

UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE
LABORATOIRE D'ÉLECTROTECHNIQUE ET D'ÉLECTRONIQUE
DE PUISSANCE

THÈSE

présentée en première version en vue d'obtenir le grade de Docteur,
spécialité « Génie Electrique »

par

DAI Zheng

ACTIONNEURS PIÉZO-ÉLECTRIQUES DANS DES INTERFACES HOMME - MACHINE À RETOUR D'EFFORT

Thèse soutenue le 9 Mars 2009 devant le jury composé de :

M.	ERIC MONMASSON	Pr. à l'Université de Cergy-pontoise	(Rapporteur)
M.	LIONEL PETIT	MCF HDR à Linsa de Lyon	(Rapporteur)
M.	PASCAL MAUSSION	Pr à l'ENSEEIH de Toulouse	
M.	ALEXANDRE JANOT	Dr-Ingénieur R et D société Haption	(Examineur)
M ^{me}	BETTY LEMAIRE-SEMAIL	Pr à l'USTL	(Directrice de thèse)
M.	CHRISTOPHE CHAILLOU	Pr à l'USTL	(Examineur)
M.	FRÉDÉRIC GIRAUD	MCF à l'USTL	(Examineur)

À mon père
À ma mère

REMERCIEMENTS

Ce mémoire est l'aboutissement de trois années de travail au sein du L2EP. Je tiens à remercier l'ensemble des personnes qui ont contribué à la réalisation de ce travail.

Je tiens à remercier particulièrement Betty Semail, ma directrice de thèse, pour son accueil et son apport scientifique à ces travaux tout au long de cette thèse.

Je remercie chaleureusement Frédéric Giraud, pour les échanges riches et nombreux, pour m'avoir apporté de nouvelles compétences et avoir partagé à un moment ou un autre l'évolution de mes travaux. Sans son aide précieuse, cette thèse n'aurait simplement pas abouti.

Je remercie aussi mes collègues, Mélisande Biet, Gastion M'Boungui, Mickaël Herbin et les autres pour leur aide, leur chaleur et leurs encouragements.

Je tiens enfin à remercier Yuanyuan Zheng et tous les amis, pour m'avoir toujours soutenu malgré les difficultés et sans qui je n'aurais jamais pu réussir mes études.

TABLE DES MATIÈRES

TABLE DES MATIÈRES	vi
LISTE DES FIGURES	vii
PRÉFACE	1
1 ETAT DE L'ART	3
1.1 INTRODUCTION ET CONTEXTE	3
1.2 ACTIONNEURS DANS LES INTERFACES HOMME MACHINE	4
1.2.1 Actionneurs électromagnétiques	5
1.2.2 Actionneurs pneumatiques ou hydrauliques	7
1.2.3 Actionneurs électro- ou magnéto-rhéologiques	8
1.2.4 Dispositifs à cable	9
1.2.5 Actionneurs piézo-électriques	10
1.3 PRÉSENTATION DU MPE À ONDE PROGRESSIVE	12
1.3.1 Introduction	12
1.3.2 Constitution du moteur	13
1.3.3 Avantages et inconvénients	15
1.3.4 Les moteurs à onde progressive de Shinsei	16
1.4 CONCLUSION	16
2 MODÈLE DYNAMIQUE DU COMPORTEMENT MÉCANIQUE	19
2.1 INTRODUCTION	19
2.2 MODÉLISATION SOUS L'HYPOTHÈSE DU ROTOR IDÉAL	22
2.2.1 Description du système	22
2.2.2 Cinématique du stator	22
2.2.3 Caractéristiques couple-vitesse	25
2.2.4 Hypothèse du rotor idéal	26
2.3 PRISE EN COMPTE DE LA ZONE MORTE DANS LE MODÈLE GLOBAL	27
2.3.1 Introduction d'un couple de frottement supplémentaire .	27
2.3.2 Validation par simulation	29
2.4 MODÉLISATION DU STICK-SLIP	30
2.4.1 Introduction	30
2.4.2 Construction du modèle par réseau de Pétri	31
2.5 IMPLANTATION, IDENTIFICATION ET VALIDATION DU MODÈLE .	35
2.5.1 Implantation en simulation	35
2.5.2 Description de la plateforme d'essais	37
2.5.3 Validation expérimentale - Caractéristique à vide	38
2.5.4 Validation expérimentale - Caractéristique en charge . . .	40
2.6 CONCLUSION	42

3	COMMANDE DU MOTEUR USR30 EN RETOUR D'EFFORT	43
3.1	INTRODUCTION	43
3.2	PRINCIPE DE LA COMMANDE À RETOUR D'EFFORT	43
3.2.1	Introduction aux environnements virtuels	44
3.2.2	Commande en impédance	46
3.2.3	Commande en admittance	48
3.3	COMMANDE À RETOUR D'EFFORT D'UN USR30	50
3.3.1	Structure de contrôle d'une commande en impédance	50
3.3.2	Structure de contrôle d'une commande en admittance	60
3.4	SIMULATION DU MUR	70
3.4.1	Principe	70
3.4.2	Implémentation dans une commande en impédance	72
3.4.3	Amélioration de la phase de relâchement	73
3.5	CONCLUSION	77
4	RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX	79
4.1	PRÉSENTATION DE LA PLATE-FORME EXPÉRIMENTALE	79
4.1.1	Présentation du dispositif à 1ddl	79
4.1.2	Electronique d'interfaçage	80
4.1.3	Implantation des lois de commande	81
4.1.4	Asservissement de l'amplitude d'onde W	82
4.2	RÉSULTATS DE LA COMMANDE EN IMPÉDANCE	84
4.2.1	Simulation d'un environnement libre	84
4.2.2	Simulation d'une raideur paramétrable	85
4.2.3	Réalisation du mur	88
4.3	RÉALISATION DE LA COMMANDE EN ADMITTANCE	93
4.4	CONCLUSION	96
A	ANNEXES	101
A.1	CALCUL SUR Ω_{id} EN MOYENNE ET APPROXIMATIVEMENT	103
A.2	GIC(GRAPHE INFORMATIONNEL CAUSAL)	106
	BIBLIOGRAPHIE	109

LISTE DES FIGURES

1.1	Environnement virtuel avec 3ddls (54)	3
1.2	Application de Digitracker dans un environnement virtuel	4
1.3	Conception de Digitracker	4
1.4	Phantom de Sensable : système à cabestan (74)	5
1.5	VIRTUOSE 3D15-25 de Haption (33)	6
1.6	Le Digihaptic : vue du dispositif et schéma de conception (7)	6
1.7	Interface haptique à 1ddl entraînée par MSAP (37)	7
1.8	Interface haptique pour le 'Microrobot Cell'	7
1.9	Exemple de gant haptique à vérins pneumatiques (66)	8

1.10	Dispositif à retour d'effort à base de fluide électrorhéologique (89)	9
1.11	Electrode d'actionneur électrorhéologique	9
1.12	Le SPIDAR-8 (86) et le SPIDAR-G (40)	9
1.13	Système à câble pour pratiquer la calligraphie chinoise (88)	10
1.14	Actionneurs linéaires de PILINE (91)	10
1.15	Actionneur plan sur retour d'effort	11
1.16	USR60 appliqué dans la réhabilitation de tremblement pathologique (68)	12
1.17	Constitution du moteur à onde progressive (17) (18)	13
1.18	Stator du moteur à onde progressive (USR60)	14
1.19	Déformation du céramique et du stator (22)	14
1.20	Agencement des éléments piézo-électriques	14
1.21	Rotor du moteur à onde progressive (USR60)(76)	15
1.22	Structure de la céramique et mouvement elliptique	16
1.23	USR60 et USR30 de Shinsei	16
2.1	principe de conversion d'énergie au sein d'un MPE (58)	19
2.2	modèle de contact stator/rotor	20
2.3	Modèle de contact stator/rotor modélisé par éléments finis (81)	21
2.4	Coupe transversale du moteur étudié	22
2.5	Définition du repère pour le MPE (22)	23
2.6	Onde progressive sur la surface du stator	24
2.7	Caractéristique mécanique	26
2.8	Description du modèle utilisé introduisant le rotor idéal	26
2.9	GIC du modèle simplifié (cas des ondes en quadrature)	27
2.10	Caractéristique de $\Omega_{id}(W)$ sans zone morte (résultat du modèle simplifié)	27
2.11	Caractéristiques déphasage-vitesse	28
2.12	GIC du modèle prenant compte la zone morte	28
2.13	Evolution temporelle de l'amplitude d'onde progressive	29
2.14	Vitesse à vide correspondant à l'évolution de W	29
2.15	Vitesse à vide en fonction de W . Zoom autour de $\Omega = 0$	30
2.16	Effet de collage d'un USR30 à vide	31
2.17	Objet soumis à un frottement statique et dynamique	31
2.18	Modèle de frottement sec de Stribeck	33
2.19	Schéma de pétri de 'stick-slip'	33
2.20	Schéma de pétri du 'stick-slip' dans le moteur	34
2.21	GIC du modèle mécanique avec 'stick-slip'	35
2.22	Bloc stateflow correspondant au schéma de pétri	35
2.23	(a)Amplitude d'onde progressive;(b)Déphasage des ondes stationnaires	36
2.24	'Stick-slip' et Couple de frottement	36
2.25	(a)Vitesse à vide;(b)Vitesse en fonction de W (simulation)	36
2.26	Banc d'expérimentation pour la validation de la modélisation	37
2.27	Organisation du banc expérimental	38
2.28	(a) Ω en fonction de W ; $\varphi = 90^\circ$;(b) Ω en fonction de W ; $\varphi = 60^\circ$	39
2.29	(a) Ω en fonction de W ; $\varphi = 45^\circ$;(b) Ω en fonction de W ; $\varphi = 30^\circ$	39
2.30	Ω en fonction de φ avec W différents	40
2.31	C_s en fonction de φ	41
2.32	Comparaisons simulation-expérimentation	42
3.1	Action et réaction entre l'utilisateur et l'environnement virtuel	44
3.2	Mode élastique	45

3.3	Mode mur	45
3.4	Environnement virtuel complet	46
3.5	Principe de commande en impédance	47
3.6	Principe de commande en impédance traduit en REM	47
3.7	Analyse de la stabilité pour la commande en impédance	48
3.8	Principe de commande en admittance	49
3.9	Principe de commande en admittance traduit en REM	49
3.10	Analyse de la stabilité pour la commande en admittance	49
3.11	Structure de contrôle en impédance du couple du moteur USR30	50
3.12	Contrôle du couple par estimation de C_f	51
3.13	Contrôle du couple par asservissement	52
3.14	Calcul des références de W et φ selon Ω_{idref}	53
3.15	Schéma bloc de la boucle de couple et de l'estimateur de C_f	54
3.16	Schéma bloc simplifié de la boucle de couple et de l'estimateur de C_f	54
3.17	Environnement virtuel	55
3.18	Environnement virtuel avec frottement visqueux en impédance	55
3.19	Boucle haptique en impédance	56
3.20	Couple utilisateur utilisé en simulation	57
3.21	Caractéristiques du moteur USR30 lors d'une commande en impédance	57
3.22	Zoom des caractéristiques	58
3.23	Couple de friction estimé et calculé	58
3.24	Zoom de Couple de friction estimé et calculé	59
3.25	Régulation de W et φ selon les deux stratégies	59
3.26	Mode élastique simulé	60
3.27	Structure de la commande en admittance	60
3.28	Commande à base de modèle de comportement	61
3.29	GIC du modèle linéarisé du moteur	62
3.30	Structure du retour d'état "principal"	63
3.31	Boucle de comportement	66
3.32	Environnement virtuel avec frottement visqueux	66
3.33	Boucle haptique en admittance	67
3.34	Couple donné par l'utilisateur	67
3.35	Caractéristiques de moteur à base de la commande en admittance	68
3.36	Zoom des caractéristiques	68
3.37	Régulation alternative de W et φ en admittance	69
3.38	Mode élastique simulé en admittance	70
3.39	Illustration de l'environnement virtuel à simuler	71
3.40	L'environnement virtuel idéal	72
3.41	Commutation de consigne dans le cas idéal en GIC	72
3.42	Résultat simulé de la commutation des deux modes	73
3.43	Caractéristiques du moteur commandé en impédance	74
3.44	Amplitude d'onde progressive	74
3.45	Vitesse de rotation du moteur	75
3.46	'Stick-slip'	75
3.47	Couple fourni par moteur	75
3.48	Position angulaire	75
3.49	Murs virtuels et leur évolution	76
3.50	Illustration du nouvel environnement virtuel	76
3.51	Réseau de Pétri de la commutation des deux modes	77
3.52	Diagramme de la commutation des deux modes	78

4.1	Plateforme d'expérimentation à 1ddl (a) vue de dessus	79
4.2	Plateforme d'expérimentation à 1ddl (b) vue de coté	80
4.3	Equipement de banc à retour d'effort	80
4.4	Régulateur de tension et estimateur d'amplitude d'onde progressive . .	81
4.5	Principe de plateau d'expérimentation	81
4.6	Principe de méthode de Zigler-Nichols	82
4.7	Hauteur d'onde de référence et mesurée après réglage	83
4.8	Hauteur d'onde mesurée et filtrée	83
4.9	(a) Position angulaire ; (b) Couple en sortie du moteur	84
4.10	Couple en fonction de position angulaire dans le mode libre	84
4.11	Résultats expérimentaux pour le mode "ressort"	86
4.12	Mode élastique avec une petite raideur	87
4.13	Mode élastique avec une moyenne raideur	87
4.14	Mode élastique avec une grande raideur	87
4.15	3 ressorts simulés dans le mode élastique par commande en impédance	88
4.16	Commutation des deux modes sans pénétration dans le mur	89
4.17	caractéristique globale de la reproduction des deux modes (ressort et mur)	90
4.18	Zoom de caractéristique globale de la commutation des deux modes . .	90
4.19	Caractéristiques de la commutation des deux modes avec pénétration . .	91
4.20	Commutation des deux modes avec une pénétration dans le 'mur' . . .	92
4.21	Zoom de la commutation des deux modes	92
4.22	Comparaison entre θ_p, Ω_p et $\theta_{mes}, \Omega_{mes}$	93
4.23	Résultats expérimentaux pour la commande en admittance	94
4.24	Mode élastique avec une petite raideur	95
4.25	Mode élastique avec une moyenne raideur	95
4.26	Mode élastique avec une grande raideur	95
4.27	3 ressorts simulés dans mode élastique par commande en admittance . .	96
A.1	Vitesse tangentielle en cas de φ différent	104
A.2	Vitesse tangentielle en moyenne en fonction de φ	105
A.3	Eléments de GIC	107

INTRODUCTION

Les moteurs piézo-électriques sont nés voici une quarantaine d'années, et suscitent un intérêt croissant. Leurs performances en termes de couple massique permettent de réduire la masse de l'actionneur, ce qui est intéressant par exemple dans des applications avioniques (58) (83). Pour les moteurs micrométriques, il est même admis qu'ils supplantent les actionneurs électromagnétiques (70). C'est pour cela que l'on voit arriver en masse des micro-actionneurs de lentilles d'objectifs d'appareils photo logés dans un téléphone portable.

Cependant, comme la conception de moteurs piézo-électriques simples, fiables et robustes qui est un sujet sur lequel beaucoup de choses restent à écrire, le contrôle de ces moteurs est une affaire délicate. En particulier, pour les moteurs à onde progressive, la commande du couple ou de la vitesse n'est pas aisée car les grandeurs électriques ne traduisent pas simplement les actions et réactions mécaniques. Par ailleurs, le moteur est le lieu d'une multitude de phénomènes complexes et non-linéaires : le contact entre stator et rotor, la mise en vibration du moteur, les non linéarités des éléments piézo-électriques eux-mêmes (30), (20), (39).

Ainsi, vouloir utiliser ce type d'actionneur dans une interface homme machine à retour d'effort constitue un challenge intéressant à remporter (80) (2) (42). En effet, ces applications sont exigeantes du point de vue du contrôle, elles fournissent donc un cahier des charges sévère que nous chercherons à remplir. Pour notre part, l'objectif à terme est d'équiper un dispositif de pointage 3d - le digitracker - de retour d'effort (54). Ce dispositif est né à l'institut de recherche sur les composants logiciel et matériel pour l'information et la communication avancée (IRCICA), et permet la manipulation d'objet virtuel dans un environnement informatique 3d. Initialement, cette interface a été conçue comme un dispositif passif, et ne permettait pas d'assurer le retour d'effort. Or l'ajout de moteurs pour le retour d'effort ne doit pas venir modifier l'architecture du dispositif dont la simplicité est l'atout majeur. Ici, le recours aux moteurs piézo-électriques à onde progressive s'est imposé comme l'une des meilleures solutions qui permettent de remplir les contraintes d'encombrement(59) et de satisfaire les spécifications.

Le premier chapitre de ce mémoire propose un état de l'art des travaux antérieurs dans le domaine général en retour d'effort. Parmi ceux-ci, l'exemple de (71) est remarquable par les performances obtenues, mais au prix d'un contrôle complexe. Au laboratoire, des travaux ont également été entrepris sur ce thème, mais (22) a plutôt étudié la robustesse du fonctionnement sans forcément chercher à reproduire des effets probants.

L'objectif de ce mémoire est d'aboutir à un contrôle optimal du moteur piézo-électrique à onde progressive, sans aboutir à une structure de

commande trop complexe à mettre en oeuvre. La méthode pour obtenir ce contrôle se base sur un modèle causal (45) que l'on inverse pour obtenir les asservissements nécessaires et les règles de compensation.

C'est donc la question du modèle qui est abordé dans un second chapitre. Plus précisément, il s'agit ici de modéliser avec le plus grand soin le comportement à basse vitesse; nous ne faisons pas allusion à la mise en vibration du stator, qui est un point qui nous semble résolu par les travaux antérieurs (18), (48), (51), (53). Ce modèle doit être suffisamment précis pour tenir compte des effets que l'on souhaite corriger, comme le collement à basse vitesse, sans toutefois être trop complexe pour ne pas aboutir - par inversion - à des algorithmes de commandes trop lourds pour être implantables.

Nous détaillerons au cours du troisième chapitre comment obtenir des structures de commande adaptées au moteur piézo-électrique. Les algorithmes seront déterminés dans le cas d'une application à retour d'effort. Deux types de structures sont présentés. La première, appelée contrôle en impédance nécessite un asservissement de couple du moteur. Nous présentons dans ce mémoire une boucle en couple originale qui estime le couple de frottement généré au niveau du stator. La deuxième, appelée commande en admittance, met en jeu une boucle de position. Dans ce cas, nous utilisons une commande à modèle de comportement, qui est relativement robuste vis-à-vis des variations du couple de frottement. Par ailleurs, nous présentons une synthèse originale de la fonction " mur virtuel ". Il s'agit de bloquer le moteur par manque d'alimentation ce qui procure le couple le plus fort que l'actionneur puisse développer.

A la suite des simulations produites à l'étape précédente, nous mettons en oeuvre ces structures de contrôle cette fois sur un banc de manipulation expérimentale. Celui-ci reproduit un seul degré de liberté de la chaîne cinématique du digitracker. Nous y testons les commandes en impédance et en admittance, et nous montrons la réalisation du mur virtuel.

Le dernier chapitre offre une conclusion générale à ce travail de thèse, et les perspectives qu'elle procure.

ETAT DE L'ART

1

1.1 INTRODUCTION ET CONTEXTE

L'avancée des technologies informatiques a conduit à l'augmentation des capacités matérielles de l'ordinateur personnel de " monsieur tout le monde ". L'amélioration sans cesse croissante des performances des cartes graphiques permet maintenant l'exécution de logiciel 3d, comme des jeux ou des applications de CAO. Certains systèmes d'exploitation proposent même des bureaux 3d, ce qui est une étape dans la démocratisation de la troisième dimension (64) (65)(10) (3) (19).

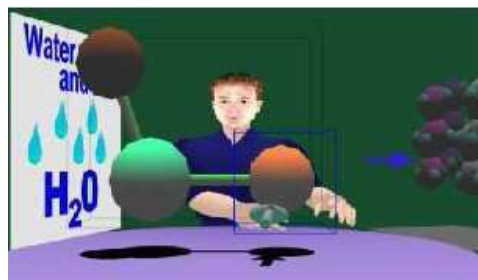


FIG. 1.1 – Environnement virtuel avec 3dls (54)

Cependant, peu d'interface homme - machine permettent de réaliser le pointage et la sélection des objets dans un espace à 3 degrés de liberté, précisément, rapidement et simplement. Or l'institut de recherche sur les composants logiciels et matériels pour la communication avancée - l'IR-CICA - a entre autres objectifs la conception de nouveaux périphériques qui améliorent la communication entre l'ordinateur et l'utilisateur, entre l'homme et la machine. C'est dans ce contexte qu'a été créé le digitracker, un dispositif à trois degrés de liberté pour le pointage et la manipulation d'objets virtuels (54).

L'intérêt du dispositif réside dans sa conception simple, et, surtout, son espace de travail réduit. Ainsi, non seulement il est peu encombrant et peut trouver place à côté d'un poste informatique, au même titre qu'une souris, mais il est en plus manipulable poignet au repos, ce qui réduit notablement la fatigue (figure 1.2).

Sa conception repose sur la mise en série de trois liaisons pivot dont on mesure l'angle de rotation. Ces mesures permettent de reconstruire la position de l'effecteur, et ainsi d'en donner une représentation dans le monde virtuel. Nous montrons figure 1.3 le schéma cinématique du digitracker, et sa représentation par modèleur 3d.

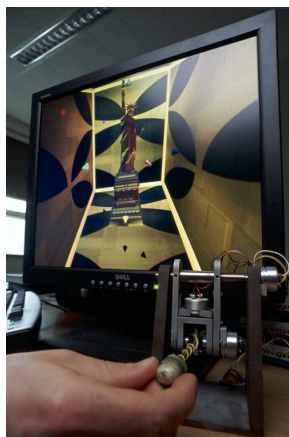


FIG. 1.2 – Application du Digitracker dans un environnement virtuel © Wallace INRIA

Cependant, les performances attendues en matière de pointage ou de manipulation ne sont pas celles obtenues en réalité. En effet, compte tenu du petit volume de l'espace de travail, il doit y avoir un grand gain entre les déplacements à l'écran et les déplacements de l'effecteur, ce qui réduit la précision : l'utilisateur a du mal à figer son pointeur à l'écran. Incorporer une dose de retour d'effort permettrait de mieux définir le contour des objets que l'on pointe, ou alors de commuter facilement d'un mode isotonique (à effort quasi-nul) à un mode isométrique (à déplacement quasi nul)(7). Cette étape nécessite de doter l'interface de moteurs électriques, qui moduleront l'effort en fonction de la position de l'effecteur. Mais l'introduction de ces moteurs ne doit pas nuire à la simplicité de l'interface, et son encombrement doit continuer à rester suffisamment faible.

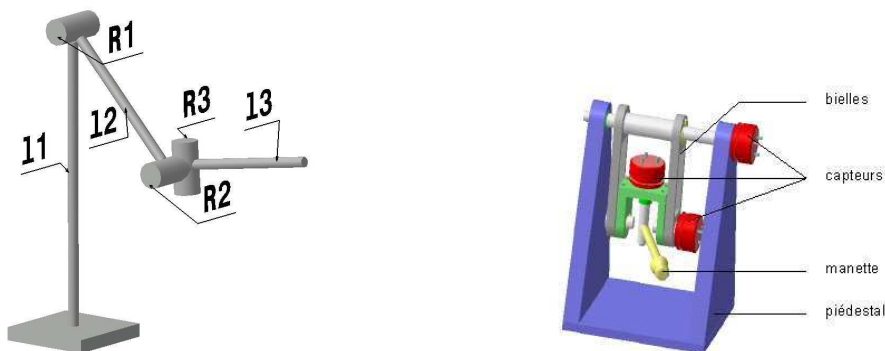


FIG. 1.3 – (a) liens Cinématiques ; (b) Dessin de conception du Digitracker (54)

Nous présentons dans la suite de ce chapitre quelques solutions technologiques, classiques ou non, qui peuvent être employées dans des interfaces à retour d'effort.

1.2 ACTIONNEURS DANS LES INTERFACES HOMME MACHINE

En règle générale, les dispositifs à retour d'effort se composent d'un effecteur que l'on manipule, sur lequel un actionneur impose des efforts, qui renvoie lui-même des forces parfaitement contrôlées. en fonction de la position de l'actionneur. La chaîne cinématique est constituée par l'en-

semble des liaisons mécaniques qui relient l'effecteur au moteur. En effet, pour des raisons de compacité de l'interface, d'adaptation mécanique du moteur à l'application ou bien d'équilibrage dynamique, il peut être nécessaire de déporter les moteurs loin de l'endroit où sont appliqués les efforts sur l'effecteur. Dans ce paragraphe, nous montrons quelques réalisations technologiques utilisées dans des interfaces à retour d'effort, associant une chaîne cinématique et un actionneur.

1.2.1 Actionneurs électromagnétiques

Les actionneurs électromagnétiques sont principalement utilisés dans les dispositifs à retour d'effort. Parmi ceux-ci, les moteurs à courant continu représentent une large part des applications. En effet, le couple de sortie est lié au courant d'alimentation qu'il est très facile de contrôler par ailleurs. Cette propriété rend le contrôle plus facile. On distingue les moteurs sans balais, ou à commutation électronique des moteurs à balais. Les premiers présentent un couple de frottement très petit, ont un fort couple massique comparés aux deuxièmes, mais nécessitent une électronique de pilotage adaptée. Pour les moteurs à balais, le frottement des charbons sur le collecteur génère un couple de frottement statique qui peut être gênant. C'est pour cela que l'on choisit en général des moteurs où les balais sont en métal précieux, ce qui assure un frottement plus faible.

Le 'Phantom' de Sensable, les manettes de jeux, les volants, etc. sont des interfaces où le retour d'haptique est réalisé en utilisant l'actionnement à courant continu. La vitesse de rotation typique de ces moteurs se compte en milliers de tours par minute. Un réducteur de vitesse est donc ajouté pour diminuer la vitesse de la machine et adapter le couple de sortie. Le retour haptique est alors réalisé aux dépens de la complexité mécanique du système.

Le Phantom (74) (figure 1.4), est un produit commercial. Cette interface homme-machine à retour d'effort a 6 degrés de liberté. Il peut nous donner un retour d'effort dans un espace 3d grâce à trois moteurs électriques. Dans ce cas, les trois moteurs sont déportés et la liaison avec l'effecteur se fait par l'intermédiaire d'un système à cabestan.



FIG. 1.4 – Phantom de Sensable : système à cabestan (74)

La société Haption a quant à elle développé un périphérique 3D, le Vir-



FIG. 1.5 – VIRTUOSE 3D15-25 de Haption (33)

tuose3D (33) (figure 1.5). Le VIRTUOSE 3D15-25 est une interface haptique 3D (3 degrés de liberté avec retour d'effort, trois degrés avec retour de position). Il propose également la commande en admittance 6D, l'indexage 6D, etc.

Un autre dispositif est le Digihaptic (7) (figure 1.6) motorisé par trois moteurs à courant continu (blocs rouges) avec les codeurs de position de vitesse et les mannettes développé par Géry Casiez au LIFL. Ce dispositif a les mêmes caractéristiques mais avec trois degrés de liberté. L'intérêt technologique réside dans le fait que les moteurs sont fixes et la taille du système à cabestan a été réduite au maximum, ce qui fait que le dispositif est très peu volumineux.

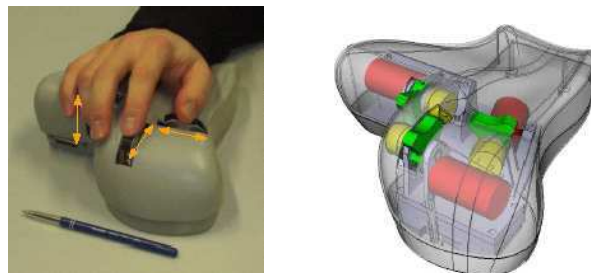


FIG. 1.6 – Le Digihaptic : vue du dispositif et schéma de conception (7)

F. Khatounian utilise une machine synchrone à aimants permanents dans un système à câble pour réaliser le retour d'effort sur un degré de liberté, en mode libre et en mode butée dans sa thèse (figure 1.7). (37) (38)

Alexander Shirinov a développé des interfaces haptique avec la téléopération de microrobots et le balayage du microscope électronique (77). Utilisant ces interfaces haptique il est possible d'exécuter téléopération de microrobots dans une chambre et sous un microscope léger.

En conclusion, l'usage des moteurs électriques permet un contrôle plus ou moins simple de l'effet qu'ils procurent. Mais il conduit également à l'usage de système à réduction de vitesse qui, déporté ou non, complexifie énormément la chaîne cinématique. Appliqué au digitracker, cela constituerait un inconvénient certain si nous voulons garder la structure mécanique initiale.

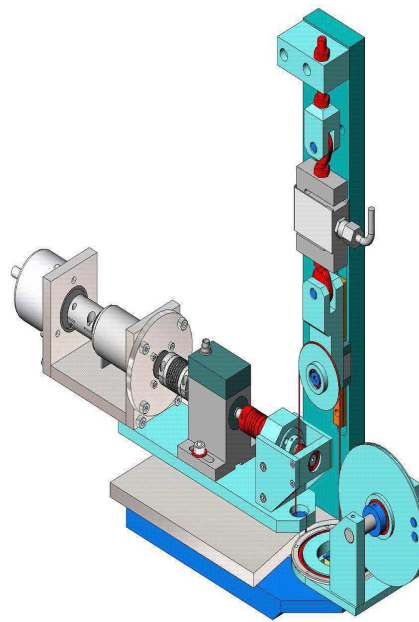


FIG. 1.7 – Interface haptique à 1ddl entraînée par MSAP (37)



FIG. 1.8 – Interface haptique pour le 'Microrobot Cell' et le panneau de contrôle (77)

1.2.2 Actionneurs pneumatiques ou hydrauliques

Les actionneurs pneumatiques convertissent l'énergie pneumatique en énergie mécanique de translation, de rotation ou d'aspiration. Leurs principales caractéristiques sont : une course, une force et une vitesse très élevées par rapport aux actionneurs électromagnétiques. Parmi les actionneurs pneumatiques, on retrouve principalement les vérins, les moteurs et les ventouses.

L'air comprimé se transporte facilement dans des conduites bon marché ; Il est propre et les composants fonctionnant sous cette énergie sont peu coûteux ; Il est également peu sensible aux variations de température. Par contre, cette source d'énergie exige un excellent conditionnement. Aucune impureté ne doit pénétrer dans le système. Les actionneurs qui utilisent l'énergie de l'air comprimé peuvent être généralement de faible encombrement. Par exemple, figure 1.9, nous montrons un exemple de gant haptique utilisant des actionneurs linéaires. L'intérêt est de pouvoir utiliser les actionneurs sans composants supplémentaire dans la chaîne cinématique, comme une transformation de mouvement rotatif en linéaire. Par contre, il est difficile d'obtenir des vitesses régulières du fait de la compressibilité de l'air, et le contrôle en force est compliqué. Enfin, L'échap-



FIG. 1.9 – Exemple de gant haptique à vérins pneumatiques (66)

pement d'air est bruyant et les forces développées restent relativement faibles. Pour des efforts importants, il est préférable voire impératif de faire appel à de l'énergie hydraulique. Mais cette technologie n'efface pas ces inconvénients, bien au contraire.

1.2.3 Actionneurs électro- ou magnéto-rhéologiques

Les fluides électrorhéologiques sont composés de particules métalliques diluées dans un fluide isolant. Ces fluides voient leur viscosité varier lorsqu'ils sont parcourus par un champ électrique. En effet, les particules s'alignent sous l'effet du champ, créant des chaînes qui s'apposent à l'écoulement du fluide. Dans l'industrie, ces fluides sont utilisés pour créer des amortisseurs variables. Des applications en retour d'effort ont également été créées pour tirer partie de leur grande densité de force.

A titre d'exemple, nous montrons figures 1.10 et 1.11 un joystick à retour d'effort composé de deux actionneurs électrorhéologiques (89). Par application d'un champ électrique entre deux électrodes implantées dans un cylindre, et grâce au matériau électrorhéologique, on peut créer un effet résistant s'opposant à l'action de l'utilisateur sur 2ddl.

Les fluides magnéto-rhéologiques sont en principe pareil à mettre en oeuvre. C'est alors le champ magnétique qui oriente et assemble en chaîne les fines particules ferromagnétiques en suspension dans un solvant.

Par principe, ces actionneurs à fluide actif sont incapables de renvoyer, même transitoirement, de l'énergie à l'utilisateur. C'est pourquoi, si elles sont actives dans le sens où le freinage peut être contrôlé, les interfaces basées sur ces matériaux sont passives d'un point de vue de leur comportement vis-à-vis de l'utilisateur. Ils est donc impossible de réaliser par exemple de raideur variables.

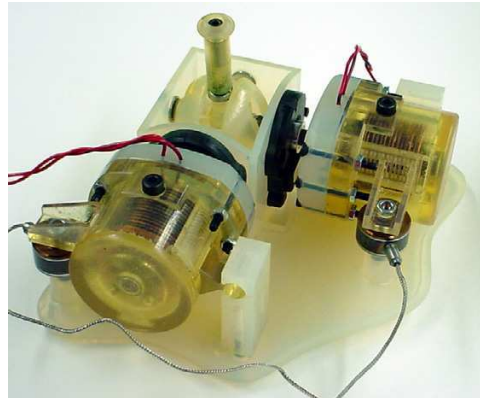


FIG. 1.10 – Dispositif à retour d'effort à base de fluide électrorhéologique (89)

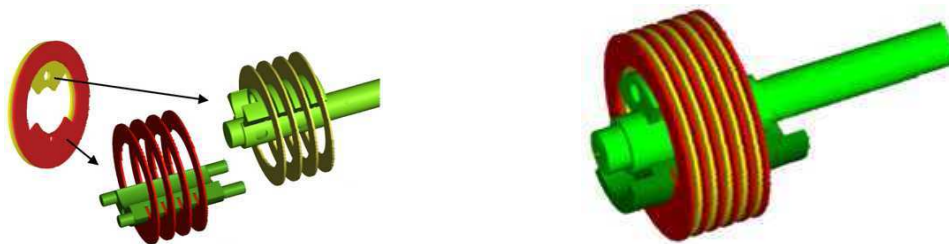


FIG. 1.11 – (a) Electrode séparée : Electrode positive (vert) et electrode négative (rouge) ; (b) Electrode assemblée (89)

1.2.4 Dispositifs à câble

Ces dispositifs à retour d'effort sont généralement équipés d'actionneurs électromagnétiques. Cependant, nous les traitons dans un paragraphe différent étant donné leur structure particulière. Les systèmes à câble peuvent être liés ou non à l'utilisateur. Ils s'agit de dispositifs au bout desquels on attache directement les doigts de l'utilisateur ou l'effecteur principal. Normalement, ces actionneurs ne sont pas difficile à commander, en revanche, ils ont besoin d'un grand espace de travail par rapport aux autres interfaces présentées jusqu'à alors.

Ainsi, le SPIDAR-8 (Space Interface Device for Artificial Reality) de Sato et al. peut être utilisé pour saisir des objets virtuels (86). Dans cette configuration, trois câbles sont attachés aux doigts de chaque main (fig. 1.12). L'utilisateur peut ainsi avoir l'impression de manipuler un objet virtuel comme s'il s'agissait d'un objet réel. Une autre configuration permet de disposer d'un périphérique à 6 ddls actifs dans le cas du SPIDAR-G (40) (fig. 1.12). L'utilisateur manipule cette fois un effecteur final.

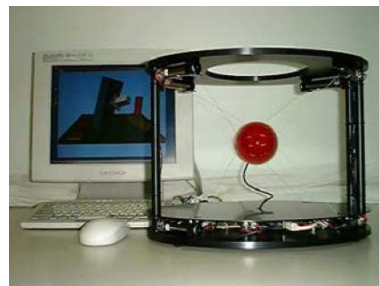


FIG. 1.12 – Le SPIDAR-8 (86) et le SPIDAR-G (40)

D'autres configurations sont également envisageables. L'université de Beihang, à perkin, a développé un système à câble avec 5ddl pour pratiquer la calligraphie chinoise (88). L'inconvénient de ces dispositifs est qu'il faut veiller à éviter d'entremêler les câbles.

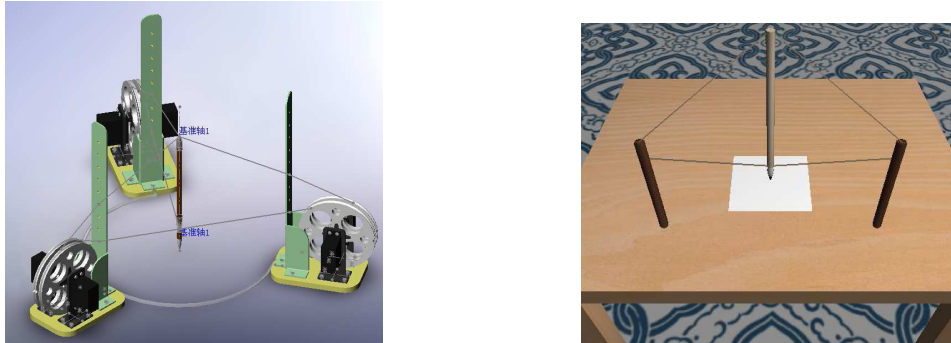


FIG. 1.13 – Système à câble pour pratiquer la calligraphie chinoise (88)

1.2.5 Actionneurs piézo-électriques

Il existe une gamme très large d'actionneurs piézo-électriques (82), offrant des fonctionnalités différentes. On rencontre ainsi des actionneurs linéaires (92), figure 1.14, qui se distinguent par leur faible encombrement, des actionneurs plans à plusieurs degrés de liberté (55) (4) (5) (63) (62), ou bien rotatifs. En règle générale, ces actionneurs se distinguent par leurs grands efforts massiques et les faibles vitesses de déplacement. Si bien qu'ils permettent d'associer la charge directement à l'actionneur, sans passer par des systèmes de transformations de mouvement au sein de chaînes cinématiques complexes.

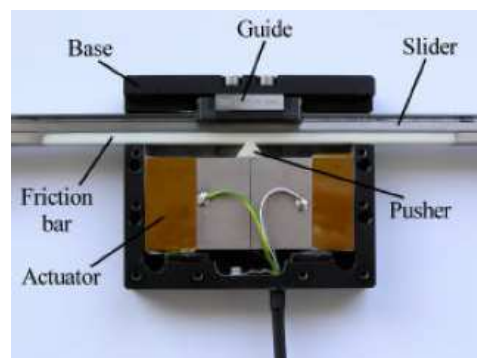


FIG. 1.14 – Actionneurs linéaires de PILINE (91)

Au L2ep, G. M'Boungui a proposé un actionneur piézo-électrique plan qui peut simuler une interface haptique avec un frottement variable (56). Cet actionneur est composé d'un résonateur cuivré sur lequel des céramiques piézoélectriques sont collées et convenablement agencées. Grâce à une alimentation simple des céramiques, on génère une onde stationnaire. Quand l'amplitude de l'onde stationnaire atteint une valeur donnée, on observe une intermittence de contact entre les pieds qui supportent le résonateur et le substrat plan sur lequel un utilisateur déplace cet actionneur. Ainsi, la force de frottement perçue par utilisateur est moins élevée

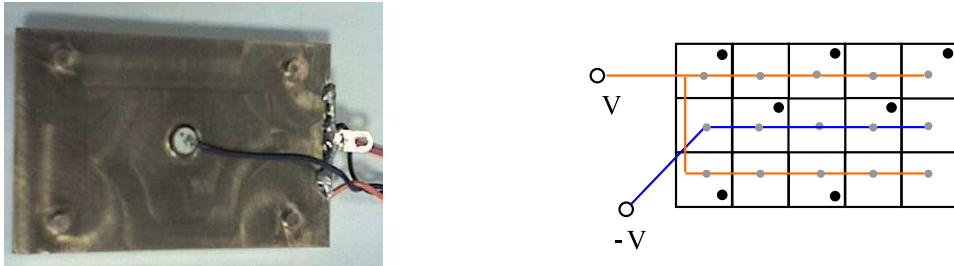


FIG. 1.15 – (a) Actionneur plan à retour d'effort; (b) Matrice de piézocéramiques et connexions d'alimentation

quand l'actionneur est excité. En conséquence, on peut alors faire varier la force résistante retournée par la plaque à l'utilisateur qui la manipule (56).

Dans la gamme des actionneurs rotatifs, les moteurs à onde progressive ont déjà été étudiés dans le cadre d'applications à retour d'effort Dans (71), les auteurs utilisent un prototype de moteur, qu'ils ont fabriqué et identifié. Ils appliquent un contrôle en couple complexe, permettant même l'estimation du couple moteur et donc évitent le capteur de couple supplémentaire. Cette commande a l'avantage de bien contrôler la mise en vibration du stator, et le contrôle indépendant de chaque onde stationnaire du stator. L'application visée était la motorisation d'une commande d'avion afin de fournir un retour d'effort au public. En effet, aujourd'hui cette fonction est réalisée par un système mécanique à base de ressorts, qui est lourd et encombrant. Un système actif peut permettre de réduire la masse. Cette application montre la possibilité d'une utilisation de l'actionneur piézo-électrique à la fois en moteur ou en frein.

