



Commande des systèmes de conversion d'énergie

Xuefang Lin-Shi

► To cite this version:

Xuefang Lin-Shi. Commande des systèmes de conversion d'énergie. Energie électrique. INSA de Lyon, 2007. <tel-00182507>

HAL Id: tel-00182507

<https://theses.hal.science/tel-00182507v1>

Submitted on 26 Oct 2007

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.



HAL Authorization



Institut National des Sciences
Appliquées de Lyon



Université Claude Bernard
Lyon I

Habilitation à diriger des recherches

Discipline : Electronique, Electrotechnique et Automatiques (EEA Lyn 160)

Présentée par

Xuefang LIN-SHI

Maître de Conférences 6^{ième} échelon

Laboratoire Ampère (UMR CNRS 5005)
Département Génie Electrique
Institut National des Sciences Appliquées

Email : xuefang.shi@insa-lyon.fr

Web : <http://www.ampere-lab.fr>

COMMANDE DES SYSTEMES DE CONVERSION D'ENERGIE

Soutenue le 18 juillet 2007

Devant le jury :

Rapporteurs :	Pr.	H. ABOU KANDIL	ENS Cachan
	Pr.	M. FADEL	ENSEEIH, Toulouse
	Pr.	A GLUMINEAU	Ecole Centrale de Nantes
Examineurs :	Pr	J. BUISSON	Supélec Rennes
	Pr.	J.M. RETIF	INSA de Lyon
	Pr.	D. THOMASSET	INSA de Lyon
	HDR	C. VALENTIN	UCB Lyon 1

Structure du document

PREAMBULE	9
PREMIERE PARTIE : PRESENTATION DU CANDIDAT ET RESUME DE SES ACTIVITES	11
1. PARCOURS PROFESSIONNEL.....	16
2. ACTIVITES DE RECHERCHE	17
2.1. Résumé des activités de recherche avant la thèse de doctorat (1983-1988).....	18
2.2. Résumé des activités de recherche au LAI (1988-1994).....	19
2.3. Résumé des activités de recherche au CEGELY (09.1994-12.2006).....	21
2.3.1. Contexte	21
2.3.2. Thématiques de recherche.....	22
2.3.3. Bilan personnel	26
3. ENCADREMENT SCIENTIFIQUE	27
3.1. Résumé de l'activité d'encadrement	27
3.2. Détail des thèses co-encadrées	27
3.3. Encadrement et co-encadrement scientifique de DEA et de Master Recherche.....	31
4. COLLABORATIONS SCIENTIFIQUES	32
4.1. Collaborations internationales.....	32
4.2. Collaborations nationales	32
5. ACTIVITES PEDAGOGIQUES	34
5.1. Formations initiales.....	36
5.2. Formation continue	37
5.3. Rénovations et innovations pédagogiques	37
6. RESPONSABILITES COLLECTIVES.....	39
DEUXIEME PARTIE : SYNTHESE DES ACTIVITES DE RECHERCHE	41
7. INTRODUCTION.....	45
8. COMMANDE POUR DES ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES	49
8.1. Introduction.....	49
8.2. Approche non-linéaire et robuste pour des machines asynchrones	50
8.2.1. Linéarisation entrée-sortie.....	50
8.2.2. Synthèse robuste des correcteurs	54
8.2.3. Observateur non-linéaire	58
8.2.4. Résultats expérimentaux.....	62
8.3. Commande directe de couple pour des machines synchrones à aimants permanents	64
8.3.1. La commande directe de couple (DTC) classique.....	64
8.3.2. La commande DTC à fréquence de modulation constante.....	66
8.3.3. Résultats expérimentaux.....	69
8.4. Conclusion	71
9. APPROCHES SYSTEMES DYNAMIQUES HYBRIDES	73
9.1. Introduction.....	73
9.2. Principe de la commande hybride	75
9.3. Application à la machine synchrone à aimants permanents	77
9.3.1. Modèle hybride	77
9.3.2. Algorithme de la commande hybride	80

9.3.3.	<i>Implémentation en temps réel</i>	81
9.3.4.	<i>Résultats expérimentaux</i>	83
9.4.	Commande hybride en effort d'un actionneur électropneumatique.....	86
9.4.1.	<i>Modélisation du système</i>	86
9.4.2.	<i>Commande hybride</i>	88
9.4.3.	<i>Résultats expérimentaux</i>	90
9.5.	Conclusion.....	92
10.	ETUDE POUR DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE A DECOUPAGE....	93
10.1.	Introduction	93
10.2.	Approche robuste pour la conception d'un correcteur analogique pour des convertisseurs à découpage	95
10.3.	Synthèse robuste par optimisation stochastique d'un correcteur numérique pour des convertisseurs à découpage	100
10.3.1.	<i>Concepts généraux</i>	100
10.3.2.	<i>Application au convertisseur de puissance abaisseur de tension</i>	103
10.4.	Commande non-linéaire d'un convertisseur élévateur de tension	112
10.4.1.	<i>Modèle moyen non-linéaire</i>	112
10.4.2.	<i>Conception de la commande non-linéaire</i>	114
10.4.3.	<i>Validation expérimentale</i>	118
10.5.	Conclusion.....	120
11.	CONCLUSION ET PERSPECTIVES.....	121
12.	BIBLIOGRAPHIES	127
13.	NOTATIONS ET SYMBOLES UTILISES	137
	TROISIEME PARTIE : PUBLICATIONS, COMMUNICATIONS PERSONNELLES....	141
14.	LISTE DES PUBLICATIONS, COMMUNICATIONS PERSONNELLES.....	145
14.1.	Revue internationale avec actes et comités de lecture.....	145
14.1.1.	<i>Au sein de l'équipe Fluidetronique – LAI</i>	145
14.1.2.	<i>Au sein du CEGELY</i>	145
14.2.	Revue nationale en Chine.....	146
14.3.	Conférences internationales avec actes et comités de lecture.....	146
14.3.1.	<i>Au sein de l'équipe Fluidetronique - LAI</i>	146
14.3.2.	<i>Au sein du CEGELY</i>	148
14.4.	Conférences nationales avec actes et comité de lecture.....	151
14.5.	Conférences nationales sans actes	152
15.	PUBLICATIONS JOINTES.....	153

Liste des tableaux

Tableau 2-1: Résumé des activités de recherche.....	17
Tableau 2-2: Bilan scientifique au Laboratoire d'Automatique Industrielle	20
Tableau 2-3: Bilan scientifique au CEGELY.....	26
Tableau 3-1: Co-encadrement de thèse	27
Tableau 5-1: Résumé de mes activités d'enseignement.....	35
Tableau 8-1: Table de sélection	65
Tableau 9-1 : Etats de commutation de l'onduleur	79
Tableau 9-2 : Etats possibles des deux distributeurs.....	88
Tableau 10-1: Règles associées à $G_{\omega I}$ et ΔM	106

Liste des figures

Figure 2-1: Thèmes de recherche du CEGELY 2003-2006	21
Figure 7-1 : Evolution des activités de recherche et des thèses encadrées	46
Figure 8-1: Système augmenté semi structuré	54
Figure 8-2 : Contrôle des courants	55
Figure 8-3: Représentation des fonctions de pondération.....	56
Figure 8-4: Comparaison des gabarits (Doyle)	57
Figure 8-5: Comparaison des gabarits (Safonov).....	57
Figure 8-6: Résultats de simulation.....	61
Figure 8-7: Vue générale de l'ensemble banc moteur	62
Figure 8-8: Résultats en régime permanent.....	62
Figure 8-9: Résultats en régime dynamique.....	63
Figure 8-10: Estimation de σ_r	63
Figure 8-11: Couple de charge expérimental	63
Figure 8-12: Onduleur et ses vecteurs de commutations	64
Figure 8-13: Principe de la commande DTC	64
Figure 8-14: Choix de vecteur de tension	65
Figure 8-15: Représentation du vecteur d'incrément de flux statorique.....	67
Figure 8-16: MLI vectorielle de $\Delta\Phi_s$	68
Figure 8-17: Principe de la commande DTC « synchrone »	68
Figure 8-18: Banc machines synchrones à aimants permanents.....	69
Figure 8-19: Résultats en régime permanent.....	70
Figure 8-20: Réponse du couple de -5.2Nm à 5.2Nm.....	70
Figure 9-1 : Classe de système à topologie variable considérée	76
Figure 9-2: Le principe de la commande hybride	77
Figure 9-3: Schéma simplifié d'un ensemble MSAP+onduleur	78
Figure 9-4: Directions dans l'espace d'état.....	80
Figure 9-5: Configuration expérimentale.....	82
Figure 9-6: Découpage fonctionnel et le parallélisme de la programmation	83
Figure 9-7: Les évolutions des courants dans le repère dq	84
Figure 9-8: Evolution des courants triphasés	85
Figure 9-9: Schéma du système d'actionnement électropneumatique.....	87
Figure 9-10: Limites physiques et exemple de consigne en force	89
Figure 9-11: Choix de direction	90
Figure 9-12: Schéma bloc de la commande hybride	90
Figure 9-13: Banc de test	91
Figure 9-14 : Réponse en effort.....	91
Figure 9-15: Indice de commande.....	92
Figure 10-1: Schéma de principe d'un régulateur abaisseur de tension.....	95
Figure 10-2: Schéma bloc comportant des bruits.....	97
Figure 10-3: Fonctions de sensibilité relatives à la sortie	98

Figure 10-4: Les fonctions de sensibilité d'un correcteur trouvé	99
Figure 10-5: Structure d'une commande RST	100
Figure 10-6: Organigramme de l'approche proposée	102
Figure 10-7: Gabarit de rejet sur S_{yy}	105
Figure 10-8: Fonctions d'appartenance de G_{01} et ΔM	105
Figure 10-9: Fonction d'appartenance de sortie V_1	106
Figure 10-10: Représentation graphique des fonctions floues V_1	107
Figure 10-11 : Recherche par Algorithme génétique	108
Figure 10-12: Fonctions de sensibilité des correcteurs PID (en pointillé) et RST optimisé	109
Figure 10-13: Schéma de simulation	109
Figure 10-14: Réponse temporelle	110
Figure 10-15: L'implémentation en FPGA	111
Figure 10-16: Structure générale d'un “boost”	112
Figure 10-17 : “Bond graph” à commutation du “boost” (sans le driver de IGBT)	113
Figure 10-18: Schéma bloc de la commande	117
Figure 10-19: Banc de test.....	118
Figure 10-20: Résultats expérimentaux	119
Figure 11-1:Projets de recherche	126

Préambule

« 汝心之固，固不可彻，曾不若孀妻弱子。
虽我之死，有子存焉；子又生孙，孙又生子；
子又有子，子又有孙。子子孙孙，无穷匮也。
而山不加增，何苦而不平？ »

– 列子（公元前 450—380）

*A Daniel et à nos trois petits chéris :
Aurélië, Delphine et Maxime.*

Première Partie :

Présentation du candidat et

résumé de ses activités

Sommaire de la première partie

1.PARCOURS PROFESSIONNEL.....	16
2.ACTIVITES DE RECHERCHE	17
2.1. Résumé des activités de recherche avant la thèse de doctorat (1983-1988).....	18
2.2. Résumé des activités de recherche au LAI (1988-1994).....	19
2.3. Résumé des activités de recherche au CEGELY (09.1994-12.2006).....	21
2.3.1. Contexte	21
2.3.2. Thématiques de recherche	22
2.3.3. Bilan personnel	26
3.ENCADREMENT SCIENTIFIQUE	27
3.1. Résumé de l'activité d'encadrement	27
3.2. Détail des thèses co-encadrées	27
3.3. Encadrement et co-encadrement scientifique de DEA et de Master Recherche SIDS ...	31
4.COLLABORATIONS SCIENTIFIQUES	32
4.1. Collaborations internationales.....	32
4.2. Collaborations nationales	32
5.ACTIVITES PEDAGOGIQUES	34
5.1. Formations initiales.....	36
5.2. Formation continue	37
5.3. Rénovations et innovations pédagogiques	37
6.RESPONSABILITES COLLECTIVES.....	39

Xuefang LIN-SHI

Née le 25/09/1961 en Chine

Mariée, 3 enfants

Nationalité française

- ❑ **Sélectionnée** par concours national chinois en 1979 pour faire partie des **100 premiers** étudiants chinois autorisés à effectuer leurs études supérieures en France après le Baccalauréat.
- ❑ **1^{ère} prix** du concours de jeune ingénieur de l'institut de recherche naval de Shanghai (SSSRI¹) en 1985.
- ❑ **Sélectionnée** par concours national chinois en 1986 pour effectuer un an de recherche en France.
- ❑ **3^{ème} prix** du concours « Progrès Scientifique et Technologique » de la ville de Shanghai en 1990 pour le projet « JYT régulateur de vitesse auto adaptatif ».
- ❑ Diplôme de docteur en Informatique et Automatique Appliquées de l'INSA de Lyon avec la mention **très honorable avec les félicitations du jury**.

¹ Shanghai Ship & Shipping Research Institute

1. PARCOURS PROFESSIONNEL

- 01/05/2007** **Maître de Conférences** classe normale, 6^{ième} échelon, 13 années et 8 mois d’ancienneté.
- Depuis 1994** **Maître de Conférences** 61^{ième} section à l'INSA de Lyon.
Enseignement : Département Génie Electrique (GE).
Recherche : **1994-2006** : Centre de Génie Electrique de Lyon (CEGELY), UMR CNRS 5005.
Depuis 01.2007 : Laboratoire Ampère, UMR CNRS 5005
- 1993-1994** **ATER**² à l'INSA de Lyon.
Enseignement : Département Génie Electrique (GE)
Recherche : Laboratoire d'Automatique Industrielle (LAI, EA 3079) de l'INSA de Lyon.
- 1992-1993** **Chercheur post-doctorant** contractuel au LAI.
Financement : Contrat Industriel
- 1988-1992** **Doctorat en Informatique et Automatique Appliquées** de l’INSA de Lyon
- Titre de la thèse* : Contribution à la modélisation et à la commande d’un vérin pneumatique de grande longueur.
Laboratoire : LAI de l’INSA de Lyon
Directeur de thèse : S. Scavarda
Date de Soutenue : le 12 décembre 1992
Mention : Très honorable avec les félicitations du jury
Jurys :
- Président : M. Aubrun
- Rapporteurs : M. Aubrun, G. Dauphin-Tanguy
- Examineurs : M. Amouroux, A. J. Fossard, C. Louis, N. Nervegna (Italie), S. Scavarda, F. Spettel, D. Thomasset
Financement : ALER³ (mi-temps) à l'INSA de Lyon
Département Génie Mécanique Conception (GMC).
- 1987-1988** **Chercheur** à la société IMAGINE à Roanne.
Financement : Bourse CIES⁴
- 1986-1987** : Diplôme d’Etudes Approfondies (DEA) d'Informatique et d'Automatique Appliquées - INSA de Lyon / Université Claude Bernard de Lyon.
- 1983-1986** : Ingénieur de recherche - Laboratoire d'Automatique de SSSRI¹ en Chine.

² Attachée Temporaire d'Enseignement et de Recherche

³ Allocataire d'enseignement et de recherche

⁴ Centre International des étudiants et de stagiaires

2. ACTIVITES DE RECHERCHE

Depuis mes premiers pas en recherche, mes activités de recherche sont assez diversifiées. En effet, les thématiques de recherche ont évolué en s'adaptant aux objectifs des laboratoires auxquels j'étais rattachée, mais dans le domaine large de l'Automatique bien sûr.

Le tableau ci-dessous (Tableau 2-1) résume l'ensemble de mes activités.

Périodes	Statut	Thématiques de recherche	Publications
Shanghai Ship & Shipping Research Institute			
1983-1986	Ingénieur de recherche	Commande et télésurveillance des systèmes de propulsion	1 RNC5 1 CN6
Société IMAGINE			
1986-1988	Etudiante DEA puis chercheur boursier CIES	Modélisation et simulation des systèmes électrohydrauliques	
Laboratoire d'Automatique Industrielle de l'INSA de Lyon			
1988-1994	ALER/doctorant Chercheur contractuel ATER	Modélisation, simulation et commande des systèmes électropneumatiques	1 RICL7 11 CICL8
Centre de Génie Electrique de Lyon			
1994-2007	Maître de Conférences	• Commande des entraînements électriques • Commande des convertisseurs DC/DC • Commande hybride	7 RICL 22 CICL 3 CNCL9 3 CN
Laboratoire Ampère			
Depuis 01.2007	Maître de Conférences	• Commande des convertisseurs DC/DC monolithiques • Systèmes Dynamiques Hybrides • Commande des systèmes en réseaux	3 RICL soumises

Tableau 2-1: Résumé des activités de recherche

⁵ RNC: Revue Nationale Chinoise

⁶ CN : Conférence National sans comité de lecture

⁷ RICL: Revue Internationale avec Comité de Lecture

⁸ CICL: Conférence Internationale avec Comité de Lecture

⁹ CNCL: Conférence Nationale avec Comité de Lecture

2.1. Résumé des activités de recherche avant la thèse de doctorat (1983-1988)

J'ai débuté mes travaux de recherche en tant qu'ingénieur de recherche à l'institut de recherche naval de Shanghai en Chine (SSSRI1, <http://sssri.com>). Au sein du Laboratoire d'Automatique de ce centre de recherche (1400 personnes), je faisais partie d'une équipe de R&D dont l'objectif était l'automatisation des navires porte-conteneurs. Durant ces trois années, j'ai été actrice principale de deux projets : l'un sur la commande adaptative d'un régulateur de vitesse pour le moteur diesel du système de propulsion d'un navire porte-conteneurs [**Lin-Shi, RN-1**], l'autre à propos d'un système à microprocesseur assurant la télésurveillance des états (paramètres thermiques, niveaux, ...) de différents engins dans un navire. Ma contribution a été récompensée en 1985 un **1er prix** du concours de jeune ingénieur interne à l'institut qui a compté cette année-là 40 concurrents. Pour le projet sur la régulation de vitesse du système de propulsion d'un navire, l'équipe de 10 personnes à laquelle j'appartenais a reçu le **3ième prix** du concours "Progrès Scientifique et Technologique" de la ville de Shanghai pour l'année 1990. Je figurais en troisième position sur la liste des personnes récompensées pour ce projet (certificat n° 893005).

Après un concours national chinois, j'ai été sélectionnée pour effectuer un an de recherche en France. Cela m'a permis de m'inscrire en DEA d'Informatique et d'Automatique Appliquées à l'INSA de Lyon. Sous la responsabilité de M. Lebrun, Maître de Conférences à l'Université Claude Bernard Lyon 1 et directeur scientifique de la société IMAGINE, mon stage de DEA a consisté à développer une base de modèles de composants électrohydrauliques. Les composants électrohydrauliques sont d'abord modélisés et décrits sous la forme « bond graph » puis exploités à l'aide du langage de simulation ACSL¹⁰. L'objectif était de faciliter la vérification en simulation de l'adéquation entre le système proposé et le cahier des charges.

Dans le but de la création d'une base de lois de commande pour les systèmes électrohydrauliques, j'ai continué pendant un an mes travaux de recherche chez IMAGINE. L'expérience fut enrichissante du fait que j'ai pu participer à plusieurs études concernant la faisabilité de systèmes électrohydrauliques, notamment l'étude d'un téléopérateur électrohydraulique et d'un bras de robot électrohydraulique dans le cadre d'une collaboration entre l'unité de Génie Robotique du CEA et IMAGINE.

¹⁰ Advanced Continuous Simulation Language - The AEGIS Technologies Group, USA

2.2. Résumé des activités de recherche au LAI (1988-1994)

En 1988, j'ai débuté mes travaux de thèse au sein de l'équipe Fluidetronique du Laboratoire d'Automatique Industrielle de l'INSA de Lyon sous la direction du Pr. Scavarda. L'un des objectifs de l'équipe consistait à acquérir une maîtrise des aspects théoriques et technologiques concernant les systèmes à fluide sous pression et plus particulièrement les systèmes électropneumatiques.

Mon travail de thèse a fait l'objet d'une collaboration avec la société Renault. Il portait sur la modélisation, la simulation du comportement dynamique et la commande en temps réel d'un vérin pneumatique sans tige, de grande longueur (4 mètres), au moyen de deux servo - distributeurs électropneumatiques.

Les axes électropneumatiques proposés par les constructeurs ont, dans la majorité des cas, une longueur ne dépassant pas un mètre. Les problèmes de modélisation et de commande de ces axes sont abordés en faisant l'hypothèse d'homogénéité des différentes variables caractérisant l'état du fluide dans chacune des chambres du vérin. Dans le cas d'un vérin de grande longueur, l'hypothèse de l'homogénéité n'est plus valable du fait de l'existence de phénomène de propagation dans les chambres. Nous avons donc développé un modèle original comprenant deux systèmes d'équations aux dérivées partielles hyperboliques non linéaires à frontière mobile. Ce modèle de conception a été validé expérimentalement et a permis la mise en évidence des phénomènes physiques ayant un effet sur le comportement dynamique du système [**Lin-Shi, RI-1**].

Un modèle de simulation déduit du modèle de conception, avec une hypothèse plus restrictive de l'évolution isentropique, a servi pour la mise au point de lois de commande. Pour effectuer une première analyse des problèmes posés par la commande lorsqu'on prend en compte le caractère à paramètres répartis de chacune des chambres, un modèle de commande a été obtenu en linéarisant le modèle de simulation, puis discrétisé à partir d'une approche spectrale. Le modèle ainsi discrétisé a été représenté en « bond graph » et pourrait être utilisé pour l'étude des propriétés structurelles (commandabilité, observabilité) et la synthèse d'une commande prenant en compte l'aspect à paramètres répartis du système [**Lin-Shi, CI-7**].

En ce qui concerne la commande, mon apport personnel a été le développement et la mise en œuvre d'algorithmes de commande originaux du type à état affine et du type non linéaire en imposant soit une dynamique non linéaire, soit une dynamique variable. La commande à état affine tenait compte de la variation de la dynamique en boucle ouverte du système. L'originalité de la commande non linéaire résidait dans le choix d'une dynamique variable qui permettait à la fois d'utiliser au mieux les caractéristiques dynamiques du vérin, d'améliorer la rapidité, d'obtenir une meilleure précision et de garantir une certaine robustesse vis-à-vis des variations du frottement. Les algorithmes de commande ont été,

dans un premier temps, validés en simulation à partir du modèle à paramètres répartis, puis testés expérimentalement sur le banc d'essai [**Lin-Shi, CI-3, 6**].

Ma thèse a été soutenue en décembre 1992 avec la mention très honorable avec les félicitations du jury.

Pendant et après la préparation de ma thèse, j'ai participé activement aux activités contractuelles de l'équipe.

L'un des contrats concernait la société JOUCOMATIC avec la réalisation de commandes en position et en effort à partir d'un ensemble servovalves électropneumatiques - vérin pneumatique. A la suite de ma soutenance, j'ai assumé, en collaboration avec le Pr. Scavarda, la responsabilité du bon déroulement de la fin de ce contrat dont le montant s'élevait à 2MF sur une durée de 4 ans. En particulier, j'ai participé à la mise au point des algorithmes de la commande en position (point à point et en suivi de trajectoire) en utilisant seulement un capteur de position analogique (en l'occurrence un potentiomètre) pour des raisons évidentes de coût industriel. Cette recherche m'a donné l'occasion de mettre en œuvre la commande à état affine que j'avais développée au cours de mon travail de thèse.

Dans le cadre d'un contrat avec Gec-Alsthom, Sab-Wabco et RATP relatif à la modélisation du système électropneumatique de freinage d'un bogie du futur métro de Paris, j'ai participé à l'encadrement de la thèse de P. Brassard, notamment sur la modélisation des lignes de transmission compte tenu de l'expérience acquise en modélisation de systèmes à paramètres répartis [**Lin-Shi, CI-4, 10**].

Le bilan scientifique de mes activités de recherche au LAI est résumé dans le Tableau 2-2 ci-dessous.

Publications dans des revues internationales avec comité de lecture	1
Communications dans des congrès internationaux avec comité de lecture et publication des actes	11
Co – encadrement de thèse	1
Co – encadrement de DEA	6
Participation à des contrats industriels	3

Tableau 2-2: Bilan scientifique au Laboratoire d'Automatique Industrielle

2.3. Résumé des activités de recherche au CEGELY (09.1994-12.2006)

2.3.1. Contexte

J'ai été recrutée en qualité de Maître de Conférences en septembre 1994 au CEGELY et au département Génie Electrique de l'INSA de Lyon.

Le Centre de Génie Electrique de Lyon a été créé en 1992. Il réunit plusieurs équipes de recherche avec 39 chercheurs – enseignants en décembre 2006, rattachés à trois établissements de Lyon : l'Ecole Centrale de Lyon, l'INSA de Lyon et l'Université Claude-Bernard de Lyon 1. Sous le statut d'UMR du CNRS, il a appartenu au département STIC¹¹ devenu ST2I¹² du CNRS.

Le CEGELY développait ses activités dans le domaine de l'énergie électrique. L'objectif général des recherches concerne la maîtrise de la transmission et de l'utilisation de l'énergie électrique. Dirigé par Alain Nicolas puis Laurent Nicolas, Directeurs de Recherche (DR) CNRS, le CEGELY a été organisé autour de quatre thèmes de recherche et une activité fédératrice depuis 2003 et jusqu'en 2006 (Figure 2-1).

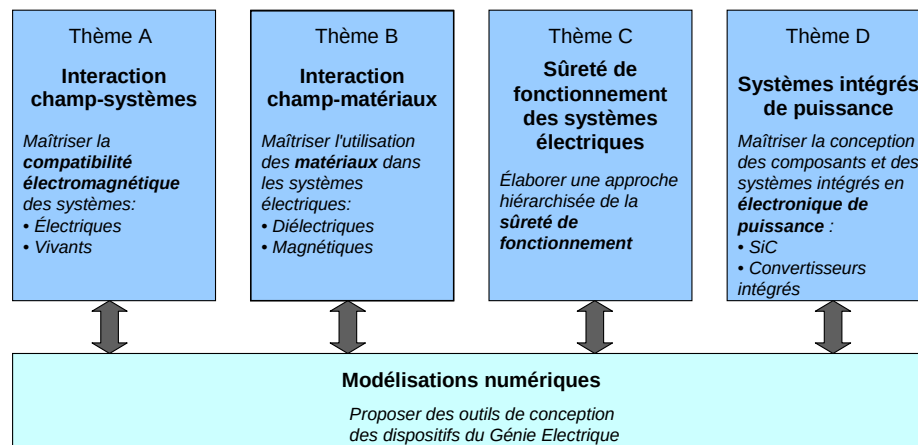


Figure 2-1: Thèmes de recherche du CEGELY 2003-2006

Quand je suis arrivée au CEGELY, j'étais la seule Enseignant-chercheur qualifiée en 61^{ème} section du CNU¹³. J'ai intégré le thème C, dirigé par le Pr. J. M. Rétif, composé de deux équipes : L'équipe « diagnostic » et l'équipe « commande ». Avec J. M. Rétif, nous formions le noyau dur de cette dernière équipe dont l'objectif était l'exploitation, l'adaptation et la mise en œuvre de

¹¹ Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication

¹² Sciences et Technologies de l'Information et de l'Ingénierie

¹³ Conseil National Universitaire

techniques de l'Automatique sur des systèmes électrotechniques et électroniques de puissance.

2.3.2. Thématiques de recherche

La maîtrise de la commande d'un système électrotechnique ou électronique de puissance nécessite une approche système touchant conjointement aux points suivants :

- ❑ **Modélisation** de la machine et du convertisseur.
- ❑ **Identification** paramétrique des modèles définis.
- ❑ **Observation** des grandeurs non mesurables.
- ❑ **Commande** des divers sous-ensembles.
- ❑ **Test** de l'ensemble des algorithmes de commande et des modèles en **simulation**.
- ❑ **Implémentation** des algorithmes de commande des processus.
- ❑ **Validation expérimentale** de l'ensemble de la démarche.

Durant ces dernières années, j'ai participé ou mené principalement les actions de recherche autour de ces points.

A. Modélisation des convertisseurs

Dans la phase de validation d'une commande des machines, il est indispensable d'apprécier les altérations des grandeurs de sorties dues aux convertisseurs. L'approche par modèle moyen que nous avons adoptée a permis de dégager une approche méthodologique de synthèse des modèles des convertisseurs assurant un très bon compromis entre la précision des résultats obtenus et le temps de simulation nécessaire [*Lin-Shi, CI-12*].

Les modèles ainsi définis assurent une simulation plus réaliste d'un ensemble convertisseur - machine. En outre leur formulation permet au niveau du calcul des largeurs d'impulsions de compenser en grande partie les distorsions dues aux temps morts et aux caractéristiques des composants de l'onduleur [*Lin-Shi, RI-3*].

Cette approche a été validée sur un banc d'essais de 30 KVA.

B. Identification des paramètres de la machine asynchrone

Afin d'identifier les paramètres de la machine asynchrone, nous avons utilisé des méthodes telles que les moindres carrés généralisés ou le maximum de vraisemblance, et développé des méthodes basées sur l'association d'un algorithme génétique et du Simplex. Ceci nous a permis de construire un outil d'identification efficace et précis des paramètres des moteurs asynchrones.

C. Commande robuste pour des machines asynchrones (MAS)

Les paramètres d'une machine asynchrone évoluent en fonction du point de fonctionnement, les capteurs introduisent des erreurs de mesure et l'onduleur amène, en raison de son principe, une distorsion et un fort bruit sur la commande. Pour satisfaire à des conditions de performance et de stabilité dans cet environnement perturbé, nous avons adopté une approche robuste pour l'élaboration des lois de commande.

Dans le contexte de la commande vectorielle, nous avons fait la synthèse de correcteurs des boucles de courant avec une approche robuste basée sur une minimisation de la norme H_∞ [**Lin-Shi, CI-19**]. La minimisation de cette norme est obtenue par l'algorithme de Safonov. Les correcteurs obtenus ont été validés sur un banc moteur asynchrone de 1.8KW.

D. Commande non linéaire et robuste pour des machines asynchrones

La modélisation des machines asynchrones fait apparaître notamment une non linéarité vis-à-vis de la vitesse et un couplage entre les deux courants. Dès mon arrivée au CEGELY, j'ai initié un travail sur le découplage non linéaire des machines asynchrones en appliquant la commande non-linéaire linéarisante. Cette démarche initiale s'est poursuivie par l'encadrement de la thèse de O. Asseu portant sur la commande non-linéaire et robuste de la machine asynchrone (cf. 8.2). L'approche proposée a permis de définir des lois de commande plus performantes par rapport à l'approche classique mais avec un degré de complexité similaire.

E. Observateurs

La commande non-linéaire linéarisante des machines asynchrones nécessite la connaissance des flux. Par ailleurs, elle est très sensible à la variation paramétrique. La résistance rotorique est un paramètre fortement variant. Sa variation provoque évidemment un écart entre le processus réel et le modèle et dégrade la qualité du découplage. Nous avons développé (thèse O. Asseu) un observateur étendu par modes glissants pour estimer en temps réel les états (les deux flux et les deux courants) et la constante de temps rotorique. Afin de réduire le temps de calcul en ligne, un autre observateur étendu d'ordre réduit a été proposé (seuls les flux et la constante rotorique sont concernés du fait que les courants sont mesurés). Ces observateurs ont été testés avec satisfaction sur un banc moteur [**Lin-Shi, CI-18**].

Une étude de comparaison de l'observateur à grands gains et de l'observateur par modes glissants a été menée dans le cadre d'un DEA (F. Chapuis) que j'ai encadré.

Pour la commande de la machine synchrone à aimants permanents, nous avons développé un filtre de Kalman et un observateur à grands gains, tous les deux ont été étendus à l'estimation de l'inductance statorique afin de compenser les variations paramétriques (thèse A. Llor).

Dans le cadre du diagnostic, l'observateur aide la discrimination des défauts dans la machine. Des travaux sur ces sujets ont été menés en présence de capteur mécanique. Or l'installation d'un capteur mécanique est coûteuse voire impossible dans certaines applications industrielles. Nous avons donc mené une étude sur l'observation sans capteur de vitesse en exploitant les harmoniques d'encoches présents dans les courants statoriques (thèse F. Morand). Le traitement en temps-réel est réalisé par une carte électronique dédiée faible coût. [*Lin-Shi, CI-24*].

F. Commande directe de couple (DTC¹⁴) à fréquence constante

Dans le cadre d'une Cotutelle entre le CEGELY et l'Université Carlos III de Madrid en Espagne, j'ai participé à l'encadrement de la thèse de A. Llor qui traite d'une nouvelle méthode de commande pour les machines synchrones à aimants permanents. Le principe de cette méthode consiste en la détermination, à chaque période d'échantillonnage, d'un vecteur d'incrément de flux statorique nécessaire à annuler l'erreur entre le vecteur de consigne et le vecteur de flux statorique estimé (cf. 8.3.2). Elle présente l'avantage de la diminution des contraintes de calcul en temps-réel et de l'amélioration de façon significative des oscillations de couple par rapport à une commande DTC classique [*Lin-Shi, CI-20, 21, 22*].

G. Commande hybride

La commande directe de couple nous a conduit à nous intéresser au comportement de l'ensemble convertisseur-machine comme un système à dynamique hybride. En effet, les états des interrupteurs de l'onduleur sont de nature discrète alors que le moteur est de dynamique continue. Nous avons développé une commande, nommée «commande hybride», dans le sens où, le comportement « discret » de l'onduleur de tension triphasé et le comportement « continu » de la machine sont pris en compte de manière unifiée. Le principe consiste, pour chaque état de commutation de l'onduleur, à exploiter l'évolution des grandeurs de sortie permettant, via un algorithme décisionnel, de définir le meilleur état de la commande ainsi que son temps d'application. De fait, à partir de grandeurs de référence à imposer à la machine, les états optimaux des interrupteurs de l'onduleur et les durées de ces états sont obtenus directement. Nous avons validé les principes sur les machines synchrones avec une implémentation en temps réel sur FPGA (cf. 9.3) [*Lin-Shi, RI-6*].

Afin de s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul, une évolution de la commande hybride avec une stratégie à plusieurs décisions a été développée. Elle permet ainsi une mise en œuvre moins contraignante vis-à-vis du temps de calcul, ce qui a permis une implémentation de la commande sur une carte DS1102 [*Lin-Shi, RI-7*].

Les approches méthodologiques que nous avons définies ouvrent le champ d'application à tout système continu possédant un actionneur avec un nombre

¹⁴ Direct Torque Control

fini d'états discrets pour sa commande. Les premiers travaux effectués en collaborations avec le LAI dans le domaine « Fluid Power » laissent entrevoir des résultats prometteurs [**Lin-Shi, RI-5, CI-31**].

Suite à ces études, une action de recherche vers les Systèmes Dynamiques Hybrides est démarrée à la rentrée universitaire 2006-2007 avec une thèse (M. Trabelsi) et un Master (H. Dardour).

H. Convertisseurs de puissance intégrés

Des facteurs économiques poussent à la compacité et l'intégration des convertisseurs à découpage. La réduction de taille s'accompagne d'une très forte montée en fréquence et d'une augmentation des interactions électro – magnéto – thermiques. Les contraintes technologies sévères autour de ces convertisseurs posent des problèmes pour leurs commandes.

Dans le contexte des alimentations pour les téléphonies mobiles, deux actions de recherche ont été menées en étroite collaboration avec ST-Microelectronics: une sur le développement de nouvelles méthodologies de synthèse de correcteurs analogiques pour des convertisseurs monolithiques abaisseur de tension (thèse S. Trochut, DEA V. Pinon) (cf. 10.2) [**Lin-Shi, CI-23**], l'autre concerne l'implémentation de la commande numérique pour des convertisseurs à très haute fréquence de découpage (>10MHz). Pour cette dernière, nous avons opté pour une approche robuste par placement de pôles. Elle consiste à prendre en compte les exigences de cahier des charges en terme de rejet des perturbations, qui sont formulées dans le domaine fréquentiel par l'intermédiaire de zones d'atténuation. L'adéquation du correcteur à ces contraintes est faite à l'aide des fonctions de sensibilité. L'utilisation conjointe de la logique floue et les algorithmes génétiques permet de déterminer hors ligne le « meilleur correcteur » (cf. 10.3) [**Lin-Shi, CI-32**].

Dans un autre contexte concernant la commande d'un convertisseur élévateur de tension continu-continu, nous avons proposé une approche non linéaire qui consiste à établir, à partir de sa modélisation sous forme de modèle moyen, une commande non-linéaire assurant la maîtrise de la tension de sortie pour des dynamiques très importantes du courant de charge. L'originalité de cette démarche réside dans la prise en compte des caractéristiques statiques de la cellule de commutation et l'amélioration de la dynamique de la tension de sortie. Une compensation des erreurs statiques introduites par l'incertitude du modèle est proposée. Des essais sur un hacheur de 10kW ont permis de valider cette démarche [**Lin-Shi, RI-4**].

2.3.3. Bilan personnel

Le bilan scientifique de mes activités de recherche au CEGELY est résumé dans le Tableau 2-3 ci-dessous.

Publications dans des revues internationales avec comité de lecture	7
Communications dans des congrès internationaux avec comité de lecture et publication des actes	22
Communications dans des congrès nationaux avec comité de lecture et publication des actes	3
Co - direction et co - encadrement de thèses soutenues	4
Co - direction de thèses en cours	3
Encadrement et co - encadrement de DEA/Master	11
Encadrement et co - encadrement des stages	15
Participation à des contrats industriels	2

Tableau 2-3: Bilan scientifique au CEGELY

La période couvrant plus de 10 ans depuis mon recrutement en tant que Maître de Conférences est aussi marquée par deux congés de maternité respectivement de 9 mois en 1995 et 7 mois en 1998. Malgré ces coupures non négligeables dans mes activités, j'ai su surmonter ces contraintes familiales pour continuer et approfondir mes recherches. Ma motivation et ma volonté m'ont toujours permis de bien gérer en parallèle la vie professionnelle et la vie familiale.

3. ENCADREMENT SCIENTIFIQUE

3.1. Résumé de l'activité d'encadrement

Le bilan de mon activité d'encadrement doctoral est résumé dans le Tableau 3-1: Co-encadrement de thèse ci-après et précise la production scientifique liée à chacun des étudiants.

Thématiques	Doctorant	Financement	Soutenance	Publications
Entraînements électriques	O. Asseu	Bourse étrangère	14/04/2000	1 CICL
	A. Llor	Cotutelle Espagne	8/04/2003	1 RICL 5 CICL 1 CN
	F. Morand	MENJR	7/01/2005	1 CICL 2 CN
Convertisseurs DC/DC monolithiques	S. Trochut	CIFRE STM	19/07/2005	1 CICL
	S. Guo	Cotutelle Chine	en 2009	1 CICL
Systèmes Dynamiques Hybrides (SDH)	M. Trabelsi	MENR	en 2009	
	L. Zhu	Cotutelle Chine	en 2009	

Tableau 3-1: Co-encadrement de thèse

3.2. Détail des thèses co-encadrées

► Thèse **O. Asseu**, « Contribution à la commande et à l'estimation des flux et constante de temps rotoriques de la machine asynchrone », bourse venant de la Côte d'Ivoire, directeur de thèse : J. M. Rétif, co-direction à raison de 50%.

Date de soutenance : le 14 avril 2000

Composition du jury :

Président du jury : J.P. Chante (INSA de Lyon)
 Directeur : J. M. Rétif, Co-directrice : **X. Lin-Shi**
 Rapporteurs : J.P. Louis (ENS Cachan)
 M. Pietrzak-David (INP Toulouse)
 Examineurs: D. Thomasset (INSA de Lyon)
 L. Wei (Gec alsthom - Villeurbanne)

Résumé :

Dans ce travail, une stratégie de commande non linéaire pour le moteur asynchrone a été proposée afin de découpler les courants statoriques du moteur dans un repère (d, q) orienté selon le principe de la commande vectorielle. Le contexte naturellement bruité du moteur associé à un onduleur ainsi que les

variations paramétriques nous ont conduit à une démarche robuste. Ainsi nous avons réalisé la synthèse des correcteurs H_∞ dans le but de maîtriser efficacement la dynamique des courants statoriques. La connaissance du flux et de la constante de temps rotoriques étant nécessaire pour établir les lois de commande et s'affranchir au mieux des variations paramétriques, en particulier celle de la constante de temps rotorique, nous avons mis en œuvre des algorithmes d'observation par modes glissants discrets étendu d'ordre complet et réduit réalisant une estimation en ligne des flux et constante de temps rotoriques.

Dans sa phase terminale, la commande linéarisante et l'observateur ont été validées puis confirmées par des simulations et une implantation en temps réel sur un banc moteur.

► Thèse **A. Llor** : « Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents », thèse en co-tutelle entre le CEGELY et l'Université Carlos III de Madrid, directeurs de thèse : J. M. Rétif (France) et S. Arnalte (Espagne), co-encadrement à raison de 33%.

Date de soutenance : le 8 Avril 2003

Composition du jury :

Président du jury :	J. Sanz (Université Carlos III de Madrid)
Directeurs :	J. M. Rétif S. Arnalt (Université Carlos III de Madrid)
Rapporteurs :	E. Mendez (ESISAR ¹⁵) J. Peracaula (Université polytechnique de Catalogne)
Examineurs :	J.P. Chante (INSA de Lyon) X. Lin-Shi (INSA de Lyon)

Résumé :

Le travail envisagé porte sur la commande directe de couple des machines synchrones. Notre objectif a été de réduire les oscillations de couple et les bruits acoustiques tout en réduisant les contraintes de calcul en temps réel. Pour y parvenir, nous avons développé une méthode DTC à fréquence constante ou DTC synchrone. A différence d'une méthode DTC classique, nous travaillerons à une fréquence constante dans le convertisseur, associée à une modulation MLI vectorielle. Les régulateurs à hystérésis et la table de sélection de vecteurs ont été éliminés, ce qui constitue une simplification significative de la commande.

Dans ce travail nous avons également inclus une nouvelle méthode de commande pour généraliser 'l'approche DTC' dans un contexte plus formel. En effet, si nous considérons comme objet de la commande l'ensemble convertisseur machine, il s'agit à un instant donné de choisir un état de commutation et sa durée pour approcher au mieux des références représentées par des grandeurs électriques telles des courants un flux, un couple. Cette

¹⁵ Ecole Supérieure d'Ingénieurs en Systèmes Industriels Avancés Rhône-Alpes

approche, que nous avons qualifiée de Commande Hybride, constitue une voie novatrice pour laquelle nous avons validé les principes.

► Thèse **F. Morand** : «Technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones», thèse MENR, directeur de thèse : J. M. Rétif, co-direction à raison de 50%.

Date de soutenance : le 7 janvier 2005

Composition du jury :

Président du jury : M. Pietrzak-David (INP Toulouse)
Directeur : J. M. Rétif, co-directrice : **X. Lin-Shi**
Rapporteurs : L. Loron (Ecole Polytechnique de Nantes)
J. P. Rognon (ENSIEG¹⁶)
Examineurs: M. Tientcheu-Yamdeu (Leroy somer)

Résumé :

Dans le domaine des petites puissances, la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement. Deux catégories de méthodes permettent de reconstituer cette grandeur de vitesse rotorique. La première issue du corpus de l'automatique implique une modélisation du moteur asynchrone par des équations d'état. Nous avons ainsi avec cette démarche mis en oeuvre et validé expérimentalement deux observateurs d'état (Filtre de Kalman, observateur à modes glissants). La seconde, basée sur la géométrie de la machine, exploite les harmoniques d'encoches présents dans le courant statorique. Cette technique implique un traitement en temps réel performant des susdits harmoniques. Cette seconde méthode a fait l'objet d'un développement important tout au long de cette thèse. Elle a abouti à la réalisation d'une carte électronique dédiée faible coût, qui s'est avérée performante. L'ensemble des solutions avec ou sans modèle a été expérimenté afin de comparer les caractéristiques de précision et de dynamique des différentes méthodes.

► Thèse **S. Trochut** : «Etude de stabilité des convertisseurs à découpage monolithiques : Application à la téléphonie mobile», thèse CIFRE STMicroelectronics, directeur de thèse : B. Allard (Maître de Conférences, HDR), co-encadrement à raison de 50%.

Date de soutenance : 19 juillet 2005.

Composition du jury :

Président du jury : J.P. Chante (INSA de Lyon-CEGELY)
Directeur : B. Allard (INSA de Lyon-CEGELY)
Rapporteurs : J. P. Ferrieux (INP Grenoble)
J. Buisson (Supélec Rennes)
Examineurs: C. Prémont (ST-Microelectronics-Grenoble)

¹⁶ Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electriciens de Grenoble

Invitée¹⁷

X. Lin-Shi (INSA de Lyon)

Invité

Y. Hervé (LAAS, Toulouse)

Résumé :

Cette thèse propose une contribution à l'étude de stabilité du régulateur à découpage de type abaisseur de tension. Les approches classiques basées sur des méthodes linéaires sont explorées mais très vite abandonnées. La méthode dite du premier harmonique est elle aussi rapidement abordée. Cette étude s'oriente ensuite vers des approches non-linéaires et les modèles à dynamiques hybrides. Ces dernières méthodes permettent de définir un critère de stabilité générique, valide aussi pour d'autres types de régulateurs (élevateur et abaisseur-élevateur).

Le critère trouvé est ensuite éprouvé de différentes manières :

- ❑ simulations mathématiques de modèles dit hybrides ;
- ❑ simulations basées sur des modèles VHDL-AMS ;
- ❑ simulations électriques basées sur des modèles niveau transistors ;
- ❑ réalisation d'un prototype basé sur des composants discrets.

Les convertisseurs à découpage réalisés durant cette étude ont été analysés à posteriori et une très bonne concordance a été constatée entre les prédictions et la réalité du fonctionnement.

► Thèse **S. Guo**, « Commande directe des convertisseurs monolithique à très haute fréquence de découpage », thèse en cotutelle avec Shanghai Université financée par l'ambassade de France en Chine, directeurs de thèse : B. Allard (France), Y. Ruan (Chine), co-direction à raison de 50%, début de la thèse : septembre 2006 (cf. 4.1).

► Thèse **M. Trabelsi**, « Commande hybride prédictive des systèmes physiques à topologie variable », thèse MENR, directeur de thèse : J. M. Rétif (33%), co-direction à raison de 34%, X. Brun (33%), début de la thèse : septembre 2006.

► Thèse **L. Zhu**, « Commande d'un moteur électrique en réseau », thèse en cotutelle avec North-Western Polytechnical University (NPU) financée par le gouvernement chinois, directeur de thèse : J. M. Rétif, (France), G. Dai (Chine), co-direction à raison de 50%, début de la thèse : novembre 2006 (cf. 4.1).

¹⁷ A l'époque, la direction de la recherche de l'INSA limitait à 5 les membres de jury et nous avons privilégié la venue de membres extérieurs au laboratoire.

3.3. Encadrement et co-encadrement scientifique de DEA et de Master Recherche

Chaque année, je participe à l'encadrement de DEA ou Master Sciences de l'Information, des Dispositifs et des Systèmes (SIDS). Voici quelques exemples :

2006-2007	H. Dardour	Master Génie des Systèmes Automatisés « Commande directe d'un convertisseur à très haute fréquence de découpage »
2005-2006	T. P. Do	Master Génie des Systèmes Automatisés « Commande hybride d'un moteur asynchrone via une carte Dspace 1104 »
2004-2005	R. Belkacemi	Master Composants et Systèmes Electriques « Comparaison en simulation et en temps réel de méthodes d'observateur utilisées pour la commande et de la diagnostic »
2004-2005	A. Sellier	Master Génie des Systèmes Automatisés « Commande hybride en effort d'un distributeur électropneumatique »
2003-2004	X. Legrand	DEA en Automatique Industrielle « Commande hybride d'un vérin électropneumatique »
2002-2003	D. Jaquet	DEA en Automatique Industrielle « Commande hybride d'une machine synchrone à rotor bobiné »
2001-2002	M. Tarhini	DEA en Génie Electrique. « Etude expérimentale du comportement de convertisseur »
2000-2001	F. Chapuis	DEA en Génie Electrique « Comparaison en simulation et en temps réel de méthodes d'observation utilisées pour la commande et le diagnostic »
1999-2000	F. Qian	DEA en Génie Electrique « Approche robuste pour la synthèse de correcteurs polynomiaux appliqués aux grandeurs électriques d'une machine synchrone »

4. COLLABORATIONS SCIENTIFIQUES

4.1. Collaborations internationales

Du fait de mon origine et de ma double culture, je me suis beaucoup investie dans le développement des collaborations avec des laboratoires chinois.

D'abord avec le département d'Automatique de **l'Université de Shanghai**, nous avons accueilli deux chercheurs chinois au CEGELY pendant trois mois grâce à un financement de la région Rhône-Alpes. En avril 2005, j'ai été invitée à l'Université de Shanghai pour un séjour scientifique d'une semaine durant lequel j'ai donné une conférence en chinois sur la commande hybride et effectué une traduction simultanée de la conférence présentée par H. Morel (DR CNRS) sur la modélisation par VHDL-AMS, un langage de description matériel. En octobre 2005, j'ai pris initiative de monter le projet de cotutelle de thèse en répondant à l'appel d'offre lancé par l'Ambassade de France en Chine. Ce projet a été sélectionné et permet le financement de 18 mois en France de **S. Guo** à partir de septembre 2006 pour préparer une thèse en cotutelle avec le département d'Automatique de l'Université de Shanghai.

Ensuite dans le cadre d'une charte signée par le gouvernement français et le gouvernement chinois concernant la création d'une école doctorale Franco-Chinoise, j'ai été interlocutrice directe entre le CEGELY et le college Automation of **North-Western Polytechnical University** de Xian en Chine.

J'ai ainsi mené les multiples tâches administratives fastidieuses (rédaction et traduction de la convention, résolution des problèmes pour l'obtention de visa, demande d'autorisation d'inscription, recherche de logement...), qui ont permis l'accueil de Monsieur **L. Zhu** pour une thèse en cotutelle, thèse qui a démarrée en novembre 2006. L'objectif de cette thèse est d'étudier des transformations et des lois de commande pour des systèmes dont la mesure et le calcul de la commande sont réalisés de façon distante. Cette collaboration est prometteuse puisqu'elle s'inscrit dans la nouvelle thématique de recherche concernant la commande des systèmes via des réseaux pour lequel beaucoup de problèmes restent actuellement ouverts et correspondent à des verrous technologiques.

4.2. Collaborations nationales

Collaboration avec le LAI - INSA de Lyon (jusqu'à janvier 2007)

Depuis que j'ai quitté le LAI lors de ma promotion à un poste de Maître de Conférences au CEGELY, j'ai maintenu mes contacts scientifiques avec mes anciens collègues. J'ai ainsi participé aux nombreuses discussions scientifiques par exemple dans le cadre d'un groupe de travail sur la modélisation et la simulation de systèmes physiques pluridisciplinaires (E. Bideaux, W. Marquis-Favre). Plus récemment, une collaboration concernant l'application de la

commande hybride sur des systèmes électropneumatiques a donné lieu à la publication dans une revue internationale et deux communications internationales (X. Brun, M. Smaoui, D. Thomasset).

Ces collaborations ont contribué à la fusion du CEGELY et du LAI pour la création du Laboratoire Ampère en janvier 2007.

Collaboration avec le LAGEP¹⁸ – UCB Lyon1)

Réalisé avec C. Valentin (MdC, HDR), cette collaboration porte sur la modélisation des systèmes dynamiques hybrides et a conduit à la publication de deux articles dans deux revues internationales (*Lin - Shi, RI-7, 8*).

Participation à des groupes de travail

Depuis 2003 Participation au groupe de travail CE2 (**Commande des Entraînements Electriques**) inter GDR MACS et ME2MS remplacé par SEEDS (Systèmes d'Energies Electriques dans leurs Dimensions Sociétales) animé par L. Loron, P. Martin et A. Glumineau.

Travaux présentés par nos doctorants :

« Le capteur virtuel de vitesse pour machine asynchrone », 17/06/2004 (F. Morand)

« La commande DTC synchrone des machines synchrones et asynchrones », 17/06/2004 (A. Llor)

« Commande hybride des machines tournantes », 17/06/2004 (F. Morel)

Depuis 2004 Participation au groupe de travail sur les **Systèmes Dynamiques Hybrides du GDR MACS** du **CNRS**, de la **SEE** (Société des Electriciens et Electroniciens) et du **Club EEA** animé par Janan Zaytoon puis Jamal Daafouz et Hervé Gueguen.

Travail présenté par J.M. Rétif:

« Commande hybride des dispositifs électriques », 09/2004

Ces groupes de travail nous permettent d'avoir des échanges très enrichissants avec d'autres laboratoires français, notamment avec le Centre de Recherche en Automatique de Nancy (CRAN, UMR CNRS 7039) pour l'étude de la stabilité des systèmes hybrides (J. Daafouz, C. Iung).

¹⁸ Laboratoire d'Automatique et de Génie des Procédés

5. ACTIVITES PEDAGOGIQUES

Avant septembre 1993, mes activités d'enseignement se déroulaient principalement au département de Génie Mécanique Conception de l'INSA de Lyon. Je suis intervenue également au département Génie Productique (GPR) de l'INSA de Lyon, devenu depuis 2005 le département Génie Industriel, jusqu'en septembre 2002. Depuis septembre 1993, l'essentiel de mes activités s'exerce au département Génie Electrique de l'INSA de Lyon.

Le département Génie Electrique (GE) est l'un des dix départements de l'INSA de Lyon, qui est une école d'ingénieurs à 1^{er} cycle intégré¹⁹. Le département compte 38 enseignants-chercheurs avec environ 3x125 élèves et 300K€ de budget annuel. Il forme des ingénieurs pluridisciplinaires en Électronique, Électrotechnique, Automatique, Informatique industrielle et Télécommunications (E.E.A.I.I.T).

J'ai intégré l'équipe d'enseignement d'Automatique du département GE en 1993. Cette équipe composée de 4 professeurs et 6 maîtres de conférences assure la formation en automatique continue et systèmes à événements discrets pour les 3^{ième}, 4^{ième} et 5^{ième} années¹⁹ du département. Les cours magistraux et la plupart des Travaux Dirigés étant dispensés par les professeurs, je me suis surtout investie dans les Travaux Pratiques pour lesquels j'ai pris la Responsabilité de la plate-forme « Mesure, Automatique et Productique » en 5^{ième} année (120 étudiants /an) depuis 1995. En dehors du département, je suis sollicitée régulièrement pour encadrer des formations continues dans le domaine de l'Automatique, où j'assume à la fois des cours, des TD et des TP.

Le Tableau 5-1 résume mes principales activités d'enseignement. Les descriptions de ces enseignements sont détaillées en 5.1 et 5.2.

Pour l'année universitaire 2006-2007, mes heures d'enseignement, toutes formations confondues, sont d'environ 280 heures équivalent TD:

- 8 h de cours +12 h de projet « Option Transversale Mécatronique »
- 6 h de cours « Automatique des systèmes continus »
- 10 h de TD « Modélisation »
- 16 h de TD « Automatique des systèmes continus »
- 180 h de TP « Automatique 2 »
- 120 h de TP « Automatique 4 »
- 40 h de PFE

¹⁹ Les mentions 3^{ième}, 4^{ième} et 5^{ième} année correspondent aux niveaux respectifs BAC+3, BAC+4, BAC+5

Intitulés	Période	Nature	Volume	Public
Formations initiales				
Modélisation	Depuis 2004	TD	10h	3 ^{ème} année GE
Régulation	2003-2004	Cours ²⁰ (60)	12h	4 ^{ème} année GE
Automatique 2	Depuis 1993	TP	3x60h	4 ^{ème} année GE
Automatique 4	Depuis 1994	TP	2x60h	5 ^{ème} année GE
Automates Programmables Industriels	1999-2002	TP	3x12h	3 ^{ème} année GPR
Option Transversale Mécatronique ²¹	Depuis 2004	Cours (25)	8h	5 ^{ème} année
Projets de fin d'étude (PFE)	Depuis 2004	Projet	1 à 2x30h	5 ^{ème} année GE
Projets Réalisations Techniques (PRT)	Depuis 1995	Projet	2x6h	4 ^{ème} année GE
Suivis de stage	Depuis 1999	Stage	3,5h	4 ^{ème} année GE
Recherche documentaire	Depuis 2006	Projet	3,5h	3 ^{ème} année GE
Formations Continues				
Automatique des systèmes continus	Depuis 2002 tous les 2 ans	C (36) TD TP	6h 2x8h 2x12h	ITII ²² de Lyon
Systèmes asservis linéaires	2003	C (10) TD TP	6h 6h 12h	ISTP ²³
Commande par la logique floue	2004	C (8) TP	2h 4h	CAST ²⁴
Commande des actionneurs	2005	C (8) TP	4h 8h	CAST ²⁴

Tableau 5-1: Résumé de mes activités d'enseignement

²⁰ Le nombre d'étudiants est indiqué entre parenthèse

²¹ Option ouverte à tous les étudiants de l'INSA, quelque soit leurs départements

²² Institut des Techniques d'Ingénieur de l'Industrie

²³ Institut Supérieur des Techniques Productiques

²⁴ CAST S.A. filiale de l'INSA de Lyon

5.1. Formations initiales

- « Modélisation », TD (10h)
Définitions et bases des variables d'état continues. Modélisation par « bond graph » permettant d'aborder la modélisation multi-domaines en respectant les problèmes liés à la causalité.
- « Régulation », Cours pour remplacer le Pr. J.M. Rétif (congé maladie) en 2003.
Notions d'asservissement et de régulation. Synthèse de correcteurs. Robustesse d'une commande, fonction de sensibilité, (marge de module, marge de retard). Commande par un régulateur PI ou PID, approches continues et discrètes. Synthèse d'un correcteur discret par placement des zéros et de pôles.
- « Automatique 2 » TP (60h)
Principaux thèmes :
 - Asservissement de vitesse d'un moteur (fonction de transfert, stabilité, correcteur PID)
 - Modélisation et simulation de processus (Matlab/Simulink)
 - Mise en œuvre d'un servomoteur (Réponse indicielle, correcteurs P, PI, temps de réponse)
 - Asservissement de vitesse (PLL).
- « Automatique 4 » TP (60h)
Principaux thèmes :
 - Identification des systèmes mono-variables
 - Synthèse et la mise en œuvre des correcteurs discrets à l'aide de la transformée en z
 - Commande par la logique floue
 - Régulation de niveau (mono et multi variables).
- « Automates Programmables Industriels (API) », TP (12h)
Mise en œuvre du GEMMA et du GRAFCET sur API: Traitement de surface, Perceuse automatisée, Transfert libre.
- « Option Transversale Mécatronique », Cours (8h) + Projet(12h)
Cette formation, à caractère fortement pluridisciplinaire, est destinée à préparer les futurs ingénieurs à résoudre des problèmes concrets de modélisation, d'analyse et de commande de systèmes physiques. J'interviens sur l'aspect modélisation et implémentation de lois de commande (capteurs, convertisseurs, actionneurs, DSP, microcontrôleur...).
- Projets de fin d'étude (60hTP/projet)

Depuis 1993, j'ai participé à l'encadrement ou co-encadrement d'au moins un projet chaque année à vocation enseignement, recherche ou sur des sujets industriels. Chaque projet est traité par une équipe de 2-4 élèves-ingénieurs sur une durée de 400 heures environ, réparties sur le deuxième semestre, dont les deux derniers mois à temps complet.

- Projets Réalisations Techniques (6hTP/projet)

Réaliser en binôme, il s'agit d'un projet technique visant à analyser le besoin client, à élaborer un cahier des charges puis à concevoir, simuler, réaliser, tester, valider une solution.

- Suivis de stage (3,5hTP/stage)

Suivi en moyenne d'un stage industriel par année universitaire. Chaque suivi se termine par une visite d'entreprise, un entretien avec le responsable du stage et une rédaction d'un compte-rendu du déroulement de stage.

- Recherche documentaire (3,5hTP/projet)

Ce projet permet aux élèves ingénieurs, par équipes d'environ 8 à 10, d'aborder la connaissance de l'entreprise et du métier de l'ingénieur à travers le développement d'une offre de produits ou de services, imaginée par l'équipe dans le cadre d'une recherche documentaire.

5.2. Formation continue

- « Automatique des systèmes continus », Cours (6h)+TD(8h)+TP(12h)

Formation ITII spécialité Génie Industriel pour des techniciens supérieurs (Bac+2) préparant une qualification professionnelle avec une délivrance d'un titre d'ingénieur.

- « Systèmes asservis linéaires », Cours (6h) + TD (6h) + TP (12h)

Formation ISTP Saint-Etienne, filière Entreprise. Pour cette formation, certains cours et TD sont effectués à distance.

- « Commande par la logique floue », Cours (2h) + TP (4h)

Formation inter - entreprise pour des ingénieurs.

- « Commande des actionneurs», Cours (4h) +TP (8h)

Formation inter - entreprise pour des ingénieurs.

5.3. Renovations et innovations pédagogiques

- Création et élaboration de nouveaux TP.

Depuis mon arrivée, il y a plus de 10 ans, sur la plate-forme « Mesure, Automatique, Productique » (MAP), j'ai participé activement à l'évolution des manipulations existantes et j'ai élaboré de nouveaux TP.

Avec la participation de P. Brossard, responsable de la plate-forme en 4^{ème} année, nous avons ainsi, pour satisfaire aux évolutions de nos disciplines, réactualisé pratiquement tous les TP de la 4^{ème} année :

- ❑ Asservissement de vitesse commandé par PLL (en remplacement du TP « Courant porteur »).
- ❑ Mise en oeuvre d'un servomoteur (en remplacement du TP « Asservissement de position »).
- ❑ Asservissement de vitesse via un système DSpace1102 (en remplacement du TP « Groupe Ward-Léonard »).
- ❑ Modélisation et simulation de processus (en remplacement du TP « Simulation »).

