

Réalisation d'un dispositif à retour d'effort pour simuler le toucher de diverses mécaniques de frappe des pianos

Mémoire présenté par
Quentin DESCLEE , Guillaume PAILLOT

en vue de l'obtention du grade de Master
ingénieur civil électromécanicien

Promoteurs
Paul FISETTE, Bruno DEHEZ

Lecteurs
Benoît HERMAN, Sébastien TIMMERMANS

Année académique 2017-2018

Abstract

The most important feature when listening to piano is the sound it produces. But another thing that pianists care a lot about is the haptic feedback of the keyboard which depends on the mechanic behind the key. Actual synthetizers reproduces a very faithful sound but their haptic feeling is not comparable to the one of a classic piano.

The purpose of this research is to find a way to reproduce the best active haptic feedback generated by an electromechanical actuator and controlled using a model based approach. This allows to reproduce the exact same feeling of a classic piano when playing on an electric keyboard.

Résumé

L'élément le plus important lorsqu'on joue sur un piano est le son que ce dernier produit. Mais une caractéristique à laquelle certains pianistes font très attention est le retour haptique du clavier qui dépend de la mécanique de frappe qui se cache derrière. Les pianos numériques actuels reproduisent un son très fidèle à celui produit par un piano classique mais la sensation procurée par leur clavier n'est pas comparable.

Le but de ce mémoire est de trouver un moyen de reproduire le meilleur retour haptique généré par un actionneur électromécanique et contrôlé par une approche basée sur un modèle dynamique de la touche de piano. Cette méthode permet de reproduire la même sensation qu'un piano classique en jouant sur le clavier d'un piano numérique.

Remerciements

Nous tenons à remercier plusieurs personnes pour l'aide et le soutien qu'elles nous ont fournis tout au long de ce projet.

En premier lieu l'équipe des pôles *MEED* et *CRDM* :

Sébastien Timmermans *pour son suivi actif du projet, ses conseils, sa disponibilité et pour tout le temps qu'il nous a consacré ;*

Paul Fisette *pour sa confiance, ses conseils, ses nombreux encouragements, pour son grand intérêt pour la musique et pour la passion qu'il déploie dans son travail ;*

Bruno Dehez *pour ses conseils avisés en matière d'actionnement et d'optimisation et pour ses éclaircissements et explications ;*

Benoît Herman *pour son aide dans la conception mécanique des pièces imprimées en 3D et sa gestion des impressions ;*

François Baudart *pour son aide dans l'utilisation du programme d'optimisation et ses conseils sur le bobinage ;*

Baudouin de Lannoy *pour son aide et ses conseils dans la réalisation de la bobine et de son moulage ;*

Thierry Daras *pour son soutien technique et sa mise à disposition des appareils de labo ;*

Virginie Kluyskens *pour son aide concernant l'outil de simulation ;*

Le personnel du laboratoire *CREDEM* :

Axel Jottard *pour la rapidité et l'excellence de son travail d'usinage ;*

André Lengelé *pour ses nombreuses assistances durant la fabrication mécanique ;*

Anne-Emmanuelle Ceulemans et Pierre Gevaert *pour leurs encouragements et leur enthousiasme à la vue du prototype ;*

Enfin, nous souhaitons remercier nos familles et amis pour leur soutien et l'enthousiasme qu'ils ont montré pour ce projet.

Table des matières

Table des matières	vi
Liste des symboles	vii
Liste des figures	xi
Liste des équations	xiii
Introduction	1
1 Problématique	5
1.1 Mécanique de frappe du piano	5
1.2 État de l’art	7
1.3 Modèle de la touche	10
2 Conception de l’actionneur	13
2.1 Principe de fonctionnement	14
2.2 Optimisation dimensionnelle	15
2.3 Simulation	24
2.4 Adaptations pour le prototype	33
3 Conception mécanique	41
3.1 Choix du design mécanique	41
3.2 Assemblage du prototype	44
3.2.1 Touche originale	45
3.2.2 Bobine de l’actionneur	45
3.2.3 Support de la bobine	47
3.2.4 Structure de l’actionneur	48
3.2.5 Nouvelle touche mobile	50
3.2.6 Prototype final	51
4 Électronique	53
4.1 Hardware	53
4.1.1 Alimentations	54
4.1.2 Contrôleur	54
4.1.3 Pilote de l’actionneur	57
4.1.4 Capteurs	59
4.1.5 Carte interface	62
4.1.6 Insertion dans le prototype	64
4.2 Software	65
4.2.1 Architecture de contrôle	65
5 Tests et validations	67

5.1	Actionneur	67
5.2	Capteurs	71
5.2.1	Choix et montage	71
5.2.2	Exploitation des informations	74
5.3	Modèles et mesures de force	78
5.3.1	Modèle simple	78
5.3.2	Modèle à double échappement	79
5.4	Perspectives	83
	Conclusion	85
	Bibliographie	87
	Appendices	89
A	Plans mécaniques	91
B	Circuit interface	93
C	Liste des éléments du prototype	95

Liste des symboles

Symbole	Description	Unité
B_r	Champ rémanent des aimants permanents	[T]
B	Champ magnétique dans l'entrefer de l'actionneur	[T]
D	Épaisseur des aimants (voir Figure 2.3)	[mm]
F_{doigt}	Force ressentie par le pianiste au contact de son doigt avec la touche	[N]
F	Force développée par l'actionneur	[N]
H	Champ magnétisant dans l'entrefer	[A/m]
K_F	Constante de force de l'actionneur	[N/A]
L	Inductance propre de la bobine	[mH]
N	Nombre de spires de la bobine	/
P_j	Puissance des pertes Joule	[W]
R_{capt}	Résistance variable du capteur de force piézorésistif	[Ω]
R	Résistance électrique de la bobine	[Ω]
S_{cu}	Surface totale de cuivre dans une coupe transversale de la bobine	[mm ²]
V	Tension aux bornes de la bobine	[V]
Δx	Course maximale de la bobine	[mm]
β	Coefficient de remplissage de cuivre dans la bobine	/
$\ddot{q}$	Accélération angulaire du pivot de la touche	[rad/s ²]
$\ddot{x}$	Composante verticale de l'accélération de la bobine	[mm/s ²]
$\dot{q}$	Vitesse angulaire du pivot de la touche	[rad/s]
$\dot{x}$	Composante verticale de la vitesse de la bobine	[mm/s]
μ_0	Perméabilité magnétique du vide	[kgm/A ² s ²]
μ_r	Perméabilité magnétique relative d'un matériau	/
μ	Perméabilité magnétique absolue d'un matériau définie par $\mu = \mu_0 \mu_r$	[kgm/A ² s ²]
$\oslash$	Diamètre du fil de la bobine	[mm]
ρ_{Cu}	Masse volumique du cuivre	[kg/m ³]
ρ_{res}	Masse volumique de la résine	[kg/m ³]
$\vec{A}$	Potentiel vecteur d'un champ magnétique $\vec{B}$ défini par $\vec{A} = \nabla \times \vec{B}$	[Vs/m]
$\vec{M}$	Champ de magnétisation d'un aimant permanent	[A/m]
d	Épaisseur du fer (voir Figure 2.3)	[mm]
e	Épaisseur totale d'entrefer	[mm]
f	Force calculée par le modèle à l'endroit du pilote de touche	[N]
g	Accélération gravitationnelle égale à 9.81	[m/s ²]
h_a	Hauteur des aimants permanents (voir Figure 2.3)	[mm]
h_b	Hauteur du conducteur (voir Figure 2.3)	[mm]
h_e	Hauteur de la fibre neutre de la bobine (voir Figure 2.3)	[mm]
h	Hauteur de la bobine (voir Figure 2.3)	[mm]

Symbole	Description	Unité
i	Courant circulant dans la bobine	[A]
j	Densité de courant dans la bobine	[A/mm ²]
l_b	Largeur du conducteur (voir Figure 2.3)	[mm]
l_{tot}	Longueur totale de la bobine (voir Figure 2.3)	[mm]
l	Longueur de la bobine dans l'entrefer (voir Figure 2.3)	[mm]
m	Masse de la bobine	[g]
q	Position angulaire du pivot de la touche	[rad]

Table des figures

1	Mécanique de frappe à double échappement d'un piano à queue [1]	1
2	Schéma électromécanique de fonctionnement du prototype	2
1.1	Premiers pianos à échappement : (1) La touche (2) Le marteau (3) Le cliquet [6]	5
1.2	Étapes décrivant le fonctionnement d'une frappe du marteau sur la corde du piano	6
1.3	Mécanique à double échappement : (1) La touche (2) Le marteau (3) Le chevalet (4) L'étouffoir (5) Le bâton d'échappement (6) Le pilote de touche (7) L'attrape (8) Le levier de répétition (9) La corde (10) Le pivot	7
1.4	Prototypes utilisant des mécanismes de disque durs	8
1.5	Prototypes des travaux [9]et [10]	8
1.6	Prototype du travail [11]	8
1.7	Vue 3D du modèle de la touche de piano dans le logiciel Robotran	11
2.1	Moteur à courant continu placé à l'endroit du pivot de la touche	13
2.2	Principe de l'actionneur	14
2.3	Symboles des dimensions de l'actionneur	15
2.4	Dimensions à optimiser	16
2.5	Principe général d'un algorithme génétique	17
2.6	Dimensions considérées pour le calcul de la résistance et de l'inductance lors de l'optimisation	18
2.7	Contour pour la loi d'Ampère	20
2.8	Comparaison de frappes d'intensités différentes	22
2.9	Évolution du paramètre X_1 reflétant h_b pour les deux profils de force	22
2.10	Évolution du paramètre X_2 reflétant l_b pour les deux profils de force	23
2.11	Évolution de la fonction objectif pour les deux profils de force	23
2.12	Vue de l'actionneur dans l'outil de simulation Comsol	25
2.13	Plans de symétrie de l'actionneur	25
2.14	Domaine d'étude pour la simulation Comsol	26
2.15	Méthode de résolution "Multi-Turn Coil"	26
2.16	Maillages du système	27
2.17	Densité de courant dans la bobine sans coefficient de remplissage.	28
2.18	Force exercée sur la bobine en fonction de son déplacement vertical	28
2.19	Variation de B_x dans l'entrefer en fonction de la position verticale y [m] de γ . .	29
2.20	Courbe B-H montrant la saturation magnétique dans le fer pour le matériau choisi de Comsol	30
2.22	Densité du champ magnétique d'un point de l'entrefer en fonction de l'épaisseur du fer d	30
2.21	Champ magnétique dans le fer et au milieu de l'entrefer pour différentes épaisseurs de fer d	31
2.23	Force exercée sur la bobine en fonction de sa position verticale pour une épaisseur de $d = 12$ [mm]	32
2.24	Dimensions considérées pour le calcul plus précis de la résistance	35
2.25	Force en fonction du courant dans la simulation avec $N = 218$	36

2.26	Comparaison des profils de force de l'utilisateur F_{doigt} et leur incidence sur la commande de l'actionneur F_{act}	36
2.27	Courant $[A]$ dans l'actionneur pour chaque profil de force	37
2.28	Tension $[V]$ dans l'actionneur pour chaque profil de force	37
2.29	Décomposition des termes de la tension pour chaque profil de force	38
2.30	Puissance électrique $[W]$ pour chaque profil de force	38
2.31	Densité de courant $j [A/mm^2]$ dans la bobine pour chaque profil de force	39
3.1	Remplacement de la mécanique de frappe par l'actionneur	41
3.2	Bobine à guidage indépendant liée à la touche par une bielle	42
3.3	Bobine solidaire de la touche	42
3.4	Touche découpée et remplacée par une pièce servant à fixer la bobine	43
3.5	Dimensions de la bobine	45
3.6	Section coupée de la bobine	46
3.7	Moule en Téflon	46
3.8	Bobine moulée	47
3.9	Support de la bobine	48
3.10	Aimants collés sur la pièce de fer	48
3.11	Cales d'entrefer	49
3.12	Mesure de la nouvelle inertie	50
3.13	Prototype final (1) Actionneur (2) Touche de piano (3) Support de la bobine (4) Bobine	51
3.14	Étapes de l'assemblage de l'actionneur et de la bobine avec son support	52
4.1	Schéma général de l'électronique	53
4.2	Schéma électronique des connections avec le Raspberry Pi 3b+	56
4.3	Schéma électronique des connections avec l'Odroid XU4	57
4.4	Tension et courant sur une inductance et un circuit R-L	57
4.5	Modélisation de la bobine sous forme d'un circuit R-L	58
4.6	Pont en H utilisé par le pilote	59
4.7	Circuit du capteur de force	60
4.8	Circuit du capteur de force modifié pour notre utilisation	61
4.9	Carte interface annotée	63
4.10	Prototype entièrement assemblé	64
4.11	Architecture du programme	66
5.1	Schéma du circuit électrique utilisé pour mesurer l'inductance de la bobine	67
5.2	Mesures sur le circuit R-L de la Figure 5.1 avec V_{in} en orange et V_{out} en bleu	68
5.3	Mesure du champ magnétique dans l'entrefer	69
5.4	Dispositif de test mesurant la force exercée par l'actionneur afin de déterminer K_F	69
5.5	Résultats de l'expérience permettant de trouver la constante de force K_F de l'actionneur et comparaison avec les simulations	70
5.6	Capteur de position	71
5.7	Schéma de l'aimant cubique pour l'équation 5.2 [30]	72
5.8	Mesure capteur magnétique	72
5.9	Montage en opposition des capteurs à effet Hall	73
5.10	Combinaison des 2 capteurs pour obtenir une relation linéaire	73
5.11	Vitesse de la touche dérivée à partir de la position non-filtrée	74
5.12	Position et vitesse de la touche dérivée à partir de la position filtrée	75
5.13	Régression linéaire d'un nuage de points [31]	76
5.14	Allure en "escalier" de la vitesse calculée par régression linéaire	77

5.15	Comparaison des vitesses calculées par dérivée (avec $\alpha = 0.1$) et par régression linéaire (avec $m = 50$)	77
5.16	Modèle simple composé d'une touche de piano et d'un ressort avec échappement	78
5.17	Comparaison entre la force appliquée et celle ressentie en fonction de la position de la touche	79
5.18	Profil de force de référence	81
5.19	Comparaison entre la force appliquée et celle ressentie en fonction de la position de la touche	82

Liste des équations

2.1	Force de Laplace	14
2.2	Courant circulant dans la bobine	15
2.3	Tension aux bornes de la bobine	15
2.4	Force totale générée par la bobine	15
2.5	Equation électrique indépendante du nombre de tours	16
2.6	Hauteur des aimants	17
2.7	Surface totale de cuivre	19
2.8	Masse totale de la bobine	19
2.9	Résistance totale de la bobine	19
2.10	Puissance des pertes joule dissipée par la bobine	19
2.11	Densité de courant dans la bobine	19
2.12	Loi d'ampère appliquée à l'actionneur	20
2.13	Champ magnétique dans l'entrefer	20
2.14	Inductance propre de la bobine	20
2.15	Force désirée par l'actionneur	21
2.16	Fonction objectif de l'optimisation	23
2.17	Densité de courant injecté dans la bobine	26
2.18	Force de l'actionneur calculé par le logiciel Comsol	28
2.19	Calcul de résistance par l'outil de simulation Comsol	32
2.20	Énergie magnétique du système utile au calcul de l'inductance de la bobine	32
2.21	Masse totale de la bobine	33
2.22	Diamètre du fil de cuivre	34
2.23	Résistance totale de la bobine	35
2.24	Masse de la bobine considérant sa géométrie aux coins arrondis	35
3.1	Equation d'Euler appliqué à un pendule	50
3.2	Inertie de la touche par rapport à son centre de rotation	50
4.1	Tension de sortie du circuit de mesure de force conseillé	60
4.2	Tension de sortie du circuit de mesure de force	61
4.3	Tension de sortie d'un montage Ampli Op soustracteur	61
5.1	Force générée par l'actionneur sur le banc de test	70
5.2	Densité de champ magnétique sur l'axe de symétrie d'un aimant cubique	71
5.3	expression de la vitesse de l'actionneur	74
5.4	Fonction d'erreur utilisée pour la régression linéaire	76
5.5	Pente de la droite d'interpolation	76
5.6	ordonnée à l'origine de la droite d'interpolation	76
5.7	expression de la vitesse de l'actionneur par la méthode de régression linéaire	76

Introduction

Contexte

Aujourd'hui, les pianos numériques remplacent très souvent les pianos classiques. Bien qu'ils reproduisent un son très fidèle, ils gardent un toucher médiocre et incomparable à leur équivalent mécanique. Pourtant, le retour d'effort qu'un pianiste ressent lorsqu'il appuie sur les touches d'un piano, lui est très utile pour son jeu. Cette sensation résulte directement de la mécanique de frappe complexe qui permet de transformer le mouvement de la touche induit par le pianiste en son émis par le piano. Lorsque le pianiste appuie sur une touche, le marteau est projeté contre la corde par l'intermédiaire d'un mécanisme comportant des dizaines de pièces. L'interaction entre ces pièces est ressentie par le pianiste, ce qui lui permet de contrôler et de nuancer son jeu.

La mécanique de frappe du piano a subi diverses modernisations depuis sa création, et notamment l'ajout d'un mécanisme dit à *double échappement* (Figure 1). Ce mécanisme permet de relancer le marteau sans devoir relâcher la touche complètement et donc de répéter les notes à une fréquence plus élevée. On appelle échappement le moment où le marteau se libère de la touche, il est donc libre dans son mouvement et n'exerce plus d'effort sur le mécanisme.

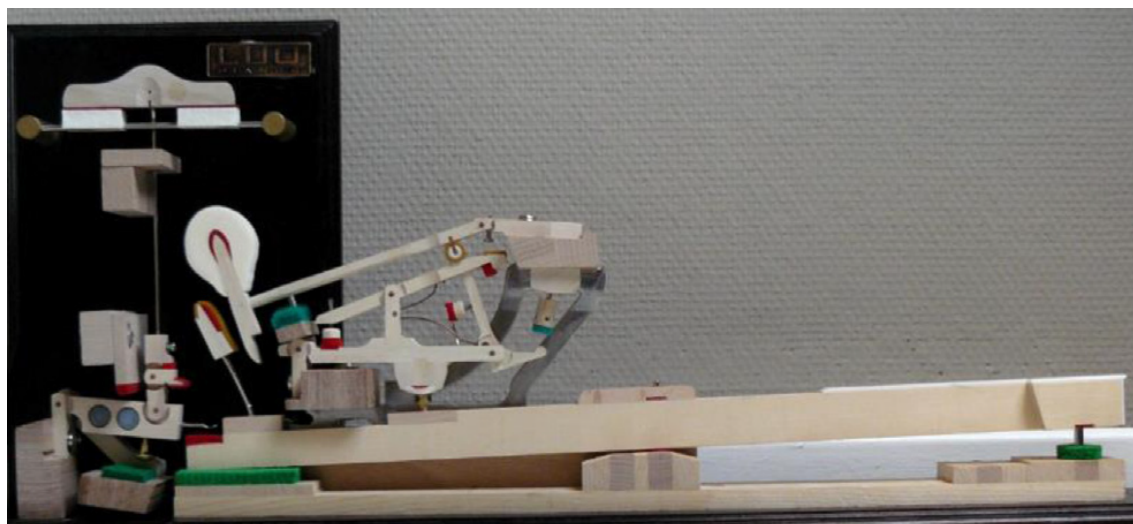


FIGURE 1 – Mécanisme de frappe à double échappement d'un piano à queue [1]

Cette importance du toucher a fait naître chez les concepteurs de pianos numériques l'envie de reproduire la sensation prodiguée par la mécanique de frappe. Cependant, malgré quelques tentatives, ils ne sont jamais parvenus à reproduire un toucher identique à celui ressenti sur un piano classique. Ainsi, on a vu apparaître chez les commerçants, des claviers dit "à toucher lourd" visant à freiner le mouvement de la touche [2], ou même des pianos électriques comportant l'entièreté du mécanisme de frappe du piano, mais dont le son est étouffé et reproduit électroniquement à l'aide de micros [3]. Ce type de piano retire alors tout l'intérêt du faible encombrement d'un

piano numérique et ne supprime pas le risque de dérèglement de cette mécanique, ce qui pourrait en altérer le toucher.

Devant le manque de solution suffisamment convaincante permettant de reproduire le toucher d'un piano mécanique, un projet de recherche a été lancé au pôle MEED de l'école polytechnique de l'UCL. Ce projet démarre sur les bases d'une recherche précédente [4] effectuée par Baudouin Bokiau et dont l'objectif était de modéliser la mécanique complète de frappe du piano à double échappement. Le présent mémoire s'inscrit dans le cadre de ce projet afin de concevoir et valider un prototype de retour haptique à une touche.

Une approche basée sur un modèle

Une interface haptique est définie par Vincent Hayward et Karon E. Maclean [5] comme une interface comprenant des composantes hardware et software visant à prodiguer, par un contrôle ordinateur, une sensation mécanique se rapportant au toucher. Hayward et Maclean présentent également plusieurs manières de reproduire le toucher. On distingue parmi elles les systèmes à retour de force dont le principe repose sur la création d'une force par un ensemble de capteurs et d'actionneurs commandés par un contrôleur. Par conséquent, pour reproduire le toucher d'une touche de piano, il s'agit de recréer à l'aide d'un actionneur la force ressentie par le pianiste au niveau du contact de son doigt avec la touche.

Notre approche repose sur l'utilisation du modèle multicorps du mécanisme de frappe représentant les différentes pièces mécaniques et leurs liaisons. Celui-ci sera exécuté en temps réel sur un contrôleur et utilisera les données cinématiques de la touche récupérées à partir de capteurs pour calculer la force à envoyer à l'actionneur afin d'obtenir la sensation correcte de toucher (Figure 2).

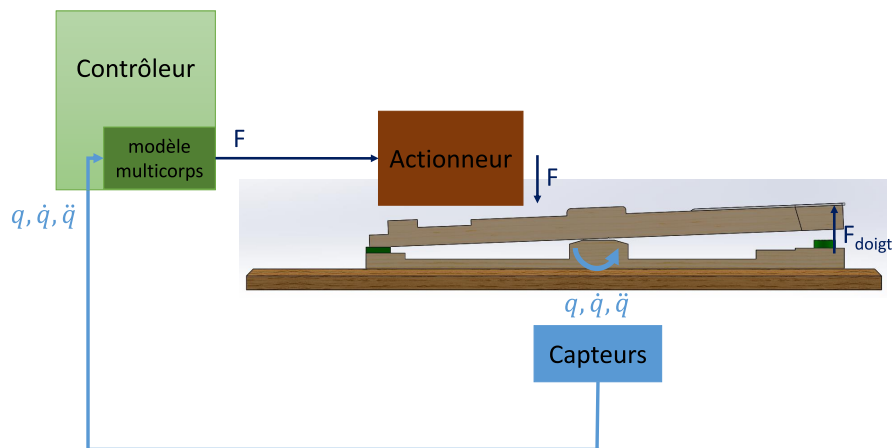


FIGURE 2 – Schéma électromécanique de fonctionnement du prototype

Objectifs

Les objectifs de ce mémoire comprennent la conception et la réalisation d'un prototype à une touche du mécanisme à retour d'effort décrit ci-dessus, et la validation de ses résultats. Afin de construire le dispositif, une touche et sa mécanique complète de frappe nous ont été mises à disposition.

Ce prototype devra vérifier plusieurs contraintes :

- L'actionneur devra être capable de suivre la dynamique du profil de force demandé.
- Pour fonctionner en temps réel, nous considérerons que le système doit appliquer une force toutes les $0.5 [ms]$, l'humain ne détectant pas de différence par rapport à une fréquence de rafraîchissement supérieure.
- Il s'agira d'un système embarqué autonome.
- Le transport du prototype devra être aisé.
- L'aspect visuel de la partie visible de la touche sera inchangé, afin de garantir la sensation visuelle du pianiste.
- La largeur de l'actionneur ne dépassera pas celle de la touche, afin de rendre possible un futur prototype à plusieurs touches côte à côte.
- La masse et l'inertie de la touche originale seront altérées le moins possible afin de garantir la même sensation à l'utilisateur.
- Le critère de budget sera considéré en cas de solutions équivalentes.

Le modèle multicorps sera accepté tel quel et nous ne considérerons que son insertion avec le reste du prototype.

Plan du mémoire

Ce mémoire se présente de la manière suivante. Le premier chapitre pose la problématique du mémoire, en détaillant les bases utilisées pour sa réalisation. Il commencera par expliquer le mécanisme de frappe du piano pour en comprendre son fonctionnement et les différentes actions découlant de son utilisation. Il dressera ensuite un court état de l'art des prototypes de pianos à retour haptique, et introduira enfin le modèle dynamique de la touche qui servira de base pour le prototype.

Le second chapitre est consacré à la conception de l'actionneur. Il posera les différentes étapes suivies pour dimensionner, vérifier et enfin réaliser l'actionneur.

Le troisième chapitre est dédié à la conception mécanique du prototype. Il détaillera les modifications apportées à la mécanique du piano afin d'y insérer l'actionneur.

Le quatrième chapitre se concentre sur l'électronique embarquée dans le prototype. La première partie examinera l'électronique nécessaire au prototype pour assurer le contrôle actif de l'actionneur et la seconde développera l'architecture du programme exécuté sur le contrôleur.

Enfin, le cinquième et dernier chapitre analysera toutes les performances du prototype pour valider son fonctionnement. Des tests seront réalisés sur l'actionneur, les capteurs ainsi que sur le modèle dynamique de la touche utilisé pour contrôler le retour haptique.

Chapitre 1

Problématique

Ce chapitre sera consacré aux bases nécessaires à la compréhension du projet. Dans un premier temps, il expliquera rapidement le fonctionnement de la mécanique de frappe du piano. Ensuite, il dressera un état de l'art des prototypes existant de piano à retour haptique. Enfin, il introduira le modèle multicorps servant de base à ce projet.

1.1 Mécanique de frappe du piano

Avant de se lancer dans la simulation de la mécanique de frappe du piano, il est important de savoir comment cela fonctionne. Lorsqu'on regarde un clavier de piano, on ne voit qu'une petite partie de l'instrument qui interagit avec le pianiste mais, derrière, se cache une mécanique bien complexe pour frapper la corde. Au fil du temps, cette mécanique a fort évolué allant de la première version à échappement du marteau (comme illustré à la Figure 1.1), qu'on appelle la *Prellungenmechaniken*, à des mécaniques à double échappement (comme illustré à la Figure 1.3). Cette modernisation de la mécanique du piano a permis entre autres de nouvelles performances musicales telles qu'une fréquence de frappe de la corde plus rapide grâce à ce concept de double échappement. Dans ce mémoire, nous nous intéresserons surtout à cette dernière qui est la plus utilisée dans les pianos à queue actuels.

Pour comprendre le fonctionnement de ce type de mécanique, la Figure 1.3 illustre les principaux éléments en action. La touche de piano désigne la partie mobile du système sur laquelle appuie le pianiste. En appuyant sur cette dernière, le mouvement est transmis au chevalet à travers le pilote de touche et le bâton d'échappement pousse le marteau vers la corde (fig. 1.2b). Lorsque le bâton atteint une certaine position (fig. 1.2c), il pivote et libère le marteau (fig. 1.2d) qui va frapper la corde en mouvement libre et retombe sur l'attrape (fig. 1.2f). L'étouffoir est également soulevé par la touche et libère la corde qui peut vibrer librement. Tous ces éléments en mouvement génèrent un effort qui sera transmis à la touche à l'endroit du pilote et jusqu'au doigt du pianiste à l'autre extrémité de la touche. Le toucher perçu en jouant sur un clavier est très important pour la plupart des pianistes et permet de sentir le piano et nuancer le jeu.

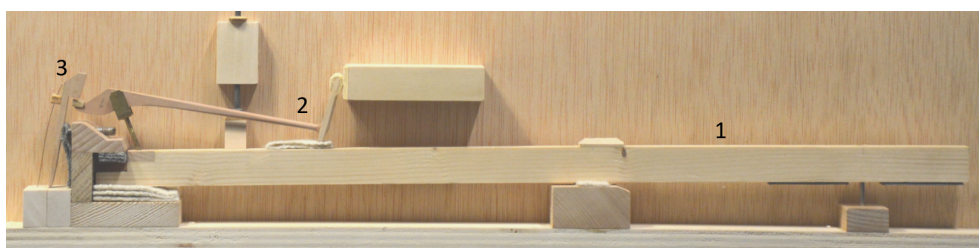
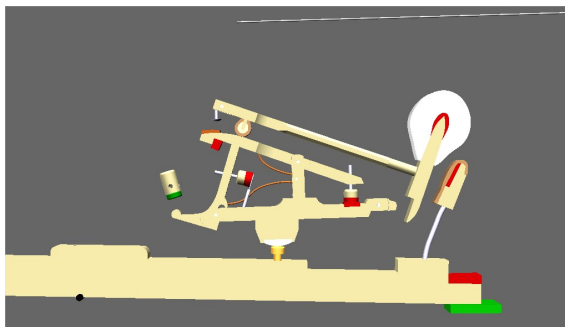
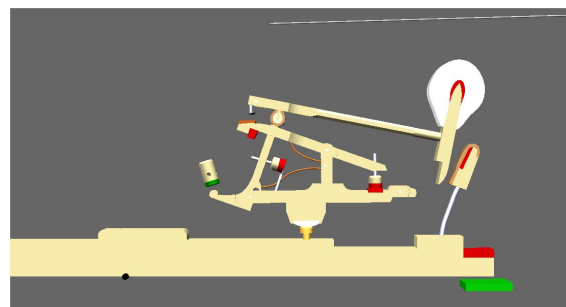


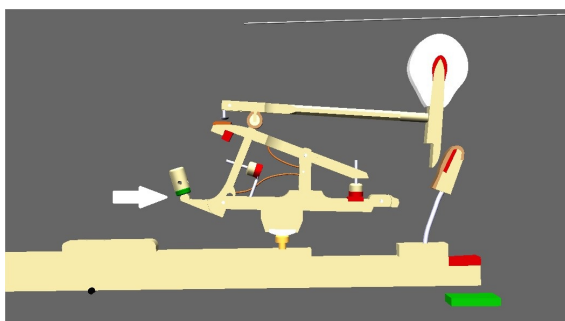
FIGURE 1.1 – Premiers pianos à échappement : (1) La touche (2) Le marteau (3) Le cliquet [6]



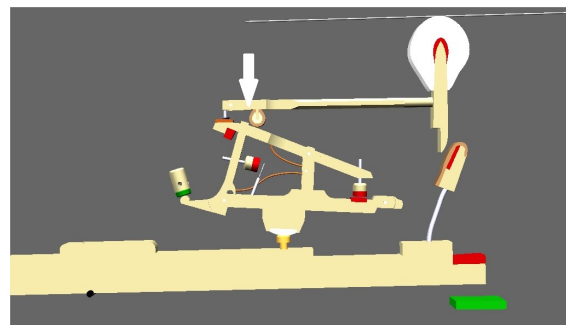
(a) Touche au repos



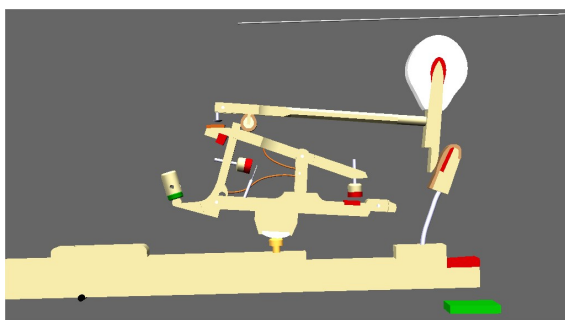
(b) Accélération du marteau



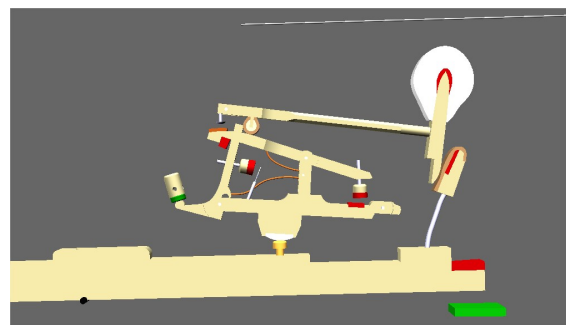
(c) Butée du bâton d'échappement



(d) Pivot du bâton d'échappement



(e) Marteau libre rebondit contre la corde



(f) Attrape récupère le marteau

FIGURE 1.2 – Étapes décrivant le fonctionnement d'une frappe du marteau sur la corde du piano

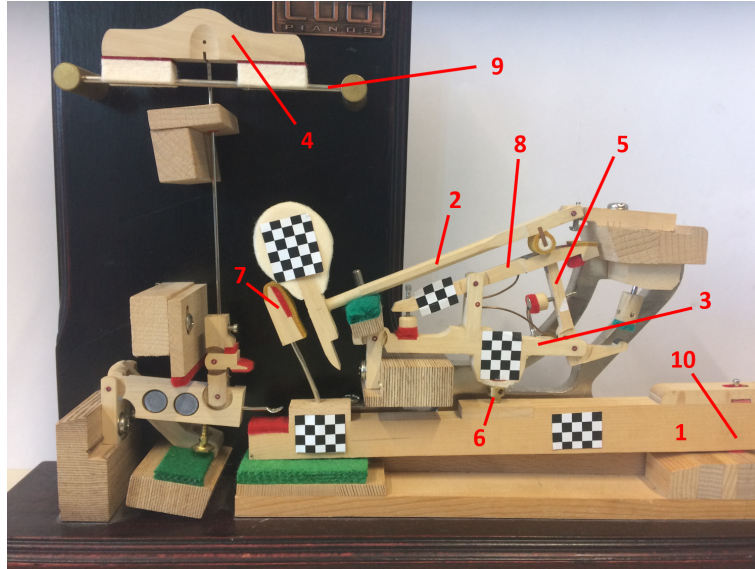


FIGURE 1.3 – Mécanique à double échappement : (1) La touche (2) Le marteau (3) Le chevalet (4) L'étouffoir (5) Le bâton d'échappement (6) Le pilote de touche (7) L'attrape (8) Le levier de répétition (9) La corde (10) Le pivot

Sur les pianos numériques, bien que le son soit déjà très fidèle à celui d'un piano classique, le toucher en jouant sur le clavier n'est pas le même car toute la mécanique à l'origine de ce ressenti est absente. C'est ici que s'inscrit le sujet de ce mémoire, le but est de créer un dispositif qui va remplacer cette mécanique et être capable de générer le même retour haptique pour simuler le toucher d'un piano classique.