Dans (22) (25), un autre contrôle en retour d'effort est présenté. Ici, les auteurs travaillent sur le contrôle de la résonance du stator afin d'obtenir un fonctionnement stable, sans calage inopiné du moteur. En effet, en général, on cherche faire travailler le moteur au plus près de sa résonance statorique pour propager une onde progressive importante. Mais si par mégarde le point de fonctionnement dépasse la résonance, le moteur cale et ne redémarre plus. Or, il est très difficile de savoir si le moteur est proche ou non de sa résonance. Dans ce travail, une méthode qui immunise le moteur vis-à-vis de ce problème a été testée et appliquée à un manche à retour d'effort. Néanmoins, le contrôle à basse vitesse du moteur n'a pas été optimisé, et si le fonctionnement est stable, le comportement à faible vitesse pose problème.

Dans (6), les auteurs ont recours à un moteur piézo-électrique à onde progressive parce que l'application à retour d'effort envisagée devait être manipulée par un utilisateur au cours d'un examen sous IRM. Dans ce cas, on profite du fait que ces moteurs sont par nature construits en matériaux amagnétiques, il ne mettent en jeu aucun champs électromagnétique pour éviter les problèmes à basse vitesse. Les auteurs utilisent cette fois un système réducteur de vitesse.

Ces problèmes à basse vitesse sont évoqués dans (68); ici, l'objectif est de réaliser un système de suppression des tremblements (figure 1.16). Le dispositif se compose donc d'un moteur piézo-electrique en prise directe sur un dispositif de bras. Il est situé au niveau du joint de rotation qui

correspond au coude de l'utilisateur, et corrige son mouvement du bras en supprimant les tremblements. Il est mentionné que le moteur colle au moment où l'utilisateur tente d'inverser le sens de rotation de son avant bras, c'est-à-dire qu'il avance par saccade : dans un domaine où la vitesse est inférieure à 0.7 rad/sec , les auteurs ne peuvent plus contrôler le couple.



FIG. 1.16 – USR60 appliqué dans la réhabilitation de tremblement pathologique (68)

Ainsi, nous voyons que des dispositifs à retour d'effort ont déjà fonctionné avec des moteurs piézoélectriques à onde progressive. C'est parce qu'ils ne nécessitent pas de système de réduction de vitesse, et qu'ils sont capables de délivrer des efforts importants que nous envisageons de les utiliser dans la motorisation du Digitracker. Le paragraphe suivant fait une description brève du moteur à onde progressive, et présente son fonctionnement global.

1.3 PRÉSENTATION DU MOTEUR PIÉZO-ÉLECTRIQUE À ONDE PROGRESSIVE

1.3.1 Introduction

Dans cette section, on présentera d'abord globalement les caractéristiques des moteurs à onde progressive : sa construction, ses avantages et inconvénients, et donnera en exemple deux moteurs Shinsei. La théorie au fonctionnement du moteur sera étudiée dans le chapitre suivant.

Le moteur piézoélectrique à onde progressive exploite les vibrations mécaniques dans le domaine des fréquences ultrasoniques (44). Il est constitué d'un rotor et d'un stator excité par des céramiques piézoélectriques. Ainsi l'oscillation ultrasonique du stator, produite par l'application de tensions appropriées aux céramiques piézoélectriques, transmet par frottement, la force d'entraînement au rotor. L'amplitude de ces oscillations est très réduite, de l'ordre du micromètre. Pour optimiser cette oscillation, l'excitation sera faite dans le voisinage de la fréquence de résonance mécanique du stator (6).

En fait, ces moteurs sont beaucoup plus compacts que des machines électromagnétiques, et le couple massique est dix fois plus élevé que celui des moteurs électromagnétiques (76). De plus, ces moteurs fournissent un couple de blocage sans alimentation. Cette caractéristique mène à deux avantages principaux : d'abord, la position permanente du dispositif haptique est fixée par les moteurs ; deuxièmement, la simulation de murs peut

être améliorée en exploitant cette fonctionnalité comme détaillé dans le troisième chapitre.

1.3.2 Constitution du moteur

La constitution de ce type d'actionneur est représentée à la figure 1.17 dans le cas d'une configuration annulaire. Elle met en évidence que cet actionneur est composé principalement de deux parties : la partie d'entraînement constitué d'un anneau statorique et de céramiques piézoélectriques, et la partie entraînée composée par le rotor, une couche polymère de friction et le ressort de précontrainte qui a pour but de presser le rotor fortement sur la partie immobile. Tous les éléments ont une forme plate. Ces moteurs sont donc plats, ce qui leur confère un avantage en terme d'encombrement par rapport aux moteurs longs.

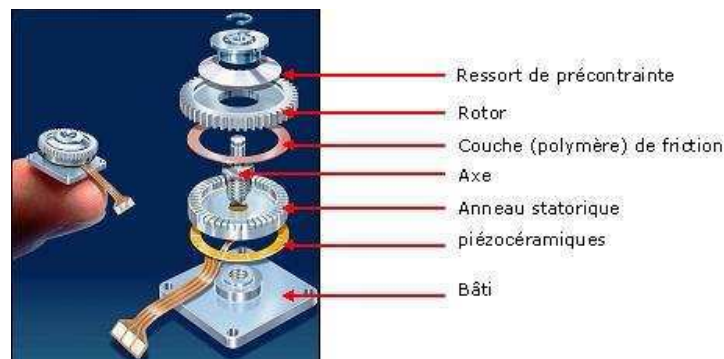


FIG. 1.17 – Constitution du moteur à onde progressive (17) (18)

1.3.2.1 Architecture mécanique

Organe d'entraînement - stator

Ici, on prend l'exemple du moteur Shinsei USR60 dont le stator consiste en un anneau de cuivre à l'arrière duquel est collé un anneau de céramiques assurant la mise en rotation. L'anneau est pourvu de dents dont le rôle est d'augmenter l'épaisseur apparente de la structure, sans pour autant réduire son élasticité, afin d'amplifier la composante tangentielle du déplacement particulaire et d'augmenter par voie de conséquence la vitesse de rotation du moteur (figure 1.18).

Dans l'architecture considérée, les éléments piézo-électriques fonctionnent en mode transversal. La figure 1.19 nous montre comment ces céramiques s'allongent, et peuvent générer une onde de flexion dans le matériau. Ce n'est cependant pas la seule solution pour créer une telle onde, l'utilisation de bâtonnets piézo-électriques fonctionnant en mode longitudinal a également prouvé son efficacité (61).

La polarisation des céramiques doit satisfaire aux conditions de propagation de l'onde de flexion. Pour ce faire, une alternance à la fois des phases et des directions de polarisation est nécessaire. La figure 1.20 montre l'agencement des éléments piézo-électriques collés sous le stator.

Organe entraîné - rotor



FIG. 1.18 – Stator du moteur à onde progressive (USR60)

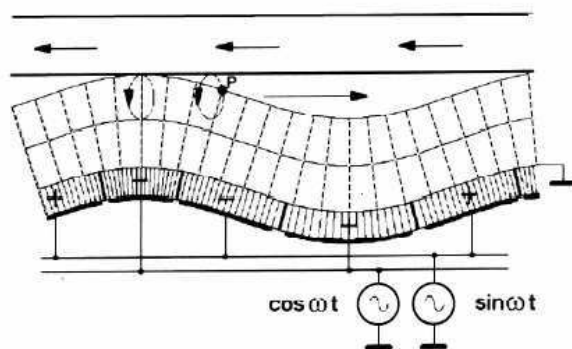


FIG. 1.19 – Déformation du céramique et du stator (22)

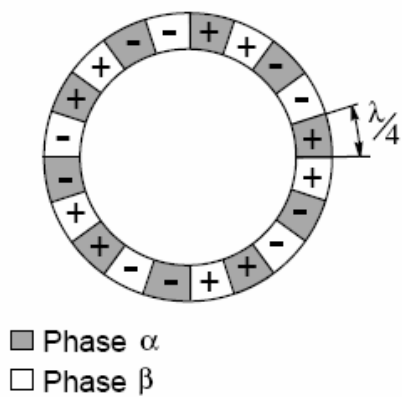


FIG. 1.20 – Agencement des éléments piézo-électriques

Le rotor est constitué d'un disque en duralumin, il est revêtu d'une couche de matériau polymère. L'effort axial est calibré par la compression d'un ressort rendu solidaire du disque d'appui de l'arbre par le jeu d'un système à ergot. Grâce à la pression générée dans la zone de contact, entre le stator et le rotor, il existe une force de frottement qui joue un rôle de traction au rotor (figure 1.21). La force de précontrainte permet aussi de fixer le couple de maintien sans alimentation du moteur selon la loi du frottement.



FIG. 1.21 – Rotor du moteur à onde progressive (USR60)(76)

1.3.2.2 Structure de l'anneau d'excitation

L'anneau de céramique est divisé en deux séries de céramique. Chaque série est alimentée idéalement par une tension sinusoïdale dans le domaine ultrasonique, cette tension génère alors deux ondes stationnaires dans le stator, la théorie de la génération d'onde sera présentée dans le chapitre suivant. Un déphasage d'onde de 90 degrés est alors introduit entre les deux séries d'excitation de façon à générer une onde progressive par la superposition des deux ondes stationnaires. Grâce à l'onde progressive, les points à la surface du stator décrivent une trajectoire elliptique (Chapitre 2) qui permet de combiner des déplacements verticaux et horizontaux. La figure 1.22 met en évidence que dans la géométrie de l'anneau statorique, les céramiques sont réparties en deux phases, selon leurs directions de polarisation, l'effet de l'onde progressive ayant un mouvement elliptique à chaque point est illustré figure 1.22(b).

1.3.3 Avantages et inconvénients

Par rapport à un moteur classique de même taille (DC, quelques watts), le moteur piézo-électrique à onde progressive a un couple massique potentiellement élevé; il a une caractéristique de basse vitesse et fort couple, il n'a plus besoin de réducteur, c'est-à-dire il est plus petit et plus léger (13); son niveau de bruit est très faible grâce à sa vibration ultrasonore, et avec un temps de réponse de l'ordre de la milliseconde; à l'arrêt, le moteur est naturellement bloqué sans consommer d'énergie grâce à la pression du rotor sur le stator, ce qui sera un atout pour la commande à appliquer en mode mur (chapitre 4); en outre, il n'y a aucun risque de perturba-

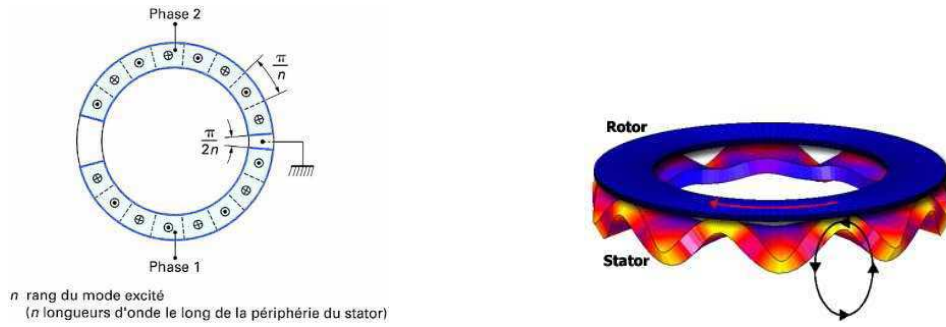


FIG. 1.22 – Caractéristique de : (a) Structure de l'anneau d'excitation ; (b) Mouvement elliptique dû à onde progressive (18)

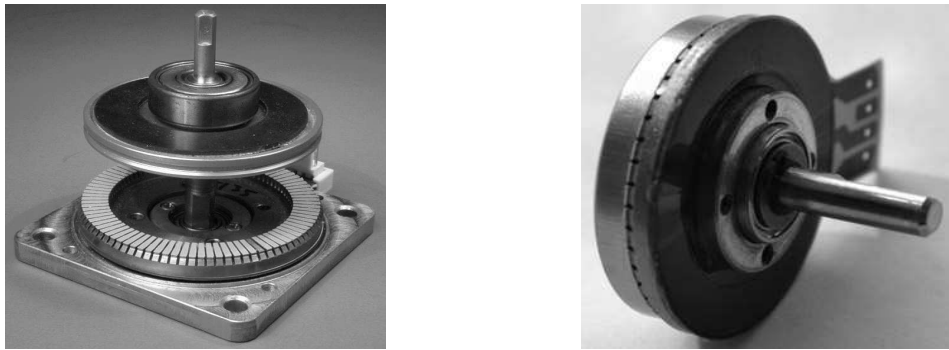


FIG. 1.23 – USR60 et USR30 de Shinsei

tion électromagnétique, ce qui peut être un atout pour des environnement particuliers.

Par contre, la faible durée de vie (2000h), due à l'usure de l'interface de friction, devient un de ses inconvénients. Le coût élevé (développement, fabrication des céramiques, nouvelle technologie), l'alimentation électrique complexe (contrôle et concordance des 2 voies), sont deux autres insuffisances ; de plus, le rendement énergétique faible (10-25 pour cents) dû aux pertes dans la céramique piézoélectrique et lors de l'entraînement par friction est considérable. Enfin, cet actionneur a besoin d'une source électrique à haute fréquence.

1.3.4 Les moteurs à onde progressive de Shinsei

La Figure 1.23 présente une vue de l'architecture éclatée du moteur de USR60 (à stator de 60 mm de diamètre extérieur) et une vue globale sur l'USR30 (à stator de 30 mm de diamètre extérieur) produit par Shinsei au Japon. En fait, ces deux actionneurs ont une structure très similaire. Dans nos travaux, nous nous concentrerons plutôt sur l'USR30 qui sera implanté dans un périphérique de 3 degrés de liberté - le Digitracker. Les principales caractéristiques techniques du moteur USR30 sont rassemblées dans le tableau 1.1.

1.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté le contexte de nos travaux ; ensuite, nous avons introduit quelques actionneurs utilisés dans

	Standard
Fréquence d'utilisation	50KHz
Tension d'alimentation	110Vrms
Couple nominal	0.01Nm
Puissance nominale	1.3W
Vitesse de rotation nominale	250rpm
Couple maximal	0.5Nm
Couple de maintien	0.1Nm
Temps de réponse du moteur seul	1msec
Sens de rotation	2
Durée de vie	2000h
poids	45g

TAB. 1.1 – Paramètres de l'USR30 de Shinsei

les interfaces homme-machine à retour d'effort : les actionneurs électromagnétiques, pneumatiques ou hydrauliques, électro- ou magnéto-rhéologiques et enfin piézo-électriques. En particulier, nous avons présenté les avantages et inconvénients des actionneurs piézoélectriques par rapport aux actionneurs électromagnétiques qui sont souvent utilisés. Enfin, nous avons décrit la structure de l'actionneur piézoélectrique à onde progressive. Dans le chapitre suivant, on s'intéressera à la modélisation du moteur piézoélectrique à onde progressive en étudiant le moteur USR30 de Shinsei.

MODÈLE DYNAMIQUE DU COMPORTEMENT MÉCANIQUE DES MOTEURS PIÉZO-ÉLECTRIQUES À ONDE PROGRESSIVE

2.1 INTRODUCTION

Les moteurs piézo-électriques à onde progressive sont des convertisseurs électro- mécaniques, qui transforment donc l'énergie électrique en énergie mécanique. Cette conversion d'énergie ne se fait pas de manière directe, et passe par trois étapes successives. D'abord, l'énergie électrique est transformée en énergie mécanique par effet piézo-électrique inverse : des contraintes sont générées dans les céramiques d'excitation qui vont déformer le stator. Ce stator vibre car c'est un résonateur mécanique et une onde vibratoire se propage au sein du matériau, pour donner lieu à la seconde conversion d'énergie. Enfin, une troisième étape de conversion permet la production d'un effort de poussée sur un rotor que l'on presse fortement sur le stator.

On peut définir pour chaque conversion des variables d'action et de réaction qui permettent de définir les échanges énergétiques d'une étape à l'autre, (58). Signalons cependant que beaucoup de pertes apparaissent dans chaque processus de conversion, ce qui rend difficile leur identification précise.

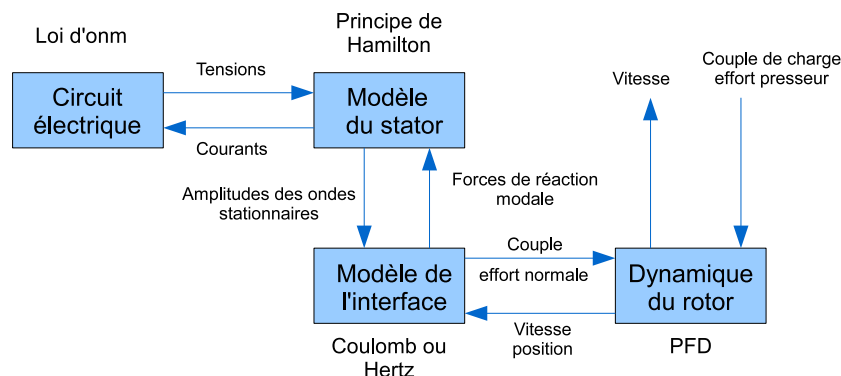


FIG. 2.1 – principe de conversion d'énergie au sein d'un MPE (58)

De nombreuses modélisations ont été proposées pour décrire le fonctionnement de chaque processus de conversion d'énergie. Signalons les modèles de (36), (51), (21), (22) qui modélisent l'ensemble de la chaîne de conversion, des grandeurs électriques d'alimentation aux grandeurs mécaniques mesurées. Dans cette thèse, nous ne nous intéressons qu'à la modélisation causale de la conversion mécano - mécanique qui apparaît au contact stator - rotor.

Des travaux antérieurs ont déjà été entrepris dans ce sens, et nous trouvons de nombreux modèles pour décrire les phénomènes mis en jeu. Pour expliquer, dans des conditions réelles de contact, l'apparition d'un couple sur le rotor, (71), (6), (87), (34) proposent un modèle de contact entre le stator et le rotor sous l'hypothèse qu'il existe une certaine élasticité dans la couche de contact. L'onde progressive y pénètre alors, il y a donc une multitude de points de contact (32). La vitesse de cette onde et la vitesse du rotor sont différentes ; grâce à cette différence, (71) (6) modélisent le phénomène de contact en séparant la zone de contact en zones entraînantes et freinante, le couple du moteur pouvant alors être calculé en intégrant les effets sur les deux zones. Quand le couple du moteur est nul, la zone entraînante et la zone freinante sont équivalentes. La figure 2.2 présente une vue en coupe du stator vibrant, pénétrant dans une couche élastique collée au rotor. Elle montre également le profil en vitesse particulière des points du stator, comparée à la vitesse du rotor. Cette dernière est constante pour tous les points de contact du rotor, tandis que la vitesse particulière des points du stator varie en fonction de la position car le stator vibre. C'est pourquoi il existe une vitesse relative stator/rotor non nulle sur l'ensemble des points de contact : certains points de contact freinent le rotor, d'autres l'entraînent.

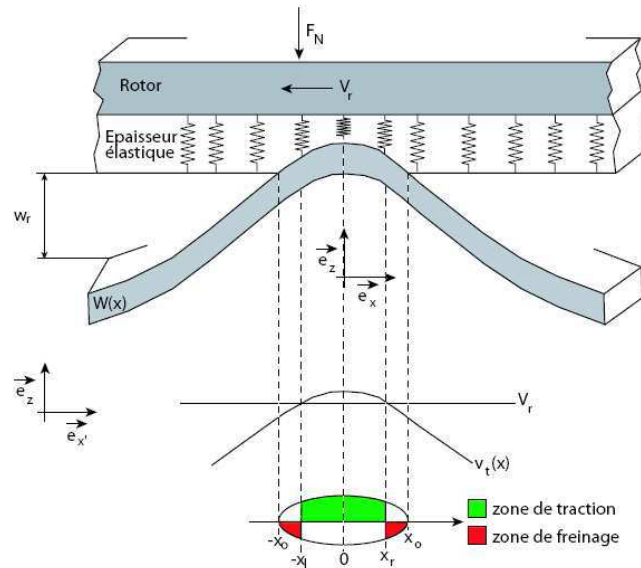


FIG. 2.2 – modèle de contact stator/rotor

Dans ce processus, le couple est supposé être produit par un frottement de coulomb, pour lequel on suppose connu le coefficient de frottement. D'autres phénomènes peuvent être pris en compte, comme la raideur tangentielle de la couche de friction (6), ou encore un effet de lubrification

causé par la vibration statorique. Si en général ces modèles permettent d'obtenir une bonne adéquation avec les mesures expérimentales, ils sont aussi très complexes. Ils montrent cependant que le couple produit est une fonction de la vitesse de rotation du moteur, de l'amplitude de la vibration du stator et du déphasage des deux ondes stationnaires.

Ces modèles peuvent être donnés sous forme analytique. Mais certains auteurs ont également tenté de décrire le phénomène de contact sous forme numérique (93), (92), (85), (78), (91). Par exemple, (53), utilise JNIKE3D - un code d'éléments finis - pour simuler le contact stator/rotor. L'intérêt est de pouvoir tenir compte de détails fins dans la géométrie du stator afin d'en déduire leur influence. Par exemple, dans le modèle de la figure 2.3, des dents au stator sont modélisées.

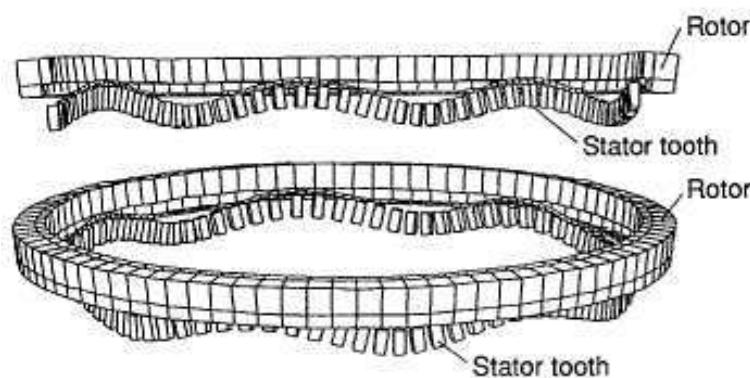


FIG. 2.3 – Modèle de contact stator/rotor modélisé par éléments finis (81)

Dans ces modèles, le couple est également calculé sur la base de la loi de Coulomb. A la différence des modèles analytiques, les zones freinantes ou entraînant sont discrétisées aux noeuds du maillage.

Ces modèles sont nécessaires dans une démarche de conception, car ils permettent de connaître a priori les caractéristiques couple-vitesse d'un moteur à partir de sa géométrie. Cependant, ils sont très lourds et trop complexes pour pouvoir fournir, par inversion, les lois de commande adaptées.

Des modélisations plus simples ou plus idéalisées ont été développées et attirent donc notre attention (39) (20) (50) (52) (28). D'une manière générale, ces approches globalisent les phénomènes de contact. L'idée est de fournir la relation qui relie la vibration statorique, la vitesse de rotation et le couple sur l'arbre. Par exemple, dans (59), une résistance dans un schéma électrique équivalent permet de modéliser cette relation.

Dans ce travail, nous nous basons sur la modélisation décrite dans (22) faisant appel au concept du rotor idéal. Dans une première partie, nous détaillons les équations relatives à ce modèle que nous améliorons dans une deuxième partie pour l'étendre au cas des régimes transitoires.

2.2 MODÉLISATION CAUSALE ET APPROCHÉE SOUS L'HYPOTHÈSE DU ROTOR IDÉAL

2.2.1 Description du système

Les moteurs rotatifs à onde progressive élaborés par (70) se composent d'un rotor discoïdal et d'un stator annulaire. L'épaisseur de ce dernier est faible devant les autres dimensions, permettant de le considérer comme une plaque mince (hypothèse H1). Sur celui-ci, des éléments piézoélectriques sont collés afin d'exciter les modes vibratoires de la plaque (figure 2.4). Les éléments se répartissent en 2 voies d'alimentation, la voie α , et la voie β (25) (27). Ils sont respectivement alimentés par les tensions v_α , v_β . Chacune génère une onde stationnaire parfaitement sinusoïdale (H2) décalée dans l'espace. Les deux ondes se superposent pour constituer une onde progressive. Le stator est optimisé pour propager un mode de flexion d'ordre k , c'est à dire que l'on trouve k ondes de flexion ; les moteurs commerciaux Shinsei présentent ainsi un nombre k égal à 9 ou 11, et la fréquence de résonance se situe aux alentours de 40kHz à 50kHz. La figure 2.5 montre dans un repère cartésien la position des éléments piézo-électriques répartis en deux phases.

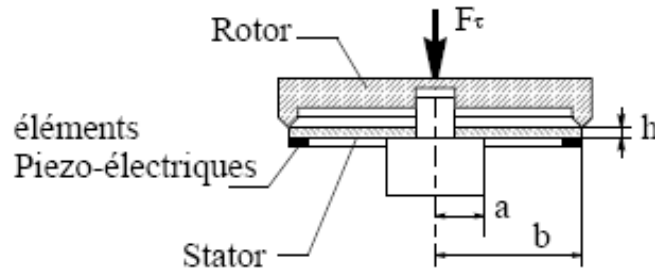


FIG. 2.4 – Coupe transversale du moteur étudié

On note :

a - le diamètre intérieur du stator ;

b - le diamètre extérieur du stator ;

h - la position du plan neutre du stator, qui peut être calculés (29).

Le plan neutre est un plan particulier du stator où les déplacements radiaux et tangentiels sont nuls.

2.2.2 Cinématique du stator

Nous définissons un repère tournant $R_\theta (\vec{u}_r, \vec{u}_\theta, \vec{u}_z)$ dans le repère cartésien fixe $R_1 (\vec{u}_x, \vec{u}_y, \vec{u}_z)$. On choisira d'exprimer les coordonnées d'un point M en coordonnées polaires (r, θ, z) dans R_1 , tandis que l'on conserve les coordonnées cartésiennes (u, v, w) dans le repère R_θ (26).

Lorsque la phase α est alimentée seule par une tension alternative sinusoïdale, l'onde stationnaire relative à α se propage. Chaque point M à la surface du stator de coordonnées polaires $\vec{OM} = (r, \theta)$ se déplace en M' sous l'action des contraintes générées par les éléments piézo-électriques.

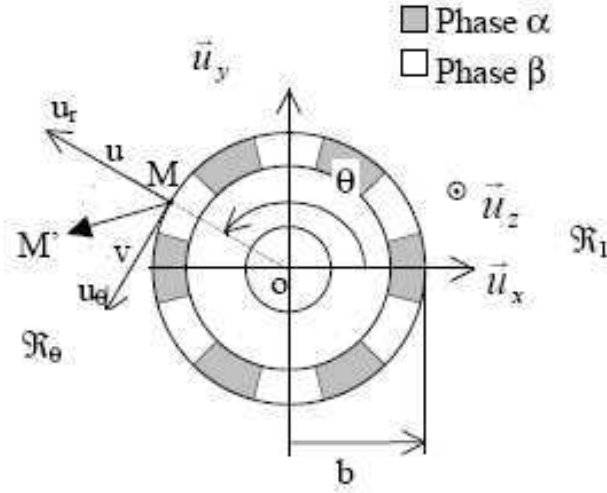


FIG. 2.5 – Définition du repère pour le MPE (22)

On note $\overrightarrow{MM'} = (u, v, w)$ relativement à R_θ . (83) (70) (24) ont montré que la déformation selon $\vec{u}_z$ s'écrit :

$$w(\theta, t) = w_\alpha(t) \cos(k\theta) \quad (2.1)$$

De même, lorsque la phase β est alimentée seule, une onde stationnaire décalée dans l'espace se propage ; la déformation selon u_z s'écrit alors :

$$w(\theta, t) = w_\beta(t) \sin(k\theta) \quad (2.2)$$

compte tenu de la localisation des éléments piézo-électriques de la phase β .

Sous l'hypothèse du comportement linéaire du résonateur mécanique, la déformation totale observée en chaque point du stator s'écrit :

$$w(\theta, t) = w_\alpha(t) \cos(k\theta) + w_\beta(t) \sin(k\theta) \quad (2.3)$$

Un cas particulier apparaît pour deux ondes en quadrature en supposant que l'amplitude des deux ondes stationnaires sont équivalentes et constantes, c'est-à-dire lorsque l'on pose :

$$w_\alpha(t) = W \cos(\omega t) \quad (2.4)$$

$$w_\beta(t) = W \sin(\omega t) \quad (2.5)$$

On a alors l'équation d'une onde progressive d'amplitude W .

$$w(\theta, t) = W \cos(\omega t - k\theta) \quad (2.6)$$

L'hypothèse des plaques minces peut être appliquée au cas du stator. Il s'en déduit une relation qui permet de calculer la déformation selon $\vec{u}_\theta$, notée v :

$$v = -k \frac{h}{b} \frac{\partial w}{\partial \theta} = -k \frac{h}{b} (-w_\alpha \sin(k\theta) + w_\beta \cos(k\theta)) \quad (2.7)$$

Dans le cas particulier de deux ondes en quadrature telles que définies à l'équation 2.4 et 2.5, la déformation selon $\vec{u}_\theta$ s'écrit :

$$v = -k \frac{h}{b} W \sin(\omega t - k\theta) \quad (2.8)$$

Ainsi, dans le plan $(\vec{u}_\theta, \vec{u}_z)$ la trajectoire d'un point M de coordonnées (θ, z) est donnée par :

$$v = -k \frac{h}{b} W \sin(\omega t - k\theta) \quad (2.9)$$

$$w = W \cos(\omega t - k\theta) \quad (2.10)$$

qui est l'équation d'un ellipse de petit axe $k \frac{h}{b} W$, et de grand axe W .

La figure 2.6 montre alors la déformation du stator selon $\vec{u}_\theta, \vec{u}_z$, en fonction de θ . Nous avons représenté aussi les trajectoires elliptiques obtenues.

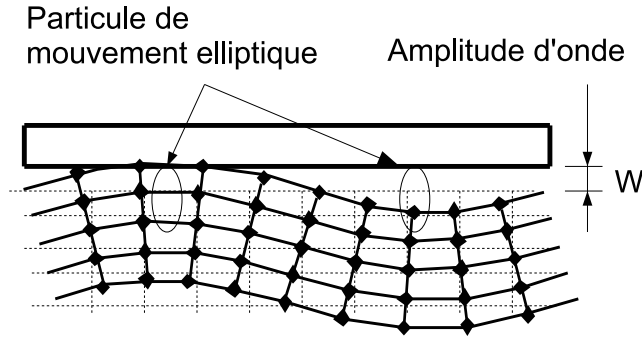


FIG. 2.6 – Onde progressive sur la surface du stator

C'est grâce à ce mouvement elliptique que le stator peut entraîner le rotor par friction. En effet, chaque point du stator devient alternativement point de contact avec le rotor. A ce moment là, sa vitesse est portée par l'axe tangentiel u_θ qui est communiquée au rotor par roulement sans glissement (voir l'hypothèse de 2.2.4).

Nous définissons θ_c comme l'angle mesuré dans le repère R_1 , où est localisé le point de contact. L'angle θ_c varie avec le temps et l'on peut démontrer qu'il dépend des amplitudes des ondes stationnaires par :

$$k\theta_c = \text{atan} \frac{w_\beta(t)}{w_\alpha(t)} \quad (2.11)$$

Dans le cas de deux ondes stationnaires en quadrature $k\theta_c = \omega t$.

Nous pouvons à présent calculer v_t la vitesse tangentielle du point de contact. Elle est donnée par :

$$v_T = \frac{dv}{dt} = -k \frac{h}{b} (-\dot{w}_\alpha \sin(k\theta_c) + \dot{w}_\beta \cos(k\theta_c)) \quad (2.12)$$

Encore une fois, nous pouvons donner le cas particulier d'une onde progressive :

$$v_T = -k \frac{h}{b} (\omega W \sin(\omega t) \sin(k\theta_c) + \omega W \cos(\omega t) \cos(k\theta_c)) \quad (2.13)$$

$$= -k \frac{h}{b} \omega W (\sin(\omega t)^2 + \cos(\omega t)^2) = -k \frac{h}{b} \omega W \quad (2.14)$$

Ainsi, dans ce cas particulier même si la trajectoire de chaque particule du stator est elliptique, un observateur qui suivrait le point de contact le ferait avec une vitesse de rotation constante. Cette vitesse que nous appelons Ω_{id} est donnée par :

$$\Omega_{id} = -\frac{v_T}{b} \quad (2.15)$$

Le signe '-' de l'équation 2.15 provient d'une inversion du sens positif de la vitesse de rotation du moteur. Dans le cas de deux ondes stationnaires en quadrature et de même amplitude, cela devient :

$$\Omega_{id} = k \frac{h}{b^2} \omega W \quad (2.16)$$

Un autre cas particulier concerne deux ondes stationnaires déphasées d'un angle φ , et nous écrivons :

$$w_\alpha(t) = W \cos(\omega t - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}) \quad (2.17)$$

$$w_\beta(t) = W \sin(\omega t + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2}) \quad (2.18)$$

Alors, une étude sur le stator (23) nous permet de montrer en annexe A1 que la vitesse du rotor idéal s'écrit en moyenne et approximativement :

$$\Omega_{id} = k \frac{h}{b^2} \omega W \sin(\varphi) \quad (2.19)$$

2.2.3 Caractéristiques couple-vitesse

Bien sûr, la vitesse réelle du moteur Ω mesurée sur le rotor est différente de Ω_{id} à cause des conditions de contact stator/rotor. A titre d'exemple, nous fournissons des caractéristiques expérimentales de la vitesse de rotation en fonction du couple fourni par le moteur.

Les mesures de la figure 2.7 (a) ont été produites par un moteur Shinsei USR30 dont les caractéristiques nominales sont données tableau 1.1. On constate bien une grande dépendance du couple produit en fonction de la vitesse et de l'amplitude de la vibration. Ces courbes ne sont pas linéaires, signe que le contact stator/rotor est un processus complexe.

Une autre caractéristique intéressante est celle donnée à la figure 2.7 (b), où nous traçons l'évolution de la vitesse du moteur à vide et en régime permanent en fonction de W . La caractéristique obtenue est linéaire par morceau, avec toutefois la nécessité de propager une onde d'amplitude supérieure à un certain seuil, noté W_{th} , pour faire tourner le moteur. Cette caractéristique est à rapprocher de l'équation 2.16, qui elle montre une évolution linéaire et sans seuil de la vitesse à vide, mais dans une approche idéale. Dans la suite, nous appellerons zone morte la zone de la caractéristique pour laquelle $W < W_{th}$.

C'est pour modéliser ces caractéristiques qu'un grand nombre de modèles ont été construits. La modélisation que nous proposons se veut simple de manière à être inversible et pouvoir fournir des lois de contrôle adaptées. Cette modélisation se base sur l'hypothèse du rotor idéal exposé au paragraphe suivant.

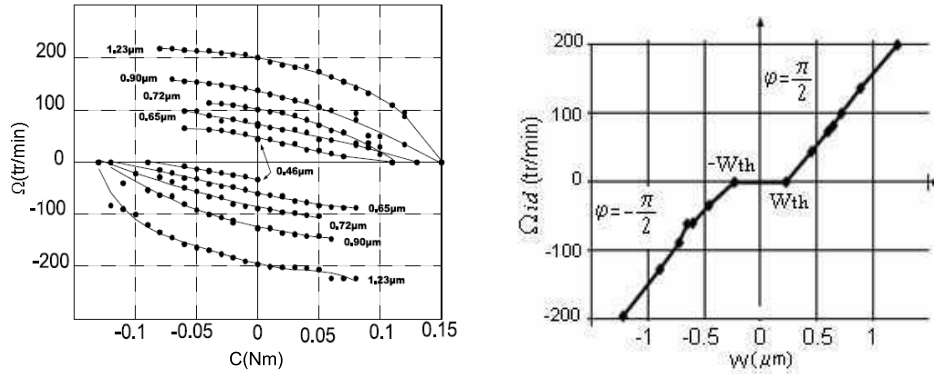


FIG. 2.7 – Caractéristique de : (a) couple-vitesse et (b) amplitude d'onde-vitesse ; $\varphi = \pm \frac{\pi}{2}$ (25)

2.2.4 Hypothèse du rotor idéal

C'est pour modéliser de manière simple les conditions de contact stator/rotor, que nous introduisons le concept de rotor idéal. Ce dernier est un rotor annulaire de masse nulle et entraîné par le stator avec des conditions de contact parfaites : roulement sans glissement au point de contact et pas d'écrasement du stator contre le rotor. Le rotor idéal entraîne le rotor réel par l'intermédiaire d'un contact imparfait que nous avons modélisé par un frottement visqueux.

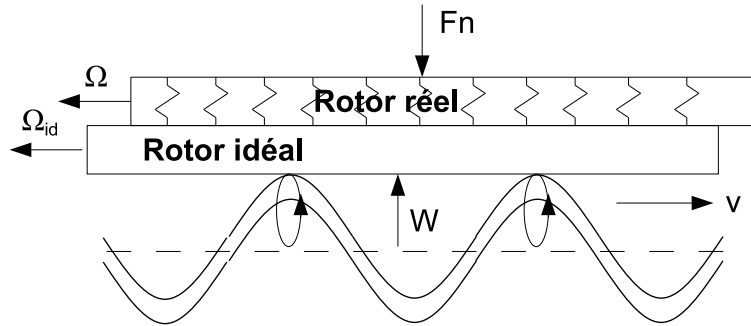


FIG. 2.8 – Description du modèle utilisé introduisant le rotor idéal

On relie alors le couple de sortie du moteur aux vitesses réelle et idéale des deux rotors par une relation approximative que l'on déduit des caractéristiques couple-vitesse expérimentales par une linéarisation.

$$C_m = f_0(\Omega_{id} - \Omega) \quad (2.20)$$

Avec C_m le couple de sortie du moteur piézo-électrique, f_0 le coefficient de linéarisation identifié en mesurant la moyenne de la pente des caractéristiques de la figure 2.7(a).

Une modélisation analogue pourrait également être entreprise le long de l'axe normal pour fournir l'effort d'appuie en fonction des vitesses de déplacement des deux rotors selon u_z . Cependant, ce volet de la modélisation ne sera pas entrepris dans ce travail, et nous nous focalisons uniquement sur le comportement selon l'axe tangentiel.

Nous pouvons ensuite donner l'évolution de la vitesse de rotation en fonction des couples extérieurs appliqués sur le rotor par application du

principe fondamental de la dynamique en rotation :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_r \quad (2.21)$$

Avec :

J inertie de l'ensemble du rotor et la charge

C_m couple fournit par le moteur

C_r couple résistant

L'ensemble de ces équations peut être représenté par un graphe informationnel causal (31) (45) tel que celui de la figure 2.9 :

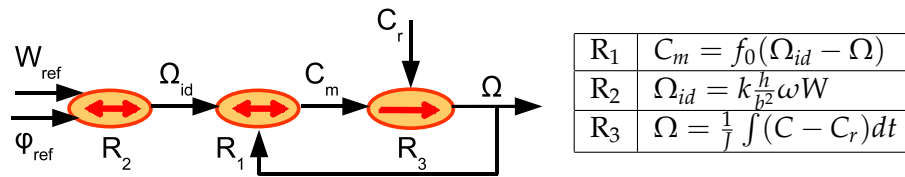


FIG. 2.9 – GIC du modèle simplifié (cas des ondes en quadrature)

Nous pouvons comparer les résultats de simulation de la figure 2.9 issus de ce modèle aux résultats expérimentaux de la figure 2.7 pour nous rendre compte que cette modélisation ne décrit pas l'effet de zone morte lorsque l'amplitude d'onde est trop faible. Ce modèle est donc complété ce qui fait l'objet du chapitre suivant.

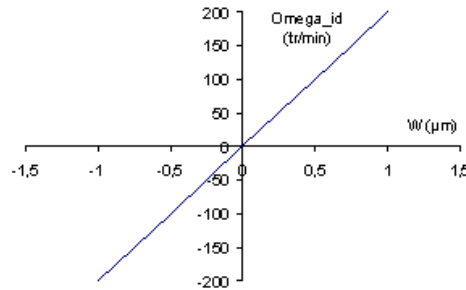


FIG. 2.10 – Caractéristique de $\Omega_{id}(W)$ sans zone morte (résultat du modèle simplifié)

2.3 PRISE EN COMPTE DE LA ZONE MORTE DANS LE MODÈLE GLOBAL

2.3.1 Introduction d'un couple de frottement supplémentaire

Lorsque W est petit, le stator colle sur le rotor, et à vide, le moteur ne peut pas entraîner le rotor. Dans l'exemple de la figure 2.7(b), ce phénomène apparaît pour $W < W_{th}$. Pour pallier ce problème, certains auteurs préconisent de faire varier la vitesse du moteur, non pas par action sur W , mais plutôt sur l'angle de déphasage entre les deux ondes stationnaires φ . Ce principe est illustré à la figure 2.11 dans laquelle nous avons tracé la vitesse à vide du moteur en fonction de φ , pour une amplitude d'onde donnée supérieure à W_{th} .

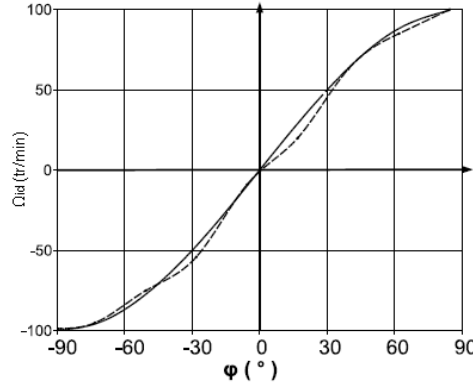


FIG. 2.11 – Caractéristiques déphasage-vitesse ; $W=0,65\mu m$; - théorique – expérimentale

La modélisation présentée au chapitre précédent ne prend pas en compte ce phénomène de seuil. Elle peut cependant être améliorée en supposant l'existence d'un frottement sec supplémentaire noté C_f entre rotor idéal et rotor réel. Ainsi, l'équation 2.21 peut être légèrement modifiée pour prendre en compte ce frottement.