Pour les TP de la 5^{ème} année, en tant que responsable de la plate-forme, je me suis beaucoup investie dans la création et l'élaboration de nouveaux TP. Ainsi, soit via des projets que j'ai encadrés ou par un développement personnel les TP suivants ont été élaborés:

- ❑ Identification de processus mono-variable.
 - ❑ Régulation de niveau.
 - ❑ Commande par la Logique Floue.
 - ❑ Commande numérique d'un moteur à courant continu.
-
- **Membre fondateur** pour la création de l'option transversale « Mécatronique ».
 - Rédaction d'une partie de polycopié pour les TP de 4^{ième} et de 5^{ième} année GE.

6. RESPONSABILITES COLLECTIVES

Enseignement :

Depuis 1995 :

Responsable de la plate-forme de travaux pratiques « Mesure, Automatique et Productique » en 5^{ème} année du département GE.

Recherche :

Période 2002-2004 :

Membre nommé de la Commission de Spécialistes de l'INSA de Lyon en 61^e section CNU.

Période 2003-2007 :

Membre nommé de la Commission de Spécialistes de l'Ecole Centrale de Lyon en 61^e/63^e section CNU.

Depuis 2004 :

Membre élu de la Commission de Spécialistes de l'INSA de Lyon en 61^e section CNU.

Depuis 2007 :

Membre nommé de la Commission de Spécialistes de l'Ecole Centrale de Lyon en 27^{ème}/61^{ème}/63^{ème} section CNU.

Laboratoire :

Depuis janvier 2007 :

Membre élu du conseil de Laboratoire Ampère.

Campus :

Période 1999-2001 :

Trésorière adjointe du Centre de Loisirs Educatifs, structure d'accueil pour les enfants des personnels du CAMPUS (INSA de Lyon - UCB Lyon 1 – CNRS).

Période 2002-2004 :

Membre du conseil du Club Personnel de l'INSA de Lyon.

Deuxième Partie :

Synthèse des activités de recherche

Sommaire de la deuxième partie

DEUXIEME PARTIE : SYNTHESE DES ACTIVITES DE RECHERCHE	41
7. INTRODUCTION.....	45
8. COMMANDE POUR DES ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES	49
8.1. Introduction.....	49
8.2. Approche non-linéaire et robuste pour des machines asynchrones	50
8.2.1. <i>Linéarisation entrée-sortie</i>	50
8.2.2. <i>Synthèse robuste des correcteurs</i>	54
8.2.3. <i>Observateur non-linéaire</i>	58
8.2.4. <i>Résultats expérimentaux</i>	62
8.3. Commande directe de couple pour des machines synchrones à aimants permanents	64
8.3.1. <i>La commande directe de couple (DTC) classique</i>	64
8.3.2. <i>La commande DTC à fréquence de modulation constante</i>	66
8.3.3. <i>Résultats expérimentaux</i>	69
8.4. Conclusion	71
9. APPROCHES SYSTEMES DYNAMIQUES HYBRIDES	73
9.1. Introduction.....	73
9.2. Principe de la commande hybride	75
9.3. Application à la machine synchrone à aimants permanents	77
9.3.1. <i>Modèle hybride</i>	77
9.3.2. <i>Algorithme de la commande hybride</i>	80
9.3.3. <i>Implémentation en temps réel</i>	81
9.3.4. <i>Résultats expérimentaux</i>	83
9.4. Commande hybride en effort d'un actionneur électropneumatique	86
9.4.1. <i>Modélisation du système</i>	86
9.4.2. <i>Commande hybride</i>	88
9.4.3. <i>Résultats expérimentaux</i>	90
9.5. Conclusion	92
10. ETUDE POUR DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE A DECOUPAGE ...	93
10.1. Introduction.....	93
10.2. Approche robuste pour la conception d'un correcteur analogique pour des convertisseurs à découpage	95
10.3. Synthèse robuste par optimisation stochastique d'un correcteur numérique pour des convertisseurs à découpage	100
10.3.1. <i>Concepts généraux</i>	100
10.3.2. <i>Application au convertisseur de puissance abaisseur de tension</i>	103
10.4. Commande non-linéaire d'un convertisseur élévateur de tension	112
10.4.1. <i>Modèle moyen non-linéaire</i>	112
10.4.2. <i>Conception de la commande non-linéaire</i>	114
10.4.3. <i>Validation expérimentale</i>	118
10.5. Conclusion	120
11. CONCLUSION ET PERSPECTIVES	121
12. BIBLIOGRAPHIES.....	127
13. NOTATIONS ET SYMBOLES UTILISES	137

7. INTRODUCTION

L'Automatique est par essence interdisciplinaire. Elle traite de la conception, de la modélisation, de l'analyse, de la synthèse et de la mise en œuvre de lois de commande pour des systèmes dynamiques. Durant ces dernières décennies, des avancées significatives ont été faites dans le domaine de l'Automatique en théorie comme en méthodologie. L'évolution croissante des moyens technologiques de la micro-informatique, de la microélectronique, permet aujourd'hui la maîtrise des systèmes de plus en plus complexes avec des outils issus de l'Automatique de plus en plus élaborés. Cependant, malgré le raffinement des outils de simulation, la réalisation expérimentale avec des contraintes de calcul en temps réel sévère relève encore de nombreux défis scientifiques. Notre action se situe à l'articulation entre l'exploitation, l'adaptation des méthodes issues de l'Automatique et la mise en œuvre en temps-réel des algorithmes sur des architectures de calcul véloces.

Comme je l'ai présenté brièvement dans la première partie, j'ai intégré, en 1994, lors de ma nomination en qualité de Maître de Conférences, l'équipe « commande » du thème C du CEGELY. Malgré le faible effectif de cette équipe composée principalement par le Pr. Rétif et moi-même, nous avons mené de nombreuses actions de recherche qui ont abouties à des résultats dans le domaine de l'Automatique appliquée en Génie Electrique. Afin d'avoir une vue synthétique des thèmes de recherche abordés, je donne sur la Figure 7-1 les principaux résultats des travaux de recherche qui me sont personnels ou qui sont issus des thèses pour lesquelles j'ai participé à l'encadrement ou que j'encadre actuellement.

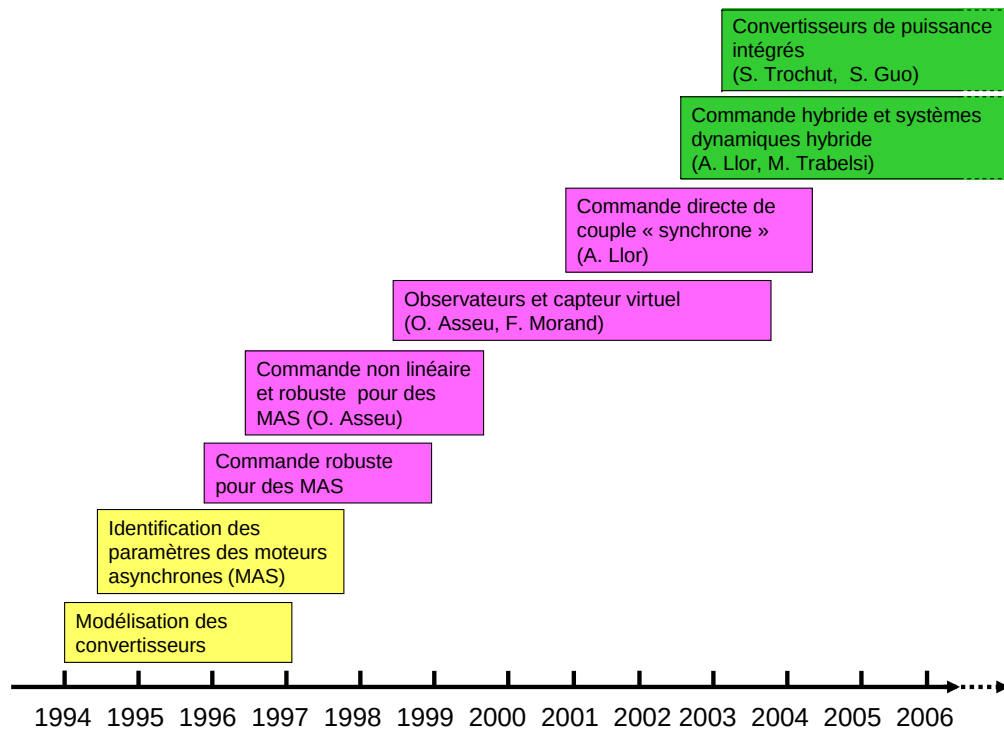


Figure 7-1 : Evolution des activités de recherche et des thèses encadrées

Dans cette deuxième partie consacrée au volet « Recherche » de mes activités, j'ai choisi d'organiser la présentation en trois chapitres.

Dans le premier chapitre, deux méthodes de commande sont présentées pour des moteurs asynchrones et synchrones. La première est une commande non-linéaire associée à un correcteur robuste (synthèse H_∞) et un observateur permettant ainsi la prise en compte des erreurs de modélisation et des variations paramétriques de la machine. La deuxième est une commande directe de couple (DTC) originale pour laquelle la réactualisation des états de l'onduleur s'effectue à fréquence constante, ce qui réduit considérablement les contraintes de calcul en temps réel et présente ainsi un intérêt économique.

Le deuxième chapitre introduit la commande hybride avec un point de vue Systèmes Dynamiques Hybrides (SDH). En effet l'association d'un convertisseur et d'une charge constitue un système dynamique hybride dont la topologie est fonction des états du convertisseur. Les commandes des SDH comme la commande optimale ou la commande prédictive proposées dans les bibliographies ne sont pas envisageables pour les SDH rapides du fait que ces algorithmes exigent généralement un temps de calcul très important. Au regard de cette difficulté, notre approche consiste à utiliser un modèle simple du système hybride représentatif sur l'horizon du temps de décision sur lequel on peut appliquer une ou plusieurs stratégies de poursuite dans l'espace d'état. Dans une continuité méthodologique, nous avons étendu les principes généraux d'une

commande hybride à d'autres SDH constitués de l'association d'un modulateur de puissance ayant un nombre d'états discrets fini et d'un processus continu. L'exemple d'un vérin pneumatique commandé par des distributeurs tout ou rien en est une illustration.

Le troisième chapitre est consacré à la commande des convertisseurs de puissance à découpage monolithiques. Le problème repose sur le développement des alimentations intégrées pour les systèmes embarqués comme les téléphones mobiles. Trois solutions sont proposées.

La première basée sur l'analyse des fonctions de sensibilité permet de déterminer un correcteur analogique pour des convertisseurs abaisseurs de tension.

La deuxième est une solution entièrement numérique qui répond au besoin des convertisseurs à très haute fréquence de découpage. Une méthode de placement de pôle robuste, utilisant conjointement la logique floue et les algorithmes génétiques, réalisée hors ligne, est présentée.

La troisième est une commande non-linéaire permettant s'affranchir des problèmes liés au comportement non-linéaire de certaines topologies de convertisseurs.

Mes projets de recherches futurs seront développés à la fin de cette deuxième partie.

8. COMMANDE POUR DES ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES

8.1. Introduction

Les développements actuels en électrotechnique permettent une amélioration des performances et de la fonctionnalité des entraînements électriques. L'actionneur électrique joue un rôle croissant dans des domaines d'applications telle la traction électrique ou la robotique. Dans toutes ces applications, la maîtrise du couple est essentielle. Jusqu'aux années 80, les machines à courant continu étaient majoritairement utilisées dans les entraînements électriques. Elles associent à une dynamique élevée, des facilités de commande liées à la relation directe entre le couple et le courant. Cependant, leur limitation en puissance et leur coût d'entretien élevé a réorienté, en particulier la traction électrique, vers de nouvelles technologies: machines synchrones puis asynchrones. En effet, les moteurs asynchrones, en raison de leur faible coût et de leur robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des entraînements à vitesse variable. Cependant, pour contrôler efficacement la dynamique du couple d'un moteur asynchrone, il faut employer des stratégies de commande plus élaborées. La commande couramment utilisée est la commande vectorielle [Blaschke, 1972] qui permet la maîtrise des transitoires de couple. Depuis les premiers travaux de Blaschke au début des années soixante-dix, des améliorations et des variantes de la commande vectorielle sont apparues [Leonhard, 1986]. Par ailleurs, la structure d'état non-linéaire et multi-variable des modèles des machines asynchrones a naturellement conduit à mettre en œuvre les méthodes de commande non-linéaire et en particulier les techniques de linéarisation et /ou découplage entrées-sorties [Isidori, 1989]. Parmi les nombreux résultats ayant donné lieu à publications, on peut citer [Luca et al., 1989, Georgiou, 1989, Kim et al., 1990, Marino et al. 1993, Raumer et al. 1993,1, Raumer et al. 1993,2, Bellini et al., 1993].

Bien que ces techniques soient avérées formellement, l'application à des procédés réels soulève un certain nombre de problèmes spécifiques. La technique de linéarisation entrées/sorties présente une dégradation de ses performances lorsqu'il y a présence des erreurs de modélisation ou d'une dérive sur les paramètres de la machine.

Pour assurer une bonne performance de système, notre approche consiste, d'une part, à synthétiser des correcteurs robuste placés en amont de la commande linéarisante et d'autre part, à concevoir des observateurs étendus permettant une estimation des paramètres variants comme la résistance rotorique, paramètre qui évolue le plus. Cette méthodologie sera illustrée dans les paragraphes 8.2.2 et 8.2.3 à travers un exemple simple.

Dans les années 1980, sont apparues les premières commandes dites directes de couple électromagnétique (DTC) [Takahashi et al. 1986, Debenbrock, 1988]. Initialement développé pour les machines asynchrones, ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non-linéaires de type hystérésis, ce qui requiert, s'ils sont réalisés numériquement, une fréquence de calcul importante. D'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations de couple et des bruits acoustiques indésirables.

Afin de s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et d'améliorer les défauts de la commande DTC classique, nous avons développé une technique qui réduit les oscillations de couple et les bruits acoustiques en imposant une fréquence de modulation constante. Cette technique que nous avons appelé *DTC à fréquence de modulation constante* ou *DTC synchrone* sera présentée dans 8.3.

8.2. Approche non-linéaire et robuste pour des machines asynchrones

8.2.1. Linéarisation entrée-sortie

Les différentes approches de linéarisation entrée-sortie utilisées pour les machines asynchrones se distinguent par le choix du repère ($\alpha - \beta$ ou $d - q$) et le choix de ou des sorties (couple, vitesse, flux, ...). Le repère $d - q$ est moins exigeant que le repère $\alpha - \beta$ pour la fréquence de calcul du fait que les grandeurs sont constantes en régime permanent. Nous avons donc choisi de travailler dans le repère $d - q$. Ainsi, dans ce repère, les équations de la machine asynchrone, par la transformation de Park, s'écrivent :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \beta L_m \sigma_r\right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \beta \sigma_r \Phi_{dr} + \beta \omega_r \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{T_s\sigma} + \beta L_m \sigma_r\right) I_{qs} - \beta \omega_r \Phi_{dr} + \beta \sigma_r \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \sigma_r L_m I_{ds} - \sigma_r \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \sigma_r L_m I_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} - \sigma_r \Phi_{qr} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = p^2 \frac{L_m}{L_r J} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) - \frac{p}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases}$$

avec $T_s = \frac{L_s}{R_s}$; $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$; $\beta = \frac{1-\sigma}{\sigma L_m}$; $\sigma_r = \frac{R_r}{L_r} = \frac{1}{T_r}$

En choisissant l'axe d aligné avec la direction du vecteur de flux rotorique, c'est-à-dire, celui où $\Phi_{qr} = 0$, le modèle de la machine devient :

$$\dot{x} = f(x) + g.u$$

avec

$$x = \begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} & \Phi_{dr} & \omega_r \end{bmatrix}^t \quad \text{et} \quad u = \begin{bmatrix} V_{ds} & V_{qs} \end{bmatrix}^t$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \beta L_m \sigma_r\right) I_{ds} + \left(\omega_r + \frac{\sigma_r L_m I_{qs}}{\Phi_{dr}}\right) I_{qs} + \beta \sigma_r \Phi_{dr} \\ -\left(\omega_r + \frac{\sigma_r L_m I_{qs}}{\Phi_{dr}}\right) I_{ds} - \left(\frac{1}{T_s\sigma} + \beta L_m \sigma_r\right) I_{qs} - \beta \omega_r \Phi_{dr} \\ \sigma_r L_m I_{ds} - \sigma_r \Phi_{dr} \\ p^2 \frac{L_m}{L_r J} \Phi_{dr} I_{qs} - \frac{p}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{bmatrix}$$

$$g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec ce modèle non - linéaire, on applique la technique de la linéarisation entrée-sortie en choisissant comme sortie $y = (h_1(x), h_2(x))^t = (\Phi_{dr}, \omega_r)^t$.

Les degrés relatifs du Φ_r et du ω_r sont de 2. En choisissant le changement de coordonnées (difféomorphisme) suivant :

$$\begin{aligned} z_1 &= h_1(x); & z_2 &= L_f h_1(x); \\ z_3 &= h_2(x); & z_4 &= L_f h_2(x) \end{aligned}$$

Le système s'exprime dans les nouvelles coordonnées par :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) u_1 + L_{g_2} L_f h_1(x) u_2 \\ \dot{z}_3 &= z_4 \\ \dot{z}_4 &= L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) u_1 + L_{g_2} L_f h_2(x) u_2 \end{aligned}$$

On peut déterminer le retour d'état permettant le découplage statique et la linéarisation du système :

$$u = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f h_1(x) & L_{g_2} L_f h_1(x) \\ L_{g_1} L_f h_2(x) & L_{g_2} L_f h_2(x) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_1 - L_f^2 h_1(x) \\ v_2 - L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} = \Delta^{-1}(x) \begin{bmatrix} v_1 - L_f^2 h_1(x) \\ v_2 - L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq 8-1})$$

où v_1 et v_2 sont les nouvelles entrées du système linéarisé et découplé.

La matrice de découplage $\Delta(x)$ est donnée par :

$$\Delta(x) = \begin{bmatrix} \frac{\sigma_r L_m}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{p^2 L_m}{\sigma L_s L_r J} \Phi_{dr} \end{bmatrix}$$

Elle est inversible quand Φ_{dr} est non nul. Donc un point singulier existe au démarrage du moteur, ce qui nécessite une opération de fluxage avant de mettre en œuvre la commande.

L'indice caractéristique du système étant égale à l'ordre du système, il n'y a pas de sous variété rendu inobservable par la loi de commande (Eq 8-1) [Fossard et al., 1993].

Après le découplage, on obtient deux systèmes linéaires comportant chacun un double intégrateur et une seconde boucle de commande par retour d'état (placement de pôles par exemple) permet d'imposer le comportement entrées-sorties.

Dans la thèse d' O. Asseu, cette technique de découplage est appliquée dans le contexte de la commande vectorielle.

La commande vectorielle classique réalise un découplage algébrique courants-tensions par une compensation des termes de couplage issues des deux équations différentielles régissant la dynamique des courants. Cette opération peut être accomplie par une linéarisation entrée-sortie en faisant l'hypothèse d'échelle de temps multiples du système.

On s'intéresse d'abord aux courants qui ont des dynamiques les plus rapides :

$$\begin{aligned}\frac{dI_{ds}}{dt} &= -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \beta L_m \sigma_r\right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \beta \sigma_r \Phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} &= -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{T_s\sigma} + \beta L_m \sigma_r\right) I_{qs} - \beta \omega_r \Phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs}\end{aligned}$$

En choisissant comme entrées les deux tension (V_{ds} , V_{qs}) et comme sorties les deux courants $y = (h_1(x), h_2(x))^t = (I_{ds}, I_{qs})^t$, application de la linéarisation entrée-sortie permet le découplage de ces deux équations avec deux lois de commande suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_s [v_1 - (\beta \sigma_r \Phi_{dr} - \lambda I_{ds} + \omega_s I_{qs})] \\ V_{qs} = \sigma L_s [v_2 - (-\beta \omega_r \Phi_{dr} - \omega_s I_{ds} - \lambda I_{qs})] \end{cases} \quad (\text{Eq 8-2})$$

Notons que la matrice de découplage donnée par

$$\Delta(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}$$

est inversible, ce qui montre qu'il n'y a pas de point singulier pour les commandes (Eq 8-2).

Après le découplage, on obtient deux systèmes linéaires comportant chacun un simple intégrateur. Un correcteur proportionnel permet d'imposer un comportement du premier ordre pour chaque courant.

Une fois les courants statoriques sont asservis, le flux rotorique peut être réglé à la valeur souhaitée par l'intermédiaire de la composante I_{ds} . Pour un niveau de flux constant, le couple sera réglé par le courant I_{qs} .

Cette commande vectorielle après un découplage entrée-sortie appelée *commande vectorielle découplante* sera utilisée par la suite pour illustrer notre approche robuste.

8.2.2. Synthèse robuste des correcteurs

On peut remarquer que la commande linéarisante (Eq 8-1) ou le découplage pour la commande vectorielle découplante (Eq 8-2) proposés précédemment utilisent les modèles simplifiés où les paramètres sont identifiés pour le régime nominal de la machine. D'une part les hypothèses simplificatrices de modélisation introduisent des erreurs sur la forme globale du modèle (phénomènes physiques non considérés, dynamiques négligées, désorientation du repère...), et d'autre part les paramètres nominaux évoluent, notamment la résistance rotorique. Une variation des paramètres provoque évidemment un écart entre le processus réel et le modèle et entraîne un phénomène de recouplage des systèmes découplés mentionnés ci-dessus et par conséquent une modification du comportement statique et dynamique du système en boucle fermée. En outre, les capteurs de mesure fournissent des résultats entachés de bruits et l'onduleur ajoute sur la commande des bruits indésirables.

La prise en compte d'incertitudes sur le processus (incertitudes non structurées) et de bruit sur la sortie, la mesure ou la commande (incertitude structurées) correspond à une approche robuste semi structurée [Oustaloup, 1994].

En spécifiant les erreurs de modèle susceptibles de se produire, il est possible de déterminer la fonction de pondération W_T représentant ces incertitudes. La performance de rejet de perturbation est définie par la fonction de pondération W_S .

L'objectif est de trouver un correcteur $K(s)$, tel que le système augmenté (Figure 8-1) comprenant le modèle du procédé P et les deux incertitudes (W_S et W_T) soit stable en boucle fermée avec $\left\| \begin{matrix} W_S \cdot S_{yy} \\ W_T \cdot T \end{matrix} \right\|_{\infty} < 1$, S_{yy} et T étant respectivement la fonction de sensibilité et la fonction de sensibilité complémentaire.

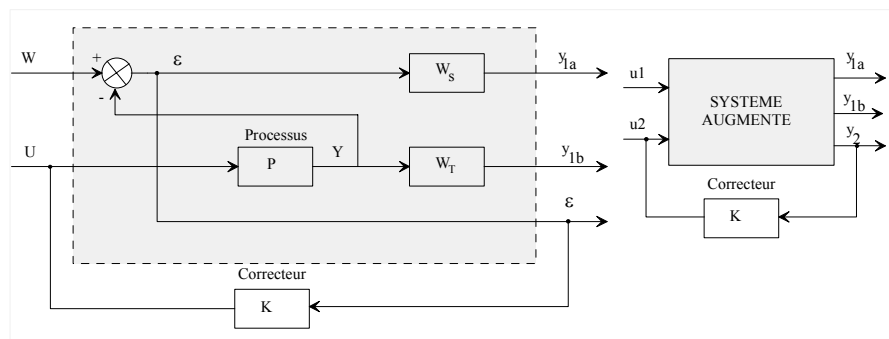


Figure 8-1: Système augmenté semi structuré

Nous allons appliquer cette approche à la commande vectorielle découplante. Le schéma bloc assurant le contrôle des courants I_{ds} , I_{qs} correspond à la Figure 8-2 :

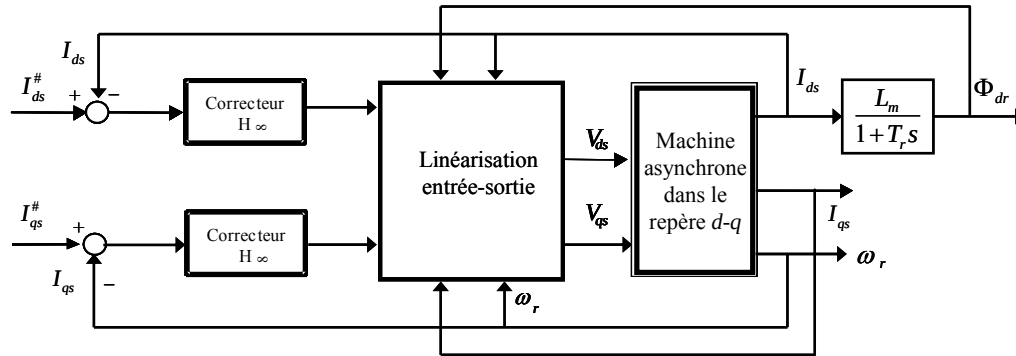


Figure 8-2 : Contrôle des courants

Pour une machine de 5.5 kW, les paramètres identifiés sont les suivants :

$P_n = 5.5 \text{ kW}$; $C_n = 37 \text{ Nm}$; $\Omega_n = 1420 \text{ tr/mn}$; 2 paires de pôle ;
 $R_{sn} = 1 \text{ } \Omega$; $L_{sn} = 0.119 \text{ H}$; $R_{rn} = 1.18 \text{ } \Omega$; $L_{rn} = 0.116 \text{ H}$; $L_{mn} = 0.116 \text{ H}$

Après le découplage, la constante de temps des deux systèmes du premier ordre est de 10ms.

Pour représenter respectivement la performance de rejet de perturbation sur la sortie et les incertitudes sur le modèle, nous avons défini comme gabarits les fonctions de pondérations suivantes :

$$W_s = \frac{50}{(s + 0.09)} \quad 1/W_T = \frac{10^5}{s + 5 \cdot 10^4}$$

Les tracées des comportements de ces deux fonctions de pondération (W_s et $1/W_T$) dans le plan de Bode, sont données par la Figure 8-3.

W_s assure une bande passante de rejet à -30dB de la perturbation sur la sortie inférieure à 1 rad/s. Les erreurs de modélisation sont atténuées au delà de $1.5 \times 10^5 \text{ rad/s}$ ($1/W_T$).

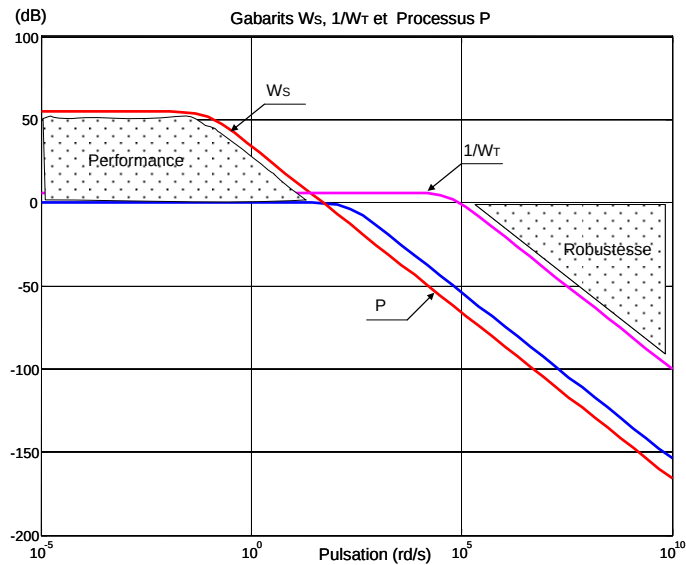


Figure 8-3: Représentation des fonctions de pondération

Une fois les fonctions de pondération définies, le correcteur robuste peut être déterminé suivant les procédures proposées par Doyle [Doyle, 1992] ou les algorithmes de Safonov [Safonov, 1989].

Avec les procédures de Doyle, le correcteur obtenu est défini par :

$$K(s) = 2 \left(\frac{s+100}{s} \right)$$

Le correcteur déterminé par l'algorithme de Safonov aboutit à :

$$K_{saf}(s) = \alpha C(s)$$

$$\text{où } C(s) = 410 \frac{(s+92.423)}{(s+560)(s+0.09)} ; \quad \alpha \in [2, 2.5]$$

Le choix de la valeur α , appelée constante de sécurité, est réglé pour satisfaire les critères de stabilité, rapidité et de performance. Pour $\alpha = 2.5$, la norme H_∞ obtenue vaut 0.7951.

La fonction de transfert en boucle fermée G et l'inverse de la fonction de sensibilité S_{yy} sont tracés dans la Figure 8-4 et la Figure 8-5 pour les deux correcteurs en comparaison avec les gabarits W_S et $1/W_T$.

On peut vérifier, pour les deux correcteurs, qu'en basse fréquence, les bruits de sortie sont rejetés conformément au gabarit W_S et qu'en haute fréquence, la

fonction de transfert G passe très en dessous du gabarit $1/W_T$, ce qui laisse au processus des possibilités de variations.

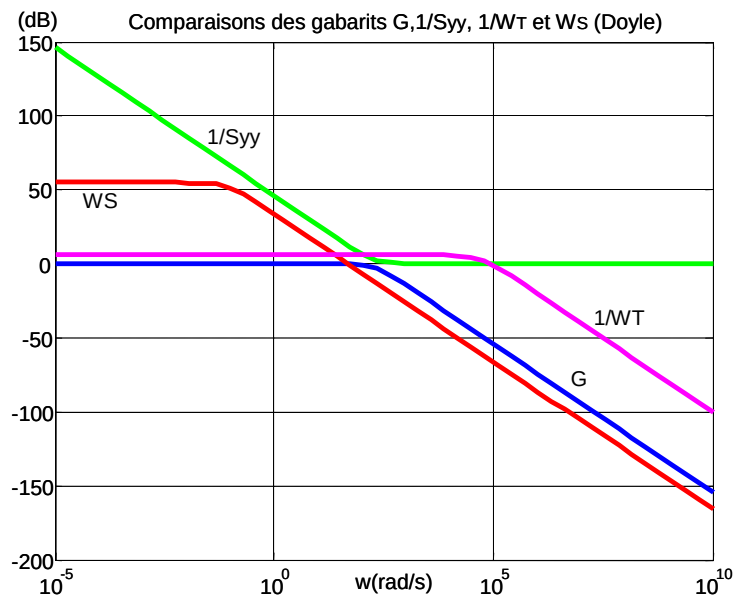


Figure 8-4: Comparaison des gabarits (Doyle)

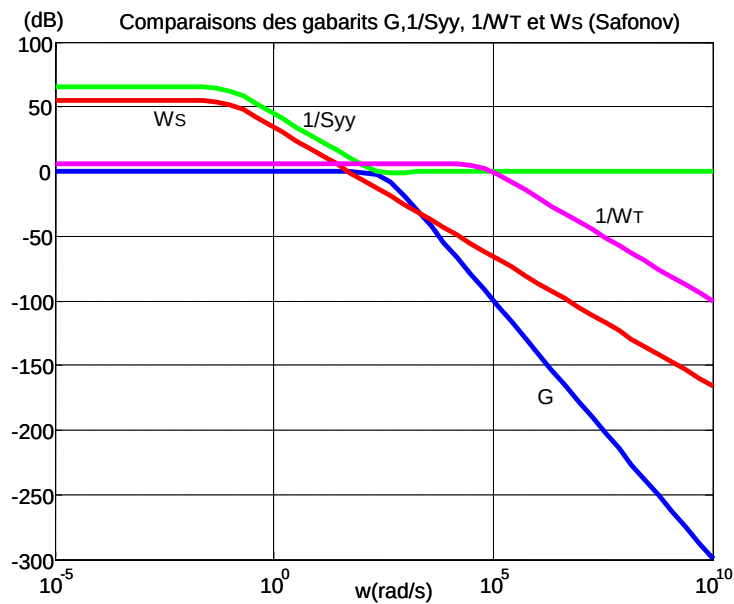


Figure 8-5: Comparaison des gabarits (Safonov)

Une étude comparative de ces deux correcteurs a été menée en simulation. Les résultats ont montré que les deux correcteurs ont une qualité de robustesse similaire alors que le correcteur obtenu avec la méthode de Doyle présente une structure moins complexe que celle du correcteur C_{saf} (s). De ce fait, le correcteur donné par l'algorithme de Doyle est préférable pour une implémentation expérimentale en temps réel.

8.2.3. Observateur non-linéaire

Comme nous l'avons souligné auparavant, la résistance rotorique est un des paramètres le plus variant de la machine asynchrone. Une variation de la résistance rotorique modifie la constante de temps rotorique et provoque ainsi une désorientation du flux. Or les commandes que nous proposons sont basées sur l'hypothèse de l'orientation du repère $d - q$. Pour assurer cette orientation, il faut une estimation en temps réel de la constante de temps rotorique. Nous proposons donc d'utiliser des observateurs étendus à l'inverse de la constante de temps rotorique permettant l'observation des évolutions du rapport $\frac{R_r}{L_r}$.

Il existe de nombreuses publications concernant les observateurs de flux dans le repère $\alpha - \beta$ pour les moteurs asynchrones. Citons par exemple les travaux publiés dans [Verghese et al., 1998, Benchaib et al., 1999, Barbot et al. 2000, Glumineau et al., 2002]. Néanmoins peu d'observateurs sont construits dans le repère $d - q$ en étendant l'observation à la résistance rotorique.

Nous avons développé deux observateurs non-linéaires étendus : observateur par modes glissants [Utkin, 1977] et observateur à grands gains [Bornard et al., 1991]. L'observateur par modes glissants étant présenté dans la thèse O. Asseu, ici seul l'observateur à grands gains sera abordé.

Considérons le vecteur d'état étendu x_e composé de cinq variables d'état :

$$x_e = \begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} & \Phi_{dr} & \Phi_{qr} & \sigma_r \end{bmatrix}^t$$

Par souci d'implémentation de l'observateur sur un dispositif temps réel, on se propose de réduire l'ordre de l'observateur. Etant donné que les courants statoriques I_{ds} et I_{qs} sont mesurés, ils sont supprimés du vecteur d'observation et la correction de l'observation se base sur la différence entre les flux calculés (à partir des mesures) et ceux observés.

En résolvant les deux équations différentielles (Eq 8-3), les flux estimés sont obtenus à partir de la mesures des courants et des tensions statoriques [Chouiter, 1997]:

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dre}}{dt} = \frac{L_r}{L_m}(V_{ds} - R_s I_{ds}) - \frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \left(\frac{dI_{ds}}{dt} - \omega_s I_{qs} \right) + \omega_s \Phi_{qre} \\ \frac{d\Phi_{qre}}{dt} = \frac{L_r}{L_m}(V_{qs} - R_s I_{qs}) - \frac{\sigma L_r L_s}{L_m} \left(\frac{dI_{qs}}{dt} - \omega_s I_{ds} \right) + \omega_s \Phi_{dre} \end{cases} \quad (\text{Eq 8-3})$$

La constante de temps rotorique ne variant pas brusquement, le modèle réduit sur lequel est construit l'observateur à grands gains présente la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_r = f_r(x_r) + g_r(x_r, u_r) \\ y_r = h_r(x_r) \end{cases} \quad (\text{Eq 8-4})$$

$$\begin{aligned} \text{avec : } x_r &= [\Phi_{dre} \quad \Phi_{gre} \quad \sigma_r]^t ; & u_r &= [I_{ds} \quad I_{qs}]^t ; \\ f_r(x_r) &= \begin{cases} -x_{r1}x_{r3} + (\omega_s - \omega_r)x_{r2} \\ -(\omega_s - \omega_r)x_{r2} - x_{r2}x_{r3} \\ \varepsilon \end{cases} ; & g_r(x_r, u) &= \begin{cases} L_m x_{r3} u_{r1} \\ L_m x_{r3} u_{r2} \\ 0 \end{cases} \\ \varepsilon &<< 1 ; & y_r &= [\Phi_{dre} \quad \Phi_{gre}]^t \end{aligned}$$

En posant les indices d'observabilité respectivement des deux sortie $k_1 = 2$ et $k_2 = 1$, la transformation correspondant est définie comme :

$$\Gamma = \begin{bmatrix} z_{r1} \\ z_{r2} \\ z_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{r1} \\ L_f h_{r1} \\ h_{r2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{r1} \\ -x_{r1}x_{r3} + (\omega_s - \omega_r)x_{r2} \\ x_{r2} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq 8-5})$$

La matrice d'observabilité s'écrit :

$$\left[\frac{\partial \Gamma(\hat{x}_r)}{\partial \hat{x}_r} \right] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -x_{r3} & (\omega_s - \omega_r) & -x_{r1} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Le déterminant de cette matrice est x_{r1} . Le système est uniformément observable pour $x_{r1} = \Phi_{dr} \neq 0$. Cette condition est vérifiée du fait qu'il faut fluxer la machine avant le démarrage du moteur.

Le difféomorphisme (Eq 8-5) transforme le système (Eq 8-4) en la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_{r1} \\ \dot{z}_{r2} \\ \dot{z}_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & 0_{2 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & A_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{r1} \\ z_{r2} \\ z_{r3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_1(\Gamma, u_r) \\ \varphi_2(\Gamma, u_r) \end{bmatrix}$$

$$y_r = \begin{bmatrix} C_1 & 0_{1 \times 1} \\ 0_{1 \times 2} & C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{r1} \\ z_{r2} \\ z_{r3} \end{bmatrix}$$

$$\text{avec } A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad A_2 = 0; \quad C_1 = [1 \quad 0]; \quad C_2 = 1$$

$$\begin{aligned} \varphi_1(\Gamma, u_r) = & -\frac{(\omega_s - \omega_r)z_{r3} - z_{r2}}{z_{r1}} \left\{ -[(\omega_s - \omega_r)z_{r3} - z_{r2}] + (\omega_s - \omega_r)z_{r3} \right. \\ & \left. + \frac{(\omega_s - \omega_r)z_{r3} - z_{r2}}{z_{r1}} L_m u_{r1} \right\} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_2(\Gamma, u_r) \\ \varphi_2(\Gamma, u_r) = & -(\omega_s - \omega_r)z_{r3} - \frac{(\omega_s - \omega_r)z_{r3} - z_{r2}}{z_{r1}} z_{r3} + \frac{(\omega_s - \omega_r)z_{r3} - z_{r2}}{z_{r1}} L_m u_{r2} \end{aligned}$$

Pour que les matrices $A_k - K_k C_k$ ($k=1,2$) aient toutes leurs valeurs propres à parties réelles négatives, il faut choisir le vecteur $K_1 = [K_{11} \quad K_{12}]^t$ et le gain K_2 tels que :

$$K_{11} > 0 \quad K_{12} > 0 \quad \text{et} \quad K_2 > 0.$$

L'observateur est de la forme suivante :

$$\dot{\hat{x}}_r = f_r(\hat{x}_r) + g_r(\hat{x}_r)u_r + \left[\frac{\partial \Gamma(\hat{x}_r)}{\partial \hat{x}_r} \right]^{-1} \Lambda^{-1} K (y_r - h_r(\hat{x}_r)) \quad (\text{Eq 8-6})$$

avec

$$\begin{aligned} \hat{x}_r = \begin{bmatrix} \hat{x}_{r1} \\ \hat{x}_{r2} \\ \hat{x}_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{dr} \\ \hat{\Phi}_{qr} \\ \hat{\sigma}_r \end{bmatrix}; \quad h_r(\hat{x}_r) = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{dr} \\ \hat{\Phi}_{qr} \end{bmatrix}; \quad \Lambda^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_1^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_2} \end{bmatrix} \\ K = \begin{bmatrix} K_{11} & 0 \\ K_{12} & 0 \\ 0 & K_2 \end{bmatrix}; \quad \left[\frac{\partial \Gamma(\hat{x}_r)}{\partial \hat{x}_r} \right]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{\hat{x}_{r3}}{\hat{x}_{r1}} & -\frac{1}{\hat{x}_{r1}} & \frac{\omega_s - \omega_r}{\hat{x}_{r1}} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_{r1} = -\hat{x}_{r1}\hat{x}_{r3} + (\omega_s - \omega_r)\hat{x}_{r2} + L_m\hat{x}_{r3}u_{r1} + \frac{K_{11}}{T_1}(\Phi_{dre} - \hat{x}_{r1}) \\ \dot{\hat{x}}_{r2} = -(\omega_s - \omega_r)\hat{x}_{r1} - \hat{x}_{r2}\hat{x}_{r3} + L_m\hat{x}_{r3}u_{r2} + \frac{K_2}{T_2}(\Phi_{gre} - \hat{x}_{r2}) \\ \dot{\hat{x}}_{r3} = \varepsilon - \left(\frac{K_{11}}{T_1} \frac{\hat{x}_{r3}}{\hat{x}_{r1}} + \frac{K_{12}}{T_1^2} \frac{1}{\hat{x}_{r1}} \right) (\Phi_{dre} - \hat{x}_{r1}) + \frac{K_2(\omega_s - \omega_r)}{T_2\hat{x}_{r1}} (\Phi_{gre} - \hat{x}_{r2}) \end{cases} \quad (\text{Eq 8-7})$$

Des études en simulation en présence des bruits de mesure avec 50% de variation de la résistance rotorique ($R_r = 1,77\Omega = 1.5R_m$) sont effectuées.

Le réglage de la dynamique de l'observateur est fait avec les paramètres T_1 et T_2 . Si T_1 et T_2 sont suffisamment grands, le temps de convergence se réduit, mais l'observation devient sensible aux bruits de mesures. Des petites valeurs de T_1 et T_2 conduisent à l'effet inverse.

Figure 8-6 montre les résultats obtenus avec l'observateur à grands gains pour les conditions initiales : $\hat{x}_1(0) = 0,1$ (Wb) , $\hat{x}_2(0) = 0$ (Wb) , $\hat{x}_3(0) = 10.16$ (s^{-1}) (valeur nominale), $K_{11} = K_{12} = K_2 = 1$. Les gains T_1 et T_2 sont ajustés à 105 après quelques essais en simulation.

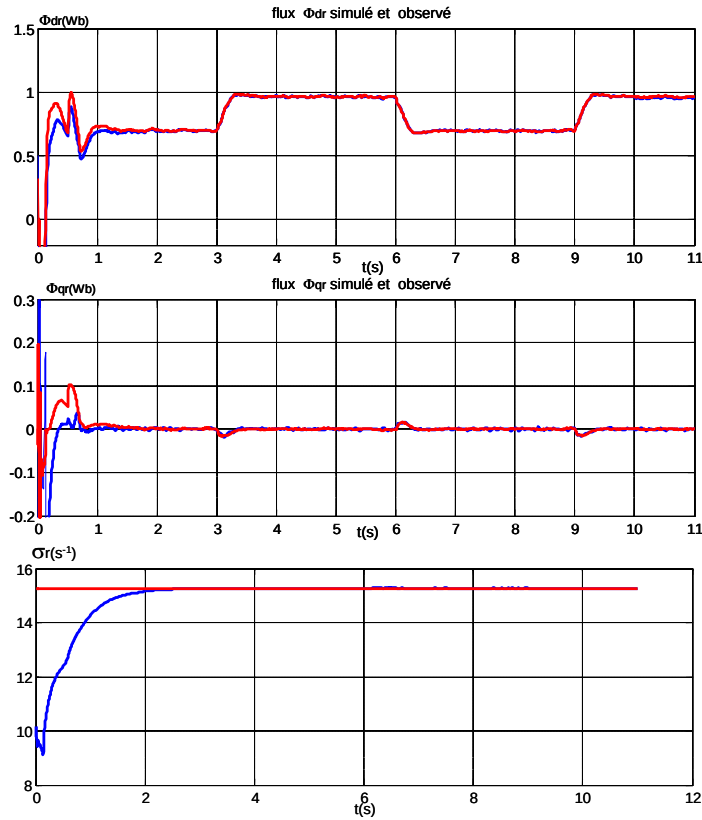


Figure 8-6: Résultats de simulation (rouge :simulé, bleu observé)

L'implémentation de cet observateur sur un dispositif temps-réel peut être réalisée facilement grâce à la simplification effectuée initialement permettant la réduction de la dimension de celui-ci.

8.2.4. Résultats expérimentaux

Les essais expérimentaux de la commande vectorielle découplante proposée, par l'intermédiaire d'un PC associé au logiciel MATLAB/SIMULINK et d'une carte DSPACE 1102 sur un banc de moteur asynchrone de 5.5 kW (Figure 8-7), ont été menés.

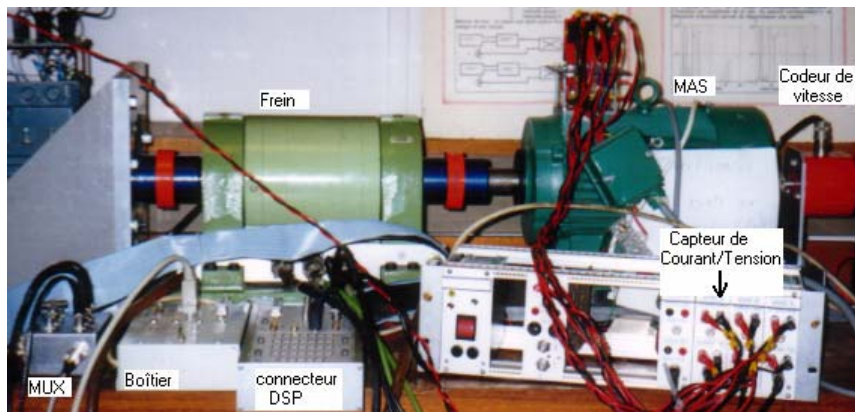


Figure 8-7: Vue générale de l'ensemble banc moteur

La Figure 8-8 montre les courants mesurés pour une charge de 3 N.m à 1000 tr/min en comparaison avec les résultats simulés.

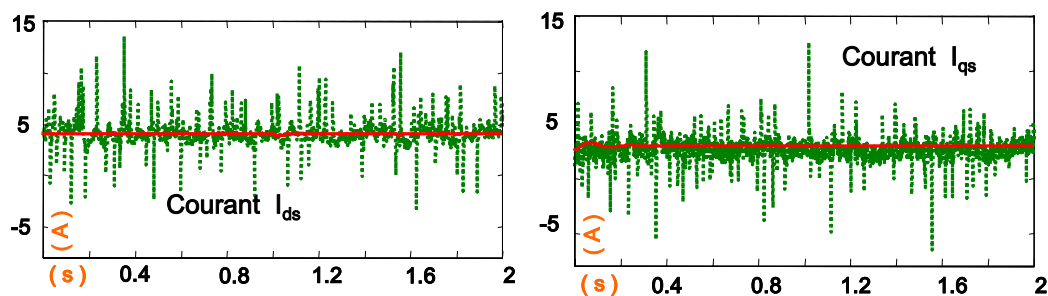


Figure 8-8: Résultats en régime permanent

La Figure 8-9 donne les résultats en régime dynamique pour une charge de 1.5 N.m.

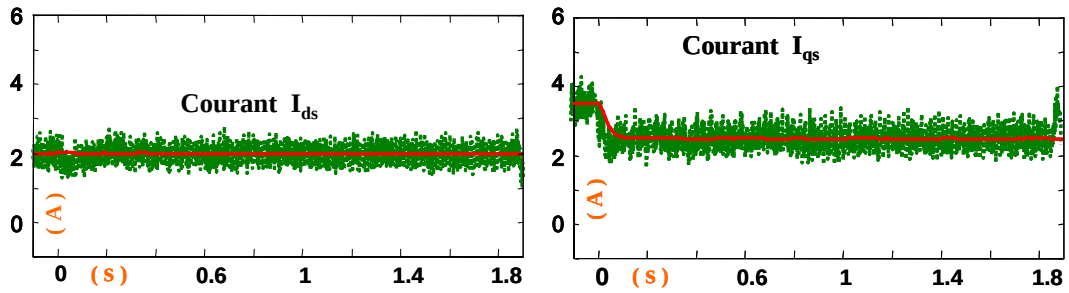


Figure 8-9: Résultats en régime dynamique

Pour un changement brusque de courant I_{qs} , la variation de courant I_{ds} est très faible. Ce qui montre l'efficacité de découplage grâce à l'estimation en temps réel de la constante de temps rotorique (Figure 8-10).

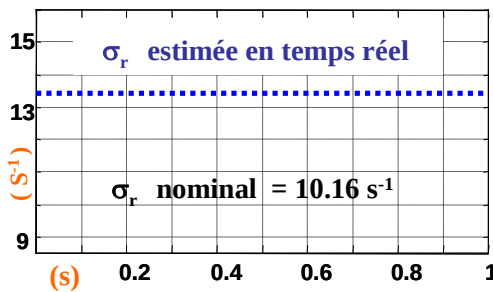
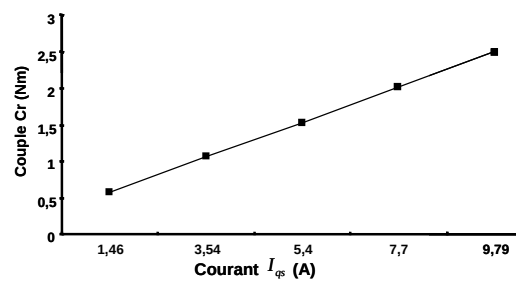
Figure 8-10: Estimation de σ_r 

Figure 8-11: Couple de charge expérimental

Afin de vérifier l'orientation du flux rotorique, nous avons tracé, pour plusieurs points de fonctionnement avec une vitesse de 1000 tr/mn et un fluxage de $I_{ds} = 2$ A, la caractéristique du couple de charge mesuré en fonction du courant I_{qs} (Figure 8-11). Elle montre que le couple de la charge C_r est une fonction linéaire du courant I_{qs} . Cette linéarité confirme bien la bonne orientation du flux rotorique.

8.3. Commande directe de couple pour des machines synchrones à aimants permanents

8.3.1. La commande directe de couple (DTC) classique

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation donnant huit états de commutations possibles (Figure 8-12).

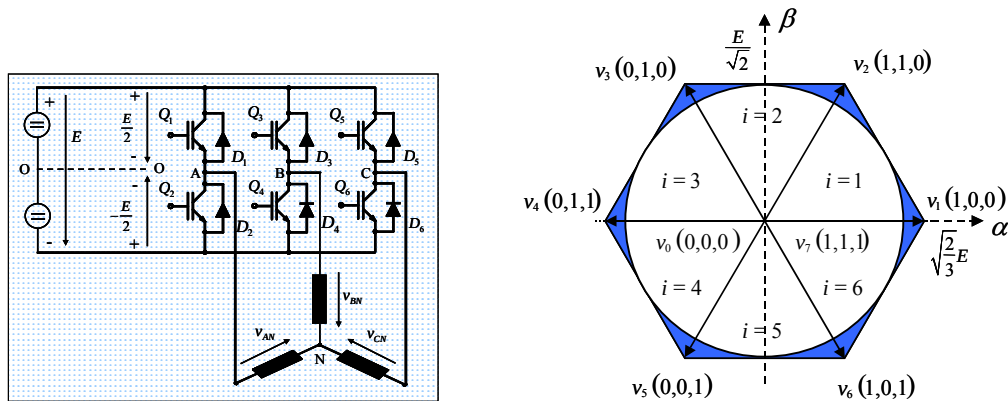


Figure 8-12: Onduleur et ses vecteurs de commutations

Parmi ces huit vecteurs, le vecteur v_0 et v_7 conduisent à des tensions nulles aux bornes du moteur, les autres donnent, dans le repère $\alpha - \beta$, les six directions que peut prendre le vecteur de tension.

L'objectif de la commande DTC est la régulation du couple du moteur en déterminant directement le vecteur de tension de l'onduleur à appliquer.

La Figure 8-13 présente le schéma général de la commande DTC.

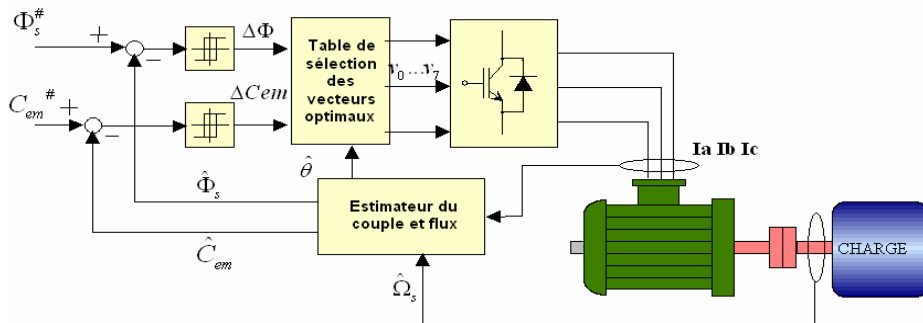


Figure 8-13: Principe de la commande DTC

Deux éléments non-linéaires de type hystérésis sont utilisés pour connaître les informations de tendances d'évolution du flux et du couple. Une table de décision (Tableau 8-1) permet de déterminer les états de commutations en fonction de la sortie de chaque régulateur à hystérésis et du numéro du secteur θ_i dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique.

La Figure 8-14 montre un exemple dans lequel le vecteur de flux statorique se trouve dans le secteur θ_2 .

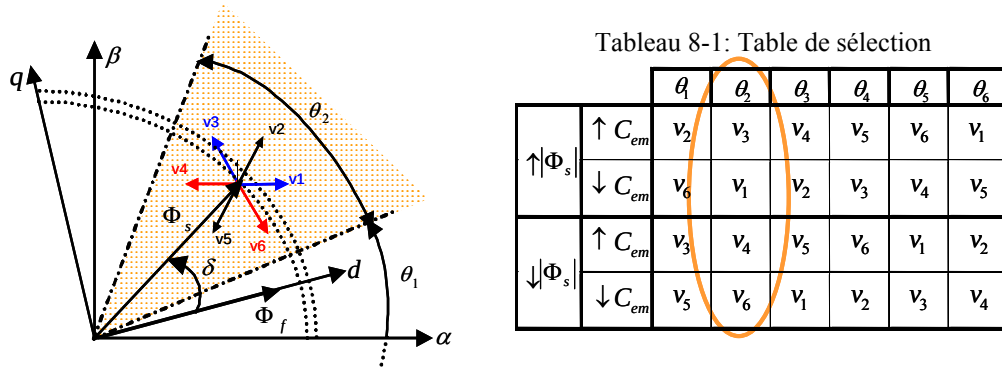


Figure 8-14: Choix de vecteur de tension

Si l'on désire augmenter à la fois le flux et le couple, c'est le vecteur v_3 qu'il faut appliquer, car dans ce secteur, parmi les six vecteurs « actifs », seul le vecteur v_3 permet d'augmenter efficacement l'angle δ (l'image du couple) et l'amplitude du vecteur de flux statorique.

Comme le vecteur de commande est constitué directement par les états de commutations, la réponse dynamique de couple est très rapide. Par ailleurs, pour déterminer les états de commutations adéquates, il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car l'information utilisée est le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique.

L'utilisation de régulateurs à hystérésis rend la commande DTC peu sensible aux variations paramétriques de la machine. Cependant, ils conduisent à une fréquence de commutation variable dans l'onduleur. Cela implique un contenu harmonique riche qui augmente les pertes, amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques [Vas P. 1998] [Zhong, et al. 1997].

Nous avons appliqué la commande DTC sur un moteur synchrone à aimants permanents en implémentant l'algorithme dans deux environnements informatiques différents. Le premier est une carte DSP ADMC 401 qui effectue le calcul avec une fréquence d'échantillonnage de 40kHz. Le deuxième utilise un kit de développement Excalibur équipé d'un FPGA. Sa fréquence

d'échantillonnage est de 100kHz. Les résultats ont montré que la solution avec la carte DSP présente des bruits sur le couple de 4 à 5 fois plus importants que ceux de la solution avec FPGA [*Lin-Shi, CI-26*].

La contrainte sévère sur la fréquence de calcul se traduit par la nécessité de travailler avec des architectures numériques véloce, ce qui, à notre sens, pénalise cette approche.

8.3.2. La commande DTC à fréquence de modulation constante

La commande DTC à fréquence de modulation constante, appelée aussi DTC «synchrone», est une méthode de commande que nous avons développée lors de la thèse de A. Llor dans le cadre d'une cotutelle entre le CEGELY et l'Université Carlos III de Madrid en Espagne.

L'idée de rendre la commande DTC « synchrone » a été double. D'une part, nous voulions que la période d'échantillonnage soit fixée par la dynamique électrique du moteur (quelques khz au lieu quelques dizaines de kHz), et d'autre part il nous semblait intéressant de se ramener à une technique de modulation vectorielle.

Pour une machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses ($L_d=L_q$), le flux statorique et le couple électromagnétique peuvent être exprimés par :

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{Eq 8-8})$$

$$C_{em} = p \frac{1}{L_s} |\Phi_s| \Phi_f \sin \delta \quad (\text{Eq 8-9})$$

où $|\Phi_s|$ désigne le module de flux statorique et δ l'angle entre le flux statorique et le flux rotorique (Φ_f).

L'équation (Eq 8-9) montre que le couple électromagnétique peut être maîtrisé par le contrôle du module de Φ_s et l'angle δ .

L'objectif de la commande DTC « synchrone » est de réaliser un contrôle direct du vecteur de flux statorique. Ainsi, nous considérerons deux vecteurs de flux : le vecteur de flux statorique estimé $\hat{\Phi}_s$ dont les composantes polaires sont le module $|\hat{\Phi}_s|$ et l'angle $\hat{\delta}$ à l'instant k et celui de consigne $\Phi_s^\#$ défini par $|\Phi_s^\#|$ et $\delta^\#$ à l'instant $k+1$.

La méthode DTC « synchrone » consiste en la détermination, à chaque période d'échantillonnage, d'un vecteur d'incrément de flux statorique $\Delta\Phi_s$ nécessaire à

annuler l'erreur entre le vecteur de consigne et le vecteur de flux statorique estimé. Une représentation graphique de ce vecteur est montrée dans Figure 8-15.

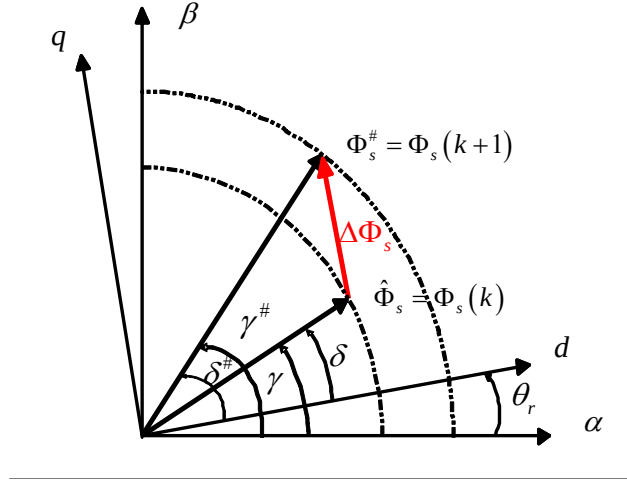


Figure 8-15: Représentation du vecteur d'incrément de flux statorique

Les projections sur le repère (α, β) des deux vecteurs $\hat{\Phi}_s$ et $\Phi_s^{\#}$ se déterminent avec leurs modules et les angles $\gamma = \delta + \theta_r$ et $\gamma^{\#} = \delta^{\#} + \theta_r^{\#}$. A partir de ces composantes polaires obtenues, on peut calculer le vecteur d'incrément de flux statorique à un instant donné :

$$\Delta\Phi_{s\alpha} = \Phi_{s\alpha}^{\#} - \hat{\Phi}_{s\alpha} \quad (\text{Eq 8-10})$$

$$\Delta\Phi_{s\beta} = \Phi_{s\beta}^{\#} - \hat{\Phi}_{s\beta} \quad (\text{Eq 8-11})$$

Le vecteur d'incrément de flux statorique ($\Delta\Phi_s$) obtenu correspond au vecteur d'erreur de flux qu'on cherche à annuler.

A partir de l'équation (Eq 8-8), on peut écrire :

$$\Delta\Phi_s \approx (V_s - R_s I_s) \Delta t \quad (\text{Eq 8-12})$$

Pour faciliter l'interprétation et l'implémentation, le terme lié à la résistance a été négligé.

$$\Delta\Phi_s \cong V_s \Delta t \quad (\text{Eq 8-13})$$

Ce qui montre que pour un vecteur d'incrément de flux statorique, on peut déterminer un vecteur de tension statorique V_s . L'application de la modulation MLI vectorielle sur ce vecteur permet d'obtenir les états de commutation de l'onduleur. Autrement dit, pour un $\Delta\Phi_s$ donné, une combinaison de deux

vecteurs actifs et un vecteur de tension nul (v_0) de l'onduleur est appliquée pour chaque période de modulation. Dans l'exemple de la Figure 8-16, les deux vecteurs actifs sont v_2 et v_3 .

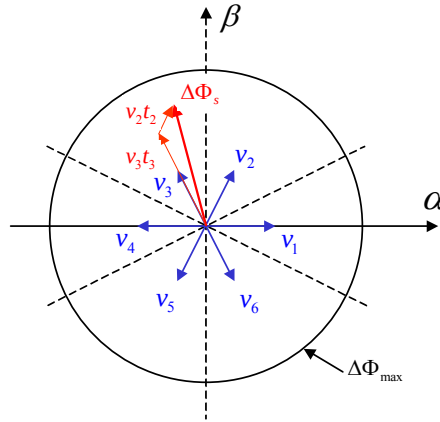


Figure 8-16: MLI vectorielle de $\Delta\Phi_s$

L'amplitude de V_s est limitée par la tension d'alimentation de l'onduleur E . Pour un montage étoile, $V_{s\max} = \frac{E}{\sqrt{2}}$. L'amplitude du vecteur d'incrément de flux statorique prend la valeur maximale pour

$$\Delta V_s = \frac{E}{\sqrt{2}} \frac{1}{T_{\text{mod}}} \quad (\text{Eq 8-14})$$

avec T_{mod} la période de modulation de l'onduleur.