1.2 État de l'art

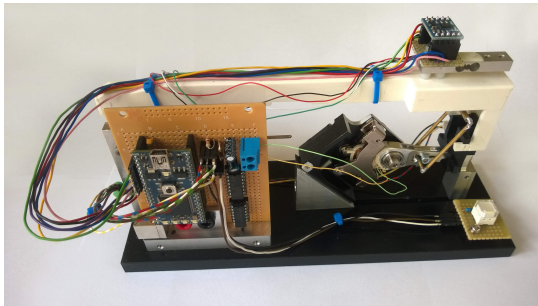
Bien que ce projet comporte plusieurs éléments dont il serait intéressant de dresser l'état de l'art (modèles de touche de piano, dispositifs haptiques,...), nous allons cependant nous restreindre exactement à notre application, à savoir un dispositif de retour haptique simulant le toucher de la mécanique d'un piano.

On trouve dans la littérature plusieurs travaux de fin d'étude d'université et thèses de doctorat à ce sujet. Il est intéressant d'en prendre connaissance afin de ne pas réitérer les mêmes erreurs dans la conception du prototype. Nous porterons notre attention en particulier sur les points suivants : le type d'actionneur utilisé, les capteurs et l'utilisation ou non d'un modèle.

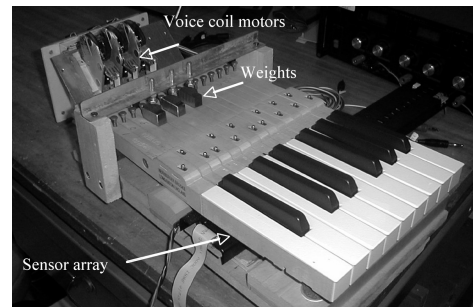
Actionneur

Différents types d'actionneurs ont été envisagés dans ces travaux. Une première approche [7] [8] utilise le mécanisme électromagnétique de lecture et d'écriture d'un disque dur d'ordinateur. Il s'agit en fait d'électroaimants déplaçant un bras rotatif (la tête de lecture) grâce à l'interaction magnétique entre ces deux composants (voir Figure 1.4a). L'auteur précise que de meilleures performances s'obtiendraient avec un actionneur plus puissant. Un autre travail [9] met en avant l'utilisation d'un frein magnétique employant un électroaimant fixé sur la touche avec un entrefer dans lequel un disque en aluminium est mis en rotation, créant ainsi des courants de Foucault dans l'aluminium visant à freiner le mouvement de la touche (voir Figure 1.5a). Dans ce cas, la force de retour de la touche est commandée grâce à la rotation du disque, à l'aide d'un moteur à courant continu.

Une thèse de doctorat [10] entreprend de freiner le mouvement de la touche grâce à un amortisseur actif à base de fluide magnétorhéologique, dont la viscosité est influencée par un champ magnétique externe opposant donc une résistance mécanique au déplacement de la touche (voir Figure 1.5b). Enfin un dernier type d'actionneur retient notre attention [11], il s'agit d'un mécanisme de "voice-coil" (mécanisme utilisé dans les baffles, d'où son nom) constitué d'une bobine traversant un champ magnétique et créant une force par interaction du courant avec ce dernier (voir Figure 1.6). Ce mécanisme repose en fait sur le même principe de fonctionnement que le disque dur. Les figures ci-dessous montrent les prototypes des travaux de références cités dans cette analyse.

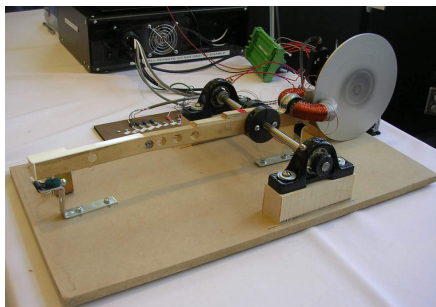


(a) Prototype du travail [7]

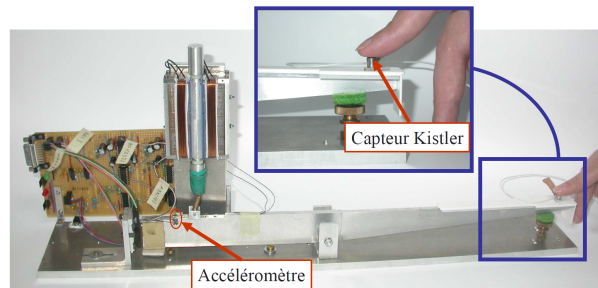


(b) Prototype du travail [8]

FIGURE 1.4 – Prototypes utilisant des mécanismes de disque durs

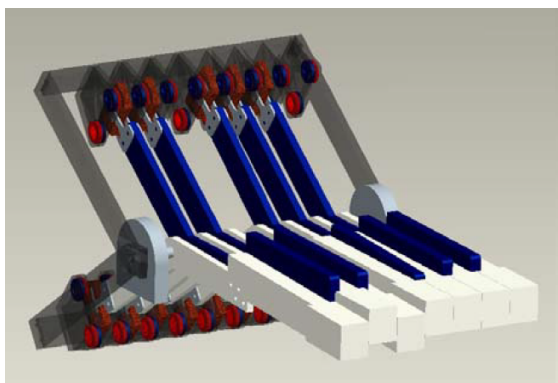


(a) Frein à courant de Foucault[9]

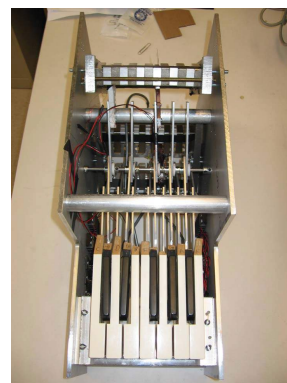


(b) Amortisseur avec fluide magnétorhéologique [10]

FIGURE 1.5 – Prototypes des travaux [9]et [10]



(a) Actionneur voice-coil



(b) Prototype assemblé

FIGURE 1.6 – Prototype du travail [11]

Capteurs

On distingue plusieurs mesures intéressantes :

- Position de la touche. Plusieurs travaux [7][9][10] font appel à des capteurs magnétiques à effet Hall pour mesurer l'orientation de la touche. Ceux-ci mesurent l'intensité du champ magnétique d'un aimant et permet ainsi de déterminer le déplacement de la touche en fonction de la variation de l'intensité du champ. Ces capteurs analogiques cumulent plusieurs avantages : ils sont très peu coûteux (environ 1 €) et sont plus rapides, précis et obtiennent de meilleures résolutions que les capteurs digitaux. D'autres [11][12] utilisent des encodeurs rotatifs incrémentaux pour mesurer directement le déplacement angulaire du pivot de la touche.
- Vitesse de la touche. Dans la plupart des cas, la vitesse est dérivée de la position et/ou de l'accélération, parfois filtrée grâce à un filtre de Kalman.
- Accélération de la touche. Lorsque elle est utilisée, l'accélération est mesurée à l'aide d'un accéléromètre MEMS (Microelectromechanical systems) avec un nombre d'axes variant en fonction du travail. Notons le montage astucieux de J. Lozada [10] qui utilise deux accéléromètre 1-axe MEMS d'intervalle $\pm 1.7g$ et $\pm 18g$ afin de trouver l'accélération selon un axe tangent à la rotation. Les vitesse et position angulaire de la touche sont ensuite intégrées à partir de son accélération. Deux capteurs à effet Hall indiquent lorsque la touche est en butée, permettant de relancer l'intégration afin d'éviter des effets de dérive.
- Force au doigt de l'utilisateur. Les travaux se partagent ici en deux types de capteurs de force : certains utilisent une cellule de force [7][12] et d'autres [8][10] un capteur piézorésistif, tous les deux se plaçant à l'endroit de la frappe sur la touche. Dans le premier cas, la force est mesurée en fonction de la déformation de la cellule et dans le second en fonction du changement de valeur de la résistance du capteur. Dans les deux cas, un circuit est nécessaire afin d'amplifier le signal ou de transformer la variation de résistance en tension.

Modèle

Une particularité de notre projet est d'utiliser un modèle de la touche tournant en temps réel. Cependant, ce n'est pas toujours la méthode utilisée dans les autres travaux de recherche pour calculer la force à renvoyer à l'utilisateur. En fait, un seul travail [10] utilise un modèle temps réel pour le calcul de la force de rappel. Il s'agit dans ce cas d'un modèle numérique considérant les divers contacts du mécanisme de la touche et en intégrant numériquement les équations différentielles avec le logiciel Labview. Pour les autres, retenons simplement l'utilisation d'une table [7] (lookup table) contenant plusieurs profils caractéristiques de force dont le plus probable est retenu en vue des données des capteurs.

Plusieurs spécifications qui nous semblent importantes, mais dont il n'est nulle part fait mention dans ces différents travaux, sont de garantir la même sensation visuelle de l'utilisateur, le contact de son toucher avec l'ivoire de la touche (partie blanche en contact avec le doigt, appelée ainsi en raison de son ancienne fabrication en ivoire, aujourd'hui réalisée en plastique), ainsi que de maintenir l'inertie de la touche au plus proche de la touche originale. Ainsi, dans les prototypes des Figures 1.4 à 1.6, ces aspects ne sont pas toujours respectés. La touche n'est parfois pas une touche originelle de piano (Figure 1.4a et 1.5b) ou bien le prototype modifie la structure de la touche (Figure 1.5a), parfois il contient des capteurs, se plaçant à l'endroit de la frappe, qui altèrent le contact du doigt avec l'ivoire (Figures 1.4a et 1.5b). Nous garderons ces différents

aspects à l'esprit pendant toutes les phases de conception du prototype. Notons que les prototypes modifiant la partie derrière le pivot (Figures 1.4b et 1.6) ne gênent en rien la perception visuelle de l'utilisateur qui ne percevra que l'avant de la touche.

1.3 Modèle de la touche

La particularité de notre approche comparée à la majorité des travaux présentés dans la section précédente est l'utilisation d'un modèle simulant la dynamique de la touche de piano pour pouvoir calculer la force en temps réel. Ce dernier a été développé avec le logiciel Robotran [13].

Robotran est un logiciel permettant de résoudre symboliquement les équations du mouvement de systèmes multicorps. La mécanique est décrite en fonction de sa géométrie et de ses propriétés dynamiques telles que sa masse et son inertie. Le logiciel va ensuite être capable de simuler sa dynamique directe pour connaître le mouvement du système en fonction des forces qui lui sont appliquées, ou simuler la dynamique inverse pour connaître les efforts induits dans le mécanisme en fonction d'un certain mouvement imposé.

Le piano est un parfait exemple de système multicorps car il est composé de plusieurs corps rigides qui interagissent entre eux. La modélisation de ce dernier reprend donc tous les éléments constituant la mécanique de frappe (géométries, masses et inerties) et permet, grâce au calcul de la dynamique du système, de calculer la force produite par le mécanisme de frappe sur la touche.

Cette solution a plusieurs avantages comparée à celles utilisées dans la section précédente :

- Il est possible de calculer la force dans n'importe quelle configuration de la touche de piano. En effet, étant donné que le modèle simule en temps réel la dynamique de la mécanique, il est capable à tout moment d'en déduire la force. Cette solution ne dépend pas de profils de force pré-enregistrés qui, soit limiteraient les performances par leur manque de données enregistrées, soit nécessiteraient des mémoires importantes pour être en mesure de donner la force pour n'importe quelle configuration de la touche.
- Il est possible de modifier tous les paramètres du modèle pour passer d'un type de piano à un autre. On peut modifier la masse de tous les éléments du système sans devoir refaire un modèle complet. Cela permettra par la suite de simuler facilement différentes mécaniques de piano sur un même clavier.

Dans le cas de notre prototype, nous avons récupéré le modèle d'une touche de piano à double échappement (voir Figure 1.3) développé par B. Bokiau dans le cadre de son mémoire et de sa thèse de doctorat. Ce modèle permettait de simuler la touche de piano (voir Figure 1.7) mais n'était pas encore adapté à faire du retour haptique en temps réel. En effet, cela demande des performances plus élevées en terme de vitesse de calcul pour être capable de simuler le système dans un temps réduit. Cette contrainte n'était pas présente auparavant. Ce modèle a donc été adapté par S. Timmermans pour augmenter ses performances et nous permettre de l'utiliser dans notre prototype.

Chapitre 2

Conception de l'actionneur

La sensation de toucher perçue par le pianiste lorsqu'il joue sur le clavier peut être reproduite à l'aide d'un actionneur. Son rôle consiste à renvoyer une force à l'utilisateur en fonction de sa frappe afin de simuler la force créée par la mécanique de frappe d'un piano mécanique. Ce chapitre s'attardera sur le choix de l'actionneur retenu pour la réalisation du prototype, et en expliquera le principe. Ensuite, nous verrons comment ses dimensions ont été choisies à l'aide d'un algorithme d'optimisation génétique. Il sera également simulé à l'aide d'un logiciel de simulation par élément fini afin de vérifier les résultats principaux issus de son dimensionnement. Enfin, une dernière étape fixera ses paramètres par rapport au matériel existant dans le commerce.

Plusieurs types d'actionneur étaient envisageables (linéaire, angulaire, ...), ainsi que plusieurs positions par rapport à la touche.

Une première solution était d'acheter un moteur à courant continu et de le placer à l'endroit du pivot de la touche (Figure 2.1).

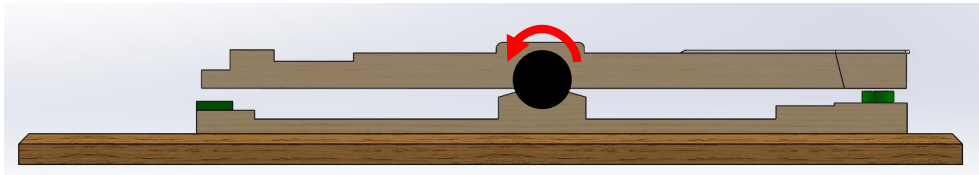


FIGURE 2.1 – Moteur à courant continu placé à l'endroit du pivot de la touche

De cette façon, nous aurions contrôlé la force ressentie par l'utilisateur en appliquant un couple moteur à l'endroit du pivot. Cette solution n'a pas été retenue pour plusieurs raisons :

- L'angle de la touche variant de 0.5 à 2.2 [deg], cela demandait un contrôle moteur très précis et n'utilisait qu'une toute petite partie de l'écart angulaire typique de la plupart des moteurs de ce type
- La très haute dynamique des profils de force, position, vitesse et accélération demandée
- Le coût élevé de ce type de moteur
- Pour des raisons de simplicité de calcul, il est plus facile de placer l'actionneur directement à l'endroit du contact de la mécanique avec la touche, c'est-à-dire à l'endroit du pilote, zone de contact entre la touche et la mécanique de frappe (voir Figure 1.3).

Ce type de moteur n'est donc pas le plus adapté pour notre application. Nous avons préféré un actionneur linéaire situé à l'emplacement du pilote de touche. De plus, en raison de la simplicité

de la tâche à effectuer par celui-ci (générer une force quasi verticale) et du coût élevé des moteurs industriels, il était intéressant de le concevoir nous-mêmes. Plusieurs types d'actionneurs avaient déjà été imaginés dans des travaux précédents (voir section 1.2) :

- Actionneur de type voice-coil utilisant la force d'interaction courant-champ magnétique
- Frein à courant de Foucault
- Amortisseur à base de fluide magnétorhéologique

Parmi ces solutions, la première nous semblait la plus adaptée pour plusieurs raisons. Tout d'abord pour la facilité de contrôle d'un tel actionneur. En effet, le contrôle de la force s'effectue en injectant le courant approprié dans la bobine de la même façon qu'un moteur à courant continu. Ensuite, pour l'espace restreint nécessaire. Rappelons qu'un critère important est la sensation visuelle de l'utilisateur. Nous recherchons par conséquent un actionneur qui serait à même de tenir dans un espace restreint à l'arrière du pivot.

Un actionneur de type voice-coil a donc été choisi pour notre application. Son principe de fonctionnement est décrit dans la prochaine section.

2.1 Principe de fonctionnement

Le principe de l'actionneur repose sur la création d'une force lorsqu'un courant passe au travers d'un champ magnétique (force de Laplace [14]). Cette force est donnée à l'équation 2.1 où $\vec{dl}$ représente un incrément de longueur du conducteur traversant le champ magnétique B .

$$\vec{F} = \int i \cdot \vec{dl} \times \vec{B} \quad (2.1)$$

En disposant des aimants permanents de polarités opposées, on crée entre eux un champ magnétique de valeur fixe. Une bobine accrochée à la touche (voir section 3 pour la conception mécanique) peut ainsi baigner dans ce champ magnétique et y subir la force de Laplace sur ses conducteurs supérieur et inférieur (voir Figure 2.2). On pourra ainsi contrôler la force ressentie par la bobine en commandant la valeur du courant la traversant (voir équation 2.1).

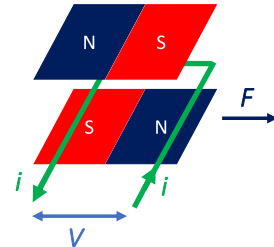


FIGURE 2.2 – Principe de l'actionneur

On peut extrapoler ce principe de base avec une bobine disposant de N tours et dont une longueur l (voir Figure 2.3) passe dans l'entrefer à travers le champ magnétique des aimants supérieurs, ainsi que dans celui des aimants inférieurs, formant une longueur totale $2l$.

La Figure 2.3 montre une vue 3D et de face du concept de l'actionneur avec les symboles utilisés pour ses dimensions (une liste de tous les symboles est disponible dans le glossaire). Notons la présence de pièces de fer de part et d'autre des aimants permanents. Ceux-ci ne seront présents que dans notre prototype à une touche, l'objectif étant d'utiliser les aimants permanents pour deux touches consécutives dans le cas d'un clavier complet. Les pièces de fer occupent un rôle de miroirs magnétiques pour les aimants, focalisant les lignes de champ dans le fer plutôt que dans l'air, afin que le champ magnétique ne sature pas dans l'entrefer. Vous trouverez plus de détails ainsi que le dimensionnement du fer à l'aide de l'outil de simulation COMSOL Multiphysics®[15] (abrégé par Comsol dans la suite) dans la section 2.3.

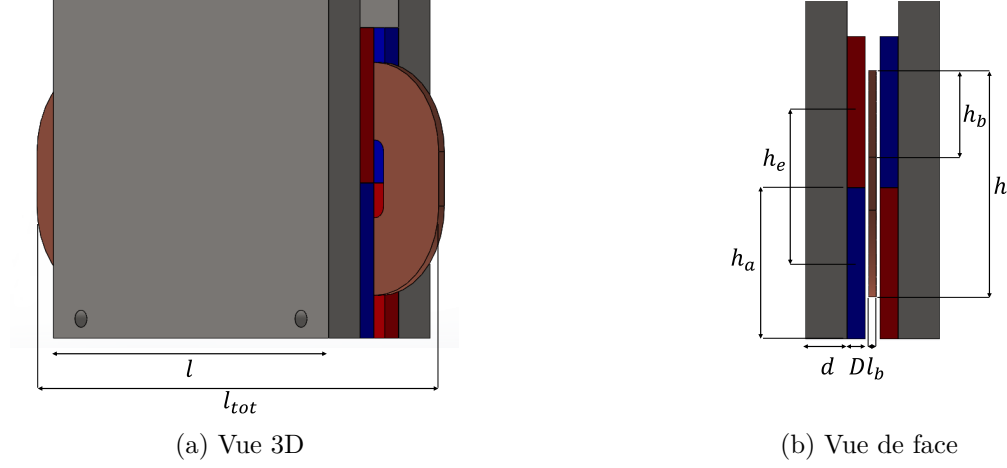


FIGURE 2.3 – Symboles des dimensions de l'actionneur

Les équations électriques de ce type d'actionneur sont les suivantes (les symboles utilisés sont définis au début du document) :

$$i = \frac{F}{2NlB} \quad (2.2)$$

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + K_F \dot{x} \quad (2.3)$$

$$F = K_F i \Rightarrow K_F = 2NlB \quad (2.4)$$

L'influence de l'angle du pivot de la touche de piano a été négligée dans les équations électriques de l'actionneur (la différence d'angle maximale étant de $1.7 [deg]$.), celui-ci est par conséquent considéré comme purement linéaire.

L'équation 2.2 donne le courant dans la bobine en fonction de l'équation de Laplace (équation 2.1) appliquée à l'actionneur. L'équation 2.3 est l'équation classique de la tension aux bornes de la bobine d'un moteur à courant continu [16] (moteur DC) appliquée à un actionneur linéaire (vitesse linéaire $\dot{x}$ plutôt que angulaire ω).

Notons que l'actionneur a un rôle de frein électromécanique car le terme de force contre-électromotrice ($K_F \dot{x}$) agit de manière à freiner le mouvement de la bobine. Cette force est donc favorable dans ce cas-ci contrairement à un moteur DC classique dans lequel cette force tend à s'opposer au mouvement désiré. L'équation 2.4 est la généralisation de l'équation du couple sur un moteur DC ($C = K_T i$ [16]) appliquée à un actionneur linéaire. Cette dernière nous permet de trouver la constante de force K_F .

2.2 Optimisation dimensionnelle

L'objectif de l'actionneur étant de fournir un profil de force imposé par le modèle Robotran en fonction de la frappe sur la touche, il faut le dimensionner de telle sorte qu'il soit capable de suivre les valeurs de pointe du profil, mais également sa dynamique, tout en évitant un échauffement

excessif de la bobine. Ce dernier point est assuré lorsque la valeur efficace (RMS pour root mean square en anglais) de la densité de courant, correspondant à la valeur d'une densité de courant continue qui produirait un échauffement identique de la bobine, ne dépasse pas 5 [A/mm²] dans le fil de cuivre.

Le dimensionnement de l'actionneur se fait tout d'abord en considérant un seul tour de bobine ($N = 1$) et en optimisant la largeur et la hauteur d'une coupe transversale (h_b et l_b sur la Figure 2.4). En effet, le nombre de tours nous permettra par après d'équilibrer les valeurs de courant et tension sachant que, en gardant la même surface totale de conducteur, diviser par λ le nombre de tours aura pour effet de multiplier par λ le courant passant à travers le fil (afin de garder la même force dans l'équation 2.2 du courant). A l'opposé, la tension sera multipliée par λ . Cela peut se démontrer en regardant l'influence d'une division de N par λ dans l'équation 2.3 :

$$\frac{V}{\lambda} = \frac{R}{\lambda^2} \lambda i + \frac{L}{\lambda^2} \frac{d(\lambda i)}{dt} + \frac{K_F}{\lambda} \dot{x} \quad (2.5)$$

Nous recherchons donc les dimensions optimales de la bobine et de l'épaisseur des aimants permettant à l'actionneur de développer une force suivant le profil désiré. Ces dimensions sont à optimiser selon plusieurs objectifs et contraintes. Ces différents paramètres sont les suivants :

Paramètres à optimiser :

- Hauteur du conducteur h_b
- Largeur du conducteur l_b

Objectif :

- Minimiser la puissance moyenne des pertes Joule

Contraintes :

- Ne pas dépasser la largeur d'une touche : $2D + l_b + 2 \text{ [mm]} < e_{\text{touche}}$
- Masse de la bobine maximale : $m < 75 \text{ [g]}$
- Densité de courant RMS maximale : $j_{RMS} < 5 \text{ [A/mm}^2\text{]}$

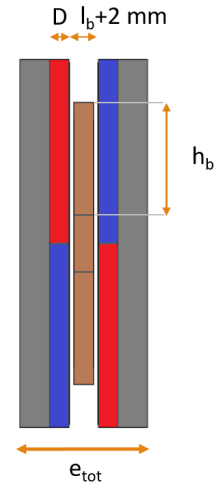


FIGURE 2.4 – Dimensions à optimiser

1. Paramètres.

La longueur l de l'actionneur a été imposée par nos soins au maximum de l'espace disponible. Nous nous sommes permis de retirer ce paramètre de l'optimisation car il était évident que la valeur maximale de cette longueur serait sélectionnée étant donné que rien ne contraint cette dimension. Celle-ci sera donc égale à l'espace disponible derrière le pivot et avant le contact avec l'étouffoir (voir Figure 1.3), soit $l = 10 \text{ [cm]}$. La hauteur des aimants h_a ne figure pas non plus dans les paramètres, celle-ci sera imposée en fonction de la hauteur du conducteur h_b et de la course maximale de la bobine Δx via un facteur de sécurité choisi à $\frac{1}{0.8}$ (équation 2.6) afin d'éviter la présence de la bobine à proximité des bords des aimants.

$$h_a = \frac{h_b + \Delta x}{0.8} \quad (2.6)$$

Finalement, l'épaisseur D des aimants n'est pas un paramètre explicite de l'optimisation mais est imposée à travers la contrainte sur la largeur de touche (plus de détails dans les paragraphes suivants).

2. Objectifs.

L'objectif principal de force est ici implicite car une solution ne respectant pas cet objectif ne peut être sélectionnée. L'objectif explicite choisi sera donc de minimiser les pertes Joule, pertes électriques dans la bobine.

3. Contraintes.

- La contrainte d'épaisseur de touche est nécessaire afin d'utiliser l'actionneur sur un prototype à plusieurs touches, les aimants permanents seront ainsi partagés entre deux touches consécutives. Dans notre cas, nous imposons que l'ensemble formé par les aimants et l'entrefer ne dépasse pas la largeur d'une touche. Cette contrainte est implicite car elle est en réalité utilisée pour imposer l'épaisseur des aimants $D = 0.5 \cdot (e_{touche} - l_b - 2 [mm])$. De cette façon, nous économisons un paramètre à calculer ainsi qu'une contrainte. Un entrefer de 1 [mm] (valeur typique) est prévu de part et d'autre de la bobine entre celle-ci et les aimants.
- La contrainte de masse est présente afin de ne pas trop dépasser l'inertie de la touche et éviter des effets dynamiques indésirables dûs à son augmentation.
- La contrainte sur la densité de courant j_{RMS} n'est pas imposée pendant l'optimisation mais sera vérifiée par l'utilisateur par après.

En raison du nombre de paramètres et contraintes et de sa facilité d'utilisation, nous avons opté pour une optimisation à l'aide d'un algorithme génétique. Le principe d'un tel algorithme est illustré à la Figure 2.5 [17].

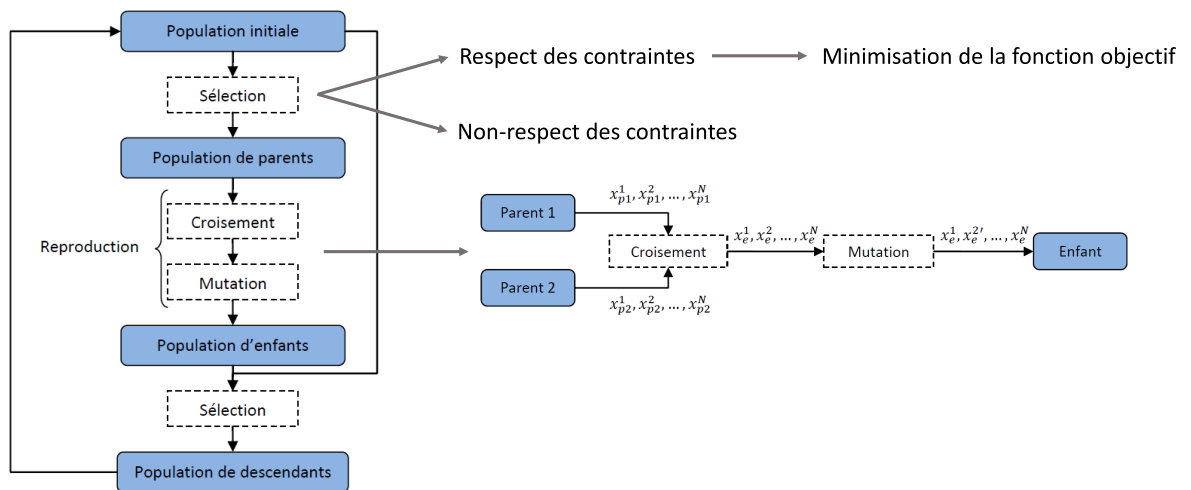


FIGURE 2.5 – Principe général d'un algorithme génétique

L'algorithme commence par constituer une population initiale aléatoire de n individus contenant les différents paramètres normés entre 0 et 1. Ensuite, il sélectionne la meilleure moitié du point de vue de la fonction objectif parmi les individus qui respectent les contraintes. Ces derniers forment la population de parents qui subira une série de croisements et de mutations aléatoires de leurs paramètres pour former une série de n individus constituant la population d'enfants. Ceux-ci seront groupés avec la population initiale pour former $2n$ individus et une nouvelle étape de sélection formera les individus de la population de descendants. Cet algorithme itère un nombre de fois défini par l'utilisateur.

Plusieurs équations permettent de lier entre eux paramètres, contraintes et objectif. Parmi elles, on distingue plusieurs catégories d'équations :

1. Des équations dimensionnelles. Celles-ci forment le but même de l'optimisation, permettant d'exprimer les paramètres à optimiser (les dimensions de la bobine) en fonction des données et des contraintes. Nous en avons en réalité déjà explicité une, l'équation 2.6 mettant en relation la hauteur des aimants h_a avec la course de la bobine et la hauteur de la bobine h_b .
2. Des équations électriques. Leur rôle est de parvenir aux calculs de la fonction objectif, à savoir minimiser la puissance des pertes Joule P_j , ainsi que de permettre la vérification de la contrainte sur la densité de courant. En plus des équations déjà examinées (équations 2.2, 2.3, 2.4), du calcul de la fonction objectif et de la contrainte de densité de courant, on retrouve également des équations permettant de trouver les paramètres électriques de la bobine, tel que son inductance L ou sa résistance R .
3. Une équation mécanique. Celle-ci exprime la force de commande de l'actionneur en fonction de sa consigne et des effets dynamiques ajoutés par l'actionneur.