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_r - C_f \quad (2.22)$$

Bien sûr, nous devons identifier la valeur de ce frottement. On écrira pour l'instant les relations R'_3 et R_4 avec :

$$R'_3 : C = C_m - C_f \quad (2.23)$$

$$R_4 : \Omega = \frac{1}{J} \int (C - C_r) dt \quad (2.24)$$

La figure de modèle simplifié 2.9 est alors modifiée en :

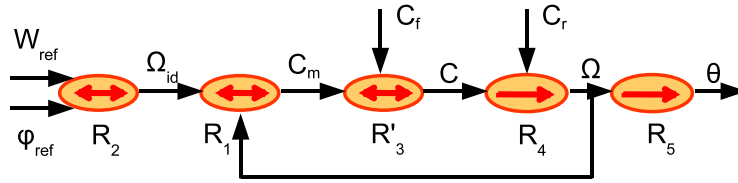


FIG. 2.12 – GIC du modèle prenant compte la zone morte

En régime permanent établi ($\frac{d\Omega}{dt} = 0$) et à vide ($C_r = 0$) il vient que :

$$C_m - C_f = 0 \Rightarrow C_f = C_m \quad (2.25)$$

$$= f_0(\Omega_{id} - \Omega) \quad (2.26)$$

$$= f_0(k \frac{h}{b^2} \omega W \sin(\varphi) - \Omega) \Rightarrow \quad (2.27)$$

$$\Omega = k \frac{h}{b^2} \omega W \sin(\varphi) - \frac{C_f}{f_0} \quad (2.28)$$

Ainsi, il vient que la caractéristique $\Omega(W)$ est une droite de pente $k \frac{h}{b^2} \omega \sin(\varphi)$, d'ordonnée à l'origine $-\frac{C_f}{f_0}$, ceci est théorique car lorsque la

hauteur d'onde est nulle, la vitesse l'est également. Ceci permet d'identifier au paragraphe suivant les valeurs du couple de friction C_f à imposer pour tenir compte de la zone morte. En effet, pour $\varphi = \frac{\pi}{2}$ et $\Omega = 0$, nous avons :

$$k \frac{h}{b^2} \omega W = \frac{C_f}{f_0} \quad (2.29)$$

Le décollement se produit si :

$$W = W_{th} = \frac{C_f}{f_0} \frac{b^2}{kh\omega} \quad (2.30)$$

Alors, la mesure de W_{th} permet d'identifier, par inversion de la relation 2.30 la valeur de C_f .

2.3.2 Validation par simulation

Nous montons dans ce paragraphe comment l'introduction du couple de friction C_f permet de prendre en compte l'effet de la zone morte. Pour cela, nous comparons les caractéristiques $\Omega(W)$ simulée et expérimentale. Au cours de l'essai, nous fixons φ à $\frac{\pi}{2}$ puis à $-\frac{\pi}{2}$ et nous faisons varier W de manière linéaire entre 0 et $1\mu\text{m}$. Nous relevons alors la vitesse à vide du moteur (2.13, 2.14) .

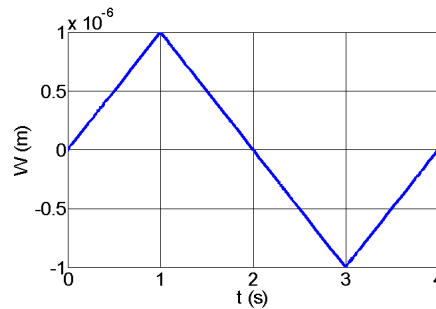


FIG. 2.13 – Evolution temporelle de l'amplitude d'onde progressive

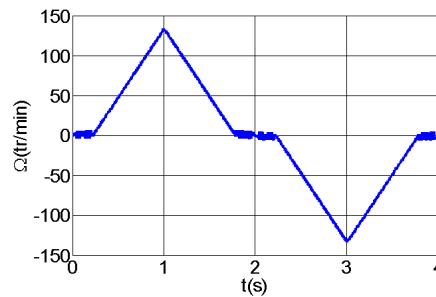


FIG. 2.14 – Vitesse à vide correspondant à l'évolution de W

Nous pouvons en déduire figure 2.15 la caractéristique $\Omega(W)$ simulée.

Nous comparons alors les figures 2.15 et 2.7(b), nous constatons que la zone morte est bien prise en compte avec ce modèle. La longueur de cette

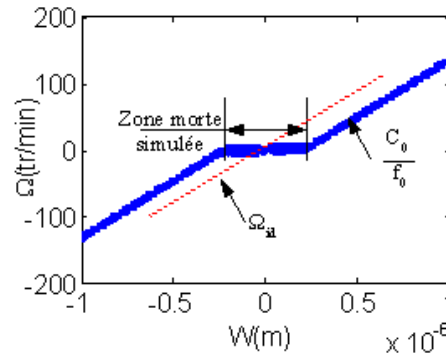


FIG. 2.15 – Vitesse à vide en fonction de W . Zoom autour de $\Omega = 0$

zone morte est donnée par la valeur de C_f , elle-même identifiée à partir de la mesure de W_{th} comme montré au paragraphe précédent.

D'un point de vue du régime permanent, dont les caractéristiques ont fourni la base du modèle, la modélisation est donc convenable, tout au moins en ce qui concerne les caractéristiques à vide. Cependant, nous verrons au paragraphe suivant qu'une amélioration est encore possible pour prendre en compte le comportement dynamique du moteur à son démarrage.

2.4 PRISE EN COMPTE DU STICK-SLIP OU MODÉLISATION DYNAMIQUE GLOBALE DU CONTACT STATOR/ROTOR

2.4.1 Introduction

Le modèle tel que décrit par le graphe informationnel causal de la figure 2.12 est fondé sur des caractéristiques obtenues en régime permanent. Nous traitons ici le cas du broustement du moteur - stick-slip en anglais - qui ne peut être mis en évidence que par l'examen des réponses transitoires de la vitesse. Nous réalisons donc figure 2.16 un essai expérimental pendant lequel W augmente de manière linéaire en fonction du temps. Le rotor reste immobile, comme si il était collé au stator. Lorsque W devient suffisant, il démarre subitement, ce qui peut être observé en $t=t_0$, : il décolle. La valeur du seuil qui permet de décoller le rotor est plus grand que le seuil W_{th} , c'est pourquoi après cette phase transitoire, la vitesse s'établit à une valeur raisonnable. Ensuite, lorsque W diminue, le moteur ralentit jusqu'à l'arrêt, cette fois de manière normale, c'est-à-dire conformément à la caractéristique de la figure 2.7(b).

Ce problème est important dans les interfaces à retour d'effort, car le moteur y fonctionne souvent à vitesse quasi nulle. Le collage crée des perturbation au niveau du couple que la commande doit pouvoir éviter. Il est donc nécessaire de disposer d'un modèle représentant ce comportement afin de le traiter.

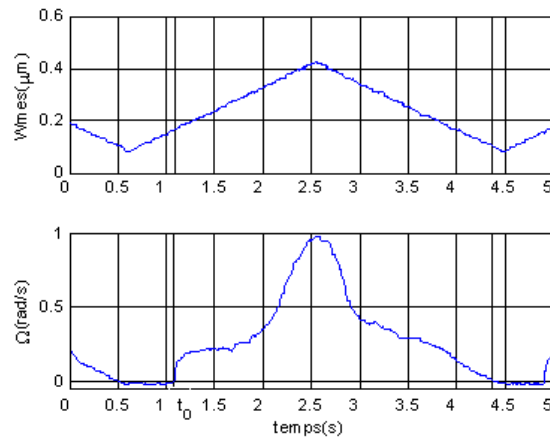


FIG. 2.16 – Effet de collage d'un USR30 à vide

2.4.2 Construction du modèle par réseau de Pétri

L'effet de stick-slip tel qu'il est généralement décrit, trouve son origine dans la différence entre frottement statique et frottement dynamique. Avant de montrer la modélisation dans le cas de notre application, nous fournissons ici une explication au phénomène dans un cas simple.

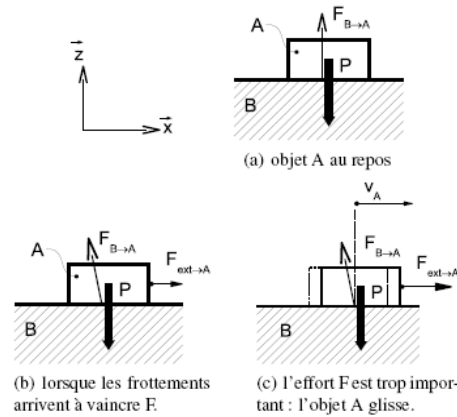


FIG. 2.17 – Objet soumis à un frottement statique et dynamique

Prenons figure 9 un objet A reposant sur un plan B. Un utilisateur applique sur A un effort tangentiel $\vec{F}_{ext \rightarrow A}$. Par ailleurs, A subit l'effet de son poids $\vec{P} = -P_z$ et de la réaction du plan B, notée $\vec{F}_{B \rightarrow A}$. Si $\vec{F}_{ext \rightarrow A} = 0$ (2.17(a)), l'équilibre de A montre facilement que $\vec{F}_{B \rightarrow A} = -\vec{P} = P_z$. Augmentons alors progressivement l'effort tangentiel de l'utilisateur $\vec{F}_{B \rightarrow A} = F\vec{x}$. Supposons dans un premier temps que cet effort n'est pas suffisant pour compenser les frottements qui apparaissent à l'interface entre A et B; A est alors en équilibre (figure 2.17(b), ce qui impose que :

$$\vec{F}_{B \rightarrow A} = -(\vec{P} + \vec{F}_{ext \rightarrow A}) = P_z - F\vec{x} \quad (2.31)$$

Au fur et à mesure que l'on tire davantage sur le solide A, F augmente. Si F atteint une valeur limite, telle que $|F| = \mu_s P$, alors il y a glissement :

A se met en mouvement (figure 2.17(c)). Dès lors, la force de réaction du plan devient fixe, et ne dépend que de l'effort du plan sur l'axe normal :

$$\overrightarrow{F_{B \rightarrow A}} = \vec{P}_z - F_s \vec{x} \quad (2.32)$$

avec $F_s = \mu_d P$, tandis que A n'est plus à l'équilibre statique :

$$M_A \frac{dv_A}{dt} = F - F_s \quad (2.33)$$

Le solide A est donc dans deux états possibles : collé, $v_A = 0$ ou en glissement $v_A \neq 0$. Le passage de bloqué à glissant est imposé par l'effort que l'on applique tangentiellement à A. Le passage de l'état glissant à bloqué est imposé par la vitesse. Il est possible de modéliser ces transitions et ces états à l'aide d'un réseau de pétri tel que décrit à la figure (2.19). Dans ce réseau, nous avons fait figurer les deux états possibles pour le solide A : bloqué ou glissant. Nous repérons l'état initial (à $t = 0$) par un point. Ici, l'état initial est l'état bloqué par convention. Nous faisons également figurer les équations relatives au fonctionnement de chaque état. Notons que dans l'état bloqué, une variable d'état - la vitesse - est fixée puisqu'elle est nulle. Nous repérons également les conditions de passage d'un état à un autre, que l'on appelle les transitions. Elles sont repérées par τ_1 pour le passage d'un état bloqué à un état glissant et τ_2 pour l'inverse.

On constate en général que $\mu_d < \mu_s$, ce qui a pour conséquence que l'effort F nécessaire pour mettre A en mouvement, équivalent à $\mu_s P$ est plus grand que l'effort de réaction $\mu_d P$ du plan sur l'axe $\vec{x}$ une fois que A se déplace. C'est pour cette raison que le solide A se met en mouvement subitement. Lorsque F varie au cours du temps (soit de manière volontaire, soit par parce que cet effort est appliqué via un ressort), le solide A alterne les phases bloquées et glissantes, ce qui a pour conséquence le stick-slip.

Du point de vue de la compréhension du phénomène, nous voyons qu'il est possible de poser les équations qui amènent au stick-slip. Les difficultés commencent lorsque l'on s'intéresse à sa simulation sous un logiciel du commerce comme Matlab-Simulink. En effet, nous sommes là face à un cas de fonctionnement non linéaire et non continu. Dans ce contexte, le modèle de Stribeck fournit une alternative intéressante. Il se base sur une caractéristique continue - et non linéaire - de la force de frottement en fonction de la vitesse relative au point de contact (57). Une caractéristique type est donnée à la figure 2.18. Lorsque la vitesse est nulle, la force de frottement est très grande. Puis, dès que le solide se met en mouvement, la force de frottement diminue, mais de manière continue.

Pour que la simulation soit fine et se rapproche au mieux du comportement réel, la zone de la caractéristique autour de $\dot{x} = 0$ doit être la plus étroite possible, ce qui ralentit la simulation. Il existe donc un compromis entre d'une part la vitesse de simulation et d'autre part sa validité avec cette méthode qui reste néanmoins facile à mettre en oeuvre.

Comme nous l'avons dit précédemment, nous avons opté pour une simulation par réseau de Pétri (11). Ces diagrammes montrent les transitions et les états dans lesquels se trouve le système. En fonction de chaque état, des équations sont associées et résolues.

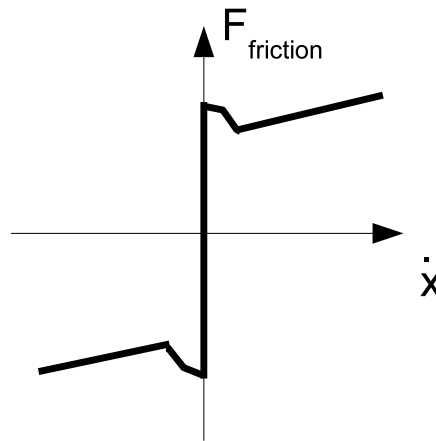


FIG. 2.18 – Modèle de frottement sec de Stribeck

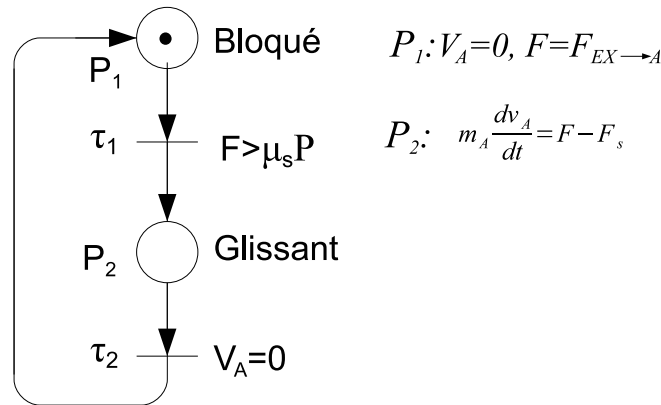


FIG. 2.19 – Schéma de pétri de 'stick-slip'

Nous pouvons considérer dans notre cas que nous obtenons un schéma de simulation de manière plus rigoureuse qu'avec le modèle de Stribeck. Nous verrons également par la suite que l'implantation de tels modèles se fait de manière assez directe grâce aux outils de Matlab. C'est pourquoi nous adaptons les équations 2.31 2.32 et 2.33 afin de pouvoir mettre sous cette forme notre système.

Par analogie, dans notre système, c'est C_f qui représente le frottement et qui est donc l'analogue de $\overrightarrow{F_{B \rightarrow A}}$; $(C_m - C_r)$ la somme algébrique des couples de l'extérieur sur le rotor est l'analogue de $\overrightarrow{F_{ext \rightarrow A}}$. Lorsque le moteur est à l'état glissant, la relation qui lie l'évolution de la vitesse aux couples extérieurs au rotor est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_r - C_d \quad (2.34)$$

avec C_d le couple de frottement dynamique. Compte tenu du fait que dans cet état nous devons retrouver le comportement du moteur exposé au chapitre précédent, nous poserons donc, conformément à l'équation :

$$C_d = f_0 K W_{th} \sin \varphi \quad (2.35)$$

avec

$$K = \frac{kh}{b^2} \omega$$

En ce qui concerne l'état bloqué du moteur, puisque la vitesse est nulle dans ce cas, nous devons fournir l'évolution du couple statique C_s qui est utile pour définir la transition de l'état bloqué à l'état passant, et ainsi bien prendre en compte l'effet de stick-slip.

Or, par expérience, nous avons appris que l'effet de stick-slip est réduit lorsque $\varphi \neq 0$ voire, peut être annulé si $\varphi=0$. Une étude analytique poussée du contact stator-rotor pourrait nous fournir l'évolution du C_s en fonction de φ . Cette étude n'a pas été entreprise dans le cadre de ce mémoire. Cependant, compte tenu de l'équation 2.35, nous proposons le modèle empirique suivant (2.36) afin de réduire dans le modèle l'effet de stick-slip par modification de l'angle de déphasage des deux ondes stationnaires observé en pratique.

$$C_s = C_0 \sin \varphi \quad (2.36)$$

avec C_0 le couple de frottement statique à déphasage $\varphi = \frac{\pi}{2}$.

Nous pouvons tracer figure 2.20 le réseau de Pétri qui résulte de ces équations.

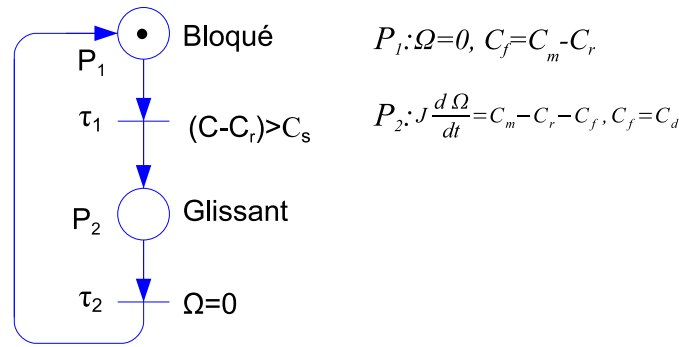


FIG. 2.20 – Schéma de pétri du 'stick-slip' dans le moteur

L'ensemble de ces équations peut être représenté une nouvelle fois sous forme de GIC. Ainsi, celui de la figure 2.12 peut être complété pour faire apparaître ces deux états qui conduisent à deux jeux d'équations distinctes, avec commutation de l'un vers l'autre. Pour cela, un aiguilleur, une relation simple de commutation, permettra de choisir l'une ou l'autre sortie du modèle selon l'état du moteur, qui est une sortie du réseau de Pétri montré précédemment (46) :

R_{st} :

$$\Omega = \begin{cases} \Omega_1 & \text{si glissant} \\ \Omega_2 = 0 & \text{si bloqué} \end{cases} \quad (2.37)$$

Nous venons de construire un modèle global de l'interface mécanique stator-rotor d'un moteur piézo-électrique à onde progressive prenant en compte le collage du moteur à vitesse nulle. Pour être valable, les résultats de ce modèle doivent être comparés aux essais expérimentaux du moteur. L'analyse et la comparaison des caractéristiques de fonctionnement

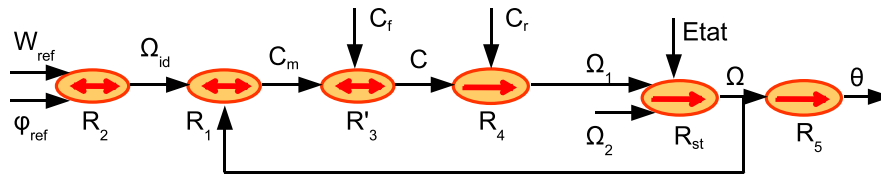


FIG. 2.21 – GIC du modèle mécanique avec 'stick-slip'

obtenues en simulation avec celles mesurées nous permettront de juger de l'efficacité du modèle proposé. C'est l'objet du paragraphe suivant qui fournira en outre une méthode d'identification des paramètres du modèle.

2.5 IMPLANTATION, IDENTIFICATION ET VALIDATION DU MODÈLE DYNAMIQUE DE L'INTERFACE MÉCANIQUE STATOR-ROTOR

Au cours de ce paragraphe, nous tentons de montrer la validité du modèle de simulation proposé, ainsi que les éléments clés de sa mise en œuvre dans un logiciel de simulation comme MATLAB-SIMULINK, et de l'identification de ses paramètres.

2.5.1 Implantation en simulation

D'un point de vue pratique un réseau de Pétri peut s'implémenter facilement sous Matlab si on possède la toolbox Stateflow. On crée alors une boîte possédant en entrée les variables qui contrôlent l'état du système et qui fournit en sortie justement l'état du système. On utilise une grandeur appelée "stick" qui vaut 1 si le moteur est dans l'état bloqué, ou 0 dans le cas contraire. C'est cette grandeur qui permet de contrôler les équations régissant l'évolution des variables d'état telles que décrites à l'équation 2.37.

Comme il est montré dans la figure 2.22, il y a trois signaux d'entrée : le 'novelocity' pour tester le changement de signe de la vitesse de rotor, le ' C_{sum} ' couple résultant de la somme de $C_m - C_r$, et le $\sin\phi$. Selon les conditions du réseau de Pétri, on obtient alors la consigne suivante : en sortie '1' pour l'état de 'stick', en sortie '0' pour l'état 'slip'.

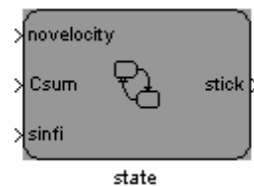


FIG. 2.22 – Bloc stateflow correspondant au schéma de pétri

Par ailleurs, une condition de mise à zéro doit être ajoutée sur l'intégrateur de la relation R'3 pour qu'au passage de l'état bloqué à l'état passant la vitesse soit bien nulle, comme le préconise (45).

Afin d'illustrer le comportement de ce modèle, nous reproduisons en simulation l'essai opéré à la figure 2.16, on donne une consigne triangulaire pour l'entrée de W et une constante de $\frac{\pi}{2}$ pour le déphasage φ (figure 2.23).

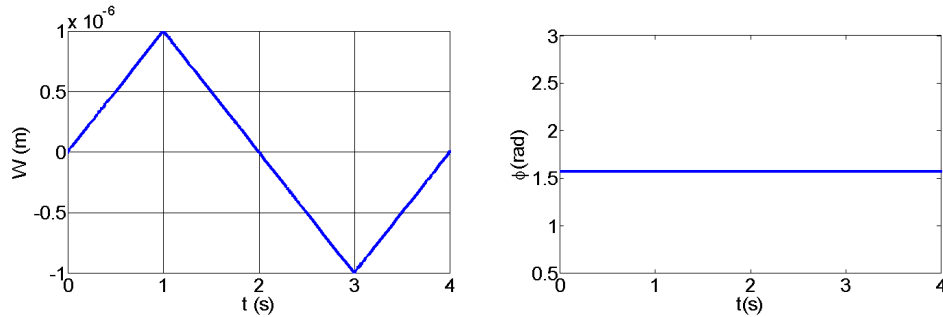


FIG. 2.23 – (a) Amplitude d'onde progressive ; (b) Déphasage des ondes stationnaires

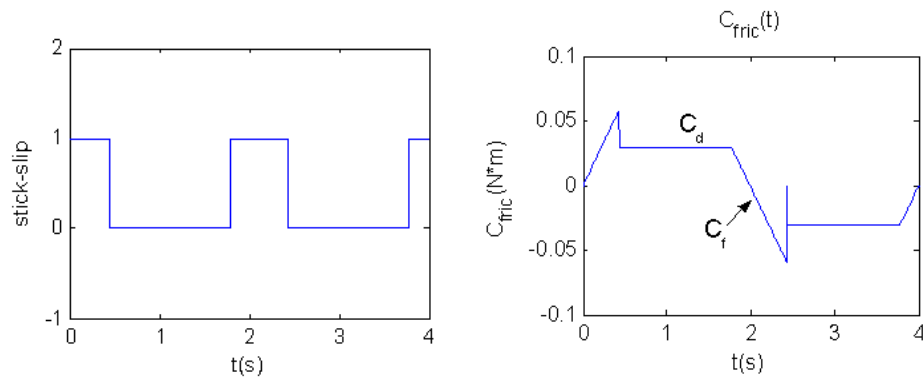


FIG. 2.24 – (a) Sortie 'Stick-slip' du réseau de Pétri ; (b) Couple de frottement avec collage

La caractéristique de la vitesse en fonction du temps correspondant à ces consignes n'est plus symétrique, il apparaît un hystérésis entre aller et retour dans la caractéristique de la vitesse Ω en fonction de l'amplitude d'onde W , l'effet de collage est alors bien simulé (figures 2.24 et 2.25).

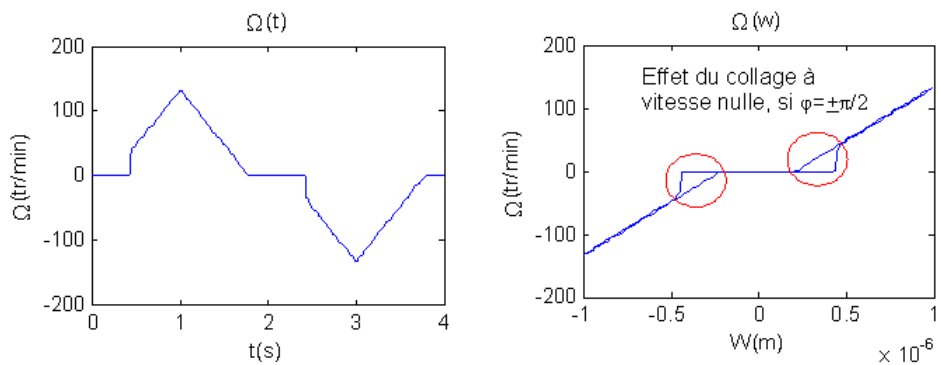


FIG. 2.25 – (a) Vitesse à vide ; (b) Vitesse en fonction de W (simulation)

Nous disposons ainsi d'un modèle permettant de prendre en compte les phénomènes dynamiques à l'interface stator/rotor. Le modèle se base sur l'ajout d'un frottement C_f et d'une boîte à état ou réseau de Pétri. Dans la suite de ce chapitre, nous montrons comment obtenir la valeur de ce frottement à partir d'essais expérimentaux.

2.5.2 Description de la plateforme d'essais

Nous décrivons dans ce paragraphe la plateforme d'essais utilisés pour l'identification des paramètres et la validation expérimentale du modèle. Concrètement, il s'agit de comparer les caractéristiques donnant l'évolution de la vitesse Ω en fonction de l'amplitude d'onde progressive W et du déphasage des ondes stationnaires φ .

Présentée figure 2.26, cette plateforme est composée d'un moteur SHINSEI USR30 (à gauche) alimenté par deux tensions d'amplitude 200V crête chacune ; ce moteur développe alors un couple nominal de 0,1Nm à environ 150tr/min. Une électronique de commande génère les tensions d'alimentation permettant d'obtenir l'amplitude d'onde (W) et leur déphasage (φ) convenable.

Puisque des essais en charge sont nécessaires, nous accouplons ce moteur à un moteur à courant continu (à droite), de type MAXON avec un couple nominal de 0,1 Nm, asservi en courant, qui permet donc le réglage du couple de charge C_r . Ce couple est mesuré par l'intermédiaire d'un capteur de couple de type DR-2 de marque SCAIME (en bleu au milieu). Enfin, la mesure de la vitesse est obtenue par dérivation de la position issue d'un codeur optique placé sur l'axe de l'ensemble (en bout d'arbre à gauche). Afin de bien connecter les deux moteurs et le capteur, deux joints d'accouplement sont nécessaires.

Un système dspace 1104 permet l'échantillonnage des variables mesurées, ainsi que le contrôle de l'amplitude d'onde - W et de l'angle φ . L'organisation du banc expérimental est donnée figure 2.27.

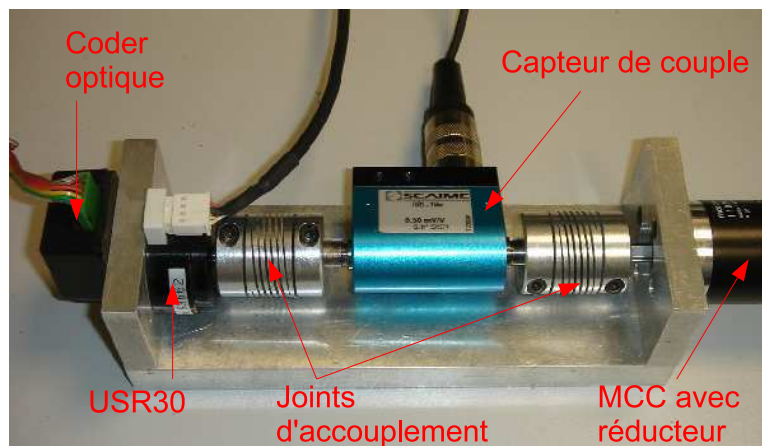


FIG. 2.26 – Banc d'expérimentation pour la validation de la modélisation

On donne des valeurs de référence au banc, comme illustré dans la figure 2.27, le couple résistant C_{ref} au MCC, le déphasage φ et la référence W d'amplitude d'onde au moteur USR30. En même temps, on mesure la position acquise par le codeur et le couple sur l'axe.

A partir de cette plate-forme, on fera deux types d'essais, à vide ou bien en charge, qui permettront de valider le modèle soit dans sa partie glissante, soit dans sa transition bloqué-glissant.

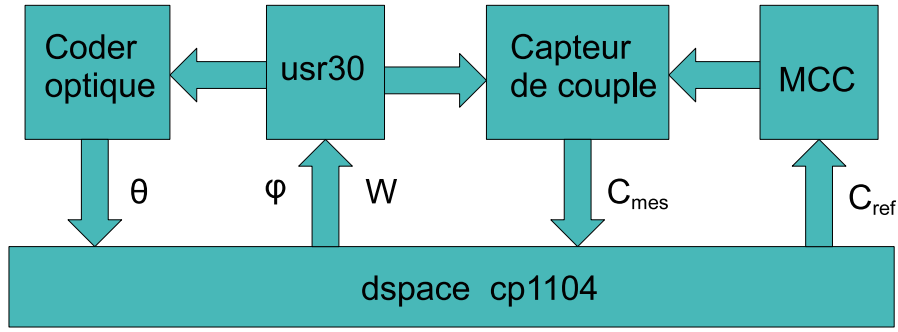


FIG. 2.27 – Organisation du banc expérimental

2.5.3 Validation expérimentale - Caractéristique à vide

Lorsque le moteur est à vide et en rotation, il se trouve donc dans l'état glissant - P_2 . Nous pouvons donc écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_r - Cd \quad (2.38)$$

Puisque le moteur est à vide et en régime permanent, posons $C_r = 0$ et $J \frac{d\Omega}{dt} = 0$. Il vient alors qu'au cours de ces essais $C_m = C_d$. Or, nous avons posé :

$$C_m = f_0(\Omega_{id} - \Omega) \quad (2.39)$$

$$C_f = C_d = f_0 k \frac{h}{b^2} \omega W_{th} \sin \varphi \text{ car état } P_2 \quad (2.40)$$

Il vient ainsi qu'à vide en régime permanent :

$$f_0(\Omega_{id} - \Omega) = f_0 \frac{kh}{b^2} \omega W_{th} \sin \varphi \quad (2.41)$$

Soit encore d'après A.14 :

$$\Omega = \frac{kh}{b^2} \omega (W - W_{th}) \sin \varphi \quad (2.42)$$

Les essais à vide que nous réalisons permettent d'identifier et de valider l'évolution du couple de frottement glissant que nous avons appelé C_d . Deux types d'essais sont menés :

- à déphasage fixe et amplitude de vibration variable

- à déphasage variable et amplitude de vibration constante

Pour chaque type d'essai, nous comparerons la sortie du modèle - obtenue à partir de l'équation 2.42 - aux mesures expérimentales.

Validation de $\Omega - W$

Les phénomènes caractéristiques simulés que nous allons comparer aux résultats expérimentaux traduisent dans un premier temps l'évolution de la vitesse du moteur à déphasage constant. Dans ces essais, nous fixons φ à une valeur prédéterminée (entre -90° et $+90^\circ$) et nous diminuons W par

paliers successifs ; nous relevons pour chaque point de mesure la valeur de Ω .

Les résultats expérimentaux pour des déphasages de 90° , 60° , 45° et 30° et -90° , -60° , -45° et -30° sont donnés à la figure 2.28 et 2.29. Notons que dans cette figure, pour plus de lisibilité, nous avons adopté la convention selon laquelle un déphasage négatif est représenté sur la figure par la zone de la caractéristique pour laquelle W est négatif.

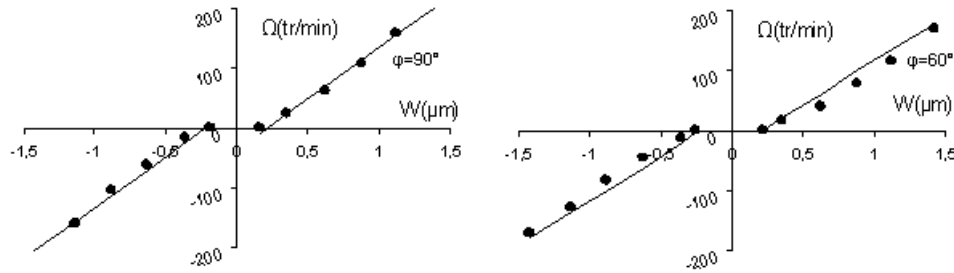


FIG. 2.28 – (a) Ω en fonction de W ; $\varphi = 90^\circ$; (b) Ω en fonction de W ; $\varphi = 60^\circ$

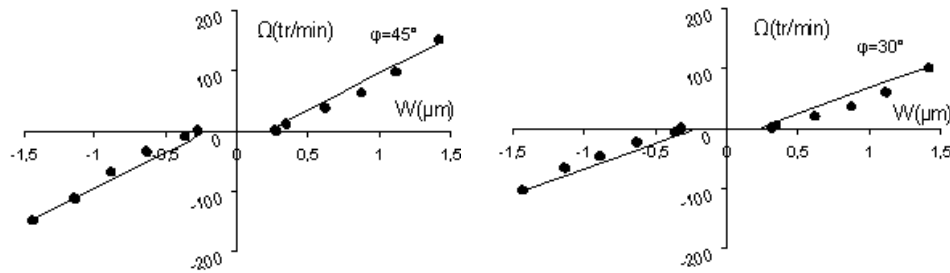


FIG. 2.29 – (a) Ω en fonction de W ; $\varphi = 45^\circ$; (b) Ω en fonction de W ; $\varphi = 30^\circ$

Sur ces caractéristiques expérimentales, nous avons placé en trait plein la sortie du modèle. Ce modèle est linéaire par morceau, et de l'équation 2.42 nous pouvons faire deux remarques importantes :

- l'évolution de la vitesse à vide est linéaire par morceau. La pente lorsque le moteur tourne vaut $k \frac{h}{b^2} \omega \sin \varphi$. La pente varie donc selon φ . Une méthode permettant d'identifier le paramètre $k \frac{h}{b^2} \omega$ consiste donc à tracer l'évolution des pente de la caractéristique en fonction de φ , ce que nous avons fait à la figure 2.28 et 2.29, et d'y faire correspondre notre modèle au mieux des points. Nous nous rendons compte alors que l'écart entre le modèle et les mesures expérimentales est réduit, ce qui nous permet de conclure sur une bonne adéquation sur ce point entre mesure et modèle.
- La taille de la zone morte ne varie pas avec φ . Cette constatation peut également se faire sur la caractéristique expérimentale : le plat en $\Omega = 0$ possède une largeur constante. Il vaut W_{th} conformément à 2.16.

Ainsi, ces premiers essais démontrent une bonne adéquation entre modèle et mesures expérimentales. Ils permettent en outre d'identifier la valeur de certains paramètres comme la valeur de l'amplitude vibratoire en limite de zone morte (W_{th} qui ne dépend pas de φ) et des paramètres géométriques du moteur.

Pour être complète, cette partie de validation doit également traiter le cas de l'évolution de la vitesse à vide à amplitude d'onde constante.

Validation de $\Omega - \varphi$

Nous fixons à présent l'amplitude de vibration W à $1,33\mu\text{m}$, $1\mu\text{m}$, $0,67\mu\text{m}$, $0,33\mu\text{m}$ soit des valeurs supérieures à W_{th} et nous relevons figure 2.30 l'évolution de la vitesse du moteur en fonction de φ . Cette fois, le modèle prévoit une évolution en $\sin\varphi$ de la vitesse, conformément à l'équation 2.42, ce que nous constatons une nouvelle fois expérimentalement. Ainsi, modèle et expérience concordent, quel que soit le niveau de vibration statorique imposé.

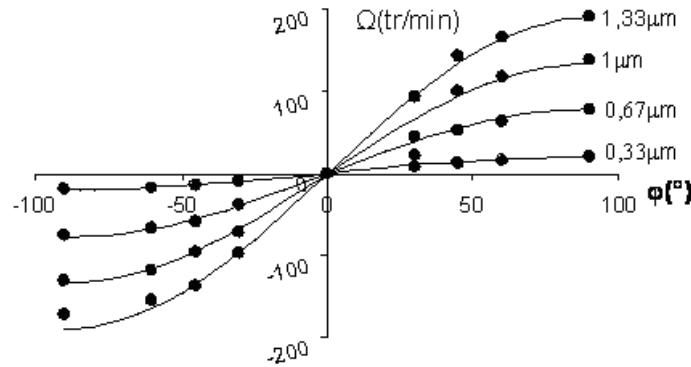


FIG. 2.30 – Ω en fonction de φ avec W différents

Nous validons ainsi l'évolution de la valeur du couple de frottement C_d que nous avons supposée a priori.

Ces essais à vide ont permis de valider le modèle du moteur lorsqu'il n'est pas bloqué. Ils ont abouti à la détermination de l'évolution du couple de frottement en mode glissant C_d .

En valeur numérique, nous obtenons :

$\frac{kh}{b^2}\omega$	C_d
29mm^{-1}	0.04Nm

TAB. 2.1 – Paramètres de frottement dynamique

Les essais en charge menés au paragraphe suivant ont pour but de valider le modèle du moteur bloqué, avec la détermination du couple à l'état bloqué C_s .

2.5.4 Validation expérimentale - Caractéristique en charge

Afin de démontrer la validité du modèle au passage du mode bloqué au mode glissant, nous effectuons des essais au cours desquels W est maintenu constant et égal à $0,75\mu\text{m}$, tout en faisant varier le couple résistant C_r par l'intermédiaire du moteur à courant continu. Lorsque C_r est nul, Ω vaut environ 100tr/min. Lorsque C_r augmente, le moteur freine : la vitesse décroît jusqu'à l'arrêt et le moteur bloque. Lorsque C_r continue d'augmenter, la vitesse reste nulle puis, lorsque C_r dépasse le couple de frottement statique, C_s , il se met à tourner dans le sens opposé.

En effet, si le moteur est bloqué, nous avons :

$$|C_f| = |C_m - C_r| < C_s \quad (2.43)$$

En cas de mode glissant, nous avons :

$$|C_f| = |C_m - C_r| > C_s \quad (2.44)$$

On a alors au moment exact de la transition bloqué-glissant, $\Omega = 0$ et :

$$C_r > C_s + C_m = C_s + f_0 KW \sin \varphi \quad (2.45)$$

d'après 2.38 et A.14.

Durant cet essai donc, après glissement, le moteur tourne en sens inverse de sa vitesse à vide. Nous relevons alors le couple C_r nécessaire au décollage du moteur. Nous avons réalisé cet essai pour plusieurs valeurs de φ ; Nous en déduisons alors la valeur de C_s , à partir de l'équation 2.36. Nous reportons alors figure 2.31 l'évolution de C_s en fonction de φ . Nous avons reporté sur cette même figure le modèle décrit par l'équation 2.36.

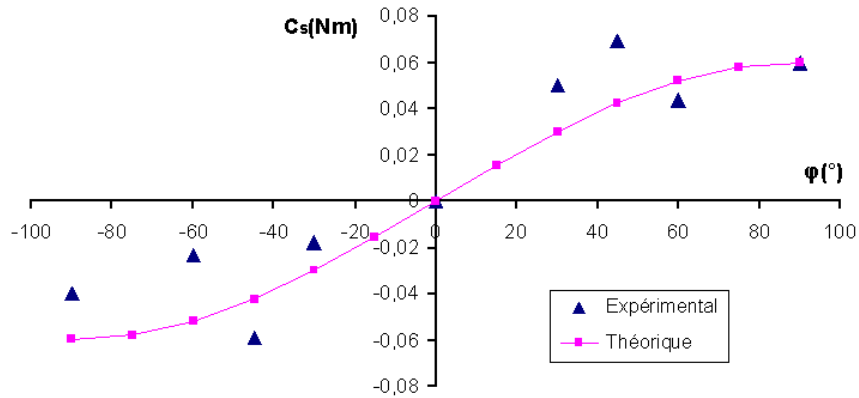


FIG. 2.31 – Evolution du couple de frottement statique en fonction de l'angle de déphasage φ

Ainsi, modèle et expérience concordent à nouveau. Des différences notables apparaissent, mais nous supposons que ces différences sont en partie dues à la difficulté de mesurer avec précision le moment où le moteur passe de l'état bloqué à l'état passant et donc d'avoir une mesure précise du C_r .

Néanmoins, cet essai permet d'identifier la valeur de C_0 que l'on évalue à $C_0 = 0,06 \text{ Nm}$.

Pour valider l'ensemble du modèle, nous avons réalisé un essai pendant lequel W est maintenu constant et égal à μm . Puis, nous avons imposé un couple résistant variable en fonction du temps. Nous avons alors enregistré l'évolution de la vitesse de rotation $\Omega(t)$.