Le principe de la commande DTC « synchrone » est résumé dans la Figure 8-17.

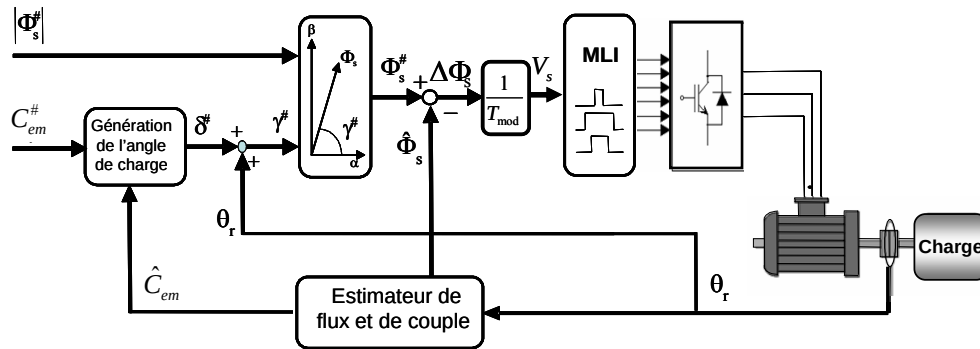


Figure 8-17: Principe de la commande DTC « synchrone »

Le module $|\Phi_s^\#|$ du vecteur de flux consigne est fixé à la valeur du flux rotorique Φ_f . Quant à l'angle $\delta^\#$, il se détermine à partir de la consigne de couple en utilisant un correcteur linéaire ou par une voie algébrique issue d'une linéarisation de la relation entre C_{em} et δ [Llor, 2003].

La principale caractéristique de la commande DTC « synchrone » est la suppression des régulateurs à hystérésis et de la table de sélection de vecteurs, ce qui présente l'avantage de la diminution des contraintes de calcul en temps réel. En outre le choix d'une MLI vectorielle améliore de façon significative des oscillations de couple.

8.3.3. Résultats expérimentaux

La commande directe de couple « synchrone » a été testée sur un banc expérimental composé de deux machines synchrones à aimants permanents de 1.56kW, l'une utilisée en moteur, l'autre en génératrice (Figure 8-18). L'algorithme programmé en Matlab/Simulink est implémenté dans une carte DSpace DS1104 avec une fréquence d'échantillonnage de 5kHz.

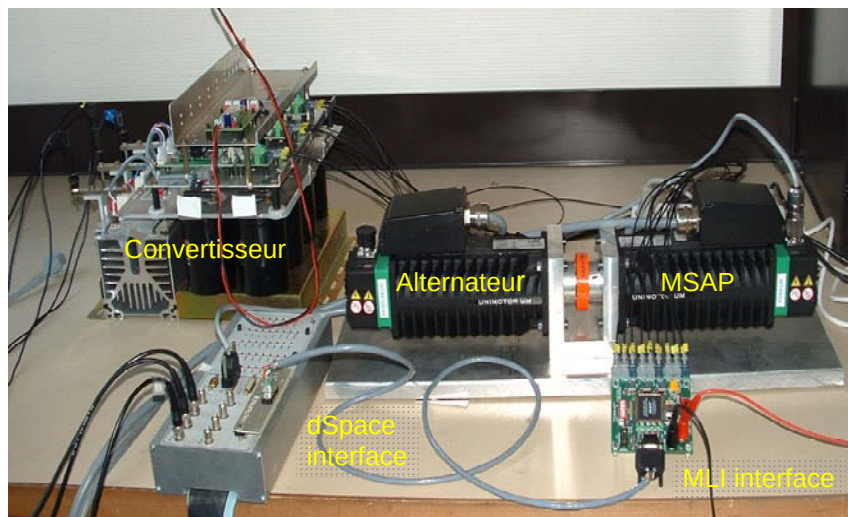


Figure 8-18: Banc machines synchrones à aimants permanents

La Figure 8-19 présente les résultats expérimentaux des composants du vecteur $\Delta\Phi_s$ dans le repère α - β et leur représentation polaire en régime permanent pour une vitesse de rotation de 1000 tr/min.

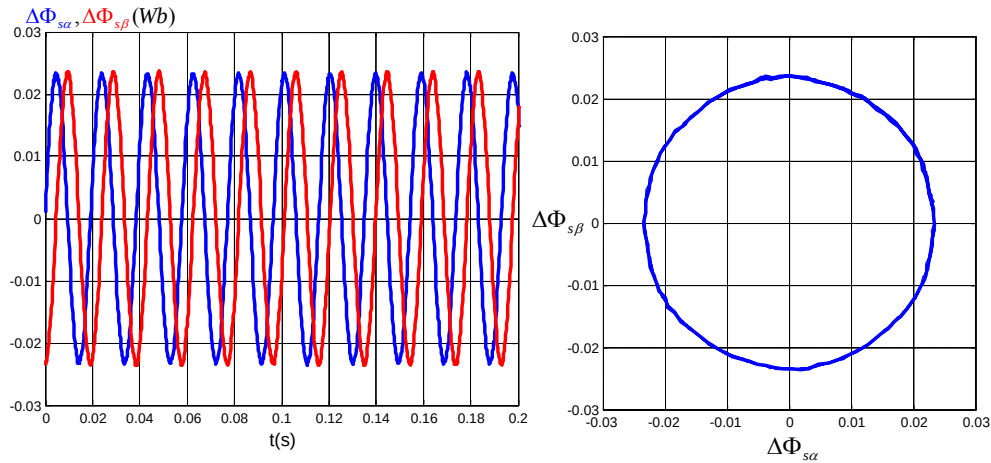


Figure 8-19: Résultats en régime permanent

Pour comparer la performance dynamique entre la commande DTC classique et la commande DTC synchrone, une commande DTC classique a été réalisée sur une carte DSPACE DS1104, avec un code directement écrit en C de manière à obtenir une période d'échantillonnage la plus faible possible (28 μ s dans notre cas).

La Figure 8-20 montre la dynamique du couple pour un échelon de couple de -5.2Nm à +5.2Nm. La vitesse évolue de -1000 tr/min à 1000tr/min.

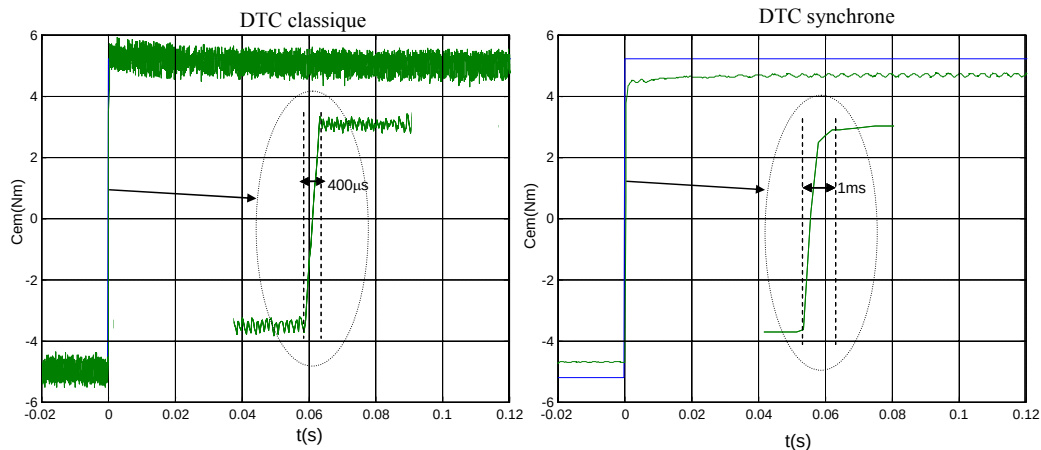


Figure 8-20: Réponse du couple de -5.2Nm à 5.2Nm

La dynamique de couple est de l'ordre de 1 ms pour DTC synchrone contre 400 μ s pour une commande DTC classique. Les bruits sur le couple sont nettement réduits avec la DTC synchrone. Nous pouvons constater une erreur statique sur le couple due principalement à l'approximation faite sur $\Delta\Phi_s$ et à l'erreur de l'estimation de flux et de couple. Néanmoins la consigne de couple étant généralement fournie par une boucle de vitesse, cette erreur n'aura guère influence sur les performances de la commande globale.

8.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré quelques apports concernant la commande non-linéaire et la commande directe avec différents systèmes d'entraînement électrique. Les originalités peuvent se résumer aux points suivants :

Pour le moteur asynchrone, l'application de la linéarisation entrée-sortie devient opérationnelle dans un contexte variant en utilisant conjointement un correcteur robuste et un observateur étendu à la constante de temps rotorique. Pour prendre en compte la variation paramétrique avec une complexité algorithmique réduite, la conception d'observateurs non-linéaires à grands gains d'ordre réduit et étendu a montré son efficacité. Cette démarche validée sur la commande vectorielle découplante pourra être appliquée pour d'autres méthodes de linéarisation entrée-sortie aussi bien dans le repère d-q que dans le repère α - β ne faisant pas l'hypothèse d'échelles de temps multiples et donc en intégrant le système mécanique.

Pour contourner les inconvénients de la méthode DTC classique, le développement d'une commande directe de couple à fréquence constante s'est avéré efficace. Cette commande a permis de réduire significativement les bruits sur le couple et les contraintes de temps de calcul. Elle pourra être mise en œuvre avec un dispositif temps réel moins performant. On remarque aussi que cette méthodologie s'applique aussi bien aux moteurs synchrones qu'aux moteurs asynchrones.

9. APPROCHES SYSTEMES DYNAMIQUES HYBRIDES

9.1. Introduction

Les Systèmes Dynamiques Hybrides (SDH) sont des systèmes faisant intervenir explicitement et simultanément des phénomènes de dynamique continue et événementielle. Ces systèmes sont classiquement constitués de processus continus interagissant avec ou supervisés par des processus discrets et qui nécessitent, pour leur description, l'utilisation de fonctions du temps continues par morceaux et de fonctions à valeurs discrètes.

Ces dernières années, une attention considérable a été portée à la recherche concernant les systèmes hybrides car ils couvrent plusieurs domaines d'applications tels les systèmes électrotechniques, la commande de processus industriels, la robotique, les systèmes de transport. En effet, beaucoup de processus, en plus d'une partie continue décrite par des équations différentielles ou aux dérivées partielles, contiennent des éléments discrets, tels que des vannes tout ou rien, commutateurs, sélecteurs de vitesse,...

La modélisation des systèmes hybrides, fait appel à de nombreux formalismes décrits largement dans la littérature dont nous pouvons dégager trois principales familles:

La première, issue de l'automatique, étudie le comportement des procédés vus comme des systèmes continus comportant des discontinuités. C'est notamment le cas avec un Modèle affine par morceaux (PWA) [Sontag, 1981] ou un Modèle mixte dynamique et logique (MLD) [Bemporad et al., 1999]. Plus récemment, des modélisations basées sur le concept d'énergie en utilisant des graphes de liens [Buisson et al. 2002, 2004, Cormerais et al., 2002] ou des graphes d'interconnexion de ports [Magos, 2005] ont été développées. La modélisation par graphes de liens décrit les aspects énergétiques et phénoménologiques du procédé. L'analyse structurelle et les équations d'état du modèle sont ensuite obtenues par affectation de la causalité.

La deuxième famille d'approches est issue des Systèmes à Événements Discrets (SED) qui modélise les phénomènes continus par un ensemble fini de paramètres discrets. Les Réseaux de Petri hybrides [Le Bail et al., 1991] font partie de cette famille d'approche.

La troisième famille, est une approche mixte, elle consiste à relier des équations algèbro - différentielles avec des modèles SED. On peut citer : Automate hybride

[Alur et al. 1995], les réseaux de Petri mixtes [chapitre 7 de [Zaytoon, 2001]] ou le modèle unifié de Branicky [Branicky, 1993, Branicky, 1996, Branicky et al., 1998]. L'automate hybride est constitué d'une machine à état fini dans laquelle chaque état discret est associé à une dynamique continue. Le modèle unifié de Branicky intègre la partie discrète du SDH à la partie continue grâce à une fonction de transition.

Concernant la commande des SDH, de nombreuses approches issues de l'automatique des systèmes dynamiques continus ont été appliquées à des classes particulières de systèmes dynamiques hybrides.

Branicky et al. [1995] ont proposé différents algorithmes pour trouver une trajectoire optimale de commande des SDH. Ils sont basés sur la résolution de l'équation d'Hamilton-Jacobi-Bellman qui est le résultat de développements antérieurs sur la théorie de la programmation dynamique en automatique des Systèmes à Événements Discrets et de l'extension de l'équation d'Hamilton-Jacobi pour les systèmes à temps continu. Le principe du maximum de Pontryagin a été étendu aux SDH pour traiter le problème d'optimalité temporelle [Riedinger et al., 1999]. Dans [Manon et al., 2002], cette approche a été exploitée pour un procédé de mélange de produits.

Cébron et al. [1999] utilisent des méthodes d'optimisation numériques pour le calcul d'une commande optimale réalisant une poursuite de trajectoire sous contraintes pour des SDH du type hystérésis. Cette méthode est appliquée à un système de régulation de température commandé par thermostat.

Une autre alternative est la commande prédictive des SDH. La commande prédictive cherche à suivre le mieux possible une trajectoire de référence définie par l'utilisateur. A un instant donné, il faut trouver la commande optimale qui minimise l'erreur entre la trajectoire à suivre et l'estimation de la trajectoire à partir d'un modèle sur un horizon de longueur déterminée. Ce calcul d'optimisation est répété à chaque itération tout au long de la trajectoire.

Ce type de commande, habituellement appliqué à des systèmes continus, est adapté à des SDH par [Bemporad et al., 1999] sous forme MLD dont le modèle d'état discret est augmenté aux variables logiques. La mise en place d'une telle commande exige la solution d'un problème de programmation quadratique mixte (Mixed Integer Quadratic Problems, MIQP), c'est-à-dire la résolution d'un problème d'optimisation incluant une fonction de coût quadratique, pour lequel le vecteur d'optimisation se compose de variables mixtes (continues, binaires), et des contraintes linéaires. Cette technique a été appliquée sur un procédé à trois réservoirs [Villa et al., 2003].

Dans la communauté nationale, l'équipe d'automatique de Supélec Gif et Rennes coordonnée par les Professeurs Didier Dumur et Jean Buisson a adopté l'approche de Bemporad et Morari en essayant d'améliorer le problème lié à la

complexité du calcul. Une stratégie de commande à énumération partielle pour l'optimisation et une stratégie à base d'algorithmes génétiques sont présentées afin de réduire le temps de calcul [Thomas et al., 2004, Olaru et al., 2004]. Une étude comparative en simulation de la première stratégie à celle proposée initialement par Bemporad et Morari, sur le même banc d'essais à trois cuves pour un horizon de prédiction de deux, montre que le temps de calcul au départ d'environ deux minutes par itération a été réduit par un facteur de treize. La deuxième stratégie est plus efficace lorsque les horizons de prédiction sont grands.

Toutes ces méthodes présentent une complexité algorithmique qui exige généralement un temps de calcul très important, ce qui réduit leur champ d'application aux processus lents comme les procédés chimiques ou thermiques par exemples.

Les applications qui nous intéressent se situent principalement dans le domaine de l'électrotechnique, pour lequel les grandeurs électriques évoluent rapidement, et la mise en œuvre en temps réel de ces commandes n'est pas envisageable.

Au regard de ces difficultés, notre approche consiste à utiliser, sur l'horizon de décision, un modèle simple représentatif du système hybride. A partir d'un modèle général linéaire ou non du système, on détermine le domaine de linéarité borné, par limite temporelle et/ou de l'espace d'état. Dans ce domaine de linéarité, un modèle local est obtenu sur lequel on peut appliquer une ou plusieurs stratégies de poursuite dans l'espace d'état.

Dans ce chapitre, après une brève présentation du principe de la commande hybride proposée, nous développerons deux applications : une dans le domaine électrotechnique, l'autre s'intéresse à un système mécatronique.

9.2. Principe de la commande hybride

Une topologie des systèmes hybrides a été proposée par Branicky [Branicky et al. 1998]:

Systèmes hybrides à commutation autonome (*Autonomous switching*) ;
Systèmes hybrides à saut autonome (*Autonomous impulses*) ;
Systèmes hybrides à commutation contrôlée (*Controlled switching*) ;
Systèmes hybrides à saut contrôlé (*Controlled impulses*).

L'approche hybride que nous présentons ici s'intéresse plus particulièrement aux systèmes hybrides à commutation contrôlée. Cette classe de systèmes que nous qualifions de systèmes à topologie variable comporte en général un modulateur de puissance ayant un nombre m fini de configurations (m états de commutation) commandant un sous-système de nature continue (Figure 9-1).

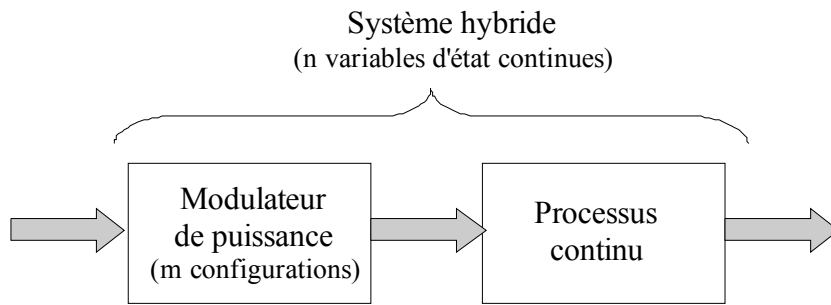


Figure 9-1 : Classe de système à topologie variable considérée

Comme nous l'avons évoqué dans l'introduction, les contraintes sévères de calcul en temps réel, inhérentes aux systèmes rapides, nous ont conduit à utiliser un modèle rustique valide localement. Ce qui nous a conduit à adopter la démarche suivante :

- a. Obtention d'un modèle général du comportement de l'ensemble modulateur de puissance-processus continu. Durant cette phase, un modèle non-linéaire où le vecteur de commande comporte des variables discrètes peut être établi :

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u_j(t)) \quad j \in \{1, \dots, m\} \quad (\text{Eq 9-1})$$

- b. Détermination d'un modèle local valable sur l'horizon de décision τ (intégration de (Eq 9-1) par la méthode d'Euler):

$$x(t + \tau) = x(t) + \tau f(x(t), u_j(t)) \quad (\text{Eq 9-2})$$

- c. Recherche du domaine de linéarité. Le principe de notre démarche présuppose que, pour toutes les configurations possibles de l'actionneur, les trajectoires dans l'espace d'état soient rectilignes. Cette contrainte implique la détermination du temps de décision maximum $\tau_{\max}$ et des limites dans l'espace d'état satisfaisant à cette condition.
- d. Détermination des directions possibles. A partir du point de fonctionnement mesuré à un instant t ($x(t)$) et du modèle local valable pour les limites définies précédemment (horizon de décision borné par $\tau_{\max}$ et domaine de validité dans l'espace d'état), il est aisé de déterminer toutes les directions d_j dans l'espace d'état, correspondantes aux différents états de la commande u_j :

$$d_j(t) = x(t + \tau) - x(t) = \tau f(x(t), u_j(t)) \quad (\text{Eq 9-3})$$

- e. Elaboration d'une ou plusieurs stratégies de choix. Connaissant l'état de référence $x^\#$, une stratégie de choix peut se décliner avec diverses approches. La spécificité du contexte technologique, la puissance de calcul et les contraintes globales de la commande, orientent les stratégies à définir. Ainsi, il est possible de travailler sur un temps d'application τ_{opt} fixe ou variable et pour un ou plusieurs états discrets de la commande u_{opt} .

La Figure 9-2 résume le principe de la commande hybride proposée.

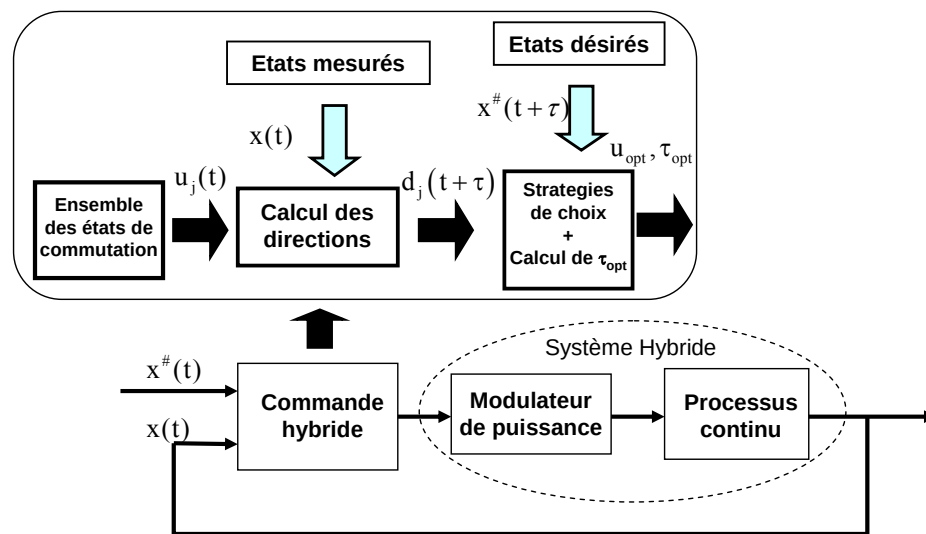


Figure 9-2: Le principe de la commande hybride

9.3. Application à la machine synchrone à aimants permanents

Le cas de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) permet une illustration simple de l'approche hybride que nous présentons.

9.3.1. Modèle hybride

Sous l'hypothèse de la séparation des modes électromagnétiques et mécaniques, le modèle d'état de la MSAP à pôles lisses ($L_d=L_q=L_s$) dans le repère d, q lié au rotor s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd}(t) \\ \dot{I}_{sq}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & -\omega_r(t) \\ \omega_r(t) & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd}(t) \\ I_{sq}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & \frac{\omega_r(t)}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d(t) \\ V_q(t) \\ \Phi_f \end{bmatrix} \quad (\text{Eq 9-4})$$

La dimension d'état étant de deux, l'espace d'état est un plan caractérisé par les deux composantes du courant statorique dans le repère d-q :

Les tensions au stator V_d et V_q dépendent des états de commutation des bras d'onduleur et de la position du rotor. Pour calculer ces tensions, les cellules de commutation de l'onduleur peuvent être prises avec des degrés de modélisation divers. Ici nous considérerons les IGBT et les diodes sans chutes de tension.

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension (Figure 9-3) possède 8 états de commutation. Ces états peuvent être représentés par des variables discrètes u_A , u_B et u_C définis par :

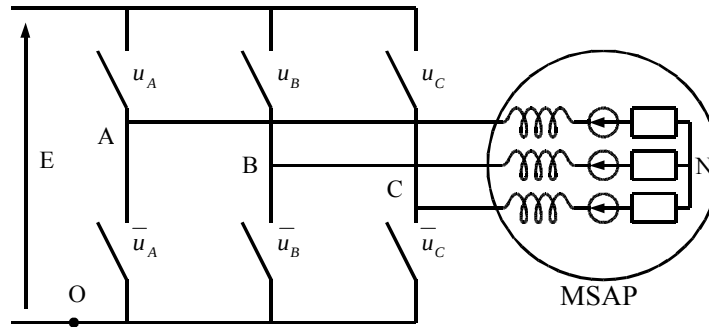


Figure 9-3: Schéma simplifié d'un ensemble MSAP+onduleur

$$u_A = \begin{cases} 0 \Leftrightarrow V_{A0} = 0 \\ 1 \Leftrightarrow V_{A0} = E \end{cases}$$

$$u_B = \begin{cases} 0 \Leftrightarrow V_{B0} = 0 \\ 1 \Leftrightarrow V_{B0} = E \end{cases}$$

$$u_C = \begin{cases} 0 \Leftrightarrow V_{C0} = 0 \\ 1 \Leftrightarrow V_{C0} = E \end{cases}$$

Parmi ces 8 états possibles de l'onduleur (Tableau 9-1), deux de ces états ($j=0$ et $j=7$) conduisent à des tensions nulles aux bornes du moteur. Donc 7 états différents sont à considérer.

j	0	1	2	3	4	5	6	7
u_A	0	1	1	0	0	0	1	1
u_B	0	0	1	1	1	0	0	1
u_C	0	0	0	0	1	1	1	1

Tableau 9-1 : Etats de commutation de l'onduleur

Il est aisée de montrer que les tensions V_d et V_q peuvent être exprimées en fonction de u_A , u_B et u_C par :

$$\begin{bmatrix} V_d(t) \\ V_q(t) \end{bmatrix} = E \sqrt{\frac{2}{3}} R(\theta_r) \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (\text{Eq 9-5})$$

avec $R(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$ et θ_r position angulaire du rotor.

En substituant (Eq 9-5) dans (Eq 9-4), le modèle hybride de l'ensemble onduleur et MSAP s'écrit sous la forme suivante :

$$\dot{x}(t) = A(\omega_r(t))x(t) + B_1(\omega_r(t), \theta_r(t))u_j(t) + B_2(\omega_r(t))\Phi_f \quad \text{pour } j=1 \text{ à } 7 \quad (\text{Eq 9-6})$$

avec $x(t) = [I_{sd}, I_{sq}]^t$, $u_j(t) = [u_{Aj}, u_{Bj}, u_{Cj}]^t$ et A, B_1, B_2 sont des matrices appropriées [Lin-Shi, RI-6].

Les paramètres de la machine ($R_s=2.06 \, \Omega$; $L_s=9.15 \, \text{mH}$; $\Phi_f=0.29 \, \text{Wb}$; $p=3$) montrent que la dynamique du système est très rapide $\left(\frac{L_s}{R_s} \approx 4.5 \text{ms}\right)$. Pour

déterminer un modèle local dont les trajectoires dans l'espace d'état sont rectilignes, une étude en simulation est effectuée, ce qui permet de définir une limite temporelle τ_{max} à $100 \, \mu\text{s}$. Pour un incrément de temps τ inférieur à τ_{max} , l'intégration de l'équation (Eq 9-6) par la méthode d'Euler donne:

$$\begin{aligned} x(t+\tau) &= [I + \tau A(\omega_r(t))]x(t) + \tau B_1(\omega_r(t), \theta_r(t))u_j(t) + \tau B_2(\omega_r(t))\Phi_f \\ &= F(\omega_r(t))x(t) + H(\omega_r(t), \theta_r(t))u_j(t) + E(\omega_r(t))\Phi_f \end{aligned} \quad (\text{Eq 9-7})$$

L'équation (Eq 9-7) constitue le modèle hybride simplifié qui sera utilisé pour définir l'algorithme de la commande.

9.3.2. Algorithme de la commande hybride

Il est naturel, lorsque l'on désire contrôler la vitesse ou la position d'une charge mécanique de maîtriser le couple d'entraînement. Avec un moteur électrique il est donc nécessaire de trouver un moyen simple de commander son couple électromagnétique.

Dans le repère lié au champ tournant, fixer un couple revient à définir une référence des courants I_{sd} , I_{sq} qu'il s'agit de suivre à chaque instant.

Dans le cas d'une machine à pôles lisses, la minimisation des pertes Joule conduit à maintenir le courant I_{sd} à une valeur nulle. Le couple électromagnétique est proportionnel au courant I_{sq} . Dans l'espace d'état, les références de courant sont donc $I_{sd}^{\#} = 0$ et $I_{sq}^{\#}$ proportionnel à la consigne de couple. En général les références sont calculées par une boucle externe de commande (par exemple boucle d'asservissement de vitesse) indépendant de la commande hybride.

L'algorithme de commande hybride consiste donc à suivre les courants de référence $I_{sd}^{\#}$, $I_{sq}^{\#}$ dans l'espace d'état I_{sd} , I_{sq} en déterminant le meilleur état de commutation de l'onduleur.

Connaissant les courants I_{sd} , I_{sq} à un instant t , le modèle local (Eq 9-7) permet de déterminer les 7 directions correspondent aux évolutions possibles pour les différentes commutations de l'onduleur. Sur la Figure 9-4, ces directions sont représentées par les 7 vecteurs de direction d_1 à d_7 issus d'un état mesuré (point O). Le point D représente le point de consigne à atteindre.

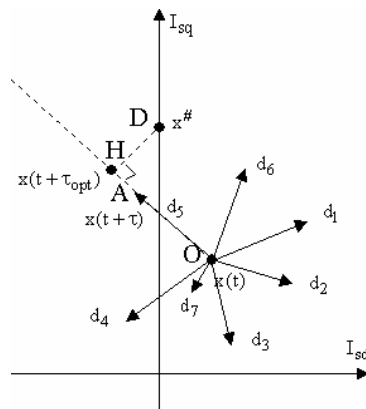


Figure 9-4: Directions dans l'espace d'état

Plusieurs stratégies de choix sont possibles pour déterminer le meilleur état de commutation de l'onduleur.

Lorsque l'état mesuré est loin de l'objectif, nous avons choisi, parmi les 6 états conduisant à des tensions non nulles du moteur, l'état de commutation dont la direction présente l'angle le plus faible par rapport à la direction désirée ($\overrightarrow{OD}$).

Dans l'exemple de la Figure 9-4, la direction qui minimise l'angle entre $\overrightarrow{OD}$ et chacune des directions est la direction d_5 . Durant un temps d'application correspondant à l'excursion $\overrightarrow{OA}$, l'état du convertisseur sera défini par le vecteur u_5 correspondant aux états de commutation $[u_A, u_B, u_C]^t = [0, 0, 1]^t$.

Lorsque l'état de la machine est proche de l'état de référence (en régime permanent), le choix effectué correspond au vecteur d_j , y compris le vecteur d_7 , dont l'extrémité est la plus proche du point D.

D'une part, du fait que la dynamique du système est rapide, le temps d'application est calculé pour chaque itération en respectant la contrainte de linéarité des trajectoires (τ_{max}). D'autre part, des contraintes technologiques de l'onduleur ainsi que les performances de l'unité de calcul conduisent à un temps de conduction minimum (τ_{min}). Le temps d'application est donc compris entre τ_{min} et τ_{max} . Plus τ_{min} est faible, plus les amplitudes des oscillations en régime permanent seront réduites.

9.3.3. Implémentation en temps réel

Pour que l'algorithme soit exécuté le plus rapidement possible amenant à un τ_{min} faible, nous avons utilisé l'approche de co-design pour implémenter la commande hybride. En effet, une démarche de co-design permet d'utiliser simultanément la logique câblée permettant de par son parallélisme des traitements avec une grande vélocité et une partie de DSP pour la flexibilité. Pour réaliser cette commande, nous avons utilisé un kit de développement Excalibur équipée d'un FPGA Altera APEX 20K200EFC484 (Figure 9-5).

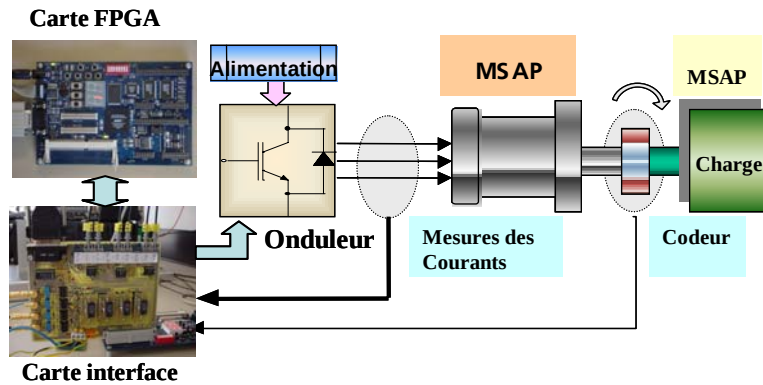


Figure 9-5: Configuration expérimentale

L'algorithme de la commande hybride a été découpé en plusieurs blocs de fonction (Figure 9-6). Le parallélisme permet d'effectuer les calculs liés à la variable θ pendant la durée de mesure du courant. On dispose donc d'environ $4\mu\text{s}$ pour effectuer ces calculs. Lorsque la mesure de courant est terminée, tous les résultats des calculs dépendant de θ sont disponibles. Il reste donc, pendant le temps mort nécessaire de l'onduleur, à calculer les différentes directions, pour faire le choix parmi les différents vecteurs et déterminer la durée de son temps d'application τ . Le vecteur choisi sera appliqué sur l'onduleur pendant le temps τ .

La structure en logique câblée de l'algorithme de commande a conduit à un temps d'exécution de moins de 500ns . Du fait que le temps de conversion des convertisseurs analogiques/numériques et des temps morts du convertisseur sont respectivement $4\mu\text{s}$ et $3\mu\text{s}$, le temps de conduction minimum $\tau_{\min}$ est fixé à $10\mu\text{s}$ pour avoir une marge suffisante.

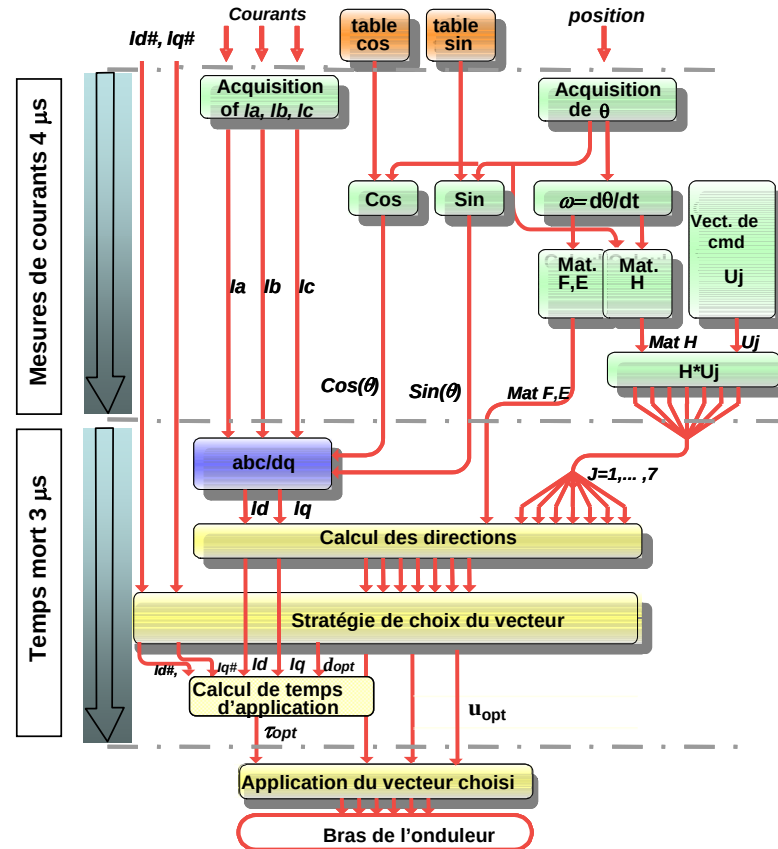


Figure 9-6: Découpage fonctionnel et le parallélisme de la programmation

9.3.4. Résultats expérimentaux

Nous avons mené des expérimentations afin d'apprécier les performances de la commande réalisée. En outre nous l'avons comparé avec une commande DTC classique et une commande vectorielle.

La commande DTC et la commande vectorielle sont implémentées dans une carte DS1104. La commande DTC est celle présentée dans le chapitre 1 lors de la comparaison avec la commande DTC synchrone. La commande vectorielle utilise deux correcteurs PI pour les courants qui sont calculés par placement de pôle en imposant une dynamique en boucle fermée des courants du premier ordre. Du fait que la dynamique en boucle ouverte est de 4,5ms, la constante de temps du premier ordre en boucle fermée est imposée à 1ms. La période d'échantillonnage est fixée à 0.2 ms alors que la période de modulation est à 100μs.

Les résultats expérimentaux sont présentés dans la Figure 9-7 et la Figure 9-8.

La Figure 9-7 présente les courants dans les repères (d,q). La consigne sur le courant I_{sq} est atteinte en $400 \mu s$ pour la commande hybride et la commande DTC contre $15 ms$ pour la commande vectorielle. Avec la commande hybride, nous pouvons constater le bon maintien de I_{sd} lors du changement brusque de la référence du courant I_{sq} . Concernant la commande vectorielle, on peut constater l'effet de re-couplage sur le courant I_{sd} lors de ce changement, ce qui induit un temps de réponse plus lent que prévu.

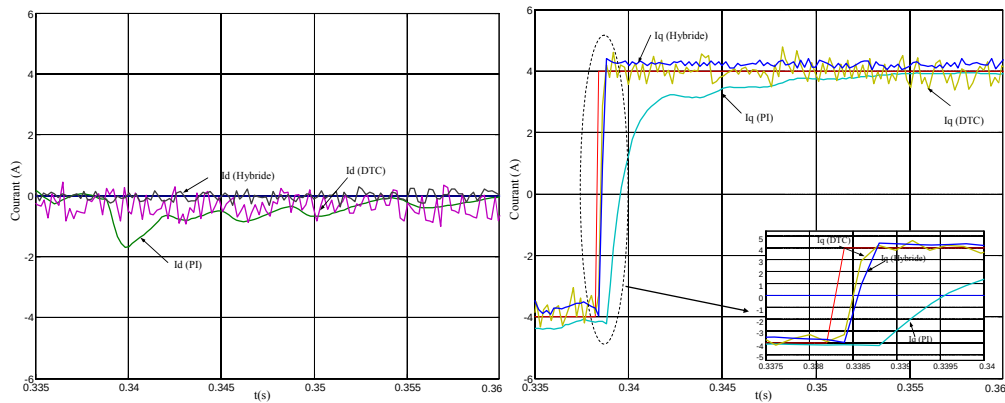


Figure 9-7: Les évolutions des courants dans le repère dq

La commande hybride et la commande DTC étant toutes les deux des commandes directes, elles répondent avec la même vélocité avec cependant beaucoup moins d'oscillations avec l'algorithme que nous présentons.

Pour la commande vectorielle, le fait de considérer le convertisseur comme un gain limite les performances dynamiques (37 fois plus lentes).

La Figure 9-8 illustre l'évolution des courants triphasés pour la commande hybride lors d'une inversion du couple nominal de -3.5 Nm à 3.5 Nm ($I_{sd}^{\#} = 0$ et $I_{sq}^{\#}$ de -4A à 4A). Cela conduit à une inversion du sens de rotation dont la vitesse évolue de -1250 tr/min à 1250 tr/min . Il est à remarquer que le contrôle des courants par la commande hybride lors des commutations du convertisseur ne conduit à aucune surintensité.

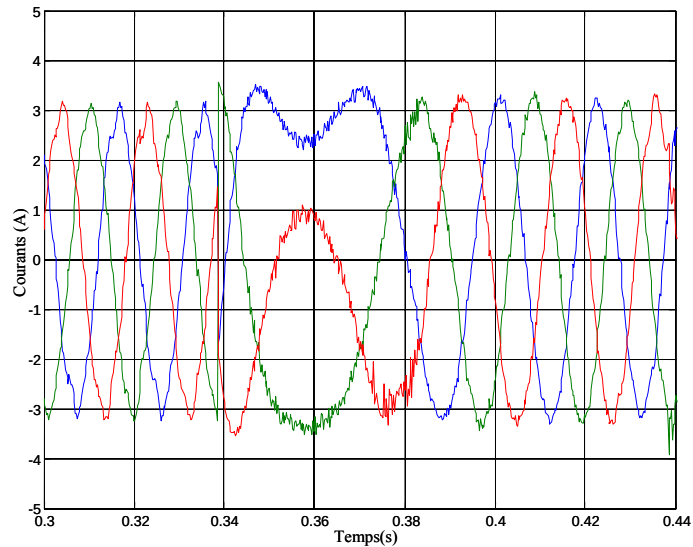


Figure 9-8: Evolution des courants triphasés

La commande hybride appliquée à une MSAP alimentée par un onduleur permet de contrôler le couple de la machine directement au niveau des commutations de l'onduleur. Cela réduit le nombre de correcteurs externes assurant l'asservissement de vitesse. Aucun observateur de flux ou de couple n'est nécessaire.

Nous avons aussi adapté la commande hybride à la machine synchrone à rotor bobiné [**Lin-Shi, CI-27**] et la machine asynchrone. Les résultats ont montré de très bonnes performances dynamiques qu'il serait impossible d'obtenir par les approches classiques (scalaires ou vectorielles).

Plus récemment, la démarche de la commande hybride a été utilisée pour la commande directe d'un convertisseur à découpage. Actuellement nous développons une approche hybride de la commande pour un convertisseur matriciel (thèse F. Morel).

La commande hybride est générale, ses applications potentielles sortent très largement du domaine du Génie Electrique. Dans le paragraphe suivant, la commande hybride a été expérimentée sur un ensemble vérin pneumatique associé à des distributeurs.

9.4. Commande hybride en effort d'un actionneur électropneumatique

Les actionneurs pneumatiques sont présents dans un très grand nombre de procédés industriels, notamment pour des applications nécessitant un asservissement en force ou en position. L'utilisation de vérins pneumatiques présente en effet plusieurs avantages sur les autres technologies: faible poids, faible coûts, commodité d'installation et de maintenance, facilité de transfert de puissance, sécurité même en environnement explosif...

La commande des systèmes pneumatiques reste toujours une tâche difficile puisque ces systèmes présentent en plus des perturbations extérieures, de fortes non-linéarités et des erreurs paramétriques [Shearer, 1956, Burrows, 1972].

Il existe pourtant plusieurs algorithmes permettant un contrôle en force des vérins, mais toujours en utilisant des servo-distributeurs. Les plus performants sont basés sur la théorie des systèmes non-linéaires [Edge, 1997]. On distingue des commandes basées sur le concept de platitude [Brun et al, 2002], les commandes par modes glissants d'ordre 1 [Bouri et al, 1996] ou plus récemment d'ordre supérieur [Laghrouche et al, 2006, Smaoui et al, 2006, 1], les commandes type backstepping [Smaoui et al, 2006, 2].

Le travail présenté ici est le fruit d'une collaboration avec l'équipe Fluide-Transport-Robotique (FTR) du Laboratoire d'Automatique Industrielle de l'INSA de Lyon. L'objectif est de remplacer les servo-distributeurs par des distributeurs tout ou rien sans dégrader les performances du système. Il s'agit d'offrir aux industriels une alternative aux commandes actuelles à un prix moins élevé. En effet, les électrovannes présentent un coût de cinq à dix fois inférieur au coût des servo-distributeurs.

9.4.1. Modélisation du système

La Figure 9-9 présente le schéma du système à étudier, celui-ci comporte un vérin pneumatique simple tige piloté par deux électrovannes.

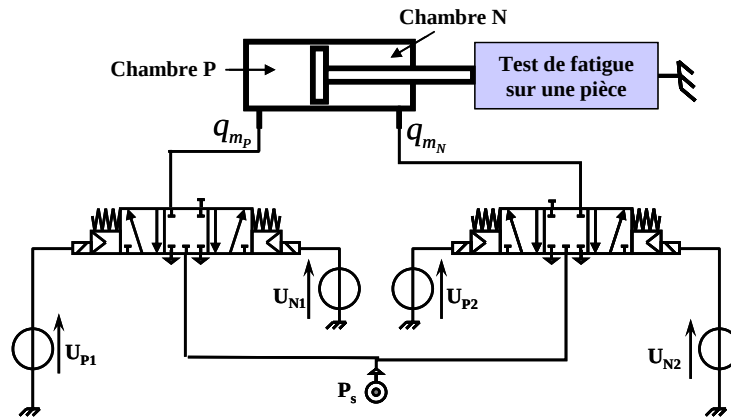


Figure 9-9: Schéma du système d'actionnement électropneumatique

L'objectif est de réaliser un asservissement en effort. La tige du vérin sera bridée en translation. La position initiale est médiane afin d'avoir le même volume dans les deux chambres du vérin.

Pour établir le modèle du vérin, nous ferons les hypothèses classiques couramment utilisées en modélisation des systèmes électropneumatiques [Shearer, 1956, Burrows, 1972]:

- ❑ - évolution polytropique dans les chambres ;
- ❑ - pression et température réparties de façon homogène dans les deux chambres du vérin ;
- ❑ - aucune variation du volume des chambres du vérin (raideur infinie de la tige en butée) ;
- ❑ - les fuites inter-chambres et vers l'extérieur du vérin sont négligées ;
- ❑ - les frottements secs du vérin sont négligés ;
- ❑ - variation de température dans les chambres négligées devant la température source T.

Les équations de la partie pneumatique sont :

$$\begin{cases} \frac{dp_P(t)}{dt} = \frac{krT_{em}}{V} q_{m_P}(p_P, u_P, u_N) \\ \frac{dp_N(t)}{dt} = \frac{krT_{em}}{V} q_{m_N}(p_N, u_P, u_N) \end{cases} \quad (\text{Eq 9-8})$$

On cherche à calculer l'effort développé par le vérin :

$$F = S_P p_P - S_N p_N - (S_P - S_N) p_E \quad (\text{Eq 9-9})$$

avec p_p, p_N les pressions des deux chambres ; n la constante polytropique ; r la constant de gaz parfait ; T la température ; q_{m_p}, q_{m_N} les débits d'air entrant dans les chambres ; u_p, u_N les états des distributeurs des deux chambres ; S_p, S_N les surfaces du piston ; p_E la pression atmosphérique.

Chaque distributeur possède 3 états : admission (commande logique 1), échappement (commande logique -1) et fermeture (commande logique 0). Nous aurons donc 9 configurations possibles correspondant aux 9 vecteurs de commande $C_j(t)$, $j = 1 \dots 9$ définis dans la Tableau 9-2.

	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7	C_8	C_9
u_p	0	1	-1	0	0	1	-1	-1	1
u_N	0	0	0	1	-1	1	-1	1	-1

Tableau 9-2 : Etats possibles des deux distributeurs

Posons $X(t) = [p_p, p_n]^t$ comme vecteur d'état du système, en introduisant le vecteur de commande $C_j(t)$ dans les fonctions de débits d'air, l'équation (Eq 9-8) s'écrit :

$$\dot{X}(t) = f(X(t), C_j(t)) \quad (\text{Eq 9-10})$$

Une étude préalable en simulation pour différentes pressions initiales a montré que la trajectoire dans le plan (p_p, p_n) reste rectiligne pour un incrément de temps inférieur ou égal à 20ms. Ainsi on peut envisager une stratégie de commande hybride avec un pas fixe égal à 20 ms.

Avec cette récurrence de calcul $T_e = 20$ ms, l'intégration de l'équation (Eq 9-10) par la méthode d'Euler conduit à l'équation suivante :

$$X(t+T_e) = X(t) + f(X(t), C_j(t))T_e \quad (\text{Eq 9-11})$$

On peut calculer les 9 directions correspondant aux évolutions possibles des états pour les différents vecteurs de command $C_j(t)$:

$$d_j = X_j(t+T_e) - X(t)$$

9.4.2. Commande hybride

L'objectif est d'atteindre un effort désiré $F^\#$ en se servant les deux capteurs de pressions des deux chambres sans utiliser le capteur d'effort. Pour une consigne de l'effort $F^\#$ donnée, à partir de l'équation mécanique (Eq 9-9), on peut écrire :

$$p_P = \left(\frac{S_N}{S_P} \right) p_N + \left(\frac{F^\#}{S_P} + \frac{S_P - S_N}{S_P} p_E \right) \quad (\text{Eq 9-12})$$

Cette équation conduit à une droite définie dans le plan des variables d'état (p_N , p_P). Ce qui montre que pour atteindre la consigne en force désirée, il suffit d'atteindre un point de la droite.

La pression d'alimentation du système est réglée à 7 bar. Les pressions pourront donc varier d'environ 1 bar (pression extérieure) à 7 bar. Compte tenu de ces contraintes, l'espace atteignable est limité par une surface délimitée par un carré conformément à la Figure 9-10.

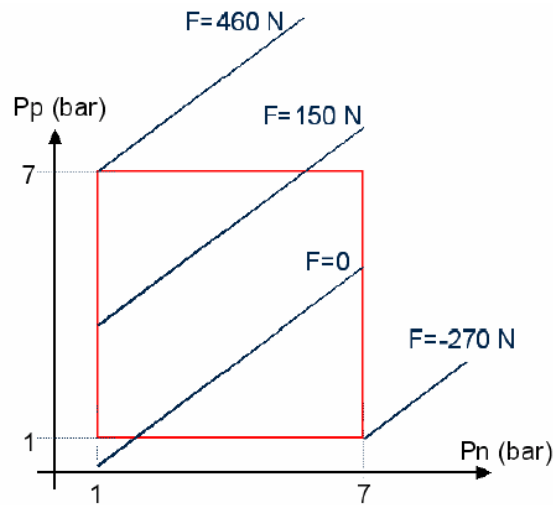


Figure 9-10: Limites physiques et exemple de consigne en force

L'algorithme de décision consiste à chercher, dans le plan (p_N , p_P) borné par les limites précédemment décrites, le meilleur vecteur de commande C_{opt} qui garantisse le suivi de la droite représentative d'une consigne de force constante.

Le temps d'application de la commande étant constante, la stratégie de choix d'une configuration des distributeurs est définie ici par la distance Euclidienne la plus faible entre les extrémités des directions d_j à la droite de consigne définie dans (Eq 9-12).

Comme le montre la Figure 9-11, si la droite de la consigne est F1, la plus petite distance euclidienne de la direction par rapport à la droite est d_6 , donc le vecteur de commande sélectionné est $C_6 = [1, 1]^t$. Si la droite de consigne est F2, le vecteur de commande $C_4 = [0, 1]^t$ sera choisi afin de ne pas prendre une direction successive de sortir du domaine physique lors d'une itération suivante.

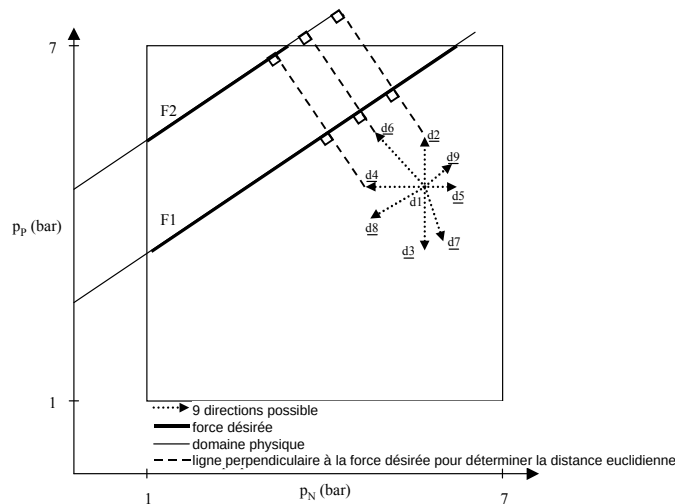


Figure 9-11: Choix de direction

Le schéma de principe de la commande hybride est donné dans la Figure 9-12.

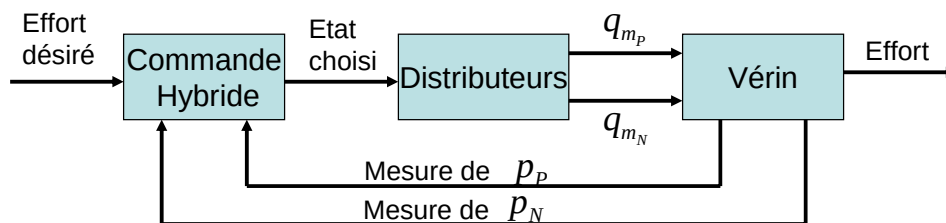


Figure 9-12: Schéma bloc de la commande hybride

9.4.3. Résultats expérimentaux

La Figure 9-13 présente le banc de test sur lequel a été implémenté la commande hybride avec une carte DSPACE DS1104.

Les caractérisations des distributeurs, la mise en œuvre de la commande ainsi que les essais expérimentaux sont réalisés au LAI par A. Sellier [Sellier, 2005], X. Brun, S. Sesmat et M. Smaoui.

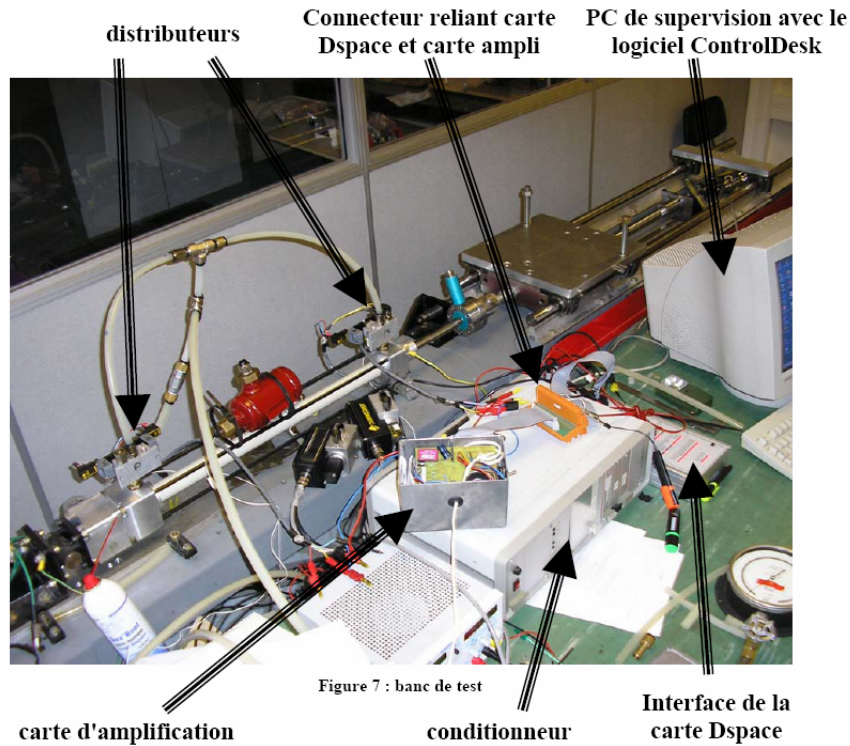


Figure 9-13: Banc de test

La Figure 9-14 montre le résultat expérimental pour différentes consignes d'effort.

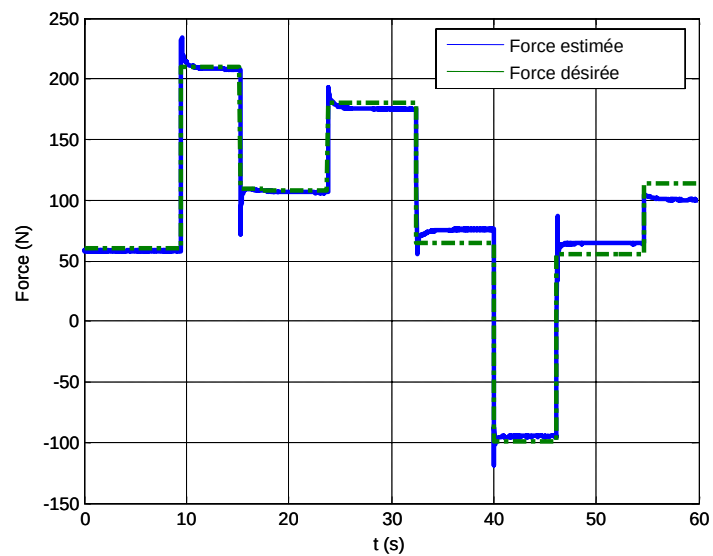


Figure 9-14 : Réponse en effort

La Figure 9-15 présente les indices des vecteurs de commande correspondant.

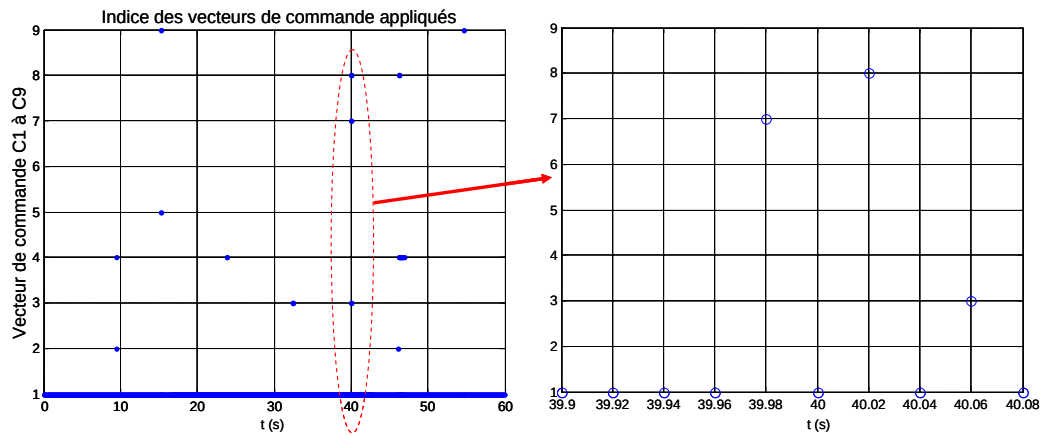


Figure 9-15: Indice de commande

On voit que la consigne d'effort est rapidement atteinte avec une moyenne d'erreur en régime permanent de l'ordre de 3N. On vérifie également que quand la consigne d'effort est atteinte, la commande hybride sélectionne le vecteur de commande C_1 (les deux distributeurs en position fermée) pour maintenir la pression dans les chambres, ce qui est très intéressant en terme de consommation énergétique [Brun, 99].

Ces premiers résultats illustrent la généralité de l'approche proposée et nous a permis de valider le principe de la commande hybride appliquée aux vérins pneumatiques.

L'application de la commande hybride à un vérin associé à des électrovannes montre que l'approche hybride proposée est tout à fait générale et peut être envisagée pour tout système continu, même en présence de non linéarités, possédant un modulateur de puissance ayant un nombre d'état discret de sa commande.

9.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une commande hybride pour des systèmes hybrides utilisant des organes de commande 'tout ou rien'. Elle se base sur un modèle local très simple valable pour un horizon du temps de décision. Ce qui réduit la complexité de l'algorithme et permet une réalisation en temps-réel compatible avec des systèmes possédant une dynamique très rapide.

Deux applications ont été présentées pour illustrer la simplicité de l'algorithme et les performances obtenues. Une très grande dynamique de couple a pu être obtenue en n'utilisant ni estimateur ni observateur pour le cas d'une machine synchrone à aimants permanents associé à un onduleur triphasé. Les résultats sont aussi encourageants pour le vérin pneumatique commandé par deux distributeurs, dont la non-linéarité est importante.

10. ETUDE POUR DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE A DECOUPAGE

10.1. Introduction

Le téléphone mobile a perdu sa fonctionnalité première de terminal GSM pour devenir un terminal multimédia. La plate-forme multimédia portable doit avoir assez de capacité d'alimentation pour téléphoner, prendre des photos, enregistrer de la musique, écouter la radio, recevoir les signaux GPS, communiquer avec l'oreillette, regarder une émission de la télévision ... L'augmentation des fonctionnalités introduit une augmentation du nombre de tensions d'alimentations qui varient en fonction de la technologie du circuit. Ces alimentations fournies par la batterie à travers des régulateurs de tension doivent être précises et stables pour répondre aux contraintes des systèmes interconnectés.

Ces attentes imposent d'autres choix pour réaliser les régulateurs de tension. Le faible rendement des régulateurs linéaires conduit à remplacer ceux-ci par des régulateurs à découpage. En effet, les régulateurs à découpage présentant un rendement très élevé (~90%) et peuvent avantageusement être utilisés en abaisseur ou en élévateur de tension et fournir de forts courants de sortie (~800 mA).

Pour la commande des régulateurs à découpage, des correcteurs analogiques sont généralement proposés. Les performances dynamiques de ces régulateurs requièrent un réglage souvent délicat. Notre approche consiste à réaliser une analyse des fonctions de sensibilité pour orienter le choix des pôles ou des zéros du correcteur. Un outil méthodologique d'analyse a été développé venant en soutien du concepteur afin de respecter au mieux les contraintes imposées par le cahier des charges « client ». La partie 1 de ce chapitre résume ce travail. Nous allons illustrer notre approche de conception avec un convertisseur abaisseur de tension qui doit satisfaire aux contraintes sévères de la « téléphonie mobile »

Jusqu'à présent, la solution tout analogique répond au besoin de convertisseurs dont les composants passifs du filtre de sortie ne sont pas intégrés [Kursun et al., 2004, Deng et al., 2005]. L'intégration monolithique des convertisseurs avec leurs composants passifs nécessite une forte augmentation des fréquences de commutation pour réduire la taille de ces composants. Les fréquences de découpage de convertisseurs peuvent atteindre la gamme du MHz et plus [Musunuri, et al. 2005]. Dans [Pinon et al., 2006], un Switch-Mode Power Supply (SMPS) de 100MHz a été présenté.

L'accroissement des fréquences de découpage oblige à reconsidérer les modes de régulation des convertisseurs, car la réalisation analogique des circuits de correction atteint ses limites. En effet, la bande passante de l'amplificateur

autour duquel est construit le correcteur est liée à la valeur du courant de polarisation global du convertisseur. L'augmentation des performances de la commande passe donc par une augmentation du courant de polarisation, ce qui évidemment diminue l'autonomie du système nomade.

Afin de contourner cette difficulté, il est alors nécessaire d'explorer d'autres solutions. Les techniques numériques ouvrent des voies nouvelles pour commander les convertisseurs de puissance monolithique à haute fréquence de découpage. Elles peuvent offrir des avantages potentiels comme une faible consommation de puissance et laisser une flexibilité importante pour la conception. Ainsi il est possible d'implémenter des algorithmes sophistiqués pouvant éventuellement communiquer avec d'autres systèmes numériques.