Il est intéressant de détailler ces équations afin de préciser les données utilisées et les approximations effectuées.

1. Équations dimensionnelles

Dans les équations qui suivent, la bobine sera considérée rectangulaire car ses dimensions variant constamment pendant l'optimisation, il est impossible de déterminer le rayon de courbure que nous serons à même de donner à ses coins. Ce dernier sera choisi en post-optimisation dans la section 3. De plus, pour les paramètres nécessitant la longueur totale de fil, nous utiliserons la longueur de la fibre neutre de la bobine (en pointillé sur la Figure 2.6) multipliée par le nombre de tours N . Afin de s'assurer qu'aucun courant vertical ne soit intercepté par le champ magnétique, ce qui induirait une force néfaste dans le sens longitudinal de l'actionneur, la bobine dépasse de 3 [mm] de chaque côté de l'actionneur (raison de la présence du terme 0.006 sur la Figure 2.6).

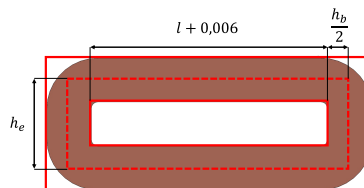


FIGURE 2.6 – Dimensions considérées pour le calcul de la résistance et de l'inductance lors de l'optimisation

- Surface totale de cuivre S_{cu} :

$$S_{cu} = \beta h_b l_b \quad (2.7)$$

Dans cette équation, β est le coefficient de remplissage du cuivre dans la surface de conducteur. Celui-ci est fixé à 0.5 (valeur usuelle qui sera confirmée par la suite).

- Masse m de la bobine :

$$m = 2h_b l_b (h_e + l + 0.006)(\beta \rho_{Cu} + (1 - \beta)\rho_{res}) \quad (2.8)$$

Avec ρ_{Cu} et ρ_{res} les densités massiques volumiques du cuivre et de la résine.

2. Équations électriques

- Résistance électrique R :

$$R = \frac{2\rho_{Cu} N^2 ((l + 0.006 + h_b) + h_e)}{S_{cu}} \quad (2.9)$$

Notons que la valeur de la résistance augmentant en N^2 avec le nombre de tours (la longueur totale de la bobine est multipliée par N et la surface S_{cu} est divisée par N), celle-ci sera très faible pour l'optimisation avec $N = 1$.

- Puissance des pertes Joule P_j [W] :

$$P_j = Ri^2 \quad (2.10)$$

Rappelons que l'optimisation vise à minimiser les pertes Joule dans la bobine. Ces pertes ne dépendent pas de N étant donné la dépendance en N^2 de la résistance électrique R et celle en N du courant i .

- Densité de courant j [A/mm²] :

$$j = \frac{i}{\pi \left(\frac{\varnothing}{2}\right)^2} = \frac{iN}{S_{cu}} \Rightarrow j_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T j^2 dt} \quad (2.11)$$

On observe que la densité de courant est également indépendante du nombre de tours N , le courant i et la section du fil étant tous deux divisés par λ lorsque N en est multiplié. La multiplication par N de la seconde expression vient du fait que S_{cu} est la surface totale de cuivre, il faut donc la diviser par N afin d'obtenir la section du fil. Comme cité plus haut, la valeur RMS ne doit pas excéder 5 [A/mm²].

- Champ magnétique B dans l'entrefer :

Le champ dans l'entrefer peut être trouvé grâce à la loi d'Ampère. Nous prenons comme hypothèses :

- (a) Le champ magnétique créé par la bobine est négligeable devant celui des aimants permanents
- (b) Le champ est constant dans l'entrefer
- (c) La perméabilité μ du fer est infinie, H dans le fer est nul par conséquent
- (d) Les perméabilités relatives de l'air et des aimants valent $\mu_r = 1$

La loi d'Ampère $\oint H dl = ni$ appliquée au contour de la Figure ci-contre se réduit alors à

$$2He + 4H_D D = 0 \quad (2.12)$$

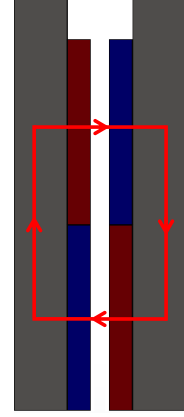


FIGURE 2.7 – Contour pour la loi d'Ampère

En utilisant les relations liant B et H , à savoir $B = \mu H$ et $B_D = \mu H_D + B_r$ et en appliquant la condition de continuité du champ magnétique $B = B_D$ à l'interface entre l'aimant et l'air, nous obtenons finalement l'équation 2.13.

$$B = \frac{B_r}{1 + \frac{e}{D}} \quad (2.13)$$

- Inductance électrique L [H]

L'inductance électrique de la bobine a été estimée à partir de la formule d'une inductance dans l'air d'une spire rectangulaire[18]. En choisissant la fibre neutre de la bobine (en pointillé sur la Figure 2.6) comme emplacement pour la spire unique considérée lors de l'optimisation et en considérant donc les dimensions mises en évidence sur la Figure 2.6, nous obtenons :

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} N^2 \left[b \ln \frac{2b}{\phi} + h_e \ln \frac{2h_e}{\phi} - (b + h_e)(2 - 0.5Y) + 2\sqrt{b^2 + h_e^2} - b \operatorname{arcsinh} \left(\frac{b}{h_e} \right) - h_e \operatorname{arcsinh} \left(\frac{b}{h_e} \right) \right] \quad (2.14)$$

avec $b = (l + 0.006 + h_b)$, la longueur du rectangle et h_e sa hauteur (voir Figure 2.6).

Y est un coefficient égal à 0.5 à basse fréquence (rappelons que la fréquence sera d'environ 2 [kHz]).

Cette équation est en fait assez éloignée du prototype final pour plusieurs raisons :

- (a) Le nombre de tours N étant fixé à 1 pour l'optimisation, l'inductance avec le bon nombre de tours verra sa valeur multipliée par N^2 .

- (b) Cette formule est valable pour une bobine dans l'air. Dans notre cas, celle-ci sera placée entre deux pièces de fer. Son inductance sera donc augmentée en raison de la haute perméabilité du fer, augmentant par conséquent le flux total intercepté par la bobine.
- (c) Cette formule est valable pour $\varnothing \ll l$ et $\varnothing \ll h_e$ avec un fil de section circulaire. Nous ne pouvons dès lors pas tenir compte de la forme rectangulaire de la section de la bobine (pour $N = 1$) dans cette formule. $\varnothing$ sera donc imposé égal à l_b , ce qui reviendrait à considérer une spire de diamètre l_b prenant place sur la fibre neutre.

L'inductance n'intervient cependant que dans la formule de la tension (équation 2.3). Celle-ci n'aura une incidence significative sur la tension que si le courant varie très rapidement ($\frac{di}{dt}$ élevé). De plus, la tension n'a à ce stade aucune influence sur l'optimisation. Nous verrons également par la suite (section 2.4) que l'influence de l'inductance sur la tension est très faible pour les profils de force considérés.

3. Force désirée de l'actionneur

$$F = f + m(\ddot{x} + g) \quad (2.15)$$

En plus de la consigne f calculée dans Robotran, il faut également considérer les forces dynamiques dues au poids et à l'accélération de la bobine.

Résultats

L'optimisation a été réalisée sur base de deux profils de force différents afin d'en comparer les résultats. Le premier modélise une frappe unique d'intensité moyenne sur un court laps de temps (0.2 [s]) (voir Figure 2.8a) et le deuxième deux frappes successives d'intensité élevée sur un temps plus long (0.5 [s]) (voir Figure 2.8b). Remarquons que l'axe vertical est choisi positif vers le haut, ce qui explique que les forces soient entièrement négatives car aucune force de la part de la mécanique n'a tendance à favoriser le mouvement de la touche, au contraire, elle s'y oppose toujours. Ces courbes considèrent la touche au repos à l'instant initial et retracent la force ressentie par l'utilisateur lors de sa frappe. En effet, à ce moment, il doit déplacer la mécanique de la touche et ressent donc une force s'opposant à son mouvement. Ensuite, le marteau est libre dans l'air, l'utilisateur ne ressent plus qu'une force négligeable égale à la masse de la mécanique. Enfin, le marteau tape contre la corde et retombe sur la mécanique, l'utilisateur reçoit un nouveau pic de force.

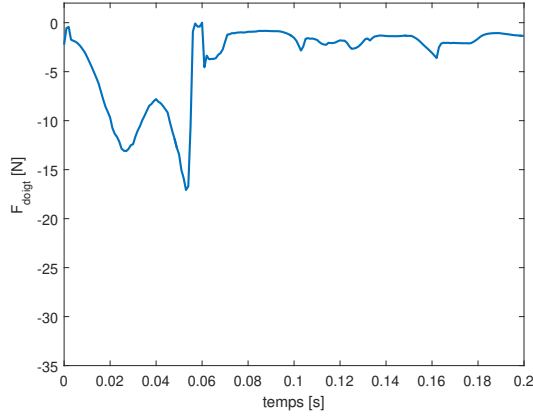
Dans ce qui suit, les figures de gauche feront référence à l'optimisation sous le premier profil de force (Figure 2.8a) et celle de droite, le second (Figure 2.8b).

Comme cité plus haut, l'algorithme optimise les paramètres entre 0 et 1. Il faut donc choisir un facteur d'échelle pour ceux-ci afin d'obtenir des géométries d'ordre de grandeur correspondant à nos attentes. Nous choisirons :

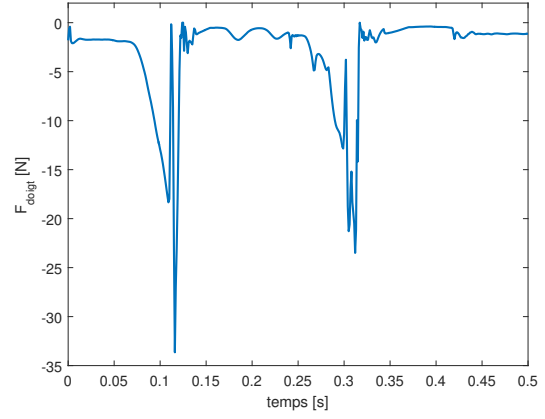
$$h_b = 0.02X_1$$

et

$$l_b = 0.01X_2$$

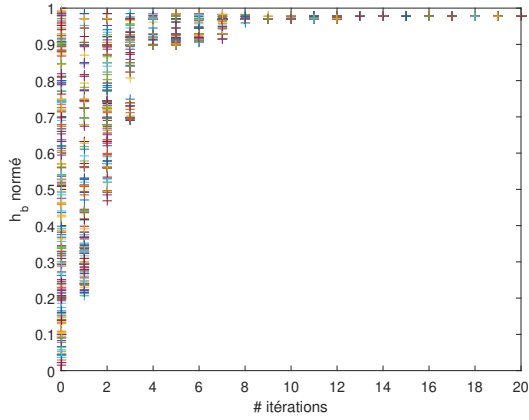


(a) Profil de force d'une frappe moyenne

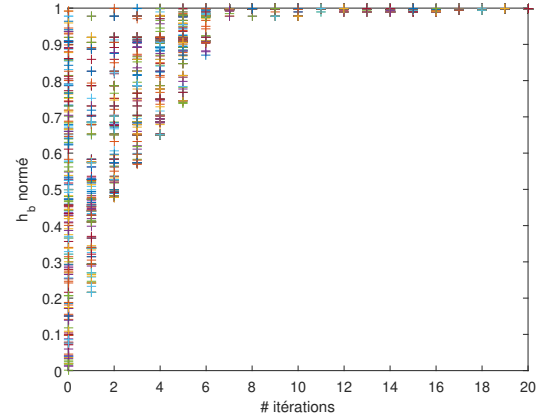


(b) Profil de force de deux frappes successives d'intensité élevée

FIGURE 2.8 – Comparaison de frappes d'intensités différentes



(a) Profil d'intensité moyenne



(b) Profil d'intensité élevée

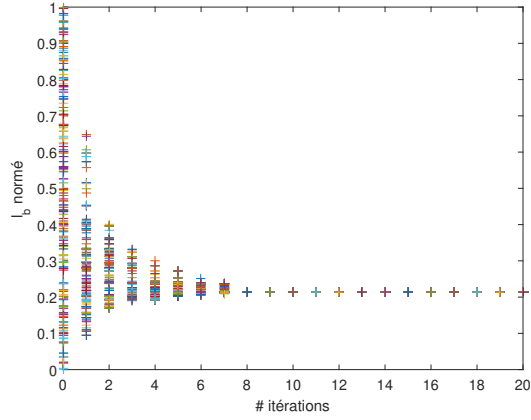
FIGURE 2.9 – Évolution du paramètre X_1 reflétant h_b pour les deux profils de force

X_1 et X_2 étant les paramètres de l'optimisation.

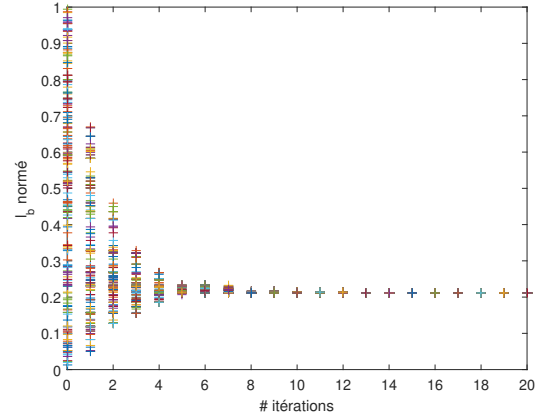
De cette façon nous introduisons une contrainte de géométrie en permettant à h_b et l_b de prendre des valeurs respectivement entre 0 et 20 [mm] et entre 0 et 10 [mm].

Les Figures 2.9 et 2.10 reprennent les variations des deux paramètres à optimiser pour 200 individus en fonction des itérations. On peut observer qu'ils sont distribués aléatoirement au début et qu'ils tendent progressivement vers leur valeur optimale. On peut également observer que les valeurs optimales sont identiques pour les deux profils différents.

Remarquons que h_b tend vers sa valeur maximale. Cela semble logique étant donné que la largeur du conducteur l_b voit une contrainte de plus, la largeur de touche, et a une incidence directe sur la fonction objectif. En effet, en minimisant la proportion de largeur d'entrefer e par rapport à la largeur d'aimant D , on maximise le champ magnétique dans l'entrefer (voir équation 2.13), ce qui diminue le courant nécessaire dans la bobine (inversement proportionnel à B , voir équation 2.2) et donc réduit les pertes Joule en Ri^2 . De plus, en maximisant la section du conducteur, on minimise également sa résistance. L'optimisateur a donc tout intérêt à fixer



(a) Profil d'intensité moyenne



(b) Profil d'intensité élevée

FIGURE 2.10 – Évolution du paramètre X_2 reflétant l_b pour les deux profils de force

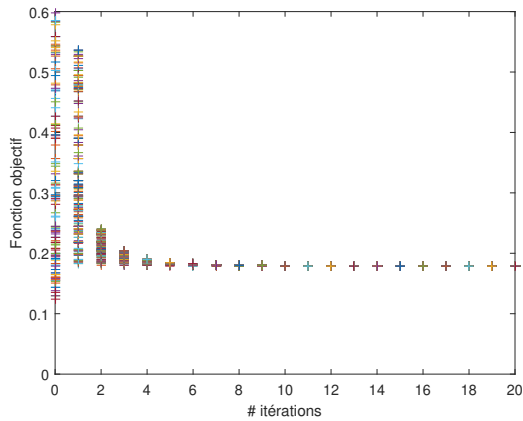
ce paramètre au maximum et à considérer uniquement la largeur de conducteur et l'épaisseur d'aimant qui en découle.

La fonction objectif est la minimisation de la puissance moyenne des pertes Joule. Nous l'obtenons en calculant les pertes Joule pour chaque instant t et en prenant la moyenne de ces valeurs (voir équation 2.16).

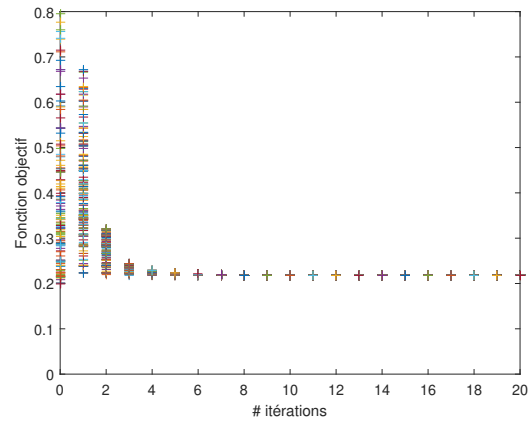
$$objectif = \frac{\sum_{t=1}^n P_j^t}{n} \quad (2.16)$$

Notons que les pertes Joule ne dépendent pas du nombre de tours N . En effet, en multipliant le nombre de tours par λ , on obtiendrait $P_j = \lambda^2 R \frac{i^2}{\lambda^2}$.

La Figure 2.11 montre la variation de la fonction objectif pour les deux profils. On observe qu'un minimum est bien atteint mais que celui-ci n'a logiquement pas la même valeur pour les deux profils, la force demandée étant différente, le courant passant dans la bobine l'est aussi, et donc les pertes Joule.



(a) Profil d'intensité moyenne



(b) Profil d'intensité élevée

FIGURE 2.11 – Évolution de la fonction objectif pour les deux profils de force

Une dernière étape de validation est nécessaire avant d'accepter les valeurs des paramètres trouvés, il s'agit de s'assurer que la contrainte sur la densité de courant $j_{RMS} < 5 \text{ [A/mm}^2\text{]}$ est respectée. Rappelons tout d'abord que j_{RMS} ne dépend pas de N , et donc ne variera pas lorsque nous l'imposerons par la suite. En se souvenant de l'équation 2.11, on trouve $j_{RMS} = 1.27 \text{ [A/mm}^2\text{]}$ pour le premier profil et $j_{RMS} = 1.38 \text{ [A/mm}^2\text{]}$ pour le second. En réalité ce facteur nous indique que l'actionneur, bien qu'optimisé du point de vue de ses pertes électriques, est cependant surdimensionné. En effet, la densité de courant RMS est quatre fois plus faible que la valeur maximale tolérée. Mais en raison de l'incertitude de l'exactitude des profils de force et par sécurité quant à l'ensemble des paramètres calculés, nous avons choisi de garder ces valeurs surdimensionnées afin d'être certains que l'actionneur soit capable de fournir la force attendue.

La Table 2.1 reprend les valeurs des paramètres et de la fonction objectif après optimisation pour les deux profils de force.

Variable	Profil 1	Profil 2
h_b	19.6 [mm]	19.8 [mm]
l_b	2.1 [mm]	2.1 [mm]
Objectif	0.18 [W]	0.22 [W]

TABLE 2.1 – Valeur des paramètres et de la fonction objectif pour les deux profils de force après optimisation

La Table 2.2 récapitule les différentes valeurs de tous les paramètres cités plus haut issus des résultats de l'optimisation.

Variable	Equation	Valeur
S_{cu}	$S_{cu} = \beta h_b l_b$	20.86 [mm ²]
m	$m = 2h_b l_b (h_e + l + 0.006)(\beta \rho_{Cu} + (1 - \beta)\rho_{res})$	75 [g]
R	$R = \frac{2\rho_{Cu}(l + \frac{h_a}{2})N}{S_{cu}}$	0.26 [mΩ]
B	$B = \frac{B_r}{1 + \frac{e}{D}}$	0.92 [T]
L	voir éq. 2.14	0.18 [μH]
D	$D = 0.5 \cdot (e_{touche} - l_b - 0.002)$	5 [mm]
h_a	$h_a = \frac{h_b + dx}{0.8}$	37.2 [mm]
h_e	$h_e = h_a$	37.2 [mm]
h	$h = h_a + h_b$	74.5 [mm]

TABLE 2.2 – Récapitulatif général des paramètres utilisés pour l'optimisation

2.3 Simulation

L'actionneur maintenant dimensionné peut être simulé à l'aide du logiciel de simulation Comsol (COMSOL Multiphysics®[15]). Ce logiciel est une plateforme de simulation d'ingénierie permettant entre autres de simuler des systèmes électromécaniques et électromagnétiques. La méthode de calcul utilisée par le simulateur est la méthode des éléments finis reposant sur les équations constitutives des différentes parties et une méthode de résolution précisée par l'utilisateur en fonction du paramètre recherché.

L'intérêt de cette simulation est multiple : tout d'abord, elle permet de confirmer les résultats obtenus à travers l'optimisation et notamment la force maximale que l'actionneur est capable

de donner en courant continu sans risquer un échauffement excessif. Elle permet également de préciser les valeurs de certains paramètres qui avaient été estimées (inductance, résistance, champ magnétique dans l'entrefer). De plus, elle permet de dimensionner les plaques de fer afin d'éviter la saturation du champ magnétique dans l'entrefer ou d'en connaître la proportion de diminution. Finalement, elle prend en compte certains effets négligés tel que les effets de bord des aimants ou la diminution de force en fonction de la position verticale de la bobine dans l'entrefer.

Le système étudié comprend les éléments de la Figure 2.12 : la bobine (1), les aimants permanents supérieurs (2) et inférieurs (3), le fer (4) et des zones d'air (5) et (6).

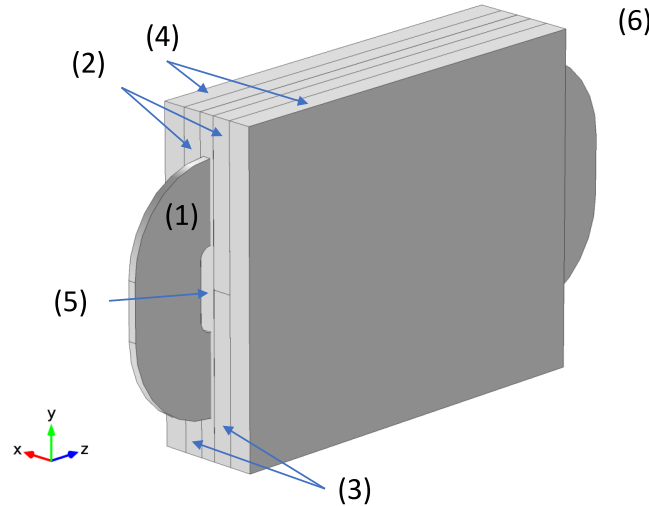


FIGURE 2.12 – Vue de l'actionneur dans l'outil de simulation Comsol

En observant ce système électromagnétique, on découvre plusieurs plans de symétrie (mis en évidence sur la Figure 2.13). En indiquant ces symétries à Comsol, le temps de calcul peut être drastiquement réduit. Ceci se fait à travers des conditions frontières.

1. Le plan YZ : continuité du champ magnétisant $\vec{H}$ à travers celui-ci

$$\vec{n} \times \vec{H} = \vec{0}$$

2. Le plan XY : continuité du champ magnétique $\vec{B}$ à travers celui-ci

$$\vec{n} \times \vec{A} = \vec{0}$$

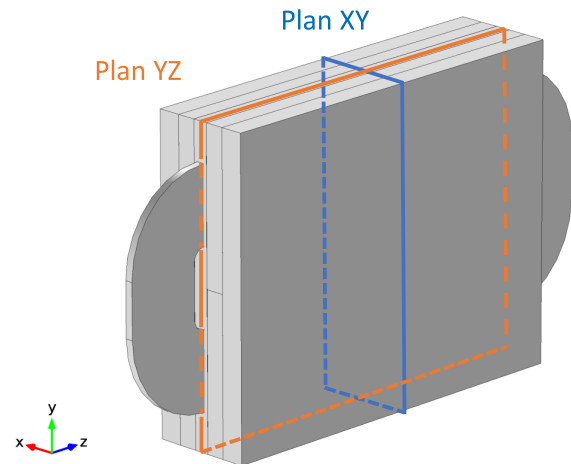


FIGURE 2.13 – Plans de symétrie de l'actionneur

Grâce à ces symétries, on peut réduire le domaine utile du système en ne gardant qu'un quart du domaine de l'actionneur. La plupart des valeurs mesurées par la suite devront par conséquent être multipliées par quatre. La Figure 2.14 montre l'évolution du domaine d'étude avant et après composition.

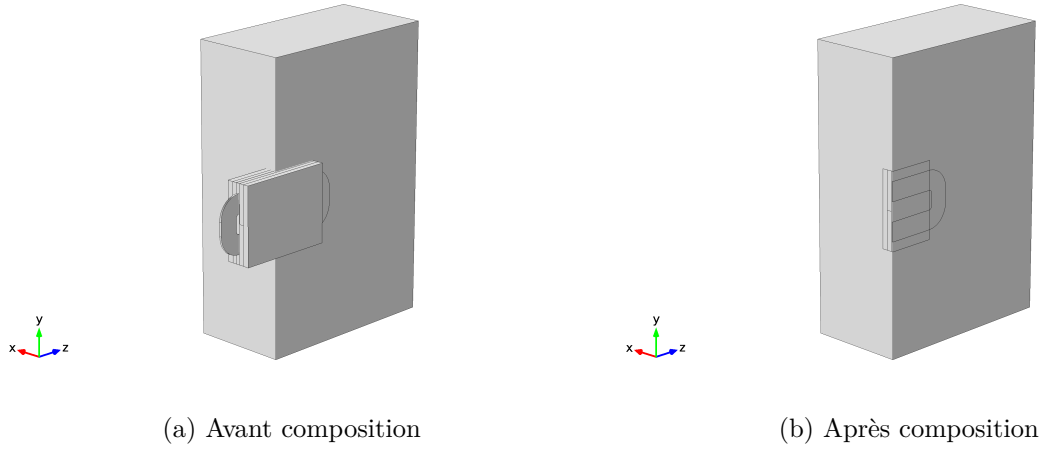


FIGURE 2.14 – Domaine d'étude pour la simulation Comsol

Le champ magnétique de l'entrefer avait été estimé constant et calculé à partir de la loi d'Ampère (équation 2.13). Le logiciel permet de le connaître de manière plus précise. Pour tous les domaines mis à part la bobine, la méthode de résolution utilisée s'appuie sur la loi d'Ampère. Pour la bobine, une méthode nommée "Multi-Turn Coil" permet de calculer les grandeurs nécessaires à partir de la loi d'Ampère en y ajoutant l'équation suivante :

$$\vec{j} = \frac{Ni}{a_{coil}} \quad (2.17)$$

Cette méthode demande plusieurs paramètres :

- La surface d'entrée du courant, en bleu sur la Figure 2.15.
- Sa surface de sortie, symétrique de celle d'entrée. Les flèches bleues de la Figure 2.15 indiquent le sens du courant dans la bobine.
- Le nombre de tours N , égal à 1 pour la vérification de l'optimisation. Notons que comme la bobine est coupée en deux dans le sens longitudinal (symétries expliquées plus haut), le nombre de tours à entrer dans Comsol est $\frac{N}{2}$.
- La conductivité de la bobine σ_{coil} . Il s'agit de la conductivité du cuivre : $\sigma_{coil} = 6 \cdot 10^{-7} [S/m]$.
- La surface d'une coupe transversale de la bobine $a_{coil} = \frac{\beta l_b h_b}{N}$ dans laquelle nous faisons apparaître le coefficient de remplissage β .
- Le courant traversant la bobine I_{coil} . Pour valider les résultats de l'optimisation, celui-ci sera choisi correspondant à la densité maximale de courant $j = 5 [A/mm^2]$, soit le courant continu maximal autorisé, afin de valider la force obtenue.

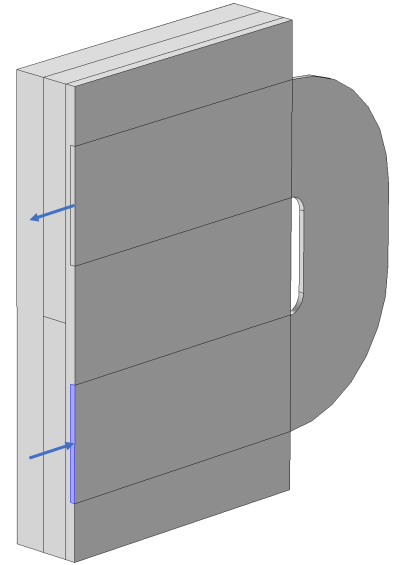


FIGURE 2.15 – Méthode de résolution "Multi-Turn Coil"

Pour chaque corps du système (Figure 2.12), il faut préciser son équation constitutive à l'outil de simulation :

1. bobine : elle est constituée des différents éléments cités ci-dessus
2. aimants supérieurs : $\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M})$ avec $M = \frac{-B_r}{\mu_0}$

3. aimants inférieurs : $\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M})$ avec $M = \frac{B_r}{\mu_0}$
4. fer : afin de vérifier les résultats de l'optimisation, on néglige dans un premier temps la saturation magnétique dans le fer. Celle-ci sera ensuite considérée lors du dimensionnement de l'épaisseur des pièces de fer. Son équation constitutive est donc : $\vec{B} = \mu_0\mu_r\vec{H}$
5. zone d'air de l'entrefer : $\vec{B} = \mu_0\mu_r\vec{H}$
6. zone d'air autour de l'actionneur permettant de mettre en évidence les effets de bord : $\vec{B} = \mu_0\mu_r\vec{H}$

Comsol étant un logiciel s'appuyant sur la méthode des éléments finis, il faut définir un maillage pour chaque corps. Logiquement, les éléments où la précision nécessaire est la plus importante auront un maillage plus fin. Parmi ces éléments on retrouve principalement l'entrefer, à savoir sa zone d'air (5) et la bobine (1) (Figure 2.12). En effet, nos analyses (champ magnétique, force sur la bobine, effets de bord,...) porteront sur ces zones. La Figure 2.16 montre les différents finesses des maillages du système.

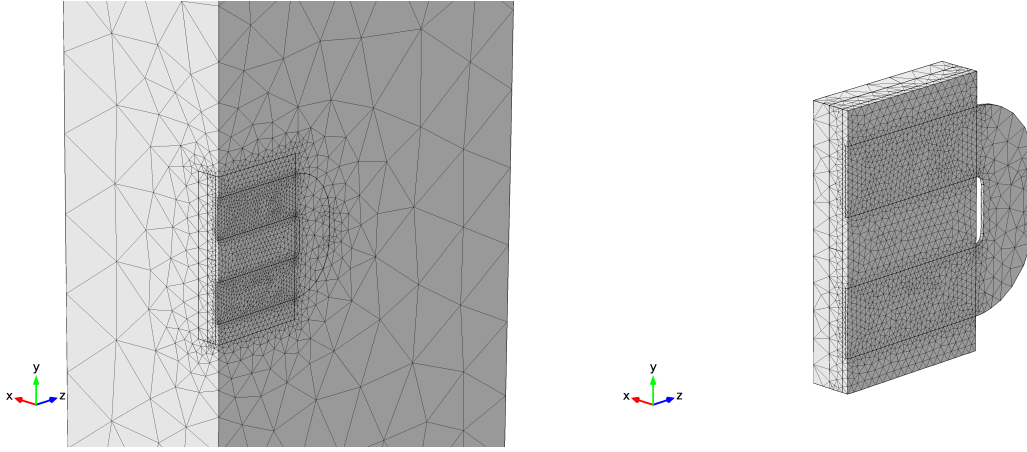


FIGURE 2.16 – Maillages du système

Résultats

Dans les paragraphes suivants, nous nous attarderons sur les résultats attendus de la simulation. Nous examinerons tout d'abord la force obtenue pour une densité de courant constante de valeur maximale $5 [A/mm^2]$. Nous validerons également la valeur du champ magnétique dans l'entrefer estimée grâce à la loi d'Ampère (équation 2.7). Ensuite, nous dimensionnerons les pièces de fer pour éviter la saturation magnétique en leur sein et enfin, nous calculerons les paramètres électriques et géométriques de la bobine.