Puis, le couple C_r et la valeur de W ont été utilisés comme entrées du modèle afin de comparer vitesse simulée et relevés expérimentaux.

Modèle et mesures expérimentales concordent même si à nouveau des différences apparaissent. En particulier, dans la zone où le couple résistant est positif, le modèle en bleu s'éloigne beaucoup des mesures en vert. Ici, nous accusons la simplicité du modèle de génération du couple moteur représenté par l'équation 2.20. En effet, dans cette zone de la caractéristique, la courbe relevée s'éloigne passablement du modèle linéarisé.

Ensuite, autour de $t=10 \text{ sec}$, l'écart est très important entre mesure et modèle. Cette fois, il s'agit d'un autre phénomène, que nous n'avons pas

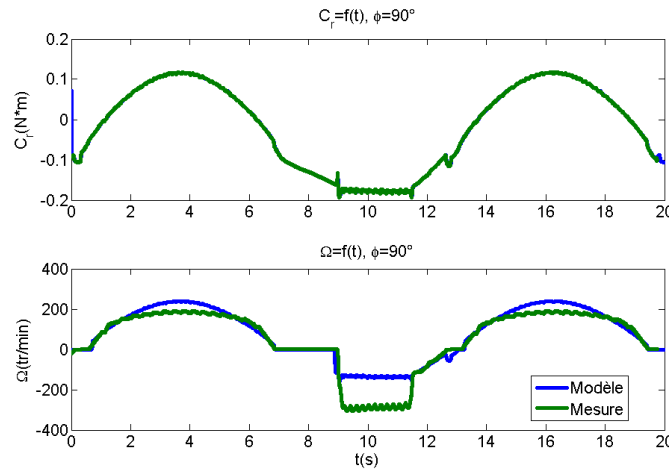


FIG. 2.32 – Comparaisons simulation-expérimentation au cours d'un essai à couple résistant variable et amplitude d'onde constante

modélisé. En effet, le moteur ayant décollé, le maintien de l'amplitude de vibration se révèle délicat voire impossible à cause de la réaction, sur l'onde, des efforts de contact stator/rotor. Ici, nous devons donc considérer que le modèle est en limite de validité. Néanmoins, nous constatons que le moment de décollement - en $t=9\text{sec}$ - et de réadhésion - en $t=11\text{sec}$ - sont eux assez bien définis.

2.6 CONCLUSION

Nous avons proposé dans ce chapitre un modèle global du comportement de l'interface stator/rotor ; ce modèle se base sur le concept du rotor idéal. Dans une première approche, nous avons modélisé la zone morte par l'introduction d'un couple de frottement qui s'ajoute au couple de charge du moteur. Puis, afin de modéliser correctement le comportement dynamique au démarrage du moteur, nous faisons varier ce couple de frottement en fonction de l'état - à l'arrêt ou en rotation - du moteur. Un réseau de Pétri, pour lequel les équations de comportement dans chaque état et les transitions d'un état à l'autre a été établi. Des résultats expérimentaux viennent valider ce modèle.

Dans la suite de ces travaux de thèse, nous nous servirons de ce modèle pour proposer et implanter des lois de commande : en inversant le modèle, nous obtenons des lois de contrôle originales du couple moteur, basées sur l'identification du couple de frottement. Ces lois de contrôle sont réalisées dans le cadre des applications à retour d'effort.

COMMANDE DU MOTEUR USR₃₀ EN RETOUR D'EFFORT

3.1 INTRODUCTION

Le chapitre précédent traitait du modèle des moteurs piézo-électriques à onde progressive. Plus particulièrement, nous avons donné un modèle de l'interface mécanique qui permet de prendre en compte l'effet de collage du stator sur le rotor à basse vitesse. Nous cherchons à présent à inverser ce modèle afin d'en déduire des structures de commande originales. D'abord validées par simulation, ces lois de commande seront appliquées dans le cas d'une application exigeante : le retour d'effort. Nous verrons en particulier comment tirer partie du comportement du moteur pour simuler des " murs virtuels "

Mais avant de montrer l'inversion du modèle, nous présentons dans un premier paragraphe les règles de base pour la simulation d'un environnement virtuel.

3.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE À RETOUR D'EFFORT

Un dispositif haptique à retour d'effort est assimilable à un système mécatronique conçu pour présenter à un utilisateur humain le sentiment qu'il manipule des objets virtuels ou distants. Il constitue, en fait un dispositif de restitution des sensations de force, de la même manière qu'une TV ou un écran d'ordinateur restituent des images visuelles d'un monde virtuel ou distante.

Ces dispositifs haptiques doivent être capables d'imiter les propriétés de l'environnement virtuel que l'on simule ; ce peut être la transparence, c'est à dire que le dispositif ne présente aucune résistance au mouvement, ou un arrêt dur, comme lorsque l'on entre en contact avec un objet de forte rigidité. En général, le dispositif devra avoir une masse faible et une rigidité propre élevée pour obtenir ces performances. Par ailleurs, il doit autoriser un travail dans une gamme de vitesses et une zone semblables à ceux de l'utilisateur.

Le diagramme de la figure 3.1 montre les interactions entre l'utilisateur d'une part et le monde virtuel d'autre part. En effet, nous devons considérer qu'à la fois le monde virtuel - par l'intermédiaire des moteurs installés sur le dispositif - et l'utilisateur agissent au même moment sur

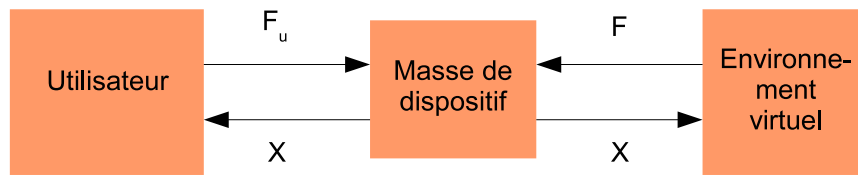


FIG. 3.1 – Action et réaction entre l'utilisateur et l'environnement virtuel

un effecteur unique. Le principe fondamental de la dynamique s'appliquant sur cet effecteur, il se déplacera en conséquence. Si le monde virtuel contient un objet rigide comme un mur, les forces de réaction de ce mur devront s'opposer à celles de l'utilisateur et l'arrêter. Si le monde virtuel n'exerce aucune force, l'effecteur devra suivre le mouvement de l'utilisateur de manière transparente. Hors, ce système utilisateur - effecteur - environnement virtuel est un système bouclé. Il manifeste dans certains cas une instabilité, c'est-à-dire des oscillations incontrôlées. C'est pourquoi, au principe de transparence, vient s'ajouter le principe de la passivité. Selon ce principe en effet, on s'assure que l'interface ne fournit pas d'énergie à l'utilisateur.

Ainsi contrôle, transparence, passivité de l'interface et environnement virtuels sont intimement liés. Dans la suite de ce paragraphe, nous faisons donc état des structures classiques de commande que sont les commandes en impédance et en admittance, après avoir défini des exemples typiques d'environnement virtuels.

3.2.1 Introduction aux environnements virtuels

L'environnement virtuel est présenté à la figure 3.1 comme une relation liant l'effort appliqué par l'organe moteur sur l'effecteur et la vitesse de ce dernier. A la place de la vitesse, on peut choisir éventuellement une primitive - la position - car c'est parfois elle qui est mesurée. On parlera alors de relation Force-vitesse ou Force-position, et sa transposition dans le cas de l'organe moteur tournant sera couple-vitesse ou couple-position. Nous décrivons ci-après quelques environnements simulables, pour terminer par celui que nous chercherons à reproduire.

Principe du mode élastique

Dans ce mode, le couple est une fonction linéaire de la position. On notera alors que :

$$C = k_v \theta \quad (3.1)$$

qui est l'équation de comportement d'un ressort de raideur k_v (Figure 3.2).

Nous verrons plus loin dans ce chapitre que la gamme des raideurs des ressort simulables n'est pas infinie, et dépend énormément de la structure de commande employée.

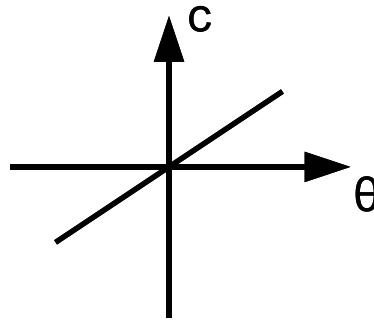


FIG. 3.2 – Mode élastique

Principe du mode mur

Un autre élément clé de la simulation d'un environnement virtuel concerne les surfaces dures, comme si l'effecteur était arrêté par un mur. Le principe est présenté dans la figure 3.3. Comme illustré, le mode de mur fonctionne entre deux butées : si la position angulaire arrive à une certaine valeur, le couple du moteur augmente brutalement vers une valeur la plus grande possible pour empêcher l'utilisateur de déplacer davantage l'effecteur final. Divers travaux sont proposés pour simuler des murs, par exemple, (37) (38) (8) ont simulé des murs virtuels pour limiter l'espace de travail par des actionneurs à courant continu. Ce comportement peut être décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \theta_{min} < \theta < \theta_{max}, \rightarrow C = 0, \forall \theta \\ \theta < \theta_{min} \text{ ou } \theta > \theta_{max}, \rightarrow |C| = C_{mur}, \Omega = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

En fait, puisqu'il est impossible de fournir un couple infini pour simuler une surface dure, en pratique, on utilise le couple maximal délivrable par l'actionneur C_{mur} pour le simuler. Si l'utilisateur est cependant plus fort, le dispositif s'y oppose avec un effort constant égal à C_{mur} . Par ailleurs, puisque la raideur du mur ne peut pas être infinie non plus, on se limite à la valeur la plus grande possible. Bien sûr, la valeur de cette raideur maximale ainsi que la valeur de C_{mur} sont des caractéristiques essentielles de la simulation du comportement.

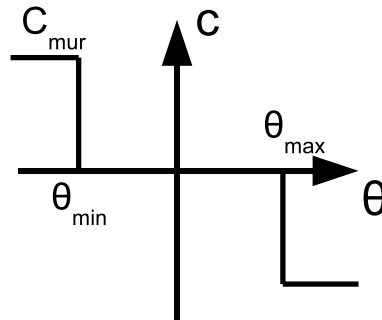


FIG. 3.3 – Mode mur

Exemple de combinaison des deux modes

Si l'on superpose les deux modes dans le même repère, on a alors l'environnement virtuel complet, illustré dans la figure 3.4. C'est-à-dire qu'au milieu de $[-\theta_{mur}, \theta_{mur}]$, le système se trouve dans le mode élastique, et en dehors le système fournira un couple très important par rapport au couple maximal du mode élastique, le tout se comportant comme un ressort à butée.

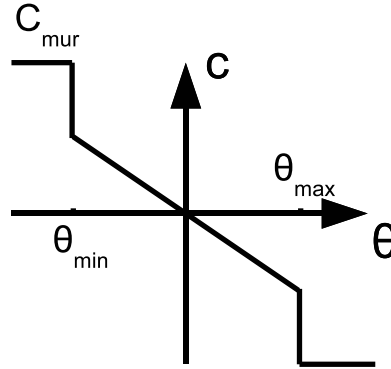


FIG. 3.4 – Environnement virtuel complet

Ce comportement peut être décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \theta_{min} < \theta < \theta_{max}, \rightarrow C = k_v \theta, \\ \theta < \theta_{min} \text{ ou } \theta > \theta_{max}, \rightarrow |C| = C_{mur} \end{cases} \quad (3.3)$$

Dans la suite des travaux, nous nous attacherons à reproduire cet environnement.

3.2.2 Commande en impédance

Dans le cas d'une interface contrôlée en impédance, l'environnement virtuel élabore une référence de force en fonction de la position mesurée de l'effecteur (60) (1) (16) (9) (47). On dira ainsi que le déplacement est l'entrée du contrôle, la force en est la sortie. Cette boucle de contrôle est détaillée à la figure 3.5, dans laquelle nous avons fait figurer entrée et sortie de l'environnement virtuel, l'actionneur et le capteur. L'utilisateur ressent donc une force en réaction aux déplacements qu'il tente d'imposer sur l'effecteur. Dans ce schéma, nous supposons que le moteur est capable d'imposer une force, ce qui nécessite un capteur de force ou un contrôle de courant dans le cas des moteurs électromagnétiques classiques.

En ce qui concerne notre application, rappelons que nous souhaitons réaliser un retour d'effort sur un degré de liberté à partir d'un moteur accouplé à une manette comme nous l'avons décrit au chapitre 1 ; nous avons traduit dans le formalisme de représentation énergétique macroscopique (46) (45) le cas d'un USR30 et de sa commande en impédance 3.6. L'utilisateur imposant son effort est considéré comme une source mécanique de force F_u . En réaction, il subit la vitesse de l'effecteur. La réaction entre cette force d'utilisateur et la force du système actif F est intégrée

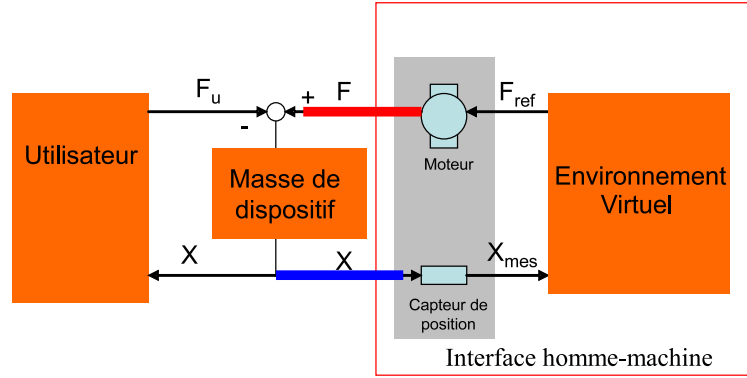


FIG. 3.5 – Principe de commande en impédance

pour fournir cette vitesse. Un élément de couplage mécanique transforme les données force/vitesse de translation en moment/vitesse de rotation. Nous appelons Ω la vitesse de rotation de l'effecteur et C le moment du couple du moteur sur l'effecteur. Alors, la mesure de Ω permet le calcul d'un couple de référence C_{ref} par un bloc de stratégie qui est l'environnement virtuel. Nous détaillerons plus loin le contrôle du couple moteur. A ce niveau, l'usr30 est considéré comme une source mécanique capable d'imposer un couple $C = C_{ref}$.

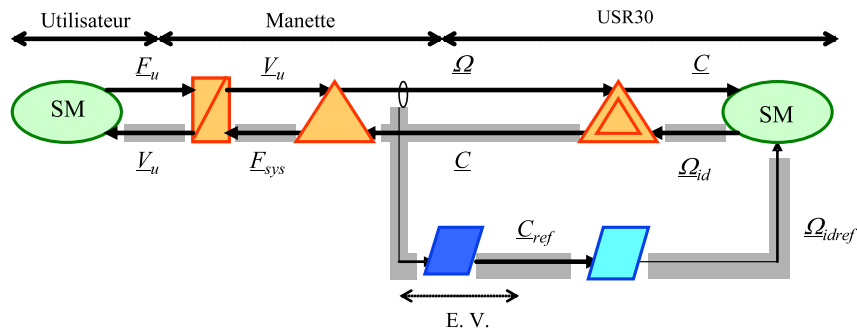


FIG. 3.6 – Principe de commande en impédance traduit en REM

En termes de transparence, signalons qu'un mouvement libre est obtenu en imposant une force de référence nulle, ce qui sera obtenue en débrayant le moteur. En général ceci ne pose pas de difficulté. Pour ce qui concerne la passivité, les choses sont nettement moins évidentes. En effet, les retards accumulés à la fois pour le calcul du monde virtuel, l'asservissement de la force ou encore la mesure et l'échantillonnage des grandeurs limitent les raideurs simulables. A la figure 3.7 nous montrons 3 cas de simulation d'une raideur variable. Pour chaque cas nous conservons un temps de réponse en couple constant et un frottement sur l'axe mécanique également constant. Nous constatons que le cas d'une grande raideur conduit à une instabilité du système. Nous illustrons ici que la commande en impédance est une commande réservée à la simulation de raideurs faibles.

C'est pour pallier les problèmes de passivité lorsque la raideur de l'environnement simulé est grande qu'il est possible d'avoir recours à la structure en admittance que nous développons dans le paragraphe suivant.

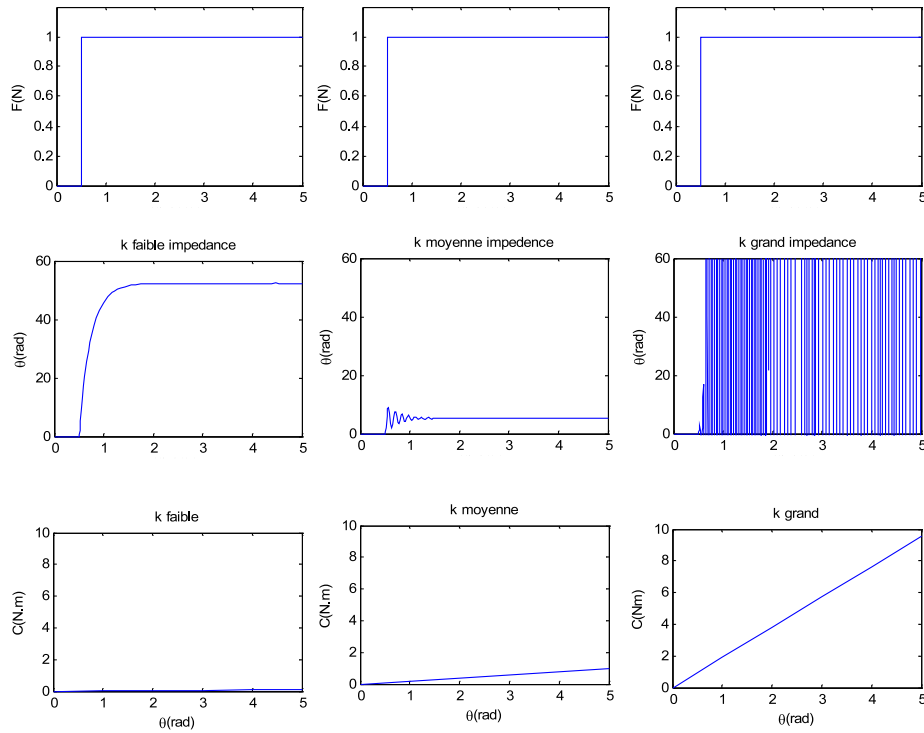


FIG. 3.7 – Analyse de la stabilité pour la commande en impédance : (a) petite raideur ; (b) moyenne raideur ; (c) grande raideur

3.2.3 Commande en admittance

La commande en admittance est duale de la commande en impédance : la force est une entrée de l'environnement virtuel, la position une sortie (75) (12) (90). D'un point de vue de la causalité, nous pouvons nous interroger : comment peut-on appliquer une position à l'effecteur, quel organe réalise cette fonction ? Aucun, comme le montre la figure 3.8, nous avons toujours recours à la chaîne cinématique de la figure 3.1. Seulement une boucle supplémentaire est ajoutée qui permet d'imposer les bons efforts pour obtenir la bonne position : la position de l'effecteur est asservie à la valeur de référence donnée par l'environnement virtuel. En fait, il existe déjà des expériences sur le contrôle de position, par exemple, le contrôle adaptatif (72), logique flow (49) et le réseau neural (73) (43) etc., la robustesse et la précision sont ainsi obtenus, en revanche, la complexité du système est alors inévitable.

Cette structure contrôle peut être représentée par REM par analogie avec celle de la commande en impédance de la figure 3.6.

Du point de vue de la transparence, cette structure est problématique. En effet, si l'on souhaite évoluer dans un environnement virtuel neutre, où les efforts sont quasiment nuls, alors il doit exister un gain infini entre l'effort mesuré sur l'effecteur et la référence de position. Ce gain infini déstabilisera la boucle haptique et parviendra dans la majorité des cas à des oscillations. A titre d'illustration, nous montrons figure 3.10 3 cas de raideurs simulées en conservant un temps de réponse en position et un frottement constants. Cette fois, c'est le cas de la raideur plus faible qui conduit à l'instabilité.

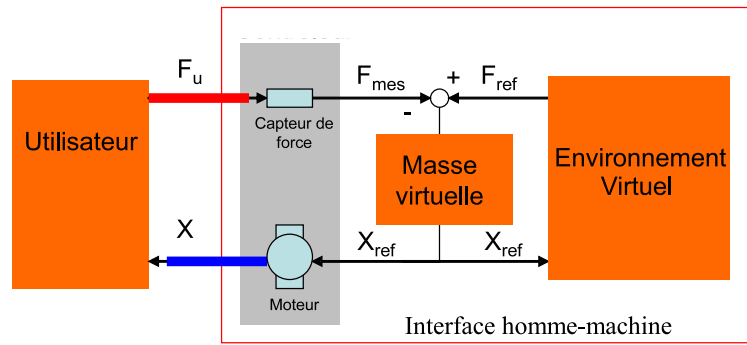


FIG. 3.8 – Principe de commande en admittance

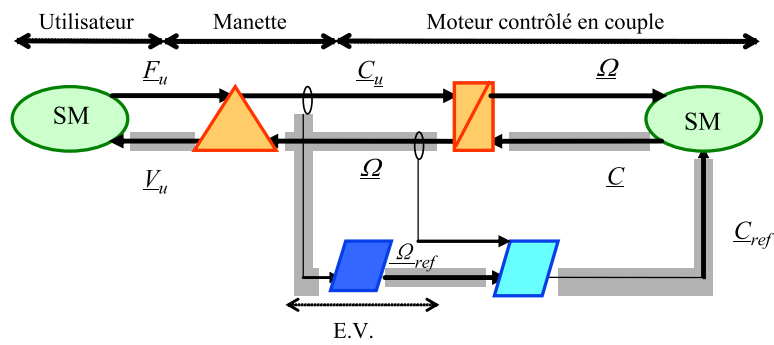


FIG. 3.9 – Principe de commande en admittance traduit en REM

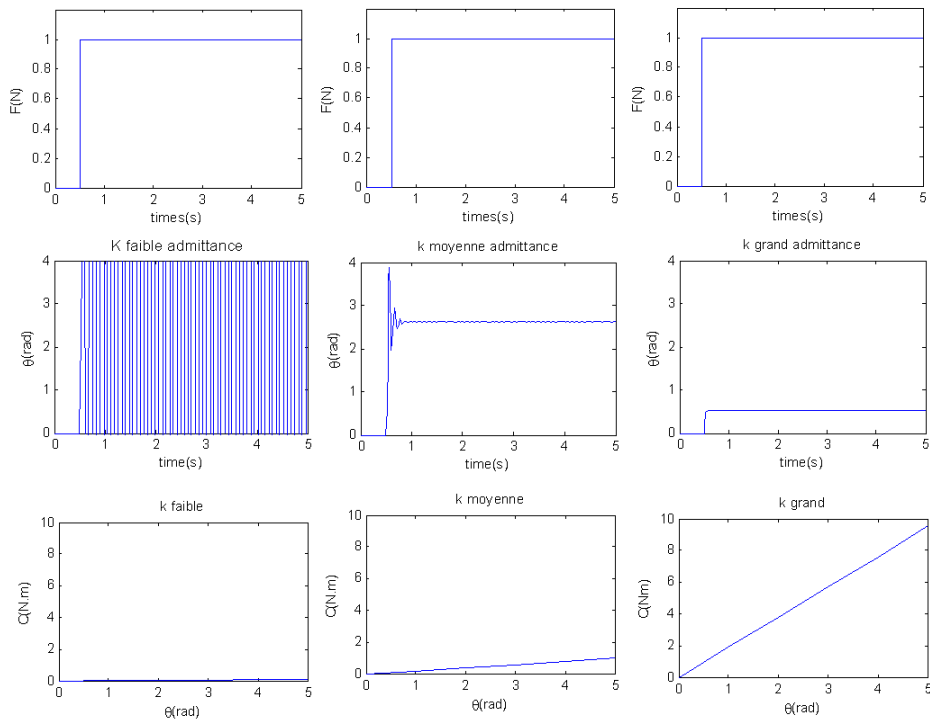


FIG. 3.10 – Analyse de la stabilité pour la commande en admittance : (a) faible raideur ; (b) moyenne raideur ; (c) grande raideur

Dans cette analyse, l'asservissement en couple du moteur piézo-électrique n'est pas détaillé. Ceci fera l'objet du paragraphe suivant.

3.3 COMMANDE À RETOUR D'EFFORT D'UN USR30

Au cours du paragraphe 3.2 nous avons présenté les diverses stratégies de contrôle de l'interface à retour d'effort : commande en admittance et en impédance. Si chacune d'elle possède des avantages que l'autre n'a pas, elles n'échappent pas à la nécessité d'un contrôle bas niveau de l'actionneur. Dans cette partie, nous montrons ces structures de contrôle du moteur. Elles sont obtenues par inversion des graphes causaux des modèles que nous avons développés au cours du chapitre 3. Enfin, dans la troisième partie de ce chapitre, nous présenterons une méthode particulière aux moteurs piézo-électriques à onde progressive qui permet la simulation de murs raides, même dans le cadre d'une commande en admittance.

3.3.1 Structure de contrôle d'une commande en impédance

3.3.1.1 Structure de commande

Le modèle mécanique du moteur tel que décrit au chapitre 2, a été réalisé sur la base de relations respectant la causalité naturelle. En d'autres termes, nous faisons apparaître les grandeurs d'action et de réaction, ainsi que les entrées de réglage. L'intérêt de la méthode est d'avoir accès de manière systématique et par inversion du modèle à une structure de commande faisant apparaître les grandeurs à asservir, ou bien les perturbations à compenser. Nous donnons à la figure 3.11 le modèle GIC du moteur et son inversion en vue d'obtenir la commande. Ce GIC permet de détailler les relations globales apparaissant dans la REM de la figure 3.6. L'environnement virtuel est ici représenté par la relation non linéaire entre C_{ref} et θ_{mes} et Ω .

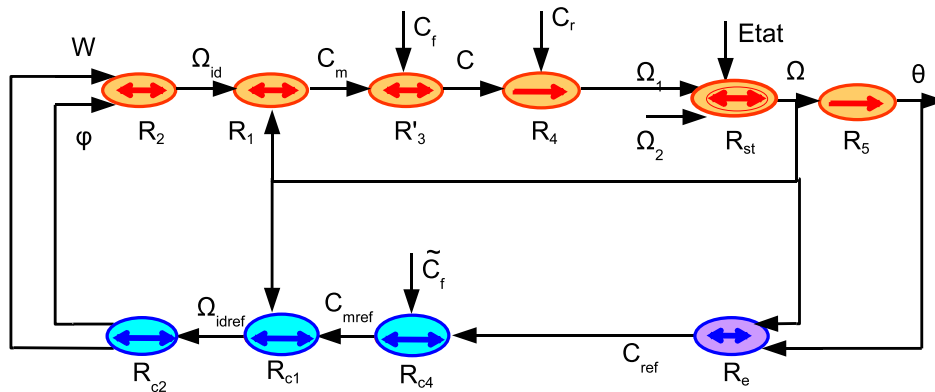


FIG. 3.11 – Structure de contrôle en impédance du couple du moteur USR30

Ainsi, dans le cadre d'un asservissement de couple, il apparaît qu'aucun asservissement ne soit pour l'instant requis : seules des inversions de relations rigides sont à réaliser. Ceci étant, il faut noter que le contrôle de l'amplitude de l'onde W n'est pas explicité, tout comme le contrôle du

déphasage φ . L'inversion de la relation R_2 qui conduit à R_{c2} traduit la façon dont on calcule la hauteur d'onde W et le déphasage φ en fonction d'une référence de vitesse idéale de rotation Ω_{id} . La relation R_{c1} qui traduit l'inversion de la relation R_1 calcule cette référence Ω_{id} en fonction de la référence de couple moteur que l'on souhaite. Enfin, la relation R_{c3} traduit la compensation du couple de frottement sur le moteur.

Cependant, face à cette structure, nous devons rester critiques. En effet, la compensation du couple de frottement statique, qu'il soit statique ou dynamique, est très difficile à réaliser dans la pratique, puisque ces couples ne sont pas mesurables. Nous pouvons imaginer faire une estimation de ce couple, par exemple à partir du déphasage φ que l'on règle et en déterminant l'état du moteur, bloqué ou glissant. Mais cette stratégie s'avère périlleuse. Enfin, l'inversion de R_{c1} , qui fait intervenir les caractéristiques couple-vitesse du moteur, se réalise de manière directe, mais à condition que le paramètre f_0 soit constant. En définitive, cette structure de commande peut être efficace dans le cadre d'une simulation où les paramètres sont fixes et que chaque variable interne peut être mesurée. Mais elle s'avère risquée en pratique puisque non robuste.

De cette structure de commande en naissent deux autres. La première, telle que définit à la figure 3.12, réalise une estimation du couple de friction. Cette estimation est calculée à partir de l'erreur entre le couple de référence et le couple mesuré en sortie du moteur.

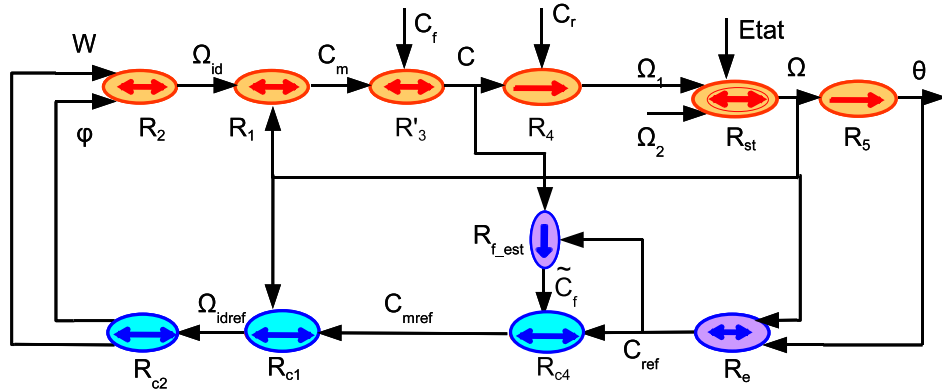


FIG. 3.12 – Contrôle du couple par estimation de C_f

La seconde décrite à la figure 3.13 agit par l'intermédiaire de Ω_{id} pour régler le couple directement. Les deux approches ne sont pas fondamentalement différentes, l'une proposant une correction par anticipation vis-à-vis de l'autre. C'est pourquoi, nous n'en étudierons qu'une seule, celle par estimation de C_f .

A partir de ces structures, nous décrivons à présent de quoi chaque relation de commande est composée.

3.3.1.2 Relation R_{c2}

La relation R_{c2} réalise l'inversion d'une relation rigide que nous rappelons ci-après.

$$\Omega_{id} = k \frac{h}{b^2} \omega W \sin \varphi \quad (3.4)$$

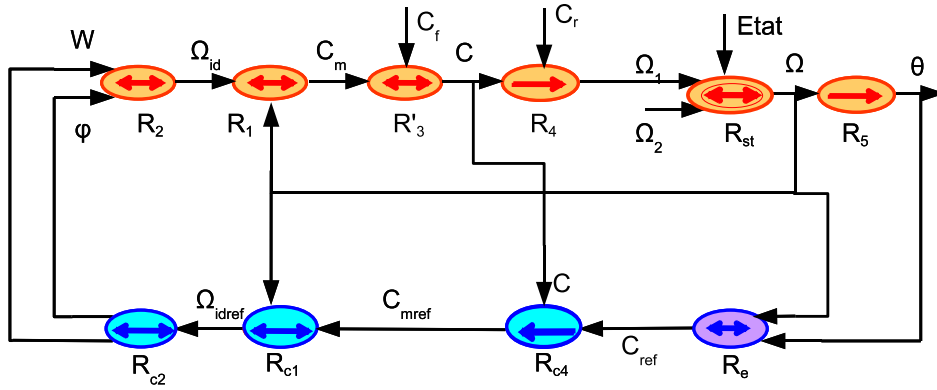


FIG. 3.13 – Contrôle du couple par asservissement

$$(W, \varphi) = f(\Omega_{id}) \quad (R_{C2}) \quad (3.5)$$

La difficulté présentée par l'inversion de cette relation est de fournir deux sorties W et φ à partir d'une seule entrée de référence Ω_{id} . Pour y parvenir, nous devons utiliser un critère ou une stratégie. Une première stratégie consiste à régler le point de fonctionnement du moteur en utilisant la plus petite amplitude de vibration. La raison est qu'alors les pertes dans le stator dues à sa mise en vibration sont les plus faibles. On règle φ à $\pm 90^\circ$ selon le signe de Ω_{id} , et W sera ajusté en conséquence.

Le souci de cette méthode est d'aboutir à la possibilité d'un fonctionnement du moteur dans sa zone morte, ce qui apparaît quand, à très basse vitesse, l'amplitude d'onde W est tellement petite qu'elle devient inférieure à W_{th} . Ceci conduit à des effets de blocage du moteur, non acceptables dans le rendu haptique.

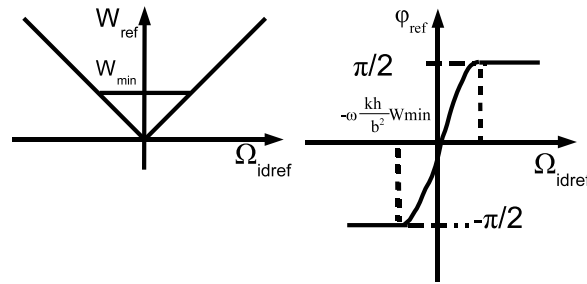
Pour éviter ce problème, (71) conseille d'utiliser le déphasage des ondes à faible vitesse plutôt que de diminuer W . Cette stratégie permet de réduire l'influence de la zone morte, et de pouvoir fonctionner avec beaucoup de couple même à des vitesses quasi-nulles.

La stratégie, détaillée dans (25) comporte de volets : elle consiste à régler Ω_{id} par action sur W en laissant φ à $\pm 90^\circ$ selon le signe de Ω_{id} , tant que la valeur trouvée pour W est supérieure à une certaine valeur, que l'on appelle W_{min} ; pour des valeurs de W qui soient plus petites que W_{min} , on fixe $W=W_{min}$ et on règle alors Ω_{id} par action sur φ . Cette stratégie est décrite par la figure 3.14.

Finalement, nous pouvons écrire que :

$$R_{C2} \rightarrow W = \sup(W_{min}, \frac{1}{\omega \frac{kh}{b^2}} |\Omega_{id}|) \quad (3.6)$$

$$\begin{cases} \varphi = \frac{\Omega_{id}}{|\Omega_{id}|} \cdot \pi/2, & \text{si } \Omega_{id} > \omega \frac{kh}{b^2} W_{min} \\ \varphi = \arcsin(\frac{\Omega_{id}}{\omega \frac{kh}{b^2} W_{min}}), & \text{sinon} \end{cases} \quad (3.7)$$

FIG. 3.14 – Calcul des références de W et φ selon Ω_{idref}

3.3.1.3 Relation R_{c1}

L'inversion de la relation R_1 traduit comment le couple moteur peut être obtenu par action sur Ω_{id} . L'inversion de R_1 donne la valeur de référence de Ω_{id} , calculée selon l'équation 3.8 :

$$\Omega_{idref} = \frac{C_m}{f_0} + \Omega \quad (3.8)$$

Il ne nous est pas possible de créer cette commande en Ω_{id} sans asservir le couple du moteur. C'est pour cette raison que nous allons implanter de suite la commande en couple du moteur afin de pouvoir réaliser cet asservissement.

3.3.1.4 Relation R_{c4}

Le couple moteur de référence C_{mref} sera égal à ce couple de référence provenant de l'environnement virtuel C_{ref} tout en compensant le couple de friction C_f .

$$C_{mref} = C_{ref} + \tilde{C}_f \quad (3.9)$$

3.3.1.5 Estimateur de C_f

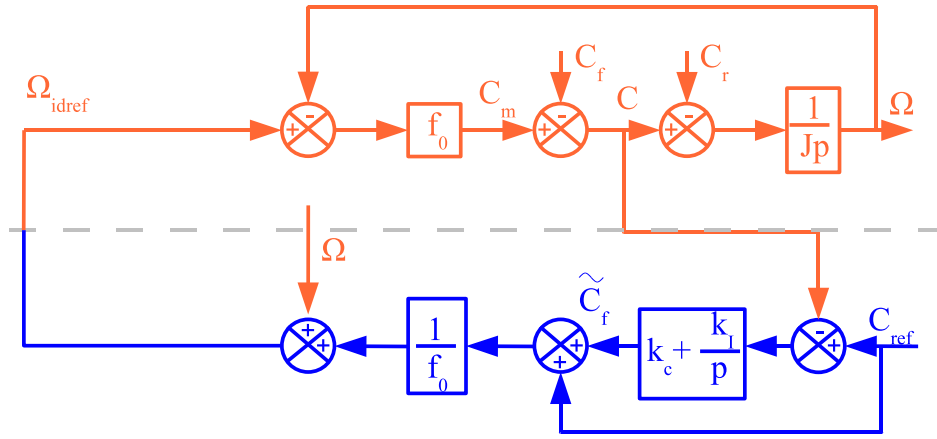
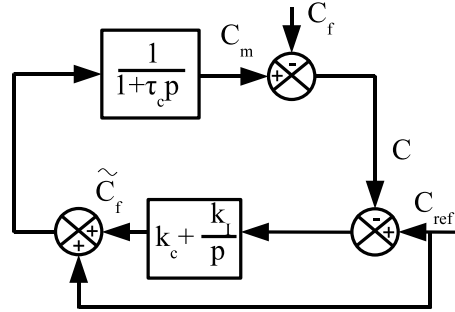
Le couple de friction ne peut être mesuré dans la réalité, nous allons donc en obtenir une estimation en comparant le couple mesuré sur le moteur ' C ' et le couple de référence ' C_{ref} ' pour obtenir une structure identique au GIC de la figure 3.12.

Ici, un correcteur Proportionnel Intégral suffit à faire une bonne estimation du couple de friction. Soit :

$$\tilde{C}_f = (k_c + \frac{k_I}{p})(C_{ref} - C) \quad (3.10)$$

Afin de déterminer les paramètres de réglage k_c et k_I , nous interprétons sous forme de schéma bloc le GIC de la figure 3.15. Par ailleurs, nous supposons que Ω_{id} est parfaitement réglée.

En supposant que C_f est une perturbation, et que le couple moteur réagit avec un comportement de type premier ordre (gain unitaire et

FIG. 3.15 – Schéma bloc de la boucle de couple et de l'estimateur de C_f FIG. 3.16 – Schéma bloc simplifié de la boucle de couple et de l'estimateur de C_f

constant de temps τ_c) vis à vis de sa consigne, le schéma se simplifie en celui de la figure 3.16.

Il vient de ce schéma, tous calculs faits que :

$$\frac{C}{C_{ref}} = \frac{1 + \frac{1+k_c}{k_I}p}{1 + \frac{k_c+1}{k_I}p + \frac{\tau_c}{k_I}p^2} \quad (3.11)$$

On règle alors k_c et k_I pour que le polynôme caractéristique de la fonction de transfert $\frac{C}{C_{ref}}$ soit un second ordre, c'est à dire :

$$1 + \frac{k_c+1}{k_I}p + \frac{\tau_c}{k_I}p^2 = 1 + \frac{2\zeta}{\omega_0}p + \frac{p^2}{\omega_0^2} \quad (3.12)$$

avec

$$\omega_0^2 = \frac{k_I}{\tau_c} \text{ et } \frac{2\zeta}{\omega_0} = \frac{1+k_c}{k_I} \quad (3.13)$$

On se fixe alors ω_0 et ζ pour avoir :

- un bon compromis temps de réponse/dépassement ($\zeta = 0.7$) ;
- une bande passante en boucle fermée plus lente que la bande passante de la boucle interne (réglage de Ω_{id}).

Il vaut $\zeta=0.7$, et $\omega_0=100\text{rad/sec}$.

3.3.1.6 Environnement virtuel

Dans cette partie, nous montrons comment obtenir la valeur de C_{ref} en fonction de la position de l'effecteur. Dans un premier temps, nous montrons la simulation d'une raideur paramétrable. Il s'agit donc de réaliser :

$$C_{ref} = k_v \theta_{mes} \quad (3.14)$$

Où k_v est la valeur de la raideur simulée. Nous donnons figure 3.17 le GIC de cette relation :



FIG. 3.17 – Environnement virtuel

Cependant, défini ainsi, le fonctionnement en retour d'effort du moteur n'est pas stable. En effet, l'inertie réelle de l'effecteur résonne avec la raideur virtuelle. En pratique, des oscillations à une fréquence proche de la fréquence de résonance de ce système masse-ressort apparaissent. C'est pourquoi, outre cette raideur, un frottement visqueux est ajouté. Il permet de stabiliser la position de l'effecteur. On écrira donc :

$$C_{ref} = k_v \theta_{mes} - f_v \Omega \quad (R_e) \quad (3.15)$$

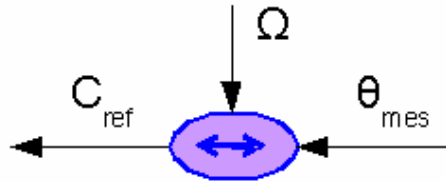


FIG. 3.18 – Environnement virtuel avec frottement visqueux en impédance

La valeur du paramètre f_v à donner à ce frottement visqueux doit être choisie en fonction de la boucle haptique. En effet, un effet destabilisant lié au temps de réponse de la commande en couple s'ajoute à l'effet décrit plus haut.