L'implémentation de correcteurs numériques n'est pas nouvelle dans le domaine de l'électronique de puissance. Durant ces dernières années, beaucoup de recherches ont contribué à l'élaboration de commandes numériques pour les convertisseurs [Martin, et al. 1995, Matsuo, et al. 2001, Hung, et al., 2002, Maksimvic, et al., 2004]. Les contraintes de coût/complexité inhérentes à la commande des convertisseurs de petite puissance, a réduit le plus souvent l'algorithme utilisé à un simple correcteur PID numérique. Les efforts ont été concentrés plus sur la technologie d'implémentation que la synthèse de lois de commande. On peut citer les travaux de [Patella et al., 2003] qui réalisent un régulateur intégré numérique incluant un convertisseur analogique/numérique, un compensateur numérique type PID, un modulateur numérique (DPWM), le tout étant implémenté sur une puce de silicium de 1 mm². Dans [Stefanutti et al., 2005, Zhao et al. 2006], des procédures d'auto-réglage de correcteur PID sont proposées afin d'augmenter la performance dynamique et la précision vis-à-vis de la variation de la charge. Malheureusement ces solutions sont réalisées en ligne, ce qui augmente la complexité de l'algorithme et donc la surface de silicium du circuit intégré.

Notre démarche est de proposer une méthodologie de conception d'un correcteur numérique simple à paramètres fixes permettant de satisfaire les contraintes imposées par le cahier des charges tout en étant robuste vis-à-vis des erreurs de modélisation. Pour cela, nous proposons une démarche générique, réalisée hors ligne, permettant de concevoir un correcteur polynomial robuste de type RST. Avec une complexité similaire à celle d'un correcteur PID, le correcteur RST robuste prend en compte des contraintes de robustesse tout en satisfaisant aux exigences de performances imposées par le cahier des charges sur l'ensemble des perturbations altérant la sortie. Cette approche appliquée à un convertisseur abaisseur de tension est présentée dans la deuxième partie de ce chapitre.

Dans la troisième partie, la commande d'un convertisseur élévateur de tension est présentée. Le comportement fortement non-linéaire de ce type de convertisseur nous a conduit à adopter une synthèse non-linéaire basée sur un modèle moyen prenant en compte les caractéristiques statiques et dynamiques de

la cellule de commutation. Cette synthèse a assuré la maîtrise de la tension de sortie malgré une excursion très importante du courant de charge.

10.2. Approche robuste pour la conception d'un correcteur analogique pour des convertisseurs à découpage

Pour mieux expliquer notre approche, nous allons illustrer la méthodologie sur un convertisseur abaisseur de tension, sachant que la même démarche peut être appliquée sur d'autres structures de convertisseurs.

Le schéma bloc d'un régulateur à découpage abaisseur de tension associé à sa commande et au circuit de MLI est donné Figure 10-1.

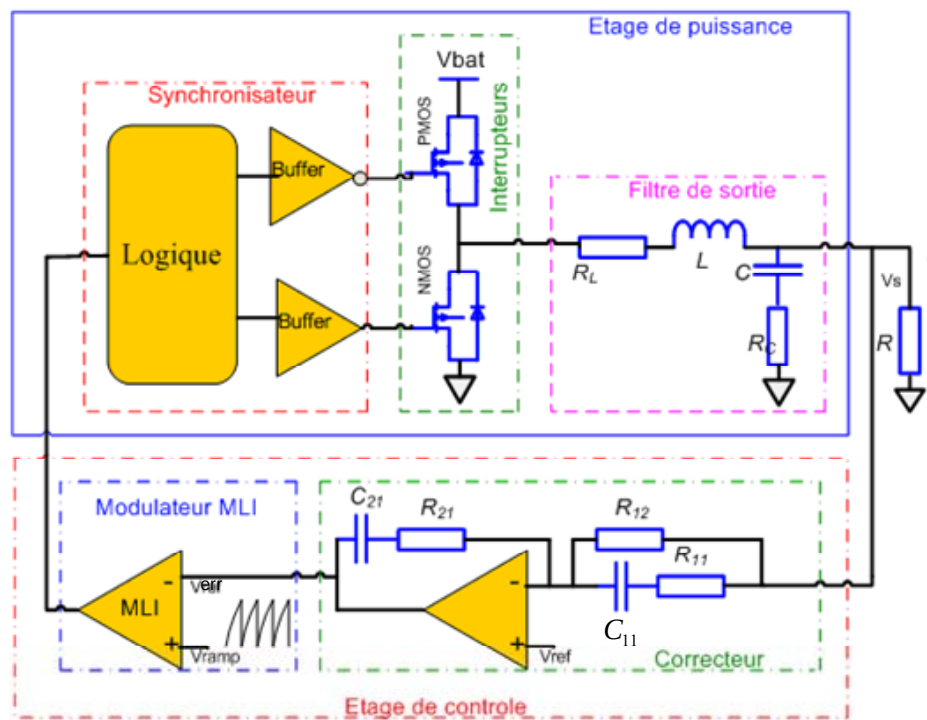


Figure 10-1: Schéma de principe d'un régulateur abaisseur de tension

L'étage de puissance regroupe le filtre LC de sortie ainsi que les transistors de puissance et leurs commandes associées. Cet étage a pour but de découper la tension d'entrée notée V_{bat} pour assurer une tension de sortie notée V_s . Les commandes des interrupteurs *PMOS* et *NMOS* sont bien sûr complémentaires. Cette particularité conduit à une non linéarité due à la discontinuité de la commande. La couche logique ainsi que les *buffers* assurent un pilotage correct des interrupteurs.

La commande des deux transistors est faite par l'intermédiaire d'une modulation de largeur d'impulsion de type intersective. Elle est obtenue par la comparaison d'une porteuse triangulaire avec le signal de commande.

Du point de vue des petits signaux, l'étage de puissance est modélisé par une fonction de transfert ayant comme entrée le rapport cyclique α et V_s comme sortie [Erickson et al., 2001] :

$$P_n(s) = \frac{V_s(s)}{\alpha(s)} = \frac{R}{(R + R_L)} \frac{V_{bat}(1 + R_c Cs)}{1 + \left[C \left(R_c + \frac{RR_L}{R + R_L} \right) + \frac{L}{R + R_L} \right] s + LC \frac{R + R_c}{R + R_L} s^2}$$

$$= \frac{b_0 + b_1 s}{1 + \frac{2\xi_n}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad (\text{Eq 10-1})$$

L'étage de contrôle regroupe le modulateur MLI ainsi qu'un correcteur PID filtré dont la fonction de transfert vaut :

$$K(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{(1 + \frac{T_d}{N} s)} \right) = \frac{K_p}{T_i} \frac{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)}{s(1 + \tau_3 s)} \quad (\text{Eq 10-2})$$

avec

$$\frac{K_p}{T_i} = \frac{1}{R_{12} C_{21}};$$

$$\tau_1 = R_{21} C_{21};$$

$$\tau_2 = (R_{11} + R_{21}) C_{11};$$

$$\tau_3 = R_{11} C_{11};$$

Ce correcteur possède un pôle zéro qui garantira une erreur statique nulle et trois constantes de temps permettant de fixer deux zéros et un pôle afin de satisfaire au mieux le cahier des charges qui consiste principalement à maintenir la tension de sortie à la tension de référence lorsque le courant de charge varie et ceci en quelque dizaines de milliseconde.

Pour analyser le concordance avec le cahier des charges et la robustesse de la commande réalisée, nous utilisons les fonctions de sensibilité. Celles-ci sont en fait les représentations fréquentielles donnant les influences sur la grandeur de sortie des diverses perturbations affectant le fonctionnement.

Nous considérons que le système peut subir trois types de bruits :

- le bruit de commande W_u modélisant les perturbations introduites par le modulateur MLI ;
- le bruit de sortie W_y correspondant à la variation du courant de sortie;
- le bruit de mesure W_b provenant du capteur de mesure de la tension.

Concernant la variation du courant de sortie, en considérant un appel de courant de sortie I_s comme une entrée, on peut exprimer la tension de sortie V_s par :

$$V_s(s) = P_1(s)\alpha(s) + P_2(s)I_s(s) \quad (\text{Eq 10-3})$$

avec :

$$P_1(s) = \frac{(1 + R_c Cs)V_{bat}}{1 + C(R_L + R_c)s + LCs^2} = \frac{B_1(s)}{A(s)}$$

$$P_2(s) = \frac{(R_L + Ls)(1 + R_c Cs)}{1 + C(R_L + R_c)s + LCs^2} = \frac{B_2(s)}{A(s)}$$

On remarque que la fonction de transfert P_2 correspond à une fonction de transfert du deuxième ordre avec une pulsation ω_l et un coefficient d'amortissement ξ_l . Une variation brusque de courant I_s correspond à une perturbation oscillatoire sur W_y .

Le schéma du système faisant intervenir différents bruits est représenté dans la Figure 10-2:

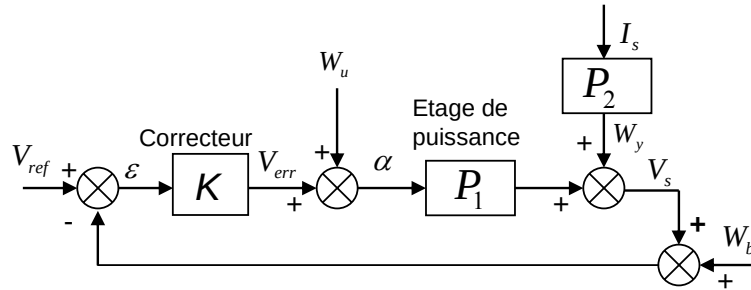


Figure 10-2: Schéma bloc comportant des bruits

La sortie s'exprime par :

$$V_s = \frac{KP_1}{1 + KP_1} V_{ref} + \frac{1}{1 + KP_1} W_y - \frac{KP_1}{1 + KP_1} W_b + \frac{P_1}{1 + KP_1} W_u$$

$$= GV_{ref} + S_{yy} W_y + S_{yb} W_b + S_{yu} W_u \quad (\text{Eq 10-4})$$

avec :

G fonction de transfert en boucle fermée ;

S_{yy} fonction de sensibilité de la sortie à la perturbation sur la sortie ;

S_{yb} fonction de sensibilité de la sortie au bruit de mesure ;
 S_{yu} fonction de sensibilité de la sortie à la perturbation sur la commande.

La Figure 10-3 donne ces fonctions dans le plan fréquentiel.

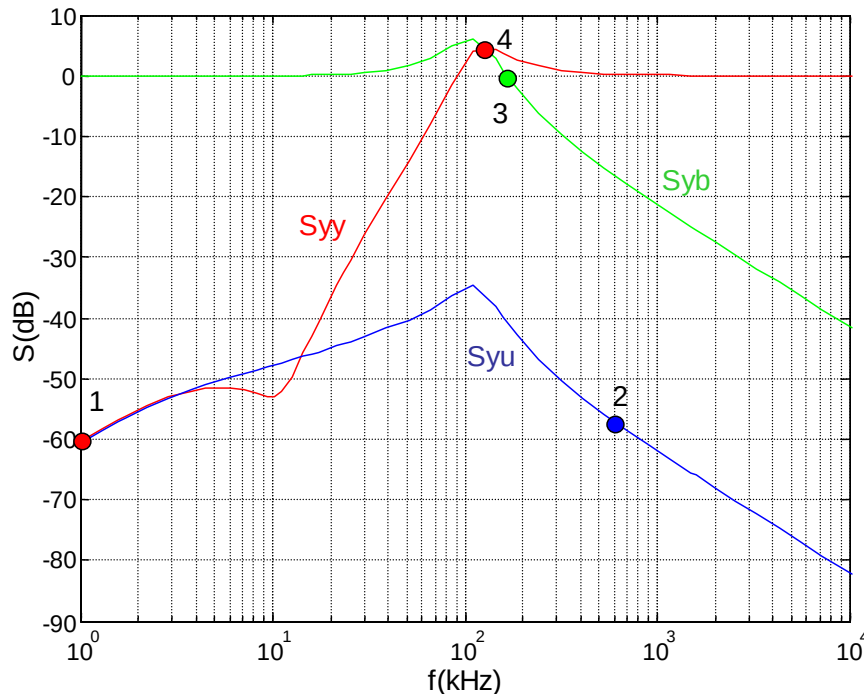


Figure 10-3: Fonctions de sensibilité relatives à la sortie

L'analyse de ces fonctions de sensibilité permet contrôler la qualité de la commande réalisée. Par exemple, la zone en basse fréquence de S_{yy} (zone vers le point 1) indique les propriétés du système en régime permanent. La valeur de S_{yu} à la fréquence de modulation (point 2) permet de prévoir l'amplitude d'oscillation de la sortie dû au fondamental de la fréquence de modulation de la MLI. La fonction S_{yb} étant la même au signe près que G , la bande passante du système en boucle fermée se détermine par S_{yb} (point 3).

Pour apprécier la robustesse de la commande, nous utiliserons la marge de module de S_{yy} et la marge de retard $\Delta\tau$ de la fonction de transfert en boucle ouverte $L_{yy}=KP_1$. La marge de module correspond au minimum de $1/S_{yy}$, le maximum de S_{yy} (point 4) sera donc égal à l'inverse de la marge de module ($-\Delta M_{yy}$ en dB).

L'analyse de la marge de module est liée au degré de confiance accordé au modèle nominal dans les hautes fréquences. La marge de retard $\Delta\tau$ représente le retard ou les modes négligés dans la dynamique du processus annulant la marge de phase. Elle donne la borne maximum du retard qui peut être négligé.

Des mauvaises marges pourront être à l'origine d'une instabilité des convertisseurs. Cependant, des marges trop importantes pénalisent la dynamique des rejets de perturbations.

Un outil d'aide à la conception basé sur l'analyse des fonctions de sensibilité a été développé (DEA V. Pinon). A partir des paramètres descriptifs de la partie puissance du convertisseur et des contraintes de bande passante et fréquence de coupure du système, il détermine les paramètres du correcteur et les fonctions de sensibilité correspondantes (Figure 10-4).

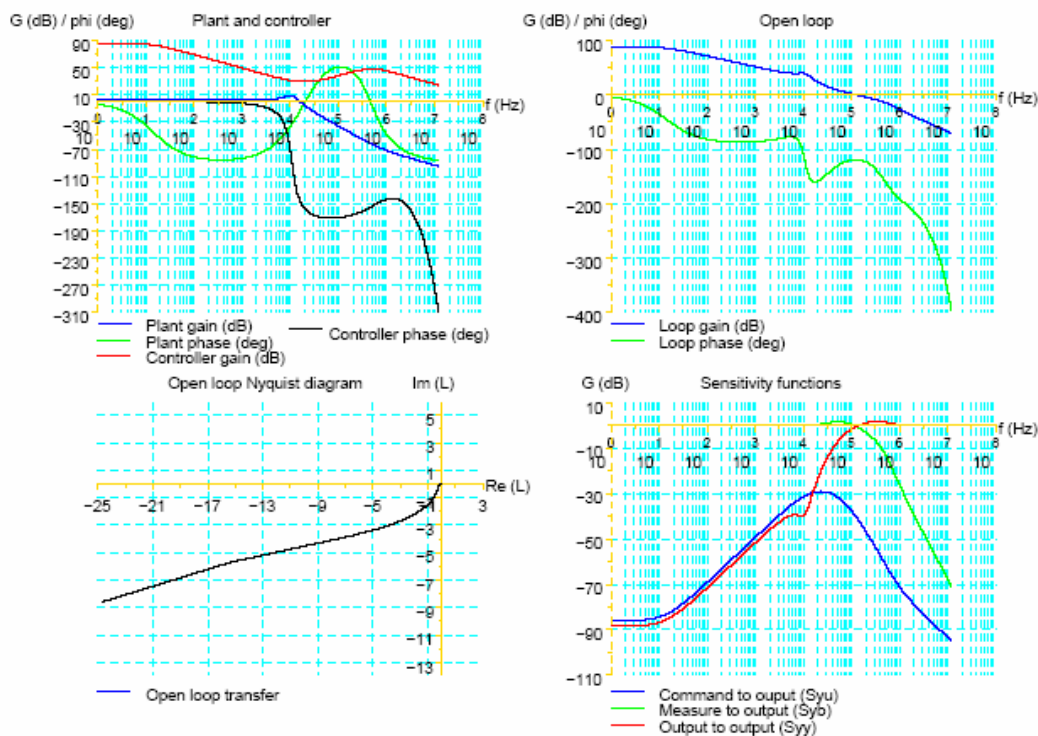


Figure 10-4: Les fonctions de sensibilité d'un correcteur trouvé

Une procédure itérative permet de déterminer un correcteur qui respecte au mieux le cahier des charges défini. Une fois le correcteur déterminé, la réalisation par des composants analogiques qui présentent des tolérances de fabrication peut conduire à des écarts de comportement qu'il s'agit de vérifier.

Pour s'assurer que le bon fonctionnement est toujours garanti, une fonction de caractérisation est conçue pour vérifier automatiquement la validité de la synthèse dans des pires configurations des jeux de paramètres.

Cet outil utilisé par ST-Microélectronique (Grenoble) accélère sensiblement la phase de conception et de validation des convertisseurs à découpage.

10.3. Synthèse robuste par optimisation stochastique d'un correcteur numérique pour des convertisseurs à découpage

Comme nous l'avons indiqué dans l'introduction de ce chapitre, le développement de l'intégration monolithique des convertisseurs de puissance va de pair avec une augmentation des fréquences de commutation, ceci afin de réduire la taille des éléments passifs. L'évolution vers une implantation numérique de la commande est une nécessité pour accompagner cet accroissement de fréquences.

Dans ce paragraphe, nous proposons une méthode générique de conception d'un correcteur robuste type RST pour des convertisseurs à découpage.

10.3.1. Concepts généraux

La structure d'une commande RST [Landau, 1993] est représentée dans la Figure 10-5:

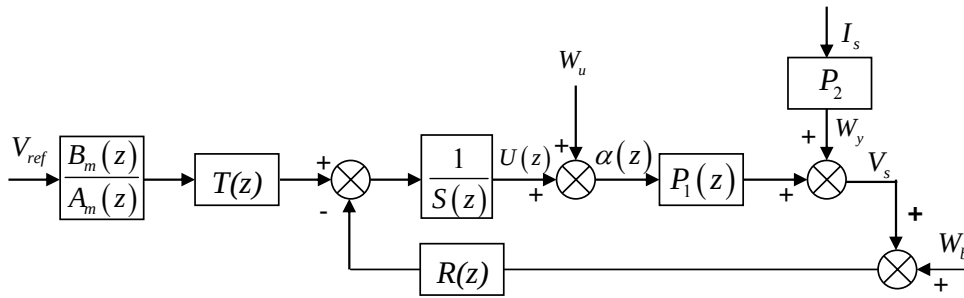


Figure 10-5: Structure d'une commande RST

où

$\frac{B_m(z)}{A_m(z)}$ est le modèle de référence qui définit la dynamique d'asservissement ;

$R(z)$, $S(z)$ et $T(z)$ sont des polynômes à optimiser ;

$P_1(z)$ est la transmittance en z correspondant à la fonction de transfert $P_1(s)$ définie plus haut.

La sortie est exprimée par :

$$V_s(z) = \left(\frac{B_m(z)T(z)B_1(z)}{A_m(z)P(z)} \right) V_{ref}(z) + S_{yy}(z)W_y(z) + S_{yb}(z)W_b(z) + S_{yu}(z)W_u(z) \quad (\text{Eq 10-5})$$

avec

$$P(z) = A(z)S(z) + B_1(z)R(z) \quad (\text{Eq 10-6})$$

$$S_{yy}(z) = \frac{A(z)S(z)}{P(z)}; \quad S_{yb}(z) = -\frac{B_1(z)R(z)}{P(z)}; \quad S_{yu}(z) = \frac{B_1(z)S(z)}{P(z)}$$

Comme nous avons pu voir dans le paragraphe 10.2, les fonctions de sensibilité S_{yy} , S_{yu} , S_{yb} permettront d'apprécier l'adéquation du correcteur aux contraintes de rejet exprimé dans le cahier des charges. La marge de module Δ_M et la marge de retard $\Delta\tau$ sont des bons indicateurs pour apprécier les écarts de comportement du processus par rapport au modèle nominal.

La connaissance que l'on a de la nature des perturbations sur la sortie, la commande et les bruits de mesure conduit à exprimer le cahier des charges par des polynômes qui pré-caractérisent une partie des pôles et/ou des zéros du correcteur RST. La partie indéterminée constituera ici les degrés de liberté supplémentaires devant maximiser la robustesse de la commande sans affecter les propriétés fixées par les pôles et les zéros dominants.

Nous nous trouvons donc confronté à un problème d'optimisation paramétrique pour lequel une fonction coût qualifiant l'adéquation d'un correcteur aux diverses contraintes doit être déterminée.

Lorsque nous fixons une contrainte de rejet de perturbation sur la sortie en fixant son atténuation et la bande de fréquence correspondante, il n'y a pas de frontière nette de la satisfaction de ce cahier des charges. De même, si l'on considère la marge de module est correcte si elle est supérieure à 0.5, il est clair que l'on ne passe pas d'une mauvaise robustesse à une bonne en franchissant cette frontière. La logique binaire n'est pas adaptée ici à l'appréciation de la qualité du correcteur.

Il nous a paru naturel d'utiliser les concepts de la logique floue afin d'avoir un critère de qualité du correcteur qui évolue continûment du mauvais au très bon avec la notion de moyen [Lee, 1990]. Nous avons donc utilisé la logique floue pour quantifier le respect du cahier des charges sous contrainte de la robustesse du correcteur aux variations du modèle nominal.

La synthèse du correcteur est ramenée à la détermination d'un vecteur de paramètres inconnu rendant optimum la fonction « qualité ». L'espace des paramètres inconnus à parcourir étant important et la présence de maximums locaux probables, nous avons opté pour une méthode d'exploration stochastique. Ainsi pour la recherche du « meilleur correcteur » maximisant la fonction coût issue de la logique floue, nous avons choisi les algorithmes génétiques.

Les algorithmes génétiques sont des techniques d'optimisation stochastique fondés sur les mécanismes de l'évolution naturelle des êtres vivants et de la génétique [Beasley, 1993,1, 1993,2]. Le principe est d'opérer une recherche stochastique des solutions sur un espace important à travers un ensemble, une population. Ces algorithmes sont simples et très performants dans leur recherche d'amélioration. De plus, ils ne sont pas limités par des hypothèses contraignantes sur le domaine d'exploitation. En revanche, le temps de calcul peut être important. Comme la synthèse du correcteur se fait hors ligne, cela n'est pas pénalisant.

La procédure de synthèse automatique d'un correcteur robuste est résumé dans l'organigramme suivant (Figure 10-6) :

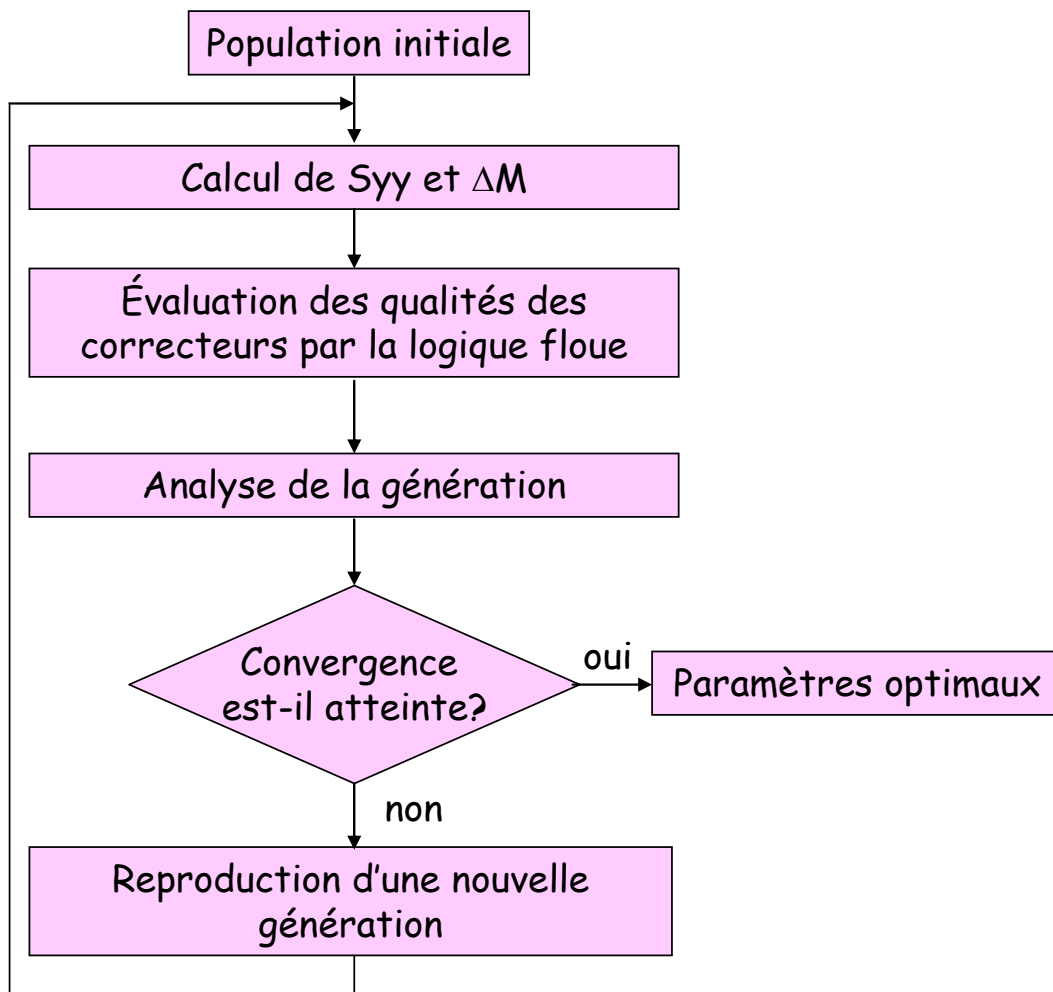


Figure 10-6: Organigramme de l'approche proposée

10.3.2. Application au convertisseur de puissance abaisseur de tension

L'exigence des performances d'un téléphone mobile impose une grande précision de la tension d'alimentation. Dans les systèmes embarqués, les circuits passent souvent d'un mode de fonctionnement à un l'autre (mode de veille ou mode de marche) pour économiser l'énergie consommée. Ce qui implique un changement de point de fonctionnement brusque et un appel de courant important au démarrage. Le régulateur doit fournir un courant de sortie suffisant tout en gardant une bonne précision sur la tension de sortie. En outre, les composants passifs peuvent évoluer au cours du temps, une bonne robustesse de la commande est indispensable.

Nous avons fixé le cahier des charges comme suit :

Fréquence de modulation : 625kHz à 1MHz

Tension de sortie : 1.5V

Puissance maxi. : 1.8W en transitoire

Dynamique de la mise sous tension : 1.2 à 1.5 ms

Précision de la tension de sortie : $\pm 3\%$

Variation de l'appel de courant : 10 à 150mA

Ce cahier des charges peut se traduire d'une part par l'exigence au niveau de la dynamique de l'asservissement et d'autre part par des rejets de perturbations de la commande (l'influence de la fréquence de découpage) et de la sortie (appel de courant).

A partir des expressions (Eq 10-5) et (Eq 10-6), on voit que si l'on veut réduire les influences des perturbations de sortie ou de la commande, il faudra pré-caractériser $S(z)$. Si l'on désire réduire l'influence de bruit de mesure il faut pré-caractériser $R(z)$.

Dans notre cahier des charges, l'origine des bruits est principalement dû d'une part à la MLI, donc au bruit de commande lié à la fréquence de découpage, et d'autre part à la variation brusque de courant de charge qui correspond à une perturbation sur la sortie.

Concernant le bruit de commande, celui-ci a lieu en haute fréquence. Sachant que dans les hautes fréquences, S_{yu} se confond avec la caractéristique du processus qui filtre naturellement en haute fréquence, on peut donc se concentrer sur la perturbation de sortie.

On peut remarquer, à partir de la Figure 10-5, que la variation brusque du courant de charge conduit à une perturbation de sortie W_y correspond à la réponse indicielle de la fonction de transfert $P_2(s)$. Cette dernière ayant une pulsation propre ω_1 de l'ordre de 11kHz, la perturbation de sortie sera un signal oscillatoire de cette fréquence que l'on cherche à éliminer. C'est pourquoi nous cherchons à pré-caractériser S_{yy} en creusant la zone autour de cette fréquence.

Pour assurer la précision de la tension de sortie, on place d'abord un pôle pour $z=1$ dans $S(z)$ pour éliminer l'erreur statique : $S_p(z) = 1 - z^{-1}$.

La dynamique des rejets est déterminée par les pôles caractérisés par un polynôme $P(z)$. Celui-ci sera constitué de deux parties : la première $P_p(z)$ fixe le ou les pôles principaux assurant la dynamique souhaitée ; la seconde $P_a(z)$, constituée de pôles axillaires disjoints des premiers, doivent atténuer S_{yy} dans la zone de son maximum afin d'améliorer la robustesse.

$$P(z) = P_p(z)P_a(z) \quad (\text{Eq 10-7})$$

Nous avons choisi ici un pôle principal du premier ordre tel que :

$$P_p(z) = 1 - c_0 z^{-1} \quad c_0 \in \{0.1 \ 0.99\} \quad (\text{Eq 10-8})$$

Les pôles auxiliaires sont ici d'ordre deux et définis par un polynôme pour lequel nous cherchons la pulsation propre ω_0 et le coefficient d'amortissement ξ_0 qui permettent d'avoir une bonne dynamique du rejet de bruit de sortie sans trop dégrader la robustesse.

La discrétisation du polynôme d'ordre 2 donne le polynôme $P_a(z)$:

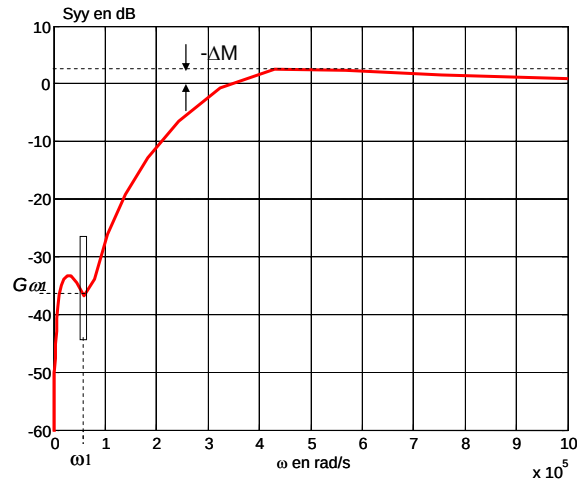
$$P_a(z) = 1 + c_1 \cdot z^{-1} + c_2 \cdot z^{-2} \quad (\text{Eq 10-9})$$

Le correcteur possède donc 3 degrés de liberté qu'on cherche à optimiser qui sont :

$$\begin{bmatrix} c_0 & \text{Pôle principal de rejet de perturbation} \\ \omega_0 & \text{pulsation des 2 pôles auxiliaires} \\ \xi_0 & \text{amortissement des 2 pôles auxiliaires} \end{bmatrix}$$

Pour chercher le correcteur optimal, on va définir une fonction de qualité qui permet d'apprécier la robustesse du correcteur et de satisfaire aux contraintes de rejet de la perturbation de sortie.

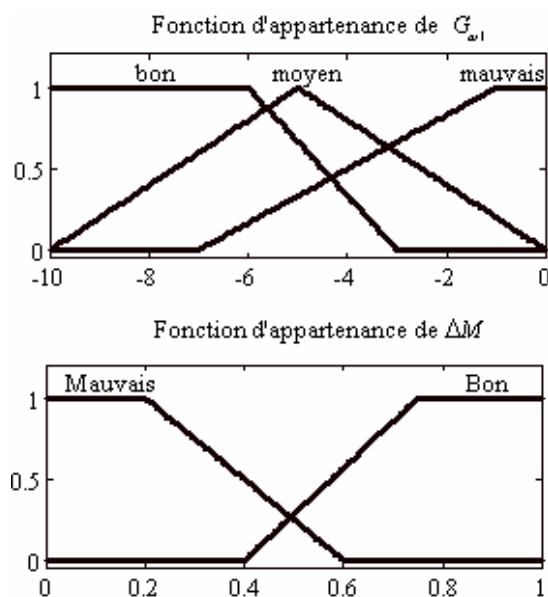
Pour apprécier la robustesse du correcteur, les marges de module ΔM et de retard $\Delta \tau$ correspondant à la fonction de transfert L_{yy} . Pour le rejet de la perturbation de sortie, nous utilisons un gabarit de rejet défini à la pulsation ω_l sur la fonction de sensibilité S_{yy} . A cette pulsation, le gain noté G_{ω_l} est borné (Figure 10-7).

Figure 10-7: Gabarit de rejet sur S_{yy}

Si l'on « creuse » S_{yy} aux fréquences faibles pour une efficacité du rejet de la perturbation de sortie, le maximum de $\frac{1}{\Delta M}$ augmentera, ce qui réduit d'autant la marge de module.

La contrainte de rejet de perturbation de sortie et la marge de phase étant liées, nous qualifierons la qualité du rejet et la marge de module par la même fonction floue à deux entrées et une sortie.

Les fonctions d'appartenance associées à G_{ω_l} et ΔM sont présentées dans la Figure 10-8. G_{ω_l} est normée sur l'intervalle $\{-10 \ 0\}$ et ΔM est représentée avec son échelle naturelle de 0 à 1.

Figure 10-8: Fonctions d'appartenance de G_{ω_l} et ΔM

Les règles d'analyse des « univers de discours » des entrées se déterminent en fonction des valeurs relatives qu'on accorde aux $G_{\omega l}$ et ΔM .

		$G_{\omega l}$		
		Mauvais	Moyen	Bon
ΔM	$\swarrow$	Mauvais	Mauvais	Mauvais
	$\searrow$	Bon	Mauvais	Moyen

Tableau 10-1: Règles associées à $G_{\omega l}$ et ΔM

Le résultat de ces règles s'interprète alors via les fonctions d'appartenance des sorties (Figure 10-9: Fonction d'appartenance de sortie V_1 Figure 10-9).

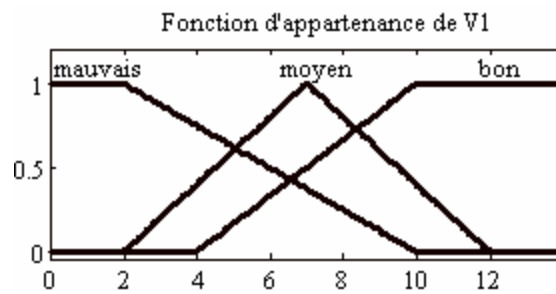


Figure 10-9: Fonction d'appartenance de sortie V_1

Après « défuzzification », la qualité de l'analyse conjointe du rejet de la perturbation de sortie et la marge de gain correspond à une surface dans l'espace d'état $V_1 = f(G_{\omega l}, \Delta M)$ (Figure 10-10).

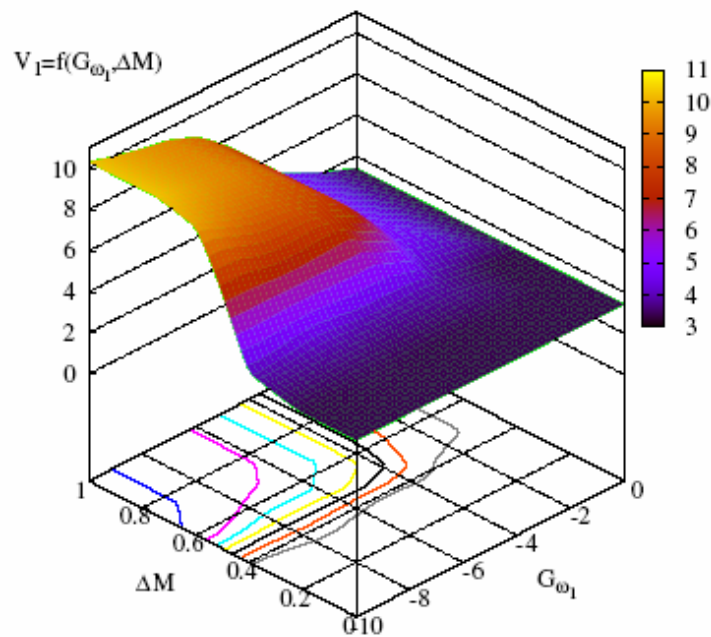


Figure 10-10: Représentation graphique des fonctions floues V_1

Nous pouvons vérifier que lorsque la marge de module est inférieure à 0.5, quelle que soit la qualité de rejet, la fonction V_1 fournit une valeur faible. Par contre pour une bonne valeur de ΔM , V_1 évolue plus continûment dans l'espace.

Les autres spécifications vis-à-vis du cahier des charges peuvent se faire de la même façon avec d'autres blocs de la logique floue.

L'analyse conjointe du rejet de perturbations et de la robustesse est ainsi quantifiée par des blocs flous dont la sortie finale correspond à la fonction de coût f_c à optimiser.

Pour notre application, la recherche par algorithme génétique (Figure 10-11) sur 20 générations avec une trentaine d'individus a donné les paramètres optimums suivants :

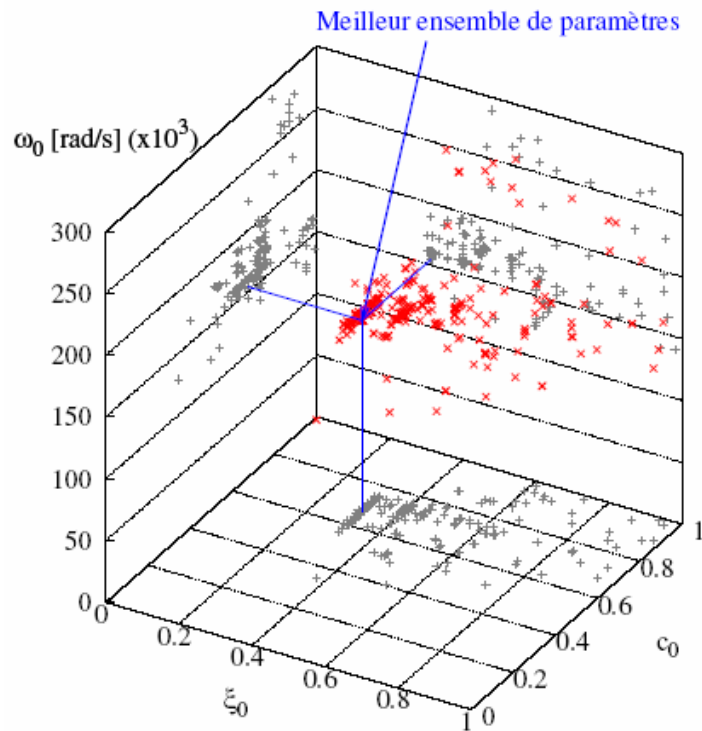


Figure 10-11 : Recherche par Algorithme génétique

Pôle principal de rejet : $c_0 = 0.6728$;

Pulsation des 2 pôles auxiliaires : $\omega_I = 154498$ rad/s (24.6 kHz) ;

Amortissement des 2 pôles auxiliaires : $\xi_I = 0.3128$.

Pour montrer l'amélioration du correcteur robuste trouvé par rapport à un correcteur PID numérique déterminé par le placement de pôles avec une dynamique en boucle fermée 4.5 fois plus rapide que celle en boucle ouverte, les fonctions de sensibilité des deux correcteurs sont présentées dans la Figure 10-12.

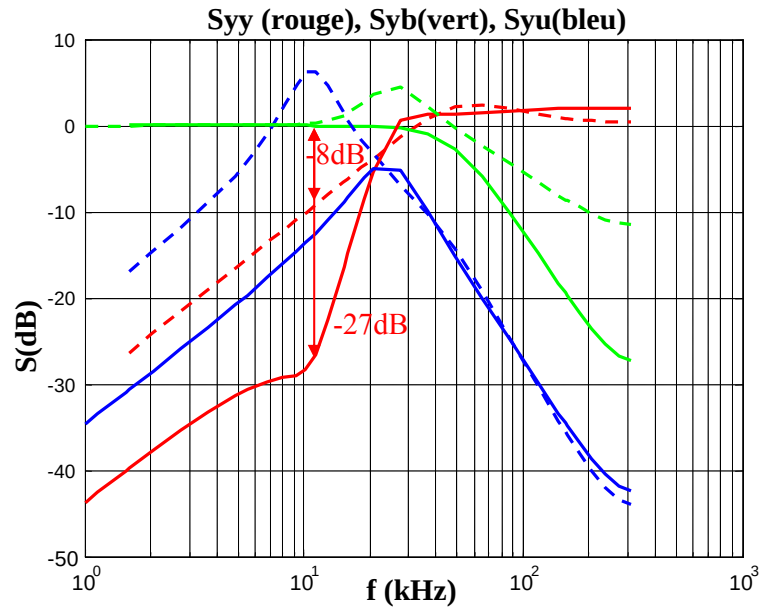


Figure 10-12: Fonctions de sensibilité des correcteurs PID (en pointillé) et RST optimisé

Pour le correcteur PID :

Les marges de stabilité sont $\Delta M = 0.75$, $\Delta \varphi = 64^\circ$, $\Delta \tau / T_e = 3.63$;

Le gain pour la pulsation $\omega_I = -8$ dB.

Pour le correcteur RST optimisé :

Les marges de stabilité sont $\Delta M = 0.79$, $\Delta \varphi = 51^\circ$, $\Delta \tau / T_e = 2.2$;

Le gain pour la pulsation $\omega_I = -27$ dB.

Les simulations avec ces deux correcteurs sont effectuées en prenant en compte l'effet de quantification, de retard et de saturation avec une MLI numérique de résolution 7 bits, un convertisseur analogique/numérique de 10 bits et un modèle hybride [Lin-Shi, CI-23] pour la partie du “buck” (Figure 10-13).

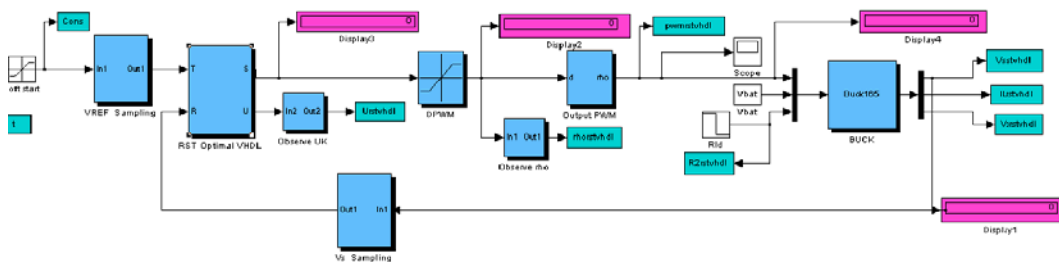


Figure 10-13: Schéma de simulation

Figure 10-14 montre la réponse temporelle pour un suivi de référence et un rejet de la perturbation de 0.1 à 0.33A à 200 μ s.

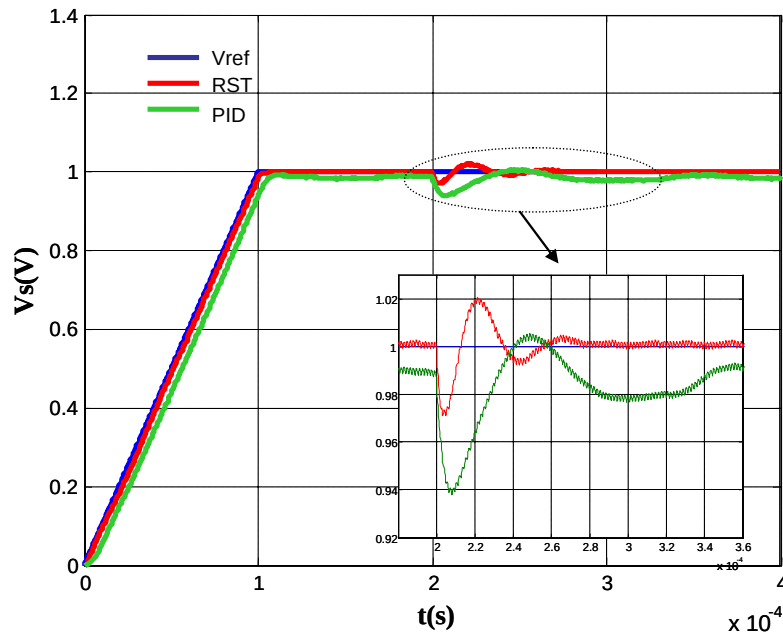


Figure 10-14: Réponse temporelle

L'amélioration apportée par le correcteur RST optimisé est encourageante. Plusieurs études sont en cours, notamment une étude sur l'influence des variations paramétriques et une autre sur les conséquences des troncatures numériques lors du passage en virgule fixe lors d'une synthèse sur un circuit FPGA.

L'algorithme sera testé sur une carte FPGA Actel ProAsic3 (Figure 10-15). Les essais expérimentaux sont en cours.

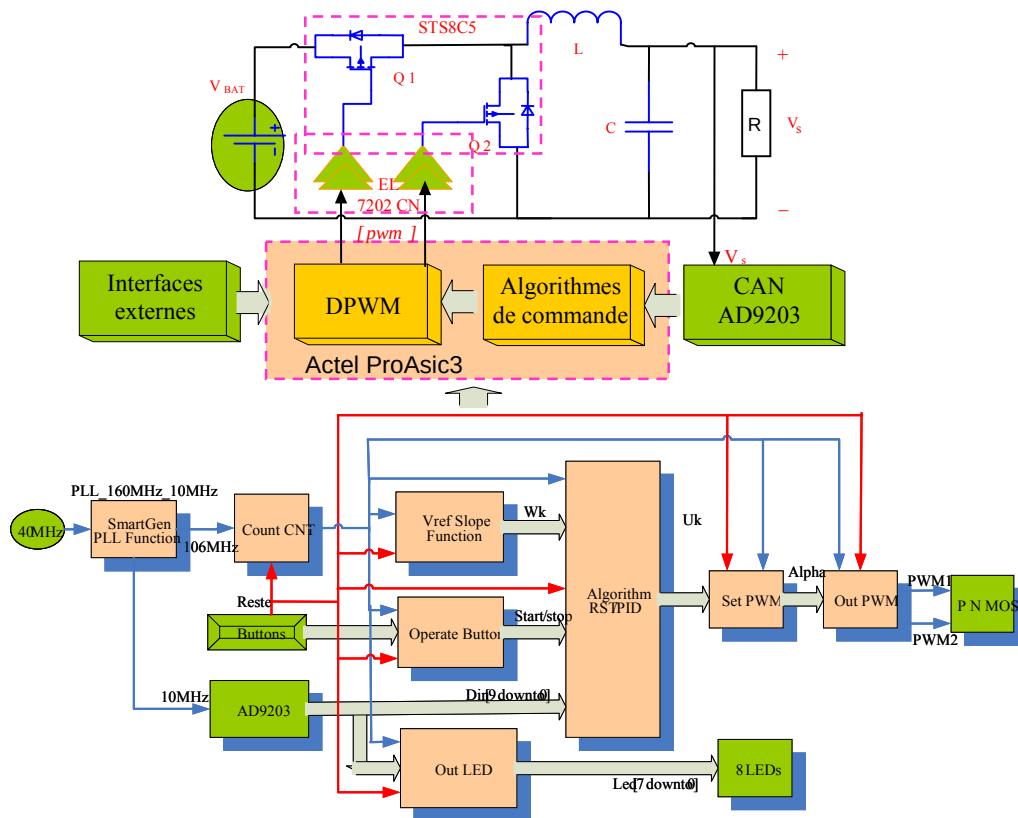


Figure 10-15: L'implémentation en FPGA

10.4. Commande non-linéaire d'un convertisseur élévateur de tension

Si l'approche non-linéaire représente une alternative pour la commande des machines tournantes comme nous avons pu montrer dans chapitre 1, pour certaines topologies de convertisseurs, l'approche non-linéaire est incontournable.

Un convertisseur élévateur de tension continu-continu ("boost") présente un comportement fortement non-linéaire. Nous avons donc proposé une approche non-linéaire. La conception de lois de commande requiert un modèle significatif du comportement du convertisseur sans avoir une complexité trop importante. Le modèle moyen prenant en compte les non linéarités au sein du convertisseur permet un bon compromis entre la précision et la complexité.

Il existe différentes techniques pour obtenir le modèle moyen d'un convertisseur. Nous avons adopté une approche par modèle moyen basée sur l'utilisation conjointe des graphes de liens qui sont pertinents pour représenter les transferts d'énergie [Allard, et al. 1995] et des réseaux de Petri qui prennent facilement en compte le changement de topologies liées aux commutations.

Cette approche originale a été développée au CEGELY par l'équipe « Modèles de composants et des convertisseurs » dirigée par H. Morel, DR CNRS.

L'avantage de cette méthode est de lever toute ambiguïté quant aux causalités des divers sous-systèmes et de rendre le développement systématique des modèles moyennés [Allard, et al., 1997, Allard, et al., 1999]. En outre, le modèle moyen obtenu permet de prendre en compte les non linéarités des composants de puissance, et la dynamique du courant (lié notamment aux éléments de câblage) au sein d'un convertisseur, .

10.4.1. Modèle moyen non-linéaire

Figure 10-16 présente la structure générale d'un "boost".

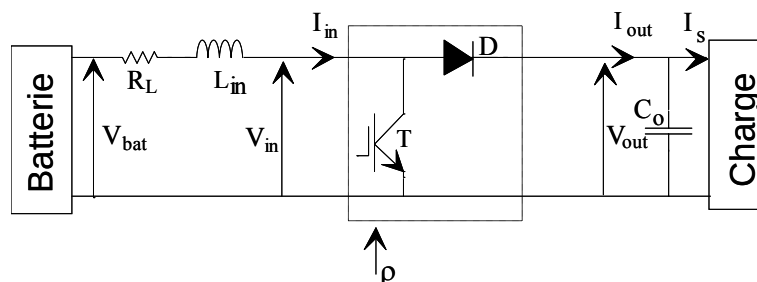


Figure 10-16: Structure générale d'un "boost"

V_{bat} est la tension de la batterie; R_L est la résistance interne de l'inductance L_{in} , C_o est le filtre de sortie et R_{load} est la résistance de charge qui peut être linéaire ou non. La cellule de commutation comporte un transistor IGBT T et une diode de puissance D.

Le “bond graph” à commutation correspondant [Allard, et al., 1997] est présenté dans la Figure 10-17.

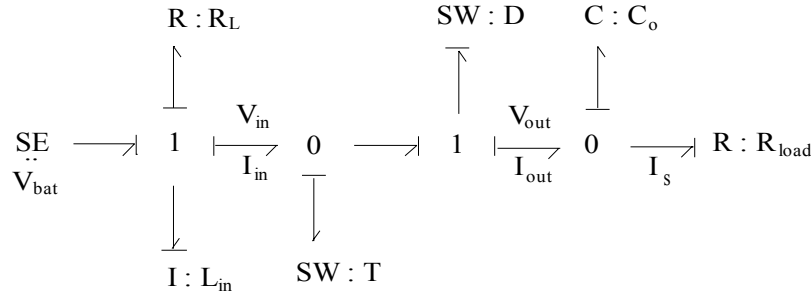


Figure 10-17 : “Bond graph” à commutation du “boost” (sans le driver de IGBT)

Le modèle moyen repose sur une hypothèse fréquentielle vis-à-vis de la fréquence de commutation de l'interrupteur, comparée aux autres fréquences naturelles du circuit. Il faut en effet, pour établir un modèle moyen, que les temps liés aux commutations soit petits devant les dynamiques électriques du circuit de charge. Cette condition est remplie pour la commande de l'élévateur de tension.

L'établissement du modèle moyen du bloc de commutation se fait à partir du “Bond graph” (Figure 10-17) par une procédure automatique. Plusieurs étapes sont nécessaires. Nous n'entrerons pas dans le détail de la méthodologie et renvoyons le lecteur à la publication [**Lin-Shi, RI-4**].

Le modèle moyen déduit du bloc de commutation du convertisseur “boost” de la Figure 10-17 est donné par les deux équations suivantes :

$$v_{in} = \left[1 - \left(\rho + \frac{\delta_{vce}}{T_{mod}} \right) \right] [V_{out} + v_{Don}(I_{in})] + \left(\rho + \frac{\delta_{vce}}{T_{mod}} \right) v_{CEon}(I_{in}) \quad (\text{Eq 10-10})$$

$$i_{out} = \left[1 - \left(\rho + \frac{\delta_{id}}{T_{mod}} \right) \right] I_{in} \quad (\text{Eq 10-11})$$

Dans ces équations nous retrouvons:

- le rapport cyclique ρ et la période de découpage T_{mod} ;

- les caractéristiques statiques de l'IGBT $v_{CEon}(I_{in})$ et de la diode $v_{Don}(I_{in})$;
- les retards virtuels δ_{vce} et δ_{id} permettant de prendre en compte la réalité de la dynamique d'un signal en commutation [**Lin-Shi, RI-3**].

Les caractéristiques statiques de l'IGBT et de la diode sont approximées par :

$$v_{CEon}(I_{in}) = U_T \cdot \ln \left(1 + \frac{I_{in}}{I_{S_T}} \right) + R_T \cdot I_{in} \quad (\text{Eq 10-12})$$

$$v_{Don}(I_{in}) = U_D \cdot \ln \left(1 + \frac{I_{in}}{I_{S_D}} \right) + R_D \cdot I_{in} \quad (\text{Eq 10-13})$$

où les paramètres $U_{(T,D)}$, $I_{S(T,D)}$ et $R_{(T,D)}$ peuvent être obtenus à partir des mesures statiques.

Quant aux délais virtuels, il est possible de les déterminer à partir de la simulation d'un modèle fin du comportement du convertisseur ou bien à partir des mesures directes in situ si l'on ne dispose pas d'une modélisation précise.

Pour accéder plus facilement aux grandeurs électriques à commander, les variables d'état choisies ne sont pas les variables d'état énergie p et q utilisées généralement pour les "Bond graph", mais le courant I_{in} et la tension V_{out} . Les équations d'état de l'ensemble du système peuvent se mettre sous la forme suivante :

$$\frac{dI_{in}}{dt} = \frac{1}{L_{in}} [V_{bat} - v_{in}(\rho, V_{out}, I_{in}) - R_L I_{in}] \quad (\text{Eq 10-14})$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{1}{C_0} [i_{out}(\rho, I_{in}) - I_s] \quad (\text{Eq 10-15})$$

Le modèle ainsi défini assure un très bon compromis entre la précision et le temps de calcul nécessaire.

10.4.2. Conception de la commande non-linéaire

Le modèle défini dans (Eq 10-14) et (Eq 10-15) peut être écrit sous la forme non-linéaire affine en commande suivante :

$$\dot{X} = f(X) + g(X)\rho + E \quad (\text{Eq 10-16})$$

Avec

$$\begin{aligned}
X &= [I_{in}, V_{out}]^t \\
f(X) &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{in}} \left\{ R_L I_{in} + \left(1 - \frac{\delta_{vce}}{T_{mod}} \right) [V_{out} + v_{Don}(I_{in})] + \frac{\delta_{vce}}{T_{mod}} v_{CEon}(I_{in}) \right\} \\ \frac{1}{C_0} \left(1 - \frac{\delta_{id}}{T_{mod}} \right) I_{in} \end{bmatrix} \\
g(X) &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{in}} [V_{out} - v_{Don}(I_{in}) + v_{CEon}(I_{in})] \\ -\frac{1}{C_0} I_{in} \end{bmatrix} \\
E &= \begin{bmatrix} \frac{V_{bat}}{L_{in}} \\ -\frac{I_s}{C_0} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Pour maîtriser aisément la tension de sortie à partir de la commande de l'IGBT T, il est naturel de piloter le courant I_{in} d'entrée de l'architecture "boost". En effet, si l'on choisit la tension V_{out} comme sortie, le courant n'est pas maîtrisé en transitoire, ce qui peut provoquer une surintensité.

En choisissant I_{in} comme la sortie $y = h(X) = I_{in}$, le rapport cyclique comme la commande et en utilisant la technique de la linéarisation entrée/sortie, le rapport cyclique est déterminé par :

$$\rho = \frac{v - L_f h(X) - \frac{V_{bat}}{L_{in}}}{L_g h(X)} \quad (\text{Eq 10-17})$$

v est la nouvelle entrée qui est choisie de la forme $K_1(I_{in}^\# - I_{in})$. K_1 est un paramètre de commande qui impose la dynamique de courant. $I_{in}^\#$ est la référence du courant I_{in} . Sa détermination s'effectue par la résolution algébrique des équations d'état en régime d'équilibre en linéarisant les caractéristiques statiques de l'IGBT et de la diode.

On remarque que $L_g h(X) = -\frac{[V_{out} - v_{Don}(I_{in}) + v_{CEon}(I_{in})]}{L_{in}} \neq 0$ et que la commande fait apparaître un état inobservable.

Pour démontrer la stabilité de la partie inobservable, on choisit le changement de coordonnées (difféomorphisme) suivant :

$$Z = \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1 \\ \sqrt{L_{in} X_1^2 + C_0 X_2^2} \end{bmatrix} = \Phi(X) \quad (\text{Eq 10-18})$$

La transformation inverse de Z à X est donnée par (Eq 10-19) :

$$X = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = \Phi^{-1}(Z) = \begin{bmatrix} Z_1 \\ \sqrt{\frac{1}{C_0}(Z_2^2 - L_{in} Z_1^2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 \\ F(Z_1, Z_2) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq 10-19})$$

Le système (Eq 10-16) s'exprime dans les nouvelles coordonnées par:

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_2 \end{bmatrix} = \frac{\partial \Phi(X)}{\partial X} \dot{X} \Big|_{X=\Phi^{-1}(Z)} = \begin{bmatrix} \varphi_1(Z_1, Z_2) \\ \varphi_2(Z_1, Z_2) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq 10-20})$$

Comme on peut commander la sortie $y = Z_1$ à la valeur zéro en utilisant la nouvelle entrée v , le point d'équilibre de la dynamique du zéro peut être définie par $\dot{Z}_2 = \varphi_2(0, Z_2)$ [Liebal, et al. 1993], ce qui donne :

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_2 \end{bmatrix} = \frac{\partial \Phi(X)}{\partial X} \dot{X} \Big|_{\substack{X_1=0 \\ X_2=F(0, Z_2)}} = \begin{bmatrix} \varphi_1(0, Z_2) \\ -\frac{1}{Z_2} F(0, Z_2) I_s \end{bmatrix} \quad (\text{Eq 10-21})$$

$$\text{or } F(0, Z_2) = \frac{1}{\sqrt{C_0}} Z_2 \quad (\text{Eq 10-22})$$

et I_s peut être exprimé par $V_{out}/R_{load} = F(0, Z_2)/R_{load}$. Le point d'équilibre de la dynamique de zéro est défini ainsi:

$$\dot{Z}_2 = -\frac{1}{R_{load} C_0} Z_2 \quad (\text{Eq 10-23})$$

Comme C_0 et R_{load} ont des valeurs positives, la dynamique de zéro est donc asymptotiquement stable.

Dans [**Lin-Shi, RI-4**], nous avons montré, dans le cas du modèle moyen idéal, qu'avec le graphe de lien on peut retrouver la même condition de stabilité en utilisant le concept de bicausalité [Gawthrop, 1995, Youcef-Toumi, et al., 1999].

Il est à noter que la stabilité à caractère local ne garantit pas la stabilité asymptotique globale du système. Même si cette dernière n'a pas été mise en défaut dans les essais réalisés, la stabilité globale de la partie inobservable reste un point ouvert.

La mise en œuvre de cette commande soulève deux problèmes majeurs : d'une part, la dynamique de tension de sortie dépend de la valeur de la capacité et de la charge, en effet, elle est beaucoup plus lente par rapport à la dynamique de courant qui est imposée par $1/K_1$; d'autre part, la valeur de référence de courant dépend des paramètres des composants et de la charge, une erreur d'estimation de ces paramètres ou une variation de la charge conduiront à une erreur statique sur la tension de sortie.

Pour palier ces problèmes, nous avons proposé d'insérer une deuxième boucle de commande (Figure 10-18) composée d'un simple correcteur PI comportant un terme de « suivie en tension » $C_0 K_2 (V_{out}^{\#} - V_{out})$ et un terme pour compenser

l'erreur statique $\frac{1}{K_3 S}(V_{out}^{\#} - V_{out})$.

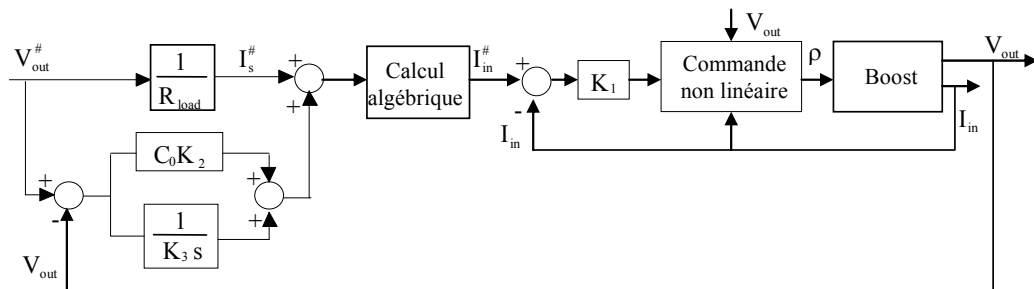


Figure 10-18: Schéma bloc de la commande

La constante K_2 ajuste la dynamique de tension de sortie, la constante K_3 est choisie de telle manière que le comportement dynamique global du système ne soit pas modifié.