Force Maximale en DC

Précisons tout d'abord que nous dénommons à tort cette force de "force maximale". Il ne s'agit absolument pas de la force maximale que l'actionneur est capable de fournir, il s'agit simplement de la force obtenue en injectant un courant continu (DC) maximal avant un échauffement trop important de la bobine. L'étude de cette force sert simplement de point de comparaison entre l'optimisation, la simulation et le prototype.

Afin de simuler le coefficient de remplissage, il faut donc imposer un courant dans la bobine de $i = \frac{j_{hb} l_b \beta}{N} = 105 [A]$. Rappelons qu'à ce stade N est toujours fixé à 1, ce qui explique cette valeur importante de courant. Par conséquent, la densité de courant parcourant la bobine est de $5\beta = 2.5 [A/mm^2]$, comme observé sur la Figure 2.17.

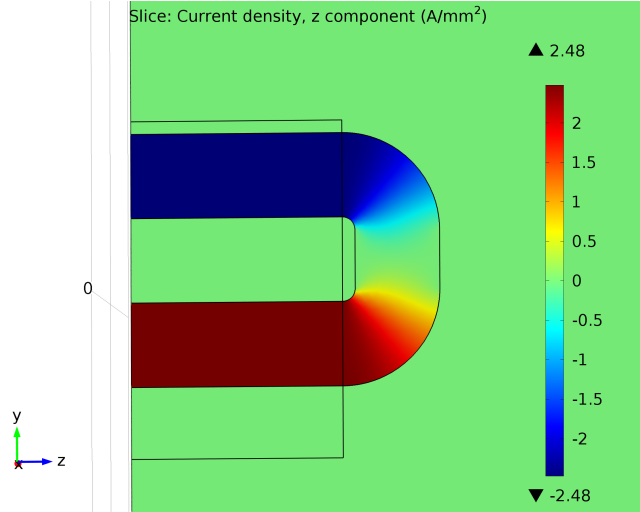


FIGURE 2.17 – Densité de courant dans la bobine sans coefficient de remplissage.

La force exercée sur la bobine est calculée en intégrant le produit de la densité de courant par le champ magnétique sur le volume de la bobine. Cette intégrale est ensuite multipliée par 4 car le volume de la bobine dans Comsol représente un quart de la bobine totale en raison des symétries expliquées plus haut. L'expression de la force est donnée à l'équation 2.18.

$$F = 4 \iiint j_z B_x dV \quad (2.18)$$

En théorie (avec l'optimisateur), la force attendue est de 19.1 [N] pour une bobine parfaitement centrée. La simulation nous permet de vérifier cette force pour des déplacements verticaux de la bobine (lorsque l'utilisateur appuie sur la touche). Le graphe de la force en fonction du déplacement vertical de la bobine est montré à la Figure 2.18.

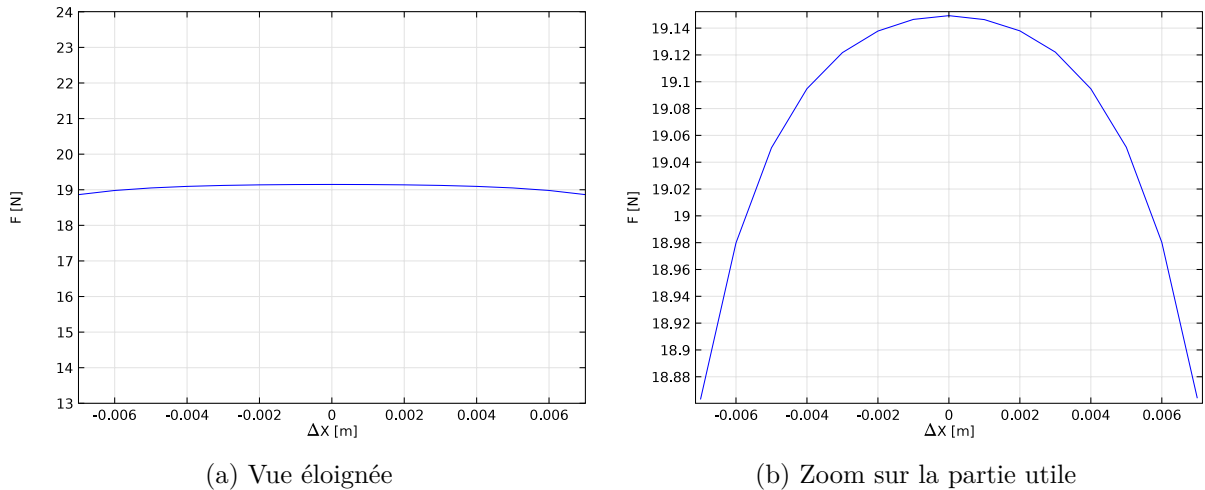


FIGURE 2.18 – Force exercée sur la bobine en fonction de son déplacement vertical

On remarque que la force atteint un maximum de 19.15 [N] pour une position centrée de la bobine, valeur proche de l'estimation (19.1 [N]). De plus, lorsque la bobine se déplace verticalement, les conducteurs s'éloignent du centre des aimants pour s'approcher de leur bord où la composante en x du champ se réduit, ce qui induit la diminution de force observée sur la

Figure 2.18. Ce profil de force est symétrique en raison de la symétrie du placement des aimants permanents. La diminution maximale de force de 1.5 % pour un déplacement vertical de 7 [mm] motive notre choix de négliger les effets de bord des aimants.

Champ magnétique dans l'entrefer

Considérons un point γ (en rouge sur la Figure 2.19a) placé au milieu de l'entrefer dans les directions x et z et se déplaçant verticalement selon la trajectoire y (en pointillé sur la Figure). La courbe de la composante x du champ magnétique (B_x) en fonction de la position verticale y de γ est tracée à la Figure 2.19b. Cette courbe est bien symétrique comme attendu et on y observe une amplitude de 0.92 [T] à mi-hauteur des aimants supérieur et -0.92 [T] pour les aimants inférieurs, ce qui correspond à la valeur estimée par la loi d'Ampère (0.922 [T]). On observe également que cette valeur est quasi constante (variation de 1%) pour la partie centrale des aimants (éloignée des bords). Dans le paragraphe précédent, nous observions une diminution de la force lorsque la bobine se déplaçait verticalement. En effet, on peut voir sur la Figure 2.19b que lorsque la bobine est centrée, ses extrémités sont d'ores et déjà à la limite des zones à effet de bord des aimants. Un petit déplacement induit donc une diminution de B_x et par conséquent de la force sur la bobine.

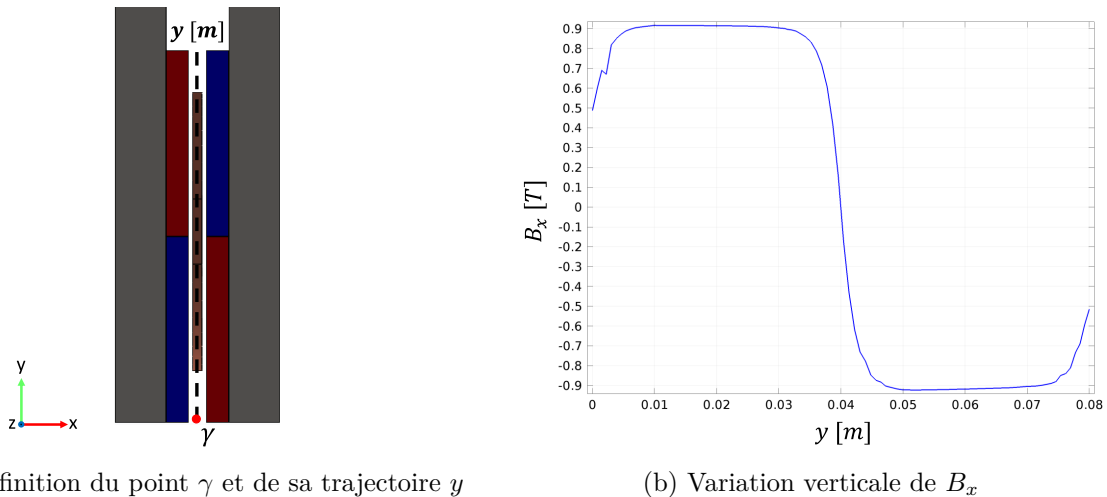


FIGURE 2.19 – Variation de B_x dans l'entrefer en fonction de la position verticale y [m] de γ

Saturation du fer

Un autre phénomène que Comsol nous permet de prendre en compte est la saturation du champ magnétique dans l'entrefer en raison de l'épaisseur insuffisante du fer. En effet, une épaisseur trop faible des pièces de fer introduira une saturation du champ en son sein, saturation qui se répercutera dans l'entrefer étant donné son rôle de miroir magnétique.

Afin d'étudier ce phénomène, nous changeons le matériau constitutif du fer, jusque là idéal, par un matériau considérant la saturation magnétique du matériau. L'objectif étant toujours le prototypage de notre touche de piano, ce matériau a été choisi en sélectionnant le plus semblable aux pièces de fer disponibles pour notre prototype. En effet, nous disposons alors d'une plaque d'acier C45E (acier en teneur moyenne de carbone). Le matériau à choisir parmi la librairie du simulateur doit avoir des propriétés magnétiques semblables et donc une courbe de saturation magnétique la plus proche possible de celle de l'acier C45E. Le matériau finalement retenu est l'acier à faible teneur en carbone D6ac pour ses propriétés chimiques et magnétiques fort proches de l'acier C45E [19]. Sa courbe magnétique B-H est donnée à la Figure 2.20.

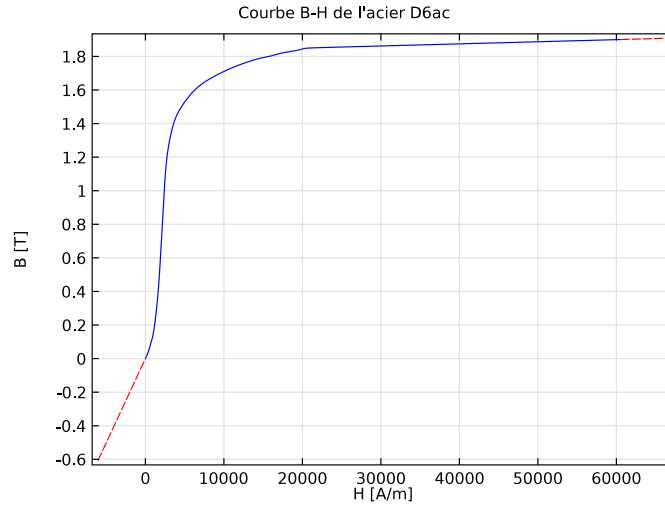


FIGURE 2.20 – Courbe B-H montrant la saturation magnétique dans le fer pour le matériau choisi de Comsol

Pour dimensionner l'épaisseur d du fer, au lieu d'utiliser l'équation constitutive précédente $\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H}$ en son sein, on indiquera cette courbe comme référence pour les calculs de $\vec{B}$.

Plusieurs épaisseurs de fer sont simulées. Les Figures 2.21a à 2.21d montrent la densité du champ magnétique dans deux coupes, la première suivant le plan XY de la Figure 2.13 afin d'examiner la saturation magnétique dans le fer, la deuxième dans le plan YZ de la Figure 2.13 afin d'observer la diminution du champ sur la bobine.

Nous pouvons observer sur la Figure 2.21a que le fer sature beaucoup, ce qui diminue le champ dans l'entrefer à environ 0.6 [T] pour $d = 5$ [mm]. Pour $d = 10$ [mm] (Figure 2.21b)), le champ monte à 0.7 [T]. Enfin pour une épaisseur $d = 40$ [mm], le fer ne sature plus du tout et nous retrouvons les mêmes valeurs que précédemment sans saturation.

Nous pouvons également tracer le graphe de la densité du champ magnétique du point γ de la Figure 2.19a pour une position verticale $y = 20$ [mm], à savoir au milieu des aimants inférieurs, en fonction de l'épaisseur du fer (voir Figure 2.22).

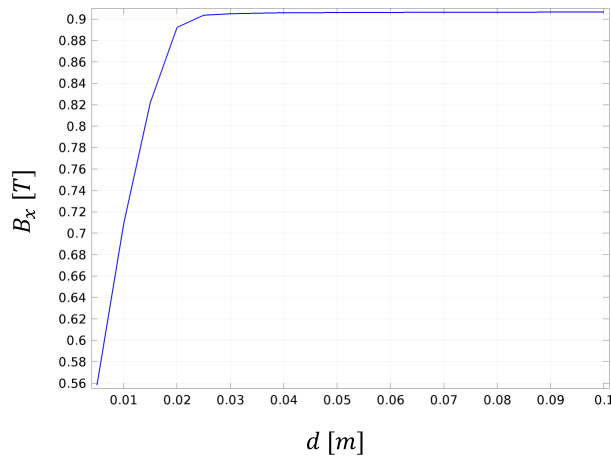
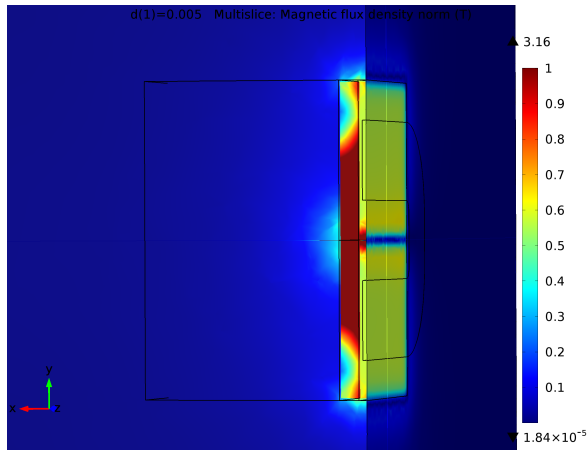
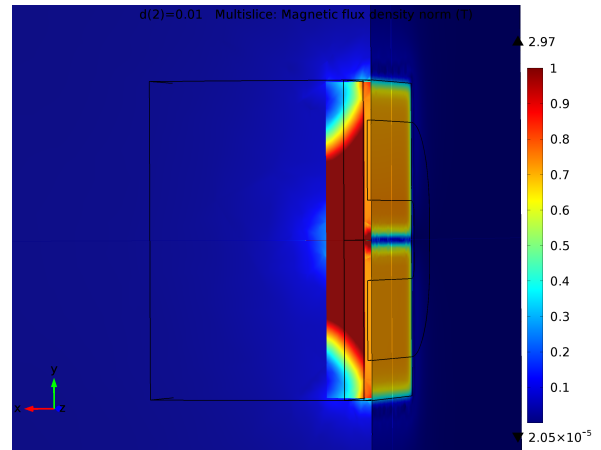


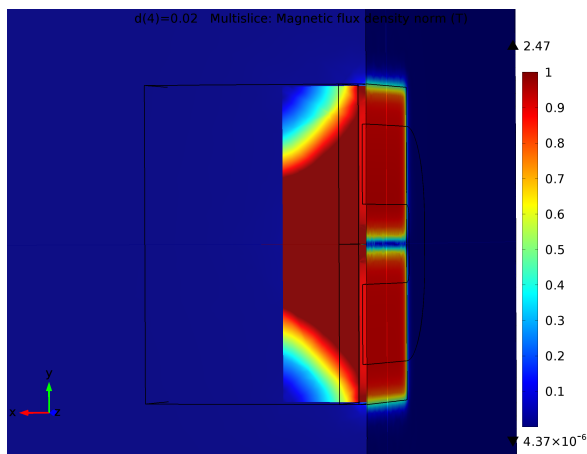
FIGURE 2.22 – Densité du champ magnétique d'un point de l'entrefer en fonction de l'épaisseur du fer d



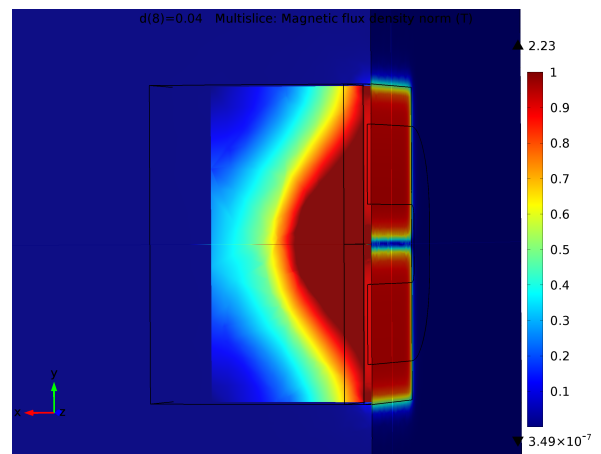
(a) Épaisseur de fer $d=5 \text{ [mm]}$



(b) Épaisseur de fer $d=10 \text{ [mm]}$



(c) Épaisseur de fer $d=20 \text{ [mm]}$



(d) Épaisseur de fer $d=40 \text{ [mm]}$

FIGURE 2.21 – Champ magnétique dans le fer et au milieu de l'entrefer pour différentes épaisseurs de fer d

Selon la courbe de la Figure 2.22, nous devrions donc idéalement utiliser un fer d'épaisseur $d = 30 \text{ [mm]}$ afin de n'avoir aucune diminution du champ dans l'entrefer. Pour des raisons d'encombrement et de disponibilité d'acier, nous avons choisi d'utiliser des plaques de fer de 12 [mm] d'épaisseur, ce qui correspond à un champ de 0.75 [T] dans l'entrefer, soit une diminution de 18%. Cette diminution de champ pourra être compensée très facilement par l'actionneur dans le déploiement de sa force en augmentant le courant dans la bobine. En traçant à nouveau le graphe de la force sur la bobine en fonction de sa position verticale (Figure 2.23b), on observe également une diminution du même pourcentage par rapport au cas non saturé de la Figure 2.23a.

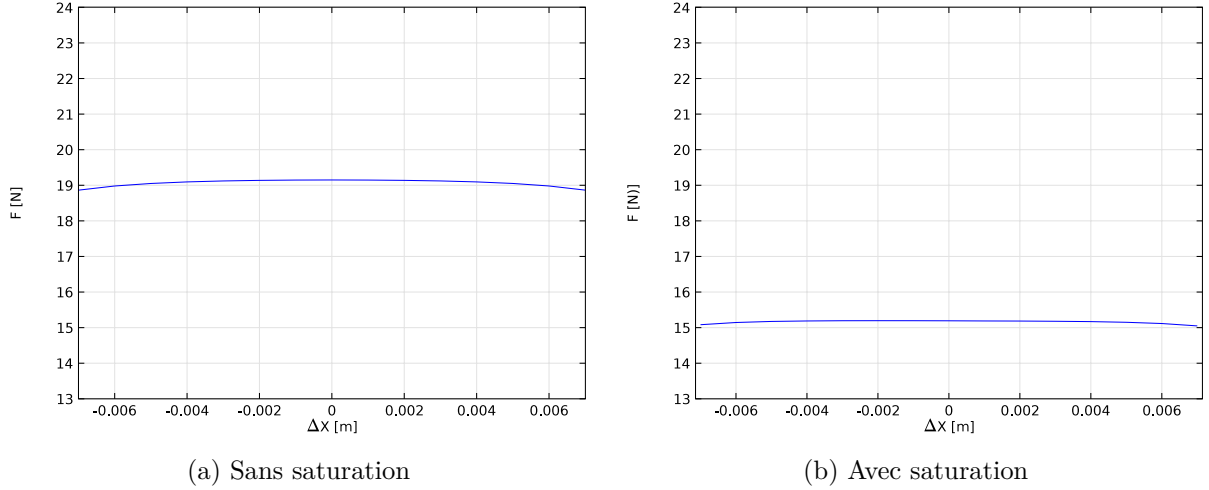


FIGURE 2.23 – Force exercée sur la bobine en fonction de sa position verticale pour une épaisseur de $d = 12 \text{ [mm]}$

Paramètres de la bobine

Enfin, il nous reste à valider les différents paramètres de la bobine, en commençant par les paramètres électriques, à savoir sa résistance R et son inductance L . Rappelons que nous situons toujours dans le cas de l'optimisation avec $N = 1$. La résistance de la bobine est calculée par le simulateur à l'aide de l'équation 2.9 où la longueur du fil est trouvée en intégrant un incrément de longueur dl sur les N contours des fils de la bobine (équation 2.19). L'intégrale est effectuée sur un quart de la bobine, nous devons donc la multiplier par quatre, et nous obtenons finalement une résistance de $R = 0.24 \text{ [m}\Omega\text{]}$.

$$R = 4 \int \frac{\rho_{Cu} N^2}{S_{cu}} dl \quad (2.19)$$

L'inductance propre L de la bobine est calculée à travers l'équation de l'énergie magnétique du système donnée par l'équation 2.20.

$$W = \frac{1}{2} L i^2 \quad (2.20)$$

Notons que cette énergie regroupe l'entièreté de l'énergie magnétique du système. Pour connaître l'inductance propre de la bobine, il faut considérer uniquement l'énergie magnétique emmagasinée par sa propre influence, et non par celle des aimants. Ce calcul doit donc être effectué sans

considérer l'apport des aimants. En intégrant l'énergie magnétique W sur tout le volume du système, nous trouvons $L = \frac{2W}{i^2} = 0.22 [\mu H]$.

Un autre paramètre que nous pouvons confirmer est la masse de la bobine. Celle-ci est obtenue en intégrant les masses volumiques des matières constituant la bobine (cuivre et résine), et dont la proportion est régie par le coefficient de remplissage β , sur son volume (équation 2.21). Le facteur quatre de l'équation 2.21 vient rappeler que nous considérons un quart de l'actionneur grâce à ses symétries.

$$m = 4 \iiint (\rho_{Cu}\beta + \rho_{res}(1 - \beta)) dV \quad (2.21)$$

Remarquons que la formule utilisée pour calculer la masse de la bobine ne dépend pas du nombre de tours N qu'elle comporte. Le résultat de cette intégrale reste donc valable pour tout ce qui suivra. En utilisant les mêmes données que lors de l'optimisation pour les masses volumiques [20], nous obtenons une masse de $m = 68 [g]$. En préférant les données de Comsol pour le cuivre, on obtient $m = 66 [g]$. Nous retiendrons cette dernière valeur de masse car elle comprend des données issues d'une source[20] plus fiable que précédemment.

Récapitulatif

La table 2.3 compare les résultats des paramètres estimés lors de l'optimisation avec ceux déterminés à l'aide de la simulation.

Variable [Unité]	Optimisation	Simulation
$B [T]$	0.92	0.75
$R [m\Omega]$	0.26	0.24
$L [\mu H]$	0.18	0.22
$m [g]$	75	66

TABLE 2.3 – Comparaison des paramètres électriques et magnétiques par rapport à leur estimation lors de l'optimisation

Plusieurs observations peuvent être réalisées à partir de la table 2.3 :

- Le champ magnétique dans l'entrefer simulé est plus faible que lors de l'optimisation en raison de la saturation magnétique dans les pièces de fer.
- La résistance avait été surestimée lors de l'optimisation. Ceci s'explique facilement par le fait qu'elle était considérée rectangulaire lors de son calcul (voir Figure 2.6).
- L'inductance au contraire était sous-estimée en raison de l'absence de considération du fer, de sa forme rectangulaire alignée sur la fibre neutre, ainsi que de la mauvaise section considérée (voir équation 2.14 et son explication).

2.4 Adaptations pour le prototype

Les valeurs des différents paramètres trouvés grâce à l'optimisation et simulés dans Comsol ont dû être adaptées au matériel disponible dans le commerce. Ainsi, des aimants permanents de la taille voulue (100x35x5 [mm]) n'étant pas facilement trouvables, plusieurs aimants ont dû être

disposés côte à côte afin d'obtenir une longueur totale de 100 [mm]. La question quant à l'effet de placer plusieurs aimants (de même polarité) côte à côte peut légitimement se poser. Avant tout, notons que ces aimants sont recouverts d'un revêtement protecteur contre l'oxydation constitué d'une couche principalement de Nickel (Ni-Cu-Ni) [21] d'une épaisseur de 12 [μ m], susceptible donc, à cause de la perméabilité élevée du Nickel, de causer des effets de bord entre deux aimants côte à côte. De plus, les arêtes des aimants ont un congé de rayon indéfini, pouvant également altérer les performances magnétiques de ceux-ci. Une simulation Comsol a donc été réalisée afin d'étudier ces phénomènes, mais sans succès : le maillage demandé pour l'étude d'une couche de cette taille étant trop important pour la mémoire de l'ordinateur, celle-ci n'a jamais abouti. Une simulation simple découpant uniquement les aimants permanents (sans tenir compte de la couche, ni des congés) a cependant pu être réalisée, et dans ce cas, sans surprise, les résultats sont totalement identiques aux simulations précédentes. Nous attendrons donc la partie validation du prototype de la section 5 pour tirer les conclusions des effets néfastes du placement côte à côte des aimants.

Des aimants de 35 [mm] n'étant pas disponibles, des aimants de 40 [mm] ont été utilisés. Ceci, par contre, ne diminue en rien les performances de l'actionneur, au contraire, la hauteur h_a de ceux-ci étant un peu plus importante que prévu, cela assure que la bobine ne sera jamais dans les zones à effet de bord des aimants. Ainsi, la hauteur de la fibre neutre h_e de la bobine étant égale à h_a , elle a été également portée à $h_e = h_a = 40$ [mm].

De même, comme déjà énoncé dans la section 2.3, le fer utilisé a été choisi en fonction des disponibilités de l'atelier, à savoir d'une épaisseur $d = 12$ [mm].

Le nombre de tours N de la bobine jusqu'à présent fixé à 1 peut désormais être choisi. Rappelons que son choix balancera les valeurs de tension-courant multipliant l'un par N tandis que l'autre en sera divisé (équation 2.5). En pratique, nous chercherons donc à avoir une consommation en courant réduite afin de limiter les pertes Joule, mais également une valeur de tension adaptée aux alimentations habituelles du commerce. La valeur maximale de tension influencera également la précision de commande en force de l'actionneur, étant donné que celle-ci est commandée à l'aide d'un signal PWM de rapport cyclique variable (voir section 4.1.3). En effet, dû à cette méthode, un nombre défini de niveaux discrets de tension est commandable par le contrôleur. Cela signifie que sur une tension maximale plus haute, la différence entre deux niveaux sera plus grande que sur une tension moins élevée. Par exemple, si le contrôleur permet de distinguer 100 niveaux de tensions différents, sous une tension de 10 [V] la différence entre deux niveaux sera de $\frac{10}{100} = 0.1$ [V], tandis que sous une tension de 20 [V], elle sera de $\frac{20}{100} = 0.2$ [V]. La précision de la commande diminuera par conséquent d'un facteur deux. Le choix de N détermine également le diamètre du fil qui sera employé. Le choix est en réalité fait en deux étapes :

1. Choisir un ordre de grandeur permettant d'atteindre des valeurs de courant-tension réalisables. En prenant N autour de 200, nous obtenons des courant maximaux de 1 [A] et des tensions de 8 [V].
2. Fixer N correspondant à une section usuelle de fil de cuivre, disponible à l'atelier afin d'éviter des frais. En prenant $N = 200$, on obtient $\phi = 0.33$ [mm] en utilisant l'équation 2. On choisit donc un fil de diamètre $\phi = 0.35$ [mm], ce qui donne $N = 218$ en considérant toujours un coefficient de remplissage $\beta = 0.5$.

$$\phi = 2\sqrt{\frac{\beta h_b l_b}{N\pi}} \quad (2.22)$$

Lors du calcul de la résistance (équation 2.9), nous avons négligé le rayon de la bobine parce que les paramètres h_b et h_e n'étaient pas fixés. Maintenant que nous connaissons toutes les géométries de la bobine, nous pouvons réécrire l'équation de la bobine en tenant compte de son rayon (fixé à 13 [mm] pour la fibre neutre dans la section 3.2). Nous considérons toujours la fibre neutre de la bobine (en pointillé sur la Figure 2.24) et obtenons alors (équation 2.23), selon les paramètres de la Figure 2.24, avec $b = (l + 0.006 + 2h_b)$.

$$R = \frac{2\rho_{Cu}N^2(b + h_e - 4r + \pi r)}{S_{cu}} \quad (2.23)$$

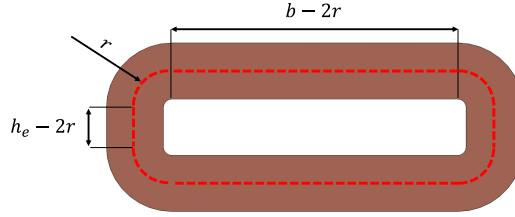


FIGURE 2.24 – Dimensions considérées pour le calcul plus précis de la résistance

Nous obtenons $R = 11.78 \text{ } [\Omega]$. Cette valeur peut à nouveau être confirmée par Comsol, qui la calcule à $R = 11.68 \text{ } [\Omega]$. Nous utiliserons cette valeur dans la suite de cette section.

La masse de la bobine peut également être réévaluée en considérant le rayon de la bobine. L'équation 2.8 remodelée en fonction du rayon et des paramètres de la Figure 2.24 devient :

$$m = 2h_b l_b (b + h_e - 4r + \pi r) (\beta \rho_{Cu} + (1 - \beta) \rho_{res}) \quad (2.24)$$

On obtient alors une masse de 70 [g] en utilisant la masse volumique issue de Comsol, ce qui reste un peu plus élevé que la valeur de 66 [g] précédemment obtenue grâce au logiciel, mais qui s'en rapproche comparativement aux résultats précédents.

L'inductance est également évaluée grâce à la simulation et vaut $L = 10.32 \text{ } [mH]$.

Enfin, nous pouvons calculer la constante de force K_F de l'actionneur. En repartant de l'équation 2.4 appliquée aux valeurs retenues des paramètres, nous obtenons $K_F = 2NI B = 2 \cdot 218 \cdot 0.1 \cdot 0.75 = 32.7 \text{ } [N/A]$. En utilisant à nouveau la simulation, pour des courants allant de 0.05 à 0.5 [A], nous obtenons les forces de la courbe de la Figure 2.25.

Le K_F représente la pente moyenne de la courbe ($F = K_F i$) et vaut $K_F = 32.97 \text{ } [N/A]$.

La table 2.4 reprend les valeurs des différents paramètres pour $N = 218$, permettant de tracer les courbes de force, courant et tension, en précisant s'ils viennent de la simulation Comsol ou bien s'il s'agit d'une valeur exacte.

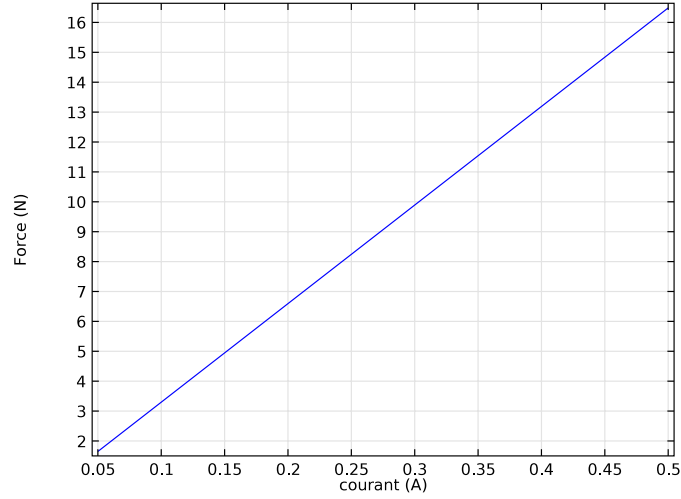


FIGURE 2.25 – Force en fonction du courant dans la simulation avec $N = 218$

Paramètre	Valeur	Origine
$\varnothing$	0.35 [mm]	valeur exacte
m	66 [g]	simulation
B	0.75 [T]	simulation
R	11.68 [Ω]	simulation
L	10.32 [mH]	simulation
K_F	32.97 [N/A]	simulation

TABLE 2.4 – Table reprenant les paramètres utilisées pour les courbes suivantes

La Figure 2.26 compare les profils de force de l'utilisateur des deux profils utilisés précédemment (Figures 2.8a et 2.8b) avec la commande en force de l'actionneur en résultant. La différence entre les courbes réside dans la force créée par l'accélération de la bobine, ainsi que son poids (voir équation 2.15).