Pour déterminer la valeur de f_v , nous supposons à nouveau que la boucle de couple $\frac{C_{ref}}{C}$ est équivalente à une premier ordre de constante de temps τ_c si bien que l'on a $\frac{C_{ref}}{C} = \frac{1}{1+\tau_c p}$. Nous prenons également en compte le moment d'inertie de l'effecteur, noté J . Nous traçons alors figure 3.19 le schéma bloc relatif à la boucle haptique, du moins dans sa version simplifiée.

Nous pouvons calculer la fonction de transfert en boucle fermée :

$$H(p) = \frac{C_{mes}}{\theta_{mes}} = \frac{\frac{1}{Jp^2}}{1 + \frac{k_v + f_v p}{(1+\tau_c p)Jp^2}} = \frac{1 + \tau_c p}{k_v + f_v p + Jp^2 + J\tau_c p^3} \quad (3.16)$$

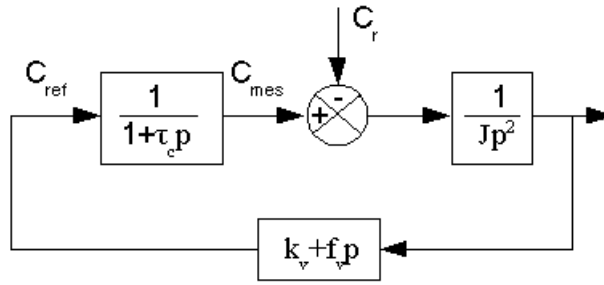


FIG. 3.19 – Boucle haptique en impédance

Puis, on vérifie sa stabilité en utilisant le critère de Hurwitz (35). Le polynôme caractéristique s'écrit $P(p) = a_3 + a_2p + a_1p^2 + a_0p^3$, avec $a_0 = J\tau_c$, $a_1 = J$, $a_2 = f_v$, $a_3 = k_v$.

$$a_i > 0 \quad (3.17)$$

$$D_1 = a_1 = J > 0 \quad (3.18)$$

$$D_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} J & k_v \\ J\tau_c & f_v \end{vmatrix} > 0 \Rightarrow f_v > k_v\tau_c \quad (3.19)$$

avec a_i ($i=0,1, 2, 3$) - les coefficients du polynôme caractéristique.

Ainsi, en supposant que les a_i sont tous positifs, et puisque D_1 est inconditionnellement positif, la condition de stabilité impose que D_2 et D_3 soient supérieurs à 0, la condition de stabilité est donc obtenue si :

$$f_v > k_v\tau_c \quad (3.20)$$

Ainsi, la stabilité de la raideur impose-t-elle d'ajouter un frottement visqueux à la simulation de l'environnement virtuel. Or, plus le temps de réponse de la boucle de couple est important, et plus ce frottement doit être important également, ce qui modifie davantage l'environnement virtuel par rapport au cas idéal d'une raideur pure. Comparativement aux moteurs électromagnétiques, pour lesquels le couple est une fonction simple du courant d'alimentation conduisant à une valeur de τ égale à la constante de temps de la boucle de courant, la boucle de couple des moteurs piézo-électrique est lente. Ceci constitue un désavantage pour l'utilisation de moteurs piézo-électriques dans des applications haptiques.

3.3.1.7 Résultats de simulation

Une étude par simulation a été entreprise. Le modèle du moteur prenant en compte le phénomène de collage, nous testerons si les résultats obtenus sont performants du point de vue du phénomène de stick/slip. Le modèle et sa commande sont ceux décrits figure 3.12.

Dans le programme de simulation, l'utilisateur impose son effort sur l'effecteur, le couple de charge C_r est donc une entrée imposée par l'utilisateur (figure 3.20). Pour bien vérifier le comportement de ressort souhaité par l'environnement virtuel, on suppose que le couple donné par l'utilisateur évolue en triangle avec une valeur maximale de 0.05Nm.

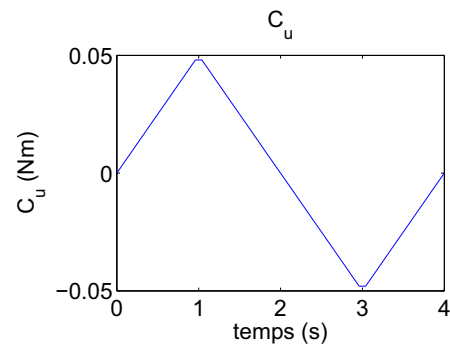


FIG. 3.20 – Couple utilisateur utilisé en simulation

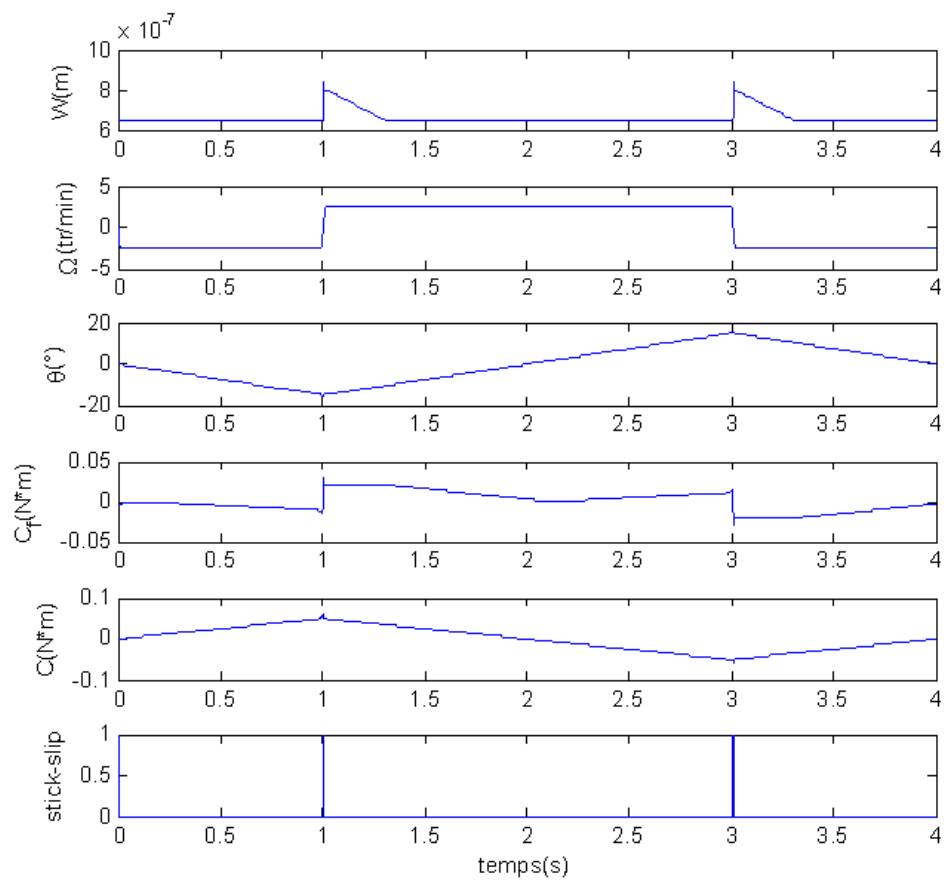


FIG. 3.21 – Caractéristiques du moteur USR30 lors d'une commande en impédance

Les résultats de la simulation du mode élastique sont présentés dans la figure 3.21. Dans un premier temps, le couple de l'utilisateur pousse l'effecteur dans un sens, si bien qu'il bouge. La vitesse lors de ce déplacement est constante et se maintient à 2.5tr/min. Pour que le couple C suive sa référence, le contrôle impose de faibles valeurs de Ω_{id} , puisque dans la première partie de la simulation W est constant égal à W_{min} . Puis, au retour, c'est-à-dire lorsque l'utilisateur relache son effort, l'effecteur tourne dans l'autre sens pour revenir à sa position initiale. Nous avons représenté sur cette figure le couple de frottement C_f . Celui-ci possède une variation discontinue correspondant aux passages par 0 de la vitesse, et donc à l'inversion du frottement selon que l'on tourne dans un sens ou dans l'autre.

Sur cette même figure, nous avons également représenté l'état du moteur. Ainsi, il apparaît qu'il n'est jamais bloqué, sauf aux passages par 0 de la vitesse. Le temps de blocage est court, mais l'effet peut être gênant. C'est un point essentiel du contrôle de limiter le blocage du moteur autant que possible.

La figure 3.22 présente un zoom autour de la zone de blocage et nous montre l'efficacité du contrôle en couple, ainsi que l'effet sur la vitesse de ce collage.

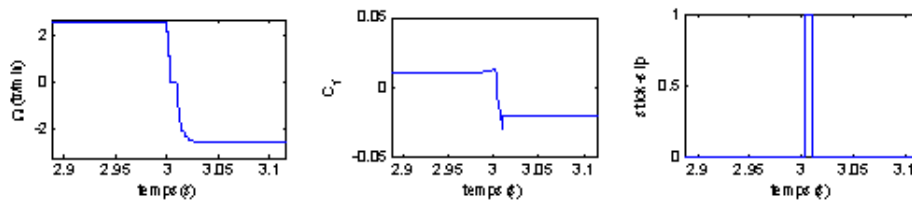


FIG. 3.22 – Zoom des caractéristiques : (a) Vitesse ; (b) Couple de frottement ; (c) 'stick-slip'

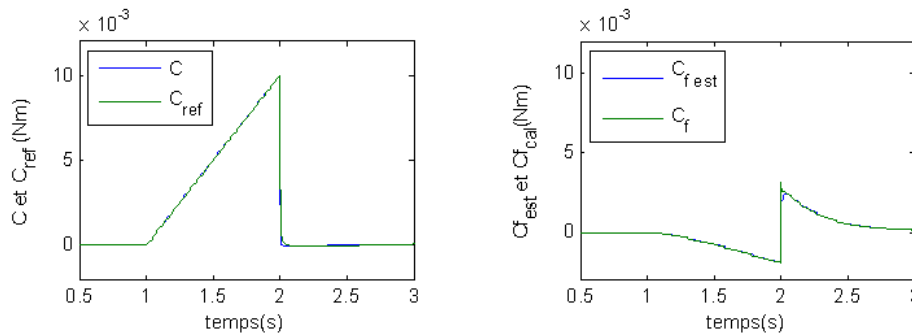


FIG. 3.23 – (a) Couple de référence et couple mesuré du moteur ; (b) Couple de friction estimé et couple de friction calculé

Dans la figure 3.23, à gauche, on a comparé le couple de référence (en vert) au couple mesuré sur le moteur (en bleu), les deux sont parfaitement superposés sauf au moment de l'échelon de couple qui intervient alors que la vitesse change de signe.

À droite, le couple de friction du modèle (en vert) est confronté au couple de friction calculé par notre estimateur (en bleu) ; encore une fois, ils sont très proches sauf au pic de couple provoqué par le collage. Notre estimateur ne peut prendre en compte ce phénomène, à cause de sa bande passante, trop réduite, qui conduit à un temps de réponse trop lent.

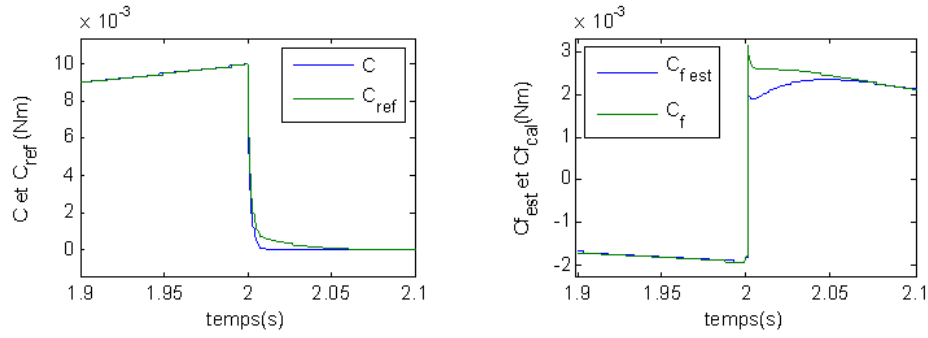


FIG. 3.24 – Couple de friction estimé et calculé (a) Zoom sur le couple de référence et le couple mesuré du moteur ; (b) Zoom sur le couple de friction estimé et couple de friction calculé

Dans la figure 3.24, on peut voir que la boucle de couple réagit comme un premier ordre, avec un temps de réponse de 50ms.

Respectant la stratégie de la commande de Ω_{id} , à très basse vitesse, on fixe l'amplitude d'onde W à une valeur constante, Ω_{id} est alors réglé grâce au déphasage des ondes stationnaires, φ . Ce résultat est mis en évidence dans la figure 3.25. On constate bien que quand W est fixé ($W_{min}=0.65\mu m$), le déphasage φ varie tout le temps. En revanche, pendant le temps où W varie, le déphasage se maintient à une valeur constante de $\varphi = \pm 90^\circ$.

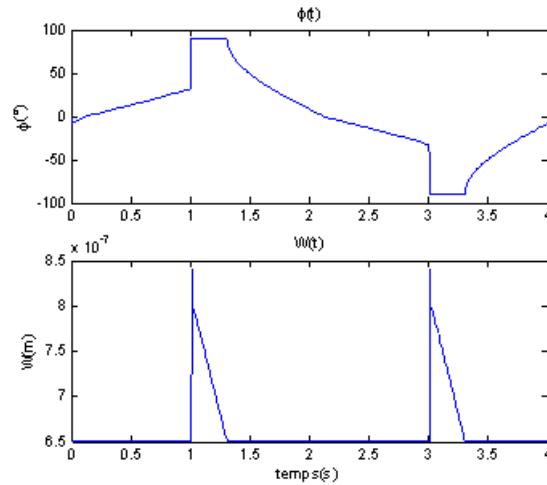


FIG. 3.25 – Régulation de W et φ selon les deux stratégies

Enfin le comportement de ressort est bien simulé. La raideur du ressort simulé est :

$$\frac{0.05Nm}{15^\circ} \text{ soit } \frac{0.05Nm}{0.26rad} = 0.19Nm/rad \quad (3.21)$$

Notons toutefois qu'à chaque changement de sens, le moteur colle. Ce collage est repérable sur la caractéristique $C(\theta)$ par les pointes visibles aux extrémités (figure 3.26). Ces pointes doivent être réduites pour avoir un effet optimal de la simulation de la raideur virtuelle.

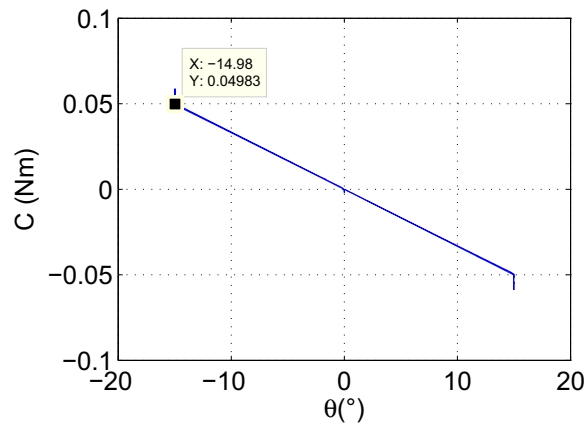


FIG. 3.26 – Mode élastique simulé

3.3.2 Structure de contrôle d'une commande en admittance

Nous avons également testé en simulation une commande en admittance. Nous suivons un plan identique à celui au paragraphe précédent. Nous déterminerons donc la structure de commande par inversion du modèle. Puis nous détaillerons l'ensemble des blocs intervenant dans la commande. Enfin, nous présenterons des résultats de simulation.

3.3.2.1 Structure de commande

L'inversion du graphe causal de la figure 3.12 se poursuit pour obtenir un asservissement de l'angle de rotation du moteur, selon la structure REM de la figure 3.9.

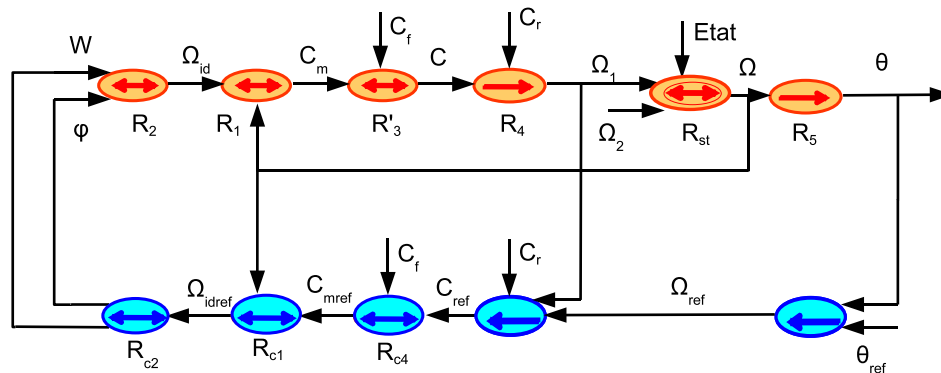
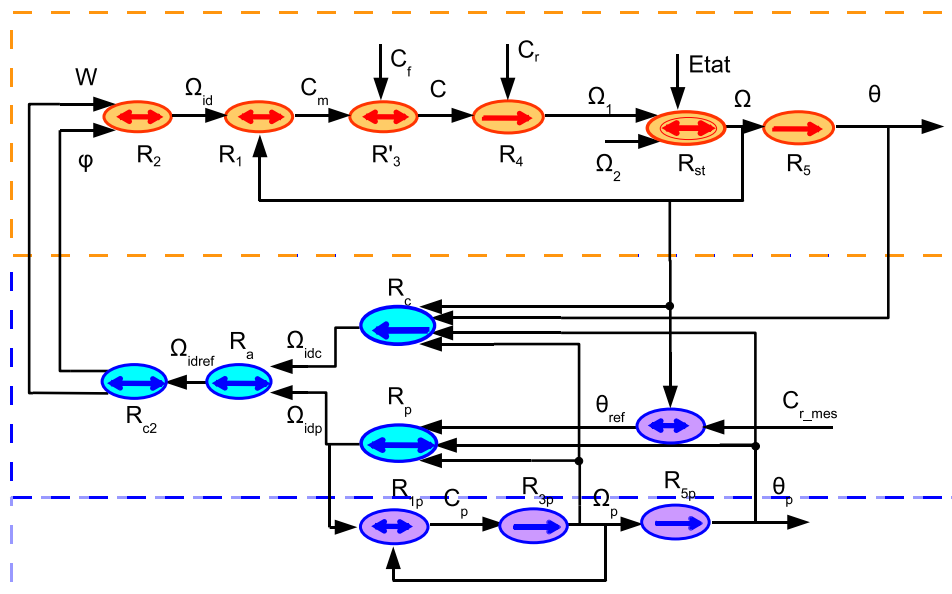


FIG. 3.27 – Structure de la commande en admittance

Nous obtenons deux boucles imbriquées. Il apparaît la nécessité de contrôler Ω_{id} , le couple, la vitesse et enfin la position. Au total, ce sont donc deux asservissements requis si l'on exclut celui de l'amplitude d'onde. Or, les méthodes de calculs d'asservissements comportant des boucles imbriquées requièrent que les dynamiques de chaque boucle soient bien distinctes, les boucles internes devant être 10 fois plus rapides que les boucles externes. En définitive, une telle architecture de commande

C'est pourquoi nous préférons utiliser l'approche décrite dans (25). Il s'agit de mettre en oeuvre un contrôle par retour d'état du moteur. Les dynamiques liées au contrôle en vitesse et en position ne sont plus séparées. En contrepartie, les variables internes ne sont pas toutes limitables comme la vitesse idéale, par exemple. Par ailleurs, pour que l'écriture des matrices d'état soit possible, une linéarisation préalable des équations de fonctionnement du moteur est réalisée. Cela conduit à considérer des paramètres constants dans ces matrices. L'écart entre le modèle d'état et le modèle non linéarisé sera compensé par le correcteur. Un type de correcteur bien adapté et qui a fait ses preuves dans le cadre d'un asservissement en position est la commande par modèle de comportement. Dans ce type de contrôle, le modèle simplifié et linéarisé du moteur est simulé en temps réel. Sa position est asservie, constituant un contrôle virtuel. Ensuite, les sorties du moteur réel sont comparées aux sorties du modèle virtuel. La différence sert d'entrée à un correcteur qui va tenter de l'annuler. Ainsi, le comportement du moteur réel se rapprochera de celui du moteur linéarisé. Cette méthode avait permis d'obtenir de bonnes performances dans le cadre d'un asservissement de vitesse de moteur à courant continu présentant un grand couple de frottement sec sur l'axe (84). La structure de commande est donc donnée à la figure 3.28.



3.3.2.2 Le contrôleur principal ou correcteur de modèle

Les paramètres du contrôleur sont déduits en utilisant une modélisation dans l'espace d'état. Les variables d'état du modèle linéarisé portent l'indice p , mais possèdent la même signification que celle du modèle non

linéaire décrit au chapitre 2. Donc, en considérant $C_r=0$, les équations pour le modèle linéaire, sont :

$$C_p = f_0(\Omega_{idp} - \Omega_p) \quad (R_{1p}) \quad (3.22)$$

$$J \frac{d\Omega_p}{dt} = C_p \quad (R_{3p}) \quad (3.23)$$

$$\frac{d\theta_p}{dt} = \Omega_p \quad (R_{5p}) \quad (3.24)$$

qui se mettent sous la forme du GIC de la figure 3.29 :

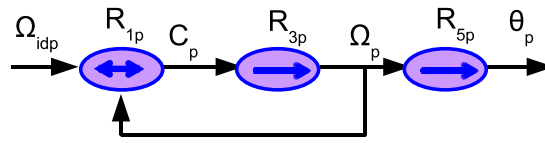


FIG. 3.29 – GIC du modèle linéarisé du moteur

Une correction par retour d'état de ce modèle est donc entreprise. Les grandeurs d'état du système sont :

$$\begin{cases} \theta_p = \int \Omega_p dt \quad (R_{5p}) \\ \Omega_p = \frac{f_0}{J} \int (\Omega_{idp} - \Omega_p) dt \quad (R_{3p}) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \dot{\theta}_p = \Omega_p \\ \dot{\Omega}_p = \frac{f_0}{J} (\Omega_{idp} - \Omega_p) \end{cases} \quad (3.25)$$

Sous la forme matricielle l'équation d'état s'écrit :

$$\dot{X}_p = A_p \cdot X_p + B_p \cdot \Omega_{idp} \quad (3.26)$$

avec :

$$\dot{X}_p = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_p \\ \dot{\Omega}_p \end{bmatrix}; \quad A_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{f_0}{J} \end{bmatrix}; \quad B_p = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{f_0}{J} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

On va élaborer une loi de commande en considérant l'entrée du moteur linéaire, Ω_{idp} , dépendante du vecteur d'état, X_p comme suit :

$$\Omega_{idp} = -KX_p \quad (3.28)$$

avec

$$K = [K_1 \quad K_2] \quad (3.29)$$

L'équation 3.26 devient :

$$\dot{X}_p = A_p \cdot X_p - B_p \cdot KX_p \Rightarrow \dot{X}_p = (A_p - B_p \cdot K)X_p \quad (3.30)$$

En appliquant la transformation de Laplace pour l'équation 3.30 on obtient :

$$pX_p(p) = (A_p - B_p \cdot K)X_p(p) \Rightarrow [pI - (A_p - B_p \cdot K)]X_p(p) = 0 \quad (3.31)$$

En boucle fermée on va considérer comme référence la position θ_{ref} ce qui signifie que le processus du contrôleur principal peut être écrit sous la forme :

$$R_p \rightarrow \Omega_{idp} = K(X_{ref} - X_p) \quad (3.32)$$

avec

$$X_{ref} = \begin{bmatrix} \theta_{ref} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad K = [K_1 \quad K_2] \quad (3.33)$$

Le polynôme caractéristique en boucle fermée, P_p , est le déterminant de $[pI - (A_p - B_p \cdot K)]$:

$$p_p(p) = p^2 + p(1 + k_2)\frac{f_0}{J} + K_1\frac{f_0}{J} \quad (3.34)$$

On va forcer le système à avoir la réponse d'un système du second degré, qui a le polynôme caractéristique suivant :

$$p(s) = s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2 \quad (3.35)$$

avec : ζ - le facteur d'amortissement et ω_0 -la pulsation naturelle. Ces paramètres seront choisis, en fonction de la dynamique voulue pour la position de l'effecteur.

Par identification, on obtient :

$$K_1 = \frac{\omega_0^2 J}{f_0}, \quad K_2 = \frac{2\zeta\omega_0 J}{f_0} - 1 \quad (3.36)$$

Des bons résultats ont été obtenus avec $\zeta = 0.7$, $\omega_0 = 100 \text{ rad/s}$, ce qui amène aux valeurs du tableau 3.1

K_1	K_2
3.14 s^{-1}	-0.88

TAB. 3.1 – Paramètres de commande en admittance : K_1 , K_2

Cette commande par retour d'état est illustrée sur le GIC de la figure 3.30.

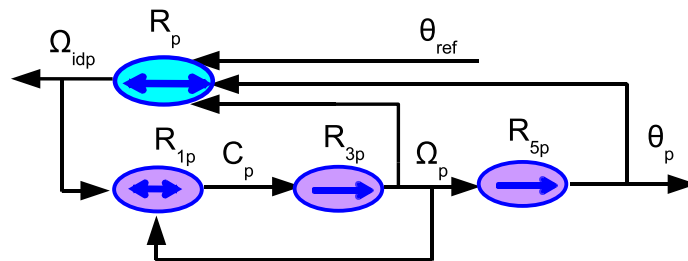


FIG. 3.30 – Structure du retour d'état "principal"

3.3.2.3 Le contrôleur de comportement

Ce deuxième contrôleur, R_c , fait une correction de la différence entre les grandeurs du modèle et celles du moteur réel. Ainsi, le moteur a un comportement linéarisé, du moins dans la gamme de fréquences incluse dans la bande passante en boucle fermée de comportement.

La synthèse de ce contrôleur est la même que celle du contrôleur principal, cependant, le contrôleur de comportement va englober aussi la valeur intégrative de la position, ceci afin d'en annuler l'erreur statique. La sortie de ce contrôleur est Ω_{idc} , qui sera ajoutée à la sortie du contrôleur principal, Ω_p , pour commander le bloc générateur de l'amplitude W et de déphasage φ .

De la même façon que dans le paragraphe précédent l'équation d'état s'écrit :

$$\dot{X}_c = A_c \cdot X_c + B_c \cdot \Omega_{idc} \quad (3.37)$$

avec :

$$X_c = \begin{bmatrix} \int \theta_c \\ \theta_c \\ \Omega \end{bmatrix}; \quad A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{f_0}{J} \end{bmatrix}; \quad B_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{f_0}{J} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Dans cette équation, le vecteur x_c prend en compte $\int \theta_c dt$, afin d'annuler l'erreur statique en position.

En boucle fermée nous considérerons comme référence les grandeurs du modèle linéaire, ce qui signifie que le processus du contrôleur de comportement peut être écrit sous la forme :

$$\Omega_{idc} = G(X_{cref} - X_c) \quad (3.39)$$

avec

$$X_{cref} = \begin{bmatrix} \int \theta_p \\ \theta_p \\ \Omega_p \end{bmatrix}; \quad G = [G_1 \quad G_2 \quad G_3] \quad (3.40)$$

Le polynôme caractéristique en boucle fermée, P_c , est le déterminant de $pI - (A_c - B_c \cdot G)$:

$$p_c = G_1 \frac{f_0}{J} + (G_2 \frac{f_0}{J})p + [(1 + G_3) \frac{f_0}{J}]p^2 + p^3 \quad (3.41)$$

Ce polynôme est un polynôme de troisième degré, nous utiliserons la méthode de placement de pôles pour déterminer G_1 , G_2 , et G_3 .

En supposant que :

$$p_c = a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_n p^n \quad a_i > 0 \quad (3.42)$$

Nous pouvons utiliser ici la procédure empirique de Naslin (41) pour des polynômes avec des coefficients réels positifs.

On introduit ici les pulsations caractéristiques du système :

$$\beta_0 = \frac{G_1}{G_2}; \quad \beta_1 = \frac{G_2}{1 + G_3}; \quad \beta_2 = \frac{f_0}{J}(1 + G_3) \quad (3.43)$$

et les ratios (67) :

$$\alpha_1 = \frac{a_1^2}{a_0 a_1}, \quad \alpha_2 = \frac{a_2^2}{a_1 a_3}, \quad \alpha_3 = \frac{a_3^2}{a_2 a_4} \quad (3.44)$$

Si les rapports caractéristiques ont tous la même valeur, appelée rapport caractéristique principal α , et si $\alpha > 2$, la réponse transitoire du système devient équivalente à la réponse d'un système de second degré avec un bon amortissement.

Le temps de montée pour une réponse à un échelon est donné par :

$$t_m \approx \frac{2.2}{\beta_0} \quad (3.45)$$

En considérant les équations 3.41, 3.43, 3.44, on peut calculer la valeur de G_1 , G_2 et G_3 .

On a alors :

$$\alpha = \frac{a_1^2}{a_0 a_2} = \frac{G_2 \left(\frac{f_0}{J}\right)^2}{G_1 \frac{f_0}{J} (1 + G_3) \frac{f_0}{J}} = \frac{G_2^2}{G_1 (1 + G_3)} \quad (3.46)$$

En considérant $\beta_0 = \frac{G_1}{G_2}$, on a :

$$\frac{G_2^2}{G_1 (1 + G_3)} = \frac{G_2}{\beta_0 (1 + G_3)} \Rightarrow \frac{1 + G_3}{G_2} = \frac{1}{\alpha \beta_0} \quad (3.47)$$

On a aussi que :

$$\alpha = \frac{a_2^2}{a_1 a_3} = \frac{[(1 + G_3) \frac{f_0}{J}]^2}{G_2 \frac{f_0}{J}} = (1 + G_3) \frac{1}{\alpha \beta_0} \frac{f_0}{J} \Rightarrow 1 + G_3 = \alpha^2 \beta_0 \frac{J}{f_0} \quad (3.48)$$

$$\Rightarrow G_3 = \alpha^2 \beta_0 \frac{J}{f_0} - 1 \quad (3.49)$$

De la même façon, on a alors :

$$G_2 = \alpha \beta_0 (1 + G_3) = \alpha^3 \beta_0^2 \frac{J}{f_0} \quad (3.50)$$

$$G_1 = \beta_0 G_2 = \alpha^3 \beta_0^3 \frac{J}{f_0} \quad (3.51)$$

Les expressions de G_1 , G_2 , G_3 sont donc obtenues, de K_1 et K_2 sont déjà déterminés, on a donc maintenant tous les paramètres de cette commande en admittance.

Des bons résultats ont été obtenus avec $\alpha = 2$ et $t_m = 10ms$. Nous aboutissons ainsi aux valeurs des paramètres du tableau 3.2.

Le correcteur de comportement peut être représenté par le GIC de la figure 3.31.

A la fin, on superpose les sorties de chaque sous-contrôleur, avec :

$$R_a \rightarrow \Omega_{idref} = \Omega_{idc} + \Omega_{idp} \quad (3.52)$$

G_1	G_2	G_3
$0.1s^{-2}$	$864.3s^{-1}$	0.96

TAB. 3.2 – Paramètres de commande en admittance : avec modèle de comportement

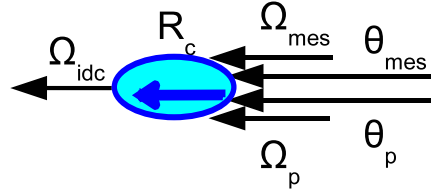


FIG. 3.31 – Boucle de comportement

3.3.2.4 Environnement virtuel

Le contrôle en admittance permet également de réaliser la simulation d'un environnement élastique. La référence de position de l'effecteur est maintenant une fonction du couple mesuré :

$$\theta_{ref} = \frac{C_{mes}}{k_v} \quad (3.53)$$

avec k_v la raideur de la caractéristique couple - position choisie.

De la même manière que précédemment, et pour stabiliser le système, un frottement visqueux virtuel est aussi pris en compte, l'équation 3.53 devient alors 3.54 :

$$\theta_{ref} = \frac{C_{mes}}{k_v} + \frac{f_v}{k_v} \Omega \quad (3.54)$$

Ce processus est indiqué dans la figure 3.32 :

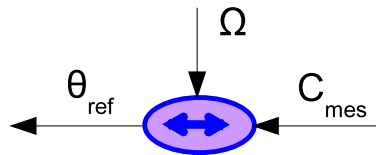


FIG. 3.32 – Environnement virtuel avec frottement visqueux pour la commande en admittance

Comme dans l'analyse de la stabilité pour la commande en impédance, la valeur du paramètre f_v de ce frottement visqueux doit être choisie en fonction de la boucle haptique. En effet, un effet déstabilisant lié au temps de réponse de la commande en position angulaire s'ajoute à l'effet décrit plus haut.

Pour déterminer la valeur de f_v , nous supposons que la boucle de position $\frac{\theta_{ref}}{\theta}$ est équivalente à un premier ordre de constante de temps τ_θ si bien que l'on a $\frac{\theta_{ref}}{\theta} = \frac{1}{1+\tau_\theta p}$. Nous prenons également en compte l'inertie de l'effecteur, noté J . Nous traçons alors figure 3.33 le schéma bloc relatif à la boucle haptique, du moins dans sa version simplifiée.

Nous pouvons calculer la fonction de transfert en boucle fermée :

$$H(p) = \frac{1}{k_v + (k_v \tau_\theta - f_v)p + Jp^2} \quad (3.55)$$

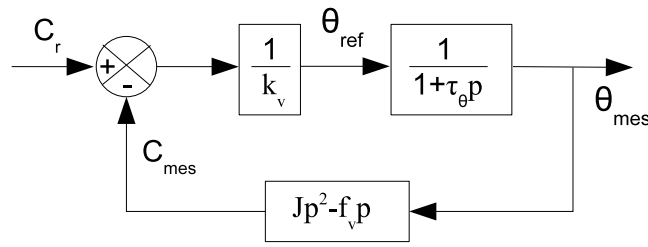


FIG. 3.33 – Boucle haptique en admittance

Puis, on vérifie sa stabilité en utilisant le critère de Hurwitz (35).

$$a_i > 0 \Rightarrow f_v < k_v \tau_\theta \quad (3.56)$$

$$D_1 = a_1 > 0 \Rightarrow k_v \tau_\theta - f_v > 0 \Rightarrow f_v < k_v \tau_\theta \quad (3.57)$$

$$D_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} k_v \tau_\theta - f_v & 0 \\ J & k_v \end{vmatrix} > 0 \Rightarrow f_v < k_v \tau_\theta \quad (3.58)$$

avec a_i ($i=0,1, 2, 3$) - les coefficients du polynôme caractéristique.

Les conditions de stabilité imposées par a_i , D_1 et D_2 sont cohérentes, la condition de stabilité est donc obtenue :

$$f_v < k_v \tau_\theta \quad (3.59)$$

Ainsi, plus la raideur k_v à simuler est faible, plus les frottements f_v à imposer à l'environnement doivent être faibles. Cependant, il existe une valeur limite intrinsèque imposée par le mécanisme. C'est pourquoi, la stabilité de la commande en admittance ne sera adaptée qu'à des raideurs k_v importantes.

3.3.2.5 Résultats de simulation

Le couple de charge C_r imposé par l'utilisateur est représenté à la figure 3.34.

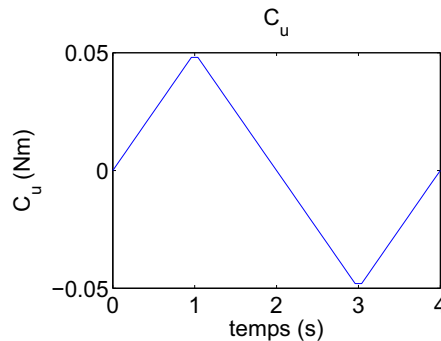


FIG. 3.34 – Couple donné par l'utilisateur

Les résultats de la simulation en mode élastique commandé en admittance sont présentés figure 3.35. Comme pour les caractéristiques de la

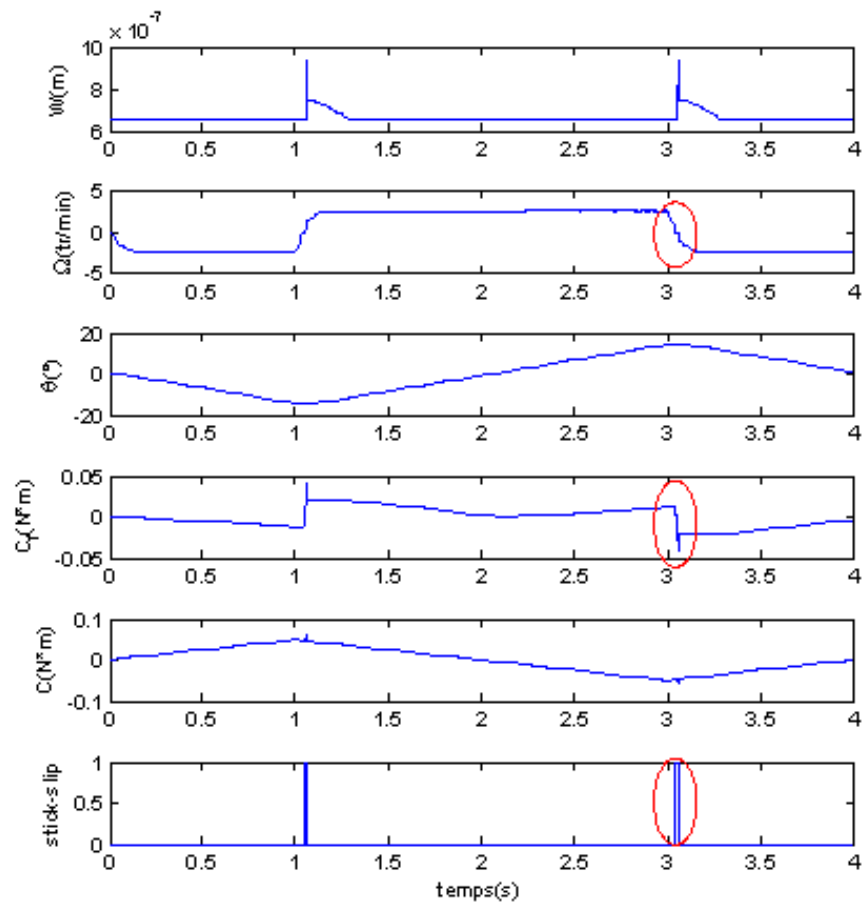


FIG. 3.35 – Caractéristiques de moteur à base de la commande en admittance

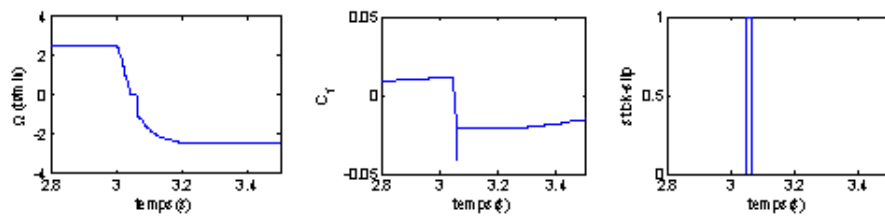


FIG. 3.36 – Zoom des caractéristiques : (a) Vitesse passe à zéro; (b) Couple de frottement; (c) 'stick-slip'

commande en impédance, l'amplitude d'onde W est tout d'abord fixée à $0.65\mu m$ (figure(a)), le couple de référence donné par l'utilisateur est bien suivi par le couple de moteur usr30 (figure(e)), la vitesse se maintient constante à $2.5tr/min$ (figure(b)), jusqu'au point où le couple atteint sa valeur maximale. A ce moment, le moteur tourne dans l'autre sens (figure(c)), le couple de frottement statique apparaît (figure(d)). En conséquence, le signal de 'stick-slip' donne un échelon qui dure très peu de temps (figure(f)); pendant ce temps là, le moteur est bloqué, la vitesse devient nulle. Dès que la différence entre le couple donné par l'utilisateur C_r et le couple donné par le modèle de moteur C est supérieure à la valeur du couple de frottement statique C_s , le système continuera de répondre au couple donné par l'utilisateur. Le couple moteur continue de diminuer et la vitesse se maintient constante, cependant avec un sens différent. Les figures 3.36 présentent des détails en régime transitoire de la simulation.

La figure 3.37 montre un zoom de l'évolution de W et φ au cours du fonctionnement. Nous retrouvons le comportement évoqué durant la commande en admittance : à faible vitesse et faible couple, W est maintenu à sa valeur minimale, et on ajuste Ω_{id} en jouant sur le décalage des ondes. Notons en $t = 1sec$, instant où la vitesse change de signe, la dynamique nécessaire sur W pour compenser le couple de frottement statique.

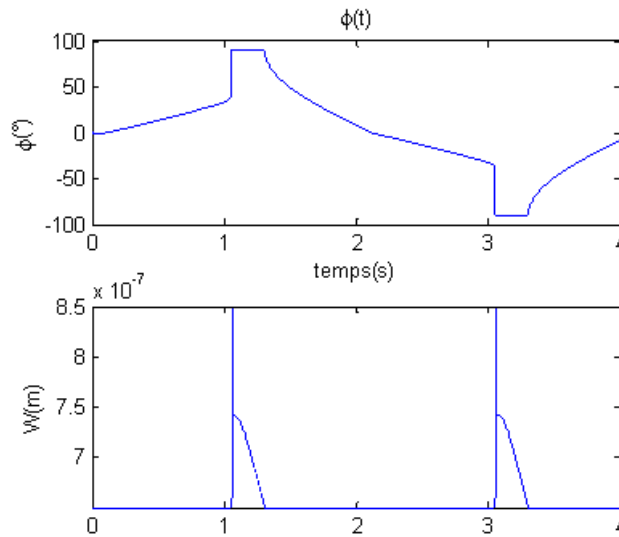


FIG. 3.37 – Régulation alternative de W et φ en admittance

Le comportement élastique est bien simulé malgré l'influence du couple de frottement statique au moment où la vitesse change de signe et un hystérésis entre l'extension et la contraction du ressort. Comme montré la figure 3.38, l'écart entre l'aller et le retour est dû au frottement f_v nécessaire à la stabilisation. Nous obtenons une raideur de :

$$\frac{0.047Nm}{14.5^\circ} \text{ soit } \frac{0.047Nm}{0.25rad} = 0.188Nm/rad \quad (3.60)$$

qui est en bon accord avec la valeur programmée.