10.4.3. Validation expérimentale

L'implémentation en temps réel de la commande proposée a été réalisée sur un banc de 10kVA (Figure 10-19) alimentée par une source de tension continue ($V_{bat}=70V$). Le convertisseur "boost" a été réalisé par un module de puissance CM150DY-12H dont les paramètres dans (Eq 10-10) et (Eq 10-11) ainsi que les délais virtuels sont déterminés dans [Lautier, 1998]. Les composants utilisés sont : $L_{in}=2.5mH$, $C_o=1000\mu F$. Les paramètres de commande sont réglés à $K_I=2000$, $K_2=300$ et $K_3=0.25$.

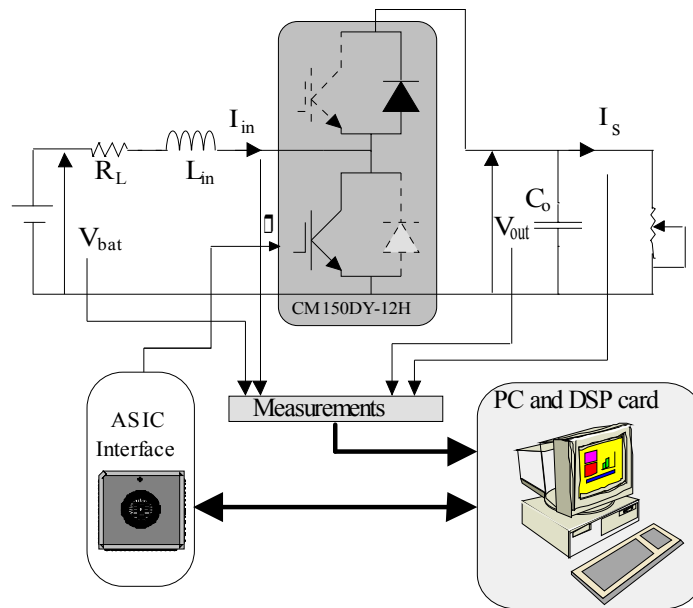


Figure 10-19: Banc de test

La Figure 10-20 (partie gauche) montre les résultats pour un changement de consigne de tension de sortie. La tension de sortie atteint la consigne en moins de 10ms. Il n'y a ni dépassement ni erreur statique. Le comportement en régulation est illustré sur la partie gauche, pour une variation de la charge, la tension de sortie a chuté de 0.5V initialement puis rejoint rapidement la valeur de référence.

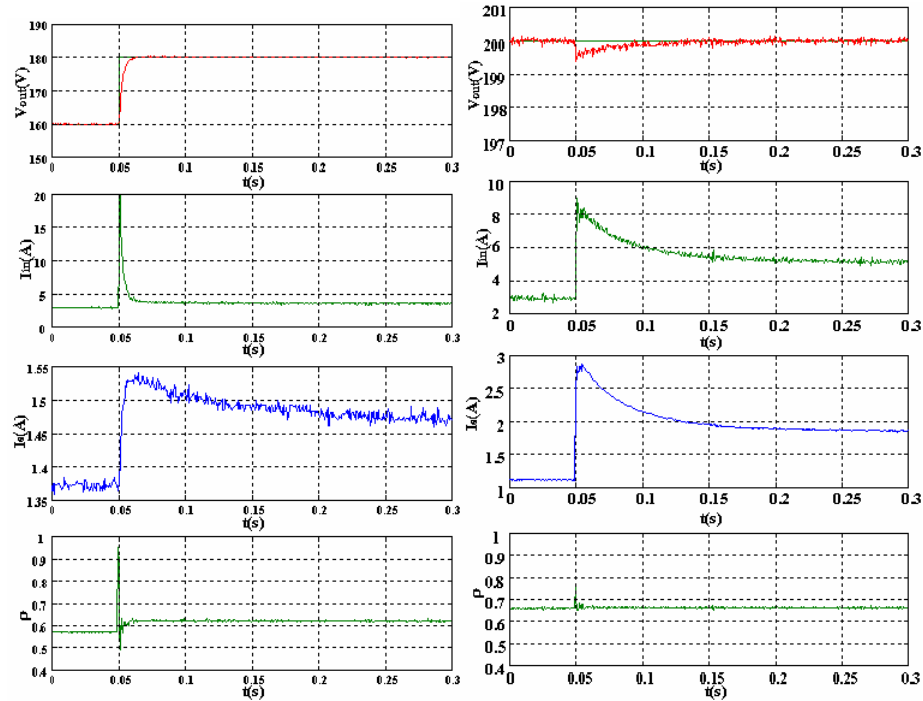


Figure 10-20: Résultats expérimentaux

L'apport de ce travail réside dans les deux points suivants :

Au plan théorique, nous avons établi un modèle moyen prenant en compte les caractéristiques statiques et dynamiques de l'interrupteur. Ce modèle a permis, via des techniques non - linéaire, d'établir des lois de commande suffisamment simples pour satisfaire les contraintes en temps réel sévères pour l'application envisagée.

La mise en œuvre de cette commande sur un convertisseur de calibre industriel a donné des résultats qu'il aurait été impossible d'obtenir avec des correcteurs linéaires classiques.

10.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit des outils d'analyse et de synthèse pour la commande des convertisseurs de puissance à découpage monolithique qui doivent satisfaire aux contraintes des applications de la « téléphonie mobile ».

Pour la solution analogique, nous avons montré l'intérêt d'une étape d'analyse fonctionnelle des fonctions de sensibilité pour exprimer le cahier des charges. Pour une conception numérique de la commande, nous avons proposé une méthodologie de placement de pôles robuste. Celle-ci s'appuie sur une description naturelle des exigences du cahier des charges de rejet des perturbations via les fonctions de sensibilité. La qualité de la réalisation est quantifiée par une fonction de coût faisant appel à la logique floue. L'optimisation de cette fonction coût est assurée par un algorithme génétique qui permet de synthétiser par un calcul « hors ligne » un correcteur satisfaisant simultanément au cahier des charges de rejet de perturbation tout en garantissant la robustesse de la commande.

Pour des structures de convertisseurs fortement non-linéaires, tels les convertisseurs élévateurs de tension, l'utilisation d'un modèle moyen associé à une commande non-linéaire a montré la pertinence de notre approche.

11. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Les travaux présentés dans les trois chapitres précédents retracent le chemin que j'ai parcouru durant ces dernières années. Ils montrent, d'une part mes évolutions au plan théorique et applicatif pour le contrôle et la commande de systèmes, et d'autre part ma volonté de dépasser la limite du domaine d'application, initialement centré sur les entraînements électriques. Les travaux concernant la commande hybride pour une des classes des systèmes dynamiques hybrides sortent largement du domaine du Génie Electrique et ont suscité des intérêts pour d'autres champs applicatifs. De même, l'étude des convertisseurs de puissance intégrés touche directement les problèmes des alimentations pour des appareils nomades. Ces travaux ont abouti à de nombreux projets de recherche. Par ailleurs, depuis janvier 2007, j'ai intégré la nouvelle équipe « commande » du laboratoire Ampère suite à la fusion du CEGELY et du LAI. Cette équipe rassemble 8 enseignants-chercheurs issus de l'équipe « commande » du thème C (Sûreté de fonctionnement des systèmes électriques) du CEGELY et de l'équipe FTR (Fluidpower Transport et Robotique) du LAI. L'association de nos compétences dans le domaine du Génie Electrique et du « Fluid Power » nous offre une réelle opportunité d'ouverture vers des domaines d'applications plus larges comme le Transport, la Robotique Médicale, l'Habitat...

En cherchant un équilibre entre les aspects théoriques et appliqués, mes projets de recherche pour les années à venir s'articulent autour des axes suivants :

Systèmes Dynamiques Hybrides

Pour les systèmes dynamiques hybrides, la communauté scientifique s'intéresse principalement à la modélisation, l'identification, l'analyse de stabilité, la commande et la synthèse d'observateurs... Cependant la maîtrise de ces systèmes nécessite encore des recherches sur le développement des théories et d'outils généraux pour l'analyse, la synthèse et notamment la validation en pratique. Ceci m'incite à poursuivre des recherches dans ce domaine. J'envisage donc de travailler conjointement sur la modélisation et la synthèse.

Modélisation

La commande hybride développée au chapitre 2 utilise des modèles locaux avec un nombre fini de configurations de la commande. Dans le cas où la dimension de l'espace d'état est grande et le nombre de configurations de commande est important, l'application de la commande hybride peut s'avérer difficile. Dans ces cas plus complexes, une modélisation spécifique s'impose. Actuellement, deux directions sont envisageables. Une direction concerne l'utilisation des Graphes de liens (Bond graph) à commutation. Les modèles « bond-graphs » à commutation ont été proposés par l'équipe de Supélec Rennes [Buisson et al.,

2004] pour modéliser les convertisseurs DC/DC. L'avantage de cette méthode réside dans sa formulation entrée-sortie calculée formellement après une mise en équation tenant compte de la causalité. L'autre direction consiste à utiliser une approche issue des graphes d'interconnexion de ports. Le graphe d'interconnexion de ports est classiquement utilisé pour obtenir une représentation d'état minimale d'un système dynamique continu [Maschke, et al. 1995]. Magos et al. [2003] propose une extension de l'approche pour une classe des systèmes dynamiques à commutation. Une représentation Hamiltonienne hybride paramétrée par l'état de commutation est calculée formellement grâce aux graphes d'interconnexion de ports dynamiques. Cette approche permet d'utiliser la structure d'interconnexion des différentes topologies du SDH et d'effectuer une analyse des configurations valides et contraintes directement par analyse des matrices d'incidence des graphes d'interconnexion dynamique. Par contre, cette approche ne s'applique qu'aux systèmes physiques à commutation dont le graphe d'interconnexion de ports est planaire. Ces deux approches issues du concept d'énergie sont très intéressantes à exploiter. Au sein du laboratoire Ampère, les anciennes équipes *FTR* du LAI et *Composants de puissance Intégrés* du CEGELY possèdent des compétences en matière de modélisation multi-physique par approche bond graph. En outre, nous avons commencé une étude, en collaboration avec le LAGEP, sur la modélisation des convertisseurs multi-niveaux avec l'approche du graphe d'interconnexion de ports dynamiques. Ceux-ci nous encouragent à nous engager dans ces directions.

Synthèse

Dans la continuité des recherches engagées sur la commande hybride, nous envisageons de travailler à l'amélioration des performances notamment pour les régimes établis. En effet, l'incertitude paramétrique du modèle utilisé conduit à des erreurs statiques sur les valeurs finales prises par les grandeurs d'état. Pour contourner ce problème, l'utilisation des techniques d'observation peut s'avérer efficace. Dans une première approche, les observateurs issus de l'automatique continue peuvent être suffisants dans certaines applications. Pour les autres, la nature discontinue de la commande du système hybride est à prendre en compte. Les idées développées notamment dans [Birouche et al., 2006] sont un point de départ intéressant pour construire des observateurs hybrides.

Dans la commande hybride présentée, l'aspect prédictif a été réalisé pour un l'horizon d'un pas. Une extension de l'horizon de prédiction sur plusieurs pas devrait améliorer les performances de la commande.

Concernant nos stratégies de choix, elles sont actuellement basées sur des critères géométriques dans l'espace d'état. Il serait très intéressant de considérer l'aspect énergétique ou temporel du système étudié.

En outre, nous aimerions élaborer une méthodologie générale pour définir une commande hybride qui permettrait de définir des outils génériques de synthèse.

Ces travaux seront menés dans les deux ans à venir avec une thèse qui a démarré en septembre 2006. La validation de la démarche proposée sera effectuée sur des systèmes électriques (convertisseurs DC/DC, convertisseurs multi-niveaux, actionneurs électriques) et des systèmes à fluides sous pression (vérins pneumatiques, vérins hydrauliques).

Gestion d'énergie

Le contrôle, la gestion et l'optimisation de l'énergie sont des sujets qui constituent au plan sociétal un défi pour les années futures. Nous nous intéresserons plus particulièrement aux deux thèmes suivants :

Convertisseurs de puissance monolithiques pour la gestion d'énergie

Ces dernières années ont vu l'explosion du marché des produits nomades : téléphone mobile, assistant personnel électronique, lecteur portable de sons et d'images,... L'importance stratégique de la gestion d'énergie pour les systèmes nomades a créé une actualité volumineuse en recherche et développement.

Les systèmes nomades ont une très forte exigence en autonomie. Cela demande des alimentations bien optimisées au niveau du rendement, mais aussi avec une forte densité d'intégration. L'utilisation des convertisseurs monolithique DC/DC à découpage semble être la solution la plus appropriée pour la gestion d'énergie de ces alimentations.

L'augmentation du niveau d'intégration de ces convertisseurs s'accompagne d'une très forte montée en fréquence de découpage. On envisage d'augmenter la fréquence de découpage de 1MHz (actuel) vers 100MHz (objectif à 3 ans). A 100MHz de fréquence de découpage, un convertisseur est difficilement commandable par MLI. L'évolution vers une commande directe utilisant des solutions numériques est apparue comme un des points essentiels. Les travaux que nous avons menés avec l'équipe *Electronique de puissance et Intégration* en forte collaboration avec des industriels (ST-Microelectronics, Philips) sur des convertisseurs à découpage monolithiques (SMPS switch-mode power supply) nous serviront de base pour développer des méthodologies efficaces en vue de la commande directe des convertisseurs intégrés. Une thèse en cotutelle avec le laboratoire d'automatique de Shanghai University a démarré en septembre 2006 sur ce sujet. Deux approches seront envisagées: l'une continue, utilise la notion de modèle moyen associée avec la technique de DPWM (Digital Pulse Width Modulation), et l'autre, directement basée sur le caractère hybride du système, sera fortement couplée avec l'axe de recherche sur les systèmes dynamiques hybrides cité auparavant.

Dans un horizon plus lointain, je pense élargir cet axe de recherche vers la commande des convertisseurs de puissance en carbure de silicium (SiC). Le

carbure de silicium est connu pour ses propriétés physiques mieux adaptées que celle du silicium pour une utilisation à Haute Tension, Haute fréquence, Haute puissance, ainsi que Haute Température. Le CEGELY a mené des activités de recherche autour des composants de puissances en SiC à partir de 1991. Les résultats acquis aujourd'hui nous laissent croire qu'il est pleinement possible de réaliser des convertisseurs monolithiques sur SiC dans un futur proche. De nouvelles structures de convertisseurs nécessitent des commandes adaptées. Des études sur la commande des convertisseurs de puissance en SiC offrent une prospective intéressante pour développer des applications potentielles allant de l'aérospatiale, le transport ferroviaire, jusqu'à l'automobile et la domotique.

Gestion de l'énergie pour le transport

Le domaine des transports connaît une pénétration continue et croissante de l'énergie électrique. En effet, les moteurs thermiques contribuent à la pollution et au réchauffement de la planète et aux modifications climatiques. Les véhicules propulsés par plusieurs sources d'énergie représentent vraisemblablement une alternative pour remplacer les véhicules thermiques.

Un des verrous technologiques liés au développement des véhicules électriques ou hybrides concerne essentiellement l'optimisation de la source d'énergie embarquée. Les batteries sont des moyens bien connus pour le stockage de l'énergie électrique. Cependant leurs performances en décharge rapide sont insuffisantes. C'est pourquoi on envisage de les associer à des dispositifs complémentaires comme les super-condensateurs, les piles à combustibles ou les volants d'inertie. Le contrôle et la gestion de l'énergie entre les différents constituants associés aux convertisseurs de puissance, aux dispositifs d'équilibrage conduisent à des verrous technologiques et méthodologiques. En collaboration avec les équipes *Electronique de puissance et intégration* et *Actionneurs et Systèmes*, nous travaillons sur la stratégie de contrôle des sous-ensembles et de la gestion globale du système: équilibrage des batteries, contrôle des convertisseurs pour améliorer les performances, la fiabilité et la disponibilité du système, voire le diagnostic ou en tout cas les modes de marche dégradée. Le projet « Hybat » déposé au sein du pôle de compétitivité « Lyon Urban Bus and Trucks 2015 » auquel participent SEEDS (Systèmes d'Energie Electrique dans leur Dimension Sociétale), le CNRS, le CEA, l'INRETS en partenariat avec Irisbus est typique à cet égard. Le projet a pour objectif final la mise au point d'un nouveau système de transport pour les trolleybus de nouvelle génération. Celui-ci repose sur une gestion d'énergie multi-sources hybridation « électrique-électrique », permettant un coût global acceptable (intégrant la durée de vie) et des performances élevées: augmentation des densités d'énergie et de puissance, de la capacité de charge et de la puissance restituée en décharge.

Commande en vue de l'intégration

L'évolution des technologies microélectroniques permet d'implanter sur le même substrat un nombre important de fonctions comportant à la fois des circuits électroniques analogiques et numériques, des interfaces d'entrées - sortie, des unités de traitement de signal, sans négliger des logiciels embarqués (System On Chip). Ces systèmes, qu'ils soient sur un circuit monolithique ou dans un boîtier, se trouvent au cœur des derniers développements de la recherche industrielle et scientifique. Les préoccupations actuelles ne se limitent plus à la réduction des dimensions qui accompagnent l'augmentation de la densité d'intégration mais concernent la mise au point d'architectures innovantes pour dépasser les limites technologiques. Le rôle à jouer de l'automatique dans ces systèmes concerne, d'une part l'élaboration d'algorithmes plus efficaces de façon à assurer la performance du système en prenant en compte les différents types de contraintes imposées, et d'autre part la participation à la conception de systèmes de commande intégrés. L'intégration de la commande présente de nombreux avantages : l'accroissement de fonctionnalités, la réduction des volumes, l'augmentation de la vitesse de calcul, la facilité de montage, la confidentialité... mais elle recèle de nombreux verrous technologiques.

Nous avons déjà initié des travaux dans la direction de recherche de l'intégration de commande. Les travaux menés par le Pr. Rétif sur l'application des circuits spécifiques dédiés pour la commande des moteurs permettent de déporter sur ces circuits tout ou partie de la commande des machines. L'implémentation de la commande hybride dans un FPGA présentés dans le chapitre 2 montre l'efficacité d'une telle intégration. L'implémentation de la commande numérique pour des convertisseurs monolithiques exposée dans le chapitre 3 constitue un point de départ pour la conception des alimentations embarquées... Nous comptons poursuivre ces travaux en cherchant à intégrer des algorithmes de commande et d'observateurs sur des FPGA et des ASIC (Application Specific Integrated Circuit). Les applications concernent évidemment les systèmes nomades et peuvent s'étendre vers le domaine du transport.

Commande des systèmes en réseaux (NCS, Networked Controlled Systems)

Les systèmes commandés à travers des réseaux de communication constituent un enjeu important tant sur le plan scientifique qu'économique, car d'une part ils s'inscrivent dans plusieurs domaines d'application d'avenir (les transports, la robotique médicale, la domotique ...) et d'autre part ils nécessitent une bonne intégration de domaines scientifiques pluridisciplinaires (automatique, informatique et traitement du signal). La commande d'un processus, via le réseau, pose des problèmes spécifiques liés aux transmissions de données et à la synchronisation de l'algorithme de commande en temps-réel. En effet, la présence du réseau de transmission dans la boucle de commande rend l'analyse du système et la synthèse de commande plus complexe. La performance du système dépend de la qualité et la fiabilité du réseau, des retards, constants ou variants, issus de la transmission et de la codification des données. Dans la

littérature, beaucoup d'études théoriques ont été effectuées, par contre à ce jour, peu d'applications concrètes avec des résultats expérimentaux sont données.

Nous avons initié la thématique de recherche sur la commande des systèmes en réseaux en fin 2006 dans le cadre d'une thèse en cotutelle avec le département d'Information Security System Engineering (ISSE) de North-Western Polytechnical University de Xian en Chine. Nos études seront centrées sur un démonstrateur comportant un procédé rapide pour lesquels les caractéristiques du réseau ne peuvent plus être négligées. Pour piloter à distance un tel système, de nouvelles méthodes de commande sont nécessaires pour prendre en compte les problèmes spécifiques inhérents aux transmissions d'informations. Dans ce contexte, une analyse de la partition des tâches locales et déportées sera étudiée. Une attention particulière doit être portée à la présence de retard, à la gestion du flux de données ou à la perte d'information. Pour cette dernière, il est envisageable d'étudier des mécanismes de reconstruction et/ou repli pour pallier aux dysfonctionnements.

Voilà à ce jour les projets de recherche que je pense explorer dans les cinq années à venir. Ils sont basés sur mes compétences et mes expériences acquises en Automatique, en Electrotechnique et en Electronique de puissance. Il convient enfin de maintenir et de développer les collaborations aussi bien locales, nationales qu'internationales, ainsi qu'avec le milieu industriel. Afin d'avoir une vue synthétique de mes travaux et perspectives de recherche, les collaborations, les thématiques, et les applications sont résumés dans la Figure 11-1.

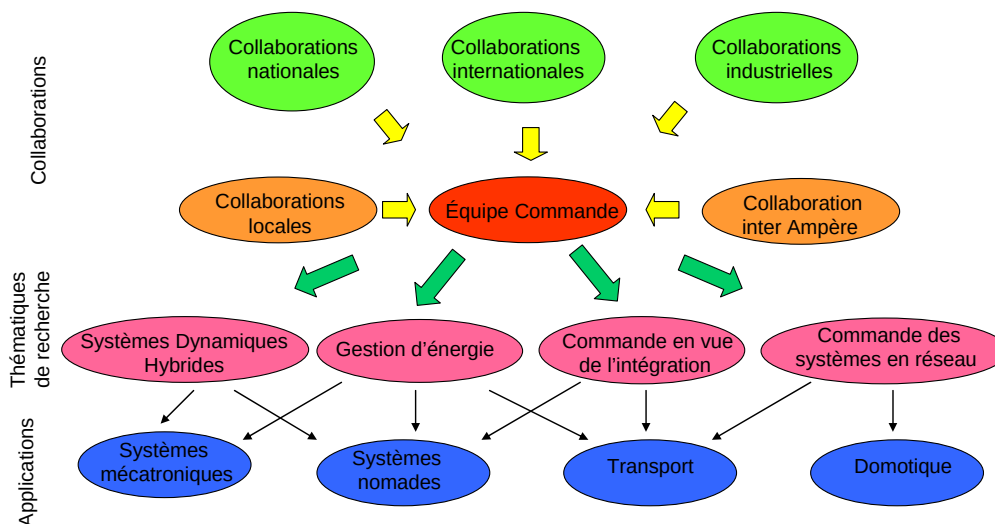


Figure 11-1: Projets de recherche

Ces projets s'inscrivent complètement dans les axes de recherche du laboratoire Ampère pour le quadriennal 2007-2010.

12. BIBLIOGRAPHIES

[Allard et al., 1995] Allard B., Morel H., Lin C.C., Helali H. “Semiconductor device modeling and simulation using bond graphs”, ICBGM’95, SCS Simulation Series, vol. 27, n°1, 1995, p. 269-274.

[Allard et al., 1997] Allard B., Morel H., Ammous A., Ghedira S., “Extension of causality analysis to bond graphs including state-space models”. ICBGM’97, SCS Simulation Series, vol. 29, n° 1, 1997, p. 72-78.

[Allard et al., 1999] Allard B., Morel H., Ghedira S., Ammous A., “Building advance averaged model of power converters from switched bond graph representation”, SCS, Simulation series, vol. 31, n°1, 1999, p. 331-337.

[Alur et al., 1995] Alur R., Courcoubetis C., Halbwachs N., Henzinger T., Ho P., Nicollin X., Olivero A., Sifakis J., Yovine S., “The algorithmic analysis of hybrid systems”, Theoretical Computer Science, vol. 138, p. 3-34, 1995.

[Asseu, 2000] Asseu O. “Contribution à la commande et à l’estimation des flux et constante de temps rotoriques de la machine asynchrone”, Thèse de doctorat, INSA de Lyon, France, n°0027, 2000.

[Barbot et al. 2000] Barbot J. P., Djemai M., Boukhobza T., Glumineau A., Optimisation, discrétisation et observateurs, ch. 7: Observateur non linéaire de type modes glissants : application au moteur asynchrone, Hermes, 2000, p. 219-280.

[Beasley, 1993, 1] Beasley D., “An overview of genetic algorithms: Part 1, fundamentals”, University Computing, vol. 15, no. 2, 1993, p. 58–69.

[Beasley, 1993, 2] Beasley D., “An overview of genetic algorithms: Part 2, Research Topics”, University Computing, vol. 15, no. 4, 1993, p. 170–181.

[Bellini et al., 1993] Bellini A., Figalli G., “An adaptive control for induction motor drives based on a fully linearized model”, EPE’ 93, 13-16 September 1993, Brighton (UK).

[Bemporad et al., 1999] Bemporad A., Morari M., “Control of Systems Integrating Logic, Dynamics, and Constraints”, Automatica, vol. 35, n° 3, 1999, p. 407-427.

- [Benchai et al. 1999] Benchai A., Rachid A., Audrezet E., Tadjine M., “Real-time sliding mode observer and control of an induction motor”, IEEE Trans. Industrial Electron., vol. 46, no.1, p. 128-137, Feb., 1999.
- [Birouche et al., 2006] Birouche A., Daafouz D., Jung C., “Observer design for a class of discrete time piecewise-linear systems”, 2nd IFAC Conference on Analysis and Design of Hybrid Systems, ADHS'06, Alghero, Sardinia, CDROM, June 2006.
- [Blaschke, 1972] Blaschke F. “The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvektor Closed-Loop Control System for Rotating Field Machines”, Siemens Review, 1972. Vol. 39, n° 5. p. 217-220.
- [Bornard et al., 1991] Bornard G., Hammouri H., “A high gain observer for a class of uniformly observable systems”, Proc. of the 30th Conference on Decision and Control (CDC), Brighton, England, p. 1494-1496, December 1991.
- [Bouri et al., 2001] Bouri M., Thomasset D., “Sliding Control of an Electropneumatic Actuator Using an Integral switching Surface”, IEEE Trans. Control Systems Technology, vol. 9, 2001, p. 368-375.
- [Branicky, 1993] Branicky M.S., “Topology of Hybrid Systems ”, 32nd IEEE Conference on Decision and Control, San Antonio, Texas, p. 2309-2314, 1993.
- [Branicky et al., 1995] Branicky M.S., Mitter S. K., “Algorithms for optimal hybrid control”, 34rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC95), New Orleans, 1995, p. 2661-2666.
- [Branicky, 1996] Branicky M.S., “On a class of general hybrid dynamical systems”, 13th triennial world congress, San Francisco, USA, 1996.
- [Branicky et al., 1998] Branicky, M. S., V. S. Borkar, S. K. Mitter, “A unified framework for hybrid control: model and optimal control theory”. IEEE Transaction on Automatic Control, vol. 43, n°1, 1998, p. 31-45.
- [Brun et al., 2002] Brun X., Thomasset D., Bideaux E., “Influence of the process design on the control strategy: application in electropneumatic field”, Control Engineering Practice, vol. 10, Issue 7, July 2002, p. 727-735.
- [Buisson et al., 2002] Buisson, J., Cormerais H., Richard P.Y., “Analysis of the Bond Graph Model of Hybrid Physical Systems with Ideal Switches”, Journal of Systems and Control Engineering, vol. 216, n°11, 2002, p. 47-72.

[Buisson et al., 1998] Buisson J., Cormerais H., “Descriptor systems for the knowledge modelling and simulation of hybrid physical systems” ADPM98, European Journal of Automation (JESA), vol. 32, n°9-10, p. 1047-1072.

[Buisson et al., 2004] Buisson J., Cormerais H., Zainea M., Guéguen H., Godoy E., “A formal approach to compute hybrid automata models for linear physical systems with ideal switches”, 2004 IEEE CACSD, Taipei, Taiwan. 2004.

[Burrows, 1972] Burrows, C.R. “Fluid Power Servomechanisms”, London: Van Nostrand Reinhold Company, 1972.

[Cébron et al., 1999] Cébron B., Sechilariu M., Burger J., “Optimal Control of Hybrid Dynamical Systems with Hysteresis”, European Control Conference (ECC99), Karlsruhe, 1999, p. 260-266.

[Chapuis, 2001] Chapuis F. “Comparaison en simulation et en temps réel de méthodes d’observateur utilisées pour la commande et de la diagnostic”, Rapport de DEA, Juin 2001, CEGELY.

[Chouiter, 1997] Chouiter D., “Conception et réalisation d’une commande robuste de machine asynchrone”, Thèse de doctorat, Ecole central de Lyon, France, n°ordre E.C.L. 97-06, 1997.

[Cormerais et al., 2002] Cormerais H., Buisson J., Leirens S., Richard P. Y., “Calcul symbolique de l’ensemble des équations d’état pour les bond graphs en commutation”, Conférence Internationale Francophone d’Automatique. CIFA, Nantes, 2002.

[Debenbrock, 1988] Debenbrock M., “Direct self control of inverter-fed induction machines,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 3, no.4, p. 420-429, Oct., 1988.

[Deng et al., 2005] Deng H., Duan X., Ma Y., Huang A., Chen D., “Monolithically integrated boost converter based on 0.5um cmos process”, IEEE Transactions on Power electronics, vol. 20, no. 3, 2005, p. 628–638.

[Doyle, 1992] Doyle, J. C., “Robustness with observers”. IEEE Trans. Aut. Control, vol. 24, n°4, 19 p., August 1979.

[Edge, 1997] Edge, K.A., “The control of fluid power systems - responding to the challenge”, Journal of Systems and Control Engineering, vol. 211, n°12, 1997, p. 91-110.

[Erickson, et al., 2001] Erickson R. W., Maksimovic D., “Fundamentals of Power Electronics”, Kluwer, 2nd edition, 2001.

[Fossard et al., 1993] Fossard A.J., Normand-Cyrot D. Modélisation, “Systèmes non linéaires”, Tome 3 : Commandes, ouvrage collectif, Paris, Masson, 1993.

Fossard Fuse T., Ohta M., Tokumasu M., Fujii H., Kawanaka S., Kameyama A., “A 0.5v power-supply scheme for low-power system lsis using multi-vth soi-cmos technology”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, no. 2, 2003, p. 303–311.

[Fuse] Fuse T., Ohta M., Tokumasu M., Fujii H., Kawanaka S., Kameyama A., “A 0.5v power-supply scheme for low-power system lsis using multi-vth soi-cmos technology”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, no. 2, 2003, p. 303–311.

[Gawthrop, 1995] Gawthrop P.J., “Bicausal bond graphs”, Proceedings of the 1995 Int. Conference on Bond Graph Modelling and Simulation: ICBGM’95, 1995, p. 83-88.

[Georgiou, 1989] Georgiou, “Adaptive feedback linearisation and tracking for induction motors”, IFAC Workshop on Evaluation of Adaptative Control, p. 255-260, Tbilissi, Russie, oct. 1989.

[Glumineau et al., 2002] Glumineau A., Boisliveau R., Siala S. et Loron L., “Benchmark observateur : caractéristiques et essais réalisés”, JESA, Journal Europeen Des Systemes Automatisés, numéro spécial "Commande et observation de la machine asynchrone-Résultats expérimentaux". vol. 36, n°5, pp. 633-639, 2002.

[Hung et al., 2002] Hung J. L. G., Nelms R., “Pid controller modifications to improve steady-state performance of digital controllers for buck and boos converters”; Proc of IEEE APEC, vol. 1, p. 381–388, 2002.

[Isidori, 1989] Isidori A., “Nonlinear control systems”, Berlin: Springer-Verlag, Second edition, 1989.

[Kim et al., 1990] Krein D.I., Ha, I. J., Ko M.S., “Control of induction motors via feedback linearization with input-output decoupling”, Int. J. Control, vol. 51, n°4, 1989, p. 863-883.

[Krein et al., 1990] Krein P.T., Bentsman, J., Bass R.M., Lesieutre B.L., “On the use of averaging for the analysis of power electronics systems”, IEEE Trans. Pow. Electr., vol. 5, n°2, 1990, p. 182-190.

[Kursun et al., 2004] Kursun V., Narendra S., De V. K., Friedman E., “High input voltage step-down dc/dc converters for integration in a low voltage cmos process”, Proc. of IEEE ISCAS, 2004.

[Laghrouche et al., 2006] Laghrouche S., Smaoui M., Plestan F., Brun X. “Higher order sliding mode control based on optimal approach of an electropneumatic actuator”, International Journal of Control , vol. 79, n°2, February 2006, p. 119-131.

[Landau, 1993] Landau I., “Identification et commande des systèmes”, Hermes, 1993, 2nd edition.

[Landau et al., 1998] Landau I., Karimi A., “Robust digital control using pole placement with sensitivity function shaping method”, Int. J. Robust Nonlinear Control, no. 8, 1998, p. 191–210.

[Lautier, 1998] Lautier P. “ Modélisation des convertisseurs à découpage pour la conception et la commande : application à l’onduleur”, Thèse de doctorat, INSA de Lyon, France, dissertation n°0001, 1998.

[Le Bail et al., 1991] Le Bail J., Alla H., David R., “Hybrid Petri Nets ”. European Control Conference, Grenoble, 1991, p. 1472-1477.

[Lee, 1990] Lee C.C., “Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller-part I”, IEEE Trans. On system, Man and Cybernetics, vol. 20, no. 2, 1990, p. 404–408.

[Leonhard, 1986] Leonhard W., “Microcomputer control of high dynamic performance AC-drives—a survey”, Automatica, vol. 22, p. 1–19.

[Liebal et al., 1993] Liebal D., Vijayraghavan P., Sreenath N., “Control of DC-DC buck-boost converter using exact linearization techniques”, Power Electronics Specialists Conference, PESC '93 Record, 24th Annual IEEE, 20-24 June 1993, p. 203 – 207, 1993.

[Llor, 2003] Llor A. “Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents”, Thèse de doctorat, INSA de Lyon, France, n° 0013, 2003.

- [Luca, et al., 1989] De Luca A., Ulivi G. "Design of an exact nonlinear controller", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 34, n° 12, p. 1304-1307, 1993.
- [Magos, 2005] Magos M. "Sur la modélisation des systèmes dynamiques à topologie variable: une formulation Hamiltonienne à ports paramétrés", Thèse de doctorat, Université Claude Bernard - Lyon I, 2005.
- [Magos et al., 2003] Magos M., Valentin C., Maschke B., "Physical switching systems: from a network graph to a hybrid port hamiltonian formulation", IFAC conference ADHS03, Analysis and Design of Hybrid Systems, pp. 325-330, june 16-18, 2003, Saint Malo, France.
- [Maksimovic et al., 2004] Maksimovic D., Zane R., Erickson R., "Impact of digital control in power electronics", Proc of IEEE ISPSD, 2004, p. 13–22.
- [Manon et al., 2002] Manon, P., Valentin-Roubinet C., Gilles G. "Optimal Control of Hybrid dynamical Systems: Application in Process Engineering", Control Engineering Practice, vol. 10, 2002, p. 133-149.
- [Marino et al. 1993] Marino R., Peresada S., Valigi P., "adaptive input-output linearizing control of induction motors", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 38, no. 2, p. 208-221, 02. 1993.
- [Marino et al. 1996] Marino R., Peresada S., Tomei P., "Output feedback control of current-fed induction motors with unknown rotor resistance", IEEE Transactions on Control System Technology, vol. 4, no. 4, p. 336-347, 1996.
- [Martin et al., 1995] Martin T., Ang S., "Digital control for switching converters", Proc of IEEE ISIE, vol. 2, 1995, p. 480–484.
- [Maschke et al., 1995] Maschke, B.M., Van der Schaft A.J., Breedveld P.C., "An intrinsic Hamiltonian formulation of the dynamics of LC-circuits", IEEE Trans. On Circuits and Systems, Vol. 42-2, pp. 73-82, 1995.
- [Matsuo et al., 2001] Matsuo H., Mimura Y., Nakao Y., Kurokawa F., Sasaki M., "Novel digital controller for the pwm and/or pfm controlled switching dc/dc converters", Proc of IEEE INTELEC, vol. 2, 2001, p. 65–68.
- [Meynard et al., 2002] Meynard T. A., Foch H., Thomas P., Courault J., Jakob R. et Nahrstaedt M., "Multicelle converters: basic concepts and industry

applications”, IEEE Transaction on Industrial Applications, vol. 49, n°5, 2002, p. 955-964.

[Middlebrook et al., 1977] Middlebrook, Cuk, “A general unified approach to modelling switching-converters power stage”, International Journal of Electronics, vol. 42, no. 6, 1977, p. 521-550.

[Morel et al., 2004] Morel F., Rétif J.M., Lin-Shi X., Llor A., “Fixed switching frequency hybrid control for a permanent synchronous machine”, IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT'04), Hammamet (Tunisie), 8-10 December 2004.

[Olaru et al., 2004] Olaru S., Thomas J., Dumur D., Buisson J., “Algorithmes génétiques pour la commande prédictive de systèmes hybrides sous forme MLD”, Conférence Internationale Francophone d'Automatique CIFA'2004, Douz, Novembre 2004.

[Oustaloup, 1994] Oustaloup A., “La robustesse: Analyse et Synthèse de commandes robustes. Traité des nouvelles Technologies, Série Automatique, Paris: Hermès, 530p., 1994.

[Patella et al., 2003] Patella B. J., Prodic A., Zirger A., Maksimovic D., “High-frequency digital PWM controller IC for DC-DC converters”, IEEE Transactions on Power electronics, vol. 18, n° 1, 2003, p. 438-446.

[Pinon, et al., 2006] Pinon V., Allard B., Garnier C., “High-frequency monolithic dc/dc converter for system-on-chip power management high-frequency monolithic dc/dc converter for system-on-chip power management”, Proceedings of IEEE ISPSD, Naples, June, 2006, to be published.

[Raumer et al. 1993, 1] Raumer T. von, Dion J. M. and Dugard L., “Adaptive nonlinear speed and torque control of induction motors”, 2nd European Control Conference (ECC 93), p. 592-596, Groningen, Pays-Bas, 06. 1993.

[Raumer et al. 1993, 2] Raumer T. von, Dion J. M. and Dugard L., “Adaptive nonlinear speed control of induction motors”, International Journal of Adaptive Control and Signal Processing (IJACSP), vol. 7, 1993.

[Riedinger et al., 1999] Riedinger P., Zanne C., Kratz F., “Time Optimal Control of Hybrid Systems”, American Control Conference, San Diego, 1999, p. 2466-2470.

[Riedinger, 2000] Riedinger P., “Contribution à la commande optimale des systèmes dynamiques hybrides, Time Optimal Control of Hybrid Systems”, Thèse de doctorat, Centre de recherche en automatique de Nancy (CRAN) - Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), 2000.

[Safonov et al. 1989] Safonov, M. G., Limebeer, D. J. and Chiang, R. Y., “Simplifying the H^∞ theory via loop shifting, matrix pencil and descriptor concepts”. *Int. J. Contr.*, vol. 50, n° 6, p. 2467- 2488., 1989.

[Saggini et al., 2004] Saggini S., Ghiono M., Geraci A., “An innovative digital control architecture for low-voltage, high-current dc-dc converters with tight voltage regulation”, *IEEE Transactions on Power electronics*, vol. 19, no. 1, 2004, p. 210–217.

[Sanders et al. 1991] Sanders S.R., Nowroolski J.M., Lin X.Z., Verghese G.C., “Generalized averaging method of power conversion circuits”, *IEEE Trans. Pow. Electr.*, vol. 6, n°2, 1991, p. 251-259.

[Sellier, 2005] Sellier A., “Commande hybride en effort d’un distributeur électropneumatique”, Rapport de Master Génie des Systèmes Automatisés, INSA de Lyon, 2005.

[Shearer, 1956] Shearer, J.L. “Study of pneumatic processes in the continuous control of motion with compressed air. Parts I and II”, *Trans. Am. Soc. Mech. Eng.* vol. 78, 1956, p. 233-249.

[Smaoui et al., 2006, 1] Smaoui M., Brun X., Thomasset D., “Systematic control of an electropneumatic system: integrator backstepping and sliding mode control”, *Transactions on Control System Technology*, vol. 14, Issue 5, Sept. 2006, p. 905- 913.

[Smaoui et al., 2006, 2] Smaoui M., Brun X., Thomasset D., “A study on tracking position control of electropneumatic system using backstepping design”, *Control Engineering Practice*, vol. 14, Issue 8, August 2006, p. 923-933.

[Sontag, 1981] Sontag E. D., “Nonlinear regulation: the piecewise linear approach”, *IEEE Trans. Aut. Control*, vol. 26, n°2, 1981, p. 346-357.

[Stefanutti et al., 2005] Stefanutti W., Mattavelli P., Saggini S., Ghioni M., “Autotuning of Digitally Controlled Buck Converters Based on Relay Feedback”, in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, Recife, 2005*, p. 2140–2145.

[Takahashi et al., 1986] Takahashi I., Noguchi T., “A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 22, no.5, p. 820-827, Sept./Oct. 1986.

[Thomas et al., 2004] Thomas J., Dumur D., Buisson J., “Predictive control of hybrid systems under a multi-MLD formalism with state space polyhedral partition”, American Control Conference 2004, Boston, Juillet 2004, p. 2516-2521.

[Trochut et al., 2004] Trochut S., Allard B., Lin-Shi X., Rétif J. M., “Control design for integrated switch-mode power supplies: a new challenge ?”, Proc. of the IEEE Power Electronics Specialist's Conference, 2004, cdrom.

[Tymerski, 1994] Tymerski R., “Application of the time-varying transfer function for exact small-signal analysis”, IEEE Trans. Pow. Electr., vol. 9, n°2, p. 196-205, 1994.

[Tymerski, 1994] Tymerski R., “Application of the time-varying transfer function for exact small-signal analysis”, IEEE Trans. Pow. Electr., vol. 9, n°2, 1994, p. 196-205.

[Utkin, 1977] Utkin V. I., “Variable structure systèmes with sliding-mode: a survey”, IEEE Trans. Automatic Control, vol. 22, p. 212, 1977.

[Van Dijk, et al.1995] Van Dijk E., Spruijt H.J.N., O’Sullivan D.M., Klassens J.B., “PWM-switch modeling of DC-DC converters”, IEEE Trans. Pow. Electr., vol. 10, n°6, 1995, p. 659-665.

[Van Varseveld et al., 1997] Van Varseveld, R.B., Bone, G.M. “Accurate position control of a pneumatic actuator using on/off solenoid valves”, Transactions on Mechatronics, IEEE/ASME, Volume 2, Issue 3, 1997, p. 195-204.

[Vas P., 1998] Vas P., “Sensorless vector and Direct Torque Control”, Oxford, U.K. Oxford Univ. Press, 1998, 560 p. ISBN 0-19-856465-1.

[Verghese et al., 1998] Verghese G. S. and Sanders S., “Observers for flux estimation in induction machines”, IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 35, n°1, p. 85-94, 1998.

[Villa et al., 2003] Villa J. L., Duque M., Gauthier A., Rakoto-Ravalontsalama N., “MLD Control of Hybrid Systems: Application to the Three-Tank

Benchmark Problem”, IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, 2003. vol. 1, 5-8 Oct. 2003, p. 666 – 671.

[Xu et al., 1989] Xu J., Yu J., “Time-averaging equivalent circuit analysis of resonant switching converters”, Int. J. Electr., vol. 67, n° 6, 1989, p. 937-948.

[Youcef-Toumi, et al. 1999] Youcef-Toumi K., Ye Y., Glaviano A. Anderson P., “Automated zero dynamics derivation from bond graph models”, SCS, Simulation series, vol. 31, n°1, 1999, p.39-44.

[Zaytoon, 2001] Zaytoon J., Modélisation, “analyse et commande des systèmes dynamiques hybrides”, ouvrage collectif du traité I2C, Paris, Hermès, 2001.

[Zhao et al., 2006] Zhao Z., Li H., Feizmohammadi A., Prodic A., “Limit-cycle Based Auto-tuning System for Digitally Controlled Low-power SMPS”, in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC’06. Twenty-First Annual IEEE, Mar. 19–23, 2006, p. 1143–1147.

[Zhong et al., 1997] Zhong L., Rahman M. F., Hu W. Y., Lim K. W., “Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives”. IEEE Trans. On Power Elec., vol. 12, n.3, p. 528-535. May 1997.

13. NOTATIONS ET SYMBOLES UTILISES

- GENERALITES

A, f	Matrice et fonction d'état
B, g	Matrice et fonction de commande
C, h	Matrice et fonction de sortie
I	Matrice Identité
Λ, K	Matrices gain d'observation
x	Variable d'état
u, v	Variable d'entrée ou de commande
y	Variable de sortie
$\hat{x}$	Estimation ou observation de x
$y^\#$	Consigne associée à y
ε	Erreur entre la consigne et la sortie

- REPERE

a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasée
α, β	Axes biphasés liés au stator
d, q	Axes de référentiel de Park
θ_r	Angle électrique entre stator et le rotor
θ_s	Angle électrique entre le stator et l'axe d

- VARIABLES DU PROCESSUS

C	Couple moteur
C_r	Couple de charge résistant en Nm
C_{em}	Couple électromagnétisme en Nm
E	Tension d'alimentation de l'onduleur en V
F	Force en N
I_s	Courant stator
I_{ds}, I_{sd}	Courant statorique sur l'axe d en A
I_{qs}, I_{sq}	Courant statorique sur l'axe q en A
P	Puissance en W
p_p	Pression dans la chambre P en Bar
p_n	Pression dans la chambre N en Bar
q_{mp}	Débit massique de la chambre P en kg/s
q_{mn}	Débit massique de la chambre N en kg/s
S_p, S_n	Surface du piston en m^2
T_{em}	Température en $^{\circ}C$
V	Volume de la chambre

Φ, Φ_f	Flux rotorique
Φ_{dr}	Flux rotorique sur l'axe d en <i>Wb</i>
Φ_{qr}	Flux rotorique sur l'axe q en <i>Wb</i>
Φ_{dre}	Φ_{dr} estimé en <i>Wb</i>
Φ_{qre}	Φ_{qr} estimé en <i>Wb</i>
Φ_s	Vecteur de flux statorique
$\Phi_{s\alpha}$	Flux statorique sur l'axe α en <i>Wb</i>
$\Phi_{s\beta}$	Flux statorique sur l'axe β en <i>Wb</i>
V_{ds}, V_d	Tension statorique sur l'axe (d) en <i>V</i>
V_{qs}, V_q	Tension statorique sur l'axe (q) en <i>V</i>
V_s	Tension statorique
v	vecteur de commande de l'onduleur
δ	Angle entre le flux statorique et le flux rotorique en <i>rad</i>
γ	Angle entre l'axe α et le flux statorique en <i>rad</i>
θ_r	Angle entre l'axe d et l'axe α en <i>rad</i>
ω_r	Vitesse angulaire électrique rotorique en <i>rad/s</i>
Ω_r	Vitesse mécanique rotorique en <i>rad/s</i> ou <i>tr/mn</i>
ω_s	Vitesse angulaire électrique statorique (ω_s) en <i>rad/s</i>
ω_{sl}	Glissement de vitesse angulaire électrique (ω_{sl}) en <i>rad/s</i>

- PARAMETRES

$U_n ; I_n$	Tension et courant nominaux
f	Coefficient de frottement visqueux en <i>Nm.s/rad</i>
J	Moment d'inertie des parties tournantes en <i>kg.m²</i>
L_f	Inductance totale de fuites en <i>H</i>
L_m	Inductance mutuelle en <i>H</i>
L_r	Inductance rotorique par phase en <i>H</i>
L_s	Inductance statorique par phase en <i>H</i>
p	Nombre de paires de pôles
R_r	Résistance rotorique par phase en Ω
R_s	Résistance statorique par phase en Ω
T_r	Constante de temps rotorique (où $\sigma_r = 1 / T_r = R_r / L_r$) en <i>s</i>
T_s	Constante de temps statorique ($T_s = L_s / R_s$) en <i>s</i>
T_{mod}	Période de modulation
V_{bat}	Tension d'alimentation du convertisseur en <i>V</i>
σ	Coefficient de dispersion ou de fuite totale

- INDICES

n	nominal
e	étendu
r	réduit

• DIVERS

s	Opérateur Laplacien
F_e, T_e	Fréquence et période d'échantillonnage
z	Variable pour la transformation en Z
$[f(x)]$	Champ de vecteur ; vecteur colonne
$\partial h / \partial x_i$	Vecteur gradient ; vecteur ligne, défini par : $[\partial h / \partial x_1, \dots, \partial h / \partial x_n]$
L_f	Dérivée de Lie dans la direction du champ de vecteur f ; désignant un opérateur différentiel du premier ordre défini par : $\sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial}{\partial x_i}$
L_{fh}	Dérivée de lie de h dans la direction f, définie par : $\sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial h}{\partial x_i}(x)$
S	Fonction de sensibilité
T	Fonction de sensibilité complémentaire
W_S, W_T	Fonctions de pondération respectivement de S et T

Troisième Partie :

Publications, communications personnelles

Sommaire de la troisième partie

14.	LISTE DES PUBLICATIONS, COMMUNICATIONS PERSONNELLES	145
14.1.	Revue internationale avec actes et comités de lecture	145
14.1.1.	Au sein de l'équipe Fluidetronique – LAI	145
14.1.2.	Au sein du CEGELY	145
14.2.	Revue nationale en Chine	146
14.3.	Conférences internationales avec actes et comités de lecture	146
14.3.1.	Au sein de l'équipe Fluidetronique - LAI	146
14.3.2.	Au sein du CEGELY	148
14.4.	Conférences nationales avec actes et comité de lecture	151
14.5.	Conférences nationales sans actes	152
15.	PUBLICATIONS JOINTES	153

14. LISTE DES PUBLICATIONS, COMMUNICATIONS PERSONNELLES

- ❑ 8 articles dans des revues internationales avec comité de lecture
- ❑ 33 articles dans des actes de conférences internationales avec comité de lecture
- ❑ 3 articles dans une conférence nationale avec comité de lecture
- ❑ 3 articles dans des conférences nationales sans comité de lecture

14.1. Revues internationales avec actes et comités de lecture

14.1.1. Au sein de l'équipe Fluidetronique – LAI

- [RI-1] **X. Lin**, F. Spettel, S. Scavarda
Modelling and test of an electropneumatic servovalve controlled long rodless actuator.
Trans. ASME, J. of Dynamic Systems Measurement and Control. September 1996, Vol. 118, pp. 457-462, ISSN : 0022-0434.

14.1.2. Au sein du CEGELY

- [RI-2] **X. Lin-Shi**, J.M.Rétif, B. Allard, H.Morel
Averaged model of a boost converter for control design.
J. Society for Computer Simulation, vol. 33, n°1, pp. 185-190, 2001.
- [RI-3] B. Allard, H.Morel **X. Lin-Shi**, J.M.Rétif
Modèle moyen de l'onduleur triphasé de tension pour la conception de lois de commande.
Revue Internationale de Génie Electrique, Vol.5, n° 1, pp. 22-29, 2002.
- [RI-4] **X. Lin-Shi**, J.M.Rétif, B. Allard, H.Morel
Non-linear control design for a boost converter using bond-graphs.
Journal of Systems and Control Engineering, Proceedings Part I, Vol. 216, n° II, pp. 1-11, 2002.
- [RI-5] A. Sellier, X. Brun, S. Sesmat, J.M. Rétif, **X. Lin-Shi**, D. Thomasset and M. Smaoui
Hybrid force control with on-off electropneumatic standard distributors.
International Jouranal of Fluid Power, Vol. 7, n° 1, pp. 51-60, March 2006.

- [RI-6] **X. Lin-Shi**, F. Morel, A. Llor, B. Allard, J.M. Rétif
Implémentation of hybrid control for motor drives.
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, n° 4, pp. 1946-1952, August 2007.
- [RI-7] F. Morel, J.M. Rétif, **X. Lin-Shi**, C. Valentin
Permanent Magnet Synchronous Machine Hybrid Torque Control.
Acceptée pour publication à IEEE Transactions on Industrial Electronics, Special Section "Electronic machinery & adjustable speed motor drives", [TIE-00190-2006], à paraître en 2008.
- [RI-8] **X. Lin-Shi**, J.M. Rétif, X. Brun, F. Morel, C. Valentin, M. Smoui
Commande des systèmes hybrides rapides: applications aux systèmes mécatroniques.
Acceptée pour publication à European Journal of Automation, 28 pages, numéro special "Les systèmes dynamiques hybrides", à paraître en 2008.

14.2. Revues nationales en Chine

- [RNC-1] X. Hou, **X. Lin**
Adaptative multifunctional electrohydraulic gouvernor.
Annual of SSSRI, 1986.

14.3. Conférences internationales avec actes et comités de lecture

14.3.1. Au sein de l'équipe Fluidetronique - LAI

- [CI-1] **X. Lin**, S. Scavarda, E. Richard
Modelling and simulation of a position control of a pneumatic long actuator.
First International Symposium on Fluid Power Transmission and Control, 13-15 Octobre, 1991, pp 469-473, Pékin, Chine.
- [CI-2] S. Scavarda, E. Richard, **X. Lin**,
Bond graphs of an isothermal hydraulic chamber: Application to a cylinder model.
Int. Conf. on Bond Graph Modelling and Simulation, ICBGM'93, 17-20 January, 1993, pp 275-279, pp 275-279, San Diego, USA.

- [CI-3] **X. Lin**, E. Richard, D. Thomasset, S. Scavarda
Non-linear position control for a long pneumatic actuator.
Third Scandinavian International Conference on Fluid Power, 25-26 May, 1993, pp 435-444, Linköping, Suède.
- [CI-4] P. Brassart, S. Scavarda, **X. Lin**
Modelling and simulation of a subsystem of a pneumatic braking circuit using bond graphs.
European Simulation Multiconference, Modelling and Simulation, ESM'93, 7-9 June 1993, pp 198-202, Lyon, France.
- [CI-5] D. Thomasset, E. Richard, S. Scavarda, **X. Lin**, S. Sesmat, A. Bouhal
Control of an electropneumatic servodrive: A state-affine or a sliding approach.
12th Words Congress International Federation of Automatic Control (IFAC), 18-23 July, 1993, pp 501-504, Sydney, Australie.
- [CI-6] **X. Lin**, S. Scavarda, D. Thomasset,
Variable dynamic state-affine position control for a long pneumatic actuator.
Third International Conference on Fluid Power Transmission and Control, ICFP'93, 14-16 September 1993, pp 453-458, HangZhou, Chine.
- [CI-7] **X. Lin**, S. Scavarda
Structural properties analysis of an electropneumatic servovalve / long pneumatic cylinder assembly using bond graph.
IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics 17-20 Oct. 1993, pp 555-560, Le Touquet, France.
- [CI-8] **X. Lin-Shi**, S. Scavarda, S. Sesmat
Problems posed by the control of two electropneumatic positioning systems using long cylinder.
Fourth Triennial International Symposium on Fluid Control, Measurement and Visualization, FLUCOM'94, 29/08-01/09/1994, pp 841-846, Toulouse, France.
- [CI-9] S. Scavarda, **X. Lin-Shi**, E. Richard
Bond graph of a hydraulic chamber for an isothermal process.
First Joint Conference of International Simulation Societies (CISS), 22-25/08/1994, Zurich, Suisse.

- [CI-10] P. Brassard, S. Scavarda, **X. Lin-Shi**
Approach used to model a pneumatic two-input pressure regulator with bond graphs.
International Conference on Bond Graph, Modeling and simulation (ICBGM'95), 15-18/01/1995, pp 255-260, Las Vegas, USA.
- [CI-11] S. Sesmat, S. Scavarda, **X. Lin-Shi**
Verification of electropneumatic servovalve size using non linear control theory applied to cylinder position tracking.
Fourth Scandinavian International Conference on Fluid Power, 27-29/09/1995, pp504-513, Tampere, Finland.

14.3.2. Au sein du CEGELY

- [CI-12] P. Lautier, J.M. Rétif, B. Allard, **X. Lin-Shi**, H. Morel, G. Clerc
Modeling of power converters for motor driving.
IFAC Workshop on motion control, 21-23/09/1998, Grenoble, France.
- [CI-13] J. Beretta²⁵, J.M. Rétif, G. Clerc, M. Delhom, S. Derou²⁵, O. Gizolme, P. Lautier, **X. Lin-Shi**
Tools for designing the motor and the converter of electric vehicles.
15th Electric Vehicle Symposium, 1-3/10/1998, Bruxelles, Belgique.
- [CI-14] B. Allard, H. Morel, **X. Lin-Shi**, J.M. Rétif
Averaged model of 3 phase inverter for control design.
EPE' 99, 09/1999, Lausanne, Suisse.
- [CI-15] J. Beretta²⁵, P. Bastiani, J.M. Rétif, **X. Lin-Shi**, G. Grellet, O. Asseu, G. Clerc, S. Derou²⁵
Efficiency Optimization of a synchronous motor and its converter.
16th Electric Vehicle Symposium, 10/1999, Pékin, Chine.
- [CI-16] R. Trigui, P. Bastiani, J.M. Rétif, **X. Lin-Shi**, F. Chabot²⁵, F. Harel, E. Gimet²⁵, J. Beretta²⁵
Implementation and comparison of three approaches for energy optimized strategies of synchronous machine and its inverter.
EPE' 2001, 08/2001, Graz, Autriche.

²⁵ Ingénieurs de la société PSA (travaux en collaboration avec PSA)

- [CI-17] B. Allard, H. Morel, K. Ammous, **X. Lin-Shi**, D. Bergogne,
O. brevet, P. Bevilacqua
Application of averaged models to real-time monitoring of power converter.
Proceedings of IEEE PESC' 01, 06/2001, Vancouver, Canada.

- [CI-18] **X. Lin-Shi**, J.M. Rétif, O. Asseu, C. Duval, G. Clerc
An extended sliding mode observer for control of an induction motor
EPE-10th International Power Electronics and Motion Control Conference, 9-11 Septembre 2002, Cavtat & Dubrovnik, Croatie.

- [CI-19] C. Duval, J.M. Rétif, **X. Lin-Shi**, Y. Lecorrec, G. Clerc
Robust control of an induction machine: comparative study of H_∞ synthesis and robust pole placement.
EPE-10th International Power Electronics and Motion Control Conference, 9-11 Septembre 2002, Cavtat & Dubrovnik, Croatie.

- [CI-20] S. Arnalte, A.Llor, J.M. Rétif, **X. Lin-Shi**, J.S. Sanz Feito
Direct Torque Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor with Reduced Torque Ripple.
Actes 8 as Jornadas Luso-Espanholas de Engenharia Electrotécnica. Vol. III, pp. 6.7-6.12, ISBN 972-8822-00-6, Juillet 2003, Vilamoura, Portugal.

- [CI-21] A. Llor , J.M. Rétif, **X. Lin-Shi**, S. Arnalte
Novel fixed frequency direct torque control technique for a permanent magnet synchronous machine.
EPE'2003, 10th European Conference on Power Electronics and Applications, Actes. ISBN 90-75815-07-7. 09/2003, Toulouse, France.

- [CI-22] A. Llor, J.M. Rétif, **X. Lin-Shi**, S. Arnalte
Direct stator flux linkage control technique for a permanent magnet synchronous machine.
PESC'2003, 34th IEEE Power Electronics Specialists Conference. Actes, Vol. 1, pp. 246-250, ISBN 0-7803-7754-0, 06/2003, Acapulco, Mexique.

- [CI-23] B. Allard, S. Trochut, **X. Lin-Shi**, J.M. Rétif, C. Premont
Control design for integrated switch-mode power supplies: a new challenge?
PESC'2004: 35th IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 4492-4497, ISBN 0-7803-8399-0, Juin 2004, Aachen, Allemagne.

- [CI-24] F. Morand, **X. Lin-Shi**, J.M. Rétif, A. Llor
Indirect speed sensor for asynchronous machine.
PESC'2004: 35th IEEE Power Electronics Specialists Conference,
pp. 3421-3424, ISBN 0-7803-8399-0, Juin 2004, Aachen,
Allemagne.
- [CI-25] J.M. Rétif, **X. Lin-Shi**, A. Llor, F. Morand
New hybrid direct torque control for a winding rotor synchronous machine.
PESC'2004: 35th IEEE Power Electronics Specialists Conference,
pp. 1438-1442, ISBN 0-7803-8399-0, Juin 2004, Aachen,
Allemagne.
- [CI-26] A. Llor, B. Allard, **X. Lin-Shi**, J.M. Rétif
Comparaison of DTC implementations for synchronous machines.
PESC'2004: 35th IEEE Power Electronics Specialists Conference,
pp. 3581-3587, ISBN 0-7803-8399-0, Juin 2004, Aachen,
Allemagne.
- [CI-27] J.M. Rétif, **X. Lin-Shi**, A. Llor, S. Arnalte
New control for a synchronous machine, the hybrid control.
EPE-11th International Power Electronics and Motion Control
Conference, 2-4 september 2004, Riga, Latvia.
- [CI-28] F. Morel, J.M. Rétif, **X. Lin-Shi**, A. Llor
Fixed Switching Frequency Hybrid Control for a Permanent Magnet Synchronous Machine.
International Conference on Industrial Technology (ICIT) 2004, 8-10 December 2004, Hammamet, Tunisie.
- [CI-29] X. Legrand, J.M. Rétif, M. Smaoui, X. Brun, D. Thomasset, **X. Lin-Shi**
Hybrid control with on/off electropneumatic standard valve for tracking positioning.
Workshop on Power Transmission & Motion Control, 7-9 September 2005, Bath, UK.
- [CI-30] F. Morel, J.M. Rétif, **X. Lin-Shi**, C. Valentin
Commande Hybride d'un Ensemble Onduleur-Machine Synchrone.
Conférence Internationale Francophone d'Automatique CIFA 2006, 30-31 mai et 1er juin 2006, Bordeaux, France.