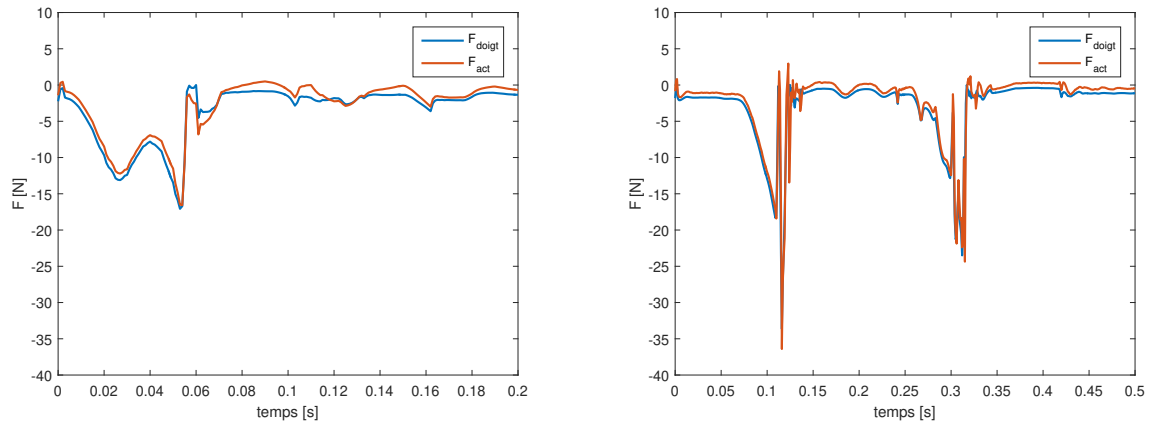
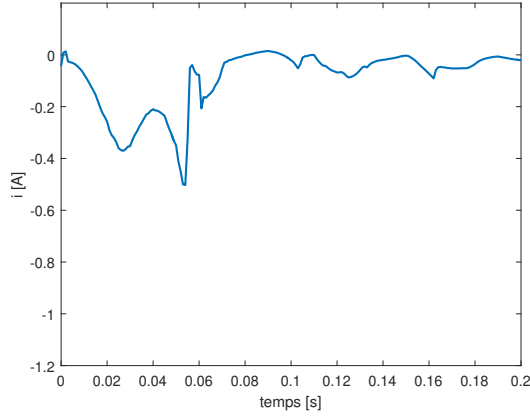
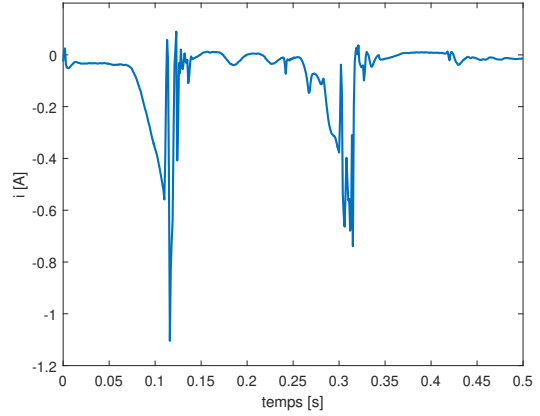


FIGURE 2.26 – Comparaison des profils de force de l'utilisateur F_{doigt} et leur incidence sur la commande de l'actionneur F_{act}

La Figure 2.27 montre le courant dans la bobine. On constate que sa forme est identique au profil de force de l'actionneur correspondant, car ces deux grandeurs sont simplement liées entre

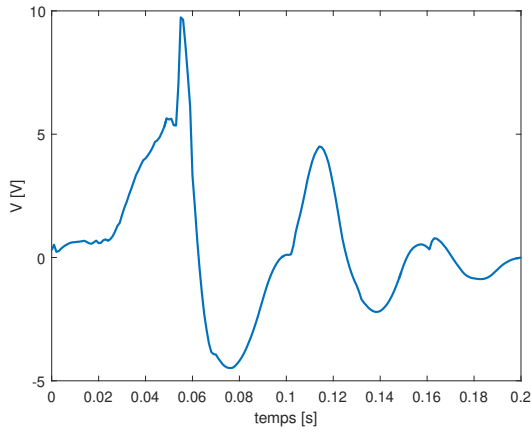


(a) Profil d'intensité moyenne

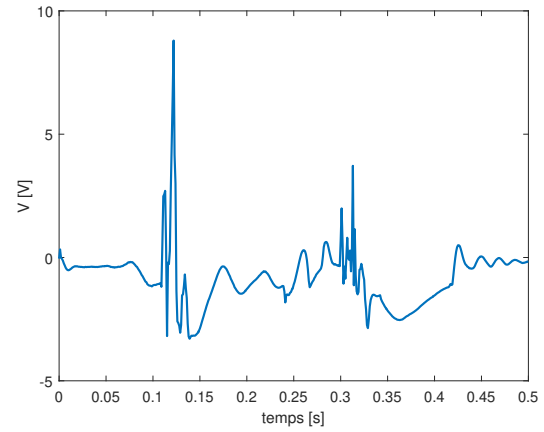


(b) Profil de forte intensité

FIGURE 2.27 – Courant $[A]$ dans l'actionneur pour chaque profil de force



(a) Profil d'intensité moyenne



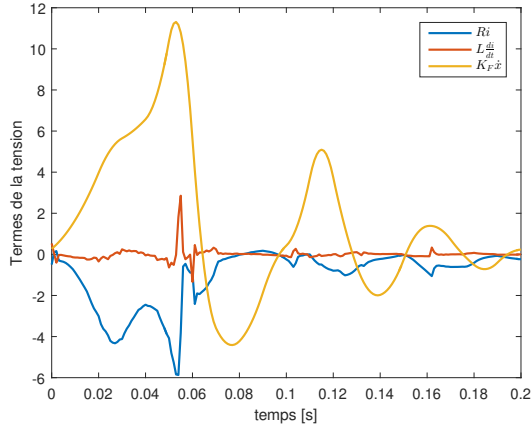
(b) Profil de forte intensité

FIGURE 2.28 – Tension $[V]$ dans l'actionneur pour chaque profil de force

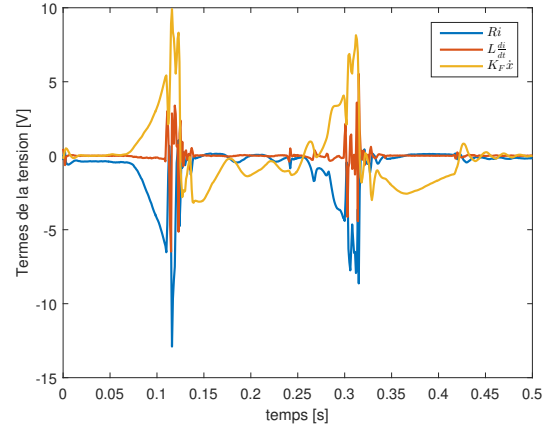
elles par la constante de force K_F . La valeur maximale de courant se trouve dans le cas du second profil de force (plus intense) et vaut $1.10 [A]$, valeur usuelle pour ce type d'actionneur.

La Figure 2.28 contient les graphes des tensions aux bornes de la bobine calculées selon l'équation 2.3. Sa valeur maximale atteint $9.74 [V]$ et se trouve cette fois-ci dans le premier profil. Pour savoir d'où vient ce pic de tension, nous pouvons décomposer la tension en chacun des termes la constituant, pour rappel $V = Ri + L\frac{di}{dt} + K_F\dot{x}$. La décomposition des termes pour chacun des profils se trouvent sur la Figure 2.29

On voit que le dernier terme de force contre-électromotrice $K_F\dot{x}$ de l'équation 2.3 est le plus dominant, ce qui est habituel dans ce type de moteur. La force contre-électromotrice est opposée au courant lorsque l'actionneur joue un rôle de frein magnétique, opposant son action à celle du doigt sur la touche lorsque l'utilisateur accélère la touche par exemple. Le terme dû à l'inductance $L\frac{di}{dt}$ est presque négligeable pour le premier profil car il n'y a qu'une seule variation de courant significative, mais pour le second profil, il prend de l'importance lorsque le courant varie rapidement.



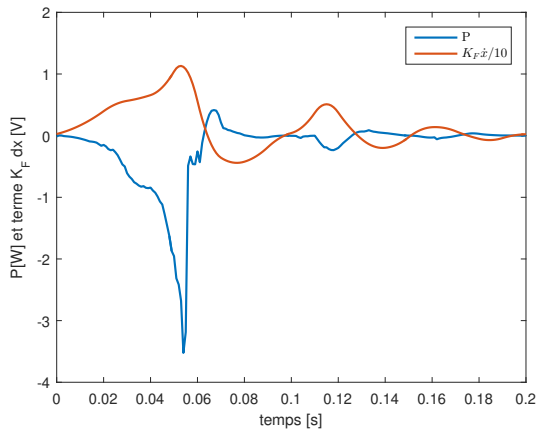
(a) Profil d'intensité moyenne



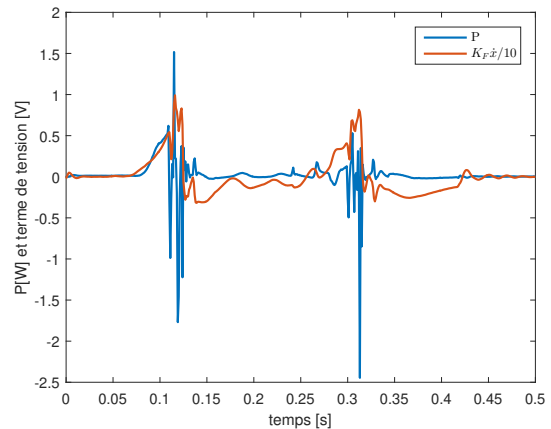
(b) Profil de forte intensité

FIGURE 2.29 – Décomposition des termes de la tension pour chaque profil de force

Nous pouvons également étudier la puissance électrique de l'actionneur, tracée à la Figure 2.30 en multipliant les profils de tension et courant ($P = Vi$). Sur la Figure de gauche nous avons également tracé le terme de force contre-électromotrice, divisée par 10 afin de pouvoir comparer les courbes. Une puissance négative indique que l'actionneur agit en frein en s'opposant au mouvement de la bobine, créant par conséquent un courant dans l'électronique (on "récupère" de la puissance). Observons la Figure 2.30 de gauche. Lorsque l'utilisateur frappe sur la touche, la vitesse de la bobine (positive vers le haut) augmente et le terme de force contre-électromotrice est dominant dans la valeur de tension, la rendant positive. L'actionneur agit alors en frein car la force demandée, négative, s'oppose au déplacement de la bobine. Ensuite, lorsque la touche atteint sa position maximale, la vitesse de la bobine diminue et, passé un certain seuil, le terme de force contre-électromotrice ne se trouve plus dominant dans la tension, laissant alors le pas aux autres termes de l'équation. Cela signifie que l'effet naturel de frein de l'actionneur est insuffisant pour développer la force demandée, une puissance positive est donc nécessaire.



(a) Profil d'intensité moyenne



(b) Profil de forte intensité

FIGURE 2.30 – Puissance électrique [W] pour chaque profil de force

Il nous reste une grandeur importante à étudier : la densité de courant j . En effet, une contrainte avait été imposée sur sa valeur efficace afin d'éviter un échauffement excessif des fils de cuivre. Les valeurs absolues des densités de courant (on ne s'intéresse pas au signe, celui-ci est de toute façon identique à celui du courant) pour les deux profils de force sont tracées à la

Figure 2.31. Les valeurs efficaces sont également tracées en orange sur chaque Figure. Celles-ci sont respectivement de 1.53 et 1.67 $[A/mm^2]$, soit à peu près trois fois en-dessous de la limite de 5 $[A/mm^2]$ que nous avons imposée, l'actionneur est donc sur-dimensionné d'un facteur trois.

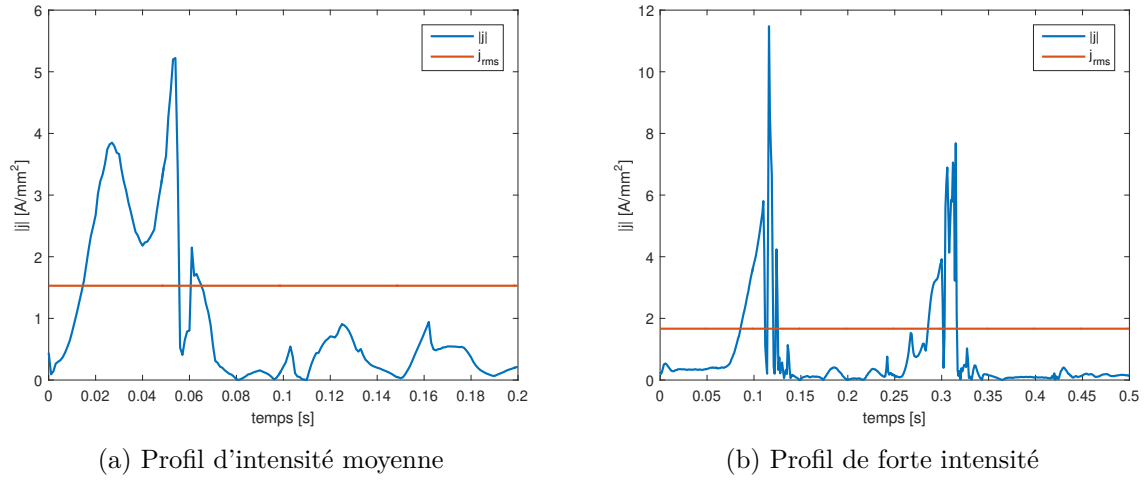


FIGURE 2.31 – Densité de courant $j [A/mm^2]$ dans la bobine pour chaque profil de force

Chapitre 3

Conception mécanique

L'actionneur est désormais prêt à être intégré au prototype. Cependant, plusieurs solutions peuvent être envisagées quant à la façon de l'intégrer. Ce chapitre discutera tout d'abord des différentes possibilités permettant de lier la partie mobile de l'actionneur avec la touche existante et en sélectionnera la meilleure. Ensuite, il décrira les différentes pièces fabriquées en vue de son insertion et expliquera leur agencement afin d'aboutir à un prototype construit.

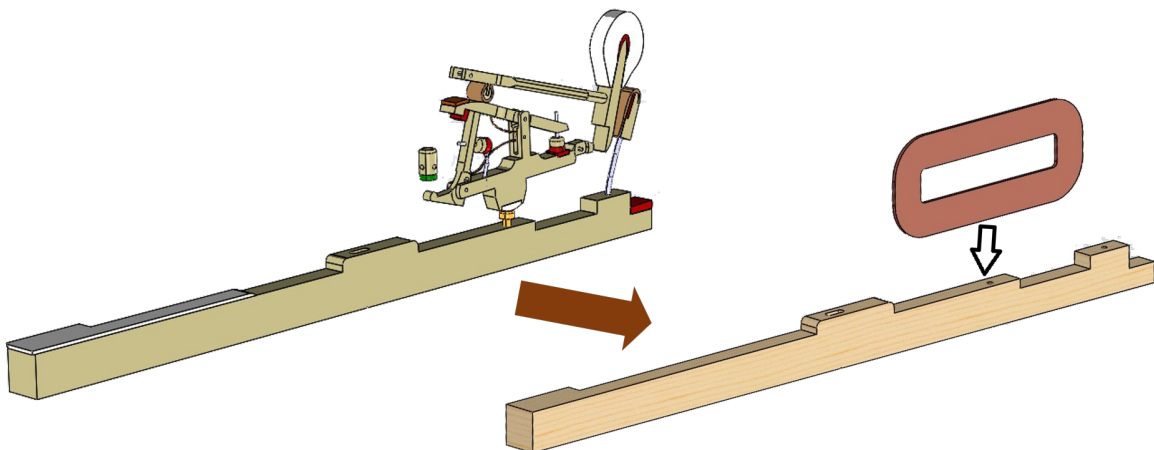


FIGURE 3.1 – Remplacement de la mécanique de frappe par l'actionneur

3.1 Choix du design mécanique

La liaison mécanique entre la bobine et la touche doit être la plus rigide possible pour transmettre intégralement la force générée par la bobine et éviter les effets parasites liés à des liaisons élastiques. Plusieurs solutions de liaison peuvent être envisagées, avec l'objectif de simplifier la mécanique pour éviter de modifier les propriétés dynamiques de la touche telles que sa masse et son inertie. Chacune présente ses avantages et inconvénients. Nous choisirons la plus adaptée parmi celles énoncées ci-après.

- **Bobine à guidage indépendant** liée à la touche par une bielle.

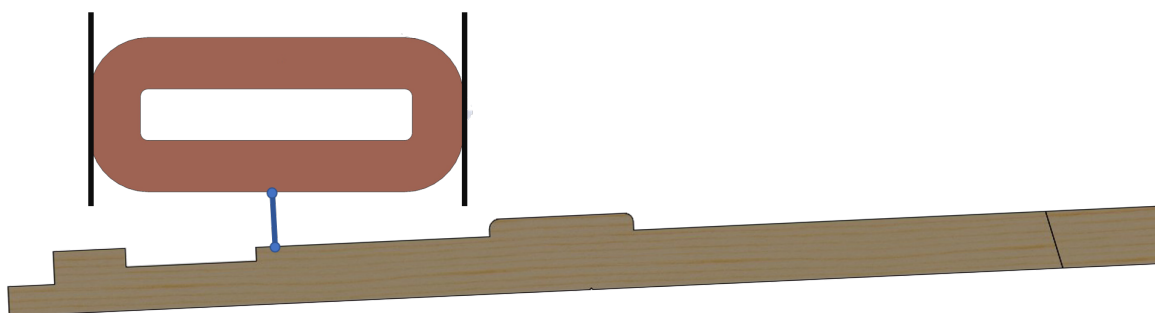


FIGURE 3.2 – Bobine à guidage indépendant liée à la touche par une bielle

Le schéma représenté à la Figure 3.2 illustre cette méthode qui consiste à remplacer le mécanisme de frappe de piano par la bobine qui serait guidée par un système linéaire mais indépendant de la touche. Ces deux éléments sont liés entre eux par une bielle qui permet de transmettre la force générée par la bobine à l'emplacement du pilote.

L'avantage de cette configuration est que la touche de piano d'origine n'est pas modifiée et conserve donc ses propriétés mécaniques telles que sa masse et son inertie. La force produite par la bobine est donc uniquement celle provenant du contact entre la mécanique de frappe et la touche et ne doit pas prendre en compte la variation de l'inertie due à une quelconque modification de sa géométrie.

Son inconvénient majeur est la complexité mécanique de ce système. Pour assurer un mouvement vertical et parfaitement aligné dans l'entrefer de l'actionneur, il nécessite un guidage précis et sans frottements de la bobine. La transmission de la force à la touche est assurée par une bielle, pièce composée d'articulations complexes. Il a également un encombrement important.

- **Bobine solidaire à la touche** et donc guidée par celle-ci.

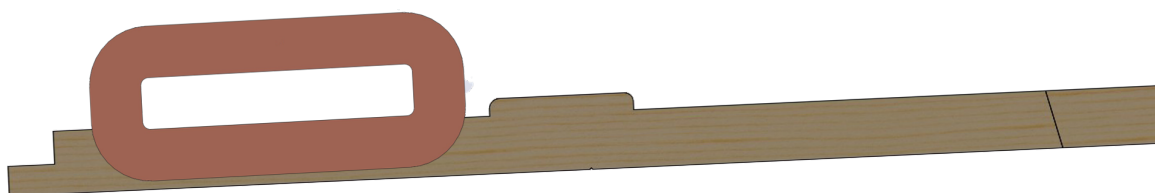


FIGURE 3.3 – Bobine solidaire de la touche

Cette solution est illustrée par le schéma représenté à la Figure 3.3 et consiste à creuser le bois pour y ajouter la bobine et assembler ces éléments de manière rigide. L'épaisseur du bois doit être réduite de sorte à pouvoir passer dans l'entrefer de l'actionneur qui fait 4 [mm].

L'avantage de cette configuration est, contrairement à la solution précédente, sa simplicité d'application. Elle nécessite une modification de la géométrie de la touche mais sans y ajouter de mécanisme complexe. Le guidage est assuré par le pivot existant et ne requiert pas de système supplémentaire.

Son inconvénient en revanche est la fragilisation du bois en modifiant sa géométrie. Sa rigidité structurelle peut être renforcée par la bobine mais il faut pour cela une parfaite fixation entre la bobine et la touche. Cette solution induit une modification de l'inertie de la partie mobile. L'ajout de la bobine et de sa fixation augmente la masse totale et déplace le centre de masse de la touche. Ces changements induisent une modification de son inertie.

- **Touche découpée** et remplacée par une pièce servant à fixer la bobine à celle-ci.

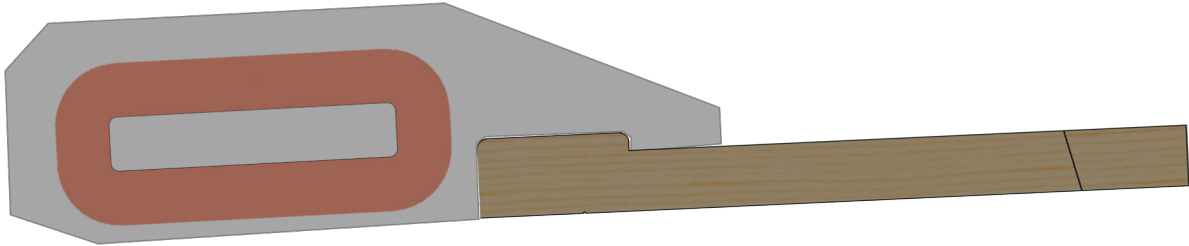


FIGURE 3.4 – Touche découpée et remplacée par une pièce servant à fixer la bobine

Enfin, cette méthode illustrée à la Figure 3.4 est composée d'une nouvelle pièce qui remplace la moitié de la touche découpée et sert de support à la bobine de l'actionneur. Comme la solution précédente, le guidage est également assuré par le pivot de la touche existante.

Cette dernière solution présente le même avantage que la solution précédente qui est la simplicité mécanique de fixation de la bobine sur la touche. Elle se contente d'une seule pièce mécanique à ajouter sur laquelle sera fixée la bobine.

L'inconvénient de cette solution est la complexité géométrique de la pièce à ajouter et ses contraintes de rigidité. Cette solution induit aussi une modification de l'inertie de la partie mobile. L'ajout de la bobine solidaire à la touche et son support augmentent la masse, bien que dans ce cas, une grande partie de la touche est découpée et sa masse en est donc réduite.

	Bobine à guidage indépendant	Bobine solidaire à la touche	Touche découpée
Mise en oeuvre	++	- -	+
Robustesse	++	- -	+
Conservation propriétés dynamiques	+	-	+
Complexité mécanique	-	++	+
Encombrement	-	++	++
Total	3	-1	6

TABLE 3.1 – Comparaison des 3 solutions envisagées

Pour comparer les 3 solutions présentées ci-dessus, le Tableau 3.1 présente les points fort et les points faibles sur base de 5 critères d'évaluation. Ces critères sont les suivants :

- **Mise en œuvre.** Cela représente les modifications à apporter au design existant pour mettre en place la solution. Dans le premier cas par exemple, il suffit d'enlever la mécanique de frappe et la remplacer par l'actionneur appliquant la force au même endroit. Dans le deuxième cas, il faut aller plus loin en modifiant également la géométrie de la touche pour l'adapter au nouveau système. Dans le troisième cas, la modification de la touche originale ne nécessite qu'une découpe et les principales modifications se font sur le support de la bobine qui est une nouvelle pièce à ajouter. Cela simplifie la mise en œuvre de cette solution.
- **Robustesse.** Ce critère détermine la résistance structurelle du prototype. Dans le cas de la bobine à guidage indépendant, la touche originale n'a pas été modifiée et conserve donc toute sa rigidité. Dans le cas de la deuxième solution en revanche, le bois doit être creusé pour passer dans l'entrefer ce qui réduit considérablement sa résistance aux efforts produits par la bobine. La dernière solution est composée d'un support de la bobine qui est conçu pour cette application. On peut donc supposer qu'elle sera suffisamment rigide.
- **Conservation des propriétés dynamiques.** En conservant une masse et une inertie des parties mobiles les plus proches de la mécanique originale, cela évite d'ajouter des efforts dynamiques dus à une augmentation de l'inertie. Dans le premier exemple, la structure de la touche est conservée et garde donc son inertie tandis que dans les autres cas, elle est découpée ou creusée, ses propriétés dynamiques en seront modifiées.
- **Complexité mécanique.** Dans ce cas, la comparaison est surtout basée sur la complexité du mécanisme à mettre en place pour ajouter l'actionneur et les soucis qui peuvent en découler par la suite. Dans le premier cas, la bobine nécessite un guidage précis et avec le moins de frottements possible ainsi qu'une bielle. Dans les 2 autres cas, le guidage se fait grâce au pivot existant et les autres éléments sont fixés de manière rigide, ce qui simplifie la mécanique.
- **Encombrement.** Ce dernier critère évalue l'espace utilisé par chacune des solutions envisagées. La première va occuper plus d'espace étant donné que l'actionneur se trouve au dessus de la touche tandis que dans les 2 autres cas, il utilise une partie de l'espace utilisé par celle-ci.

Sur base de cette comparaison des 3 solutions envisagées, il ressort que la troisième offre le plus d'avantages et ne présente que peu d'inconvénients par rapport aux objectifs que nous avons fixés. C'est donc cette dernière que nous avons retenu pour la réalisation de notre prototype. Étant donné la modification géométrique de la touche et l'ajout d'une bobine solidaire à cette dernière, cela pourrait entraîner un changement de son inertie. Ce point sera donc évalué dans la section suivante.

3.2 Assemblage du prototype

Pour réaliser le prototype final, nous sommes partis d'un modèle d'action d'une mécanique de piano à double échappement [22]. Ce modèle est utilisé comme démonstrateur pour illustrer le fonctionnement de la mécanique de frappe d'un piano et comprends donc tous les éléments indispensables à son fonctionnement. Pour pouvoir y inclure l'actionneur selon la méthode retenue dans la section précédente, il a fallu modifier certaines pièces de la mécanique existante et en

concevoir de nouvelles, principalement pour ajouter la bobine. Cette section décrit pour chaque élément du prototype, les étapes de fabrication et d'assemblage.

3.2.1 Touche originale

Pour conserver une interaction avec le pianiste la plus fidèle possible à un piano classique, nous avons décidé de conserver la touche originale au lieu de la remplacer par une nouvelle pièce. Sur base de la solution retenue au point précédent, elle a donc dû être découpée. Cette opération a été réalisée à l'aide d'une simple scie guidée pour assurer une découpe perpendiculaire. La face découpée de la touche ne servant pas de référence pour l'assemblage, la précision de la découpe ne présentait pas de contraintes particulières.

3.2.2 Bobine de l'actionneur

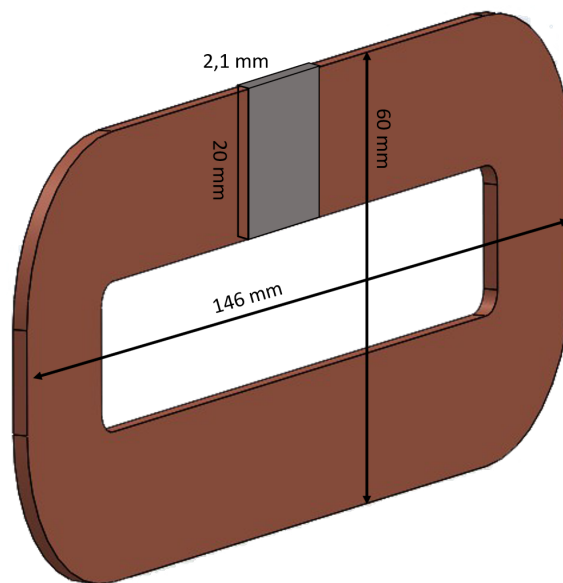


FIGURE 3.5 – Dimensions de la bobine

La bobine mobile de l'actionneur est fabriquée sur base des résultats obtenus lors de l'optimisation dimensionnelle réalisée à la Section 2.2. La Figure 3.5 illustre ses dimensions avec ses 4 coins arrondis pour permettre le bobinage. Les rayons ont été définis à 3 [mm] pour l'intérieur et à 23 [mm] pour l'extérieur, ce qui assure une section constante tout le long de l'arrondi. Elle est constituée d'un fil de cuivre d'un diamètre de 0.35 [mm].

En fonction du diamètre du fil utilisé et des dimensions de la section de la bobine, nous pouvons estimer le nombre de tours total que l'on pourra bobiner. Comme illustré à la Figure 3.6, on peut poser 6 fils sur sa largeur et approximativement 57 sur sa hauteur. Ce qui fait un total de 342 tours si tous les fils sont parfaitement alignés. En réalité, il est très difficile de bobiner le fil parfaitement parallèle, ce qui réduit le nombre total de tours. C'est pourquoi nous avons estimé ce nombre de tours utilisant un coefficient de remplissage de $\beta = 0.5$, tenant compte du fait que le bobinage n'est pas parfait. Cela nous donne un nombre de tours estimé à $N = 218$.

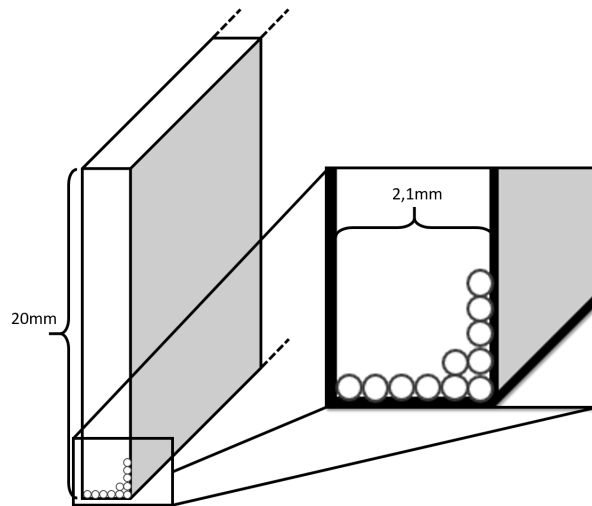


FIGURE 3.6 – Section coupée de la bobine

Cette bobine est l'élément qui va générer la force et elle va donc subir des contraintes. Pour lui assurer une bonne rigidité, elle a besoin d'une structure permettant de la rigidifier. En effet, le fil bobiné risque de ne pas tenir en place et se défaire suite aux mouvements de la bobine.

Une solution serait d'utiliser un support autour duquel le fil serait bobiné. L'inconvénient de cette méthode est que le support ajouté à la bobine augmente sa masse et donc l'inertie de la touche en mouvement. Une autre solution consiste à bobiner autour d'un moule et enduire le fil de résine thermodurcissable qui va permettre de rigidifier l'ensemble. Ce produit est un mélange de 2 composants, la résine [23] et un produit durcissant en proportion 1/10. Cette résine est ajoutée après chaque couche de fil pour assurer un mélange homogène dans toute la bobine et éviter d'oublier des zones. L'ensemble est ensuite passé au four pour terminer le processus de durcissement de la résine. Une fois démoulée, la bobine est suffisamment rigide et ne nécessite plus de support. Le moule utilisé est usiné en Téflon, matière sur laquelle la résine n'adhère pas. Il est réalisé en 2 parties assemblées à l'aide de vis pour faciliter le démoulage de la bobine. Les plans de ces 2 éléments se trouvent en Annexe A.



