current control of a single-leg inverter. In *2015 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, pages 109–114.

Tonietti, G., Schiavi, R., and Bicchi, A. (2005). Design and control of a variable stiffness actuator for safe and fast physical human/robot interaction. In *Robotics and Automation, 2005. ICRA 2005. Proceedings of the 2005 IEEE International Conference on*, pages 526–531.

Un, E. and Hava, A. (2007). Performance characteristics of the reduced common mode voltage near state pwm method. In *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, pages 1–10.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Un, E. and Hava, A. (2009). A near-state pwm method with reduced switching losses and reduced common-mode voltage for three-phase voltage source inverters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 45(2) :782–793.

Vanderborght, B., Albu-Schaeffer, A., Bicchi, A., Burdet, E., Caldwell, D., Carloni, R., Catalano, M., Eiberger, O., Friedl, W., Ganesh, G., Garabini, M., Grebenstein, M., Grioli, G., Haddadin, S., Hoppner, H., Jafari, A., Laffranchi, M., Lefeber, D., Petit, F., Stramigioli, S., Tsagarakis, N., Damme, M. V., Ham, R. V., Visser, L., and Wolf, S. (2013). Variable impedance actuators : A review. *Robotics and Autonomous Systems*, 61(12) :1601 – 1614.

Vazquez, S., Marquez, A., Aguilera, R., Quevedo, D., Leon, J., and Franquelo, L. (2015). Predictive optimal switching sequence direct power control for grid-connected power converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 62(4) :2010–2020.

Velinsky, S., Chu, B., and Lasky, T. (2008). Kinematics and efficiency analysis of the planetary roller screw mechanism. *Journal of mechanical design*, 131 :1–8.

Wang, D., Guan, C., Pan, S., Zhang, M., and Lin, X. (2009). Performance analysis of hydraulic excavator powertrain hybridization. *Automation in Construction*.

Williamson, C., Zimmerman, J., and Ivantysynova, M. (2008). Efficiency study of an excavator hydraulic system based on displacement-controlled actuators. In *Fluid Power and Motion Control*.

Yade, O., Gauthier, J.-Y., Lin-Shi, X., and Gendrin, M. (2015). Modulation strategy for a dual active bridge converter using model predictive control. In *Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), 2015 IEEE International Symposium on*.

Yoon, J., Kwan, A., and Truong, D. (2009). A study on an energy saving electro-hydraulic excavator. In *ICROS-SICE International Joint Conference 2009*.

Zhao, D., Hari, V., Narayanan, G., and Ayyanar, R. (2010). Space-vector-based hybrid pulsewidth modulation techniques for reduced harmonic distortion and switching loss. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 25(3) :760–774.

Zhao, D., Narayanan, G., and Ayyanar, R. (2004). Switching loss characteristics of sequences involving active state division in space vector based pwm. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, volume 1, pages 479–485 Vol.1.

Zimmerman, J., Busquets, E., and Ivantysynova, M. (2011). 40temperatures-a simulation study and measurements. In *Proceedings of the 52nd National Conference on Fluid Power 2011*.

Zimmerman, J., Pelosi, M., Williamson, C., and Ivantysynova, M. (2007). Energy consumption of an ls excavator hydraulic system. In *2007 ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition*.

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés

UNIVERSITÉ DE LYON

INSA

FOLIO ADMINISTRATIF

THESE DE L'UNIVERSITE DE LYON OPEREE AU SEIN DE L'INSA LYON

NOM : **Gendrin** DATE de SOUTENANCE : 30/05/16

Prénoms : **Martin**, Marie, Emmanuel

TITRE :

CONTRIBUTION AU DEVELOPPEMENT D'UNE MINI-PELLE TOUT ELECTRIQUE. APPROCHE PREDICTIVE POUR LA COMMANDE EFFICACE ET COMPLIANTE DES ACTIONNEURS ELECTROMECANIQUES

NATURE : Doctorat Numéro d'ordre : 2016LYSEI050

Ecole doctorale : **Electronique, Electrotechnique, Automatique (E.E.A.)**

Spécialité : **Automatique**

RESUME : Les actionneurs électromécaniques supplantent les solutions d'actionnement hydrauliques concurrentes dans un nombre croissant d'applications industrielles, particulièrement en aéronautique. Ils le doivent à leurs rendements élevés et à une relative simplicité de commande. Fort de ces avantages, cette technologie a été mise en place dans le cadre du projet ELEXC, en vue de remplacer les vérins hydrauliques sur une mini-excavatrice tout-électrique et s'attaquant pour la première fois au secteur du bâtiment et des travaux publics. Cependant, cette intégration s'accompagne de doutes sur la performance et la durabilité de ces actionneurs dans ce cas précis d'utilisation. Pour répondre à ces interrogations, ce manuscrit se focalisera dans un premier volet sur la caractérisation des performances d'une structure spécifique, permise par la mise en place d'un banc de test multi-énergies instrumenté. Cette étude aboutira à la mise en place d'un modèle par lois physiques dont les paramètres auront été identifiés expérimentalement. Deux solutions innovantes vont ensuite être proposées, visant respectivement à réduire les répercussions, notamment énergétiques, de la caractéristique discrète du convertisseur à découpage, et à parer au manque de compliance de l'actionneur tout en conservant ses capacités de creusage. Elles seront toutes deux associées au concept de commande prédictive, mais offriront chacune une spécificité par rapport à l'implémentation standard de ce type de commande tout en conservant ses avantages. La première prendra la forme d'un modulateur fondé sur le principe d'une modulation de largeur d'impulsion vectorielle, dont la séquence sera sélectionnée par un contrôleur prédictif en rapport avec une fonction de coût alliant les ondulations de courant, les pertes par commutation et la tension de mode commun spécifiques aux séquences. La seconde consistera en un contrôleur d'impédance à boucle de position interne, dont les paramètres d'impédance seront variables et définis par un contrôleur prédictif afin de permettre une bonne pénétration dans l'environnement tout en limitant la dynamique et la valeur maximale de l'effort de compression sur la transmission.

MOTS-CLÉS : Actionneur électromécanique, commande prédictive, FCS-MPC, technique de MLI hybride, commande compliante, contrôleur d'impédance à boucle de position interne

Laboratoire (s) de recherche : **Laboratoire AMPERE - UMR5005 - INSA de Lyon**

Directrice de thèse: Mme. **Lin-Shi, Xuefang**

Président de jury :

Composition du jury :
- Rapporteurs : Fadel Maurice, Mare Jean-Charles
- Examinateurs : Godoy Emmanuel, Bideaux Eric
- Invité : Bruyere Lilian
- Directrice de thèse : Lin-Shi Xuefang
- Co-Directeur de thèse : Gauthier Jean-Yves

Cette thèse est accessible à l'adresse : http://theses.insa-lyon.fr/publication/2016LYSEI050/these.pdf
© [M. Gendrin], [2016], INSA Lyon, tous droits réservés