- [CI-31] X. Brun, M. Smaoui, J.M. Rétif, **X. Lin-Shi**, E. Bideaux
Force control at low cost in pneumatic field.
Workshop on Power Transmission & Motion Control, 13-15
September 2006, Bath, UK.
- [CI-32] **X. Lin-Shi**, B. Allard, D. Tournier, J.M. Rétif, F. Morel
Digital control strategies for switch-mode power supply.
IEEE IECON'06, the 32nd Annual Conference of the IEEE
Industrial Electronics Society, 7-10 November 2006, Paris, France.
- [CI-33] **X. Lin-Shi**, F. Morel, B. Allard, D. Tournier, J.M. Rétif, S. Guo, A.
Gao
*A Digital-Controller Parameter-Tuning Approach, Application to a
Switch-Mode Power Supply.*
IEEE ISIE'07, International Symposium on Industrial Electronics
of the IEEE Industrial Electronics Society, 4-7 Juin 2007, Vigo,
Espagne.

14.4. Conférences nationales avec actes et comité de lecture

- [CN-1] J. M. Rétif, **X. Lin-Shi**, G. Clerc, Ph. Lautier
Conception automatique d'un correcteur RST robuste.
17 èmes Journées Tunisiennes d'Electrotechnique et
d'Automatique, 5-6 /11/ 1997, Nabeul, Tunisie.
- [CN-2] J. M. Rétif, **X. Lin-Shi**, A.Llor, P.Bastiani
*Approche algébrique pour optimiser le rendement d'un ensemble
convertisseur-machine alternative*
Electronique de Puissance du Futur (EPF) 2002, 13-15 Novembre
2002, Montpellier, France.
- [CN-3] J. M. Rétif, **X. Lin-Shi**, A. Llor
*Une nouvelle commande pour la machine synchrone, la commande
hybride.*
Electrotechnique du Futur (EF) 2003, Actes, Décembre 2003, Paris,
France.

14.5. Conférences nationales sans actes

- [CN-4] **X. Lin**, X. Hou
Etude des anti-perturbations d'un système de commande à microprocesseur pour navire.
Conférence Maritime et navale de Shanghai, session spécial :
Application des microprocesseurs, 1985, Shanghai, Chine.
- [CN-5] F. Morand, **X. Lin-Shi**, J. M. Réatif, A. Llor
Capteur de vitesse virtuel pour machine asynchrone.
Capteurs 2004, 21 Octobre 2004, Bourges, France.
- [CN-6] F. Morand, J. M. Réatif, **X. Lin-Shi**
Capteur indirect de vitesse pour machine asynchrone.
Colloque Aratem'2003 (Agence Rhône-Alpes pour la Maîtrise des
Technologies de Mesure) novembre 2003, Chambéry, France.

15. PUBLICATIONS JOINTES

- [1] **X. Lin-Shi**, J.M.Rétif, B. Allard, H.Morel
“*Non-linear control design for a boost converter using bond-graphs*”
Journal of Systems and Control Engineering, Proceedings Part I,
Vol. 216, n° 11, pp. 1-11, 2002.

- [2] **X. Lin-Shi**, F. Morel, A. Llor, B. Allard, J.M. Rétif
“*Implémentation of hybrid control for motor drives*”
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, n° 4, pp.
1946-1952, August 2007.

- [3] F. Morel, J.M. Rétif, **X. Lin-Shi**, C. Valentin
“*Permanent Magnet Synchronous Machine Hybrid Torque Control*”
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Special Section
“Electronic machinery & adjustable speed motor drives”, [TIE-
00190-2006], à paraître en 2008

- [4] **X. Lin-Shi**, F. Morel, B. Allard, D. Tournier, J.M. Rétif, S. Guo, A.
Gao
“*A Digital-Controller Parameter-Tuning Approach, Application to
a Switch-Mode Power Supply*”
IEEE ISIE’07, International Symposium on Industrial Electronics
of the IEEE Industrial Electronics Society, 4-7 June 2007, Vigo,
Spain.

Non-linear control design for a boost converter using bond graphs

X Lin-Shi*, J-M Retif, B Allard and H Morel
Cegely, Insa de Lyon, Villeurbanne, France

Abstract: The bond graph technique is applied to model a boost converter in order to derive an averaged model. The obtained averaged model is non-ideal as it takes into account most of the converter non-linearities introduced by power semiconductor devices. An ideal averaged model of the converter can be deduced easily for computing a non-linear control law in a real-time control context. The current-mode control of the boost converter is considered. The zero dynamics are studied by both classical theory and the bond graph approach. A modified version of a conventional non-linear control law is proposed in order to improve the dynamic behaviour and to reduce the sensitivity to control model errors. The non-ideal averaged model is used firstly for simulation analyses of the proposed control law and then for comparison with experimental results.

Keywords: averaged modelling, d.c. power supplies, boost converter, current-mode control, non-linear control, bond graphs

NOTATION

CNLC	conventional non-linear control
MNLC	modified non-linear control
SB	switching block

1 INTRODUCTION

Control design for converters needs accurate models of the converter behaviour, but at an affordable simulation cost. Models featuring a good trade-off between cost and accuracy may be based on ideal switch representations of the power semiconductor devices. Unfortunately, such ideal simulations are still too expensive for optimization of the control loop, and the control law design is not affordable. Therefore averaged models were introduced in the 1970s. This kind of analytical model is intended to represent the energy transformation function independently of any switch function. The averaged model of a converter is often used in the field of control design of power converters.

There are different techniques to derive an averaged model of a given converter [1–5]: circuit averaging, state

space averaging, sample-data averaging, Fourier transforms, etc. All averaging models generally neglect the non-linearities of the converter mainly due to the power semiconductor devices. This paper presents a non-ideal averaged model of a d.c.–d.c. converter with a boost architecture, which takes into account the non-linearities of switching devices. Bond graphs and causality analysis are very efficient for building the converter averaged model when considering the non-linearities of the power semiconductor devices [6]. The bond graph of the averaged model obtained clearly pictures the energy transformation operated by the converter and the variables that influence the non-linearities. On the other hand, the bond graph approach enables the zero dynamics of the system to be identified easily [7]. The dynamic behaviour is important information in determining the performance limits of the feedback system. The bond graph approach in fact makes it easy to apply non-linear control techniques in the case of the boost architecture.

The paper presents briefly the construction of the averaged model of the boost converter. The boost architecture is highly non-linear from a control point of view. Current-mode control enables both the output voltage and the input current to be controlled. However, the classical non-linear control technique features poor robustness. A modified non-linear control law is presented. In particular, a modified control law improves the system dynamic behaviour and reduces the sensitivities of the control law to model errors. Simulation results will be considered and discussed with regard to experimental results.

The MS was received on 8 November 2000 and was accepted after revision for publication on 7 March 2001.

* Corresponding author: Cegely UMR CNRS 5005, Insa de Lyon, Building 401, 20 avenue A. Einstein, F-69621 Villeurbanne Cedex, France.

2 DERIVING THE NON-IDEAL AVERAGED MODEL OF A BOOST CONVERTER

Allard *et al.* [6] have presented an algorithm that comes as a several-step procedure based on the causality analysis of switched bond graphs, which guides formally the construction of the non-ideal averaged model of a buck converter. Here, the construction of the non-ideal averaged model of a boost converter is discussed.

The d.c.-d.c. boost converter circuit in Fig. 1a is considered. V_{bat} is the battery voltage; R_L is the internal resistance of the inductance L_{in} , C_o is the output filter capacitance and R_{load} is the load resistance which may be linear or non-linear. The switching cell includes an IGBT (insulated gate bipolar transistor) T and a power diode D. The corresponding switched bond graph is presented in Fig. 1b where the IGBT driving circuit has been omitted.

Averaged modelling is based on a frequency hypothesis regarding the switching frequency of the converter switches. Practically it must be assumed that the inductor current and the capacitor output voltage change slowly when compared with the switching frequency. In the same way the duty ratio should be tuned slowly when compared with the switching frequency. Under this assumption, the algorithm may be applied in five steps as follows:

Step 1: building the switching block. The switching block includes all the components that exhibit a change in their causality during the switching sequence S (defined below). Practically the averaged model represents the averaging behaviour of this switching block. The switching block is represented as a dashed line in the middle of Fig. 1a. Allard *et al.* [8] have detailed the multiple modelling of power semicon-

ductor devices. In essence, the unique transient model of a device may be simplified in steady state operation. This methodology leads to a switched bond graph representation of a semiconductor device. To take care of the dynamic switching of models during simulation, a Petri net is implemented. Inside a circuit, various combinations of the different models, or states, of the devices may be considered. The causality analysis allows the detection of the acceptable combinations. These combinations define the different states of the circuit, also called different topologies in electrical engineering. For the boost converter in continuous mode of operation, the states are (Fig. 2):

- load (between t_3 and t_4): in steady state when the IGBT is on and the diode is off,
- free-wheel (between t_1 and t_2): in steady state when the IGBT is off and the diode is on and
- transient: when both the IGBT and diode are in transient states. Two occurrences, $tr_1(t_1 - t_0)$ and $tr_2(t_3 - t_2)$, of this circuit state appear during a switching period T_s but with different initial conditions.

The periodic sequence of operations is $S = \{\text{load}, tr_2, \text{free-wheel}, tr_1\}$. The duration of the different states are such that $d_{load} + d_{tr1} + d_{free-wheel} + d_{tr2} = (\rho_1 + \rho_2 + \rho_3 + \rho_4)T_s = T_s$.

Step 2: identifying the external port variables of the switching block. From Fig. 1b, it is easy to identify the external port variables of the switching block: V_{in} , I_{in} , V_{out} and I_{out} .

Step 3: identifying the input and output port variables of the switching block. The causality analysis is applied to the components that do not belong to the switching

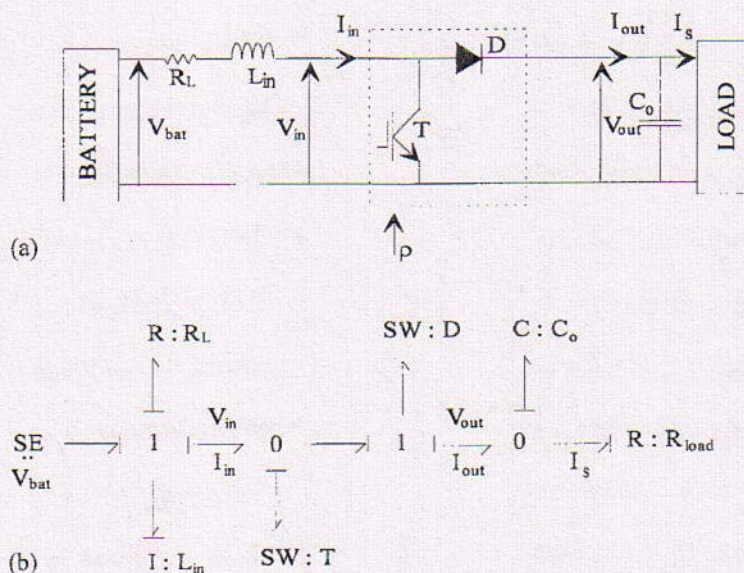


Fig. 1 (a) A d.c.-d.c. boost converter; (b) switched bond graph of the boost converter (the driving circuit has been omitted)

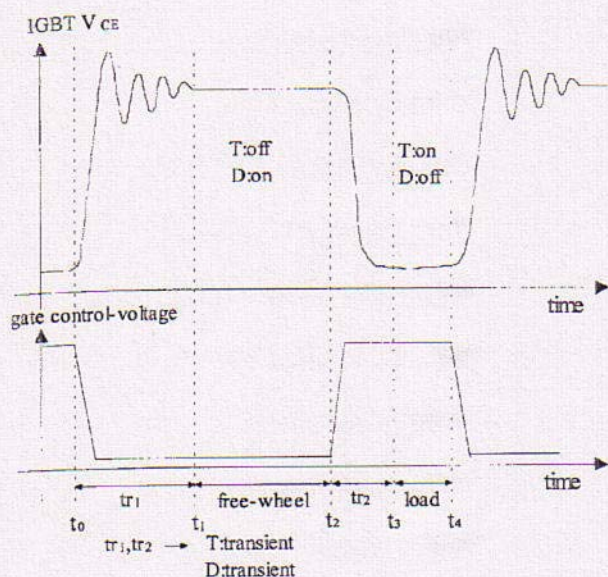


Fig. 2 Waveform of the IGBT collector-emitter voltage during one period of operation in continuous conduction mode. The converter states (load, free-wheel and transient) have been indicated with regard to the waveform

block SB, i.e. in Fig. 1b the components that do not change in causality over the sequence S . Hence it gives explicitly the input port variables of the SB: $U = \{I_{in}, V_{out}\}$. The output port variables of the SB are then $Y = \{V_{in}, I_{out}\}$.

Step 4: simplifying the circuit to be analysed. The outside world of the switching block imposes variables that do not vary during a sequence of operations, S . Hence the outside world of the switching block is replaced by a set of ideal sources that do not change the switching block causality. This simplification corresponds to the frequency hypothesis. The battery, R_L and L_{in} are replaced by an ideal current source, I_{in} , and the capacitance C_o and the load are replaced by an ideal voltage source, V_{out} .

Step 5: expressions of the output port variables of the switching block. The algebraic causality analysis [9] is applied to the simplified circuit for each state of the sequence S .

Considering the state number i in sequence S , for each output variable y_k it is possible to obtain an expression which depends on the vector U and the state vector X of the simplified circuit $y_k = f_k^i(U, X)$.

The 'load' state is given by

$$\begin{aligned} V_{in} &= v_{CEon}(I_{in}) \\ I_{out} &= 0 \quad (+ \text{neglected leakage current of the diode}) \end{aligned} \quad (1)$$

where v_{CEon} is the IGBT $I-V$ characteristic.

The 'free-wheel' state is given by

$$\begin{aligned} V_{in} &= V_{out} + v_{Don}(I_{in}) \\ I_{out} &= I_{in} \quad (+ \text{neglected leakage current of the IGBT}) \end{aligned} \quad (2)$$

where $v_{Don}(I_{in})$ is the diode $I-V$ characteristic.

The 'transient' state (both tr_1 and tr_2 occurrences) is given by

$$\begin{aligned} V_{in} &= V_{CE}(t) \\ I_{out} &= I_D(t) \end{aligned} \quad (3)$$

where $V_{CE}(t)$ and $I_D(t)$ are the power device models output relations, depending on the state variables of the respective models.

The averaged value of the output port variables V_{in} and I_{out} are given by:

$$\begin{aligned} \langle v_{in} \rangle &= \frac{1}{T_s} \left\{ \int_{t_0}^{t_1} V_{CE}(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} [V_{out} + v_{Don}(I_{in})] dt \right. \\ &\quad \left. + \int_{t_2}^{t_3} V_{CE}(t) dt + \int_{t_3}^{t_4} v_{CEon}(I_{in}) dt \right\} \quad (4) \\ \langle i_{out} \rangle &= \frac{1}{T_s} \left[\int_{t_0}^{t_1} I_D(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} I_{in} dt + \int_{t_2}^{t_3} I_D(t) dt \right] \quad (5) \end{aligned}$$

where $t_4 - t_0 = T_s$ and $t_i - t_{i-1} = \rho_i T_s$ (Fig. 2).

Unfortunately the analytical computation of equations (4) and (5) is not possible because of the tr_1 and tr_2 occurrences of the 'transient' state where non-linear relations $\int V_{CE}(t) dt$ and $\int I_D(t) dt$ appear. Hence the notion of virtual switching delays is introduced to overcome the integration problem with transient states of the switches. Basically the virtual switching delays will be parameters of the converter averaged model, and they will quantify the non-linearities of power semiconductor devices, the effects of the circuit parasitic components, etc., during transients.

Figure 3 shows the typical waveform of V_{CE} during the IGBT turn-off (state tr_1 in Fig. 2). The idea is to replace the real semiconductor device by an ideal switch, featuring the same voltage averaged value over (t_0, t_1) . So the device voltage waveform is replaced by a *virtual ideal signal* $s(t)$ that switches between the same boundaries as V_{CE} (i.e. v_{CEon} and $V_{out} + v_{Don}$). Moreover the ideal signal presents the same averaged value over (t_0, t_1) , the duration of the tr_1 occurrence of the 'transient' state. Hence the switching time of the signal $s(t)$ is $t_0 + \delta_{vce}^{off}$. The variable δ_{vce}^{off} is called a *virtual switching time* defined as

$$\begin{aligned} \int_{t_0}^{t_1} V_{CE}(t) dt &= \int_{t_0}^{t_0 + \delta_{vce}^{off}} s(t) dt + \int_{t_0 + \delta_{vce}^{off}}^{t_1} s(t) dt \\ &= v_{CEon}(I_{in}) \delta_{vce}^{off} + (t_1 - t_0) [V_{out} + v_{Don}(I_{in})] \\ &\quad - \delta_{vce}^{off} [V_{out} + v_{Don}(I_{in})] \end{aligned} \quad (6)$$

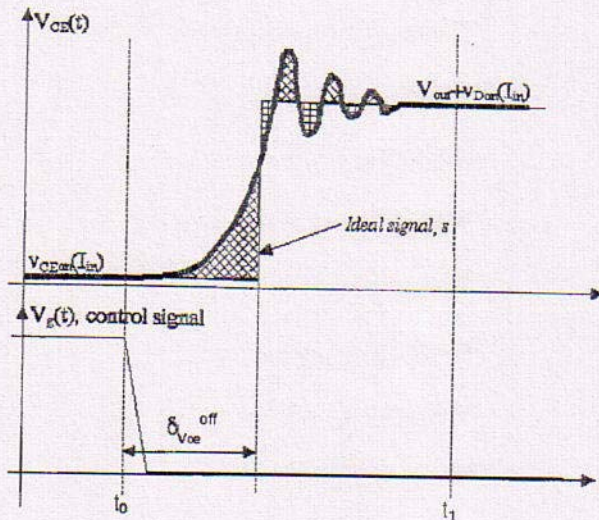


Fig. 3 Voltage waveform and equivalent ideal signal of the IGBT collector-emitter voltage during turn-off (state tr_2 in Fig. 2)

In the same way, a virtual switching time δ_{vce}^{on} may be defined, related to the computation of $\int V_{CE}(t) dt$ during the IGBT turn-on (tr_2 occurrence of 'transient' state in Fig. 2):

$$\int_{t_2}^{t_3} V_{CE}(t) dt = \delta_{vce}^{on} [V_{out} + v_{Don}(I_{in})] + (t_3 - t_2) v_{Don}(I_{in}) - \delta_{vce}^{on} v_{Don}(I_{in}) \quad (7)$$

Substituting equations (6) and (7) into equation (4) gives

$$\langle v_{in} \rangle = v_{CEon}(I_{in}) \left(\rho + \frac{\delta_{vce}^{off} - \delta_{vce}^{on}}{T_s} \right) + [V_{out} + v_{Don}(I_{in})] \left(1 - \rho + \frac{\delta_{vce}^{off} - \delta_{vce}^{on}}{T_s} \right) \quad (8)$$

where $\rho T_s = t_4 - t_3$ and $(1 - \rho) T_s = t_3 - t_0$.

$\int I_D(t) dt$ is also characterized by two virtual switching times δ_{iD}^{on} and δ_{iD}^{off} :

$$\langle i_{out} \rangle = I_{in} \left(1 - \rho + \frac{\delta_{iD}^{off} - \delta_{iD}^{on}}{T_s} \right) \quad (9)$$

This results in the following averaged model:

$$\langle v_{in} \rangle = \left[1 - \left(\rho + \frac{\delta_{vce}}{T_s} \right) \right] [V_{out} + v_{Don}(I_{in})] + \left(\rho + \frac{\delta_{vce}}{T_s} \right) v_{CEon}(I_{in}) \quad (10)$$

$$\langle i_{out} \rangle = \left[1 - \left(\rho + \frac{\delta_{iD}}{T_s} \right) \right] I_{in} \quad (11)$$

where $\delta_{vce} = \delta_{vce}^{on} - \delta_{vce}^{off}$ and $\delta_{iD} = \delta_{iD}^{on} - \delta_{iD}^{off}$ are called virtual switching delays.

In the same way as for the variables V_{in} and I_{out} , the

averaged values of the power losses of semiconductor devices may be computed. These power losses feature additional virtual switching delays. This point is not discussed here for brevity.

The parameters of the non-ideal averaged model of the boost converter are the static characteristics of the power devices and the virtual switching delays. The parameter identification of the static I - V characteristics needs static measurements.

For simulation purposes the diode characteristic has been fitted by

$$v_{Don}(I_{in}) = U_{TD} \ln \left(1 + \frac{I_{in}}{I_{SD}} \right) + R_D I_{in} \quad (12)$$

and the IGBT I - V characteristic by

$$v_{CEon}(I_{in}) = U_{TT} \ln \left(1 + \frac{I_{in}}{I_{ST}} \right) + R_T I_{in} \quad (13)$$

The parameters in equations (12) and (13) have been estimated for a Mitsubishi CM150DY-12H (150 A and 600 V) power module: $U_{TD} = 180$ mV, $I_{SD} = 80.4$ mA and $R_D = 4192 \mu\Omega$, $U_{TT} = 139.1$ mV, $I_{ST} = 353.2 \mu$ A and $R_T = 4768 \mu\Omega$.

In order to obtain the virtual switching delays, it is necessary to make on-site measurements inside the circuit. The estimation of the virtual switching delays has been discussed by Lautier [10]. For a CM150DY-12H module the corresponding virtual switching delays are kept constant in a first approximation: $\delta_{vce} = 310$ ns and $\delta_{iD} = 400$ ns. Note that both semiconductor devices are treated separately with a specific virtual delay. The identification of these virtual delays is based on the switching behaviour of the switching cell including both devices. Thus the values of the virtual delays include the interaction between the power devices, and the influence of the circuit physical topology.

Finally the non-ideal averaged model of the boost converter may be pictured as the bond graph in Fig. 4. The multi-port R elements have been included to take care of the semiconductor device non-linearities. The element R:D is a modulated R element that represents the virtual switching delays and the I - V characteristics of the diode. The element R:T is related to the IGBT. The expressions for effort and flux are given as

$$e_8 = \left(\rho + \frac{\delta_{vce}}{T_s} \right) v_{CEon}(I_{in})$$

$$e_9 = [V_{out} + v_{Don}(I_{in})] \frac{\delta_{vce}}{T_s}$$

$$e_{10} = (1 - \rho) [V_{out} + v_{Don}(I_{in})]$$

$$e_{11} = V_{out} + v_{Don}(I_{in})$$

$$e_{12} = v_{Don}(I_{in})$$

$$e_{13} = V_{out}$$

$$f_{11} = (1 - \rho) I_{in}$$

$$f_{14} = \frac{\delta_{iD}}{T_s} I_{in}$$

(14)

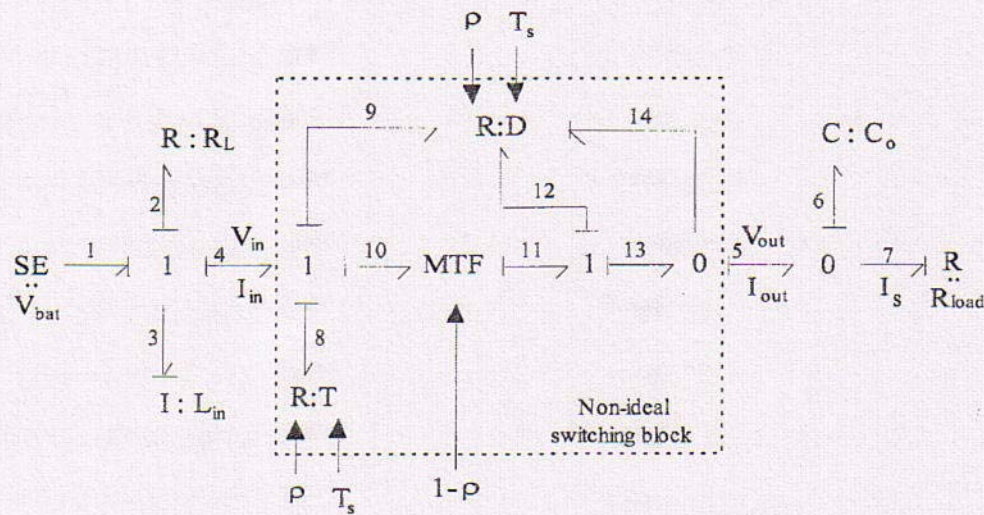


Fig. 4 Bond graph of the non-ideal averaged model of the boost converter

It may be noted that neglecting the virtual switching delays and the device I - V characteristics (i.e. the images of the power device non-linearities), the simplified averaged model is identical with the ideal boost averaged model:

$$\langle v_{in} \rangle = (1 - \rho) V_{out} \quad (15)$$

$$\langle i_{out} \rangle = (1 - \rho) I_{in} \quad (16)$$

The bond graph of the ideal averaged model of the boost converter is depicted in Fig. 5. The ideal switching block is represented by a simple MTF, as the averaged model of any ideal d.c.-d.c. converter.

In the next section, the ideal averaged model of the boost converter (15) and (16) is used for the design of a non-linear control. However, the non-ideal averaged model (10) and (11) will be used for simulation to validate the obtained non-linear control law.

3 NON-LINEAR CONTROLLER DESIGN AND SIMULATION RESULTS

Referring to the bond graph representation in Fig. 5, the state space equations are given by

$$\frac{dp_3}{dt} = V_{bat} - e_4 - \frac{p_3 R_2}{I_3} \quad (17)$$

$$\frac{dq_6}{dt} = f_5 - f_7 \quad (18)$$

where $e_4 = V_{in}(\rho, q_6)$ and $f_5 = I_{out}(\rho, p_3)$ are the averaged values defined in equations (10) and (11); the flow f_7 is the load resistance characteristic.

Since it is necessary to keep track of the output voltage V_{out} and inductor current I_{in} , the equation should be rewritten in terms of the new state variables $I_{in} = p_3/I_3$ and $V_{out} = q_6/C_6$:

$$\frac{dI_{in}}{dt} = \frac{1}{I_3} [V_{bat} - V_{in}(\rho, V_{out}) - R_2 I_{in}] \quad (19)$$

$$\frac{dV_{out}}{dt} = \frac{1}{C_6} [I_{out}(\rho, I_{in}) - f_7] \quad (20)$$

By replacing the expressions for V_{in} and I_{out} , a state space equation of bilinear form is obtained:

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{I_3} & -\frac{1}{I_3} \\ \frac{1}{C_6} & 0 \end{bmatrix} X + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{I_3} \\ -\frac{1}{C_6} & 0 \end{bmatrix} X \rho + \begin{bmatrix} \frac{V_{bat}}{I_3} \\ -\frac{f_7}{C_6} \end{bmatrix} \quad (21)$$

where the state variables $X = [I_{in}, V_{out}]^T$ include the averaged values of the inductor current and the output voltage across the output capacitance.

For standard current-mode control or conventional non-linear control (CNLC), the averaged duty ratio can be obtained by using the continuous non-linear control strategy via exact input-output linearization techniques [11].

The duty cycle controller ρ is then given by

$$\rho = \frac{I_3 v + R_2 I_{in} + V_{out} - V_{bat}}{V_{out}} \quad (22)$$

where v is the new input. With this input, the output reduces to the input-output linear system:

$$\dot{I}_{in} = v \quad (23)$$

Linear control techniques may then be applied in the design of the new variable control v . Generally, a first-order response of I_{in} is required, and in this case the new input v is chosen as

$$v = K_1 (I_{in}^* - I_{in}) \quad (24)$$

where K_1 is the convergence factor, I_{in} represents the

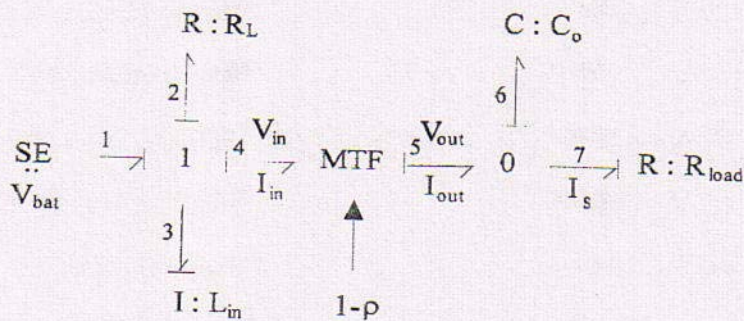


Fig. 5 Bond graph of the ideal averaged model of the boost converter

averaged inductor current and $I_{in}^{\#}$ is the reference waveform to be reached by I_{in} in equilibrium:

$$I_{in}^{\#} = \frac{1}{1-\rho^0} f_7^{\#} = \frac{1}{1-\rho^0} I_s^{\#} \quad (25)$$

with ρ^0 a variable parameter calculated from the voltage reference $V_{out}^{\#}$ in the case of steady state operation, i.e. for $\dot{X} = [\dot{I}_{in} \ \dot{V}_{out}]^T = [0 \ 0]^T$. For a linear resistive load,

$$\rho^0 = 1 - \frac{1}{2} \left[\frac{V_{bat}}{V_{out}^{\#}} + \sqrt{\left(\frac{V_{bat}}{V_{out}^{\#}} \right)^2 - \frac{4R_L}{R_{load}}} \right]$$

$$I_{in}^{\#} = \frac{1}{1-\rho^0} \frac{V_{out}^{\#}}{R_{load}} \quad (26)$$

Naturally, the controller (22) is valid only when $V_{out} \neq 0$. Moreover, this controller introduces a one-dimensional unobservable part because the system relative degree is unity [11]. The so-called 'unobservable dynamics' or 'zero dynamics' must be proved to be stable.

Generally the stability of the zero dynamics is investigated by using a normal form obtained by a local coordinates transformation $Z = \Phi(X)$. Defining the change of state coordinates as:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1 \\ \sqrt{I_3 X_1^2 + C_6 X_2^2} \end{bmatrix} = \Phi(X) \quad (27)$$

the inverse transformation from the Z variable to the X variable is then given by

$$X = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = \Phi^{-1}(Z) = \begin{bmatrix} Z_1 \\ \sqrt{(1/C_6)(Z_2^2 - I_3 Z_1^2)} \end{bmatrix} \quad (28)$$

Let $V(Z_1, Z_2) = \sqrt{(1/C_6)(Z_2^2 - I_3 Z_1^2)}$; the normal form representation of the system (21) is

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_2}{I_3} Z_1 - \frac{1}{I_3} V(Z_1, Z_2) + \frac{1}{I_3} V(Z_1, Z_2) \rho + \frac{1}{I_3} V_{bat} \\ \frac{1}{Z_2} (-R_2 Z_1^2 + Z_1 V_{bat} - V(Z_1, Z_2) f_7) \end{bmatrix} \quad (29)$$

The zero dynamics are examined when $Z_1 = 0$; then

$$V(0, Z_2) = \frac{1}{\sqrt{C_6}} Z_2 \quad (30)$$

and

$$\dot{Z}_2 = -\frac{1}{Z_2} V(0, Z_2) f_7 = -\frac{1}{\sqrt{C_2}} f_7 \quad (31)$$

f_7 is expressed by V_{out}/R_7 or $V(0, Z_2)/R_{load}$; therefore the zero dynamics are defined as

$$\dot{Z}_2 = -\frac{1}{R_{load} C_6} Z_2 \quad (32)$$

Since C_6 and R_{load} have positive values, the zero dynamics are stable. Thus the controller given in equation (22) linearizes the system (21) with the zero dynamics being stable.

This study about the zero dynamics stability shows that the determination of zero dynamics with the classical theory may present some difficulties particularly for the inverse transformation $\Phi^{-1}(Z)$. Fotsu *et al.* proposed a bond graph based approach for representing graphically the inversion of linear single-input single-output [12] and multiple-input multiple-output [13] systems using the concept of bicausality introduced by Gawthrop [14]. With this approach, zero dynamics of the systems may be easily identified. Also Youcef-Toumi *et al.* [7] developed a bond graph method for identifying the physical components and/or subsystems that are responsible for the zero dynamics, which can be applied for both linear and non-linear systems. The steps of this method can be listed as follows:

1. Determine the shortest causal paths linking inputs and outputs from a normal bond graph model.
2. Remove the bonds associated with the output variables and assign a zero value for the junctions that these bonds are connected to.
3. Reverse the causality of the input bonds.
4. Replace every integral causality on these shortest causal paths by a derivative causality but keep unchanged every element with integral causality not on these shortest causal paths.

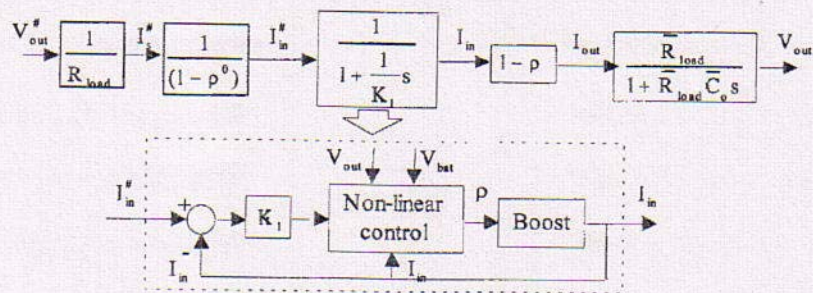


Fig. 6 CNLC

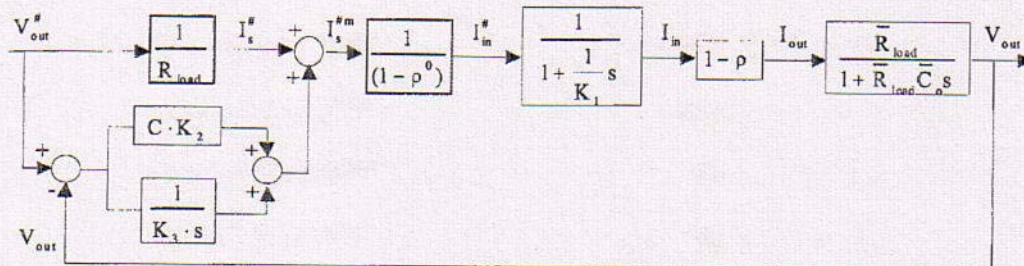


Fig. 7 MNLC

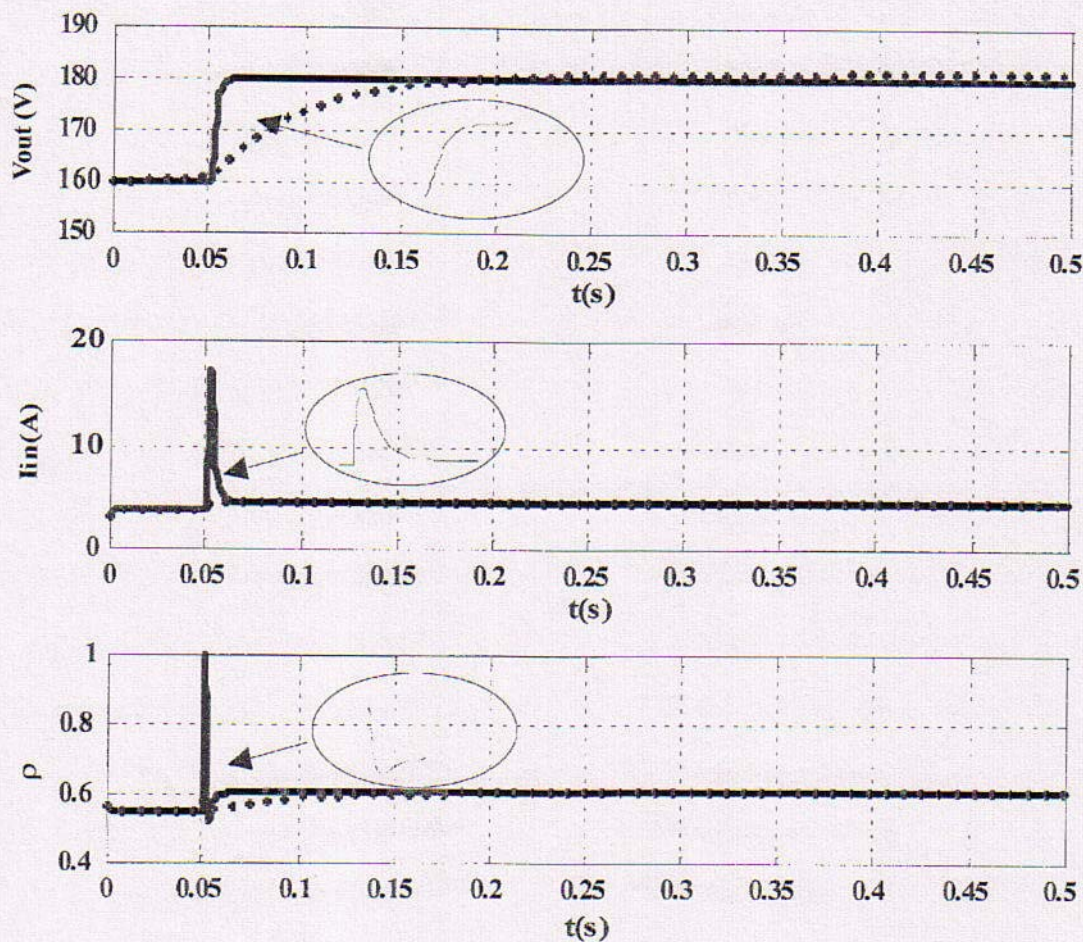


Fig. 8 Simulated step responses of V_{out} with CNLC (+++++) and MNLC (—)

5. Reassign causality of the modified bond graph.
6. Derive the zero dynamics according to the causality assignment.

Applying this procedure to the bond graph in Fig. 5, it can be seen that the coupling between R_{load} and C_6 is not on the shortest causal path linking ρ and I_3 . The causality manipulations enable the zero dynamics obtained in equation (32) to be determined analytically.

As a current-mode control is considered, the required first-order response of the inductor current I_{in} can be obtained with a time constant $1/K_1$, but the dynamic behaviour of the output voltage V_{out} depends particularly on the output capacitance and the resistive load. The CNLC in Fig. 6 shows that the output voltage converges approximately to the desired value with a time constant $\bar{R}_{load} \bar{C}_6$ (R_{load} and C_6 are the physical values of the components). This time constant is large compared with $1/K_1$ since the value of the output filter capacitance is large. Another problem is the static error introduced by the model accuracy, which influences the non-linear control. When the parameters of the control model are different from those of the process, the static gain of the equivalent transfer function between I_{in} and $I_{in}^{\#}$ will not be unity. This introduces a static error in the inductor current. On the other hand, if the parameters of equation (26), i.e. R_L and R_{load} are different from the physical

values $\bar{R}_L$ and $\bar{R}_{load}$, an error in the reference value $I_{in}^{\#}$ may be introduced. These errors may induce an unacceptable static error in the output voltage V_{out} .

Here a modified version of CNLC is proposed in order to reduce the sensitivity of the control law on the model errors, and to improve the system dynamic behaviour. Modified non-linear control (MNLC) consists in introducing an external loop composed of a voltage 'tracking' term $C_6 K_2 (V_{out}^{\#} - V_{out})$ and an error-compensating term $(1/K_3 s)(V_{out}^{\#} - V_{out})$ as shown in Fig. 7, where s is the Laplace operator. The constant K_2 adjusts the dynamic behaviour of the output voltage V_{out} . The integrator enables the static error on the output voltage to be suppressed. The constant K_3 must be chosen carefully so that the global dynamic behaviour of the system is not modified.

In order to show the improvements due to MNLC, simulations with the boost converter non-ideal averaged model for both CNLC and MNLC have been performed for a linear resistive load. The non-ideal averaged model is analytical and has been implemented in a MATLAB/SIMULINK simulator. The following numerical values of parameters are used: $R_2 = R_L = 0.05 \Omega$, $I_3 = L_i = 2.5 \text{ mH}$, $C_6 = C_o = 1000 \mu\text{F}$, $R_{load} = 100 \Omega$, $K_1 = 2000$, $K_2 = 300$ and $K_3 = 0.25$. A step is applied to the reference voltage $V_{out}^{\#}$, forcing the system output voltage V_{out} to converge according to this step. Figure 8 shows the

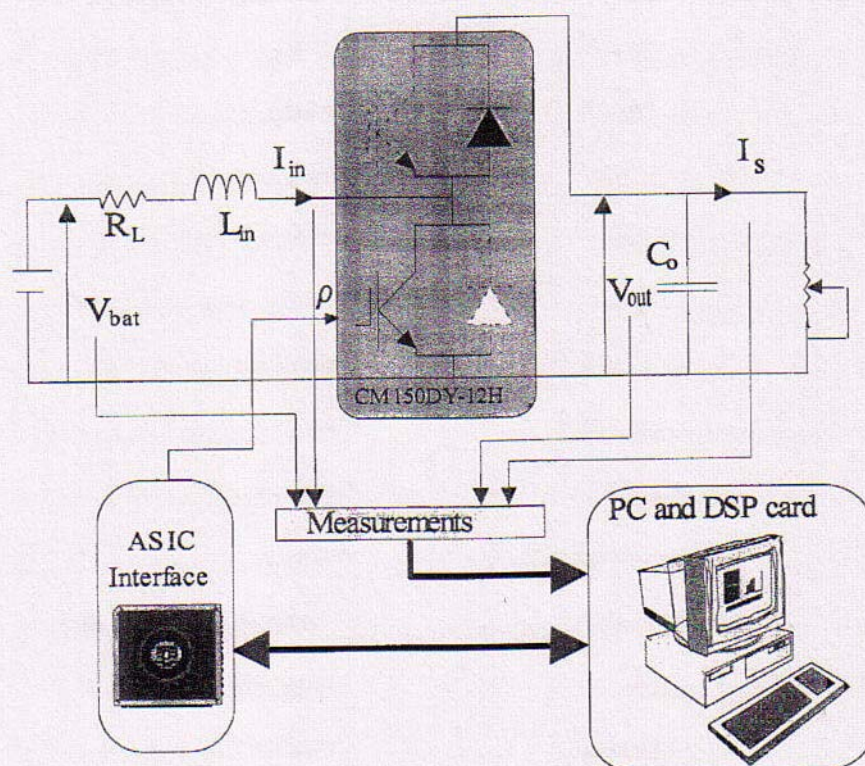


Fig. 9 Test bench (PC, personal computer; DSP, Dspace)

results of the step response of the output voltage for both CNLC and MNLC. It can be seen that, with MNLC, the output voltage converges to the desired value in about 15 ms instead of 300 ms with CNLC. A steady state operation is reached for CNLC but with a static error because the non-linear control law does not take into account the non-linearities of the converter model. If the ideal averaged model is used to simulate the boost converter, the static error disappears in the simulation results.

The next section covers the experimental implementation of MNLC and comparisons between simulation and experimental results in order to validate the non-ideal averaged model.

4 RESULTS AND DISCUSSION

The real-time implementation of the proposed MNLC algorithm is carried out on an experimental test bench (Fig. 9). It is composed of a Xantrex XKW300-10 power supply, a boost converter using a Mitsubishi CM150DY-12H (600 V and 150 A) module, a PC board with a DSP 1102 card and an ASIC interface. A variable resistive load composed of several lamps provides the variation in the load current I_s . For all the tests, the input voltage V_{bat} , the output voltage V_{out} , the inductor current I_L and the load current I_s are measured using P6139 500 MHz voltage probes and LEM 10 kHz current sensors.

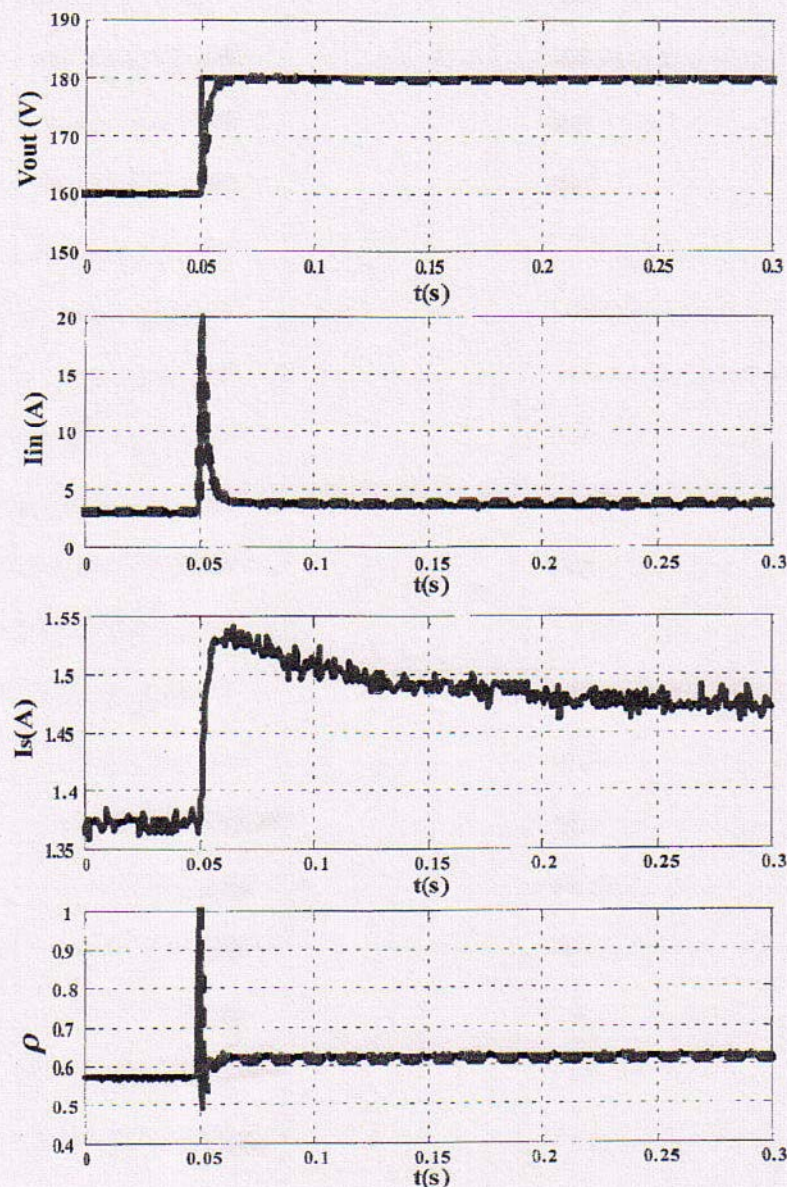


Fig. 10 Experimental step response of V_{out} (—) and the corresponding simulation (---)

The following experimental results are obtained with the same parameters as in the previous section. The simulation with the non-ideal averaged model of the boost converter is performed for each experimental condition by using the measured load current I_s as an input.

Figure 10 shows the output voltage response to a step in the reference voltage and the waveform of the inductor current I_{in} , the load current I_s and the duty ratio ρ . The static error in the output voltage reaches zero. The voltage overshoot is negligible, and the transient response is fast (about 10 ms). It may be noted that the simulation and the experimental results are in very good agreement.

Figure 11 depicts the output voltage regulation for

$V = 200$ V against the variation in the load current. When the load current changes from about 1.1 to 2.9 A, the voltage decreases initially (only a 0.5 V variation in V_{out} may be noted) and settles quickly around the reference value. The simulations confirm in many ways the results obtained experimentally.

From the authors' point of view, the latter results show that the proposed non-linear averaged models of d.c.-d.c. converters enable the performances of control laws to be predicted. In particular, the averaged models take care of the converter non-linearities that limit several control strategies. Moreover, an ideal representation of the converter is not suitable for testing these limitations.

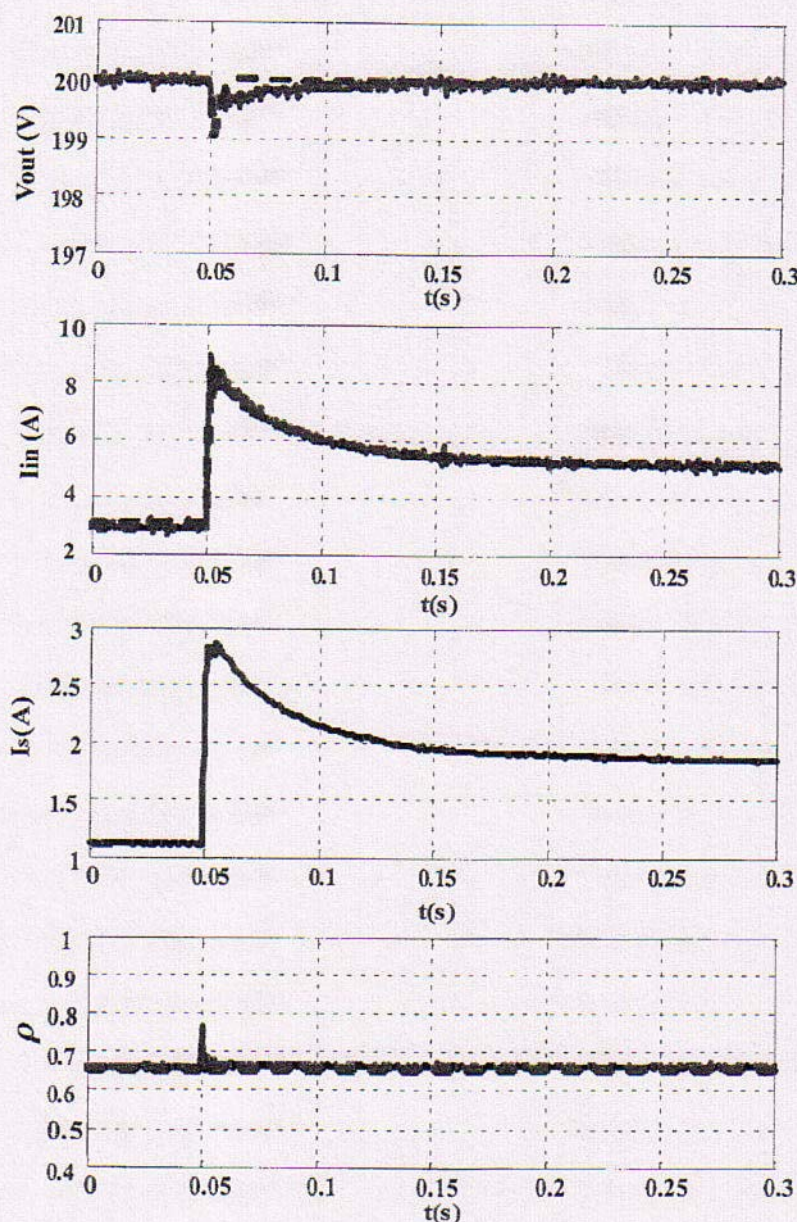


Fig. 11 Experimental V_{out} regulation at 200 V for variation in the load current (—) and the corresponding simulation results (---)

The non-ideal averaged models may be considered as a design tool for control design as they are analytical and as they may be computed automatically. In fact, the virtual delays represent an elegant way in which to take care analytically of the power semiconductor device non-linearities.

5 CONCLUSIONS

The bond graphs and the causality analysis enable non-ideal averaged models of power converters with a systematic approach to be developed efficiently. Basically the causality analysis allows the role of each component of a system to be detected analytically. The causality analysis is used at many levels during the automatic computation of the averaged model of a non-ideal converter. This technique has been applied to the boost converter, a non-linear system from a control point of view. The obtained averaged model takes into account most of the converter non-linearities introduced by the parasitic components and the power semiconductor devices. The simulation cost is reduced by up to 10^5 compared with fine model simulation. The bond graph representation eases also the writing of the state space equations which are used for the control law design on the one hand and the analysis of the zero dynamics on the other hand. MNLC has been proposed for the current-mode controlled boost converter. The control law has been implemented and validated experimentally. A comparison between simulation and experimental results enables the validity of the non-ideal averaged model to be judged and also the control law efficiency. Hence the non-linear averaged model may be considered as an improved representation of a converter for control design. The extended averaged model allows the efficiency of a control law and also its limitations to be estimated. Additional effort is needed to take into account the static and dynamic behaviours of the switching devices in the control law design process. Also the current sensor required by current-mode control may be suppressed by using observer techniques based on the non-ideal averaged model.

REFERENCES

- 1 Krein, P. T., Bentsman, J., Bass, R. M. and Lesieutre, B. L. On the use of averaging for the analysis of power electronics systems. *IEEE Trans. Power Electron.*, 1990, 5(2), 182–190.
- 2 Sanders, S. R., Nowroolki, J. M., Lin, X. Z. and Verghese, G. C. Generalized averaging method of power conversion circuits. *IEEE Trans. Power Electron.*, 1991, 6(2), 251–259.
- 3 Tymerski, R. Application of the time-varying transfer function for exact small-signal analysis. *IEEE Trans. Power Electron.*, 1994, 9(2), 196–205.
- 4 Xu, J. and Yu, J. Time-averaging equivalent circuit analysis of resonant switching converters. *Int. J. Electron.*, 1989, 67(6), 937–948.
- 5 van Dijk, E., Spruijt, H. J. N., O'Sullivan, D. M. and Klassens, J. B. PWM-switch modeling of DC–DC converters. *IEEE Trans. Power Electron.*, 1995, 10(6), 659–665.
- 6 Allard, B., Morel, H., Ghedira, S. and Ammous, A. Building advance averaged model of power converters from switched bond graph representation. In *Proceedings of the 1999 International Conference on Bond Graph Modeling and Simulation (ICBGM'99)*, Simulation Series, Vol. 31, No. 1, San Francisco, California, January 1999, pp. 331–337 (Society for Computer Simulation, San Diego, California).
- 7 Youcef-Toumi, K., Ye, Y., Glaviano, A. and Anderson, P. Automated zero dynamics derivation from bond graph models. In *Proceedings of the 1999 International Conference on Bond Graph Modeling and Simulation (ICBGM'99)*, Simulation Series, Vol. 31, No. 1, San Francisco, California, January 1999, pp. 39–44 (Society for Computer Simulation, San Diego, California).
- 8 Allard, B., Morel, H., Lin, C. C. and Helali, H. Semiconductor device modeling and simulation using bond graphs. In *Proceedings of the 1995 International Conference on Bond Graph Modeling and Simulation (ICBGM'95)*, Simulation Series, Vol. 27, No. 1, Las Vegas, Nevada, January 1995, pp. 269–274 (Society for Computer Simulation, San Diego, California).
- 9 Allard, B., Morel, H., Ammous, A. and Ghedira, S. Extension of causality analysis to bond graphs including state-space models. In *Proceedings of the 1997 International Conference on Bond Graph Modeling and Simulation (ICBGM'97)*, Simulation Series, Vol. 29, No. 1, Phoenix, Arizona, January 1997, pp. 72–78 (Society for Computer Simulation, San Diego, California).
- 10 Lautier, P. Modélisation des convertisseurs à découpage pour la conception et la commande: application à l'onduleur. PhD thesis dissertation 0001, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 1998.
- 11 Isidori, A. *Nonlinear Control Systems*, 2nd edition, 1989 (Springer-Verlag, Berlin).
- 12 Fotsu, N. R., Scavarda, S. and Thomasset, D. Inversion of linear time-invariant SISO systems modelled by bond graph. *J. Franklin Inst.*, 1996, 333B(2), 157–174.
- 13 Fotsu, N. R., Scavarda, S. and Thomasset, D. Structural invertibility and minimal inversion of multivariable linear systems—a bond graph approach. In *Proceedings of the 1997 International Conference on Bond Graph Modeling and Simulation (ICBGM'97)*, Simulation Series, Vol. 29, Phoenix, Arizona, January 1997, pp. 109–114 (Society for Computer Simulation, San Diego, California).
- 14 Gawthrop, P. J. Bicausal bond graphs. In *Proceedings of the 1995 International Conference on Bond Graph Modeling and Simulation (ICBGM'95)*, Simulation Series, Vol. 27, No. 1, Las Vegas, Nevada, January 1995, pp. 83–88 (Society for Computer Simulation, San Diego, California).

Implementation of Hybrid Control for Motor Drives

Xuefang Lin-Shi, Florent Morel, *Student Member, IEEE*, Ana M. Llor,
Bruno Allard, *Senior Member, IEEE*, and Jean-Marie Rétif

Abstract—This paper presents the implementation of a hybrid-control strategy applied to a permanent-magnet synchronous-motor (PMSM) drive. Hybrid control is a general approach for control of a switching-based hybrid system (HS). This class of HS includes a continuous process controlled by a discrete controller with a finite number of states. In the case of ac motor drives, in contrast to conventional vector control like proportional-integral control or predictive control, where the inverter is not taken into account by the controller, hybrid control integrates the inverter model and considers the state of the inverter as a control variable. It allows to obtain faster torque dynamics than vector-control algorithms. The hybrid control algorithm requires both computing velocity for real-time implementation and code flexibility for management of low-performance functions and analog-digital interfaces. Codesign appears as a promising methodology for partitioning hybrid-control algorithm between software (flexible) and hardware (velocity) while taking care of overall time constraints. In this paper, the implementation of hybrid-control algorithm for a PMSM drive is performed through a codesign approach on an Excalibur board, embedding a CPU-core (Nios-2 by Altera) inside an APEX20KE200EFC484-2X field-programmable gate array. The partitioning of software and hardware parts is explained. Experimental results show the effectiveness of the implementation. Performances, advantages, and limitations are discussed.

Index Terms—AC motor drives, control, dynamic hybrid system (HS), field-programmable gate array (FPGA), hardware-software codesign.

I. INTRODUCTION

THERE ARE a large number of industrial applications where the system consists of a continuous plant with a discrete-event controller. In ac-motor drives, the continuous part is the synchronous or asynchronous machine, and the voltage inverter corresponds to the discrete part.

In ac-drive systems, fast current and torque responses are necessary. The development of high-performance control for the ac-machine drive has motivated considerable attention in recent years. In the mid-1980s, the direct torque control technique (DTC) was developed [1], [2]. The basic principle of DTC is to select the appropriate stator voltage vectors from a table, according to the signs of the errors between the references of torque and stator flux and their estimated values, respectively [3], [4]. DTC advantages are low machine parameter dependence and a fast dynamic torque response. This technique

involves a switching table and hysteresis controllers. Stator-flux vector and torque estimations are necessary [5].

In this paper, a hybrid-control technique is proposed. It is a general approach for control of a class of hybrid systems (HS): controlled-switching HS [6]. This class of HS generally consists of a continuous-time plant with a finite discrete-event controller. The HS under consideration is a permanent-magnet synchronous motor (PMSM) combined with a two-level three-phase voltage inverter. Based on the use of a simple hybrid model including the motor and the inverter, hybrid-control algorithm calculates the direction evolution of the current vector for all possible switching states of the inverter. The switching state, which minimizes a given cost function, is selected. The selected inverter state is applied during a calculated time duration.

Both DTC and hybrid control determine directly an inverter switching state, and similar torque dynamics can be obtained. However, significant differences between hybrid control and DTC can be noted: DTC takes heuristic decisions according to a selection table; hybrid control is based on a formal representation of the whole inverter-machine system. DTC uses hysteresis controllers to minimize torque and flux errors; hybrid control minimizes errors between measured currents and reference currents, so no hysteresis controller neither observer are necessary. Moreover, hybrid control is a general approach for any controlled-switching HS where the discrete control states can take only a finite number of values.

Hybrid-control algorithm requires computation velocity like DTC algorithm to reduce current ripples. Literature covers implementation in all field-programmable gate arrays (FPGAs) of motor control schemes [7]–[10]. High performance is demonstrated, but lack of flexibility is also pointed out as a severe limitation from the industrial point-of-view. Reusability of parts of the implementation is questioned, as it is not easy to retrieve the algorithm sequences. In addition, digitally controlled systems with digital signal processors (DSPs) have been presented in many publications on drive-control technology [11], [12]. In [13], authors express the limitations of DSP in terms of velocity for modern control algorithms if cost is mandatory. Codesign has been introduced as a set of methodologies for partitioning advanced control algorithm between software and hardware parts [14], [15]. It offers the engineer to apprehend a wide space of solutions, where a full DSP solution or a full FPGA solution is two extremities, and the ability to select a suitable tradeoff with regard to performances and cost. Examples of codesigned control systems have been presented in the study in [15] and [16].

The implementation of the proposed hybrid control algorithm is performed through a codesign approach. The algorithm

Manuscript received April 24, 2006; revised December 6, 2006.

The authors are with Laboratoire Ampère (UMR CNRS 5005), Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, F-69621 Villeurbanne Cedex, France (e-mail: xuefang.shi@insa-lyon.fr).

Digital Object Identifier 10.1109/TIE.2007.898303

has been implemented in an Excalibur board embedding a CPU-core (Nios-2 by Altera) inside an APEX20KE200EFC484-2X FPGA. It is an industrial prototyping board. Afterward, a just-what-is-required FPGA could be selected from an industrial production point of view. The FPGA circuit offers a practical silicon area lower than an industrial DSP but does not embed A/D converters either. Footprint on a printing circuit board is not necessarily in favor of the FPGA solution, but the DSP solution does not let the engineer tailor suitable A/D converters. External A/D converters require suitable interface that DSP already includes. This issue is not discussed here, but it may be safely advanced that FPGA including A/Ds will be introduced shortly [17].

Codesign takes advantage of parallelism offered by the algorithm. The efficient hardware and software partitioning allows to run the control algorithm in less than 10 μ s of loop-cycle. Experimental results show performances of the proposed control and implementation solution.

This paper is organized as follows. Section II explains the principle of the hybrid-control algorithm for a PMSM. Section III covers the codesign implementation of the controller for a 1.6-kW PMSM drive. Experimental results are presented in Section IV. The control performances are evaluated by comparative studies with respect to a vector control and a DTC control, both implemented in an oversized DSP [18].