FIGURE 3.7 – Moule en Téflon

Le nombre de tours total de la bobine a été compté lors du bobinage de celle-ci et elle compte finalement 223 tours. Ce nombre est proche des 218 tours estimés à la fin de la section 2.4 en utilisant un coefficient de remplissage de 0.5. Elle affiche un poids total de 65 [g].



FIGURE 3.8 – Bobine moulée

3.2.3 Support de la bobine

La dernière pièce à ajouter est le support permettant d'assembler la bobine à la touche de piano. Cette pièce doit respecter certaines contraintes bien particulières :

- Être suffisamment fine pour passer dans l'entrefer de l'actionneur qui a une épaisseur de 4 [mm] seulement.
- Avoir une bonne rigidité pour ne pas introduire d'effets élastiques entre la bobine et la touche en bois.
- Avoir une masse la plus faible possible pour ne pas trop augmenter la masse et l'inertie de la partie mobile du prototype.
- Conserver certaines dimensions géométriques comme la butée à son extrémité.

Prenant toutes ces contraintes en considération, la meilleure méthode pour produire ce support était l'impression 3D. En effet, cette technique permet de réaliser des géométries complexes tout en gardant une bonne rigidité et une masse raisonnable. Ayant défini la méthode la plus adaptée, il fallait concevoir cette pièce pour répondre aux contraintes énoncées ci-dessus.

- Elle a donc une épaisseur de 2 [mm] sur sa hauteur pour permettre le passage dans l'entrefer. Cela permet de laisser un espace libre de 1 [mm] de part et d'autre de la pièce pour éviter les frottements contre les parois.
- La structure de la pièce comporte des caractéristiques qui permettent de lui assurer une rigidité suffisante. La rigidité de la pièce dépend de son moment quadratique qui est lié à sa section. Pour maximiser ce moment en flexion, pour laquelle la pièce sera le plus sollicitée, il faut maximiser la hauteur de sa section. C'est pourquoi la partie supérieure a une section en "T". Cette géométrie lui permet de maximiser sa rigidité en flexion tout en respectant la contrainte d'épaisseur liée à l'entrefer. Sa largeur sur l'extrémité supérieure est plus importante et mesure 10 [mm] car celle-ci se trouve en dehors des aimants. De manière générale, la pièce s'étend sur la hauteur plutôt que sur la largeur pour maximiser son moment de flexion.
- Pour réduire sa masse au maximum, la pièce est évidée à plusieurs endroits, dans des zones où les efforts sont peu importants.

La bobine s'insère dans un logement ayant les mêmes dimensions pour un meilleur assemblage et cette dernière est collée contre les 2 surfaces planes aux extrémités qui dépassent de part et d'autre de l'entrefer. Cet assemblage permet d'aligner la bobine avec le support et d'éviter

qu'elle ne dépasse et frotte contre les parois de l'entrefer. Le matériau utilisé pour ce support est de l'ABS donc sa perméabilité magnétique est proche de celle de l'air, ce qui permet de ne pas perturber le champ magnétique dans l'entrefer.

La pièce entière est finalement assemblée à la touche découpée par 2 vis M3 traversante dont les trous sont mesurent 4 [mm] de diamètre. Ce jeu permet de régler la position du support pour assurer un alignement avec la touche. Sa position étant fixée grâce au serrage des vis.

Le résultat est illustré à la Figure 3.9. Cette pièce remplace donc une partie de la touche en bois et permet un bon assemblage entre cette dernière et la bobine.

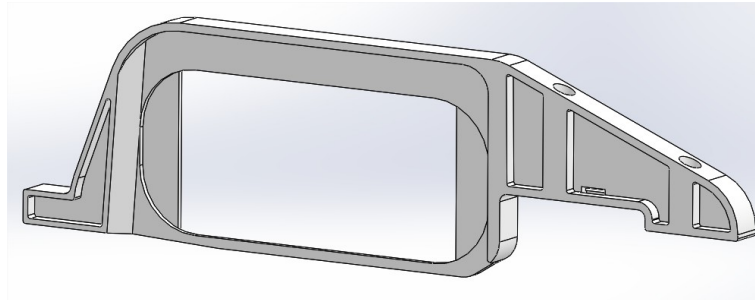


FIGURE 3.9 – Support de la bobine

3.2.4 Structure de l'actionneur

La partie fixe de l'actionneur comprend les aimants permanents ainsi que le fer (Figure 3.10). Les parois de fer servent à boucler le champ magnétique mais sont également utilisées dans ce cas-ci comme structure de l'actionneur. Sur chacune des parois est collée une paire d'aimants disposés avec leurs pôles opposés. La surface d'aimants nécessaire était trop importante pour trouver des aimants en une seule pièce, il a donc fallu les diviser en 5 et les coller les uns contre les autres.



FIGURE 3.10 – Aimants collés sur la pièce de fer

Le matériau utilisé pour fabriquer ces parois est de l'acier C45E dont l'épaisseur a été définie dans la Section 2.3 en fonction des matériaux disponibles, ce qui donne finalement 12 [mm]. Ces 2 pièces ont été usinées pour obtenir les dimensions désirées. Les plans de ces 2 parois se trouvent en Annexe A.

Pour assurer un entrefer de 4 [mm] entre les 2 parois aimantées de l'actionneur, des cales supérieure et inférieure sont insérées entre ces 2 éléments. Ces cales sont imprimées en 3D et servent également à fixer la structure de l'actionneur à la base du prototype. A nouveau, l'intérêt du matériau de l'impression 3D est qu'il a une perméabilité magnétique proche de l'air, ce qui ne perturbe pas le champ magnétique dans l'entrefer.

Plusieurs options peuvent être définies lors de l'impression 3D dont le remplissage exprimé en pourcent du volume total. Dans le cas présent, aucune contrainte de masse ne s'appliquait si ce n'est la transportabilité du prototype. En revanche, un critère qui devait être pris en compte est la force de compression entre les 2 parois à laquelle ces cales doivent résister. Cette force vient de l'attraction magnétique entre les aimants disposés avec leurs pôles opposés. L'intensité de cette force a été simulée dans le logiciel Comsol et vaut environ 270 [N] par paire d'aimants. Ayant 10 paires au total sur toute la surface des parois, cette force atteint une valeur de 2.7 [kN]. Compte tenu de cette intensité élevée, un remplissage de 100% a été retenu pour résister à la pression.

Il est tout de même intéressant de vérifier que ces cales sont bien capables de résister à cette pression qui leur est appliquée. Le type de plastique utilisé dans ce cas est de l'ABS. Cette matière peut supporter des pressions allant jusqu'à 30 [N/mm²]. Avec une force de 2700 [N], il faut donc une surface minimum de 90 [mm²] répartie sur les 2 cales. Contrainte qui sera satisfaite car les 2 cales totalisent une surface de 1900 [mm²]. La Figure 3.11 montre les deux cales imprimées en 3D de l'actionneur.

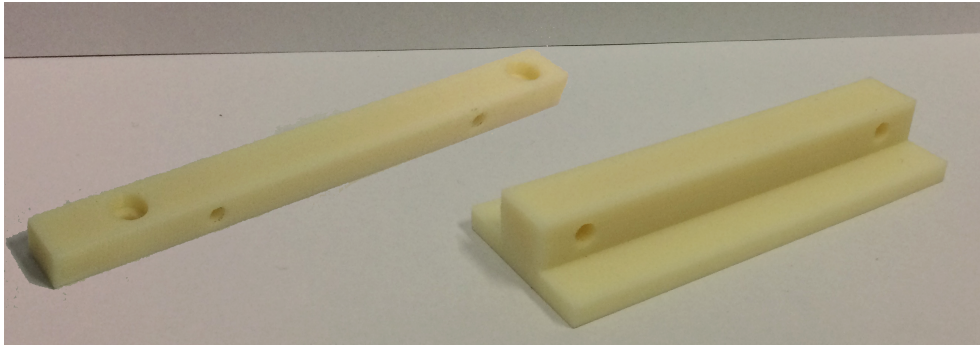


FIGURE 3.11 – Cales d'entrefer

3.2.5 Nouvelle touche mobile

La nouvelle touche mobile du prototype comprend l'originale découpée et assemblée au support de bobine. Notons que cet assemblage constitue la nouvelle pièce mobile et que la structure ayant été modifiée, l'inertie n'est plus la même et pourrait avoir une influence sur le toucher perçu par le pianiste. Pour vérifier cette influence, la nouvelle inertie est mesurée grâce à un dispositif très simple illustré à la Figure 3.12. Cette expérience consiste à pendre la pièce à son extrémité et la faire balancer comme un pendule. En mesurant la fréquence des oscillations, il est possible de retrouver son inertie. Pour cela, il faut partir de l'équation d'Euler appliquée à un pendule :

$$I^o \ddot{\theta} + mgd_G \sin \theta = 0 \quad (3.1)$$

Avec I^o l'inertie par rapport au centre de rotation, θ la position angulaire du pendule, m sa masse et d_G la distance entre le centre de rotation et le centre de gravité. Pour de faibles oscillations, on peut linéariser $\sin \theta \simeq \theta$. A partir de l'équation 3.1, on peut exprimer la fréquence propre du pendule comme suit :

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{mgd_G}{I^o}}$$

En mesurant cette fréquence via l'expérience décrite ci-dessus, on peut retrouver l'inertie de la touche :

$$I^o = \frac{mgd_G}{(2\pi f)^2} \quad (3.2)$$

Pour obtenir l'inertie par rapport au centre de gravité, il suffit d'appliquer le théorème de Steiner :

$$I^G = I^o - m\|d_G\|^2$$

En effectuant cette expérience, nous avons mesuré la fréquence des oscillations $f = 0.97 [Hz]$ avec une masse $m = 157 [g]$ et $d_G = 0.203 [m]$. A partir de l'équation 3.2, on trouve l'inertie $I^o = 8.44 \cdot 10^{-3} [kg \cdot m^2]$. En appliquant le théorème de Steiner, on trouve finalement l'inertie par rapport au centre de gravité $I^G = 1.97 \cdot 10^{-3} [kg \cdot m^2]$

Pour vérifier ces mesures, nous avons également calculé l'inertie grâce au logiciel Solidworks[24]. Celui-ci tient compte de la géométrie des éléments et de leur masse volumique que nous avons mesurée en connaissant la masse de chacun des corps.

Pour pouvoir comparer les inerties de la touche originale et celle du prototype, il faut les exprimer par rapport au point de rotation qui est le même dans les deux cas. Les données utilisées ici sont celles mesurées expérimentalement comme décrit ci-dessus ainsi que les données

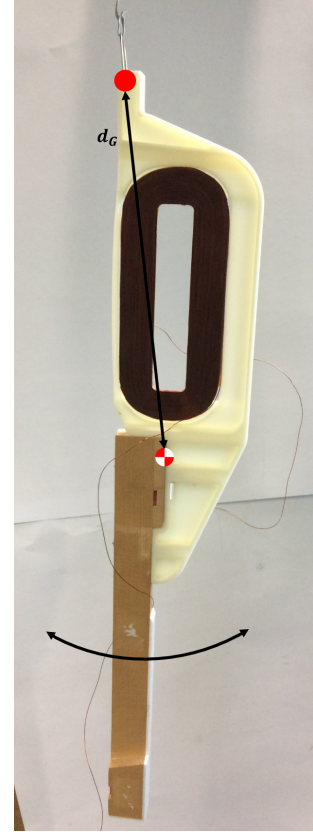


FIGURE 3.12 – Mesure de la nouvelle inertie

récupérées dans le modèle du piano à double échappement réalisé par B. Bokiau. Les résultats de cette comparaison sont illustrés dans le Tableau 3.2.

	Touche d'origine	Touche prototype	Touche prototype Solidworks
I^G	$2.13 [g \cdot m^2]$	$1.97 [g \cdot m^2]$	$2.42 [g \cdot m^2]$
d	$0.089 [m]$	$0.047 [m]$	$0.049 [m]$
m	$83 [g]$	$157 [g]$	$155 [g]$
I^P	$2.78 [g \cdot m^2]$	$2.32 [g \cdot m^2]$	$2.86 [g \cdot m^2]$

TABLE 3.2 – Tableau de comparaison des inerties

De cette comparaison, il ressort que l'inertie mesurée de la touche du prototype est plus faible bien que sa masse soit supérieure. En revanche, le logiciel Solidworks offre des résultats différents avec une inertie légèrement supérieure à la touche originale, ce qui paraît plus réaliste. Néanmoins, cette différence est faible et n'induit qu'une augmentation de 3% de son inertie par rapport au point de rotation de la touche.

Cette faible variation malgré une augmentation significative de la masse peut venir du fait que sa géométrie ait fort changé et qu'il y a donc une répartition différente des masses qui sont désormais plus rapprochées du centre de rotation, ce qui tend à diminuer son inertie. En effet, dans le cas de la touche originale, le centre de gravité était éloigné de $89 [mm]$ du pivot tandis que pour la nouvelle configuration, celui-ci n'est plus qu'à $49 [mm]$ du point de rotation de la touche. Compte tenu de cette faible variation de l'inertie, nous pouvons la négliger sans avoir de grande influence sur le toucher du piano.

3.2.6 Prototype final

Une fois tous ces éléments réalisés séparément, il a fallu les assembler pour obtenir un prototype fonctionnel représenté dans la figure ci-dessous.

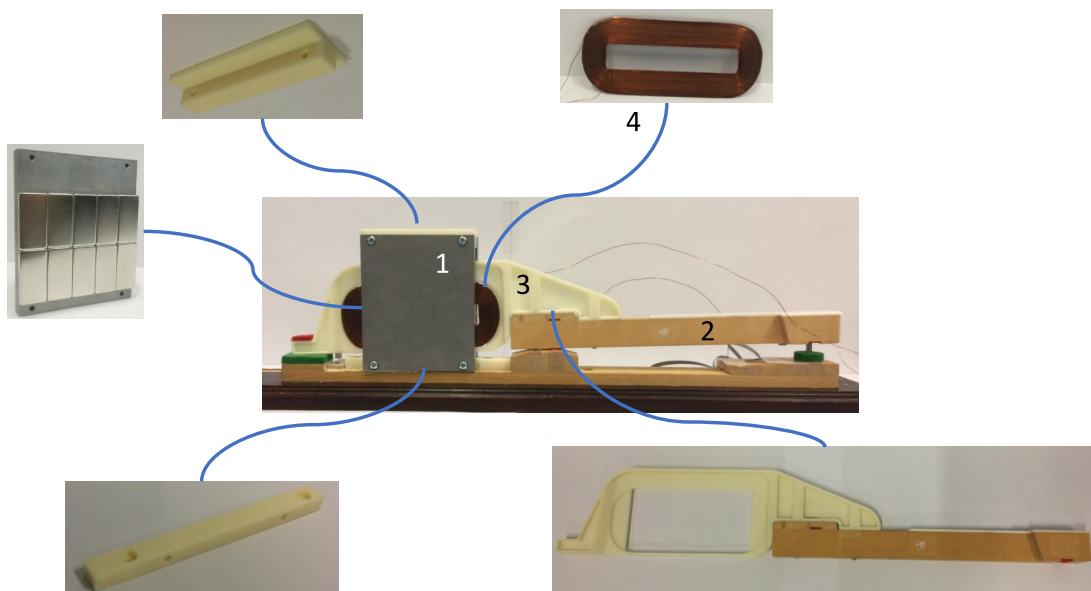
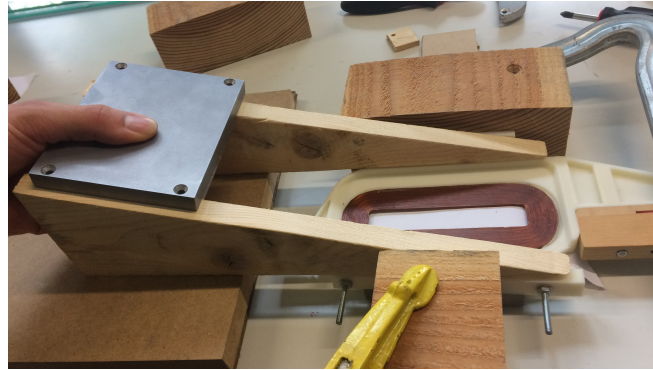


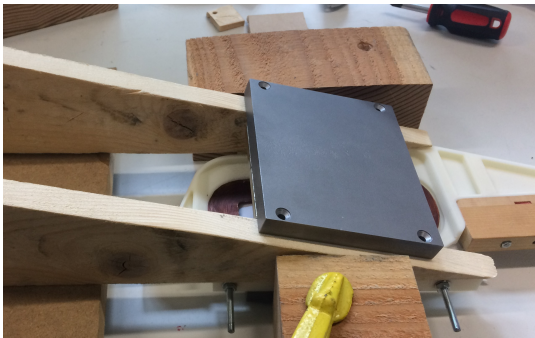
FIGURE 3.13 – Prototype final (1) Actionneur (2) Touche de piano (3) Support de la bobine (4) Bobine

Avant de fixer l'actionneur et la touche sur le bâti, il a fallu les assembler pour faire entrer la bobine dans l'entrefer. Cette manipulation est beaucoup plus aisée à faire avec les éléments démontés compte tenu de la force d'attraction conséquente entre les 2 parois de l'actionneur.

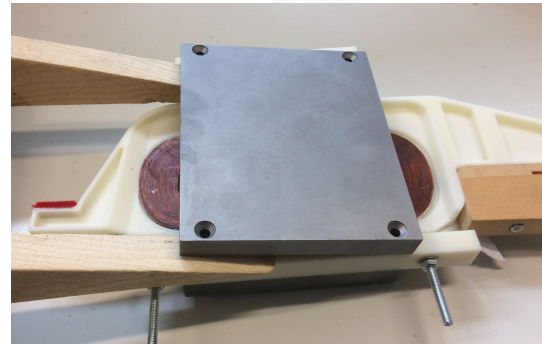
Pour effectuer cette opération, un dispositif a été mis en place. Celui-ci permet de rapprocher les 2 parois de l'actionneur grâce à 2 équerres placées au niveau des appuis supérieurs et inférieurs (fig. 3.14a). La pièce est ensuite glissée jusqu'à s'aligner avec la seconde moitié de l'actionneur (fig. 3.14b). La dernière étape consiste à retirer les équerres pour terminer l'assemblage des 2 parois (fig. 3.14c). Toutes ces étapes doivent se faire avec la bobine déjà disposée entre les 2 parois car son support ne peut plus se glisser dans l'entrefer à cause de son épaisseur.



(a) Positionnement des équerres et des parois de l'actionneur



(b) Alignement des parois supérieure et inférieure



(c) Extraction des équerres pour terminer l'assemblage

FIGURE 3.14 – Étapes de l'assemblage de l'actionneur et de la bobine avec son support

Ces 2 éléments sont ensuite fixés au bâti. La nouvelle touche conserve son pivot d'origine tandis que la structure de l'actionneur est fixée au bâti grâce à 2 vis M4 traversantes dont les trous ont un diamètre de 5 [mm]. Ce jeu permet de régler l'alignement de l'entrefer avec la bobine pour éviter les frottements entre ces 2 éléments.

Chapitre 4

Électronique

Le prototype est maintenant fonctionnel mais il n'est toujours pas capable d'assurer un retour haptique. En effet, l'actionneur n'est pas encore contrôlé. Ce chapitre décrit la partie électronique du projet en détaillant tout d'abord la partie hardware, qui comprend tous les composants physiques comme le contrôleur et les capteurs, et ensuite la partie software, qui détaille l'architecture du code implémenté dans le contrôleur.

4.1 Hardware

Lorsqu'un utilisateur frappe la touche de piano, le mouvement de celle-ci est mesuré à l'aide de capteurs. Ces données sont ensuite envoyées, via une carte électronique d'interface, au contrôleur, responsable de l'analyse de celles-ci et du calcul de la force correspondante à appliquer à la bobine. Il convertit également cette consigne de force en commande de tension. Cette commande est ensuite envoyée au pilote de l'actionneur qui garantit la transmission de puissance nécessaire à la bobine, le contrôleur n'étant pas capable de délivrer une telle puissance. Les différents agents composant ces étapes sont schématisés à la Figure 4.1. Les flèches indiquent le sens de la communication ou de la transmission de puissance.

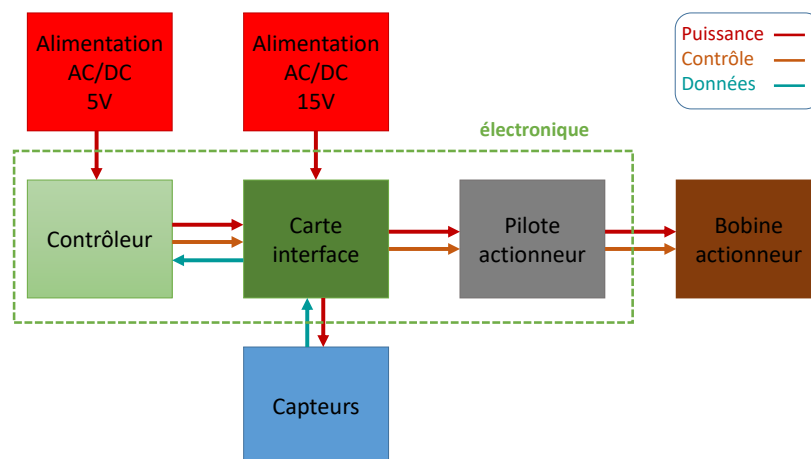


FIGURE 4.1 – Schéma général de l'électronique

Les paragraphes suivant décrivent de manière plus détaillée le rôle de chaque composant du schéma de la Figure 4.1.

4.1.1 Alimentations

Deux niveaux de tensions sont nécessaires pour alimenter les différentes parties du circuit. Une première alimentation de 15 [V] est responsable de la transmission de puissance à la bobine via la carte interface et le pilote de l'actionneur. Certaines composantes de la carte interface utilisent également ce niveau de tension (voir détail de l'interface), ainsi que certains capteurs.

Un deuxième niveau de basse tension alimente le contrôleur en 5 [V]. Ce niveau de tension permettra aussi d'alimenter toutes les composantes électroniques de l'interface requérant un niveau faible de tension.

Ces niveaux de tensions sont produits par deux alimentations distinctes se branchant directement à une prise de courant de 230 [V] alternatif (AC). Le choix de séparer les alimentations a été fait pour plusieurs raisons :

- Par facilité de branchement, le contrôleur étant livré avec son alimentation.
- Pour économiser le coût élevé d'un convertisseur monté sur carte électronique et l'encombrement d'un convertisseur externe.
- Et enfin principalement pour éviter la dépendance en puissance du contrôleur avec la bobine, afin de s'assurer que la consommation de cette dernière ne sous-alimente pas le contrôleur, ce qui ralentirait ses calculs, ou pire, le pousserait à s'éteindre.

4.1.2 Contrôleur

Le contrôleur est l'unité de calcul. Ses rôles sont multiples :

1. Récupérer les données des différents capteurs et leur appliquer des filtres si nécessaire (voir sections suivantes).
2. Exécuter en temps réel le modèle numérique multicorps de la touche représentant celle-ci dans son état réel à partir des données traitées des capteurs.
3. Convertir la force calculée par le modèle en un rapport cyclique du signal PWM (pulse width modulation) à l'aide des équations électriques de la bobine (équations 2.2 à 2.4). Plus le rapport cyclique est proche de 1, plus la valeur moyenne de tension ressentie par la bobine sera élevée. L'utilisation d'un signal PWM sera expliquée plus en détail dans le paragraphe sur le pilote ci-dessous.
4. Envoyer le signal PWM au pilote via la carte interface.

Dès lors, il nous faut un système embarqué capable de faire tourner le modèle et ayant les performances suffisantes pour les exécuter en temps réel.

Le Raspberry Pi 3b+ [25] et l'Odroid XU4 [26] sont tous deux des systèmes embarqués disposant de tous les composants d'un ordinateur et permettant l'installation de plusieurs systèmes d'exploitation dérivés de ceux utilisés par les ordinateurs (Windows, Linux,...). Il est dès lors très aisé d'installer une distribution de Linux (ubuntu MATE) et d'y exécuter le code en C du modèle de la touche. Ces contrôleurs contiennent également des entrées/sorties analogiques (GPIO) permettant de récupérer les données des capteurs et d'envoyer les signaux de commande. La table 4.1 compare le Raspberry Pi 3b+ avec l'Odroid XU4. Pour la suite, nous emploierons

les abréviations "Odroid" et "Raspberry" pour parler de l'Odroid XU4 et du Raspberry Pi 3b+. Les avantages et inconvénients de l'Odroid peuvent être mis en évidence :

Avantages :

- Le processeur de l'Odroid contient 4 cœurs de plus que le Raspberry et ses cœurs sont cadencés plus haut. Cela signifie qu'en vitesse de calcul, l'Odroid sera à priori plus performant grâce à sa fréquence d'horloge plus avancée et pourra potentiellement effectuer plus de tâches grâce à son plus haut nombre de cœurs. Pour être scrupuleusement exact, nous devrions comparer le nombres d'opérations effectuées par seconde.
- L'Odroid contient 1 [GB] de mémoire vive de plus que le Raspberry et de type DDR3. La mémoire vive est le stockage de mémoire utilisé pour les variables utilisées fréquemment par le processeur. Ainsi, une mémoire vive plus rapide et en plus grande quantité serait utile lors de l'exécution du code C, car il pourrait stocker plus de variables du programme en mémoire et y avoir accès plus rapidement.
- Il contient deux entrées analogiques permettant de recueillir directement les données des capteurs analogiques à effet Hall. Le Raspberry doit donc s'équiper d'un convertisseur analogique/digital (ADC) afin de recevoir les données de ces capteurs, communiquant entre eux par SPI (bus de communication "Serial Peripheral Interface"). Le fait de passer par un bus, même aussi rapide que le SPI, introduit un délai et est donc défavorable au temps réel.

Inconvénients :

- Les entrées (GPIO) de l'Odroid ont une tension de 1.8 [V]. Cette valeur de tension est inhabituellement basse. Un translateur de tension permettant de hausser ce niveau à un niveau usuel de 3.3 ou 5 [V] doit donc être couplé à son utilisation.
- L'Odroid ne comporte aucune prise audio jack, il ne sera donc pas aisé de jouer une note de piano lors de la frappe de la touche, ce qui pourrait être envisagé comme amélioration future du prototype.
- L'Odroid coûte à peu près trois fois le prix du Raspberry.
- Il ne contient pas de générateur hardware de PWM. Un module externe communiquant par SPI avec l'Odroid devra donc être utilisé. Encore une fois, le SPI ajoute un délai de transmission défavorable.

Les performances des deux contrôleurs ont également été comparées en terme de temps d'exécution pour une même simulation Robotran avec un ordinateur ayant un processeur intel i7 2 [GHz] [27] et 8 [GB] de mémoire vive DDR3. Notons que cette simulation n'employait pas le multi-threading dont il sera question à la section 4.2, on ne peut dès lors pas juger de l'utilisation des différents cœurs. Les résultats moyens sont mis en évidence à la table 4.2. On remarque un temps deux fois plus court pour l'Odroid.

Les nombreux avantages de l'Odroid nous poussent à le préférer au Raspberry. Cependant, ce dernier étant plus facile d'utilisation, demandant moins de contraintes hardware et l'ayant déjà beaucoup utilisé par le passé, nous avons choisi de développer le prototype à l'aide du Raspberry dans un premier temps. Malheureusement, nous n'avons pas eu assez de temps pour transférer l'application entièrement sur l'Odroid mais la connexion entre l'Odroid et le reste du circuit a quand même été prévue sur la carte électronique d'interface. Les schémas des Figures 4.2 et 4.3 détaillent les connections du Raspberry et de l'Odroid avec le reste du circuit.

	Odroid XU4	Raspberry Pi 3b+
Processeur	- ARM Cortex-A15 4 cœurs $[2GHz]$ - ARM Cortex-A7 4 cœurs $1.4 [GHz]$	ARM Cortex-A53 4 cœurs $1.4 [GHz]$
Mémoire vive	2 $[GB]$ DDR3	1 $[GB]$ DDR2
Alimentation	5 $[V]$ /4 $[A]$	5 $[V]$ /2.5 $[A]$
GPIO	30+12 pins 1.8 $[V]$	40 pins 3.3 $[V]$
Ports	- Ethernet - USB : 2x3.0+1x2.0 - HDMI	- Ethernet - USB : 4x2.0 - HDMI - Audio jack 3.5 $[mm]$
Connectivité	Aucune	- Bluetooth - WIFI
Prix	119 €	40 €
Dimensions	83x58x20 $[mm]$	85x56x17 $[mm]$
Générateur PWM	Non	Oui
Entrées analogiques	2	Aucune

TABLE 4.1 – Comparaison entre l’Odroid XU4 et le Raspberry Pi 3b+

Ordinateur	Rapberry pi 3b+	Odroid XU4
x1	x6	x3

TABLE 4.2 – Comparaison du temps de simulation d’un même projet Robotran sur les trois plateformes

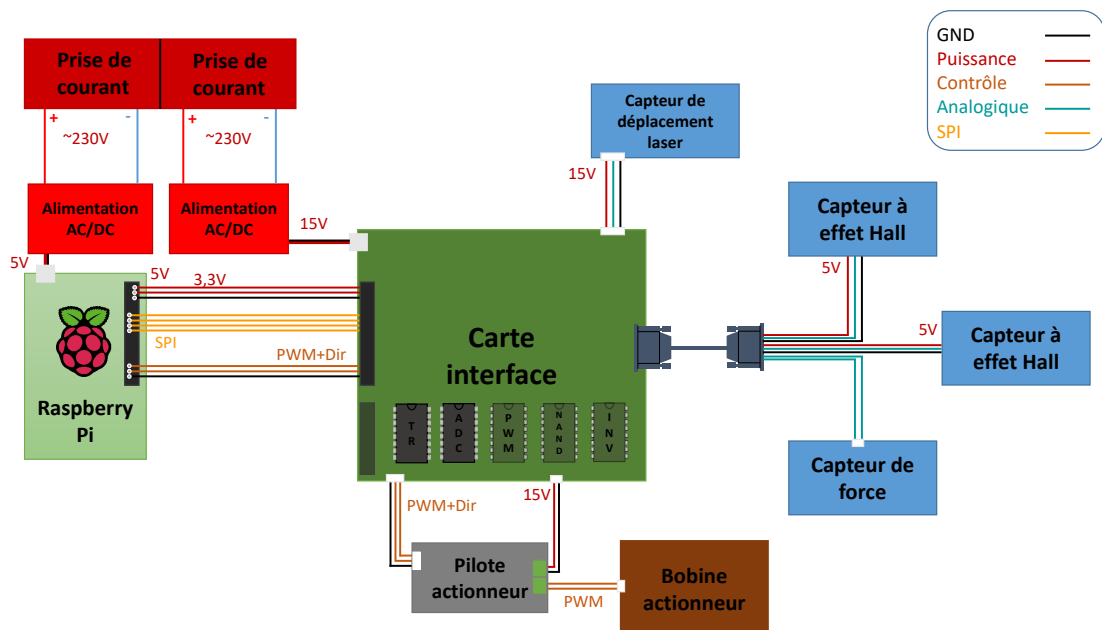


FIGURE 4.2 – Schéma électronique des connexions avec le Raspberry Pi 3b+

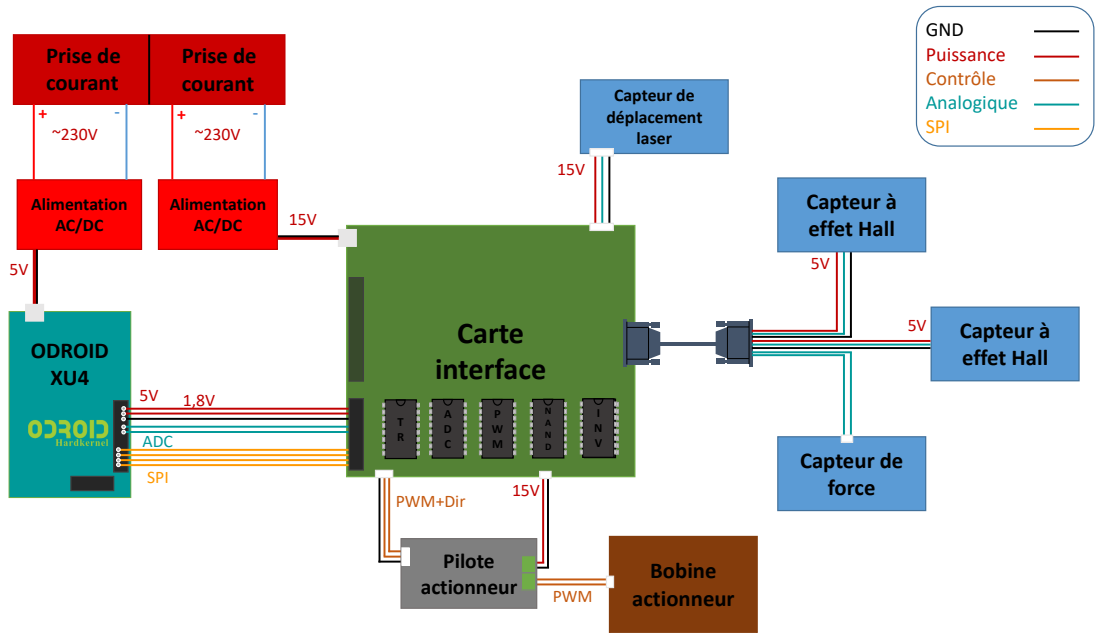


FIGURE 4.3 – Schéma électronique des connexions avec l'Odroid XU4

Ces schémas reprennent les éléments de la Figure 4.1 en détaillant leurs inter-connexions. Remarquons l'emploi d'un câble de type VGA (Sub-D) pour amener les données des capteurs à effet Hall et de force vers la carte interface. Celui-ci permet de faire le lien entre un connecteur VGA fixé sur la bâti centralisant les câbles des capteurs fixés sur la touche et la carte interface, permettant une grande facilité de branchement pour déplacer le prototype. La bobine n'est pas branchée via ce câble afin d'éviter toute interférence électromagnétique entre la puissance amenée à la bobine et les données des capteurs.