Dans ce paragraphe, nous avons simulé le comportement élastique de notre interface haptique en ayant recours à une structure de type com-

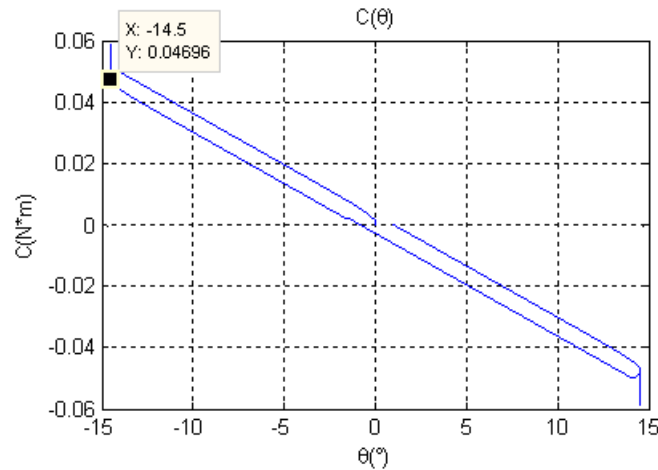


FIG. 3.38 – Mode élastique simulé en admittance

mande en admittance. Dans la suite de ce chapitre, nous traitons de la simulation d'un mur par blocage du moteur.

3.4 SIMULATION DU MUR

3.4.1 Principe

Dans le cadre du retour d'effort, les surfaces générées par l'ordinateur peuvent définir les frontières des objets simulés et ainsi délimiter l'endroit où l'interaction de l'opérateur avec l'environnement virtuel change de manière abrupte (69), c'est ce qu'on appelle - 'le mode mur'.

Dans notre environnement virtuel, nous définissons deux positions autour d'une position initiale afin de générer un espace avec une certaine raideur entre ces deux butées virtuelles comme présenté à la figure 3.39. Nous définissons θ_{m1} et θ_{m2} les deux positions angulaires des murs virtuels, k_v est la raideur du ressort virtuel entre les deux butées. Le principe est donc de générer à chaque fois que l'effecteur entre en butée avec ces murs virtuels, un couple important pour stopper net l'utilisateur.

De nombreuses études (69)(15) ont montré que lors d'un contact avec une surface rigide, le ressenti peut être décrit en trois étapes fondamentales : le contact dynamique initial avec la surface, l'interaction quasi-statique avec la surface dure, et le relâchement dynamique final de la surface. Ces trois étapes ont des caractéristiques perceptuels très différentes, qui sont simplement décrites comme la nécessité du contact initial, la dureté de la surface rigide, et la pureté du relâchement final (37) (38).

Par exemple, le modèle virtuel d'un ressort rigide linéaire fournit une représentation adéquate en terme de retour d'effort, d'un mur rigide dur, lors d'un contact statique avec la surface. Cependant, pour une interaction dynamique avec ce modèle, le contact initial présente un ressenti dérangeant de 'rebond', qui déforme l'illusion générale de rigidité. D'un autre côté, un modèle virtuel d'un amortisseur linéaire pur produit une force nette et abrupte lors du contact initial, qui pourrait être décrit plus comme un 'rejet' que comme un 'rebond'. L'interaction avec ce modèle produit une sensation très réaliste d'une surface rigide au premier instant

de contact. Après ce premier instant, l'amortisseur pur ne peut maintenir l'illusion étant donné qu'il ne possède pas de rigidité statique et permet donc ensuite une lente progression à l'intérieur du modèle du mur. Lors de la sortie du mur virtuel modélisé comme un amortisseur pur, la perception a un effet 'gluant', comme si l'opérateur retirait sa main d'un liquide visqueux. Ce ressenti peut être éliminé par une modélisation directionnelle de l'amortisseur qui ne réagit que lorsque l'opérateur cherche à franchir le mur virtuel, et non pas lorsqu'il en ressort.

Les caractéristiques d'un bon mur virtuel sont sa raideur importante et sa transparence. La raideur du mur se mesure par la pente d'évolution du couple en fonction de l'angle de rotation θ . Elle est limitée par la résolution du capteur de position dans le cas général, ainsi que par la raideur intrinsèque de la chaîne cinématique entre l'effecteur et le moteur. La transparence elle, est liée comme nous l'avons vu à la façon de simuler ce mur : si nous choisissons d'associer une raideur importante et une commande en impédance, la stabilité du mur ne sera pas assurée sans un frottement fluide important. Or, ce frottement peut modifier le rendu.

Dans ce chapitre, nous présentons une méthode de réalisation de mur qui utilise les propriétés des moteurs piézo-électriques à onde progressive.

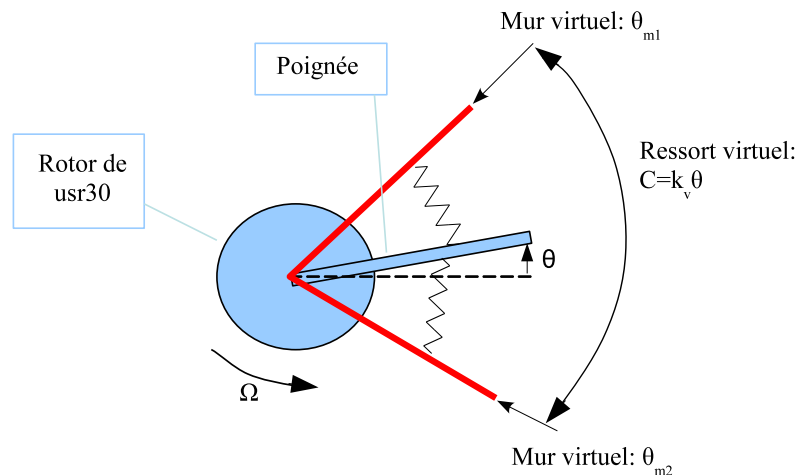


FIG. 3.39 – Illustration de l'environnement virtuel à simuler

Dans ce contexte, les moteurs piézo-électriques à onde progressive possèdent l'avantage de présenter un couple important à l'arrêt ou par manque d'alimentation, couple plus grand que le couple nominal. Ainsi, pour réaliser un mur, il suffit d'arrêter le moteur au niveau des butées, en limitant l'amplitude d'onde progressive, W , à un très bas niveau. L'intérêt est d'obtenir un mur inconditionnellement passif, puisque le couple généré est un couple de frottement. La raideur obtenue est également élevée, et ne dépend que du temps que l'on met pour couper l'alimentation du moteur : elle ne dépend pas du capteur de position.

La stratégie de ce mode mur est donc définie par l'équation 3.61 et représenté figure 3.40. Cela provoque alors un couple de blocage mesuré de $0,4\text{Nm}$, C_{mur} , grâce au frottement sec entre le rotor et le stator. On a

enfin l'environnement virtuel défini par :

$$\begin{cases} \theta_{m1} < \theta < \theta_{m2} \rightarrow C = k_v \theta - f_v \Omega \\ \theta < \theta_{m1} \text{ ou } \theta > \theta_{m2} \rightarrow |C| = C_{mur}, \Omega = 0 \end{cases} \quad (3.61)$$

avec $C_{mur}=0.4\text{Nm}$ en faisant :

$$\begin{cases} W = 0 \\ \varphi = \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (\theta < \theta_{m1}) \text{ ou } \theta > \theta_{m2} \quad (3.62)$$

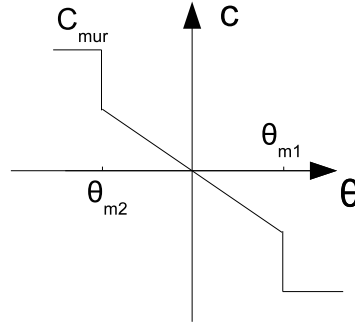


FIG. 3.40 – L'environnement virtuel idéal

Nous nous attachons dans la suite de cette partie à simuler le mode mur, et à régler la commutation du mode mur au mode élastique.

3.4.2 Implémentation dans une commande en impédance

L'implémentation de cette stratégie dans une commande en impédance se fait au niveau du processus R_{c1} et R_{c2} de la figure 3.12. Dès qu'une butée est détectée dans le monde virtuel, alors les relations R_{c2} et R_{c1} sont court-circuitées pour imposer $W=0$ et $\varphi = \frac{\pi}{2}$. Le GIC de la figure 3.41 montre les deux conditions de l'environnement virtuel. Le vecteur $(W_{eref}, \varphi_{eref})$ représente la consigne donnée par le mode élastique, le vecteur $(W_{mref}, \varphi_{mref})$ représente la consigne donnée par le mode mur.

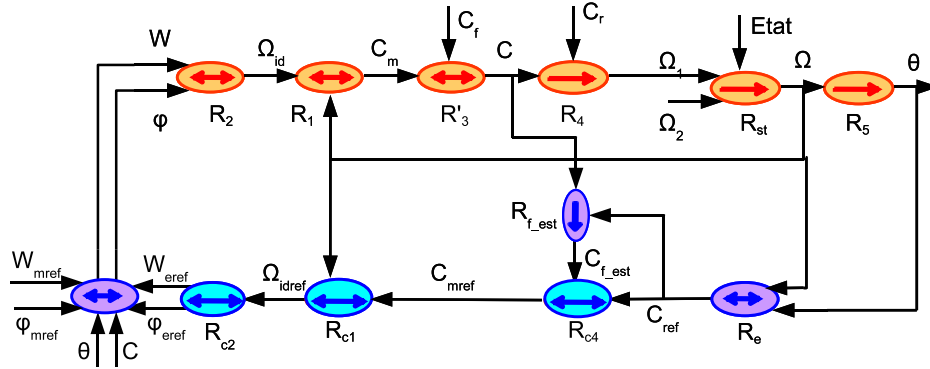


FIG. 3.41 – Commutation de consigne dans le cas idéal en GIC

Nous montrons figures 3.42 et 3.43 le résultat de cette stratégie ; nous voyons bien un comportement élastique de l'effecteur, avec deux murs

situés à $\pm 30^\circ$. Les figures 3.44 à 3.48 montrent le passage à l'état bloqué, la valeur stick valant 1 une fois que l'on pénètre dans le mur. Cependant, l'analyse des chronogrammes de la figure 3.43 nous montre également des phases de décollement du mur qui sont problématiques, avec notamment un surcouple que l'on peut observer en $t=3,1\text{sec}$. Ceci explique un effet "collant" perceptible au moment où l'on retire la manette, comme si elle était collée au mur.

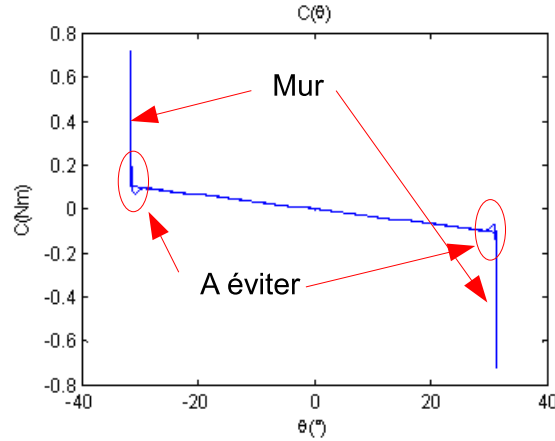


FIG. 3.42 – Résultat simulé de la commutation des deux modes

C'est afin d'améliorer ce comportement au moment du relâchement qu'une stratégie améliorée a été proposée, que nous développons dans la suite de ce chapitre.

3.4.3 Amélioration de la phase de relâchement

L'environnement virtuel que nous avons décrit au préalable est modifié. Supposons un utilisateur qui cherche à pousser un objet sur une table horizontale avec un doigt. Il entre d'abord en buté c'est-à-dire qu'il est bloqué par l'objet. S'il poursuit son effort dans le même sens, et puisque la force de frottement de l'objet sur la table est limitée, il va pousser l'objet, et ce dernier se mettra en mouvement. Lorsqu'il relâche son effort, c'est-à-dire lorsque celui-ci s'annule, il met fin au contact entre son doigt et l'objet, mais l'objet a changé de place.

Nous allons simuler ce comportement sur l'exemple précédent. Nous supposons donc que les murs peuvent changer de position si l'utilisateur dépasse la force résistante maximale de l'actionneur comme décrit à la figure 3.49. Afin d'assurer la raideur du ressort virtuel, il faut limiter la largeur de la zone du mode élastique. on fixe donc la distance entre les deux murs. Quand l'utilisateur bouge l'effecteur contre un mur, et s'il applique une force supérieure à la force du mur, le mur se déplace depuis θ_{m1} vers θ'_{m1} ; par conséquent, l'autre mur en θ_{m2} se déplace en θ'_{m2} , en gardant :

$$\theta_{m1} - \theta'_{m1} = \theta_{m2} - \theta'_{m2} \quad (3.63)$$

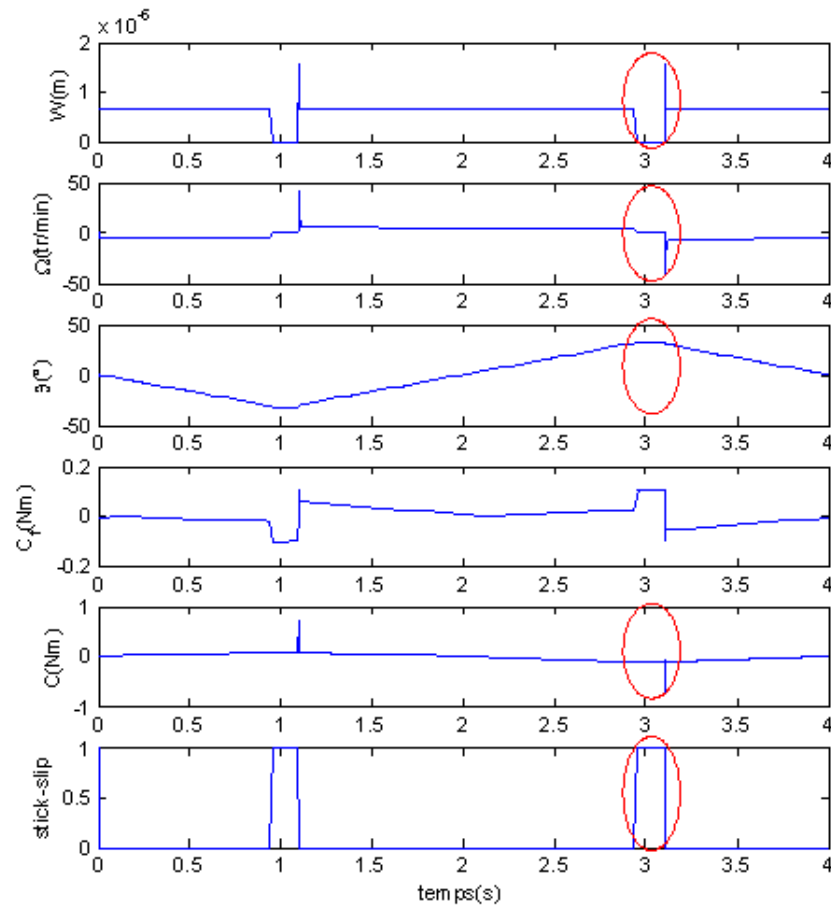


FIG. 3.43 – Caractéristiques du moteur commandé en impédance pour la simulation des deux modes

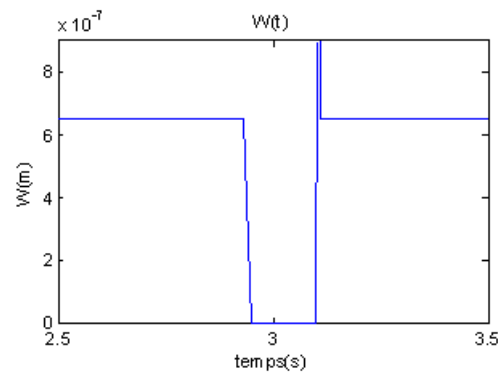


FIG. 3.44 – Amplitude d'onde progressive

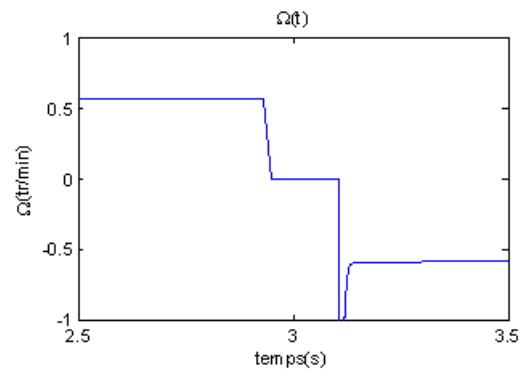


FIG. 3.45 – Vitesse de rotation du moteur

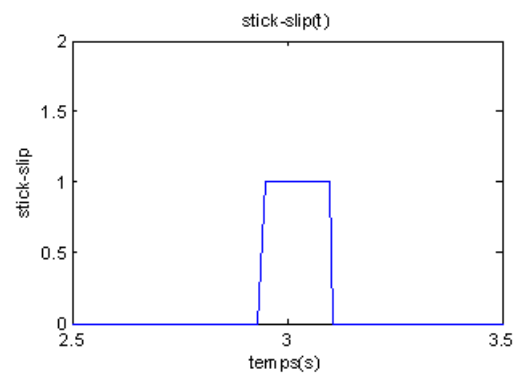


FIG. 3.46 – 'Stick-slip'

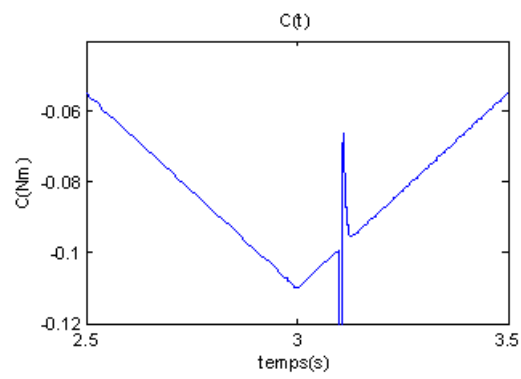


FIG. 3.47 – Couple fourni par moteur

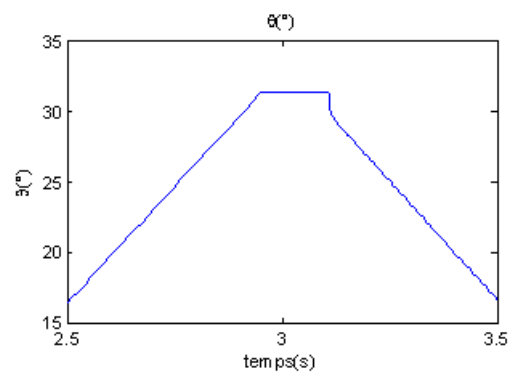


FIG. 3.48 – Position angulaire

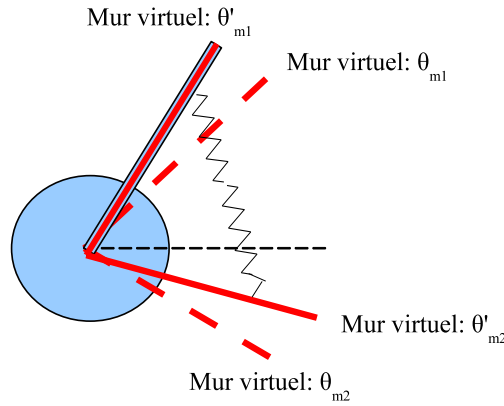


FIG. 3.49 – Murs virtuels et leur évolution

ceci nous permettra de garder la raideur de notre mode élastique k_v :

$$k_v = \frac{2C_1}{\theta_{m1} - \theta_{m2}} = \frac{2C_1}{\theta'_{m1} - \theta'_{m2}} \quad (3.64)$$

avec C_1 défini à la figure 3.50.

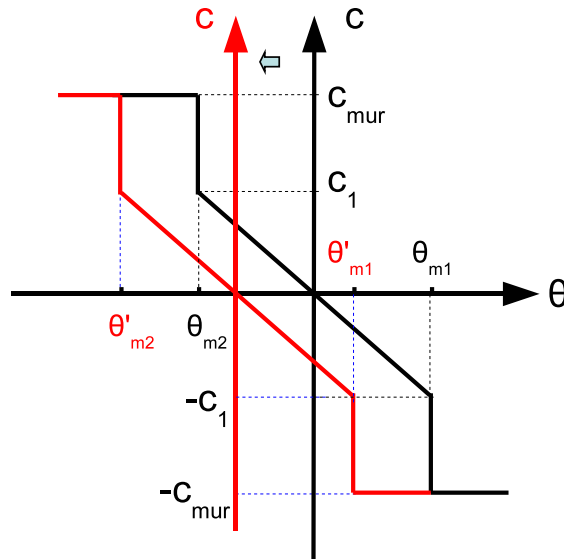


FIG. 3.50 – Illustration du nouvel environnement virtuel

Grâce à cette stratégie, il est possible de simuler correctement l'effet de la pénétration dans le mur virtuel, et dès que l'utilisateur amorce un retour en arrière une fois arrivé dans le mur, il subit un effort élastique. Cependant, utiliser la variable θ seule pour décider de la commutation d'un mode à l'autre produit un résultat insatisfaisant : à la limite, l'algorithme commute du mode mur au mode élastique, ce qui ralentit d'une part la simulation et nuit au ressenti de l'utilisateur.

C'est pourquoi, la condition de décollement de l'effecteur sur l'objet virtuel est donnée par la force de contact qui s'annule lorsque le contact disparaît. Or, à cause de la présence du ressort virtuel, cette force de

contact est égale à la force de poussée du moteur sur l'effecteur, moins la part nécessaire à la compression de ce ressort. La condition de décollage s'écrit donc : $C - C_1 = 0$ pour que la mannette puisse rentrer dans mode élastique. La commutation est résumée dans le schéma de Pétri à la figure 3.51 :

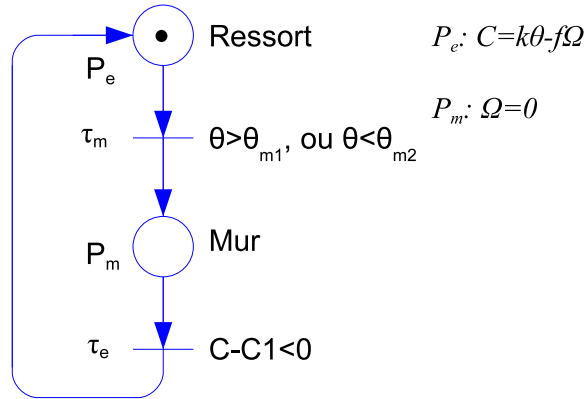


FIG. 3.51 – Réseau de Pétri de la commutation des deux modes

Bien sur, l'équation de la référence du couple doit être modifiée en fonction du changement de la position angulaire afin de maintenir la raideur de mode élastique.

On dessine un diagramme de la stratégie de commande en organisant les deux modes et la commutation (14).

Les résultats expérimentaux à base de ce diagramme sur le déplacement du mur seront présentés dans le chapitre suivant.

3.5 CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons établi les principes de contrôle d'un moteur piézoélectrique à onde progressive dans le cadre d'une application à retour d'effort. Nous avons tout d'abord montré les structures de commande en impédance et en admittance, qui sont normalement réservées respectivement pour la simulation de raideur faible et pour la simulation de raideur forte.

Puis nous avons prototypé une commande en impédance. Nous nous sommes attachés à décrire précisément l'inversion de chaque bloc, et le choix des correcteurs. Cette inversion a donné lieu à une commande originale dans laquelle le couple de frottement à l'interface stator/rotor est identifié. Des résultats de simulation sont montrés. Ils montrent que l'environnement virtuel est obtenu et que l'utilisateur ressent peu l'effet de stick-slip au changement de signe de la vitesse.

Nous avons ensuite répété l'opération dans le cadre d'une commande en admittance. Cette fois, nous avons montré comment utiliser une commande en position par boucle à modèle de comportement pour obtenir l'environnement virtuel souhaité.

Enfin, nous avons décrit la réalisation d'un mur virtuel par manque d'alimentation du moteur. Cette technique produit des murs raides et stables même avec une commande en impédance. Nous avons également

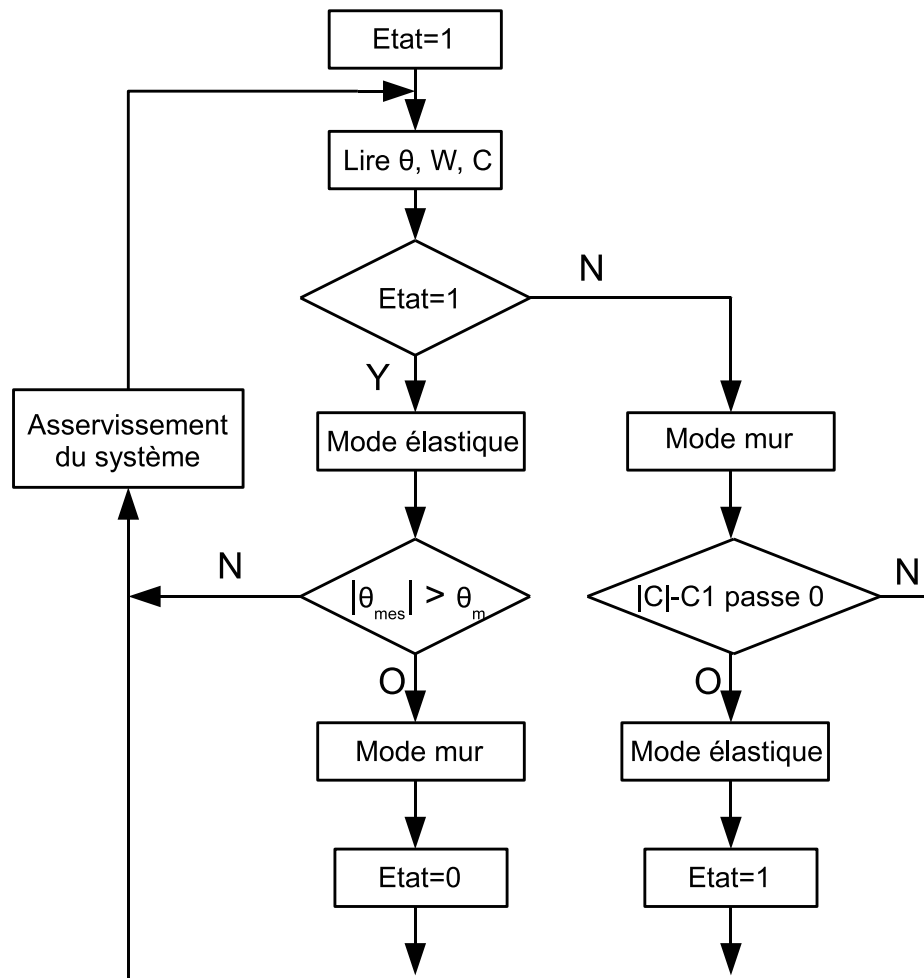


FIG. 3.52 – Diagramme de la commutation des deux modes

présenté une stratégie concernant ce mur pour laquelle la position du mur bouge, ceci pour permettre un décollement plus réaliste.

Dans ce chapitre donc, nous avons mis au point les divers correcteurs et stratégies pour obtenir un bon comportement de l'interface. Ces correcteurs et ces stratégies sont alors repris dans le chapitre 4, cette fois de manière expérimentale.

RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

4

Nous présentons dans ce chapitre les résultats expérimentaux de la commande en retour d'effort d'un moteur piézo-électrique à onde progressive. Dans un premier temps, nous présentons l'interface à un degré de liberté qui a permis l'implantation des lois de commande. Puis nous présentons respectivement les résultats de la commande en impédance et en admittance. L'environnement virtuel simulé pour ces commandes est un mode élastique. Le mode mur tel qu'il a été défini au chapitre précédent est également traité lors de l'étude de la commande en admittance.

4.1 PRÉSENTATION DE LA PLATE-FORME EXPÉRIMENTALE

4.1.1 Présentation du dispositif à 1ddl

Le travail présenté dans ce mémoire a vocation à être dupliqué trois fois pour servir à la motorisation du digitracker, périphérique homme-machine à trois degrés de liberté, développé au LIFL (voir chapitre 1). Cependant, les commandes développées l'ont été sur un prototype à un seul degré de liberté.

Ce prototype, photographié à la figure 4.1, est composé d'un axe tournant guidé en rotation par deux paliers lisses. La position angulaire de l'axe est repérée par un capteur de position, réalisé à partir d'un potentiomètre Vishay Spectrol 157-21202 de $10k\Omega$ qui délivre donc une tension proportionnelle à la position. Le retour d'effort est réalisé par un moteur USR30 accouplé à l'axe sur lequel l'effecteur est attaché.

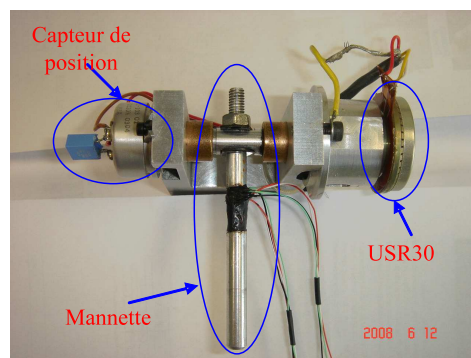


FIG. 4.1 – Plateforme d'expérimentation à 1ddl (a) vue de dessus

La mesure du couple moteur est réalisée par l'ajout de jauges de contraintes (CEA # 13015 UW, 120Ω de Vishay) qui mesurent la déformation de la manette (79). Celle-ci est proportionnelle à l'effort de l'utilisateur sur l'effecteur. Par ailleurs, puisque ce capteur de couple est placé

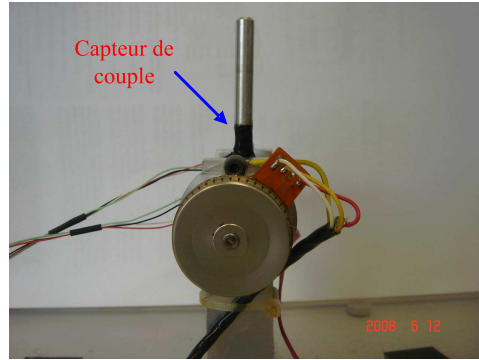


FIG. 4.2 – Plateforme d'expérimentation à 1ddl (b) vue de coté

au plus près de l'axe de rotation du moteur, nous incluons donc les effets inertiels liés à la rotation de la manette : c'est bien le couple C que nous mesurons. Des conditionneurs E101 permettent l'extraction du signal issu des jauges en une grandeur utilisable. Ainsi, le capteur fournit 1V pour 0.1Nm appliqué en bout d'effecteur.

4.1.2 Electronique d'interfaçage

D'un point de vue électrique, le moteur est alimenté par un amplificateur linéaire. Ce choix conduit à un encombrement prohibitif du système comme le montre la figure 4.3, mais permet de contrôler avec la meilleure dynamique les tensions d'alimentation du moteur. En particulier, le déphasage des tensions d'alimentation est obtenu simplement en décalant les références. A l'avenir, et afin de miniaturiser l'alimentation du moteur, il est envisageable d'utiliser les amplificateurs à découpage du fabricant des moteurs.



FIG. 4.3 – Equipement de banc à retour d'effort

Les références des tensions d'alimentation sont issues d'une carte électronique qui possède en entrée la fréquence de travail souhaitée ainsi que le déphasage des deux tensions d'alimentation (figure 4.4). Ce dernier est fourni sous la forme d'un mot de 5 bits (32 positions possibles) pour un déphasage réglé entre $-\frac{\pi}{2}$ et $\frac{\pi}{2}$. Deux potentiomètres permettent de régler l'amplitude crête de chaque tension indépendamment, que l'on fixe à 200V.

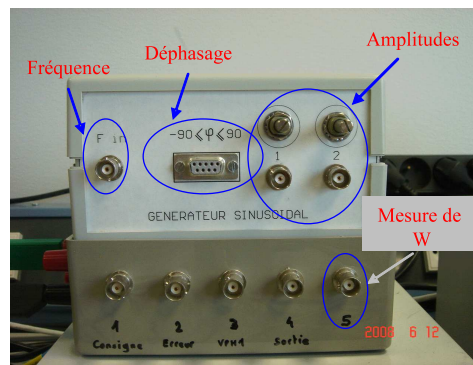


FIG. 4.4 – Régulateur de tension et estimateur d'amplitude d'onde progressive

L'amplitude de vibration W est obtenue en redressant puis en filtrant la tension captée sur l'électrode auxiliaire que comporte le moteur. Le gain de ce capteur de vibration a été évalué à $24V/\mu m$.

4.1.3 Implantation des lois de commande

Un kit DSP SBC6711 qui communique avec un ordinateur PC réalise le contrôle de l'interface. Ce DSP comporte 4 voies de sortie numérique-analogique ainsi que de 8 voies d'entrée analogique-numérique. Il comporte également un bus d'Entrée/Sortie numérique.

L'implémentation de la commande suit globalement l'architecture de la figure 4.5.

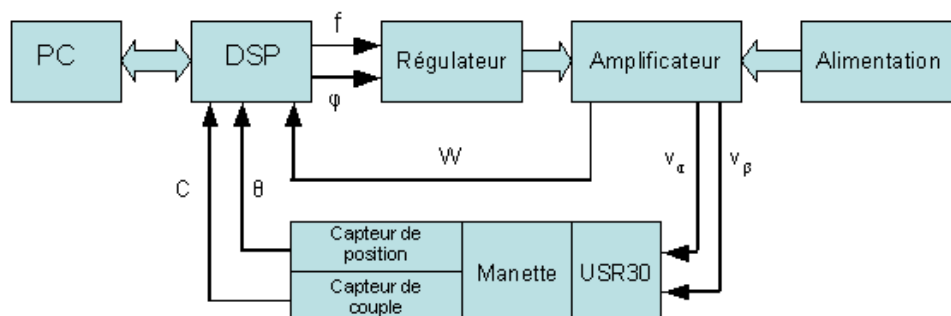


FIG. 4.5 – Principe de plateau d'expérimentation

Le processus d'exécution de ce système se présente ici : dans un premier temps, l'alimentation offre deux tensions V_α , V_β de 200V crête avec un certain de déphasage au moteur USR30 via un amplificateur, ce qui entraînera en rotation le moteur. Le DSP fera l'acquisition du couple, de l'angle de rotation et de l'amplitude de vibration W . De la position du rotor, il en déduit la vitesse de rotation et peut donc calculer la référence de couple donnée par l'environnement virtuel. Ensuite, il peut en déduire l'amplitude vibratoire de référence nécessaire, qu'il asservit en jouant sur la fréquence et le déphasage des tensions.

4.1.4 Asservissement de l'amplitude d'onde W

L'asservissement en amplitude d'onde du moteur fait ici l'objet d'un paragraphe particulier. En effet, les conclusions du chapitre précédent montrent bien que le réglage du couple ou de la position passe in fine par le contrôle de l'amplitude vibratoire du moteur.

Ce contrôle doit être stable et rapide. Pour y parvenir, (24) suggère de contrôler W en jouant sur le déphasage relatif entre la tension issue de l'électrode auxiliaire et une tension d'alimentation. Ce faisant, il est possible de maintenir le fonctionnement du moteur dans la zone stable. Cependant, cette méthode s'est avérée délicate à mettre en oeuvre sur le moteur USR30 ; de plus, il se révèle peu sujet au phénomène de calage sous forte charge. C'est pourquoi nous avons mis en oeuvre une commande par action sur la fréquence.

Le principal problème de cette méthode est que la fonction de transfert qui relie W à f - la fréquence des tensions d'alimentation - dépend fortement du point de fonctionnement. Une modélisation qui amènerait à une commande est difficile à entreprendre. C'est pourquoi l'asservissement en W a été réglé par la méthode de Zigler-Nichols (67).

Pour cela, on fixe φ à $\pi/2$ et on boucle le système en corrigeant par un correcteur proportionnel. On élève alors le gain de la boucle ouverte afin de mettre en oscillation le système, tandis qu'en entrée, on impose une consigne en échelon entre Wmin et Wmax (Wmax est la valeur limite d'amplitude d'onde que l'on se fixe pour ne pas détériorer le moteur). On relève Kosc, la valeur du gain de la boucle qui met le système en oscillation, ainsi que Tosc, la période des oscillations obtenues (4.6).

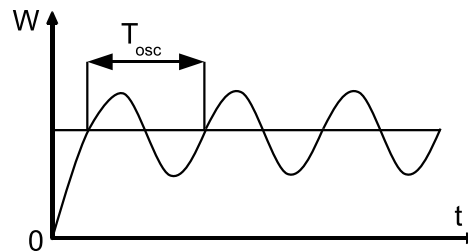


FIG. 4.6 – Principe de méthode de Zigler-Nichols

Nous avons mesuré Kosc = 1 et Tosc = 2ms.

Dans un deuxième temps, nous choisissons un correcteur PI pour l'asservissement de W, c'est-à-dire que l'on pose :

$$C(p) = Kp + \frac{Ki}{p} \quad (4.1)$$

On règle alors $Kp = 0.45Kosc$ et $Ki = 1/(0.83Tosc)$, conformément à la méthode de Zigler-Nichols.

Ceci nous mène à $Kp=0.45$ et $Ti=1.66ms$ soit $Ki=1/Ti = 600s^{-1}$.

Une fois ces coefficients entrés, le système fonctionne plutôt bien mais manque un peu de rapidité ; on affine alors le réglage des coefficients pour obtenir le meilleur temps de réponse possible. La figure 4.7 montre le résultat en boucle fermée de la commande en W. Le temps de réponse mesuré se situe aux alentours de 3ms.

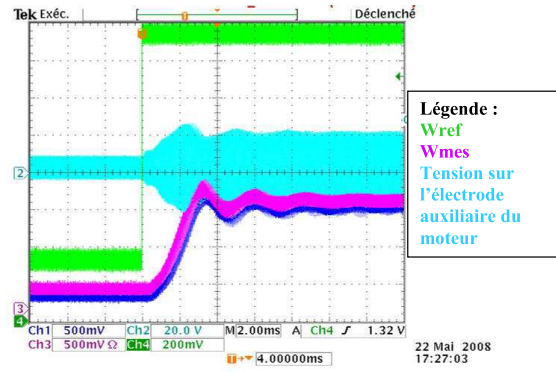


FIG. 4.7 – Hauteur d'onde de référence et mesurée après réglage

On peut alors identifier le système selon une fonction de transfert du 2nd ordre. On utilise alors MATLAB pour filtrer la réponse du système et pour identifier les paramètres de cette fonction de transfert.

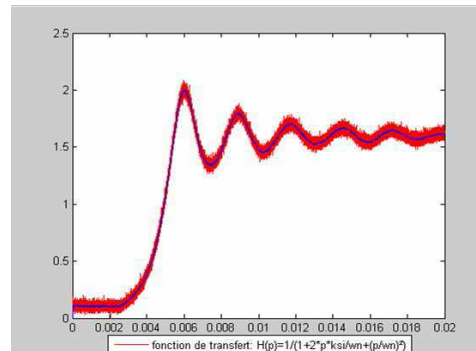


FIG. 4.8 – Hauteur d'onde mesurée et filtrée

Sur la figure 4.8, en rouge, on trouve le signal original et en bleu, ce même signal après un filtrage à moyenne flottante.

La fonction de transfert en boucle fermée du système est donc identifiée à :

$$\frac{W}{W_{ref}} = H(p) = \frac{1}{1 + 2 \times 6.1e - 4p + (\frac{p}{697})^2} \quad (4.2)$$

Pour une meilleure précision, cette identification a été répétée pour 4 points de fonctionnement différents et une moyenne des coefficients a été faite pour en tirer la fonction de transfert suivante :

$$\frac{W}{W_{ref}} = H(p) = \frac{1}{1 + 2 \times 7.2e - 4p + (\frac{p}{720})^2} \quad (4.3)$$

La commande en hauteur d'onde étant réalisée, la réponse en hauteur d'onde identifiée, il est maintenant possible de synthétiser le reste de la commande. Pour commencer, le paragraphe suivant présente les résultats obtenus avec la synthèse de la commande en impédance.

4.2 RÉSULTATS DE LA COMMANDE EN IMPÉDANCE

Dans cette partie, nous traitons des résultats expérimentaux du moteur contrôlé en couple dans le cas d'un mode libre, du mode élastique et du mode mur. Pour le mode libre, à tout instant le couple de sortie du moteur est nul, il n'y aura donc aucun retour d'effort ; on souhaite dans ce cas là étudier la transparence du dispositif. Dans le mode élastique, on simulera trois ressorts avec chacun une raideur différente. Enfin, nous présentons le mode mur comme nous l'avons exploité au cours du chapitre 3.