II. HYBRID CONTROL PRINCIPLE

A. Hybrid Model

As aforementioned, the proposed hybrid control addresses a class of HS composed of a continuous process controlled by an energy modulator which has a finite number of switching states or topologies. In the case of a PMSM drive system, the PMSM constitutes the continuous process and the inverter corresponds to the energy modulator. A hybrid model including both the PMSM and the inverter can be established.

A PMSM consists of three-phase stator windings and permanent magnets either mounted on the rotor surface (surface-mounted PMSM) or buried inside the rotor (interior PMSM). The continuous state equations of a surface-mounted PMSM, which is written in the stator flux reference frame, can be expressed as

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{dI_{sd}(t)}{dt} \\ \frac{dI_{sq}(t)}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_r(t) \\ -\omega_r(t) & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd}(t) \\ I_{sq}(t) \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & -\frac{\omega_r(t)}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d(t) \\ V_q(t) \\ \Phi \end{bmatrix} \quad (1) \end{aligned}$$

where I_{sd} and I_{sq} are the d - and q -axes stator currents, R_s is the stator phase resistance, L_s is the stator phase inductance, ω_r is the rotor angular velocity, V_d and V_q are the d - and q -axes voltages, and Φ is the flux established by permanent magnets.

The stator voltages V_d and V_q depend on the switching states of the three-phase inverter.

The switching states of the inverter, when it is considered as ideal, can be described by discrete variables u_A , u_B , and u_C in

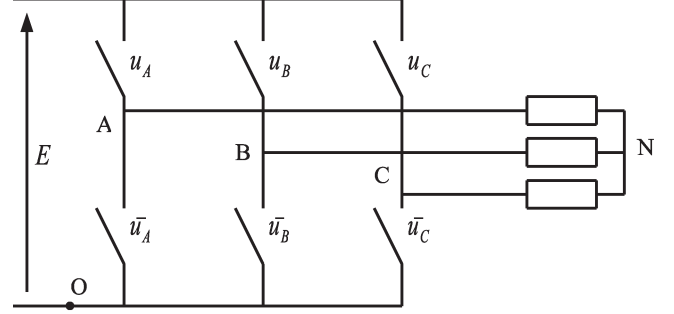


Fig. 1. Simplified schematic of the PMSM drive.

TABLE I
INVERTER SWITCHING STATES

j	0	1	2	3	4	5	6	7
u_A	0	1	1	0	0	0	1	1
u_B	0	0	1	1	1	0	0	1
u_C	0	0	0	0	1	1	1	1

the following form (Fig. 1):

$$\begin{aligned} u_A &= \begin{cases} 0 \Leftrightarrow V_{A0} = 0 \\ 1 \Leftrightarrow V_{A0} = E \end{cases} \\ u_B &= \begin{cases} 0 \Leftrightarrow V_{B0} = 0 \\ 1 \Leftrightarrow V_{B0} = E \end{cases} \\ u_C &= \begin{cases} 0 \Leftrightarrow V_{C0} = 0 \\ 1 \Leftrightarrow V_{C0} = E \end{cases}. \quad (2) \end{aligned}$$

The winding voltages can then be written as

$$\begin{bmatrix} V_{AN}(t) \\ V_{BN}(t) \\ V_{CN}(t) \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix}. \quad (3)$$

In the same way, these voltages can be expressed in the $\alpha \backslash \beta$ stator reference frame and multiplied by a rotation matrix to obtain the voltage expressions in the Park reference frame

$$\begin{bmatrix} V_d(t) \\ V_q(t) \end{bmatrix} = E\sqrt{\frac{2}{3}}R(\theta_r) \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

where θ_r is the angular rotor position, and the matrix R is defined as

$$R(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}. \quad (5)$$

The correspondence between a switching state number (j) and the values of u_A , u_B , and u_C is given in Table I.

Among the eight possible states of the inverter, two of them (corresponding to $j = 0$ and $j = 7$) lead to the same output voltages ($V_d = V_q = 0$). Therefore, for the sake of simplicity, the case $j = 0$ will not be considered.

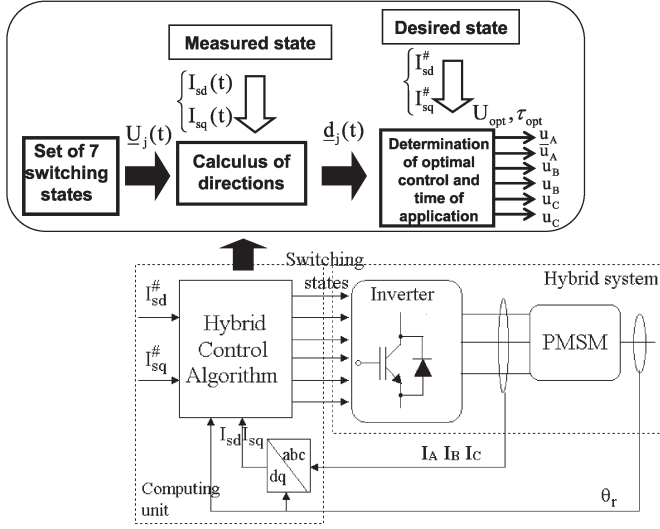


Fig. 2. Hybrid control algorithm for PMSM drive.

Finally, substituting (4) into (1), the model of the PMSM and its inverter can be written as

$$\dot{\underline{X}}(t) = A(\omega_r(t)) \cdot \underline{X}(t) + B_1(\omega_r(t), \theta_r(t)) \cdot \underline{U}(t) + B_2(\omega_r(t)) \cdot \Phi \quad (6)$$

where $\underline{X}(t) = [I_{sd}, I_{sq}]^t$ is the continuous state vector, and $\underline{U}(t) = [u_A, u_B, u_C]^t$ is the control vector which can take one of the seven switching states in Table I, except state zero as explained.

Assuming that ω_r and θ_r are unchanged during a very short time τ , (6) can be written as

$$\begin{aligned} \underline{X}(t + \tau) &= [I + \tau \cdot A(\omega_r(t))] \cdot \underline{X}(t) \\ &\quad + \tau \cdot B_1(\omega_r(t), \theta_r(t)) \cdot \underline{U}(t) \\ &\quad + \tau \cdot B_2(\omega_r(t)) \cdot \Phi \\ &= F(\omega_r(t)) \cdot \underline{X}(t) + H(\omega_r(t), \theta_r(t)) \cdot \underline{U}(t) \\ &\quad + E(\omega_r(t)) \cdot \Phi. \end{aligned} \quad (7)$$

Therefore, for each control vector $\underline{U}_j(t)$ ($j = 1, \dots, 7$), the corresponding state vector $\underline{X}_j(t + \tau)$ can be calculated if $\underline{X}(t)$, $\omega_r(t)$, and $\theta_r(t)$ are known quantities.

B. Hybrid-Control Algorithm

The principle of hybrid control for PMSM drive is summarized in Fig. 2. It is based on the hybrid model (7). It determines the optimal inverter switching state which minimizes errors between measured and reference state variables.

For a desired reference state vector $\underline{X}^{\#} = [I_{sd}^{\#}, I_{sq}^{\#}]^t$, hybrid control proceeds as follows inside each computation iteration (loop-cycle).

- 1) Measure the stator currents and angular rotor position, then calculate the rotor angular velocity ω_r , the currents $I_{sd}(t)$, $I_{sq}(t)$, the state matrices $F(\omega_r)$, $H(\omega_r, \theta_r)$, and finally, $E(\omega_r)$.
- 2) Calculate the direction of the state vector evolution defined by $\underline{d}_j = \underline{X}_j(t + \tau) - \underline{X}(t)$ for the seven possible control vectors, $\underline{U}_j(t)$ ($j = 1, \dots, 7$).

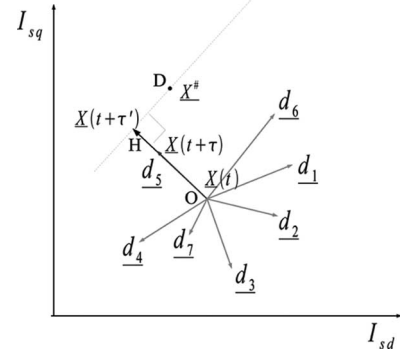


Fig. 3. Typical state vector evolution in state space.

- 3) Evaluate the cost function. Determine the optimal control vector $\underline{U}_{opt}$ that corresponds to the minimal cost function. There are many ways to define a cost function. The angle between directions $\underline{d}_j$ and $|\underline{X}^{\#} - \underline{X}(t)|$ is selected here as the cost function.
- 4) Calculate the time duration τ_{opt} for $\underline{U}_{opt}$. On the one hand, this calculus is based on the assumption that, during a short time of application of $\underline{U}_{opt}$, the evolution of the state vector is a straight line, and its amplitude is proportional to the time of application. This assumption limits τ_{opt} to a maximum value τ_{max} . On the other hand, due to technology limitations of converters (inverter dead-time, velocity of A/D converters, ...) and of the CPU performance (instruction clock), τ_{opt} must be larger than the duration of the algorithm loop cycle and the inverter dead-time, so a minimum time of application τ_{min} must be respected. Finally, the application time τ_{opt} can be expressed as

$$\begin{aligned} |\underline{X}(t + \tau') - \underline{X}^{\#}| &= \min_{\Delta t} |(t + \Delta t) - \underline{X}^{\#}| \\ \text{if } \tau' < \tau_{min}, &\text{ then } \tau_{opt} = \tau_{min} \\ \text{if } \tau' > \tau_{max}, &\text{ then } \tau_{opt} = \tau_{max} \\ \text{else } \tau_{opt} &= \tau'. \end{aligned}$$

Fig. 3 illustrates an example of the state vector evolution in the state space $[I_{sd}, I_{sq}]$. Points O and D are, respectively, the measured and desired states. Seven directions of the state vector evolutions are represented by vectors $\underline{d}_j$ ($j = 1, \dots, 7$) issued from O. In this example, the direction $\underline{d}_5$ has the minimum angle with $|\underline{X}^{\#} - \underline{X}(t)|$, so the optimal control vector will be $\underline{U}_5$, corresponding to the switching state $[u_A, u_B, u_C]^t = [0, 0, 1]^t$. The time of application of $\underline{U}_5$, τ' , is calculated easily from the distance between points O and H.

A key difference between hybrid control and a classical vector control is that the control vector $\underline{U}_{opt}$ of hybrid control corresponds to one of the seven states of the inverter. It is not a switching sequence as for the pulsewidth modulation (PWM). For each computation iteration, only one state is applied, as for a DTC control. If the reference values are changed between two computing cycles, a new appropriate control state and the corresponding application time will be determined for the next computation cycle. This is a common feature to any digital control scheme. As the application time is bounded by τ_{max} , the external influences can be taken into account quickly.

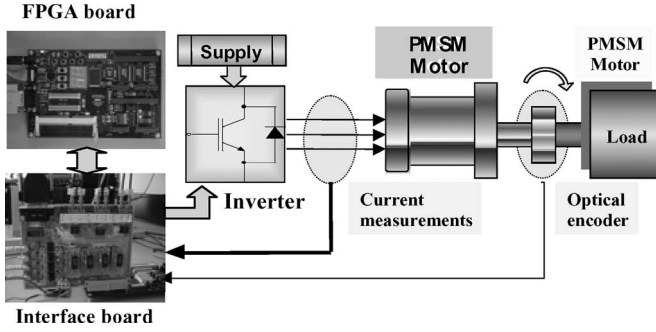


Fig. 4. Experimental test bench.

TABLE II
RATING VALUES OF TESTED PMSM

1.56 kW	5.5 Nm	3000 rpm	3 pairs of poles
$R_s=2.06 \Omega$	$L_s=9.15 \text{ mH}$	$\Phi=0.29 \text{ Wb}$	

As there are only seven possible directions for the state vector, the reference point could not be exactly reached. When the state $\underline{X}(t)$ is close to the reference point $\underline{X}^\#$, as τ_{opt} is limited to τ_{min} , the state vector $\underline{X}(t + \tau_{\text{min}})$ could then oscillate around the reference point. The smallest the τ_{min} value, then the lowest the current ripple. Therefore, a high-performance computing unit is necessary because τ_{min} value is limited by data conversions and computation time which depend directly on the computing unit performance.

III. EXPERIMENTAL DRIVE CONFIGURATION AND REAL-TIME IMPLEMENTATION

A. Test Bench

The main components of the laboratory-scale experimental test bench are pictured in Fig. 4.

A 1.6-kW PMSM (SMV UM from Leroy-Sommer) is used with a 4096-pulse incremental encoder. Another identical PMSM is used as a torque generator, with a nominal torque of 5.5 Nm. The characteristics of the motor are given in Table II.

A commercial 15-kW three-phase inverter based on insulated-gate bipolar transistors is supplied by a voltage source XANTREX which provides 300 V with current limitation of about 10 A. The dead time is fixed at 3 μs due to the oversized inverter devices. Three LEM current sensors (LEM LA 100P) are used.

B. Control Unit

As explained previously, hybrid-control algorithm requires velocity for real-time implementation; moreover, the management of data conversion interfaces (current and angular position acquisitions and control output) demands flexibility. A codesign approach has been implemented using the Altera-Excalibur development kit including the Nios 2.0 version. The objective is to analyze the complete control algorithm and to define which parts suits hardware implementation by taking advantage of parallelism. Altera Quartus suite [19] has been used along with Mentor Graphics.

TABLE III
FPGA DEVICE FEATURES

FPGA device features	
Maximum system gates	526.000
Logic elements	8.320
Embedded system blocks	52
Maximum RAM bits	106.496
Maximum macro cells	832
Maximum user I/O pins	376
Phase-locked loops (PLL's)	2

Altera software offers the design of a user-defined processor FPGA-advantage tools (Nios core) [20]. This embedded processor is optimized for Altera programmable logic and system-on-a-programmable-chip (SOPC). It can be combined with user logic and programmed into an FPGA using SOPC builder software [21].

The Nios development board provides a hardware platform to develop embedded systems based on Altera APEX devices. The board includes an FPGA chip Apex20K200E, which offers practical silicon area lower than a standard DSP, but does not embed A/D converters. The device features used in the test bench are listed in Table III.

A suitable analog-and-digital hardware interface board has been added to the Excalibur board. It includes A/D converters (AD7892-1) for current acquisition, data-link buffer (4050N) for the encoder, and optocoupler circuits (T1521, R2521) for electrical isolation between the power drive and the FPGA board. The AD7892 converter is a 12-b A/D converter with a conversion time lower than 1.5 μs . This data-rate conversion is modest and has been chosen to demonstrate the efficiency of codesign, which takes care of such limitations through the algorithm partitioning. If A/D converters inside a DSP circuit feature such low performances, it would be practically impossible to implement any fast-loop algorithm.

C. Algorithm Implementation

The hybrid algorithm is sliced in elementary functions (Fig. 5). Each function is described from hardware viewpoint using Very-large scale integration Hardware Description Language, VHDL (IEEE 1076). Functions are naturally implemented separately hence in parallel. The FPGA resources are large enough to implement the individual blocks in hardware plus the embedded processor. Since velocity is a priority, the performances of the Nios core are not completely exploited, and hardware implementation has been preferred for several functions that could have been dedicated to the processor. The management of a serial link with the host computer and the management of the interface board switches are performed by software inside the FPGA embedded processor as well as the A/D converter logic control. The Nios core is a 16-b processor with 16-b input-output ports for real-time visualization of program variables via the serial link. The silicon area is then saved for other hardware blocks and a finite-state machine can overtake the sequencing of all the other operations.

The execution time and FPGA area for major functions are given in Table IV. In order to reduce τ_{min} , one part of current-independent functions is computed during the current

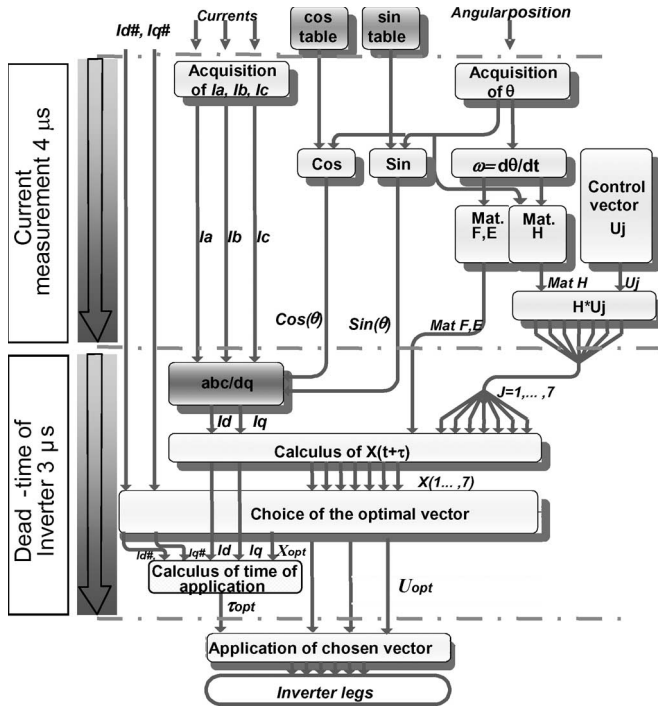


Fig. 5. Elementary functions for the hybrid control algorithm.

TABLE IV
EXECUTION TIME OF SOME BLOCK FUNCTIONS

	Exec.time(μs)	Logic elements
Forward Clarke Transformation	0.028	277 (3.3%)
Forward Park Transformation	0.035	1219 (14.7%)
Calculation electric angle	0.055	171 (1.4%)
Calculation of angular speed	0.03	136(1%)
Calculation of H^*U_j	0.03	800 (9%)
Acquisition of currents	2.9	91 (1.1%)

acquisition (4 μs); another part of the functions is computed during the inverter dead-time (3 μs). Finally, the minimum time of application has been set to 10 μs.

VHDL codes are compiled, and a digital synthesis is performed using MentorGraphics ModelSim [22] and Leonardo Spectrum Tools [23]. Full C codes of software part and VHDL codes are available in [24].

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

For an experimental comparative study, a classical vector-control technique and a DTC control are implemented. All experiments have been performed with the same experimental components as the hybrid control except for the DSP board. Data are recorded with the same measurement equipment and the same sampling period (200 μs).

For hybrid control, $\tau_{\min}$ has been set to 10 μs, and $\tau_{\max}$ has been limited to 100 μs. The vector control, using two proportional-integral (PI) discrete-time current controllers for I_{sd} and I_{sq} , is implemented in a DSpace DS1104 board with the Simulink environment. Each controller is determined by pole assignment when considering a discrete-time first-order dynamics. As the process has a dynamics of 4.5 ms, the closed-loop dynamics corresponds to a time constant of 1 ms. The

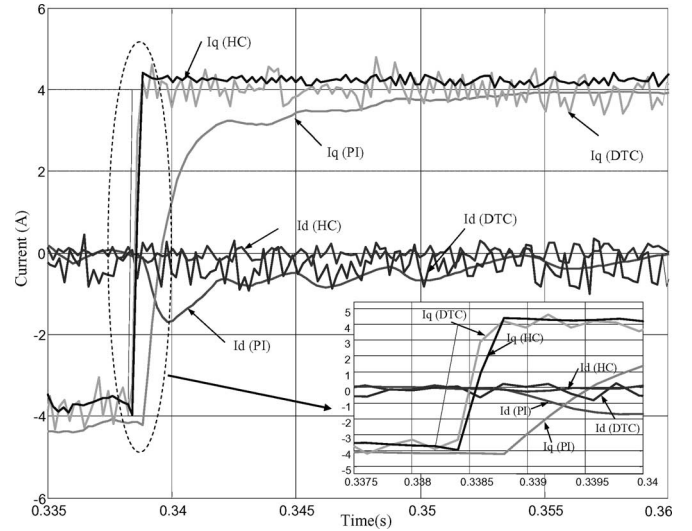


Fig. 6. Current waveforms during transient from a negative to a positive torque value.

controller sampling period has been set to 0.2 ms. The PWM switching frequency of the PI-controlled inverter has been set to 10 kHz. DTC control is implemented in C language on the same DSP as the vector control. The computation period has been fixed to 28 μs (limited by computation duration). Neither DTC nor hybrid control need PWM vector modulation.

The minimization of Joule power losses leads to maintain the current I_{sd} equal to zero while the electromagnetic torque is proportional to current I_{sq} . Therefore, for hybrid control and vector control, the reference currents are chosen as $I_{sd}^{\#} = 0$ A and $I_{sq}^{\#}$ proportional to the desired torque. For DTC control, the references are directly the stator flux linkage reference and torque reference.

Experimental results in Fig. 6 correspond to a transient response from a negative current reference ($I_{sq}^{\#} = -4$ A) to a positive reference ($I_{sq}^{\#} = +4$ A) for hybrid and vector control. This experiment corresponds to a torque reference step from -3.48 to 3.48 N·m for DTC control. The speed changes from -1060 to 1060 r/min. No speed loop is used.

It can be seen that the q -axis current, which represents the electromagnetic torque, has a time response lower than 400 μs for DTC and hybrid control (Fig. 6, zoom). For vector control, the step change of q -axis current introduces a variation of d -axis current. This cross-coupling effect between I_{sd} and I_{sq} increases the time response of the q -axis current, which is then larger than 10 ms. The performance of DTC and hybrid control are similar but superior to PI controller, since they result in a shorter rise time and produces neither overshoot nor cross-coupling effects.

However, d - and q -axes current oscillations during steady-state operation are larger with both DTC and hybrid controls than with vector control. This is due to hysteresis controllers and limitation of the minimum sampling period for DTC and to the minimum application time for hybrid control as aforementioned (Section II-B).

Small errors in current are to be found with hybrid control in steady-state operation. For accurate applications, hybrid control

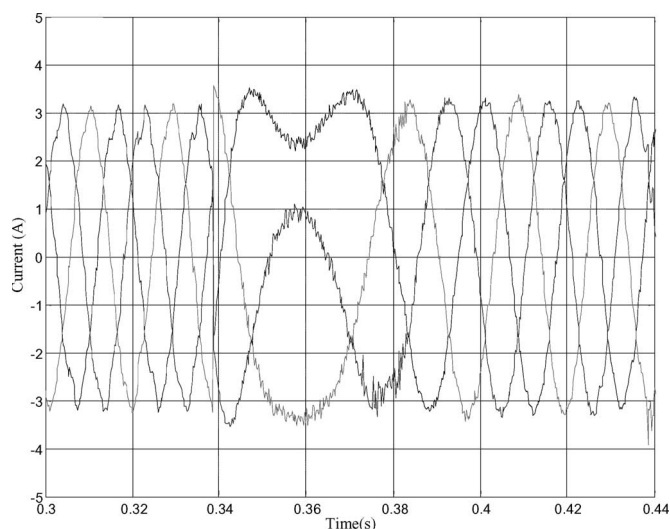


Fig. 7. Stator currents evolution during transition from negative rated torque to the positive one for hybrid control.

will be used inside a speed-control loop, where the static error can be compensated by the robust controller of the speed loop.

Fig. 7 pictures the transient evolution of the three stator currents with hybrid control. It can be noted that there is no over-current during torque and rotation-direction inversions. This is an interesting feature for practical implementation: a current regulator is not necessary for the hybrid control since the algorithm minimizes naturally the error between measured and reference currents.

Similar results have been obtained in many other different transient conditions.

V. CONCLUSION

The hybrid control presented here is a general approach for any system constituted of a continuous process and a finite number of discrete control states. In the context of machine control by means of an inverter, the hybrid control realizes the torque regulation dealing directly with the inverter switches. Very good results with hybrid control are obtained for PMSM drive and also for winding rotor synchronous machines and asynchronous machines not presented here. The superior transient performances of the proposed control algorithm over other conventional algorithms, like vector control, are demonstrated. Computing loops must be very short in order to reduce current ripple to an acceptable value. A large computing effort is required to achieve a suitable velocity. This requirement is hybrid-control major drawback. It can be overcome by the use of a dedicated FPGA board and a codesign approach to solve partitioning between hardware and software. This approach is used successfully for the hybrid-control algorithm, as reported here, using an FPGA with an embedded processor. Due to parallelism and partitioning of software and hardware, very high execution speed is obtained (less than 10- μ s loop). The experimental results validate the usefulness and advantages of codesign solutions for advanced drive control purposes.

When software and hardware partitioning is involved, a codesign methodology is required to obtain an adequate tradeoff that

fulfill the awaited specifications of the system in terms of dynamics and the cost constraints that would lead to expensive and over-sized DSPs, for example. Many codesign techniques are reported, and an adaptation to the problem at hand is necessary for design efficiency. FPGAs represent a useful companion to DSPs in industrial context if not an alternative. FPGA embedded processors reveal sufficiently for the software part of most control algorithms, as demonstrated here with an advanced example. The use of microcontroller or DSP circuits is related to the availability of A/D and D/A converters. These functions may be added on an FPGA board, but the overall architecture could fail to meet the cost of commercial processor-based solutions for this sole issue. Moreover, isolation capabilities are generally required between the control board and the power converter. A companion interface board is then necessary, and the question of A/D and D/A converters is a little bit eluded compared to the efficiency offered by mixed hardware/software implementation of control algorithm.

REFERENCES

- [1] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, Sep./Oct. 1986.
- [2] M. Depenbrock, "Direct self control of inverter-fed induction machines," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 420–429, Oct. 1988.
- [3] M. F. Rahman, L. Zhong, M. E. Haque, and M. A. Rahman, "A direct torque-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drive without a speed sensor," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 1, pp. 17–22, Mar. 2003.
- [4] G. S. Buja and M. P. Kazmierkowski, "Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors—A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 4, pp. 744–757, Aug. 2004.
- [5] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. London, U.K.: Oxford Univ. Press, 1998. 560 p.
- [6] M. S. Braniczy, V. S. Borkar, and S. K. Mitter, "A unified framework for hybrid control: Model and optimal control theory," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 43, no. 1, pp. 31–45, Jan. 1998.
- [7] Y. Y. Tzou and T. S. Kuo, "Design and implementation of all FPGA based motor control IC for permanent magnet ac servo-motors," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Electron., Control and Instrum.*, 1997, vol. 2, pp. 943–947.
- [8] B. Grabergs and B. Sohlberg, "Implementation of a state-space controller in a FPGA," in *Proc. Mediterranean Electrotechnical Conf.*, 1998, vol. 1, pp. 566–569.
- [9] B. Bomar, "Implementation of a microprogrammed control in FPGAs," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 2, pp. 415–422, Apr. 2002.
- [10] Y. Y. Tzou, H. J. Hsu, and T. S. Kuo, "FPGA-based SVPWM control IC for 3-phase PWM inverter," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Electron., Control and Instrum.*, 1996, vol. 1, pp. 138–143.
- [11] S. Bolognani, M. Tomasini, L. Tubiana, and M. Zigliotto, "DSP-based time optimal current control for high dynamic IPM motor drives," in *Proc. IEEE 35th Annu. PESC*, Jun. 20–25, 2004, vol. 3, pp. 2197–2203.
- [12] A. Rubaai, A. Ofoli, and D. Cobbinah, "DSP based real-time implementation of an adaptive fuzzy controller for the tracking control of servo-motor drives," in *Conf. Rec. IAS Annu. Meeting*, Oct. 2–6, 2005, vol. 2, pp. 1317–1323.
- [13] Z. Bielewicz, L. Debowski, and E. Lowiec, "A DSP and FPGA based integrated controller development solution for high performance electric drives," in *Proc. IEEE Int. Conf. Ind. Electron.*, 1996, vol. 2, pp. 679–684.
- [14] W. Wolf, "A decade of hardware/software co-design," *Computer*, vol. 36, no. 4, pp. 38–43, Apr. 2003.
- [15] M. Kharat, N. Masmoudi, M. Ghariani, and L. Kamoun, "A digital control system based on co-design methodology," in *Proc. 10th Int. Conf. Microelectron.*, 1998, pp. 257–261.
- [16] P. Dhaussy, J. Filloque, B. Pottier, and S. Rubini, "Global control synthesis for a MIMD/FPGA machine," in *Proc. IEEE Workshop FPGA Custom Comput. Mach.*, 1994, pp. 72–81.
- [17] Actel. (2006). *Actel Fusion—The World's First Mixed-Signal FPGA*. [Online]. Available: <http://www.actel.com/products/>
- [18] *DS1104 Installation and Configuration Guide*, Dspace GmbH, Paderborn, Germany, Mar. 2005.

- [19] *Quartus II v2.2 Hand Book*, Altera, San Jose, CA, 2004.
- [20] Altera. (2004). *Nios Embedded Processor Software Development Reference Manual*. [Online]. Available: <http://www.altera.com/literature/manual>
- [21] *SOPC Builder v3.0 Reference*, Altera, San Jose, CA, 2004.
- [22] *ModelSim Users' Guide*, Mentor Graphics, Wilsonville, OR, 2004.
- [23] *Leonardo Spectrum Tools*, Mentor Graphics, Wilsonville, OR, 2004.
- [24] X. Lin-Shi. (2006). *Motor Control Using a FPGA-Based System Application to So-Called Hybrid Control Algorithm*. [Online]. Available: <http://klimt2.insa-lyon.fr/hybrid/>



Xuefang Lin-Shi received the Ph.D. degree in applied computer science and automatics from the Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA Lyon), Villeurbanne, France, in 1992.

She was with the Electrical Engineering Center, Lyon (CEGELY), in 1994. Since 1994, she has been an Assistant Professor in the Electrical Engineering Department, INSA Lyon. She is currently with the Laboratoire Ampère, Lyon, France. Her research interests concern control applied to electrical drives and, recently, to hybrid dynamic systems.



Florent Morel (S'06) was born in Bourg-en-Bresse, France, in 1978. He graduated from the École Normale Supérieure de Cachan, Cachan, France. He received the Agrégation in electrical engineering in 2002 and the M.S. degree in electrical engineering from the Institut National des Sciences Appliquées, Lyon, France, in 2003. He is currently working toward the Ph.D. degree in the Laboratoire Ampère, INSA Lyon, Lyon.

His research concerns control applied to power electronics systems.



Ana M. Llor received the M.S. degree from the Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III, Madrid, Spain, in 1998, and the Ph.D. degree from the Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III, Madrid, Spain, and the Institut National des Sciences Appliquées, Lyon, France, in 2003.

She was with the Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, France, as an Assistant Professor, in 2005. Her research interests include hybrid control of power converters, digital control of

electrical systems, and series multicell converters.



Bruno Allard (M'93–SM'02) received the Engineer, M.Sc., and Ph.D. degrees from the Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA Lyon), Lyon, France, in 1988, 1989, and 1992, respectively.

He was with the Centre de Génie Electrique de Lyon, Lyon, as an Associate Professor, in 1992, where he became an Assistant Professor, in 1993. He is currently with the Laboratoire Ampère, INSA Lyon, Lyon. His research interests include power semiconductor-device modeling and char-

acterization, power-electronic-system design, monolithic converter design either for silicon low-power applications or silicon-carbide high-temperature applications.



Jean-Marie Rétif received the Ph.D. degree in tuning control from the Claude Bernard University, Lyon, France, in 1979.

He was with the Laboratory of Thermodynamics and Control, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, where he dealt with different subjects such as process control and optimization of solar heating. Since 1979, he has been working on the control of electrical engineering systems at the Laboratoire Ampère, INSA Lyon, Lyon. Currently, he is with the Laboratoire Ampère, INSA Lyon,

Lyon, as a Professor. He is interested in the control of hybrid dynamic systems and applications concerning power systems.

Permanent Magnet Synchronous Machine Hybrid Torque Control

Florent Morel, *Student Member, IEEE*, Jean-Marie Réatif, Xuefang Lin-Shi and Claire Valentin

Abstract—This paper presents a control scheme suitable for systems composed of a continuous process modulated in energy by a power converter with a finite number of topologies. In order to track the continuous reference values, a topology of the power converter is determined from a criterion based on a process state variable model and taking into account the possible topologies of the power converter.

The proposed hybrid control scheme is applied to an electrical motor drive composed of an inverter coupled to a permanent magnet synchronous machine. An evolution which insures a fixed modulation frequency is also proposed. Experimental results validate the feasibility and effectiveness of the proposed schemes.

Index Terms—Control, hybrid dynamic systems, permanent magnet synchronous machine, physical system with switches.

I. INTRODUCTION

A large number of industrial applications exist where the physical phenomena are very well described by differential equations. However, discrete variables are necessary to represent the behavior of a system with multiple topologies or modes. Modeling and control of Physical Systems with Switches (PSS) has attracted considerable attention in recent years [1]. One class of PSS is composed of a continuous process controlled by an energy modulator which has a finite number of configurations. A hydraulic cylinder controlled by an on/off valve or a heating resistor connected to a contactor are some examples which belong to this class of PSS [2].

The original control strategy presented here, can be applied to this class of PSS. The control scheme is based on a state variable model for both the energy modulator and the continuous process. For this model, there is a finite number of control vectors, depending on the possible configurations for the energy modulator. A formal approach has been developed to choose a configuration and its application time in order to track the continuous reference values. This strategy is so called one-step hybrid control (OSHC).

The PSS under consideration is composed of a Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) and a two-level voltage inverter (Fig. 1). The PMSM constitutes the continuous process of this PSS and the inverter corresponds to the energy modulator. The continuous state-variables and the outputs of this PSS are the machine stator currents expressed in the rotor flux reference frame. The switching states of each inverter leg

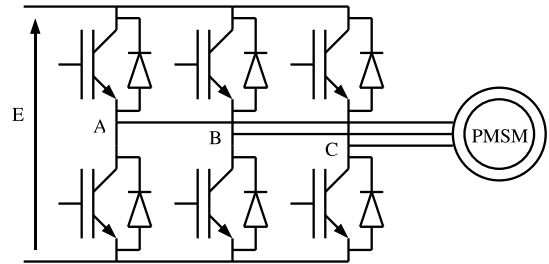


Fig. 1. Pilot physical system with switches

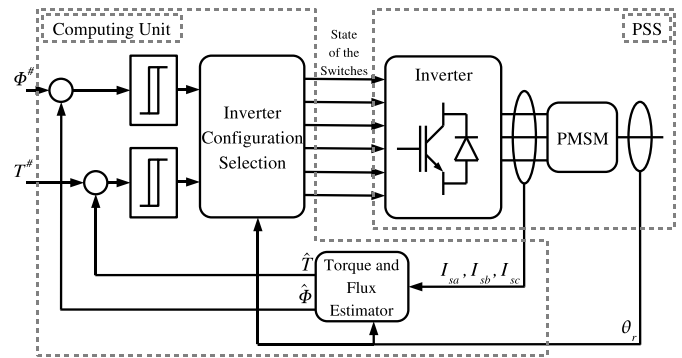


Fig. 2. Principle of direct torque control

are the discrete state-variables of the PSS. Both continuous and discrete variables are considered for the hybrid control scheme application. The system considered is clearly hybrid (with continuous and discrete variables) so hybrid control strategies apply adequately.

For PMSM drives, vector control has been a standard for more than 20 years [3]. It does not take into account the discrete nature of the inverter states and does not realize a direct control of the switches. Indeed, the outputs of this controller are the mean voltages to be applied to the motor windings [4]. As the inverter is considered by the controller as a gain, a Pulse Width Modulation (PWM) is used to translate these reference voltages into switching orders.

In the mid-1980s, the Direct Torque Control (DTC) was developed to control torque and flux by directly choosing the configuration of the inverter [5]. It requires flux and torque estimators, torque and flux errors are used as inputs to hysteresis controllers and a look-up table is used to determine the appropriate configuration to minimize torque and flux errors [6](Fig. 2). Compared to vector control, DTC advantages are lower dependence to machine parameters and a faster dynamic torque response [7]. However to keep the electromagnetic

Florent Morel, Jean-Marie Réatif and Xuefang Lin-Shi are with AM-PERE, INSA de Lyon, Batiment Léonard de Vinci, 21 avenue Jean Capelle, 69621 Villeurbanne cedex, France. (corresponding author: Florent Morel, phone: 33-4-72-43-82-38; fax: 33-4-72-43-85-30; email: florent.morel@insa-lyon.fr)

Claire Valentin is with the LAGER, UCB Lyon1, CPE Lyon, Batiment 308G, 69622 Villeurbanne cedex, France.

torque and the flux inside hysteresis bands, a very short run-time is required for computation (generally $10 \mu s$). Furthermore hysteresis controllers induce a variable switching frequency which can lead to acoustic noise and is generally not suitable for EMI issues.

Like DTC, one-step hybrid control apply to electric motor drives and determines directly configurations of the inverter. However there are significant differences: DTC is based on considerations on flux evolution tendency in the stator frame for a known voltage vector; OSHC is based on a formal representation of the set of the inverter and the machine and requires neither hysteresis controller nor observer. With DTC, a switching state is determined after a difference between references and estimations occurs. OSHC computes each future possible evolution of the behavior of the system to determine switching states before a difference between references and measures occurs. OSHC requires a significant computing velocity as for DTC to reduce current ripples. An evolution of OSHC is presented in this paper. This strategy is so called Multi-Step Hybrid Control (MSHC). The idea is to select more than one configuration of the converter during a computation period. The real-time constraints are less than for OSHC.

The method presented in [8] uses Model Predictive Control (MPC) theory in combination with hybrid systems to determine the optimal set of switching states during a prediction horizon of 3. The comparative results with PI control show that the model predictive controller has better dynamic behaviour than the PI control, but the static quality of the MPC is not so good. Moreover the real time constraint is great. In [9], thanks to a binary search tree, the real time constraint of the MPC is reduced. However, the MPC has the same rise time as the PI controller because the inverter has not been integrated into the model.

In [10]–[12], the proposed predictive current control is quite similar to OSHC. But [10] presents only simulation results and [11] presents experimental results for a R-L load but not for an AC motor.

The main contribution of the present paper compared to previous works is to propose a more formal and general control for PSS. It is general in the sense that it can be applied to different PSS. It has been applied to electrical drives, including PMSM, winding synchronous machine [13] and induction motor. It is also applied to electropneumatic systems for position control [14] and force control [15] of a pneumatic cylinder using on/off valves. In this context, in spite of the complexity and the strong non linearity of the state-space model, good performances are obtained with OSHC. For the case of electrical drives, the state-space model is a little bit simpler. However, the system dynamic is very fast with a time-constant a few hundred time less than electropneumatic system. Another contribution of this paper is to improve OSHC with MSHC. Experimental results for a PMSM will show the effectiveness of MSHC.

This paper is organised as follows. The general principle of one-step hybrid control is presented in Section II and its application to a PMSM is described in Section III. Multi-step hybrid control for a PMSM is presented in Section IV.

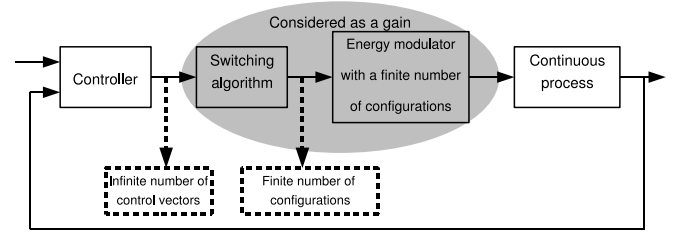


Fig. 3. Principle of classical control

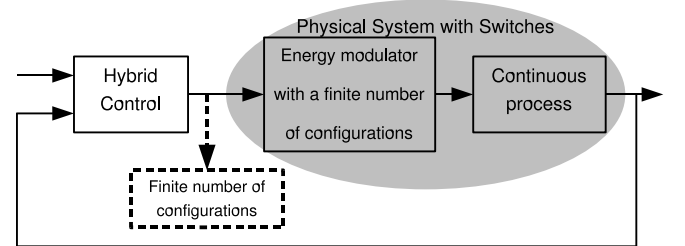


Fig. 4. Principle of hybrid control principle

Section V details experimental results with vector control, one-step and multi-step hybrid control. Finally, a conclusion is given in last Section.

II. HYBRID CONTROL

In Physical Systems with Switches (PSS) "classical" control methods, the output of the controller is a control vector to be applied to the continuous process. A switching algorithm such as a Pulse Width Modulation is used to translate this control vector into a sequence of configurations of the converter. The set of the energy modulator and the switching algorithm is considered as a gain (Fig. 3).

Hybrid control uses a hybrid model in which both the converter (or "energy modulator") and the continuous process are considered. In this model there are continuous and discrete state-variables: the continuous state-variables are the state-variables of the continuous process, the discrete state-variables represent the configuration of the energy modulator (also called *mode of the system*). Hybrid control chooses directly the configurations of the converter (Fig. 4).

The hybrid model considered here corresponds to the controlled switching model defined in [16] and [1]

$$\dot{\underline{X}}(t) = f(\underline{X}(t), \underline{U}(t)) \quad (1)$$

where $\underline{X}$ is the continuous state vector and $\underline{U}$ is the control vector depending on the configuration of the converter. At a given time, the control vector can only take a finite number of values. For a very short interval τ , the model can be linearized as follow s:

$$\underline{X}(t + \tau) = \underline{X}(t) + f(\underline{X}(t), \underline{U}(t)) \cdot \tau \quad (2)$$

The model (2), linear or not, is used by the hybrid control and computed during each computation occurrence. So a very simple model validated only for a short time horizon is preferred.

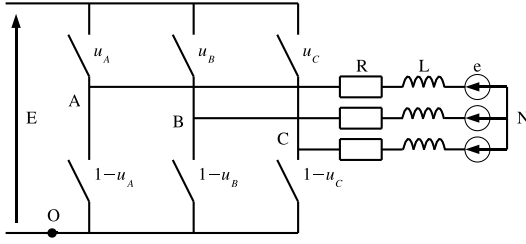


Fig. 5. Simplified representation of the inverter-fed PMSM

During each computation occurrence, the state vector is measured, the model (2) is computed, so it is possible to determine, for each configuration i of the converter, the direction of the continuous state vector evolution $\underline{d}_i$ corresponding to the application of the control vector $\underline{U}_i$ during τ .

$$\underline{d}_i(t) = \underline{X}(t + \tau) - \underline{X}(t) \quad \text{with} \quad \underline{U}(t) = \underline{U}_i(t) \quad (3)$$

Once the n possible directions of continuous state vector evolutions $\underline{d}_i$ are calculated, the one-step hybrid control uses a strategy to choose a configuration of the converter in order to track the reference values $\underline{X}^\#$. The corresponding time of application τ' is computed by assuming that during the application of a configuration of the converter, the evolution of the continuous state vector is a straight line and its amplitude is proportional to the time of application. this time is bounded by a maximum and a minimum value.

On the one hand, the assumption on the state vector evolution limits τ' to a maximum time of application τ_{max} . On the other hand, due to technology limitations of converter and/or CPU performance (computation cycle duration), τ' must be larger than the duration of the algorithm calculation, so a minimum time of application τ_{min} must also be respected.

Next section details the algorithm of OSHC for an inverter-fed PMSM.

III. ONE-STEP HYBRID CONTROL APPLIED TO A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE SUPPLIED BY AN INVERTER

A. Model for the Set of the Inverter and the PMSM

The PMSM is modeled by continuous state-space equations written in the stator flux reference frame (4) [17]

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd}(t) \\ \dot{I}_{sq}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_r(t) \\ -\omega_r(t) & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd}(t) \\ I_{sq}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d(t) \\ V_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_r(t)}{L_s} \cdot \phi \end{bmatrix} \quad (4)$$

where I_{sd} and I_{sq} are the d and q -axis stator currents, R_s is the stator phase resistance, L_s is the stator phase inductance, ω_r is the rotor electrical speed, V_d and V_q are the d and q -axis voltages, and ϕ is the flux linkage established by the rotor. In the case of permanent magnets, ϕ is considered as a constant.

V_d and V_q voltages are imposed by the configuration of the inverter (switching states). The configurations of the inverter can be described by discrete variables u_A , u_B and u_C in the following form (see Fig. 5).

TABLE I
CORRESPONDENCE BETWEEN THE CONFIGURATION NUMBER (i) AND SWITCHING STATE OF EACH LEG

i	0	1	2	3	4	5	6	7
u_A	0	1	1	0	0	0	1	1
u_B	0	0	1	1	1	0	0	1
u_C	0	0	0	0	1	1	1	1

$$u_A = \begin{cases} 0 \Leftrightarrow V_{AO} = 0 \\ 1 \Leftrightarrow V_{AO} = E \end{cases} \quad (5)$$

$$u_B = \begin{cases} 0 \Leftrightarrow V_{BO} = 0 \\ 1 \Leftrightarrow V_{BO} = E \end{cases} \quad (6)$$

$$u_C = \begin{cases} 0 \Leftrightarrow V_{CO} = 0 \\ 1 \Leftrightarrow V_{CO} = E \end{cases} \quad (7)$$

The phase voltages can be written as in (8).

$$\begin{bmatrix} V_{AN}(t) \\ V_{BN}(t) \\ V_{CN}(t) \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

In the same way, these voltages can be expressed in the $\alpha\beta$ stator reference frame and multiplied by a rotation matrix to obtain the expressions of the voltages in the Park reference frame (9)

$$\underline{U}(t) = \begin{bmatrix} V_d(t) \\ V_q(t) \end{bmatrix} = E \sqrt{\frac{2}{3}} R(\theta_r) \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

where θ_r is the rotor position and

$$R(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}.$$

The correspondence between configuration number (i) and the values of u_A , u_B and u_C is given in Table I. Among the 8 possible configurations of the inverter, two of them (corresponding to $i = 0$ and $i = 7$) lead to $V_d = V_q = 0$. As $\underline{U}_0 = \underline{U}_7$, $i = 0$ will not be considered from now on.

The stator voltages V_d and V_q corresponding to the i^{th} configuration can be calculated using (9). For a very short time τ , equations (4) and (9) can be written as (10) with the assumption that ω_r and θ_r are unchanged during τ .

$$\underline{X}(t + \tau) = F(\omega_r, \tau) \cdot \underline{X}(t) + H(\omega_r, \tau, \theta_r) \cdot \underline{U}(t) + \Phi(\omega_r, \tau) \quad (10)$$

Where $\underline{X} = [I_{sd} \ I_{sq}]^t$ is the continuous state vector and $\underline{U} = [u_A \ u_B \ u_C]^t$ is the control vector.

So the continuous state vector after a time τ ($\underline{X}(t + \tau)$) and the corresponding evolution in the state-space for the i^{th} control vector ($\underline{d}_i(t)$) can be calculated with (10). Equation (10) forms the hybrid model (with continuous and discrete parts) of the set of the inverter and the PMSM.

B. Control Algorithm

The one-step hybrid control scheme applied to a PMSM consists in determining a configuration of the inverter and

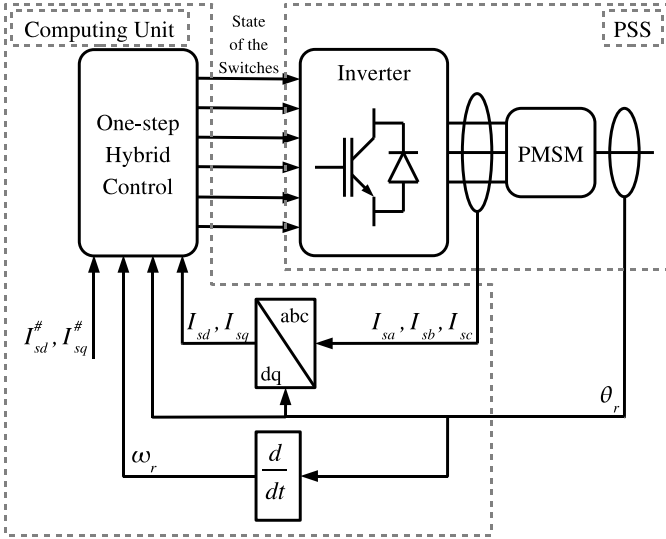


Fig. 6. Principle of the one-step hybrid control applied to inverter-fed PMSM

calculating its application time τ' in order to track the desired references $I_{sd}^{\#}$ and $I_{sq}^{\#}$ (Fig. 6).

To track the reference values, at each computation cycle, the one-step hybrid control proceeds as follows:

- 1) The stator currents and rotor angular position are measured, the rotor speed is computed, $\Phi(\omega_r, \tau)$ and matrices $F(\omega_r, \tau)$ and $H(\omega_r, \tau, \theta_r)$ are calculated.
- 2) For $1 \leq i \leq 7$, the direction $\underline{d}_i(k)$ of the continuous state vector evolution corresponding to the application of the i^{th} configuration of the inverter is calculated.
- 3) A configuration of the inverter is chosen using a cost function. There are many ways to define a cost function. For example, the angle between $\underline{d}_i(t)$ and $[\underline{X}^{\#} - \underline{X}(t)]$ can be a cost function.
- 4) The application time τ' is calculated, for example with (11) and (12).

$$|\underline{X}(t + \tau_{opt}) - \underline{X}^{\#}| = \min_{\Delta t} |\underline{X}(t + \Delta t) - \underline{X}^{\#}| \quad (11)$$

$$\begin{cases} \text{if } \tau_{opt} < \tau_{min} \text{ then } \tau' = \tau_{min} \\ \text{if } \tau_{opt} > \tau_{max} \text{ then } \tau' = \tau_{max} \\ \text{else } \tau' = \tau_{opt} \end{cases} \quad (12)$$

Fig. 7 pictures an example of the seven possible directions in the state-space. The direction $\underline{d}_7$ corresponding to $V_d = V_q = 0$ is not zero because it is the free response of the process. For this example, the configuration which minimizes the angle between $\underline{d}_i(t)$ and $[\underline{X}^{\#} - \underline{X}(t)]$ corresponds to $i = 6$. At step 4, the application time τ' is computed in order to reach $\underline{X}(t + \tau')$.

Another possible cost function is the distance between $\underline{X}(t + \tau_{min})$ and $\underline{X}^{\#}$. In this case, step 4 is skipped ($\tau' = \tau_{min}$) and the switching frequency is constant. This strategy can lead to a larger rise time during transient evolution, so it is used during steady-state operation.

C. Determination of a Reference State Vector

The control of rotor position or speed of an electrical drive imposes the accurate control of its torque. For a PMSM,

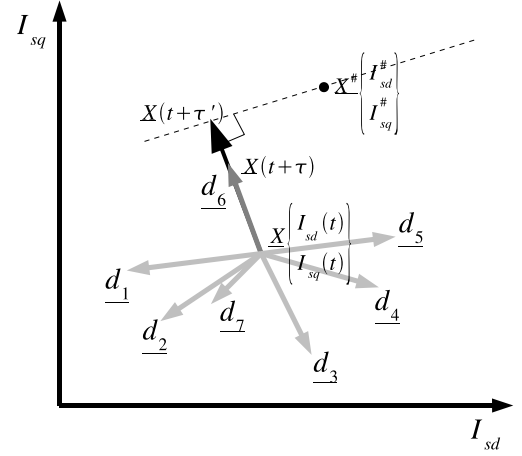


Fig. 7. State-space vector diagram at a given time

the electromagnetic torque is proportional to the current I_{sq} [3], then the minimization of the Joule power losses leads to maintain the current I_{sd} equal to zero. Consequently, in the state-space, the reference values are $I_{sd}^{\#} = 0$ and $I_{sq}^{\#}$ proportional to the desired torque.

The generation of a reference point is independent of the control proposed here (typically it is given by a 'speed loop'). For control methods using space vectors, the future reference current $\underline{I}^{\#}(t + \tau)$ (in the stator reference frame) has to be predicted (for example using the Lagrange extrapolation formula [10]). As, in steady-state operation, the components of the reference state vector ($I_{sd}^{\#}$ and $I_{sq}^{\#}$) are constant, the reference state vector determination is simpler for hybrid control : $\underline{X}^{\#}(t + \tau)$ is considered equal to $\underline{X}^{\#}(t)$.

D. Limitations

As there are only 7 possible directions for the state vector, the reference point can not be exactly reached with OSHC. In the case where the state vector is very near to the reference point, the application time is limited to τ_{min} , each switching state induces a state vector further from the reference point. The smaller the τ_{min} value, the nearer the state vector to the reference point. For a practical implementation, a high performance computing unit is required to reduce the duration of the algorithm calculation (a few microseconds for our application).

The advanced approach detailed in section IV reduces this constraint by determining more than one configuration of the converter during a computation period. Furthermore this algorithm gives a constant modulation frequency.

IV. MULTI-STEP HYBRID CONTROL FOR A PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MACHINE SUPPLIED BY AN INVERTER

With the one-step hybrid control scheme, the reference point can not be reached exactly. Indeed, if only one configuration i is selected, the possible evolution of the state vector is limited to a segment: the direction is $\underline{d}_i$, the norm is proportional to the application time which is between τ_{min} and τ_{max} .

If two configurations (i and j) are selected and applied during τ_i and τ_j respectively, the set of the possible reached points represents a surface:

$$\frac{1}{\tau} (\tau_i \cdot \underline{d}_i + \tau_j \cdot \underline{d}_j) \quad \text{with } \tau_{min} < \tau_i < \tau_{max} \text{ and } \tau_{min} < \tau_j < \tau_{max}$$

Depending on the objective, there are two ways to compute the application times τ_i and τ_j :

- To exactly reach the reference point, τ_i and τ_j are computed in such a way that

$$\frac{1}{\tau} (\tau_i \cdot \underline{d}_i + \tau_j \cdot \underline{d}_j) = \underline{X}^\# - \underline{X} \quad (13)$$

In this case, the modulation period ($\tau_i + \tau_j$) can not be fixed *a priori*.

- If a fixed modulation period is desired, τ_i and τ_j are computed in such a way that $\tau_i + \tau_j = T$ where T is the modulation period. This additional constraint means the set of accessible points to a segment is reduced. In this case, the reference point may not be reached exactly.

In summary, the linear combination of two vectors in the rotor flux reference frame does not allow to reach the reference point and to obtain a fixed modulation period. There is a few papers reporting control schemes applying two converter configurations by computing occurrence [18]–[21]. For example, [22] and [23] present different control schemes with the particularity of using two switching states during a fixed period. [22] presents a scheme for the current control of a passive load: the application times of the two switching states are computed in order to minimize the norm of the current error vector. This vector can not be exactly zero. The control scheme presented in [23] for a PMSM consists in applying a non-zero voltage vector and a zero voltage vector during a constant switching interval. Application times are computed in order to keep the torque in a ripple band. This control scheme allows good control of the mean torque and of its ripples, but it can not control the flux evolution.

The scheme presented below allows both to reach the reference point and to obtain a fixed modulation period.

A. Principle of the Advanced Scheme

The principle consists in applying two configurations corresponding to non-zero voltage ($1 \leq i \leq 6$) and the configuration corresponding to zero voltages ($i = 7$) during a modulation period. The corresponding application times (τ_i , τ_j and τ_7) are computed in order to exactly reach the reference point and to obtain a fixed modulation period T . See (Fig. 8) for a graphical representation.

This can be performed by solving three equations (14).

$$\begin{cases} \tau_i \cdot d_{id} + \tau_j \cdot d_{jd} + \tau_7 \cdot d_{7d} = \tau \cdot (X_d^\# - X_d) \\ \tau_i \cdot d_{iq} + \tau_j \cdot d_{jq} + \tau_7 \cdot d_{7q} = \tau \cdot (X_q^\# - X_q) \\ \tau_i + \tau_j + \tau_7 = T \end{cases} \quad (14)$$

- The first equation corresponds to the constraint to reach the d-axis value of the reference point.
- The second equation corresponds to the constraint to reach the q-axis value of the reference point.

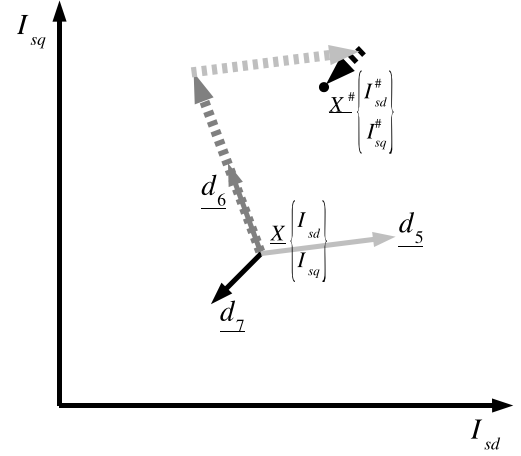


Fig. 8. Using two non zero voltage configurations and a zero voltage configuration in order to reach the reference point after a modulation period

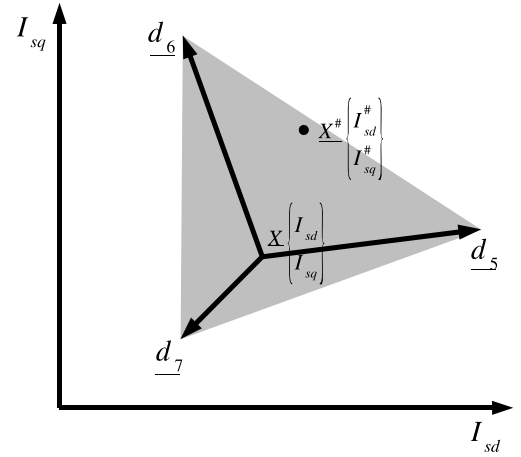


Fig. 9. Theoretically reachable points with configurations 5, 6 and 7 (d_x length computed with $\tau = T$)

- The last one corresponds to the constraint to have a constant modulation period.

In the case of Fig. 7, if configurations 5 and 6 are selected, solving (14) allows to determine τ_5 , τ_6 and τ_7 in order to reach the reference point $\underline{X}^\#$ (Fig. 8).

B. Method for the Choice of Configurations

To determine the configurations which allow to reach the reference point, it is necessary to know what is the set of reachable points when two vectors i and j ($i, j \neq 7$) are selected (reachability study). The surface corresponding to the set of points $\frac{1}{\tau} (\tau_i \cdot \underline{d}_i + \tau_j \cdot \underline{d}_j + \tau_7 \cdot \underline{d}_7)$ is limited by two constraints. The first one is obvious: values τ_i , τ_j and τ_7 must be positive. Secondly, the sum of the three application times must be equal to T . With these two constraints, when configurations i and j are selected, the set of points theoretically reachable is limited by a triangle joining the ends of $\underline{d}_i$, $\underline{d}_j$ and $\underline{d}_7$ (region in gray in Fig. 9). When the reference point is included in this triangular shaped surface, it can be exactly

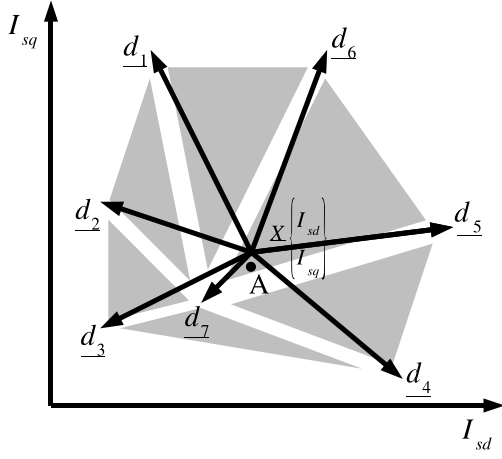


Fig. 10. Reachable regions considering a minimal application time

reached by the successive application of configurations i , j and 7.

In order to minimize the number of commutations in the inverter legs, two consecutive active configurations (configurations which differ by only one inverter leg state) are selected. Fig. 10 presents all the triangular shaped regions formed by all pairs of two consecutive active configurations by taking into account a practical minimum application time constraint. It is interesting to note that, unlike the scheme presented in Section III, the value of τ_{min} is not limited by the algorithm run-time but by the dead-time of the inverter. It can be seen that there are points in the state-space which can not be reached after a modulation period (points not covered by a gray triangle). For these points, whatever the chosen configurations, solution of (14) leads to inapplicable results (application times less than τ_{min} or even negative). In these cases, a set of rules similar to (12) can be applied in order to ensure that the reached point is on the limit of a reachable region.

A simple heuristic approach to choose active configurations consists in selecting the configurations corresponding to directions $\underline{d}_i$ and $\underline{d}_j$ which are the nearest ones on both sides of the objective point. When $|\underline{X}^\# - \underline{X}|$ is great compared to the norm of $\underline{d}_7$ ($\underline{d}_j$ vector norms are calculated with $\tau = T$), this strategy gives the right choice. But it has been shown in simulation that this strategy induces bad choices when $|\underline{X}^\# - \underline{X}|$ is very small compared to the norms of vectors $\underline{d}_j$. For example, in the case of Fig. 10, if A is the reference point, configurations 3 and 4 are selected with this strategy. It can be seen that the reachable region corresponding to configurations 3 and 4 does not include the reference point A . However, the reference point can be exactly reached by choosing configurations 5 and 6. This analysis leads to the following heuristic approach which was implemented for experiment.

When $|\underline{X}^\# - \underline{X}|$ is smaller than $|\underline{d}_7|$, the algorithm selects the two configurations corresponding to the nearest directions on both sides of $-\underline{d}_7$. In other cases, configurations corresponding to nearest directions on both sides of the reference point are selected. It can be expressed as follows.