4.1.3 Pilote de l'actionneur

Considérons dans un premier temps la bobine de l'actionneur comme une inductance pure, sans résistance. En lui appliquant un signal carré de tension, on peut alors prédire la forme du courant la traversant grâce à l'équation de courant-tension d'une inductance $U = L \frac{di}{dt}$. En effet, le courant résultant est donc l'intégrale de sa tension $i = \int \frac{U}{L} dt$, dans notre cas un signal linéaire (courbe bleue de la Figure 4.4).

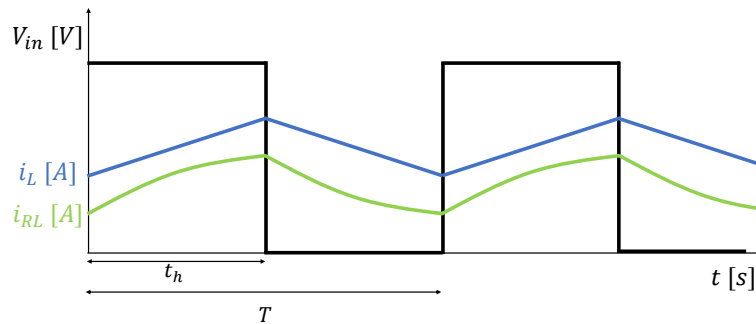


FIGURE 4.4 – Tension et courant sur une inductance et un circuit R-L

Le courant dans la bobine ondule donc avec une pente $\frac{U}{L}$. Cela signifie que l'amplitude du courant dépend de plusieurs facteurs :

- La valeur de la tension haute du signal. Plus celle-ci est haute, plus la pente sera élevée.
- L'inductance de la bobine. Plus elle est élevée, plus la pente sera faible.
- La fréquence du signal. Une même pente causera une amplitude moins élevée à fréquence élevée qu'à fréquence faible.

On voit donc que l'inductance de la bobine a un impact sur la qualité du courant la traversant. En effet, un courant avec une amplitude d'ondulation (ripple) moins élevée sera proche d'une valeur constante, et donc la force en découplant directement (équation 2.2) sera quasi-constante. Au contraire, une inductance faible causerait un effet de vibration important de la bobine.

Considérons maintenant également la résistance de la bobine. Celle-ci est donc modélisée comme une résistance en série avec une inductance (schéma Figure 4.5). En utilisant la loi des mailles de Kirchhoff, nous trouvons $V_{in} = Ri + L \frac{di}{dt}$. En résolvant cette équation différentielle on trouve le courant dans le circuit $i = \frac{V_{in}}{R}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$ et $\tau = \frac{L}{R}$ la constante de temps du circuit. La forme du courant sera donc exponentielle et non plus linéaire (courbe verte Figure 4.4).

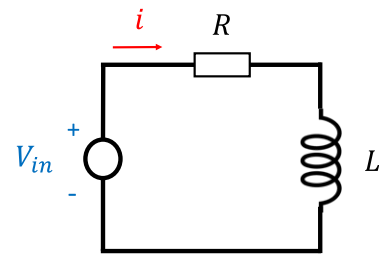


FIGURE 4.5 – Modélisation de la bobine sous forme d'un circuit R-L

En appliquant un signal de tension carré aux bornes de la bobine, on aura donc un courant variant faiblement autour d'une valeur moyenne dépendant du rapport cyclique du signal carré. Le rapport cyclique θ est le rapport entre le temps où la tension est haute sur la durée de la période ($\theta = \frac{t_h}{T}$ voir Figure 4.4). Dès lors, en diminuant le rapport cyclique, on diminuera le courant moyen et donc la force sur la bobine. Un signal dont le rapport cyclique varie au cours du temps est appelé PWM (pulse width modulation) ou MLI en français (modulation de largeur d'impulsion). L'utilisation d'un tel signal pour piloter un moteur est très fréquente car elle utilise un signal numérique que la plupart des microcontrôleurs sont capables de fournir (le Raspberry contient une gestion hardware de signal PWM). De plus, cela améliore le rendement énergétique par rapport à l'application d'une tension continue car la bobine ne consomme que dans les phases de tension haute du signal.

Le rôle du pilote de l'actionneur est simplement d'augmenter la tension haute du signal de PWM commandé par le contrôleur, tout en accroissant le courant disponible pour la bobine et donc en transmettant de la puissance. Il permet également d'inverser la direction de la tension appliquée. Son principe de fonctionnement est basé sur un pont appelé pont en H (en raison de sa forme) schématisé sur la Figure 4.6. En commandant les interrupteurs (S_1 à S_4), on choisit le sens d'application de la tension d'entrée aux bornes du moteur. La table 4.3 résume les commandes utiles des interrupteurs. Notons que le fait de court-circuiter l'actionneur permet d'utiliser son rôle naturel de frein magnétique, mais ne sera jamais exploité dans notre cas car la force en découplant est impossible à ajuster à nos besoins.

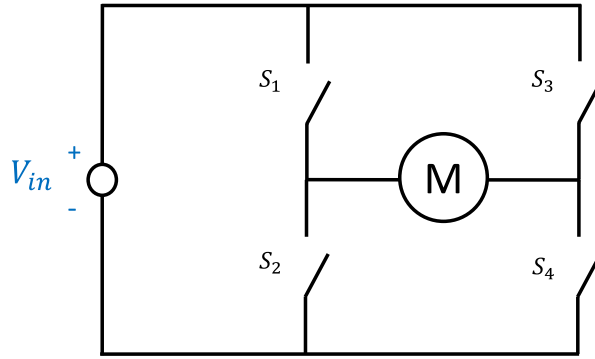


FIGURE 4.6 – Pont en H utilisé par le pilote

S_1	S_2	S_3	S_4	Résultat sur l'actionneur
1	0	0	1	Courant positif dans l'actionneur, force vers le haut
0	1	1	0	Courant négatif dans l'actionneur, force vers le bas
1	1	0	0	Actionneur court-circuité
0	0	1	1	Actionneur court-circuité

TABLE 4.3 – Différents états des interrupteurs du pont en H et leur résultat sur l'actionneur

La tension d'entrée V_{in} du pont H est la tension "haute" de 15 [V] appliquée aux entrées de puissance du pilote. Les interrupteurs sont commandés par le signal PWM et le signal de direction (multipliés entre eux grâce à une porte NAND dans le circuit du pilote) afin de retrouver le même signal PWM aux bornes de la bobine, tantôt positif pour un courant positif et donc une force appliquée vers le haut, tantôt négatif pour une force vers le bas.

4.1.4 Capteurs

Pour pouvoir faire du contrôle actif, il faut un moyen de mesurer la position avec un maximum de précision. Le modèle a besoin de la position angulaire de la touche et il existe 2 moyens de lui fournir cette information : soit en mesurant directement l'angle à l'aide d'un capteur rotatif, soit en mesurant la hauteur à une extrémité et en calculant l'angle associé. Étant donné le très faible débattement de la rotation de la touche, il s'est vite avéré qu'un capteur linéaire placé à l'extrémité offrirait plus de précision qu'un capteur angulaire placé au niveau du pivot. Pour mesurer une position, plusieurs types de capteurs sont disponibles :

- **Capteur laser** : Ce type de capteur utilise un faisceau laser projeté sur la surface dont il faut mesurer la distance et calcule par triangulation cette longueur à partir du faisceau incident. Cette méthode offre des précisions de mesures de l'ordre du $[\mu m]$ [28], ce qui est largement suffisant pour cette application. En revanche, le temps de réponse de ce genre de capteur est de l'ordre de 1 [ms], ce qui peut poser un problème de temps réel dans le contrôle actif du système.
- **Capteur magnétique à effet Hall** : ce genre de capteur ne mesure pas directement une distance mais associé à un aimant permanent, il peut en mesurer le champ magnétique qu'il sortira sous forme d'une tension analogique dont la valeur dépend de l'intensité du champ et donc de la distance entre le capteur et l'aimant. Les avantages de ce type de capteur sont surtout leur prix très démocratique et leur très faible encombrement dans le prototype. Leur délai de mesure est très faible étant donné que ce sont des capteurs analogiques. La tension de sortie du capteur est proportionnelle au champ magnétique mesuré.

C'est donc la seconde option qui a été retenue en raison de ses avantages apparents. Afin de gagner en précision de mesure, deux capteurs à effet Hall sont disposés de part et d'autre et à égale distance du pivot, et fixés sur le bâti en dessous de la touche. Deux aimants permanents de masse négligeable sont fixés sur la touche juste au dessus des capteurs, constituant donc la partie mobile du capteur. De cette façon, lorsque la touche s'éloigne d'un capteur, elle se rapproche de l'autre. La mesure de rotation du pivot est alors traitée en combinant les deux mesures des capteurs. La section 5.2 explique plus en détail la manipulation des données.

Notons que bien que la solution du capteur de déplacement laser n'a pas été retenue, une entrée sur la carte interface a tout de même été prévue (voir Figures 4.2 et 4.3). Cela nous permettra de valider les données recueillies par les capteurs à effet Hall.

Il serait intéressant de valider la force réellement ressentie par l'utilisateur à l'aide d'un capteur de force. Il existe plusieurs types de capteur permettant de mesurer une force (jauge de puissance, force en fonction d'un déplacement, magnétostrictif,...). Dans notre cas, il nous faut un capteur se plaçant sur la partie visible de la touche (ivoire), à l'endroit où l'utilisateur portera sa frappe. Un capteur piezorésistif semble spécialement bien adapté pour ce type d'application. En effet, ce type de capteur comporte une partie sensible sur lequel on vient appliquer une pression (qui sera donc placée à l'endroit de la frappe) et qui modifie une résistance variable en fonction de la force appliquée. Ensuite, un circuit électronique convertira cette résistance variable en une tension analogique variable que nous pourrons interpréter afin de connaître la force ressentie. Le capteur peut donc être simplement collé de façon temporaire sur l'ivoire de la touche, ne dégradant ainsi en rien le prototype, et, étant très fin, il ne gêne pas non plus la sensation de l'utilisateur lors de sa frappe, raisons pour lesquelles nous l'avons sélectionné.

Le circuit prévu dans la datasheet du capteur [29] est schématisé à la Figure 4.7. Le capteur y est représenté sous la forme d'une résistance variable R_{capt} . Le principe de ce circuit repose sur un amplificateur opérationnel qui amplifie la différence de tension entre ses deux bornes. En négligeant la capacité $C_{feedback}$ dont le rôle est uniquement la suppression du bruit à haute fréquence et n'aura donc pas d'effet à basse fréquence, on peut trouver la tension de sortie V_{out} en fonction des autres paramètres du circuit :

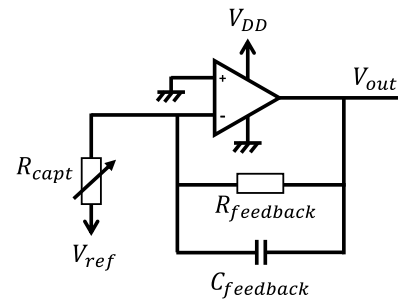


FIGURE 4.7 – Circuit du capteur de force

$$V_{out} = -\frac{R_{feedback}}{R_{capt}} V_{ref} \text{ [V]} \quad (4.1)$$

L'intervalle de tension de sortie peut donc être adapté en fonction de l'intervalle de force à mesurer via la résistance $R_{feedback}$ et la tension de référence V_{ref} . Notons que la tension de sortie d'un amplificateur opérationnel ne dépassera jamais son alimentation V_{DD} . Il ressort de cette équation que pour avoir une tension de sortie V_{out} positive, il faut que la tension de référence V_{ref} appliquée au capteur soit négative. N'ayant pas de tension négative disponible, nous avons dû modifier le circuit : celui-ci se retrouve sur la Figure 4.8.

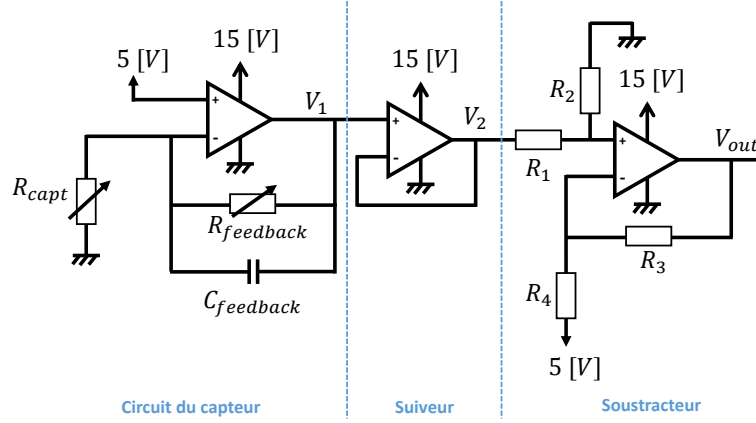


FIGURE 4.8 – Circuit du capteur de force modifié pour notre utilisation

Il est composé de trois parties :

1. Le circuit du capteur (Figure 4.7) modifié. Le capteur est dans ce cas-ci relié à la masse du système, aucune tension négative n'est nécessaire. En revanche la borne positive de l'ampli-op est branché à l'alimentation de 5 [V] tandis que $V_{DD} = 15$ [V]. La tension de sortie V_1 de ce circuit vaut donc désormais :

$$V_1 = 5 + 5 \frac{R_{feedback}}{R_{capt}} \quad (4.2)$$

Il nous reste ainsi un seul degré de liberté à fixer en fonction de l'intervalle de force à mesurer : la résistance $R_{feedback}$ qui a été remplacée par un potentiomètre afin de pouvoir régler facilement l'intervalle de force et donc la précision des mesures. Remarquons que la tension est désormais rehaussée de 5 [V], les valeurs de tensions de sortie seront donc entre 5 et 15 [V].

2. Un montage suiveur. Sans entrer dans les détails, ce montage permet de découpler les actions de deux circuits successifs et d'assurer qu'aucune dépendance n'aura lieu entre les deux.
3. Un montage soustracteur. Comme nous l'avons vu, la tension de sortie du circuit du capteur est rehaussée de 5 [V], il faut donc lui retirer ce décalage afin d'obtenir une tension comprise entre 0 et 10 [V]. La tension de sortie d'un telle circuit est donnée par l'équation suivante :

$$V_{out} = V_2 \frac{R_2(R_4 + R_3)}{R_4(R_1 + R_2)} - 5 \frac{R_3}{R_4} \text{ [V]} \quad (4.3)$$

Le choix des résistance est très rapide : $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, de cette façon le montage maintient le signal d'entrée et lui retire simplement son décalage de 5 [V].

La sortie de ce circuit est réduite à 5 [V] maximum grâce à un diviseur résistif, ensuite passée à travers un autre montage suiveur et enfin entre dans l'ADC afin d'être transformée en données numériques interprétables par le contrôleur.

4.1.5 Carte interface

La carte interface centralise toutes les connections des capteurs, du contrôleur et du pilote. Elle contient également et surtout l'électronique nécessaire aux deux contrôleurs énoncés plus haut. Les deux contrôleurs ont ainsi chacun leur réseau de connections aux composants dont ils ont besoin via plusieurs jumpers, permettant de choisir lequel d'entre eux est passant, lorsqu'il se partage les mêmes pattes de composants ou les mêmes sorties. Ceux-ci ne peuvent malgré tout pas être branchés simultanément auquel cas plusieurs court-circuits seraient à déplorer. Par contre, lorsqu'un d'entre eux est branché, les entrées prévues pour l'autre sont laissées en circuit ouvert et n'ont par conséquent aucune influence sur le circuit.

Les modules nécessaires pour les contrôleurs sont les suivants :

- Translateur de tension. Ce composant permet de traduire les signaux digitaux de 5 [V] vers un autre niveau de tension V_{SS} admissible aux entrées du contrôleur, à savoir 3.3 [V] pour le Raspberry et 1.8 [V] pour l'Odroid. La translation s'effectue dans les deux sens. Cela permet d'unifier le niveau de tension des composants à 5 [V], peu importe le contrôleur utilisé. L'Odroid est de toute façon obligé de requérir à un translateur étant donné sa trop faible tension de sortie pour les composants électroniques usuels.
- ADC (analog to digital converter), convertisseur analogique-numérique. Il nous permet de recueillir les données analogiques des capteurs et de les envoyer au contrôleur sous forme d'un bus de données numériques (SPI : "Serial peripheral interface").
- Générateur de PWM. L'Odroid ne possédant pas de gestion hardware de signal PWM, il nous faut un module complémentaire qui la génère. Celui-ci est commandé par SPI par l'Odroid.
- Inverseur et porte logique NAND. Afin de comprendre l'utilité de ces portes, il est utile d'expliquer le fonctionnement du bus SPI. Un bus de données est une façon de communiquer entre plusieurs composants électroniques, de manière numérique. Il s'agit en fait de communiquer des 1 (valeur haute de tension) ou des 0 (valeur basse) à chaque fois qu'un signal de référence, le signal d'horloge, comporte un flanc montant (passage 0→1) ou descendant (passage 1→0). La plupart des bus fonctionnent sous la forme d'un maître (master) donnant des instructions à l'esclave (slave), lui répondant. Dans notre cas, le maître sera donc le contrôleur et l'esclave, les composants électroniques avec lesquels il communique.

La particularité du bus SPI est de comprendre quatre fils au minimum :

1. SCLK. Il s'agit simplement de l'horloge associée au signal de données.
2. MOSI : master output slave input. C'est le signal d'instruction du maître à l'esclave.
3. MISO : master input slave output. Il s'agit de la réponse de l'esclave au maître. Dans notre cas, ce sera par exemple l'envoi des données de l'ADC au contrôleur.
4. CS : chip select. Ce signal permet au maître de sélectionner un esclave en lui envoyant un signal bas de CS. C'est là que le SPI se différencie des autres bus : il a besoin d'un signal CS par esclave, lui permettant d'activer un esclave et de désactiver les autres lors d'une communication (alors que d'autres bus n'utilisent pas ce signal et incluent un adressage directement dans le message afin d'indiquer à qui le maître souhaite communiquer, c'est le cas par exemple du bus CAN). Plusieurs signaux de CS sont donc à prévoir en fonction du nombre d'esclaves.

Le Raspberry ne possède qu'un seul esclave : l'ADC. L'Odroid, par contre, communique avec l'ADC, mais également avec le générateur de PWM. Ce dernier ne comportant pas d'entrée prévoyant un signal de CS, nous devons nous-même faire en sorte de désactiver le message lorsqu'il ne lui est pas adressé. Pour cela, nous activons l'horloge du générateur de PWM uniquement quand l'Odroid souhaite communiquer avec lui en multipliant (porte NAND) ce signal par le signal de CS associé à ce module. Les inverseurs remettent simplement les signaux dans le bon sens avant et après passage dans la NAND.

La table 4.4 récapitule les modules utilisés par chaque contrôleur.

Module	Odroid	Raspberry
Translateur	✓	✓
ADC	✓	✓
Générateur de PWM	✓	✗
Inverseurs	✓	✗
Porte NAND	✓	✗

TABLE 4.4 – Tableau reprenant les différents composants électroniques utilisés par l'Odroid XU4 et le Raspberry Pi 3b+

La Figure 4.9 montre le circuit imprimé de la carte interface. Le schématique équivalent se trouve dans les annexes.

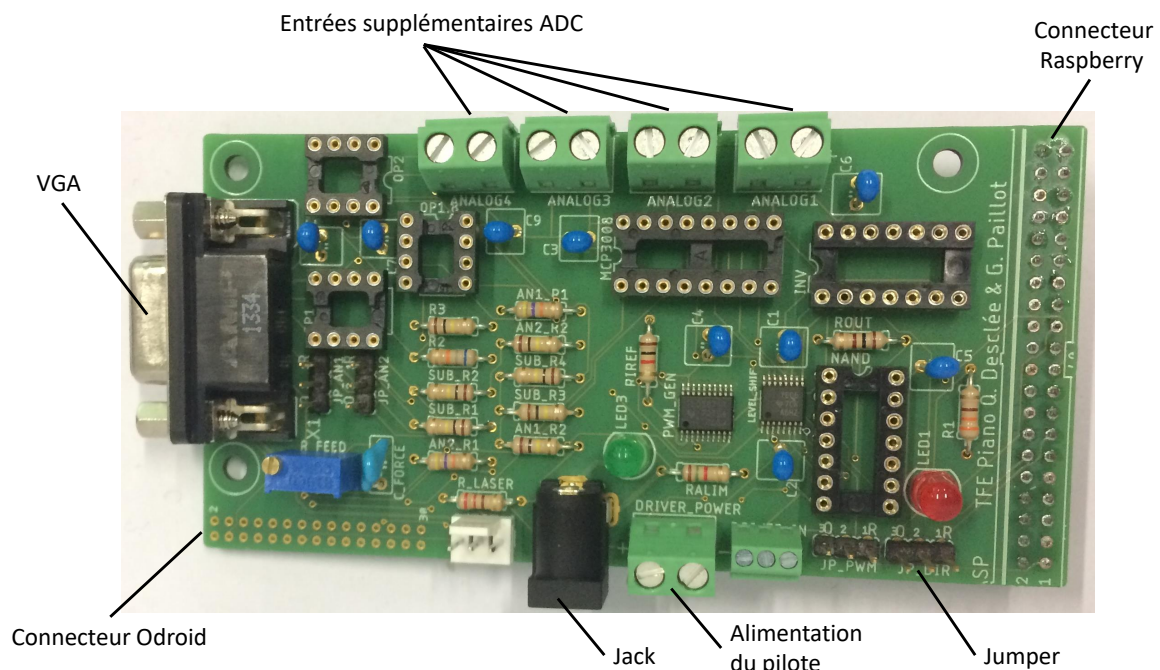


FIGURE 4.9 – Carte interface annotée

En plus des éléments cités plus haut, on retrouve également sur la carte (Figure 4.9) les éléments suivants :

- Les circuits utilisés pour le capteur de force.
- L'entrée VGA reliant l'interface aux capteurs situés sur la touche.

- Une entrée standard jack de puissance pour le branchement de l'alimentation 15 [V].
- Des entrées potentielles pour d'autres capteurs analogiques en vue d'améliorer le prototype (accéléromètre par exemple) reliés à l'ADC.
- Des diviseurs résistifs permettant de s'assurer de ne jamais dépasser le niveau de tension d'entrée des contrôleurs (en particulier pour l'Odroid).
- Des capacités de découplages, placées à proximité des pattes d'alimentation des composants permettant de fournir du courant en cas de grande demande et d'ainsi filtrer les perturbations du signal.
- Les connecteurs femelles du Raspberry et de l'Odroid soudés en dessous de la carte interface afin de l'insérer directement sur les connecteurs mâles des contrôleurs.

4.1.6 Insertion dans le prototype

La Figure 4.10 montre l'insertion des différents éléments cités ci-dessus dans le prototype. Celui-ci est désormais entièrement assemblé et prêt à être programmé.

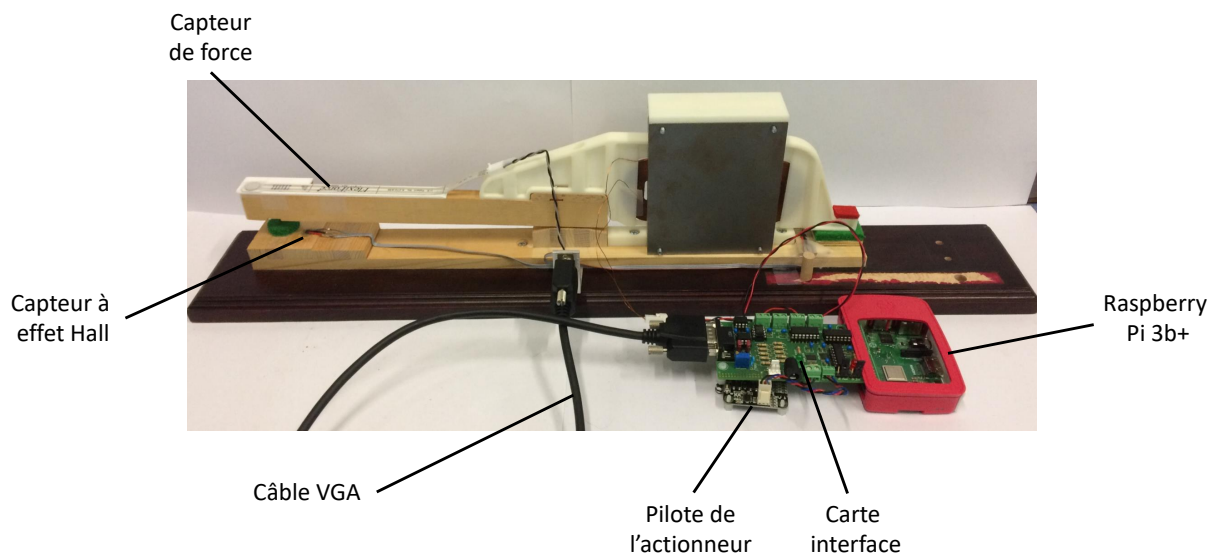


FIGURE 4.10 – Prototype entièrement assemblé

Une liste reprenant l'ensemble du matériel utilisé pour le prototype est disponible en Annexe C. Elle comprend notamment les références des pièces électronique citées ci-dessus.

4.2 Software

Une particularité de cette approche du retour haptique est le contrôle actif de la force générée. Pour cela, il faut un contrôleur qui adapte la force en fonction de la configuration de la touche de piano. Cette section détaille l'architecture du logiciel utilisé pour effectuer ce contrôle.

4.2.1 Architecture de contrôle

Le rôle du contrôleur est donc d'envoyer les instructions au pilote de l'actionneur pour lui faire appliquer la force correspondant à la configuration de la touche de piano au même instant. Pour ce faire, le programme est composé de 3 parties principales :

- **Mesure de la configuration de la touche.** Cette partie utilise les capteurs décrits dans la Section 4.1.4 pour mesurer la position de la touche. L'information est ensuite filtrée pour pouvoir l'utiliser dans le reste du programme.
- **Calcul de la dynamique inverse du piano.** Cette partie est la plus conséquente du programme et va permettre de calculer la force à appliquer à l'actionneur en fonction des valeurs obtenues précédemment grâce aux capteurs.
- **Contrôle de la tension appliquée à l'actionneur.** Cette dernière partie sert à piloter l'actionneur en fonction de la force calculée précédemment. Elle sert d'interface entre le pilote de l'actionneur et le programme.

Une grande partie du programme embarqué dans le contrôleur est consacrée au calcul de la dynamique de la touche de piano grâce au logiciel Robotran. Ce dernier est utilisé pour calculer la force à appliquer en simulant la mécanique du piano. Habituellement, ce logiciel est utilisé pour simuler des mécaniques de systèmes multicorps sur base d'une entrée de commande pré-définie pour étudier une particularité du système. Dans ce cas-ci, il est utilisé pour calculer en temps réel la dynamique de la touche de piano à partir de la configuration réelle de la touche imposée par l'utilisateur. Cette modification impose 2 contraintes principales :

- Une **interface** avec des capteurs pour mesurer la position et la vitesse de la touche et pouvoir les inclure dans le logiciel. L'accélération dans le cas de ce modèle n'est pas nécessaire car ce paramètre n'entre pas dans l'équation constitutive de la force.
- Une exécution en **temps réel** pour assurer le retour haptique le plus proche de la réalité. Un retour haptique idéal fonctionnerait à une fréquence infinie, la force serait instantanément appliquée au moment de la mesure de la position. En réalité ce ne sera pas le cas car il faut un certain temps pour permettre au contrôleur de calculer cette force. Néanmoins, pour ne pas ressentir de vibration et avoir une sensation de continuité dans la force perçue, nous avons fixé la fréquence de rafraîchissement de la force à 2 [kHz] . Cela signifie qu'une nouvelle commande est envoyée au pilote de l'actionneur toutes les 0.5 [ms] pour mettre à jour la force en fonction de sa valeur calculée par le modèle.

La première contrainte énoncée ci-dessus nécessite de piloter la position de la touche et donc de contraindre sa position, vitesse et accélération dans le logiciel, sur base des capteurs installés sur le prototype.

La deuxième contrainte n'est pas facile à respecter étant donné qu'une des principales limitations du Raspberry Pi par rapport à un ordinateur de bureau est la puissance de calcul, ce qui va avoir un impact sur le temps d'exécution du programme. Pour optimiser les performances de calcul, il existe différentes méthodes, dont le multi-threading, qui consiste à répartir les différentes

tâches du programme sur différents threads indépendants. Cela permet au programme d'exploiter plusieurs cœurs du processeur au lieu d'un seul et donc d'optimiser la puissance de calcul.

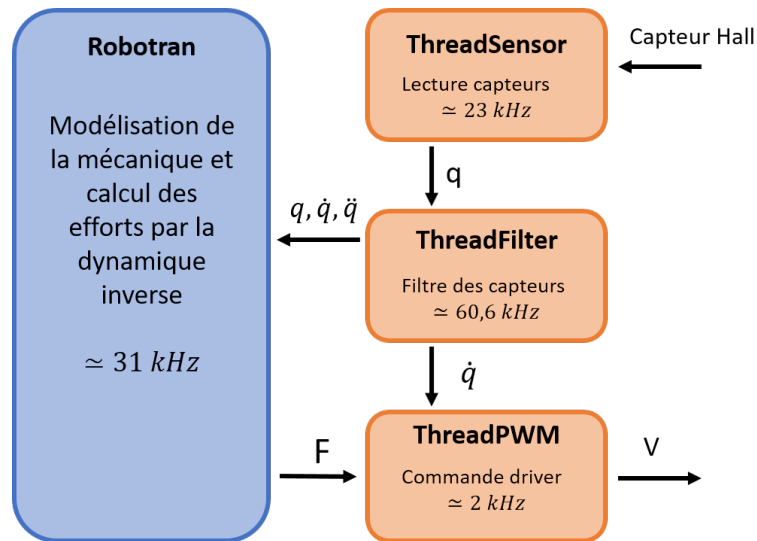


FIGURE 4.11 – Architecture du programme

Le programme a donc été divisé en 4 threads illustrés à la Figure 4.11 qui peuvent s'exécuter indépendamment. Ils peuvent donc fonctionner à des fréquences différentes.