4.2.1 Simulation d'un environnement libre

Au cours de cet essai, l'environnement simulé est défini comme suit :

$$C_{ref} = 0 \quad (4.4)$$

L'utilisateur manipule l'effecteur en avant ou en arrière, mais il ne ressent aucun effort. Ces résultats sont présentés temporellement à la figure 4.9, et nous donnons à la figure 4.10 la représentation dans le plan $C(\theta)$.

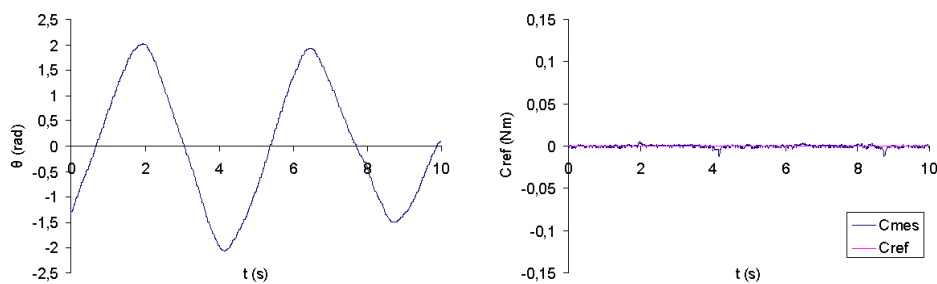


FIG. 4.9 – (a) Position angulaire ; (b) Couple en sortie du moteur

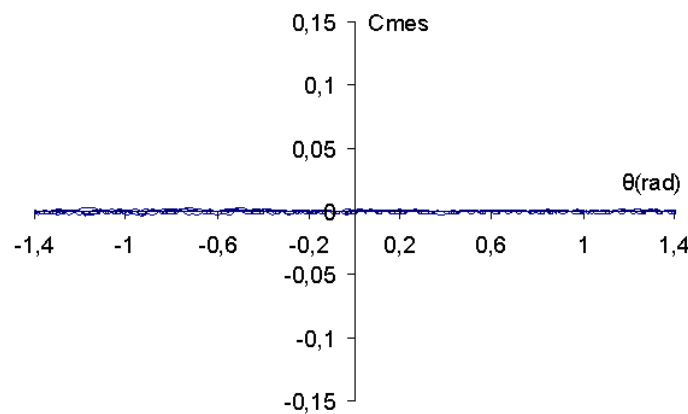


FIG. 4.10 – Couple en fonction de position angulaire dans le mode libre

Nous montrons ainsi qu'il est possible de simuler un environnement libre, transparent pour l'utilisateur. En particulier, aux passages par 0 de la vitesse, nous n'observons pas d'effet de collage sur la réponse en couple : référence et mesure se confondent. Ce résultat est encourageant, car les moteurs piézo-électriques à onde progressive sont bloqués hors-alimentation. La simulation d'un environnement libre est donc contrai-

gnante pour la commande, à l'opposé de ce que nous avons avec les moteurs électromagnétiques qui sont naturellement transparents hors alimentation. Cependant, le moteur ne présente aucun couple, les phénomènes de 'stick-slip' sont peu visibles. Dans le paragraphe suivant, nous mettons en oeuvre un environnement virtuel mettant en jeu un ressort de raideur paramétrable. Les niveaux de couple seront alors plus importants.

4.2.2 Simulation d'une raideur paramétrable

Dans cette partie, nous allons simuler trois raideurs différentes pour le mode élastique. Pour étudier des caractéristiques de retour d'effort, on fera une série d'expérimentations : on s'intéresse au couple moteur en fonction de la position angulaire pour tracer la caractéristique $C(\theta)$, on va constater en même temps la variation de l'amplitude d'onde progressive W et du déphasage d'onde stationnaire ; nous relevons aussi la vitesse idéale du rotor et le couple de frottement estimé dans le moteur. Les courbes sont montrées figure 4.11.

Dans cette série d'expérimentations, on a fait trois essais. ' k_v petit', ' k_v moyen', et ' k_v grand', avec ' k_v ' qui correspond à la raideur simulée du chapitre 3.

En regardant les graphes de la figure 4.11, nous observons que le couple est réglé à W constant et φ variable dans le cas où k_v est petit ou moyen. C'est à dire que l'on agit exclusivement sur φ pour régler le couple dans ce cas. Lorsque la demande en couple est plus grande, on travaille dans les 2 modes : W variable et φ variable. Notons que le passage d'un mode à l'autre se fait de manière continue.

Signalons enfin qu'aux changements de sens de la vitesse et par conséquence au passage par 0 de celle-ci, le couple reste plus ou moins (à 0.001Nm près) calé sur la caractéristique idéale. C'est un bon point puisqu'à ce moment, le moteur passe à l'état bloqué, il faut donc un couple en transitoire égale au couple statique pour se décrocher. Une partie de ce couple est fourni par le moteur, l'autre par l'utilisateur.

Ainsi, nous montrons que la raideur perçue par l'utilisateur est paramétrable, comme le montre les pentes des caractéristiques des figures 4.12 à 4.14. Par ailleurs, ces caractéristiques, qui sont des droites présentent peu d'hystérésis. Sur la figure 4.14, nous observons que la caractéristique s'écarte de la caractéristique idéale lorsque $C > 0,05\text{Nm}$. La raison est que le couple fourni par le moteur sature dans un sens de rotation : dans ce cas le fonctionnement de la commande en impédance fait au mieux.

Nous avons montré dans cette partie que nous pouvons parvenir à simuler un comportement élastique paramétrable. Nous avons montré qu'en fonctionnement, l'algorithme de commande commute d'un réglage à W constant et φ variable à un réglage φ constant et W variable, et que le passage d'un mode à l'autre s'effectue sans difficultés. Dans la prochaine partie, nous proposons la simulation d'un mur virtuel.

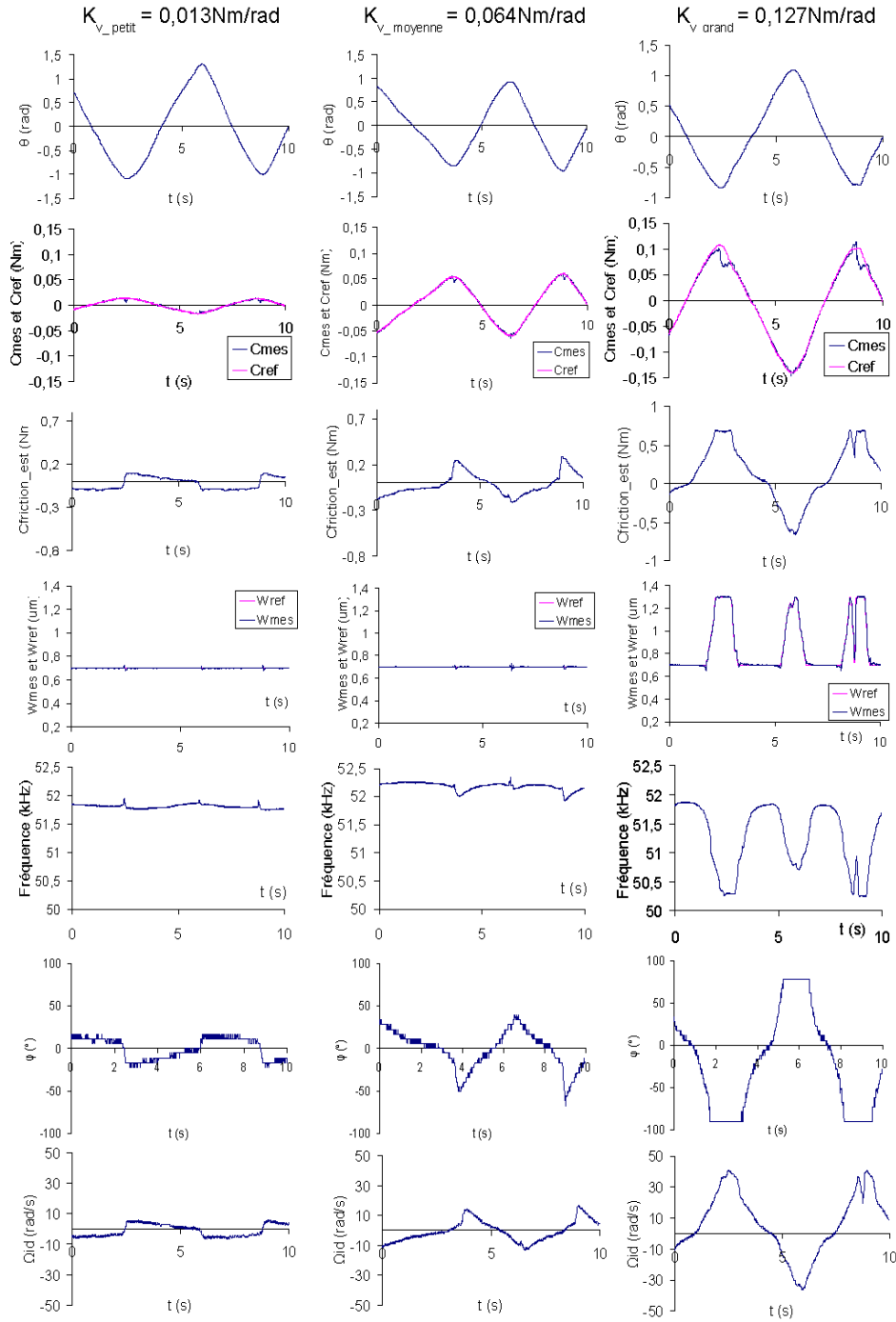


FIG. 4.11 – Résultats expérimentaux de la commande en impédance pour le mode "ressort"

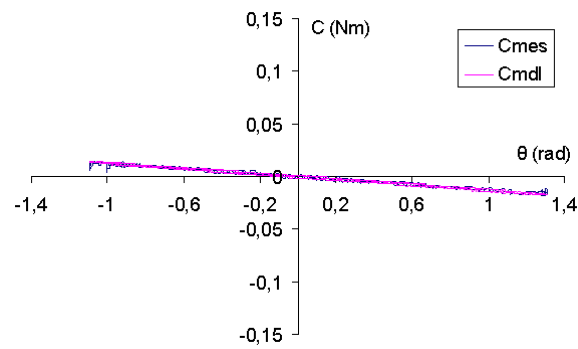


FIG. 4.12 – Mode élastique avec une petite raideur

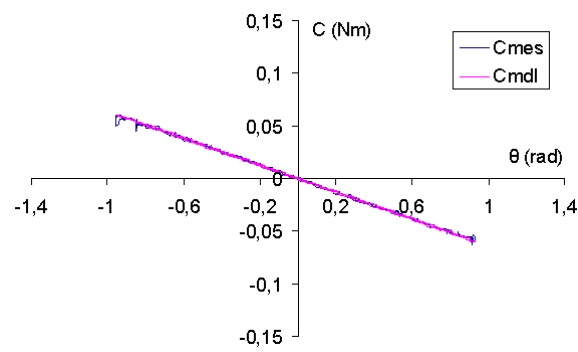


FIG. 4.13 – Mode élastique avec une moyenne raideur

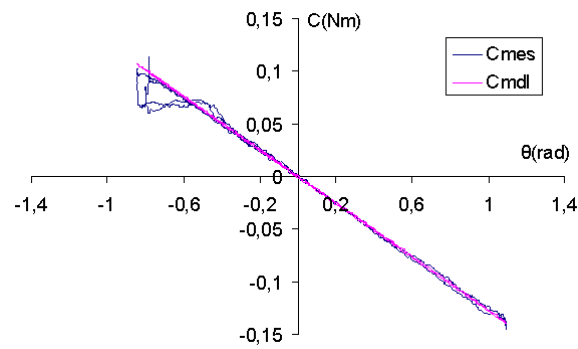


FIG. 4.14 – Mode élastique avec une grande raideur

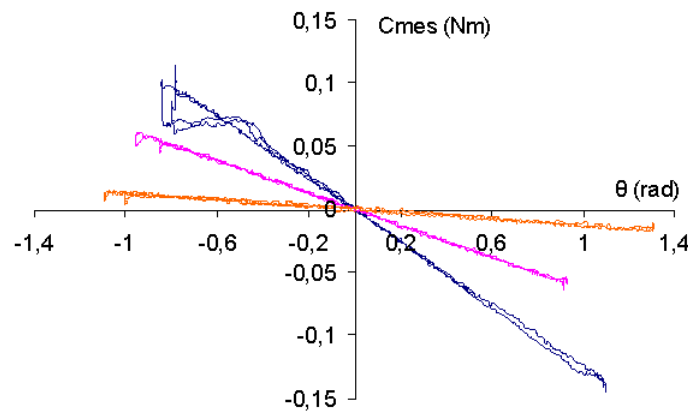


FIG. 4.15 – 3 ressorts simulés dans le mode élastique par commande en impédance

4.2.3 Réalisation du mur

Dans cette partie, on va simuler la commutation entre le mode élastique et le mode mur de deux manières. D'abord, nous nous intéressons à la simulation d'un mur virtuel classique, par exemple, quand l'utilisateur pousse la manette jusqu'à la position du mur, il sera comme arrêté par une surface dure. Cependant, dans l'expérimentation, il est impossible de simuler une raideur avec une valeur infinie ni avec un seuil élevé, si bien qu'à un moment ou un autre, l'utilisateur est plus fort que le moteur, il pénètre à l'intérieur du mur. Pour éviter cela, nous proposerons une deuxième stratégie qui, au lieu de permettre l'enforcement du mur, provoquera son déplacement virtuel. Car le couple du moteur est limité, et en revanche, on ne peut pas limiter la force de l'utilisateur, il y a donc un risque de pénétration dans le mur. Il nous faut donc déplacer la position du mur pour assurer le relâchement. La stratégie de la commande a déjà été présentée dans la chapitre précédent. Des résultats correspondant sont présentés dans la suite.

Nous nous intéressons dans un premier temps, au cas de figure dans lequel l'utilisateur ne cherche pas à pénétrer dans le mur. La figure 4.16 présente des caractéristiques du moteur USR30 dans un système à retour d'effort qui comprend le mode élastique et le mode mur. Comme dans le troisième chapitre, l'utilisateur tient la manette et fait quelques allers-retours, comme présenté dans figure (a). On constate d'abord les caractéristiques mécaniques, par exemple, le couple de mesuré C_{mes} comparé au couple de référence C_{ref} (b). On voit que quand θ arrive à sa valeur maximale, il apparaît un pic dans la courbe de C_{mes} inexistant dans celle de C_{ref} . Ceci s'explique parce qu'on a donné une consigne extérieure à W ($W_{ref}=0$) pour bloquer le moteur dès qu'on arrive à la position du mur, indépendamment du couple de référence.

La figure 4.16(d) montre la comparaison entre la mesure et la référence de l'amplitude d'onde progressive W . En fait, il y a une petite différence entre W_{ref} et W_{mes} ; c'est parce que W est contrôlé par la fréquence (f), toutefois la fréquence varie dans un cadre (47kHz-58kHz) pour respecter la caractéristique $W = f(\text{fréquence})$. Il sature alors la consigne de W_{ref} , on

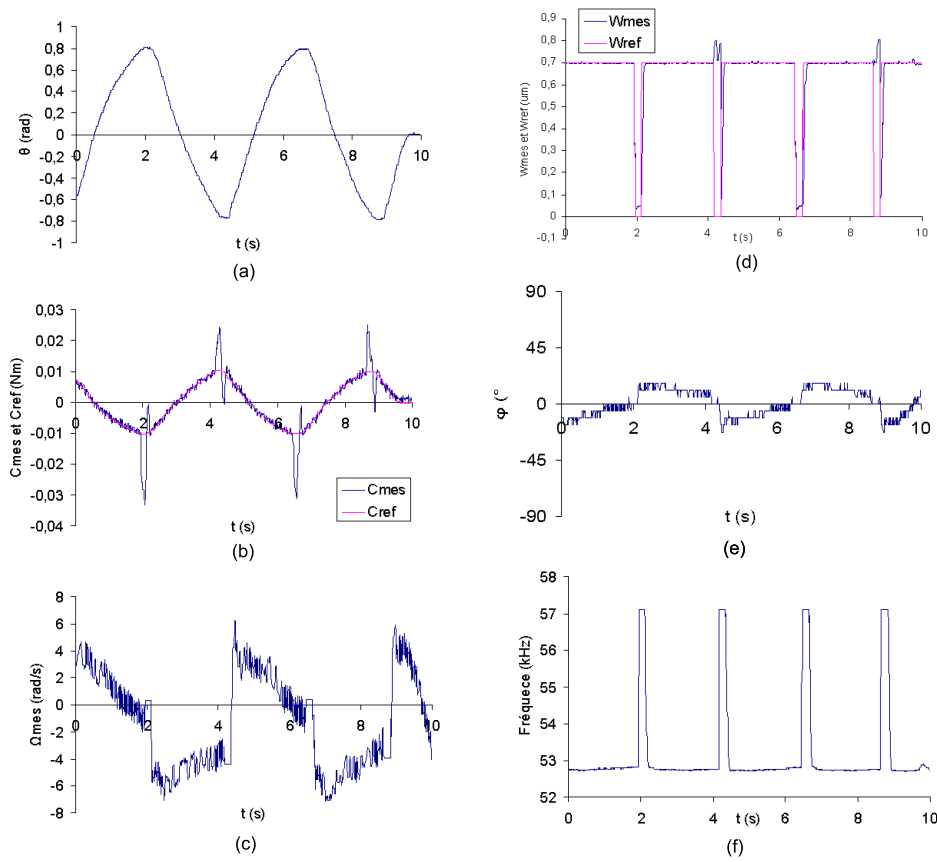


FIG. 4.16 – Caractéristiques de la commutation des modes ressort et mur, cas sans pénétration dans le mur

a donc un W_{mes} qui n'est pas exactement comme W_{ref} quand W_{ref} égale à 0.

Après avoir présenté les caractéristiques en fonction du temps, on s'intéresse maintenant à la caractéristique globale, montrée figure 4.17.

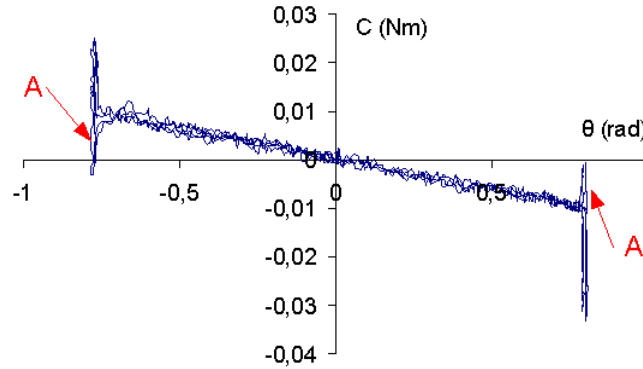


FIG. 4.17 – caractéristique globale de la reproduction des deux modes (ressort et mur)

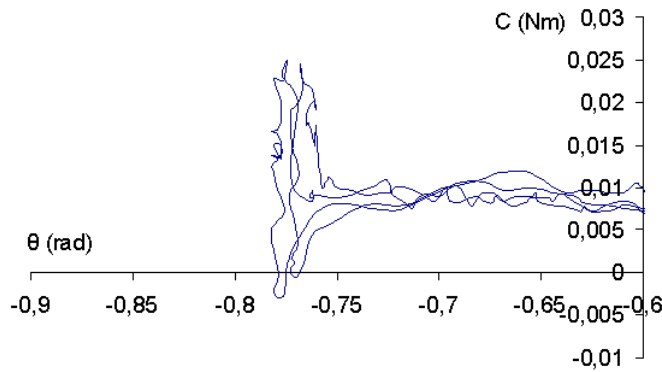


FIG. 4.18 – Zoom de caractéristique globale de la commutation des deux modes

Cette courbe met en évidence deux parties : l'une avec une certaine valeur de raideur (0,013Nm), l'autre avec une valeur très grande. Un zoom (4.18) autour de $\theta = -0,75$ rad permet d'évaluer la raideur à 1,8Nm/rad. Cependant, notons qu'au retour, c'est à dire lorsque l'on souhaite revenir du mur, le couple perçu par l'utilisateur tombe à 0 (repère A sur la figure 4.17). L'origine du phénomène tient dans le temps de réponse de l'asservissement de W , qui doit passer rapidement de la valeur 0 à une valeur définie par la référence de couple. A la sortie du mur, et pendant quelques millisecondes, on perd le contrôle en couple. Mais pratiquement, ce phénomène a très peu d'influence sur la sensation perçue par l'utilisateur.

Nous nous intéressons dans un deuxième temps au cas où l'utilisateur continue de pousser malgré le contact avec le mur. Nous montrons donc les caractéristiques dans le cas d'un mur bougeable (figure 4.19). Si l'on rapproche ces caractéristiques de celles de la figure 4.16, on note que la différence majeure se situe au niveau du couple (figure 4.16(b)). On voit que pendant l'intervalle de temps de 1 à 3 secondes, ou de 5 à 7 secondes, le couple mesuré augmente brutalement, et se maintient constant avec une

valeur de 0.1Nm. Ensuite, le couple revient à sa valeur normale. Pendant ces intervalles de temps, la manette pénètre dans le mur.

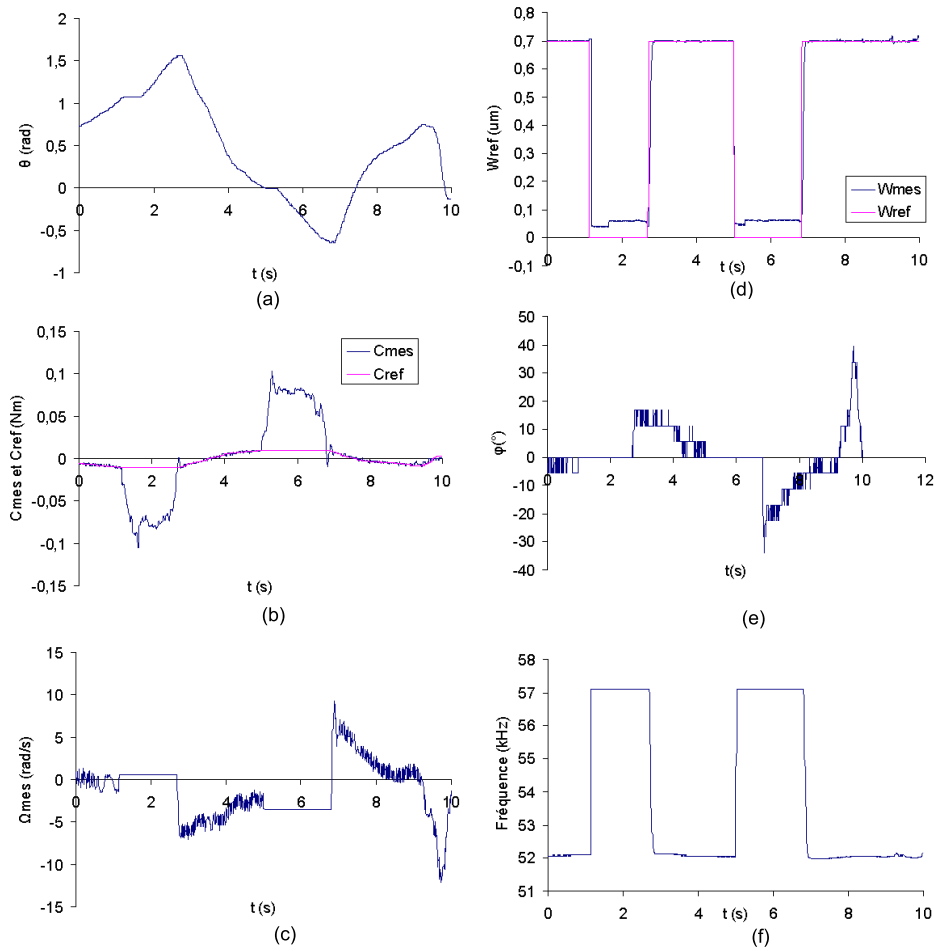


FIG. 4.19 – Caractéristiques de la commutation des deux modes avec pénétration

Nous montrons dans le plan $c(\theta)$ la caractéristique obtenue dans ce mode de fonctionnement. Nous y relevons le déplacement de la frontière entre le mode mur et le mode élastique. (figure 4.20)

On constate bien la présence d'une hystérésis entre l'aller et le retour à cause de la pénétration dans le mur virtuel ; en revanche, la raideur du mode élastique est bien gardée grâce à la stratégie de décalage de mur. La figure 4.21 est une agrandit d'une phase de la figure 4.20. La raideur mesurée du mur est de $\frac{0.105 Nm}{0.005 rad} = 21 Nm/rad$, qui est très importante par rapport à la raideur du mode élastique.

En fait, d'un point de vue perceptuel, cet effet de pénétration peut être interprété comme lorsque l'on pousse un objet sur une surface en provoquant un certain de frottement.

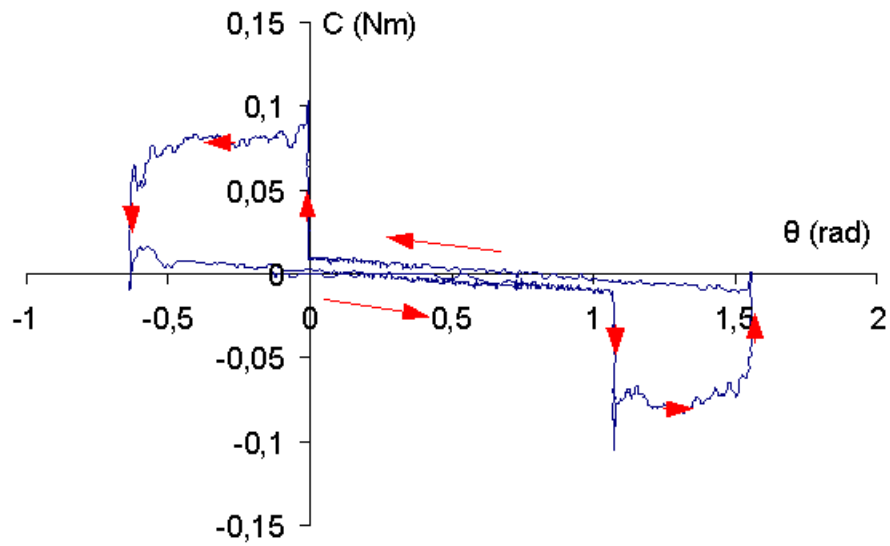


FIG. 4.20 – Commutation des deux modes avec une pénétration dans le 'mur'

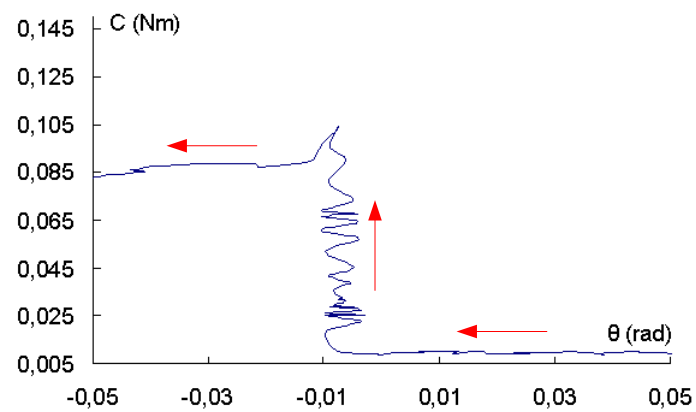


FIG. 4.21 – Zoom de la commutation des deux modes avec une pénétration dans le 'mur'

4.3 RÉALISATION DE LA COMMANDE EN ADMITTANCE

Dans cette partie, on se concentrera sur la commande en admittance, qui est souvent utilisée pour simuler une grande raideur. Nous donnerons donc les résultats expérimentaux pour la simulation du mode élastique dans le cas de 3 raideurs importantes. La stratégie de commande en admittance implantée est celle explicitée au chapitre 3, avec un contrôle par retour d'état et une commande à modèle.

On teste tout d'abord le correcteur de modèle. On compare les variables de sortie du correcteur de modèle, par exemple, θ_P et Ω_P , avec les variables mesurées θ et Ω , en imposant des échelons sur la consigne de position. On obtient alors les résultats de la figure 4.22. Ils montrent que le correcteur fonctionne parfaitement.

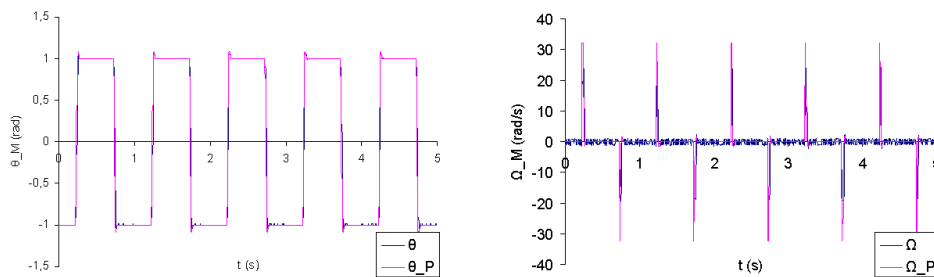


FIG. 4.22 – Comparaison entre θ_P , Ω_P et θ_{mes} , Ω_{mes}

Les caractéristiques du système à retour d'effort avec la commande en admittance sont montrées figure 4.23. Comme pour la commande en impédance, on a simulé 3 raideurs : le 'k petit' (0.051Nm/rad), le 'k moyen' (0.255Nm/rad), et le 'k grand' (0.407Nm/rad). Mais à la différence de la commande en impédance, qui asservit le couple de référence en mesurant la position de la manette, ici, on mesure d'abord le couple du moteur (a_1 , a_2 , a_3), et, en prenant compte la stratégie de l'environnement virtuel, on calcule la position angulaire de référence (b_1 , b_2 , b_3). On voit alors que la mesure et la référence de θ sont bien cohérentes. De plus au moment où l'amplitude d'onde progressive W (d_1 , d_2 , d_3) et la fréquence (e_1 , e_2 , e_3) restent constantes, le déphasage φ varie tout le temps (f_1 , f_2 , f_3).

Les figures 4.24, 4.25, 4.26, 4.27 montrent les 3 raideurs étudiées. Ces caractéristiques sont bien linéaires et le couple est proportionnel à la position angulaire, qui montre bien le mode élastique. Par rapport à la commande en impédance, le frottement introduit dans l'environnement virtuel (paramètre f_v) est limité dans ce cas.

Nous venons donc de présenter les résultats d'une commande en admittance du moteur USR30. Cette commande montre des performances acceptables dans le cadre d'un environnement virtuel élastique. Elle a montré qu'elle pouvait effectivement simuler des raideurs plus importantes que celles obtenues avec une commande en impédance. Elle est complémentaire de la commande en impédance.

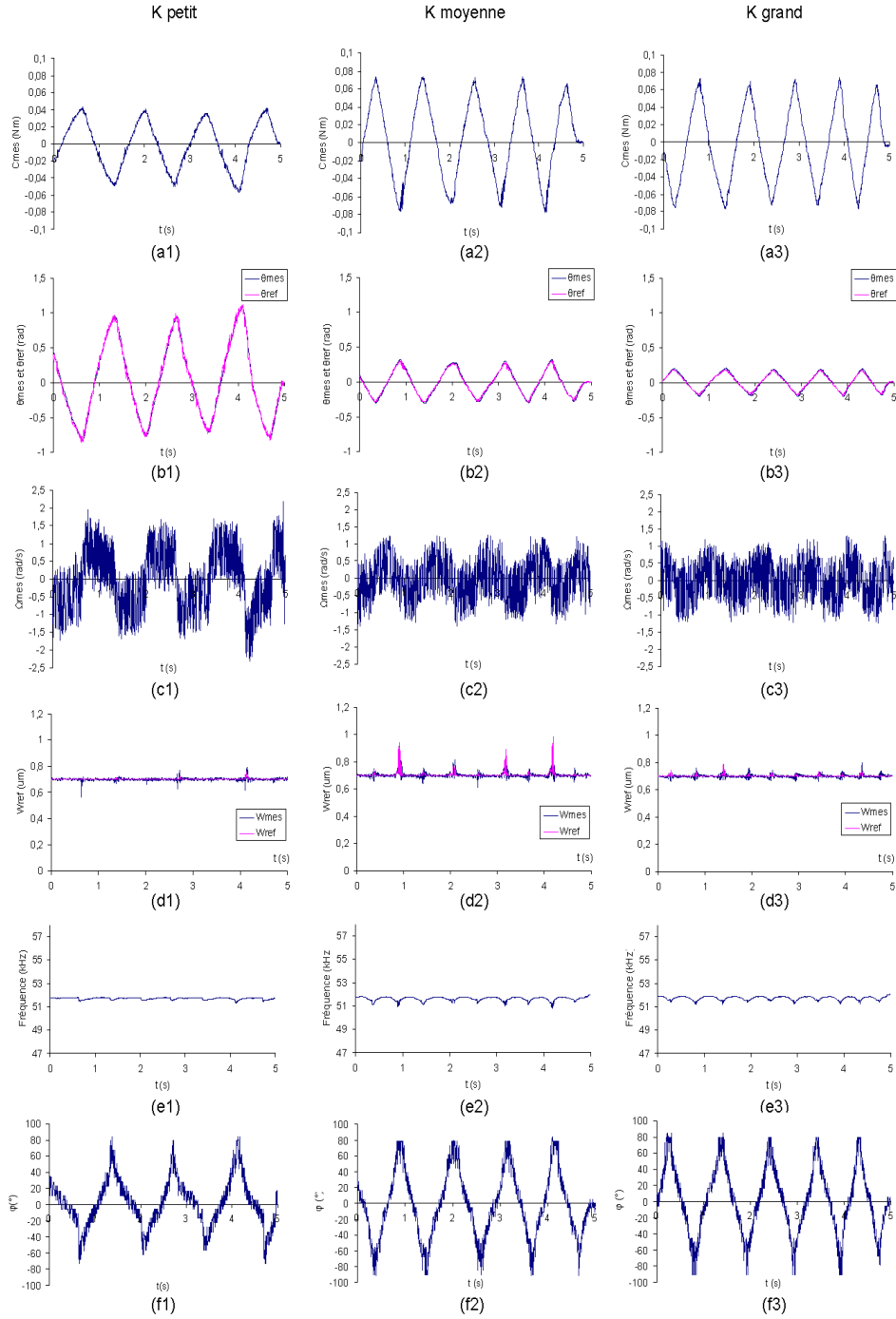


FIG. 4.23 – Résultats expérimentaux : simulation du mode élastique pour la commande en admittance

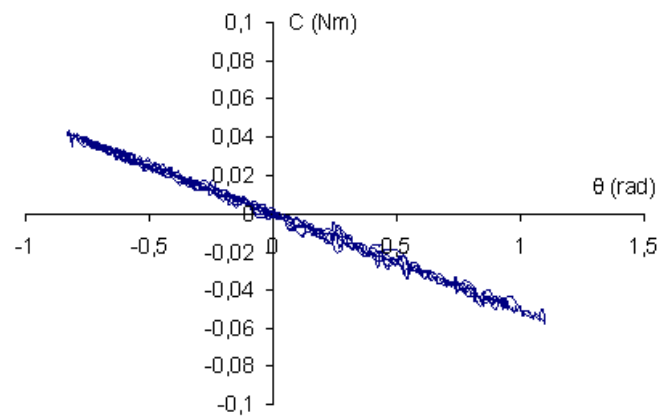


FIG. 4.24 – Mode élastique avec une petite raideur

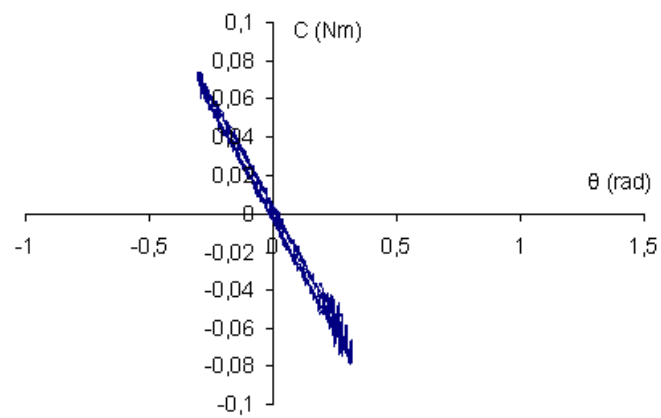


FIG. 4.25 – Mode élastique avec une moyenne raideur

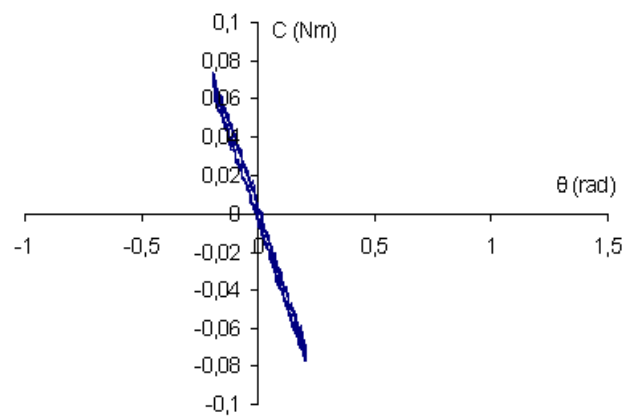


FIG. 4.26 – Mode élastique avec une grande raideur

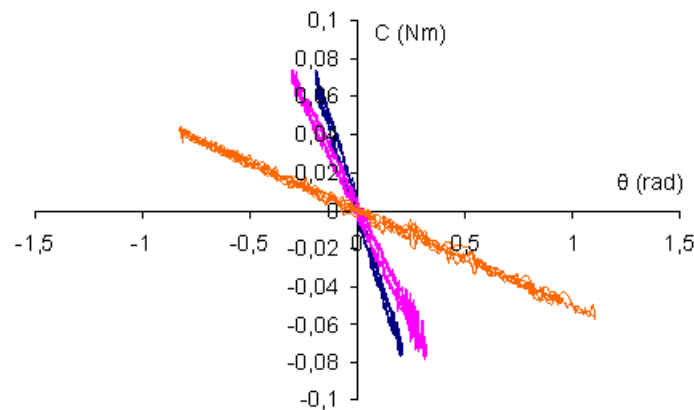


FIG. 4.27 – 3 ressorts simulés dans mode élastique par commande en admittance

4.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la plateforme expérimentale qui a permis d'implanter les commandes en impédance et en admittance du dispositif à retour d'effort à 1 degré de liberté. Dans un premier temps, pour valider la stratégie de la commande du motor USR30, nous avons effectué des essais d'asservissement sur l'amplitude d'onde progressive, afin d'identifier cette boucle interne. Puis, on a donné des résultats expérimentaux sur la commande en impédance pour la simulation de comportements élastiques correspondant à trois raideurs différentes. Nous avons ensuite reproduit le mode mur en traitant tout d'abord le cas où l'utilisateur rentre en contact avec le mur mais ne cherche pas à le pousser. Puis, nous avons traité le cas où la manette pénètre dans le mur simulé suite à un couple appliqué trop important. Une stratégie de déplacement du mur est alors proposée afin de permettre un retour aisé au mode élastique.

Enfin, nous avons testé la commande en admittance, en particulier dans le mode élastique pour la simulation de fortes raideurs.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce travail de recherche est une contribution à la modélisation et la commande du moteur piézoélectrique à onde progressive, et plus particulièrement du moteur Shinsei USR30.

Le premier chapitre rappelle la structure des différents systèmes à retour d'effort, leurs applications dans le domaine de l'interface homme machine, et montre les différentes technologies d'actionnement retenues : les actionneurs électromagnétiques, actionneurs pneumatiques ou hydrauliques, actionneurs électro- ou magneto-rhéologiques et actionneurs piézo-électriques. Les actionneurs électromagnétiques sont très souvent utilisés grâce à leurs caractéristiques facilités à contrôler ; par exemple, le Phantom de Sensable, un périphérique utilisé largement dans le domaine de recherche et développement, est motorisé par actionneurs électromagnétiques. Cependant, l'utilisation de ce type d'actionneurs a aussi des inconvénients : pour des restitution des forces importantes, des réducteurs de vitesse sont souvent nécessaires, ce qui accroît les difficultés de commande d'une part, l'encombrement du dispositif d'autre part. Les actionneurs piézoélectriques peuvent alors s'avérer intéressants.

Par rapport à un moteur classique de même taille (DC, quelques watts), le moteur piézo-électrique à onde progressive a une puissance massique potentiellement élevée ; il a une caractéristique basse vitesse et fort couple, en conséquence, il n'a plus besoin de réducteur, c'est-à-dire il est plus petit et plus léger ; son niveau de bruit est très faible grâce à sa vibration ultrasonore, et avec un temps de réponse de l'ordre de la milliseconde ; à l'arrêt, le moteur est naturellement bloqué sans consommer d'énergie grâce à la pression du rotor sur le stator. C'est un avantage pour la simulation du mode mur comme on l'a vu dans la chapitre 4. En outre, il n'y a aucun risque de perturbation électromagnétique dans le cas d'environnement médical sensible au champ électromagnétique. En revanche, le contrôle du moteur devient plus difficile à cause des phénomènes non linéaires intrinsèques.

Dans le deuxième chapitre, on se concentre sur la modélisation des effets non linéaires du moteur USR30. On présente d'abord les caractéristiques cinématiques du stator, et on analyse le mouvement elliptique des particules à la surface du stator. Puis, selon la caractéristique mesurée de couple-vitesse, on introduit l'hypothèse du rotor idéal. Grâce à la différence entre la vitesse du rotor idéal et du rotor réel, le couple moteur est alors modélisé. Ensuite, on modélise deux phénomènes non linéaires dans la caractéristique de couple-vitesse : la zone morte en prenant compte le couple de frottement supplémentaire, et l'effet de stick-slip en prenant compte le modèle de Stribeck. En fait, on modélise ces phénomènes en identifiant le couple de frottement dynamique C_d et le couple de frottement statique C_s . Pour cette modélisation, on a utilisé le schéma de pétri

pour décrire la commutation entre les deux couples de frottement. Enfin, le modèle GIC du comportement mécanique de l'USR30 est donné. Pour l'identification et la validation du modèle dynamique de l'interface mécanique stator/rotor, on a effectué des essais sur une plateforme expérimentale, et des résultats simulés par Simulink et Stateflow sont proposés.