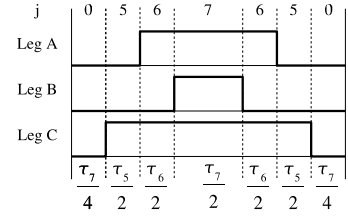


Fig. 11. Sequence of configurations during a modulation period

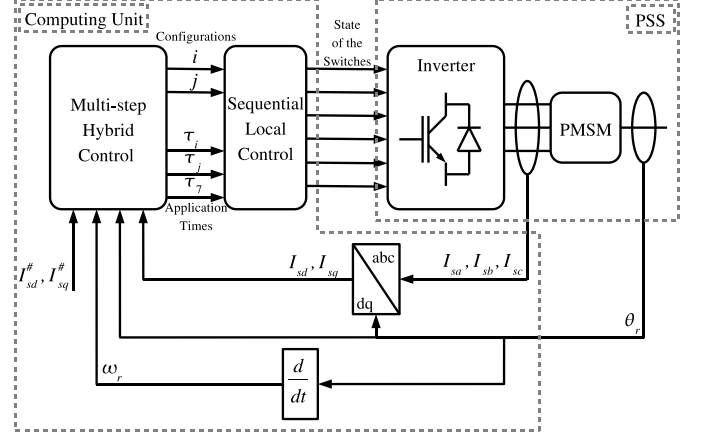


Fig. 12. Principle of the multi-step hybrid control

If $|\underline{X} - \underline{X}^\#| > |\underline{d}_7|$, chosen configurations are i and j such as

$$\exists(a, b) \in \mathbf{R}^{+2} \quad / \quad \underline{X}^\# = a \cdot \underline{d}_i + b \cdot \underline{d}_j$$

where configurations i and j differ in only one leg state.

Otherwise, chosen configurations are i and j such as

$$\exists(a, b) \in \mathbf{R}^{+2} \quad / \quad -\underline{d}_7 = a \cdot \underline{d}_i + b \cdot \underline{d}_j$$

where configurations i and j differ in only one leg state.

This strategy validated by simulation leads to a significant improvement in current ripples during steady-state operation and it is simple enough to be performed in a real-time implementation.

C. Sequence of Configurations during a Modulation Period

In order to center the inverter voltage pulses during a modulation period, as for a classical Space Vector Modulation (SVM), the chosen state vectors are applied successively during fractions of $\tau_{i,j,7}$. As an example, if configurations 5 and 6 are selected, the configuration 0 is applied during $\frac{\tau_7}{4}$, then configuration 5 during $\frac{\tau_5}{2}$ and so on (Fig. 11). The main difference compared to a control schemes using a classical SVM [24], [25] is that the SVM modulation creates a reference voltage vector in the $\alpha\beta$ reference frame with voltage vectors, the modulation used here creates a succession of desired configurations (represented by the block *Sequential Local Control* in Fig. 12).

With this sequence of configurations, during each modulation period, the choice of configurations and the application time computation induce a succession of seven configurations. The corresponding state vector evolution is represented in

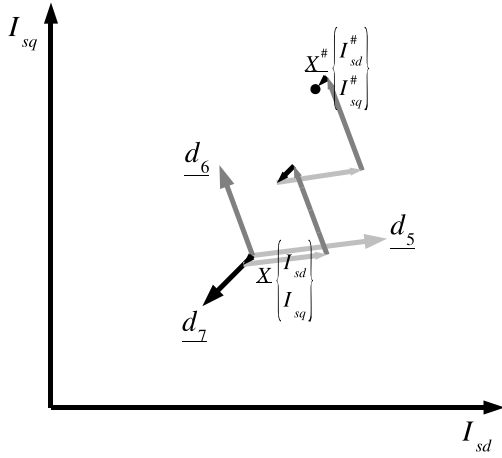


Fig. 13. State vector evolution with a sequence of configurations corresponding to Fig. 11

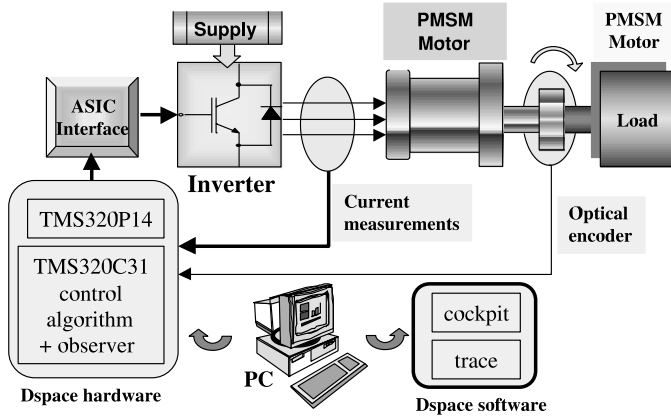


Fig. 14. Test Bench

Fig. 13. Thanks to this technique oscillations of currents I_{sd} and I_{sq} are reduced during steady-state operation.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

A. Experimental Equipment

The experiment was conducted with the equipment presented in Fig. 14. It is composed of a 1.5 kW PMSM with a 4096 pulse incremental encoder and three LEM current sensors. Another identical PMSM is used as load torque generator. Parameters of the PMSM are given in table II. The three phase inverter is supplied by a voltage source providing 300 V with a current limitation of about 6 A. Experimental

TABLE II
PARAMETERS OF THE PMSM

Rated Torque	5.5 Nm
Rated Speed	3000 rpm
R_s	2.06 Ω
L_s	9.15 mH
ϕ	0.29 Wb
Number of pole pairs	3

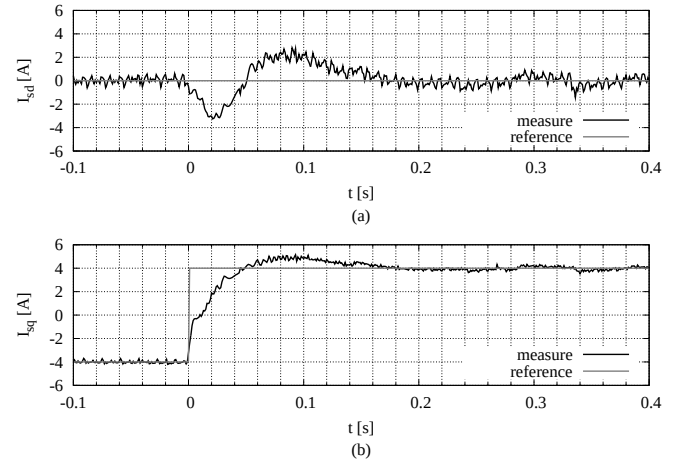


Fig. 15. **Vector control:** Evolution of the currents in the Park reference frame during a transient from $I_{sq}^{\#} = -4$ A to $I_{sq}^{\#} = +4$ A. (a) d-axis. (b) q-axis.

results presented from Fig. 15 to Fig. 22 correspond to a transient from $I_{sq}^{\#} = -4$ A to $I_{sq}^{\#} = +4$ A for different control strategies. The rotation speed of the motor changes from almost -1250 rpm to almost 1250 rpm. All experiments have been performed with the same inverter, the same PMSM and the same load.

B. Vector Control

A classical vector control technique using two PI regulators for I_{sd} and I_{sq} was implemented for comparative study. The output of these regulators are the winding voltages V_{sd} and V_{sq} . Space vector modulation is used to convert these voltages into switching states.

The control algorithm is implemented in the Simulink environment. Computations are performed by a DSpace DS1102 controller board including a TMS320C31 DSP. The computation period has been fixed to 1 ms and the PWM period has been set to 100 μ s. For control schemes using a PWM modulation, 6 commutations (2 for each inverter leg) correspond to a modulation period. So a 100 μ s modulation period leads to an average commutation period of 50 μ s in an inverter leg. The discrete-time PI controllers have been calculated by pole assignment and correspond to $K_p = 1.45$ and $T_i = 4$ ms.

Fig. 15 pictures current waveforms where the reference value $I_{sq}^{\#}$ is reached after 180 ms. During transient operation, the current error for the q-axis reaches 1 A (25% of the final value). The important difference (up to 3.3 A) between $I_{sd}^{\#}$ and I_{sd} during transient operation is due to the cross-coupling effect between I_{sd} and I_{sq} . There is no static error thanks to the integral compensation used in the current loops. The current oscillations on d-axis reach 0.6 A and 0.3 A for q-axis during steady-state operation.

Phase currents are presented in Fig. 16, an overshoot of 30% is obvious in the absolute magnitude of currents. Currents reach -4.5 A although during steady-state operation the maximal value of currents is near 3.4 A.

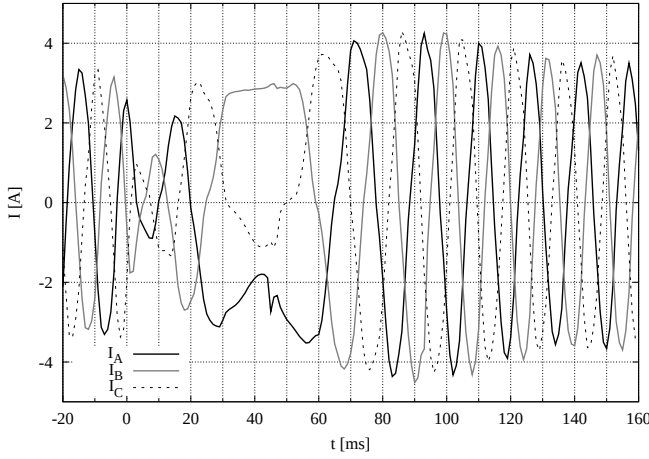


Fig. 16. **Vector control:** Evolution of the stator currents during a transient from $I_{sq}^{\#} = -4$ A to $I_{sq}^{\#} = +4$ A.

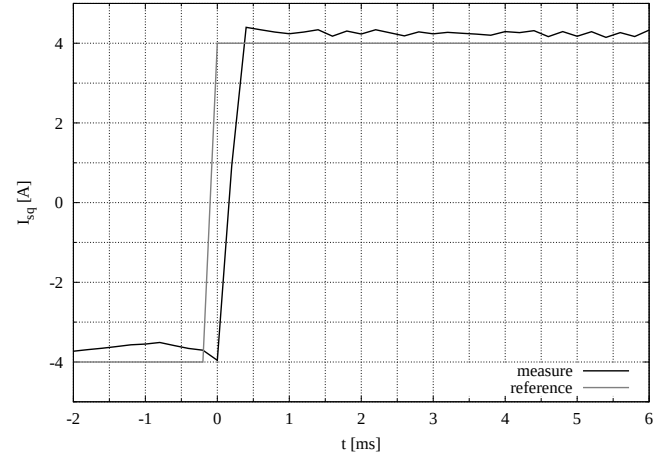


Fig. 18. **One-step hybrid control:** q-axis current evolution during a transient from $I_{sq}^{\#} = -4$ A to $I_{sq}^{\#} = +4$ A.

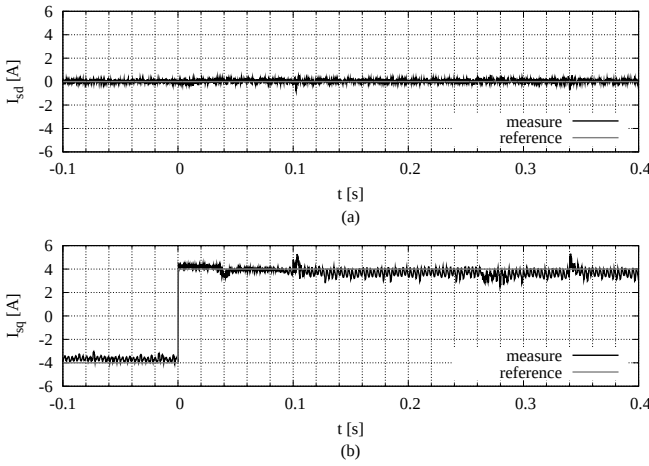


Fig. 17. **One-step hybrid control:** Evolution of the currents in the Park reference frame during a transient from $I_{sq}^{\#} = -4$ A to $I_{sq}^{\#} = +4$ A. (a) d-axis. (b) q-axis.

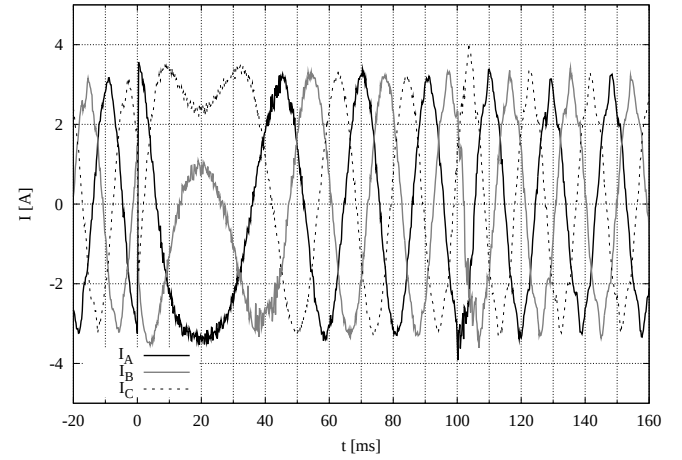


Fig. 19. **One-step hybrid control:** Evolution of the stator currents during a transient from $I_{sq}^{\#} = -4$ A to $I_{sq}^{\#} = +4$ A.

C. One-step Hybrid Control

One-step hybrid control was implemented on an Excalibur board, embedding a CPU-core (Nios-2 by Altera) inside an APEX20KE200 FPGA by using a co-design approach. The duration of computation obtained is a slightly less than $10 \mu\text{s}$, therefore the minimum application time τ_{min} is fixed at $10 \mu\text{s}$. The value of τ_{max} is fixed at $100 \mu\text{s}$ after simulation studies. With the control scheme experimented here, the state of each leg switch can be changed after every computation cycle ($10 \mu\text{s}$ in the worst case i.e steady-state operation). As a result, the maximum commutation frequency is significantly increased compared to the previous experiment.

Fig. 17 to Fig. 19 picture the d- and q-axis current waveforms and phase current waveforms for OSHC. In order to reduce memory usage, data are recorded every $200 \mu\text{s}$. Result shows that the steady-state operation is obtained without any overshoot neither for d- and q-axis currents, nor for the phase currents. The duration of the current inversion (less than $500 \mu\text{s}$) is greatly improved compared to vector control

(Fig. 18). Nevertheless, in spite of the increased switching frequency in the inverter, d- and q-axis current oscillations during steady-state operation are greater than for vector control (1 A). This is due to the minimum application time as previously underlined.

D. Multi-step Hybrid Control

Multi-step hybrid control was implemented on the same controller board as vector control. The minimum application time was fixed at $5 \mu\text{s}$ as the dead-time of the inverter was set at $3 \mu\text{s}$. The algorithm of MSHC was implemented in C language. The effective duration of computation is slightly less than $300 \mu\text{s}$, this is shorter than the duration obtained with the vector control thanks to the implementation made directly in C language which produces a better optimized code than the automatically generated code by Simulink. The sampling time has been fixed at $300 \mu\text{s}$. The modulation period must be short enough to obtain a small current ripple during steady-state operation. It has been set to the same value as for the vector control, i.e $100 \mu\text{s}$. Consequently the switching state

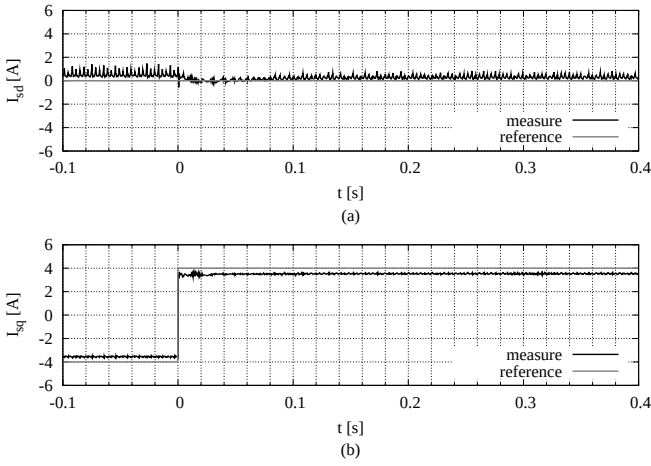


Fig. 20. **Multi-step hybrid control:** Evolution of the currents in the Park reference frame during a transient from $I_{sq}^{\#} = -4$ A to $I_{sq}^{\#} = +4$ A. (a) d-axis. (b) q-axis.

sequence (Fig. 11) determined every $300 \mu\text{s}$ is applied for three modulation periods. Thanks to specific outputs usually included in computing units, the implementation of this kind of sequence comes without difficulty.

Fig. 20 to Fig. 22 pictures experimental results obtained with MSHC for d- and q-axis and phase currents. It can be seen that the q-axis current present a very small oscillation (0.25 A) thanks to the switching state choice strategy adopted during the steady-state operation (Section IV-B). It can be noted that the steady-state operation is reached without any overshoot neither for I_d nor for I_q . As it has been verified in simulation, the little error during steady-state operation (0.5 A) is due to voltage drops and dead-times in the inverter. On the one hand, due to voltage drops, phase voltages are smaller than expected, so phase currents are smaller than expected too. On the other hand, during a dead-time, phase currents flow through freewheeling diodes, so the direction of phase current flows determines phase voltages. For a positive (resp. negative) phase current, a phase is connected to the negative (resp. positive) DC voltage. As a result during a dead-time, the current magnitude decreases whatever the current polarity [26], [27]. These two imperfections are not taken into account in the model so the actual state vector evolution is not the expected one but slightly smaller.

As I_{sq} is proportional to the electromagnetic torque [3], it can be noted that with multi-step hybrid control, the electromagnetic torque inversion is obtained in less than $500 \mu\text{s}$ like with one-step hybrid control (to be compared with the 180 ms obtained with vector control) (Fig. 21).

The transient evolution of the three stator currents is shown in Fig. 22. It can be verified that there is no over-current during torque inversion and rotation direction inversion. This is an interesting feature for practical implementation: a current regulator is not necessary. Compared to vector control (Fig. 16), current magnitudes during steady-state operation are smaller due to the static error already mentioned.

Similar results have been obtained in many other different transient operations, in particular, with a transient from $I_{sq}^{\#} =$

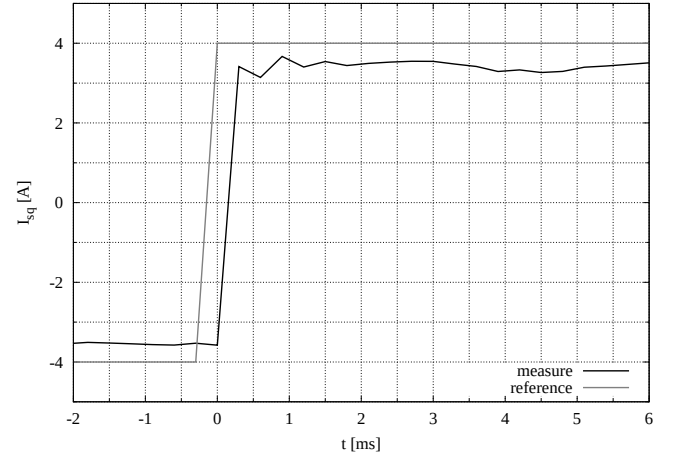


Fig. 21. **Multi-step hybrid control:** q-axis current evolution during a transient from $I_{sq}^{\#} = -4$ A to $I_{sq}^{\#} = +4$ A.

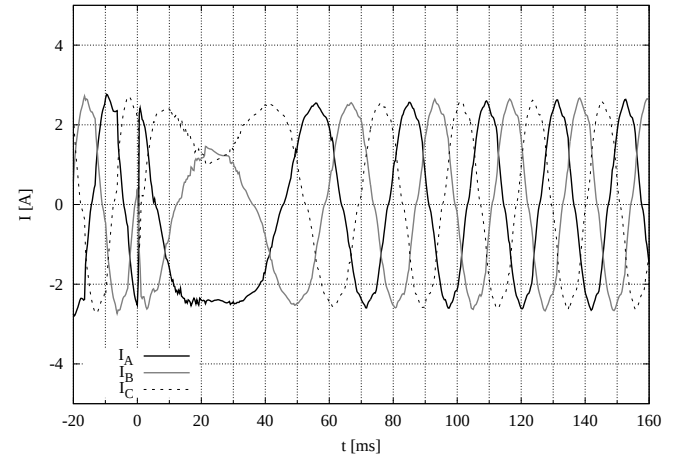


Fig. 22. **Multi-step hybrid control:** Evolution of the stator currents during a transient from $I_{sq}^{\#} = -4$ A to $I_{sq}^{\#} = +4$ A.

-6.3 A to $I_{sq}^{\#} = +6.3$ A, which is equivalent to a nominal electromagnetic torque inversion for this machine.

The main comparative experimental results of a transient from $I_{sq}^{\#} = -4$ A to $I_{sq}^{\#} = +4$ A for vector control, OSHC and MSHC are summarized in table III. Both OSHC and MSHC provides superior dynamic performance compared to vector control. For most practical applications, the hybrid control will be used inside a speed control loop, thus static errors are not an important limitation so far.

VI. CONCLUSION

Two hybrid control strategies have been presented. These strategies are a general approach applicable for many physical systems with switches consisting of a continuous process having discrete control states. Both methods use a hybrid model in which both discrete and continuous process are considered.

In the context of electrical motor drive, two hybrid control methods have been presented to realize the torque control by directly selecting the switching states of the inverter. The

TABLE III
COMPARISON OF EXPERIMENTAL RESULTS

	Computation Occurrence	Modulation Period	Rise Time	q-axis Overshoot	q-axis Oscillation	q-axis Static Error
Vector Control	1 ms	100 μ s	180 ms	1 A	0.3 A	negligible
OSHC	between 10 and 100 μ s	none	500 μ s	negligible	1 A	0.5 A
OSHC	300 μ s	100 μ s	500 μ s	negligible	0.25 A	0.5 A

superior transient performance over classical vector control is demonstrated. Torque control is possible without any current regulator and no observer or estimator is necessary.

The first method, OSHC, having important real-time computation constraints, requires high performance hardware. The second one, MSHC, taking advantage of fixed modulation frequency, can be performed with cheaper controllers and leads to smaller current ripples.

Further work will be carried out on multi-step hybrid control by taking into account defaults of inverters (like dead-times and switch voltage drops) in order to improve the static performances.

REFERENCES

- [1] A.J. Van der Schaft and H. Schumacher, *An introduction to hybrid dynamical systems*, ed Springer-Verlag, Great Britain, 2000.
- [2] J. Buisson, H. Cormerais, M. Zainea, H. Gueguen, E. Godoy, Formal approach to compute hybrid automata models for linear physical systems with switches, IEEE International Symposium on Computer Aided Control Systems Design, pp. 47-52, Cesson Sevigne (France). September 2004.
- [3] P. Pillay, *Vector control of AC permanent magnet machines*, Fourth International Conference on Electrical Machines and Drives, pp. 293 - 297, London (England). September 1989.
- [4] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*. 2nd Ed. Berlin: Springer-Verlag, 346 pp, 1990.
- [5] I. Takahashi and T. Noguchi, *A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction machine*, IEEE Trans. Industrial Applications, vol. IA-22, pp.820-827, September/October 1986.
- [6] P. Vas, *Sensorless vector and direct torque control*, Oxford Univ. Press, 560 p, 1998.
- [7] G.S. Buja and M.P. Kazmierkowski, *Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey*, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol 51, no 4, pp. 744-757, August 2004.
- [8] A. Linder and R. Kennel, *Model Predictive Control for Electrical Drives*, PESC'2005: 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference. pp. 1793 - 179. Recife (Brazil). June 2005.
- [9] A. Linder and R. Kennel, *Direct model predictive control - a new direct predictive control strategy for electrical drives*, EPE 2005: 11th European Conference on Power Electronics and Applications. Dresden (Germany). September 2005.
- [10] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, P. Cortez, U. Amman and S. Rees, *Predictive current control of a voltage source inverter*, PESC'2004: 35th IEEE Power Electronics Specialists Conference. pp. 2192-2196. Aachen (Germany). June 2004.
- [11] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, M. Salgado, S. Rees, U. Ammann, P. Lezana, R. Huerta and P. Cortes, *Predictive control of three-phase inverter*, IEE Electronic Letters, vol 40, issue 9, pp. 561-563, April 2004.
- [12] J.Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes and U. Ammann, *Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter*, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol 54, no 1, pp. 495-503, February 2007.
- [13] J.M Rétif, X. Lin-Shi, A Llor and F. Morand, *New hybrid direct-torque control for a winding rotor synchronous machine*, PESC'2004: 35th IEEE Power Electronics Specialists Conference. pp. 1438-1442. Aachen (Germany). June 2004.
- [14] X. Legrand, J.M. Rétif, M. Smaoui, X. Brun, D. Thomasset and X.F. Lin-Shi, *Hybrid control with on/off electropneumatic standard valve for tracking positioning*, Bath Workshop on Power Transmission and Motion Control, Bath (England). September 2005.
- [15] A. Sellier, X. Brun, S. Sesmat, J.M. Retif, X.F. Lin-Shi and D. Thomasset, M. Smaoui, *Hybrid Force control with on/off electro-pneumatic standard distributors*, Journal of Fluid Power, vol 7, n 1, p 51-59. March 2006.
- [16] M.S. Branicky, V.S. Borkar and S.K. Mitter, *A unified framework for hybrid control: model and optimal control theory*, IEEE Transactions on Automatic Control, vol 43, issue 1, pp. 31-45. January 1998.
- [17] M. Hyung-Tae, K. Hyun-Soo, Y. Myung-Joong, *A discrete-time predictive current control for PMSM*, IEEE Trans. Power Electronics, vol. 18, issue 1, part. 2, pp. 464-472. January 2003.
- [18] M. Nemec, D. Nedeljković and V. Ambrozic, *Predictive Torque Control of Induction Machines Using Immediate Flux Control*, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol 54 , no 4, pp. 2009-2017, August 2007.
- [19] R. Morales-Caporal and M. Pacas, *A predictive torque control for the synchronous reluctance machine taking into account the magnetic cross saturation*, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol 54, no 2, pp. 1161-1167, April 2007.
- [20] V. Ambrozic, G. S. Buja and R. Menis, *Band-constrained technique for direct torque control of induction motor*, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol 51, no 4, pp. 776-784, August 2004.
- [21] M. Pacas and J. Weber, *Predictive direct torque control for the PM synchronous machine*, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol 52, no 5, pp. 1350-1356, 2005.
- [22] V. Ambrozic, R. Fiser and D. Nedeljkovic, *Direct current control-a new current regulation principle*, IEEE Trans. Power Electronics, vol 18, no. 1, pp. 485-503, January 2003.
- [23] M. Pacas and J. Weber, *Predictive direct torque control for the PM-synchronous machine*, IECON '03: 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, vol. 2, pp. 1249-1254. Roanoke (USA). November 2003.
- [24] H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski, H. A. Toliyat, *Predictive current control of voltage-source inverters*, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol 51, no 3, pp. 585-593, June 2004.
- [25] P. Correa, M. Pacas and J. Rodriguez, *Predictive torque control for inverter-fed induction machines*, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol 54, no 2, pp. 1073-1079, April 2007.
- [26] L. Ben-Brahim, *The analysis and compensation of dead-time effects in three phase PWM inverters*, IECON '98: 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, vol. 4, pp. 792-797. Aachen (Germany). September 1998.
- [27] L. Ben-Brahim, *On the compensation of dead time and zero-current crossing for a PWM-inverter-controlled AC servo drive*, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol 51, no 5, pp. 1113-1118, October 2004.

PLACE
PHOTO
HERE

Florent Morel was born in Bourg-en-Bresse, France in 1978. He is graduated from the École Normale Supérieure de Cachan, Cachan, France. He received the agrégation in electrical engineering in 2002 and the M.S. degree in electrical engineering from the Institut National de Sciences Appliquées, Lyon, France in 2003. He is currently pursuing the Ph.D. degree in electrical engineering at the CEGELY, Centre de Génie Électrique de Lyon (Electrical Engineering Center), Lyon, France. His research concerns control applied to power electronics systems.

PLACE
PHOTO
HERE

Jean-Marie Rétif received his PhD in 1979 in tuning control. He has been with laboratory of Energetic and control of INSA Lyon where he deals with different subjects such as process control and optimization of solar heating. Since 1979 he works on the control of electrical engineering systems in CEGELY. Currently, he is interested in the control of hybrid dynamic systems and applications concerning power systems.

PLACE
PHOTO
HERE

Xuefang Lin-Shi received the Ph.D. degree in applied computer science and automatic in 1992 from INSA Lyon (Institut National des Sciences Appliquées de Lyon), France. Since 1994, she has been an associate professor at the Electrical Engineering department of INSA Lyon and has joined the Electrical Engineering Center of Lyon (CEGELY). Her research interests concern control applied to electrical drives and recently to hybrid dynamic systems.

PLACE
PHOTO
HERE

Claire Valentin received the B.S. degree in Electrical and Automatic Control Engineering from the Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), and the Ph.D., realized at Laboratoire d'Automatique de Grenoble, France, in 1989 and 1993 respectively. She was qualified to direct research activities in 2005 and is currently a Research Associate Professor at the University of Lyon in the Automatic Control and Process Engineering Department, LAGEP, France. Her research interests include the Hybrid Dynamic Systems modeling, analysis and control with energy

based theory such as Hamiltonian formulation and Dirac structures, or mixed Petri nets, and their applications to electrical power converters, multibatch-multiproducts systems and chemical non linear processes.

A Digital-Controller Parameter-Tuning Approach, Application to a Switch-Mode Power Supply

Xuefang Lin-Shi, Florent Morel, *Student Member, IEEE*, Bruno Allard, *Senior Member, IEEE*,
Dominique Tournier, Jean-Marie Rétif

AMPERE, CNRS UMR 5005, INSA-Lyon

Building L. De Vinci, 20 avenue A. Einstein, F-69621 Villeurbanne Cedex, France

Email: {xuefang.shi, florent.morel, bruno.allard, dominique.tournier, jean-marie.retif}@insa-lyon.fr

Shuibao Guo, Yanxia Gao

Institute of Electrical and Control Engineering, Shanghai University

149 Yanchang Road, 200072 Shanghai, China

Email: shuibao.guo@insa-lyon.fr, eegoanna@163.com

Abstract— Analogue control of monolithic DC/DC converters is technologically coming to a limit due to high switching frequency and a request for large regulation bandwidth. Digital control is now experimented for low-power low-voltage switch-mode power supply. Digital implementation of analogue solutions does not prove real performances. This paper compares a classical digital controller to a candidate alternative strategy. Sensitivity functions are used to compare controller performances. An off-line approach using fuzzy logic to quantify controller performances and a genetic algorithm to obtain an optimal controller is presented. A so-called RST algorithm optimized with this approach shows better performances.

I. INTRODUCTION

For many years now, there is a trend to embed power management unit inside portable devices like cellphone, personal digital assistant or MP3-player. Most portable devices use a battery of voltage between 5.5V when in charge, 3.3V during discharge lifetime and down to 2.7V when empty. Devices embed various functions supplied from various voltages. Processors require 1.8V down to 1.2V while backlight led system require 20V at least. Non isolated DC/DC converters are considered in place of low-drop out regulators for the sake of efficiency. This paper will now address only step-down conversion and associated buck architecture or step-down switch-mode power supply (SMPS).

An example of full-analogue synchronous buck converter is pictured in Fig. 1. Except the passive L-C output filter, all blocks are integrated monolithically using CMOS standard technology [1], [2]. A 2-pole/2-zero compensator is implemented to achieve a maximal regulation bandwidth, maximal transient performance and maximal accuracy.

A 100MHz SMPS, 80% peak efficiency, 20MHz regulation bandwidth is presented in [3]. The design is compatible with standard CMOS process. Whatever the analogue control presents some limitations. First of all, the design of the compensator is not automated and the design engineer needs to take care of a trade-off between performances, accuracy and stability [4]. When R-C constant have been set, manufacturing introduces deviation with respect to design values and calibrations are required. The robustness is not sufficient, so a lot of

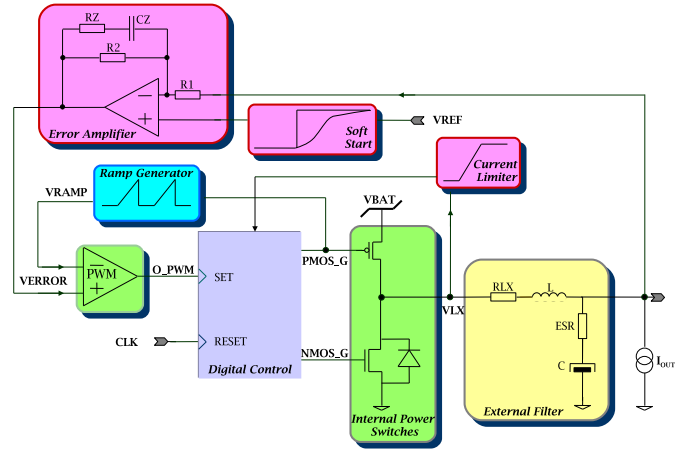


Fig. 1. Schematic synchronous step-down SMPS

efforts are put on alternative approaches as digital control.

Digital control is not new in the field of Power Electronics. It is often associated with DSP or other processor-like implementation [5]–[8]. Generally the digital control system presents sufficient resources to accommodate the modest switching frequency of the converter, in the kHz range. In embedded applications, switching frequencies in the MHz and plus range are necessary in order to reduce the size of passive components [9].

Due to the cost/complexity constraints existing in small-power dc-dc converters with integrated digital controller, most published papers consider a discrete-time scheme equivalent to the analogue compensator (such as PID controller) [10], [11].

In order to satisfy the constraints on the load variation to achieve high transient performance and accuracy, an auto-tuning process should be introduced. Some publications about auto-tuning of digital PID controller for DC/DC converters can be found in [12]–[14]. However, most of the solutions are on-line tuning, so they require an increase of the silicon area of the IC controller. The practical use in very high frequency

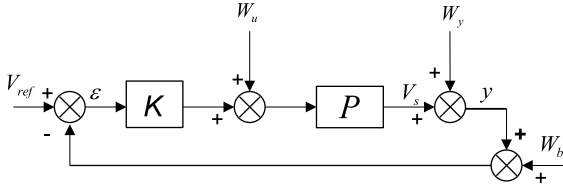


Fig. 2. Block diagram of the SMPS

(>500kHz) and very low power (<1W) is still questionable.

In this paper, an off-line tuning RST controller is presented. With similar complexity as a classical PID controller, a so-called RST controller presents more degrees of freedom for improving nominal and robust performances and rejection of disturbances [15]. Based on pole placement combined with the shaping of sensitivity functions, the paper investigates an off-line automated approach by using fuzzy logic and genetic algorithm to correctly specify the desired performances by adjusting the sensitivity functions in the frequency domain where it is necessary. As the automated parameter determination is performed off-line, there is no need supplementary silicon area for the auto-tuning scheme.

The paper is organized as follows: Section II reviews sensitivity functions and the application of the sensitivity function analysis on a buck converter. Section III introduces a digital PID controller for comparison purpose. The robust RST digital controller and the off-line automated tuning approach are described in Section IV. Simulation results are detailed in Section V.

II. SENSITIVITY FUNCTIONS

In order to quantify system dynamics, robustness and noise rejection properties of tested controllers, sensitivity functions are introduced.

Fig. 2 represents the model of a SMPS (P) and its controller (K) when adding a control noise W_u (e.g. PWM noise), an output noise W_y (e.g. load variations) and a measurement noise W_b (e.g. A/D converter noise).

From Fig. 2, it comes the following relation that leads to the sensitivity functions.

$$y = \Gamma \cdot V_{ref} + S_{yy} \cdot W_y + S_{yb} \cdot W_b + S_{yu} \cdot W_u \quad (1)$$

$$\Gamma = \frac{KP}{1 + KP} = \frac{L_{yy}}{1 + L_{yy}} \quad (2)$$

$$S_{yy} = \frac{1}{1 + KP} = \frac{1}{1 + L_{yy}} \quad (3)$$

$$S_{yb} = \frac{-KP}{1 + KP} = \frac{-L_{yy}}{1 + L_{yy}} \quad (4)$$

$$S_{yu} = \frac{P}{1 + KP} = \frac{P}{1 + L_{yy}} \quad (5)$$

where Γ is the closed loop transfer function, S_{yy} , S_{yb} and S_{yu} are respectively the output-to-output, measure-to-output and control-to-output sensitivity functions.

Constraints or disturbance rejections are naturally expressed in terms of frequency sensitivity shapes. For a given controller,

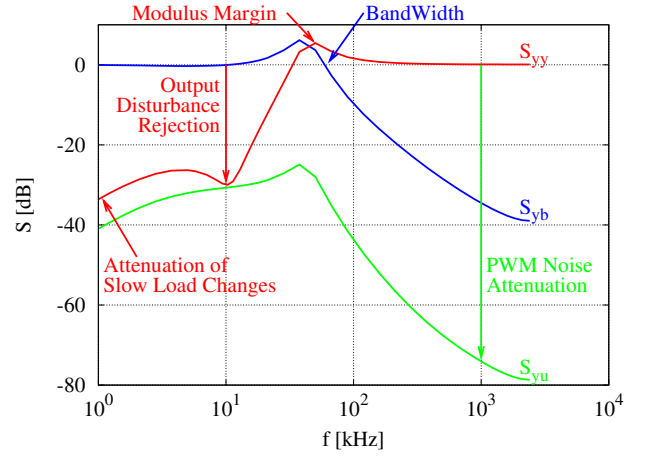


Fig. 3. Example of Sensitivity Functions

the sensitivity functions allow to evaluate the controller behavior in relation to the desired attenuation constraints.

Fig. 3 is an example of the gain plot of sensitivity functions. PWM and output noise attenuations are pointed considering a 1MHz PWM frequency and a 1kHz output disturbance resonance. The gradient of S_{yy} at low frequency determines the dynamic behavior of the system. The bandwidth of S_{yb} defines the influence of measurement noise on the output voltage and the closed loop bandwidth since it has the same transfer function as Γ except for the sign. The gain of S_{yu} verifies the rejection of control perturbations such as the PWM-related noises.

In addition, from the maximum value of S_{yy} , the modulus margin can be determined. Indeed, it can be shown that the maximum value of S_{yy} is proportional to the inverse of the modulus margin [16]. The modulus margin ΔM is defined as the minimum distance of L_{yy} with respect to the critical locus (-1) in the Nyquist plan. The modulus margin and delay margin quantify the robustness of the modeling uncertainties. The delay margin $\Delta \tau$ is deduced from the phase margin $\Delta \Phi$ by $\Delta \tau = \frac{\Delta \Phi}{\omega_\Phi}$, where ω_Φ is the pulsation of phase margin determination.

In order to ensure robustness, the modulus margin ΔM is kept higher than 0.5 and the delay margin must be higher than the sampling period (to ensure that the delay induced by controller computing time does not lead to unstable operation).

III. PID CONTROL

The PID controller is presented for comparison purpose with the RST controller. A digitally controlled buck converter operating in continuous conduction mode (CCM) can be regarded as a second order discrete-time system [17]:

$$P(z) = \frac{b_1 z + b_2}{z^2 + a_1 z + a_2} \quad (6)$$

A discrete-time PID controller can be written as:

$$K_{PID}(z) = \frac{r_0 z^2 + r_1 z + r_2}{(z - 1)(z + s_1)} \quad (7)$$

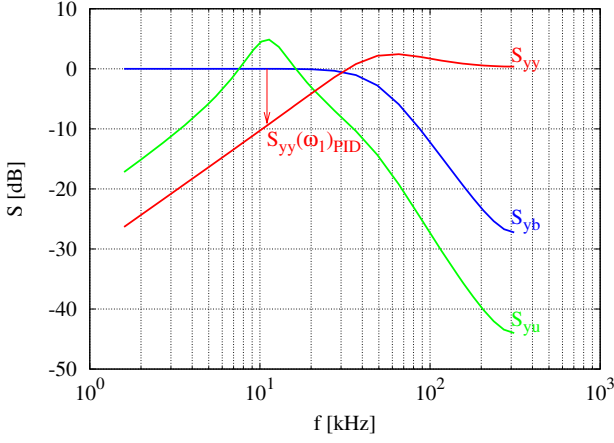


Fig. 4. Sensitivity functions for the PID controlled system

where r_0, r_1, r_2, s_1 are the controller parameters to be determined.

By cancelling the poles of $P(z)$ with the zeros of $K(z)$, the closed-loop reference for the output voltage transfer function is:

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{KP}{1 + KP} \\ &= \frac{r_0 b_1 z + r_0 b_2}{z^2 + (s_1 - 1 + r_0 b_1)z + (r_0 b_2 - s_1)} \\ &= \frac{r_0 b_1 z + r_0 b_2}{z^2 + p_1 z + p_2} \end{aligned} \quad (8)$$

where p_1 and p_2 are defined by the desired closed-loop dynamics which correspond to second order dynamics with a pulsation ω_{cl} and a damping ratio ξ_{cl} . The conditions for the cancellation of the poles of $P(z)$ by the zeros of $K(z)$ are:

$$\begin{aligned} r_0 &= \frac{1 + p_1 + p_2}{b_1 + b_2} \\ r_1 &= a_1 r_0 \\ r_2 &= a_2 r_0 \\ s_1 &= r_0 b_2 - p_2 \end{aligned} \quad (9)$$

The circuit elements are $L = 10\mu\text{H}$, $C = 22\mu\text{F}$, $R = 3\Omega$, $V_{BAT} = 3\text{V}$ and the sampling frequency is set to $f_e = 625\text{kHz}$. The desired closed-loop pulsation must be smaller than the Nyquist frequency, so it is set to 311850rd/s corresponding to 4.5 times the open-loop pulsation. With the closed-loop damping ratio of 0.7, the controller parameters are $r_0 = 5.23$, $r_1 = -10.1$, $r_2 = 4.93$ and $s_1 = -0.471$. The corresponding sensitivity functions and Nyquist plot of L_{yy} are presented respectively in Fig. 4 and Fig. 5. For an output disturbance with a pulsation of ω_1 (LC filter resonance), the gain of S_{yy} on ω_1 gives the information on the disturbance rejection. In the studied case, $\omega_1 = 11\text{kHz}$. It can be seen that $S_{yy}(\omega_1)$ is about -8dB. Concerning the stability robustness, the modulus, phase and delay margins are $\Delta M_{PID} = 0.75$, $\Delta \Phi_{PID} = 64^\circ$, $\Delta \tau_{PID} = 3.63T_e$. Due to the sampling effect,

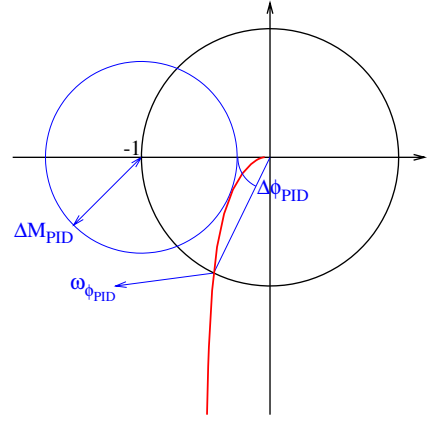


Fig. 5. Nyquist plot of L_{yy} for the PID controlled system

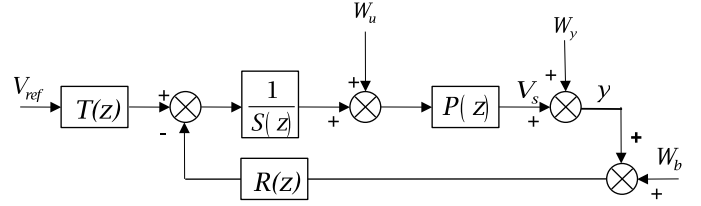


Fig. 6. RST control structure

sensitivity functions are plotted until the Nyquist frequency. As the PWM frequency is set equal to the sampling frequency f_e , the PWM noise rejection can not be appreciated. The overall tuning of the PID controller is quite classical.

IV. ROBUST RST CONTROL

RST control realizes a relevant approach for linear Single Input Single Output (SISO) systems [15]. A RST controller is considered here in order to obtain a better output disturbance rejection while keeping a good PWM noise rejection and a good robustness. The structure of a RST control is presented in Fig. 6.

If the discrete time SMPS model is described by the transfer function $P(z) = \frac{B(z)}{A(z)}$, where $B(z)$ and $A(z)$ are polynomials, the sensitivity functions can be expressed as:

$$S_{yy} = \frac{AS}{AS + BR} \quad (10)$$

$$S_{yb} = \frac{-BR}{AS + BR} \quad (11)$$

$$S_{yu} = \frac{BS}{AS + BR} \quad (12)$$

From these expressions, it can be noted that the three sensitivity functions have the same denominator $D = AS + BR$ which determines the closed-loop poles. It can be noted that sensitivity functions are independent of $T(z)$.

The knowledge of acceptable disturbances leads to design the RST controller in terms of pole and zero assignments. Some fixed parts can be specified for the polynomials $S(z)$

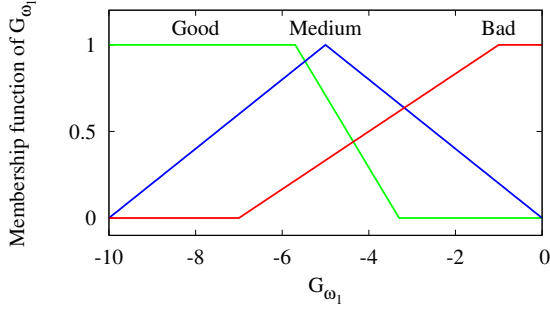


Fig. 7. Input membership function for G_{ω_1}

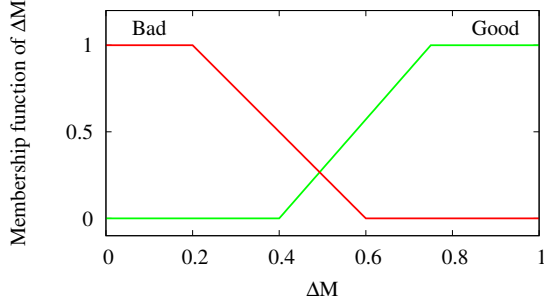


Fig. 8. Input membership function for ΔM

and $R(z)$. For example, to insure the output accuracy, a pole for $z=1$ in $S(z)$ is necessary for static error elimination. The closed-loop poles are chosen either for filtering effects in certain frequency regions or for improving the robustness of the closed-loop system. For an output disturbance at pulsation ω_1 , the lower the gain of S_{yy} the better the attenuation of the output disturbance rejection. However it can be shown that the larger the attenuation of S_{yy} at ω_1 , the larger the area of S_{yy} over the zero value [15]. It can induce a increase in the maximum value of S_{yy} . As the maximum value of S_{yy} is inversely proportional to ΔM , a larger output noise rejection leads to a worse robustness.

How to determine a controller which offers a trade-off between the robustness and a good rejection of disturbances? This can be described as an optimization problem by defining a cost function which qualifies the controller robustness and noise rejection properties.

Fuzzy logic is suitable to qualify the robustness of a controller and noise rejection properties [18]. Indeed the frontier between a good controller and a bad controller is not strict. For example, if one considers the modulus margin is correct if it is higher than 0.5, it is clear that a controller will not be qualified with a bad robustness getting to good by crossing this value. With membership functions of fuzzy logic, the controller quality can be evaluated continually from bad to good across medium.

An example of membership functions qualifying the gain at ω_1 (G_{ω_1}) and the modulus margin (ΔM) is shown in Fig. 7 and Fig. 8. G_{ω_1} is normalized over $\{-10 \ 0\}$ and ΔM uses its natural scale. The output membership function is given

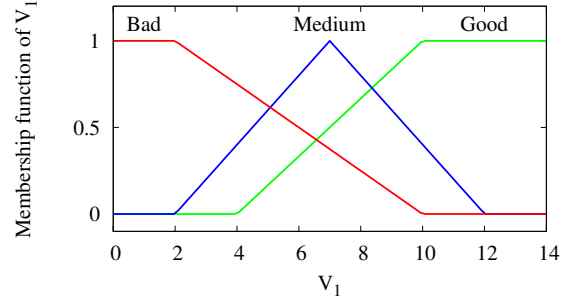


Fig. 9. Output membership functions

TABLE I
FUZZY RULES USED

ΔM	G_{ω_1}	Bad	Medium	Good
Bad		Bad	Bad	Medium
Good		Bad	Medium	Good

in Fig. 9. The stability robustness can be expressed by fuzzy rules defined in Tab. I. After "defuzzification", the robustness analysis is quantified by the function $V_1 = f(G_{\omega_1}, \Delta M)$ which corresponds to a surface as presented in Fig. 10. It can be seen that for $\Delta M > 0.5$, the lower the values of G_{ω_1} the better the output function V_1 .

In the same way, other membership functions and fuzzy rules in relation with delay margin and other sensitivity functions can be defined to quantify constraints of robustness and satisfy the requirements of disturbance rejection performances. A weighted sum of all fuzzy functions defines the quality function to maximize.

The optimization problem is addressed by a genetic algo-

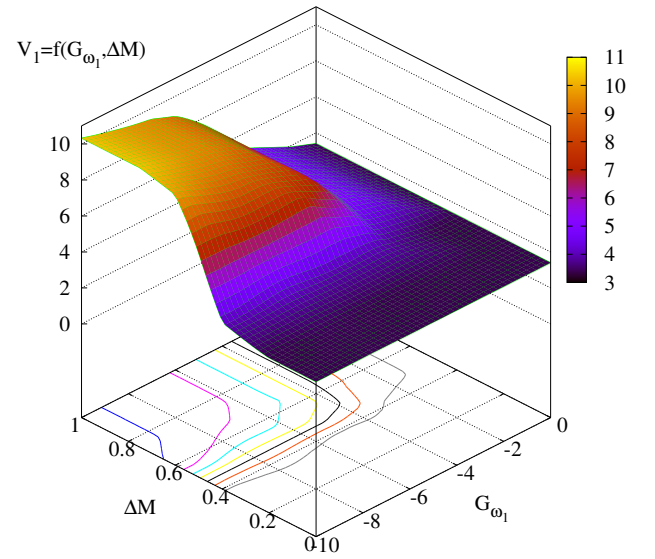


Fig. 10. Fuzzy function V_1

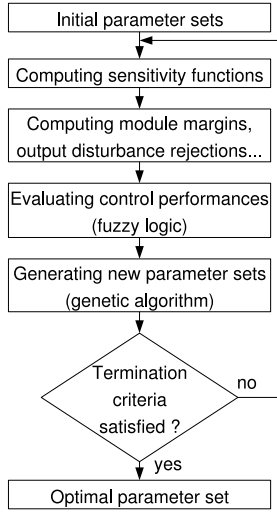


Fig. 11. Off line approach used to determine controller parameters

rithm which is a stochastic tool based on the mechanism of natural selection. Each variables X_i (*chromosomes*) are coded on n_i bits between a minimum value min_i and a maximum one max_i . An initial population of strings (*individual*) is arbitrarily created. Genetic algorithm makes it change by using three main operations: reproduction, crossover and mutation in order to maximise an objective function (*fitness value*) [19]. The performed computation time can be important but it is off-line, so that is not a limitation for real-time implementation.

The offline approach used to determine controller parameters is summarized in Fig. 11. This optimization problem is solved in the Matlab/Simulink environment.

For SMPS application, the denominator of the sensitivity function S_{yy} is chosen as follows to determine a RST controller which presents a good robustness and a good attenuation of the influence of the output disturbance at $\omega_1 = 11\text{kHz}$.

$$D(z) = (1 - c_0 z^{-1})(1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2}) \quad (13)$$

where c_0 is between 0.1 to 0.99, $(1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2})$ corresponds to a pair of complex zeros for which the frequency band and the damping ratio are between $\omega_0 = 1 \cdot 10^5 \text{rad/s}$ to $3 \cdot 10^5 \text{rad/s}$ and $\xi_0 = 0.3$ to 1. c_0 , ω_0 and ξ_0 constitute three degrees of freedom (or *chromosomes*) for the optimization problem. For each combination of c_0 , ω_0 and ξ_0 (i.e. each *individual* for the genetic algorithm), the fuzzy logic quantifiers the quality function (or *fitness value*). The genetic algorithm then finds the optimal solution for c_0 , ω_0 and ξ_0 over twenty generations with about thirty individuals for $n_i = 16$, crossover probability = 0.9 and mutation probability = 0.02.

The individuals which have been tested by the genetic algorithm are plotted in Fig. 12. The corresponding optimal polynomial $R(z)$, $S(z)$ and $T(z)$ are calculated by solving the Bezout equation [15].

$$\begin{aligned} R(z) &= 16.03 z^2 - 28.21 z + 12.82 \\ S(z) &= z^2 - 0.82 z - 0.18 \end{aligned} \quad (14)$$

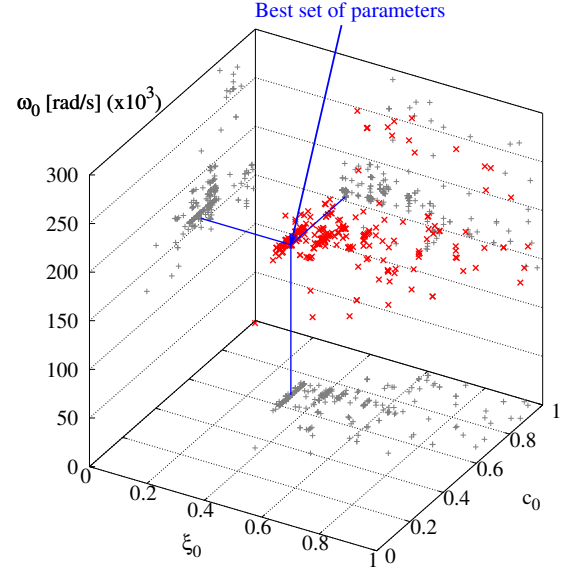


Fig. 12. Individuals which have been tested by the genetic algorithm

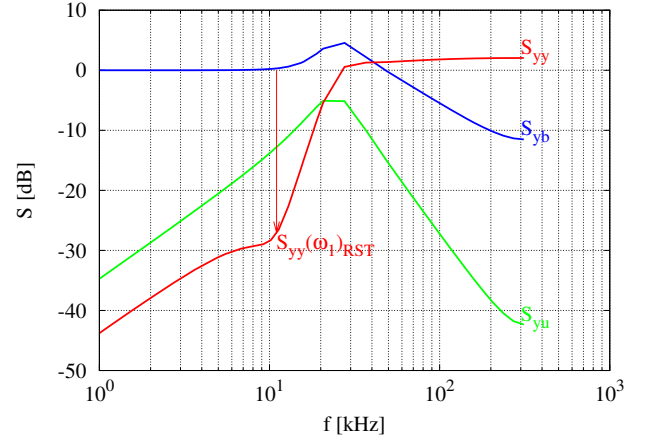


Fig. 13. Sensitivity functions for RST controller

$$T(z) = 35.11 z^3 - 86.84 z^2 + 72.62 z - 20.24$$

Since, the obtained controller is described by (14), the hardware implementation is quite simple: it just need a few memories, multipliers and adders.

The corresponding sensitivity functions and Nyquist plot of L_{yy} are respectively given in Fig. 13 and 14.

The gain of S_{yy} at ω_1 (LC filter resonance) is -27dB against -8dB for the PID controller. The good robustness is keep with $\Delta M_{RST} = 0.79$, $\Delta \Phi_{RST} = 51^\circ$ and $\Delta \tau_{RST} = 2.16 T_e$.

V. SIMULATION RESULTS

The simulations are performed using Simulink (Fig. 15). The buck SMPS is modeled by a hybrid model [4]. The PID controller and RST controller are computed with fixed-point algorithm. The analog-to-digital converter model has a 10-bit resolution and takes into account quantization, delay and saturation effects. The DPWM model has a 8-bit resolution.

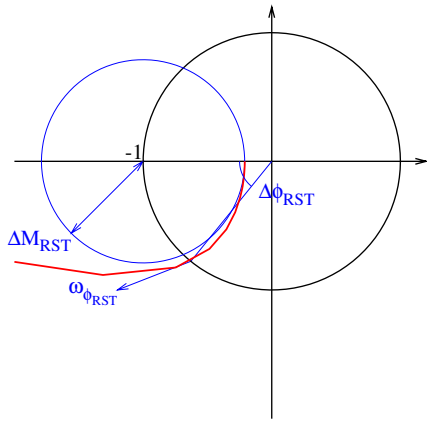


Fig. 14. Nyquist plot of L_{yy} for RST controlled system

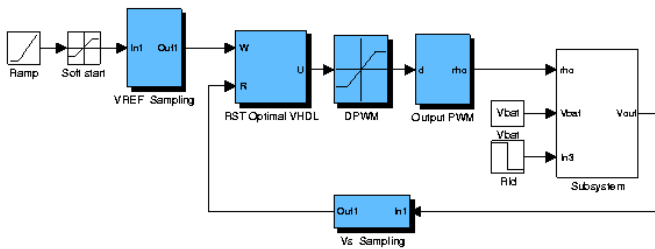


Fig. 15. Simulink model of the RST digital controller for the buck converter

The output voltages are compared during a step change of load from 10Ω to 3Ω in Fig. 16. The load transient response of RST controller is superior to PID controller since it results in shorter rise time and produces smaller undershoot.

VI. CONCLUSION

This paper details an off-line automated design of a RST digital controller. Robust RST controller offers better performances compared to a classical digital PID controller. As the design approach is based on robustness, neither parameters uncertainty (due to aging or manufacturing disparity) nor neglected physical phenomena will lead to an unstable system. An real time auto tuning or parameter estimator is not necessary, so RST implementation can be simply achieved using

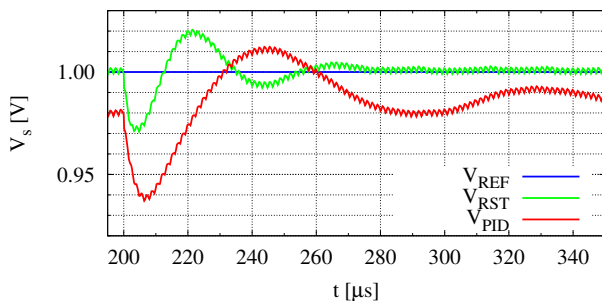


Fig. 16. Comparison of output voltage responses to load perturbation for the RST and PID controller

one A-to-D converter and standard CMOS logic. Experimental study are currently performed using an Actel ProAsic3 FPGA board plus an additional analog I/O board. It will be possible to estimate the impact of fixed point computing and monolithic integration from experimental results as FPGA design can be translated at no cost into an ASIC. PID like RST controller requires a fast A-to-D converter. It will probably be the bigger energy consumer in the digital control. Energy consumption is one of the most important criteria when considering digital controllers instead of analog controllers in embedded devices. So this point will be considered in future works.

REFERENCES

- [1] V. Kursun, S. Narendra, V. K. De, and E. Friedman, "High input voltage step-down dc/dc converters for integration in a low voltage cmos process," *Proc. of IEEE ISCAS*, 2004.
- [2] H. Deng, X. Duan, Y. Ma, A. Huang, and D. Chen, "Monolithically integrated boost converter based on 0.5um cmos process," *IEEE Transactions on Power electronics*, vol. 20, no. 3, pp. 628–638, 2005.
- [3] V. Pinon, B. Allard, and C. Garnier, "High-frequency monolithic dc/dc converter for system-on-chip power management high-frequency monolithic dc/dc converter for system-on-chip power management," *Proceedings of IEEE ISPSD, Naples, June*, 2006.
- [4] S. Trochut, B. Allard, X. Lin-Shi, and J. M. Réfif, "Control design for integrated switch-mode power supplies : a new challenge ?" *Proc. of the IEEE Power Electronics Specialist's Conference*, 2004, cdrom.
- [5] T. Martin and S. Ang, "Digital control for switching converters," *Proc of IEEE ISIE*, vol. 2, pp. 480–484, 1995.
- [6] H. Matsuo, Y. Mimura, Y. Nakao, F. Kurokawa, and M. Sasaki, "Novel digital controller for the pwm and/or pfm controlled dwtching dc/dc converters," *Proc of IEEE INTELEC*, vol. 2, pp. 65–68, 2001.
- [7] J. L. G. Hung and R. Nelms, "Pid controller modifications to improve steady-state performance of digital controllers for buck and boost converters," *Proc of IEEE APEC*, vol. 1, pp. 381–388, 2002.
- [8] D. Maksimovic, R. Zane, and R. Erickson, "Impact of digital control in power electronics," *Proc of IEEE ISPSD*, pp. 13–22, 2004.
- [9] S. Musunuri, P. Chapman, J. Zou, and C. Liu, "Design issues for monolithic dc-dc converters," *IEEE Transactions on Power electronics*, vol. 20, no. 3, pp. 639–649, 2005.
- [10] G. Wei and M. Horowitz, "A fully digital, energy-efficient, adaptative power-supply regulator," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 4, pp. 520–528, 1999.
- [11] B. J. Patella, A. Prodic, A. Zirger, and D. Maksimovic, "High-frequency digital pwm controller ic for dc-dc converters," *IEEE Transactions on Power electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 438–446, 2003.
- [12] W. Stefanutti, P. Mattavelli, S. Saggini, and M. Ghioni, "Autotuning of Digitally Controlled Buck Converters Based on Relay Feedback," in *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, Recife*, 2005, pp. 2140–2145.
- [13] Z. Zhao, H. Li, A. Feizmohammadi, and A. Prodic, "Limit-cycle Based Auto-tuning System for Digitally Controlled Low-power SMPS," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06. Twenty-First Annual IEEE*, Mar. 19–23, 2006, pp. 1143–1147.
- [14] W. Xiao and W. G. Dunford, "Fuzzy logic auto-tuning applied on DC-DC converter," in *Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE*, vol. 3, Nov. 2–6, 2004, pp. 2661–2666.
- [15] I. Landau, *Identification et commande des systèmes*. Hermes, 1993, 2nd edition.
- [16] I. LANDAU and A. KARIMI, "Robust digital control using pole placement with sensitivity function shaping method," *Int. J. Robust Nonlinear Control*, no. 8, pp. 191–210, 1998.
- [17] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. Kluwer, 2001, 2nd edition.
- [18] C.C.Lee, "Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller-part i," *IEEE Trans. On system, Man and Cybernetics*, vol. 20, no. 2, pp. 404–408, 1990.
- [19] D. Beasley and al., "An overview of genetic algorithms: Part 1, fundamentals," *University Computing*, vol. 15, no. 2, pp. 58–69, 1993.