Dans la troisième partie, on s'intéresse à la commande en retour d'effort. Dans cette partie, on souhaite simuler un environnement virtuel avec le mode élastique (ressort virtuel) et le mode mur (mur virtuel) ainsi que la commutation entre les deux modes, ceci dans l'objectif d'ajouter la fonction retour d'effort au Digitracker, une interface du bureau avec 3 degrés de liberté conçue par F. Martinot du Lifl pour le pointage et la manipulation d'objets virtuels dans un environnement 3D.

La commande à retour d'effort peut être de deux types : la commande en impédance et la commande en admittance. Dans le cas d'une interface contrôlée en impédance, l'environnement virtuel élabore une référence de force en fonction de la position mesurée à l'effecteur. On dira ainsi que le déplacement est l'entrée du contrôle, la force en est la sortie. Dans le cas d'une commande en admittance, c'est le contraire, l'environnement virtuel élabore une référence de position en fonction de la force mesurée. On a utilisé les deux types de commande pour commander le moteur USR30 en mode élastique, et analysé aussi la stabilité du système.

Dans le cadre d'un environnement virtuel à retour d'effort, les surfaces haptiques générées par l'ordinateur peuvent définir les frontières des objets simulés et ainsi délimiter l'endroit où l'interaction de l'opérateur avec l'environnement virtuel change de manière abrupte, c'est ce qu'on appelle - 'le mode mur'. Les caractéristiques d'un bon mur virtuel sont sa raideur importante et sa stabilité. La raideur du mur se mesure par la pente d'évolution du couple en fonction de l'angle de rotation. Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de réalisation de mur qui utilise les propriétés des moteurs piézo-électriques à onde progressive. Dans ce contexte, les moteurs piézo-électriques à onde progressive possèdent l'avantage de présenter un couple important à l'arrêt, couple largement plus grand que leur couple nominal. Ainsi, pour réaliser un mur, il suffit d'arrêter le moteur au niveau des butées, en limitant l'amplitude d'onde progressive, à un très bas niveau. L'intérêt est d'obtenir un mur inconditionnellement passif, puisque le couple généré est un couple de frottement. La raideur obtenue est également élevée, et ne dépend que du temps que l'on met pour couper l'alimentation du moteur : elle ne dépend pas du capteur de position. En outre, pour résoudre le problème de pénétration dans le mur, on a défini le mur 'bougéable' pour garder la zone de mode élastique et garder alors la raideur du ressort.

Dans la dernière partie, on a fait des essais expérimentaux à partir d'une plateforme à 1ddl pour vérifier nos stratégies de commande. On fait d'abord l'asservissement de l'amplitude d'onde progressive par la méthode de Zigler-Nichols pour identifier la boucle intérieure. Ensuite, en présentant des résultats sur les caractéristiques mécaniques de l'USR30 en mode libre et en mode élastique, les stratégies de commande en impédance et admittance sont alors établies. Enfin, on simule l'environnement virtuel complet en ajoutant le mode mur.

Ainsi, nous avons établi un système complet à retour d'effort qui com-

prend le modèle et la commande sur le moteur piézoélectrique à onde progressive, USR30, à partir d'une plateforme à 1ddl. Comme perspectives à ces travaux, il y a bien sûr la motorisation et le contrôle en retour d'effort des 3 degrés de liberté du Digitracker. Cela nécessitera une boucle de commande supérieure propre à gérer le déplacement et l'effort en 3D et à restituer les consignes sur chaque effecteur. Au niveau de la commande d'un axe, on peut également penser à utiliser une commande hybride combinant, selon les raideurs voulues pour le mode élastique les avantages des commandes en impédance et en admittance.

ANNEXES

A

A.1 CALCUL SUR Ω_{id} EN MOYENNE ET APPROXIMATIVEMENT

Dans le chapitre 2, nous avons présenté le calcul de la vitesse du rotor idéal, Ω_{id} lorsque le déphasage des ondes stationnaires fixé à $\frac{\pi}{2}$. Dans cette annexe, nous traitons le cas de déphasage des ondes stationnaires différents pour établir la relation complète entre la vitesse Ω_{id} et le déphasage φ .

Supposons que les deux ondes stationnaires peuvent être écrits sous la forme des équations 2.18, 2.19 :

$$w_\alpha(t) = W \cos(\omega t - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}); \quad w_\beta(t) = W \sin(\omega t + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2}) \quad (A.1)$$

Sous l'hypothèse du comportement linéaire du résonateur mécanique, la déformation totale observée en chaque point du stator s'écrit :

$$w(\theta, t) = w_\alpha(t) \cos(k\theta) + w_\beta(t) \sin(k\theta) \quad (A.2)$$

Puisque nous nous intéressons à la vitesse du rotor qui est dû à l'effet d'entraînement de l'onde progressive, elle est également la vitesse tangentielle au point où le rotor et le stator sont en contact. Si l'on appelle θ_c , la position angulaire du point de contact, l'équation précédente devient au point de contact :

$$w(\theta_c, t) = w_\alpha(t) \cos(k\theta_c) + w_\beta(t) \sin(k\theta_c) \quad (A.3)$$

L'hypothèse des plaques minces peut être appliquée au cas du stator. Il s'en déduit une relation qui permet de calculer la déformation selon $\vec{u}_\theta$, notée v :

$$v = -k \frac{h}{b} \frac{\partial w}{\partial \theta} = -k \frac{h}{b} (-w_\alpha \sin(k\theta_c) + w_\beta \cos(k\theta_c)) \quad (A.4)$$

Nous pouvons à présent calculer v_T la vitesse tangentielle du point de contact. Elle est donnée par :

$$\begin{aligned} v_T &= \frac{dv}{dt} = -k \frac{h}{b} [-\dot{w}_\alpha \sin(k\theta_c) + \dot{w}_\beta \cos(k\theta_c)] \\ &= -k \frac{h}{b} [\omega W \sin(\omega t - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}) \sin(k\theta_c) + \omega W \cos(\omega t + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2}) \cos(k\theta_c)] \quad (A.5) \\ &= -k \frac{h}{b} \omega W [\sin(\omega t - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}) \sin(k\theta_c) + \cos(\omega t + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2}) \cos(k\theta_c)] \end{aligned}$$

Nous avons montré dans le chapitre 2 que si les deux ondes sont en quadrature, la valeur de v_T sera constante (Equation 2.13 et 2.14). Cependant, dans le cas normal avec un déphasage qui n'est pas de $\pm \frac{\pi}{2}$, $k\theta_c$ n'égale plus à ωt mais devient fonction de ωt et de φ , la valeur de sa vitesse n'est alors plus constante. Par exemple, à la figure A1, nous montrons l'évolution temporelle de v_T pour des φ différents.

En réalité, nous nous intéressons à la valeur moyenne de v_T . En effet, les ondulations de v_T vont avoir comme conséquence des ondulations de couple à la pulsation ω . Comme ω est très élevée, ces ondulations seront filtrées par la mécanique. C'est la raison pour laquelle on fait le calcul sur

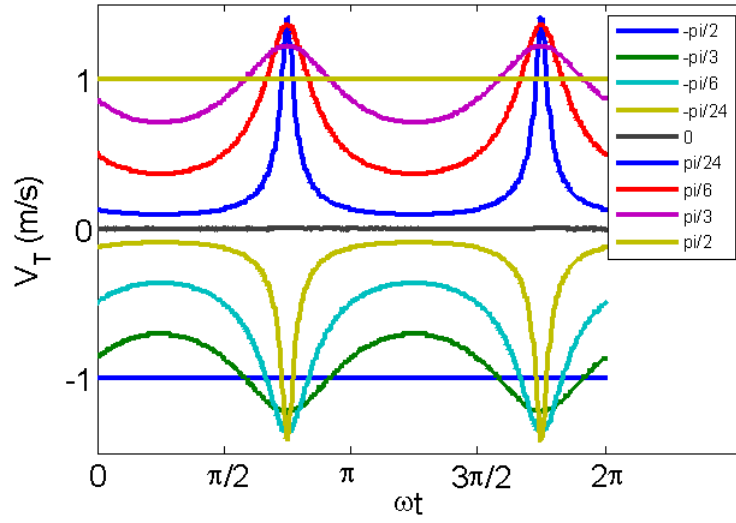


FIG. A.1 – Vitesse tangentielle en cas de φ différent

Ω_{id} en moyenne et approximativement. L'équation sur La valeur moyenne de v_T est donné :

$$\begin{aligned} \overline{v_T} = \frac{1}{T} \int_0^T v_T dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} -k_b^h \omega W [\sin(\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}) \sin(k\theta_c) \\ + \cos(\theta + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2}) \cos(k\theta_c)] d(\theta) \end{aligned} \quad (A.6)$$

en posant $\theta = \omega t$.

Pour intégrer cette équation, on rappelle d'abord que :

$$k\theta_c = \text{atan} \frac{w_\beta(t)}{w_\alpha(t)} \quad (A.7)$$

On a alors :

$$\tan k\theta_c = \frac{\sin k\theta_c}{\cos k\theta_c} = \frac{w_\beta(t)}{w_\alpha(t)} = \frac{\sin(\theta + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2})}{\cos(\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2})} \quad (A.8)$$

$$1 + \tan^2 k\theta_c = \frac{\cos^2 k\theta_c + \sin^2 k\theta_c}{\cos^2 k\theta_c} = 1 + \frac{\sin^2(\theta + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2})}{\cos^2(\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2})} \quad (A.9)$$

$$\frac{1}{\cos^2 k\theta_c} = \frac{\cos^2(\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}) + \sin^2(\theta + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2})}{\cos^2(\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2})} \quad (A.10)$$

$$\cos k\theta_c = \frac{\cos(\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2})}{\sqrt{\cos^2(\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}) + \sin^2(\theta + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2})}} \quad (A.11)$$

$$\sin k\theta_c = \sqrt{1 - \cos^2 k\theta_c} = \frac{\sin(\theta + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2})}{\sqrt{\cos^2(\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}) + \sin^2(\theta + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2})}} \quad (A.12)$$

On reprend v_T et remplace $\sin k\theta_c$ et $\cos k\theta_c$:

$$\begin{aligned}
 \overline{v_T} &= \frac{1}{t} \int_0^t v_T dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} -k \frac{h}{b} \omega W [\sin(\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}) \sin(k\theta_c) \\
 &+ \cos(\theta + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2}) \cos(k\theta_c)] d(\theta) \\
 &= \frac{1}{2\pi} \cdot (-k \frac{h}{b} \omega W) \int_0^{2\pi} \frac{\sin(\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}) \sin(\theta + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2}) + \cos(\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}) \cos(\theta + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2})}{\sqrt{\cos^2(\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}) + \sin^2(\theta + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2})}} d(\theta) \quad (A.13) \\
 &= \frac{1}{2\pi} \cdot (-k \frac{h}{b} \omega W) \sin \varphi \int_0^{2\pi} \frac{\cos(k\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2} - k\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2})}{\sqrt{\cos^2(\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}) + \sin^2(\theta + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2})}} d(\theta) \\
 &= \frac{1}{2\pi} \cdot (-k \frac{h}{b} \omega W) \sin \varphi \int_0^{2\pi} \frac{1}{\sqrt{\cos^2(\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{\varphi}{2}) + \sin^2(\theta + \frac{\pi}{4} - \frac{\varphi}{2})}} d(\theta)
 \end{aligned}$$

L'équation A.13 donne ainsi l'évolution de $\overline{v_T}$ en fonction de φ , nous trçons alors l'évolutin de v_T en fonction de φ pour nous rendre compte que le modèle simplifié de l'équation 2.19 s'écart un peu de modèle non simplifié de l'équation A.13.

Toutefois, on peut constater aussi que dans l'intervalle ouvert de $-\frac{\pi}{2}$ à $\frac{\pi}{2}$, la relation entre la vitesse v_T et le déphasage φ n'est pas complètement sinusoidale. On fait alors calcul le v_T point à point en correspondant chaque point de φ dans cette intervalle, et le compare avec une courbe sinusoidale, cela nous donne la figure A.2.

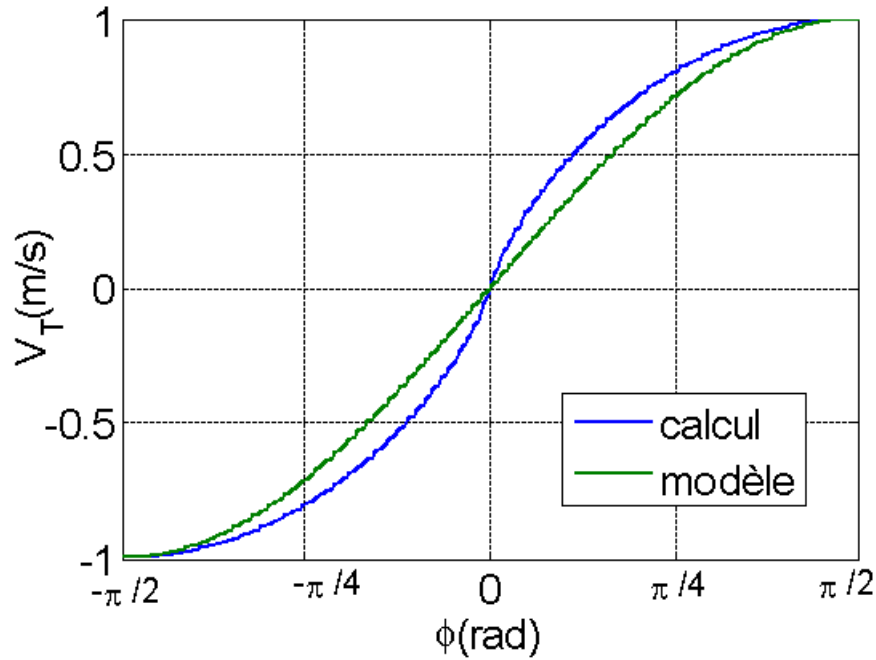


FIG. A.2 – Vitesse tangentielle en moyenne en fonction de φ

L'écart nous paraît cependant acceptable, et nous noterons donc :

$$\Omega_{id} = k \frac{h}{b^2} \omega W \sin(\varphi) \quad (A.14)$$

A.2 GIC(GRAPHE INFORMATIONNEL CAUSAL)

Le GIC organise les variables énergétiques d'un assemblage d'objets dont on possède la connaissance fonctionnelle. Les entrées et sorties de chaque objet sont définies selon leur propre causalité d'une part, selon le contexte de leur association d'autre part. Cet outil graphique permet ainsi de s'affranchir des relations entre les variables afin d'avoir une vision d'ensemble plus synthétique, ce qui justifie le terme « informationnel » dans sa désignation. A partir du graphe obtenu, une méthodologie d'inversion permet de déduire facilement une structure de commande en fonction du cahier des charges.

Le GIC est basé sur la causalité naturelle pour les systèmes physiques, qui est la causalité intégrale induite par l'accumulation d'énergie. Grâce au respect imposé de cette causalité, le GIC est également un outil conceptuel pour la définition des associations d'objets. Les explications détaillées de ce formalisme se trouve sur le site <http://l2ep.univ-lille1.fr/index.php?page=equipeequipe=commande> dans item "Biblio GIC".

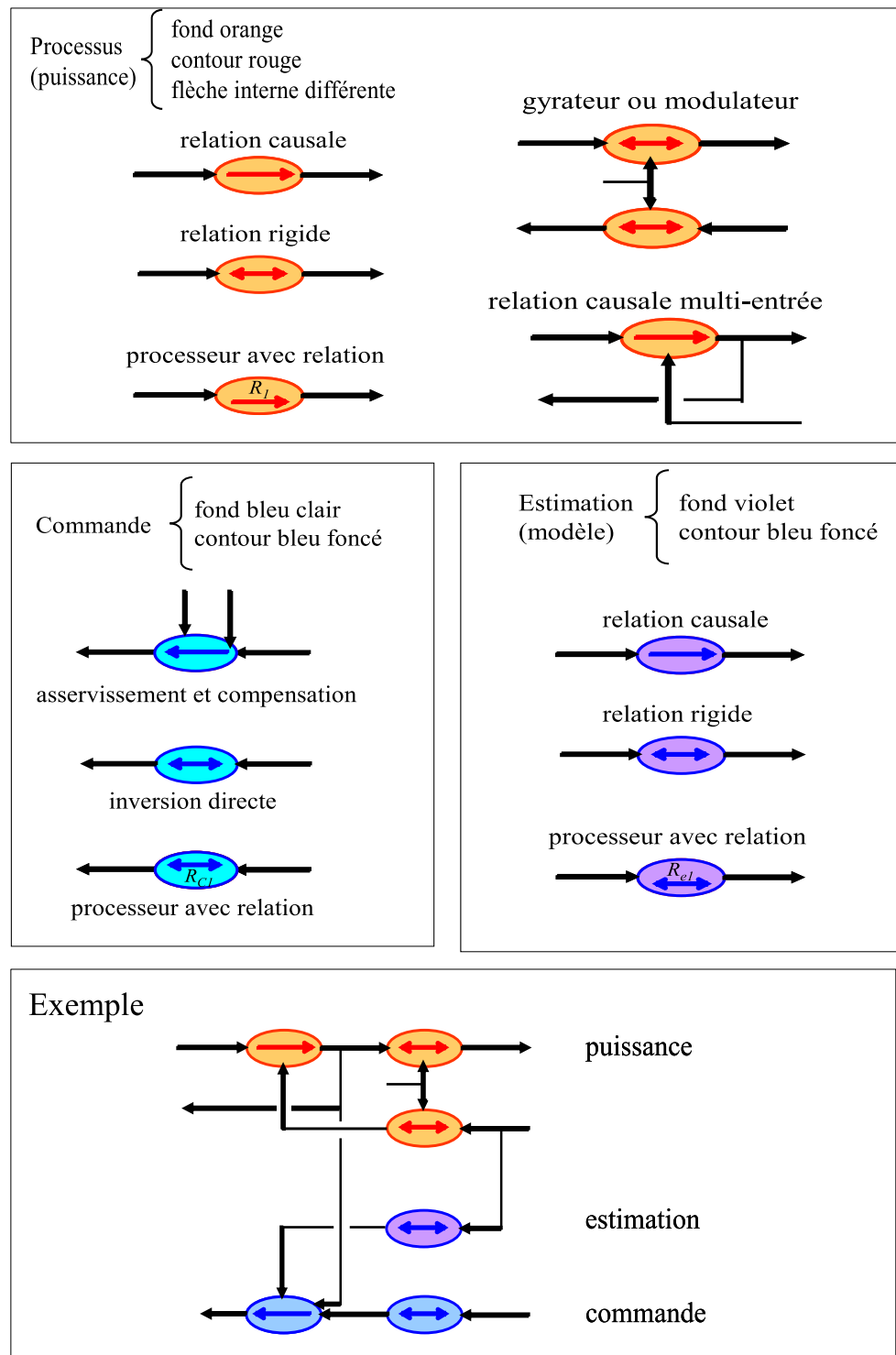


FIG. A.3 – Eléments de GIC

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A. Albu-Schaffer and G. Hirzinger. Cartesian impedance control techniques for torque controlled light-weight robots. *Proceedings of the 2002 IEEE International conference on robotics and automation*, 2002. (Cité page 46.)
- [2] M. Aovagi, T. Tomikawa, and T. Takano. A novel ultrasonic motor with a built-in clutch mechanism for a force-feed-back actuator. *Ultrasonics Symposium, 2004 IEEE*, 3 :2239–2242 Vol.3, Aug. 2004. (Cité page 1.)
- [3] B. Bayart, A. Pocheville, and A. Kheddar. An adaptive haptic guidance software module for i-touch : example through a handwriting teaching simulation and a 3d maze. *HAVE 2005 - IEEE International Workshop on Haptic Audio Visual Environments and their Applications*, (1-2), Oct. 2005. (Cité page 3.)
- [4] M. Biet. *Conception et contrôle d'actionneurs électro-actifs dédiés à la stimulation tactile*. PhD thesis, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2007. (Cité page 10.)
- [5] M. Biet, F. Giraud, F. Martinot, and B. Semail. A piezoelectric tactile display using travelling lamb wave. *Conférence Eurohaptics2006*, 2006. (Cité page 10.)
- [6] M. Bullo. *Modélisation et commande du moteur piézoélectrique à onde progressive*. PhD thesis, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005. (Cité pages 11, 12 et 20.)
- [7] G. Casiez, P. Plenacoste, C. Chaillou, and B. Semail. Elastic force feedback with a new multi-finger haptic device : The digihaptic. *Proceedings of Eurohaptics*, July 2003. (Cité pages vii, 4 et 6.)
- [8] G. Casiez, D. Vogel, Q. Pan, and C. Chaillou. Rubberedge : Reducing clutching by combining position and rate control with elastic feedback. *UIST'07*, 2007. (Cité page 45.)
- [9] C.-C. Cheah and D. Wang. Learning impedance control for robotic manipulators. *IEEE TRANSACTIONS ON ROBOTICS AND AUTOMATION*, 14(3), 1998. (Cité page 46.)
- [10] J. Citerin, A. Pocheville, and A. Kheddar. A touch rendering device in a virtual environment with kinesthetic and thermal feedback. *International Conference on Robotics and Automation, 2006. ICRA 2006. Proceedings 2006 IEEE*, pages 3923–3928, 2006. (Cité page 3.)

- [11] M. Combacau, P. Esteban, and A. Nketsa. Commandes à réseaux de petri. *Bases documentaires techniques et scientifiques*, (S7572), 2005. (Cité page 32.)
- [12] P. Culmer, A. Jackson, M. Levesley, J. Savage, R. Richardson, J. Cozens, and B. Bhakta. An admittance control scheme for a robotic upper- limb stroke rehabilitation system. *27th Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society IEEE-EMBS*, pages 5081–5084, 2005. (Cité page 48.)
- [13] Z. Dai, F. Giraud, and B. Lemaire-Semail. A force feedback device actuated by piezo-electric travelling wave ultrasonic motors. *Proceeding of International Conference on Actuator*, 2006. (Cité page 15.)
- [14] Z. Dai, F. Giraud, and B. Lemaire-Semail. Force feedback operations with a traveling wave ultrasonic motor. *Proceeding of International Conference on Eurohaptics*, 2006. (Cité page 77.)
- [15] D. Lawrence, L. Pao, A. Dougherty, M. Salada, and Y. Pavlou. Rate hardness : A new performance metric for haptic interfaces. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, pages 357–371, Août 2000. (Cité page 70.)
- [16] T. E. Milner and D. W. Franklin. Impedance control and internal model use during the initial stage of adaptation to novel dynamics in humans. *J Physiol*, pages 651–664, 2005. (Cité page 46.)
- [17] T. Fabien. <http://www.geniemeca.fpms.ac.be>. *international site*. (Cité pages viii et 13.)
- [18] T. Fabien and F. Enrico. Modelling of annular piezoelectric motors. *Sensors and Actuators A : Physical*, 110 :336–343, 2004. (Cité pages viii, 2, 13 et 16.)
- [19] J. Fischer and D. Bartz. Utilizing image guided surgery for user interaction in medical augmented reality. *Proceedings of Eurographics Workshop on Virtual Environments (EGVE)*, pages 113–120, 2005. (Cité page 3.)
- [20] H. Frayssignes. *Etude des effets non-linéaires et des pertes dans les moteurs ultrasonores*(Introduction au problème de couplage mécanique entre les voies). PhD thesis, L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2001. (Cité pages 1 et 21.)
- [21] N. E. Ghouti. *Hybrid Modeling of a Traveling Wave Piezoelectric Motor*. PhD thesis, Department of Control Engineering Aalborg University, 2000. (Cité page 20.)
- [22] F. Giraud. *Modélisation Causale et Commande d'un Actionneur piézo-électrique à Onde Progressive*. PhD thesis, Université des sciences et technologies de Lille, 2002. (Cité pages viii, 1, 11, 14, 20, 21 et 23.)
- [23] F. Giraud and B. Lemaire-Semail. Causal modeling and identification of a traveling wave ultrasonic motor. *The European Physical Journal of Applied Physics*, (2), February 2003. (Cité page 25.)

- [24] F. Giraud and B. Lemaire-Semail. Position control of a travelling wave ultrasonic motor. *Actuator 2004*, 2004. (Cité pages 23 et 82.)
- [25] F. Giraud, B. Lemaire-Semail, J. Aragones, J. Robineau, and J.-T. Audren. Precise position control of a travelling wave ultrasonic motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43(4) :934–941, 2007. (Cité pages 11, 22, 26, 52 et 61.)
- [26] F. Giraud, B. Lemaire-Semail, J. Aragones, J. Robineau, and J.-T. Audren. Stability analysis of an ultrasonic motor for a new wave amplitude control. *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*, pages 495–501, Sept. 2007. (Cité page 22.)
- [27] F. Giraud, B. Lemaire-Semail, and H. J.-P. Modèle dynamique dun moteur piézoélectrique à onde progressive. *Revue Internationale de Génie Electrique*, 4(3-4) :411–430, 2001. (Cité page 22.)
- [28] F. Giraud, B. Lemaire-Semail, and J.-T. Audren. Analysis and phase control of a piezoelectric traveling-wave ultrasonic motor for haptic stick application. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 40(6) :1541–1549, Nov.-Dec. 2004. (Cité page 21.)
- [29] C. Giraud-Audine. *Contribution à la modélisation analytique d'actionneurs piézo-électrique en vue de leur conception et dimensionnement*. PhD thesis, INP Toulouse, 1998. (Cité page 22.)
- [30] T. S. Glenn. *Mixed-domain performance model of the piezoelectric travelling-wave motor and the development of a two-sided device*. PhD thesis, Massachusetts institute of technology, 2002. (Cité page 1.)
- [31] X. Guillaud, P. Degobert, J.-P. Hautier, and P.-J. Barre. Synthesis of control laws with the causal ordering graph : Application to elimination of vibration in drive of mechanical loads. *Actes du congrès ICEM 2000*, pages 1917–1921, Août 2000. (Cité page 27.)
- [32] P. Hagedorn, T. Sattel, D. Speziari, J. Schmidt, and G. Diana. The importance of rotor flexibility in ultrasonic traveling wave motors. *Smart materials and structures*, 7(3) :352–368, 1998. (Cité page 20.)
- [33] Haption. [http ://www.haption.com/](http://www.haption.com/). *international site*. (Cité pages vii et 6.)
- [34] M. Hu, Z. Xu, L. Jin, and X. Wang. Performance simulation of traveling wave type ultrasonic motor. *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on*, 2005. (Cité page 20.)
- [35] S. HU. *Theory of Automation*. Science press, 1996. (Cité pages 56 et 67.)
- [36] N. H. IV and A. McFarland. Modeling of a piezoelectric rotary ultrasonic motor. *Transaction on Ultrasonic, Ferroelectricity and frequency Control*, 42(2) :210–224, 1995. (Cité page 20.)

- [37] F. Khatounian. *Contribution à la modelisation, l'identification et à la commande d'une interface haptique à un degré de liberté entraînée par une machine synchronie à aimants permanents*. PhD thesis, Ecole normale supérieure de Cachan, 2006. (Cité pages vii, 6, 7, 45 et 70.)
- [38] F. Khatounian, S. Moreau, E. Monmasson, J.-P. Louis, and F. Louveau. Wave haptics applied on a single degree of freedom haptic interface based on a permanent magnet synchronous machine. *Electrimacs*, 2008. (Cité pages 6, 45 et 70.)
- [39] L. C. Kian. *Systematic Design of a Disc-typed Traveling Wave Ultrasonic Motor*. PhD thesis, NANYANG TECHNOLOGICAL UNIVERSITY, 2001. (Cité pages 1 et 21.)
- [40] S. Kim, S. Hasegawa, Y. Koike, and M. Sato. Tension based 7-dof force feed- back device : Spidar-g. *Proceedings of the IEEE Virtual Reality Conference*, 2002. (Cité pages viii et 9.)
- [41] Y. Kim, L. Keel, and S. Bhattacharyya. Transient response control via characteristic ration assignment. *Proceeding of the American Control Conference, Anchorage*, pages 1639–1644, 2002. (Cité page 64.)
- [42] T. Koyama, K. Takemura, and T. Maeno. Development of an ultrasonic clutch for multi-fingered exoskeleton haptic device using passive force feedback for dexterous teleoperation. *Proceedings of the 2003 IEEE/RSJ, Conference on Intelligent Robots and Systems*, 2003. (Cité page 1.)
- [43] K.Tanaka, M.Oka, A.Uchibori, Y.Izata, and H.Morioka. Precise position control of an ultrasonic motor using the pid controller combined with nn. *Electrial engineering in Japan*, 1 :368–373, June 1996. (Cité page 48.)
- [44] B. Lemaire-Semail, Z. Dai, and F. Giraud. Piezo-actuators for force feedback in human-computer interfaces : advantages and drawbacks with regard to electromagnetic actuation. *Proceeding of International Conference on EPE*, 2007. (Cité page 12.)
- [45] W. Lhomme. *Gestion d'énergie de véhicules électriques hybrides basée sur la représentation Energétique Macroscopique*. PhD thesis, Université des sciences et technologies de Lille, 2007. (Cité pages 2, 27, 35 et 46.)
- [46] W. Lhomme, R. Trigui, P. Delarue, B. Jeanneret, A. Bouscayrol, and F. Badin. Switched causal modeling of transmission with clutch in hybrid electric vehicles. *Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2006. (Cité pages 34 et 46.)
- [47] A. Liegeois. *Modélisation et commande des robots manipulateurs. Bases documentaires techniques et scientifiques*, (S7730), 2008. (Cité page 46.)
- [48] C. K. Lim and I. M. Chen. Systematic design and prototyping of a disc-typed traveling wave ultrasonic motor. *International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, Proceedings*, 2003 IEEE/ASME, 1 :113–118, 2003. (Cité page 2.)

- [49] F. Lin, R. Wai, and C. Lee. Fuzzy neural network position controller for ultrasonic motor drive using push-pull dc-dc converter. *IEE Proc-Control Theory Appl.*, 146, January 1999. (Cité page 48.)
- [50] J. Maas and H. Grotstollen. Averaged model of inverter-fed ultrasonic motors. *Actuator'96*, pages 241–244, 1996. (Cité page 21.)
- [51] J. Maas, P. Ide, N. Fröhleke, and H. Grotstollen. Simulation model for ultrasonic motors powered by resonant converters. *Actes du congrès IEEE IAS*, pages 111–120, Oct. 1995. (Cité pages 2 et 20.)
- [52] J. Maas, P. Ide, and H. Grotstollen. Characteristics of inverter-fed ultrasonic motors - optimization of stator/rotor interface. *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE*, 1 :740–746, 1997. (Cité page 21.)
- [53] T. Maeno, T. Tsukimoto, and A. Miyake. Finite-element analysis of the rotor/stator contact in a ringtype ultrasonic motor. *Transaction on Ultrasonic, Ferroelectricity and frequency Control*, 39(6) :668–674, 1992. (Cité pages 2 et 21.)
- [54] F. Martinot, P. Plenacoste, and C. Chaillou. The digitracker, a three degrees of freedom pointing device. *Eurographics Symposium on Virtual Environments (EGVE'04)*, July 2004. (Cité pages vii, 1, 3 et 4.)
- [55] G. M'Boungui, B. Lemaire-Semail, and F. Giraud. piezoelectric actuator for a haptic application. *In Proc. of Actuator08*, pages 965–968, 2008. (Cité page 10.)
- [56] G. M'Boungui, B. Lemaire-Semail, and F. Giraud. Piezoelectric actuator for a haptic application. *International Conference and Exhibition on New Actuators and Drive Systems, actuator08*, pages 965–968, 2008. (Cité pages 10 et 11.)
- [57] T. Moix. *Mechatronic elements and haptic rendering for computer-assisted minimally invasive surgery training*. PhD thesis, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, 2005. (Cité page 32.)
- [58] B. Nogarède. Moteurs piézoélectriques, convertisseurs et machines électriques. *Techniques de l'Ingénieur*, D3(765) :1–21, 1996. (Cité pages viii, 1 et 19.)
- [59] B. Nogarede. Moteurs piézoélectriques. *Technique de l'ingénieur, traité Génie électrique*, 1996. (Cité pages 1 et 21.)
- [60] P. M. Pathak, A. Mukherjee, and A. Dasgupta. Impedance control of space robots using passive degrees of freedom in controller domain. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 127 :564–578, 2005. (Cité page 46.)
- [61] L. Petit. *Nouvelles Structures de moteurs piézo-électriques : conception, réalisation et caractérisation*. PhD thesis, INSA Lyon, 1996. (Cité page 13.)
- [62] F. Pigache, B. Lemaire-Semail, and F. Giraud. Modèle mécanique linéaire et causal d'un actionneur poézoélectrique plan. *Revue internationale de génie électrique (RIGE)*, 8 :453–481, 2005. (Cité page 10.)

- [63] F. Pigache, B. Lemaire-Semail, F. Giraud, and A. Bouscayrol. Control of a piezoelectric actuator for adjustable brake in haptic devices. *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005. (Cité page 10.)
- [64] A. Pocheville and A. Kheddar. I-touch : a framework for computer haptics. *IEEE/RSJ IROS, Workshop on Touch and Haptics*, 2004. (Cité page 3.)
- [65] A. Pocheville, A. Kheddar, and K. Yokoi. I-touch : A generic multimodal framework for industry virtual prototyping. *TeXCRA*, 2004. (Cité page 3.)
- [66] V. Popescu, G. Burdea, and M. Bouzit. Virtual reality simulation modeling for a haptic glove. *Computer Animation, Proceedings*, 1999. (Cité pages vii et 8.)
- [67] M. Rivoire and J. Louis Ferrier. *Asservissement régulation commande analogique*. Eyrolles, 1996. (Cité pages 65 et 82.)
- [68] E. Rocon, A. Ruiz, and J. Pons. On the use of ultrasonics motors in orthotic rehabilitation of pathologic tremor. *Actuator 2004*, 2004. (Cité pages viii, 11 et 12.)
- [69] L. Rosenberg and B. Adelstein. Perceptual decomposition of virtual haptic surfaces. *Symposium on research frontiers*, pages 46–53, Oct. 1993. (Cité page 70.)
- [70] T. Sashida and T. Kenjo. An introduction to ultrasonic motors. *Science publications*, 1993. (Cité pages 1, 22 et 23.)
- [71] T. Schulte, H. Grotstollen, H.-P. Schoner, and J.-T. Audren. Active control stick driven by a piezo electric motor. *Actes du 31ème congrès international sur les systèmes d'entraînements électromécaniques*, Juillet 1999. (Cité pages 1, 11, 20 et 52.)
- [72] T. Senjyu, H. Miyazato, and K. Uezato. Quick and precise position control of ultrasonic motors taking account of frictional force control. *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE*, 1 :85–89 vol.1, Oct 1995. (Cité page 48.)
- [73] T. Senjyu, H. Miyazato, S. Yokoda, and K. Uezato. Position control of ultrasonic motors using neural network. *Industrial Electronics, 1996. ISIE '96., Proceedings of the IEEE International Symposium on*, 1 :368–373 vol.1, Jun 1996. (Cité page 48.)
- [74] Sensable. <http://www.phantom.net.international.site>. (Cité pages vii et 5.)
- [75] H. Seraji. Adaptive admittance control : an approach to explicit force control in compliant motion. *Robotics and Automation, 1994. Proceedings., 1994 IEEE International Conference on*, pages 2705–2712 vol.4, May 1994. (Cité page 48.)

- [76] Shinsei. <http://www.tky.3web.ne.jp/usrmotor/>. *international site*. (Cité pages viii, 12 et 15.)
- [77] A. Shirinov and S. Fatikow. Stable teleoperation of nanohandling microrobots by using a haptic-based human-machine interface. *10th Biomedical Science and Technology Symposium BIOMED*, Oct. 2003. (Cité pages 6 et 7.)
- [78] K. Spanner, O. Vyshnevskyy, and W. Wischnewskiy. New linear ultrasonic micromotor for precision mechatronic systems. *Actuator2004,proceedings*, 2004. (Cité page 21.)
- [79] Y. Tada, K. Hosoda, Y. Yamasaki, and M. Asada. Sensing the texture of surfaces by anthropomorphic soft fingertips with multi-modal sensors. *Intelligent Robots and Systems, 2003. (IROS 2003). Proceedings. 2003 IEEE/RSJ International Conference on*, 1 :31–35 vol.1, Oct. 2003. (Cité page 79.)
- [80] T. Takemura, M. Aoyagi, T. Takano, H. Tamura, and Y. Tomikawa. Hybrid ultrasonic actuator for force-feedback interface. *Japanese Journal of Applied Physics*, 47 :4265–4270, 2008. (Cité page 1.)
- [81] T. Tsuchiya, Y. Kagawa, N. Wakatsuki, and H. Okamura. Finite element simulation of piezoelectric transformers. *IEEE Transaction on Ultrasonic, Ferroelectrics and Frequency Control*, 48, July 2001. (Cité pages viii et 21.)
- [82] K. Uchino. Piezoelectric ultrasonic motors : overview. *Smart materials and structures*, 7 :273–285, 1997. (Cité page 10.)
- [83] S. Ueha and Y. Tomikawa. Ultrasonic motors theory and applications. *Clarendon Press*, 1993. (Cité pages 1 et 23.)
- [84] B. Vulturescu. *Contribution à la commande robuste des systèmes électromécaniques par la méthode du modèle de comportement*. PhD thesis, Université des sciences et technologies de Lille, 2002. (Cité page 61.)
- [85] O. Vyshnevskyy, S. Kovalev, and W. Wischnewskiy. New type of piezoelectric standing wave ultrasonic motors with cylindrical actuators. *Actuator2004,proceedings*, 2004. (Cité page 21.)
- [86] S. Walairacht, Y. Koike, and M. Sato. A new haptic display for both-hands-operation :spidar-8. *Proc. of ISPACS'99*, pages 569–572, 1999. (Cité pages viii et 9.)
- [87] J. Wallaschek. Contact mechanics of piezoelectric ultrasonic motors. *Smart materials and structures*, 7 :369–381, 1998. (Cité page 20.)
- [88] D. Wang, Y. Zhang, and C. yao. Stroke-based modeling and haptic skill display for chinese calligraphy simulation system. *Virtual Reality*, pages 118–132, 2006. (Cité pages viii et 10.)
- [89] B. Weinberg, J. Nikitzuk, A. Fisch, and C. Mavroidis. Development of electro-rheological fluidic resistive actuators for haptic vehicular instrument controls. *Institute of Physique publishing, Smart Materials and structure*, Septembre 2005. (Cité pages viii, 8 et 9.)

- [90] K. Wen, D. Neculescu, and J. Sasiadek. Haptic force control based on impedance/admittance control aided by visual feedback. *Multimedia Tools and Applications*, 37(1) :39–52, 2007. (Cité page 48.)
- [91] W. Wischnewskiy, S. Kovalev, , and O. Vyshnevskyy. New ultrasonic piézoélectric actuator for nanopositioning. *Actuator2004,proceedings*, 2004. (Cité pages viii, 10 et 21.)
- [92] W. Wischnewskiy, S. Kovalev, J. Rappe, and O. Vyshnevskyy. Simple new ultrasonic piezoelectric actuator for precision linear drives. *Actuator2004,proceedings*, 2004. (Cité pages 10 et 21.)
- [93] H. Zhang, M. Hu, L. Jin, and Z. Xu. A design of miniature cylindrical piezoelectric ultrasonic motor. *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on*, 1 :761–763, 2005. (Cité page 21.)

Titre Actionneurs piézo-électriques dans des interfaces homme - machine à retour d'effort

Résumé Ce travail de recherche s'intéresse à l'utilisation d'actionneur piézoélectrique à onde progressive dans le cadre d'un contexte de retour d'effort comme un choix alternatif par rapport à l'actionneur électromagnétique utilisé très souvent dans le domaine haptique. Ainsi, à partir d'une étude sur les caractéristiques dynamiques et mécaniques du moteur USR30, on a proposé un modèle global en GIC qui prend en compte les phénomènes non linéaires intrinsèques dans le moteur. En inversant ce modèle de GIC, on arrive de valider deux types de commande à retour d'effort, enfin, en présentant les résultats expérimentaux à base de la plateforme de 1ddl de digitracker, la réalisation d'un environnement virtuel qui comprend un ressort et un mur virtuels devient possible.

Mots-clés Moteur piézoélectrique, onde progressive, USR30, digitracker, retour d'effort, commande en impédance, commande en admittance, mode élastique, mode mur

Title Piezoelectric actuators in interfaces human - machine in force feedback

Abstract This research work is interested in the use of travelling wave ultrasonic motor within the framework of a context of force feedback as an alternative choice with regard to the electromagnetic motor which is often used in the haptic domain. So, from a study on the dynamic and mechanical characteristics of the motor USR30, we proposed a global model in GIC who takes into account the intrinsic not linear phenomena in the motor. By inverting this model of GIC, we manage to validate two types of control in force feedback, finally, by presenting the experimental results based on the platform of 1ddl of digitracker, the realization of a virtual environment which includes a virtual spring and a virtual wall becomes possible.

Keywords piezoelectric actuator, travelling wave, USR30, digitracker, force feedback, impedance control, admittance control, elastic mode, wall mode