- Le premier est le thread principal, celui qui calcule la dynamique de la touche de piano grâce au logiciel Robotran. Cette partie du code fonctionne à une fréquence dépendant du pas de temps d'intégration imposé. En effet, à cause de la contrainte temps réel de l'exécution du programme, une boucle d'intégration ne peut pas dépasser le pas de temps d'intégration imposé. Cette fréquence est donc variable mais nous verrons plus loin (Section 5.3) que ce pas de temps ne peut pas dépasser $3.2 \times 10^{-5} \text{ [s]}$ ce qui correspond à une fréquence de 31 [kHz] .
- Un second thread s'occupe de la tâche de collecte des données des capteurs. Ce thread comporte peu d'instructions pour garder un temps d'exécution faible et donc une fréquence élevée pour récolter un maximum de données brutes. Cela permet d'appliquer les filtres et atténuer l'impact du bruit sur le signal utile. La fréquence de fonctionnement de ce thread est limité par le temps de communication entre le contrôleur et les capteurs qui se fait par SPI. En maximisant la fréquence de communication à 4 [MHz] , le temps de communication est à peu près $43.5 \text{ [\mu s]}$, ce qui correspond à une fréquence de fonctionnement de 23 [kHz] .
- Un troisième applique les filtres aux données récoltées dans le thread précédent. Cela permet d'effectuer cette tâche en parallèle et optimiser les ressources du Raspberry. Cette fonction n'a pas de contraintes particulières et sa fréquence d'exécution ne dépend que du nombre d'instructions qu'elle contient, dans ce cas-ci à peu près $15 \text{ [\mu s]}$ ce qui correspond à une fréquence de 66.6 [kHz] .
- Le dernier thread contrôle le pilote de l'actionneur en appliquant la tension correspondant à la force calculée dans le premier thread. Pour ressentir une sensation de continuité dans le toucher perçu en appuyant sur la touche, la fréquence de rafraîchissement de la force a été fixée à 2 [kHz] .

Chapitre 5

Tests et validations

Dans ce dernier chapitre, nous allons observer les résultats expérimentaux du prototype et les comparer aux attentes. Nous examinerons d'abord l'actionneur et essayerons de valider ses performances, ensuite nous considérerons les différentes mesures des capteurs et leur entrée dans le modèle. Enfin nous analyserons le modèle, notamment la force calculée en fonction des données des capteurs, mais aussi l'aspect temps réel de celui-ci.

5.1 Actionneur

Paramètres électriques La première étape pour valider l'actionneur est de confirmer la valeur de ses paramètres. Validons tout d'abord ses paramètres géométriques. Le nombre de tours, qui avait été estimé à $N = 218$ après la simulation, est en réalité de $N = 223$. La proximité entre ces deux valeurs confirme l'estimation à $\beta = 0.5$ du coefficient de remplissage.

La masse de la bobine estimée à 79 [g] est mesurée à 65 [g]. Cette différence peut être due à des mauvaises données de masses volumiques ou à leur approximation, ainsi qu'à des zones d'air entre les fils, rendant l'équation 2.8 fausse car elle considère que la résine remplit entièrement ces espaces.

Nous considérons ensuite les paramètres électriques de la bobine, à savoir sa résistance R et son inductance L . Ceux-ci sont d'abord tous deux mesurés à partir d'un multimètre, nous obtenons $R = 12.6 [\Omega]$, $L = 6.22 [mH]$ pour la bobine uniquement et $L = 7.3 [mH]$ lorsqu'elle est placée dans l'actionneur. Afin de confirmer ces valeurs, l'inductance est également mesurée en calculant la constante de temps du circuit R-L de la bobine. Pour ce faire, une résistance R_{out} de 10 [Ω] est ajoutée en série avec la bobine. Un signal carré de tension est appliqué aux bornes du circuit et nous mesurons la tension sur la résistance R_{out} (voir schéma 5.1).

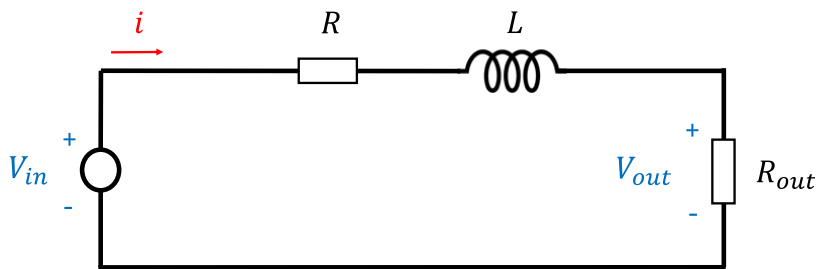


FIGURE 5.1 – Schéma du circuit électrique utilisé pour mesurer l'inductance de la bobine

Nous pouvons ainsi obtenir l'image du courant dans le circuit en utilisant la loi d'Ohm telle que : $i_{out} = R_{out} V_{out}$. La tension V_{out} est tracée à la Figure 5.2a. Sachant que la constante de temps d'un circuit R-L est donnée par $\tau = \frac{L}{R}$, on obtient $L = R\tau$. Nous observons à l'oscilloscope (Figure 5.2b) que 99% du signal carré est atteint après un délai de 1250 $[\mu s]$, soit $5\tau = 1250 [\mu s]$. Nous obtenons finalement $L = R\tau = (12.6 + 10) \frac{1250 \cdot 10^{-6}}{5} = 5.65 [mH]$. Cette mesure est approximative mais elle confirme néanmoins les ordres de grandeur de l'inductance et de la résistance trouvées grâce au multimètre.

Ces deux paramètres avaient été estimés dans Comsol à 10.68 $[\Omega]$ et 10.32 $[mH]$ pour un nombre de tours $N = 218$. L'erreur dans le nombre de tours explique une augmentation de la résistance, l'imprécision de la mesure ou des données de résistivité justifie la valeur de cette augmentation de 18 %. Quant à l'inductance, une explication possible est la perméabilité trop élevée utilisée pour le fer dans Comsol, ainsi que le nombre de tours.

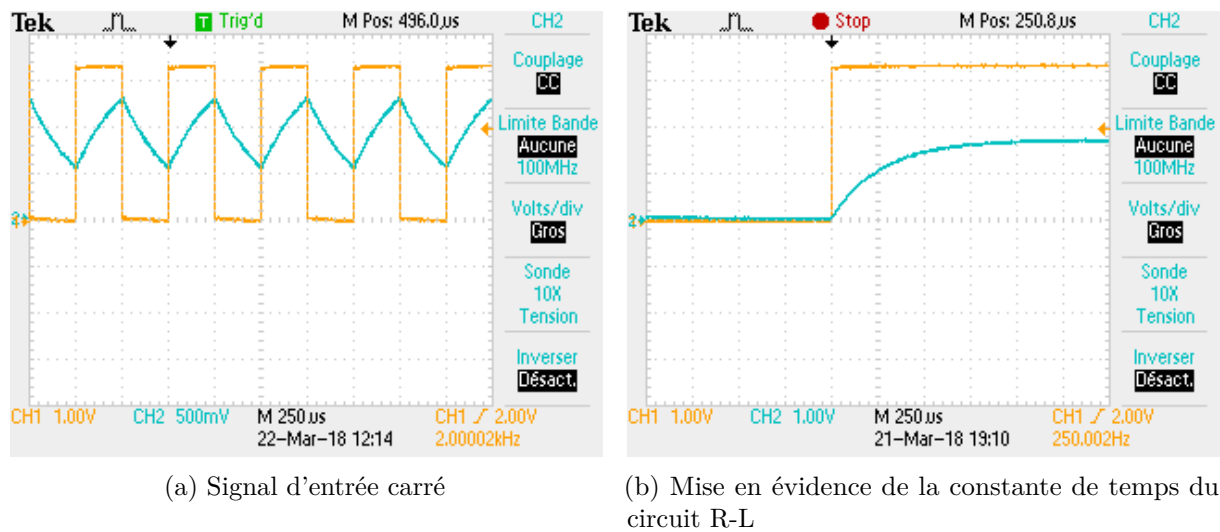
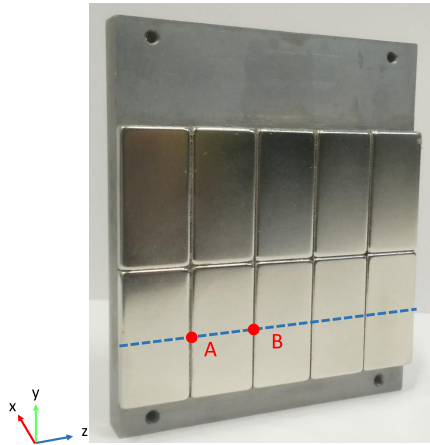


FIGURE 5.2 – Mesures sur le circuit R-L de la Figure 5.1 avec V_{in} en orange et V_{out} en bleu

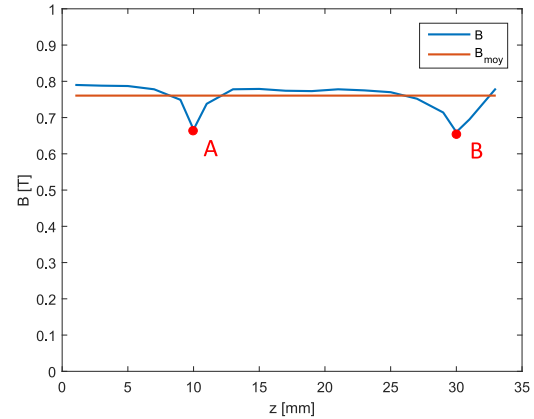
L'inductance de la bobine joue en fait un double rôle. D'un côté, comme on peut l'observer sur la Figure 5.2a, elle permet de lisser le courant passant dans la bobine. Ce rôle nous est bénéfique, car autrement le courant ressenti par la bobine serait également carré et la bobine oscillerait avec une grande amplitude. D'un autre côté, comme observé précédemment grâce à la Figure 5.2b, elle introduit un délai dans la dynamique de la bobine. Cela signifie qu'une trop grande inductance serait nuisible lorsque la dynamique de la commande est élevée car la commande en force varierait trop vite pour la bobine, qui ne pourrait pas suivre sa dynamique de changement. Par ailleurs, l'amplitude d'ondulation (ripple) du signal serait également réduite, le courant dans la bobine serait par conséquent presque constant, ainsi que la force en découlant.

Champ magnétique Le champ magnétique dans l'entrefer a une importance critique pour l'actionneur, il a donc été mesuré à l'aide d'un gaussmètre. Un Gauss $[G]$ équivaut en valeur numérique à $10^{-4} [T]$. La mesure a été effectuée dans l'entrefer à mi-hauteur d'une rangée d'aimant et la variation du champ en fonction de la position longitudinale z a été relevée par pas de 2 $[mm]$ (voir Figure 5.3a). Pour une plus grande précision proche des jonctions des aimants, à l'endroit où le champ magnétique varie beaucoup, les mesures ont été prises par pas de 1 $[mm]$. Le graphe du champ magnétique B en fonction de la position longitudinale de la probe est visible à la Figure 5.3b.

On y observe une valeur presque constante de $0.78 [T]$ pour les zones centrales des aimants, et une chute de valeur à $0.66 [T]$ entre deux aimants, avec des épaulements à proximité. Ceci correspond bien aux attentes. En effet, comme énoncé plus haut, les aimants possèdent une couche protectrice de Nickel et des congés à leurs arêtes. Ces deux paramètres créent donc un effet de bord, avec une tendance à réduire le champ aux zones entre deux aimants. La valeur moyenne du champ, tracée sur la Figure 5.3b, se réduit à $0.76 [T]$.



(a) Emplacement physique des données mesurées



(b) Champ magnétique en fonction de la position longitudinale dans l'entrefer

FIGURE 5.3 – Mesure du champ magnétique dans l'entrefer

Constante de force Un autre paramètre que nous pouvons déterminer est la constante de force K_F de l'actionneur. Pour cela, nous repartons de l'équation 2.4. Afin de déterminer K_F , il faut mesurer le courant dans la bobine, ainsi que la force développée par l'actionneur. Pour cela, nous avons mis au point un dispositif de test réalisé à l'aide d'une balance précise au gramme près. Le dispositif est schématisé à la Figure 5.4.

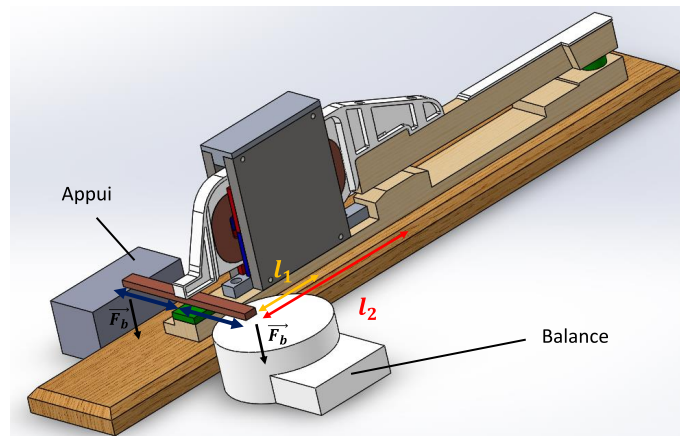


FIGURE 5.4 – Dispositif de test mesurant la force exercée par l'actionneur afin de déterminer K_F

L'extrémité de la touche pousse sur une barre prenant appui sur la balance et sur un appui situés à même distance de la touche (les distances des flèches bleues sur la Figure 5.4 sont identiques). La force $\vec{F}_b$ mesurée par la balance est donc la moitié de la force exercée à l'extrémité, puisque celle-ci est répartie de la même façon sur les deux appuis de la barre latérale. Enfin, la force F de l'actionneur est déterminée à partir du ratio entre les bras de levier des points

d'application des forces, $\frac{l_1}{2}$. La force de l'actionneur est finalement exprimée de la façon suivante (équation 5.1) :

$$F = 2F_b \frac{l_2}{l_1} \quad (5.1)$$

Pour le test, plusieurs valeurs de tension sont appliquées aux bornes de la bobine. La mesure de la balance est alors relevée, ainsi que le courant dans la bobine à l'aide d'un multimètre. Les résultats du test pour des valeurs de tensions appliquées à la bobine allant de 0.5 à 7 [V] par pas de 0.5 [V] sont tracés à la Figure 5.5 en fonction du courant mesuré. K_F est donc égale à la pente de la courbe, à savoir en valeur moyenne, $K_F = 35.72 [N/A]$.

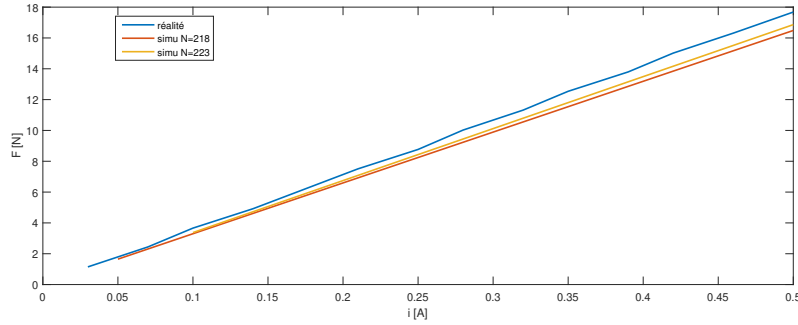


FIGURE 5.5 – Résultats de l'expérience permettant de trouver la constante de force K_F de l'actionneur et comparaison avec les simulations

Les courbes de force en fonction du courant imposé dans deux simulations sont également visibles sur la Figure 5.5, une en considérant les résultats post-optimisations, et donc avec $N = 218$ et l'autre avec le bon nombre de tours de l'actionneur $N = 223$. Les K_F moyen de ces deux cas sont respectivement de 32.97 et 33.7 [N/A]. On constate qu'en augmentant le nombre de tours, nous nous sommes logiquement rapprochés de la courbe des mesures, car K_F a augmenté et donc la pente de la courbe. La différence entre la simulation et la réalité vient, soit du fer considéré qui sature trop rapidement et réduit ainsi le champ dans l'entrefer de façon excessive, soit d'erreurs de mesure.

Force maximale en DC Grâce à ce test, nous pouvons également valider la force maximale en courant continu réellement développée par l'actionneur. Pour rappel, il s'agit de la force développée lorsque nous mettons un courant continu correspondant à la densité de courant maximale tolérée ($5 [A/mm^2]$), à savoir $i = 0.48 [A]$. La force mesurée correspondante vaut 17 [N]. Dans la simulation, en considérant la saturation dans le fer, nous obtenions une force de 15.2 [N]. On peut remarquer que les mesures ne sont pas compatibles entre elles. En effet, en calculant K_F avec la valeur moyenne du champ mesuré, on obtient $K_F = 33.86 [N/A]$, soit 5.2 % de moins. Cette incohérence peut venir de plusieurs facteurs ayant affecté les mesures de B , soit en calibrant mal le gaussmètre, soit à cause d'imprécisions de ses mesures. L'incohérence peut également se trouver du côté du calcul de K_F en raison de toutes les imprécisions que le test a pu amener (branchement du multimètre, imprécision de la balance,...).

En conclusion, nous considérerons les valeurs mesurées pour chaque paramètre, ne sachant pas établir lequel d'entre eux est le plus éloigné de la vérité.

Récapitulatif La table 5.1 récapitule les valeurs des paramètres de la bobine après optimisation, dans Comsol et issues de mesures du prototype. "/" signifie qu'elles n'ont pas été calculées par ce procédé.

Paramètre [Unité]	Optimisation	Simulation	Mesures
Masse m [g]	70	66	65
Nombre de tours N	218	/	223
Résistance R [Ω]	10.78	10.68	12.6
Inductance L [mH]	/	10.32	7.3
Champ magnétique B [T]	0.92	0.75	0.76
Constante de force K_F [N/A]	32.7	33.7	35.72
Force maximale en DC [N]	19.2	15.2	17

TABLE 5.1 – Tableau récapitulatif des paramètres après optimisation, après simulation et mesurés sur le prototype

5.2 Capteurs

Le modèle numérique utilisé pour calculer la force de réaction à appliquer à l'actionneur pour simuler le toucher du piano nécessite de connaître la position et la vitesse de la touche. Pour cela, 2 capteurs de position sont utilisés à partir desquels toutes les informations sont dérivées.

5.2.1 Choix et montage

Le choix des capteurs de position a déjà été motivé dans la section 4.1.4. Ils sont composés d'un capteur de champ magnétique à effet Hall ainsi que d'un aimant permanent. Ces derniers étant fixés sur la partie mobile tandis que les capteurs sont solidaires à la base. Un schéma de leur fonctionnement est illustré à la Figure 5.6.

L'axe de symétrie de l'aimant étant aligné avec l'axe de mesure du champ du capteur, ce dernier mesure le champ magnétique de l'aimant et en déduit son éloignement. La densité du flux magnétique sur l'axe de symétrie d'un aimant cubique est donné par l'équation 5.2 [30].

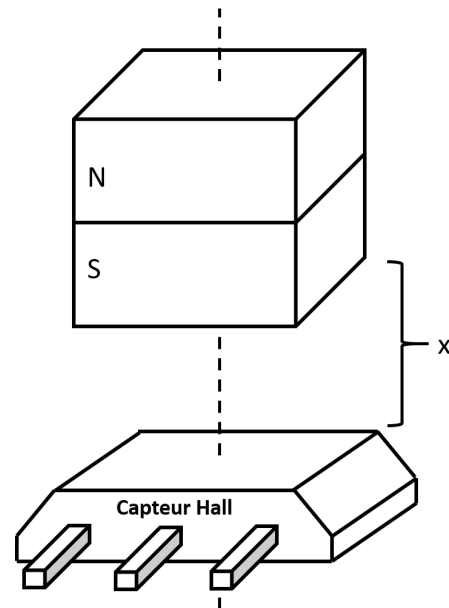
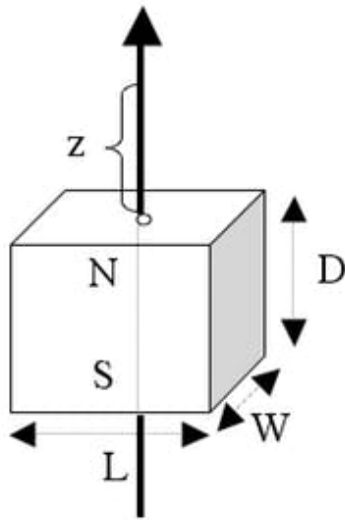


FIGURE 5.6 – Capteur de position

$$B = \frac{B_r}{\pi} \left[\arctan\left(\frac{LW}{2z\sqrt{4z^2 + L^2 + W^2}}\right) - \arctan\left(\frac{LW}{2(D+z)\sqrt{4(D+z)^2 + L^2 + W^2}}\right) \right] \quad (5.2)$$

La Figure 5.7 reprend les différents paramètres des aimants utilisés dans l'équation 5.2.



- B_r : Champ rémanent de l'aimant
- z : distance de la surface du pôle sur l'axe de symétrie
- L, W et D : Dimensions du cube

FIGURE 5.7 – Schéma de l'aimant cubique pour l'équation 5.2 [30]

Le champ magnétique mesuré par le capteur n'est donc pas linéaire par rapport à la distance qui le sépare de l'aimant. Le capteur magnétique est un capteur analogique qui fonctionne grâce à l'effet Hall. Sa tension de sortie est linéaire par rapport au flux magnétique mesuré et n'est par conséquent pas linéaire par rapport à la distance entre le capteur et l'aimant. La Figure 5.8 illustre la mesure de la tension de sortie d'un capteur en fonction d'une référence de distance prise grâce au capteur laser dont les caractéristiques de mesure sont connues. Sa sortie est un courant dont la valeur dépend linéairement de la distance qu'il mesure et il a une déviation de $8 [\mu m]$ sur une plage de mesure de $8 [mm]$. Nous utilisons donc ce capteur comme référence car il offre plus de précision que des mesures prises à la main.

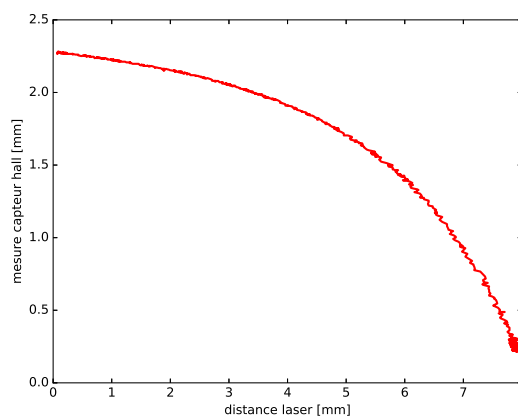


FIGURE 5.8 – Mesure capteur magnétique

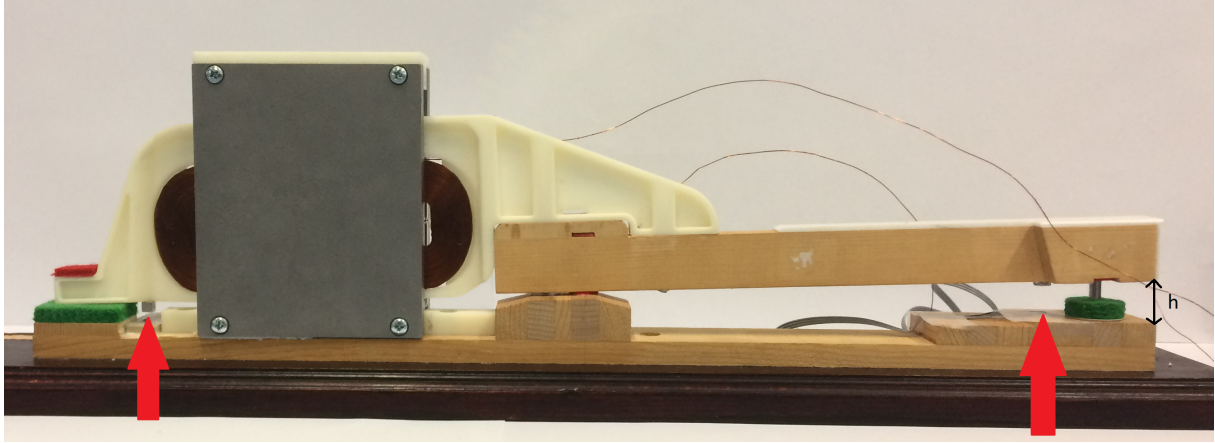


FIGURE 5.9 – Montage en opposition des capteurs à effet Hall

Ce défaut peut être corrigé en utilisant 2 capteurs montés en opposition comme illustré à la Figure 5.9. Lorsque la distance augmente d'un côté, elle diminue de l'autre. En utilisant une combinaison de l'information récoltée par ces 2 capteurs simultanément, il est possible d'obtenir une expression linéaire en fonction de la position de la touche. Cette expression n'est pas facile à obtenir sur base de l'équation 5.2 mais a été vérifiée expérimentalement. L'expression est la suivante :

$$x = k \cdot (V_1^2 - V_2^2)$$

Avec V_1 la tension mesurée au premier capteur, V_2 la tension mesurée au second et k un facteur déterminé lors de la calibration. Le graphe de cette transformation est illustré à la Figure 5.10.

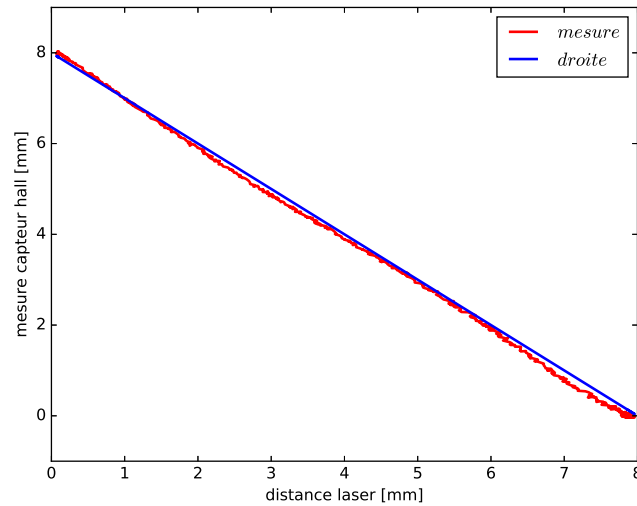


FIGURE 5.10 – Combinaison des 2 capteurs pour obtenir une relation linéaire

On observe tout de même une déviation entre le signal mesuré et la droite idéale. Cette déviation peut être mesurée en fonction de la plage totale de mesure des capteurs. Dans ce cas, on obtient une déviation maximum de 0.17 [mm] sur un total de 9.1 [mm] ce qui correspond à une déviation de 1.8%.

5.2.2 Exploitation des informations

Les 2 capteurs sont pour le moment uniquement utilisés pour mesurer la position de la touche. Il faut à présent en déduire la vitesse qui est simplement la dérivée première de la position. Pour un signal discret, cette expression est donnée par :

$$\dot{x} = \frac{x_t - x_{t-1}}{\Delta t} \quad (5.3)$$

Si cette opération est directement effectuée sur les données brutes de la position, cela donne un signal contenant beaucoup de bruit. La Figure 5.11 donne un exemple de la vitesse dérivée à partir des données de position non-filtrées. Pour améliorer ces résultats, il faut donc filtrer les données afin d'obtenir un signal moins bruité dont on peut dériver la vitesse.

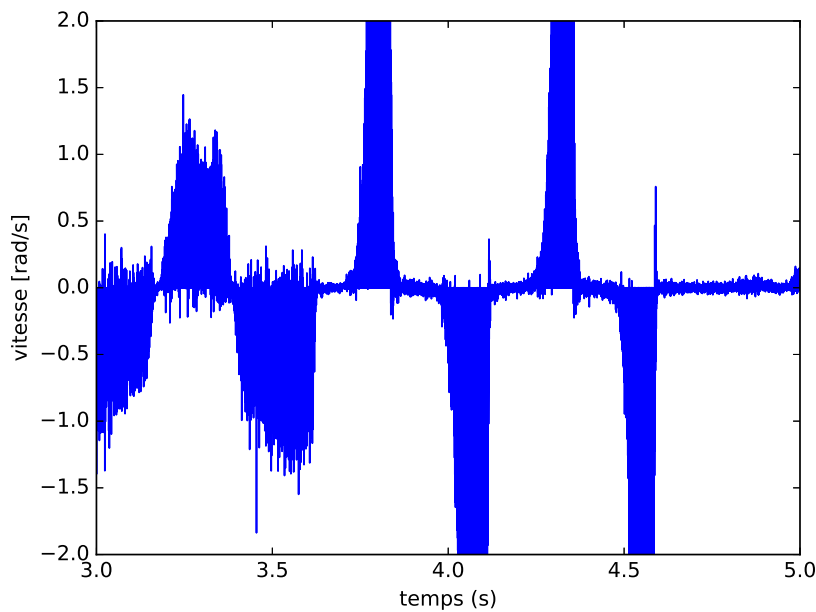


FIGURE 5.11 – Vitesse de la touche dérivée à partir de la position non-filtrée

Il existe plusieurs moyens de filtrer un signal pour en réduire le bruit mais le plus grand défi dans ce cas-ci est qu'il faut appliquer ce filtre en temps réel.

- Une solution est d'utiliser un filtre à moyenne glissante. Cette opération est assez simple et consiste à calculer la moyenne des n précédentes valeurs pour chaque pas de temps. Son expression est donc :

$$s(t) = \frac{(x(t) + x(t-1) + x(t-2) + \dots + x(t-n))}{n}$$

Avec $s(t)$ le signal filtré et $x(t)$ le signal brut. Cette méthode est assez efficace et permet de réduire la quantité de bruit sur le signal utile mais a également un inconvénient majeur dans le cas des applications en temps réel : au plus n est grand, au plus le délai entre le signal brut et le signal filtré augmente.

- Une deuxième solution est d'appliquer un filtre à moyenne mobile exponentielle. Cette méthode est très similaire à la précédente mais au lieu d'appliquer un poids identique pour chaque élément dans le calcul de la moyenne, le poids diminue de manière exponentielle

avec l'ancienneté des valeurs par rapport à la valeur actuelle. Son expression est donc la suivante :

$$s(t) = \alpha * x(t) + (1 - \alpha) * s(t - 1)$$

Avec $s(t)$ le signal filtré, $x(t)$ le signal brut et α un facteur compris entre 0 et 1 déterminant le poids de la valeur présente comparée à la moyenne des précédentes valeurs. On retrouve en effet la décroissance exponentielle du poids des valeurs précédentes en développant cette expression :

$$\begin{aligned} s(t) &= \alpha * x(t) + (1 - \alpha) * s(t - 1) \\ &= \alpha * x(t) + (1 - \alpha) * (\alpha * x(t - 1) + (1 - \alpha) * s(t - 2)) \\ &= \alpha * x(t) + \alpha * (1 - \alpha) * x(t - 1) + (1 - \alpha)^2 * s(t - 2) \end{aligned}$$

Les deux méthodes décrites ci-dessus présentent à peu près les mêmes résultats comprenant un délai entre le signal brut et le signal filtré. En revanche, le filtre à moyenne mobile exponentielle a l'avantage de la simplicité et de l'efficacité de calcul. En effet, ce dernier ne requiert que la valeur présente ainsi que la dernière moyenne calculée tandis que le filtre à moyenne glissante nécessite de conserver les n dernières valeurs pour en calculer leur moyenne. C'est donc cette deuxième solution qui a été retenue pour filtrer les mesures de position. Le résultat de cette opération est illustré à la Figure 5.12. La vitesse est calculée à partir de la position filtrée avec $\alpha = 0.1$ et ensuite filtrée elle-même avec $\alpha = 0.1$.

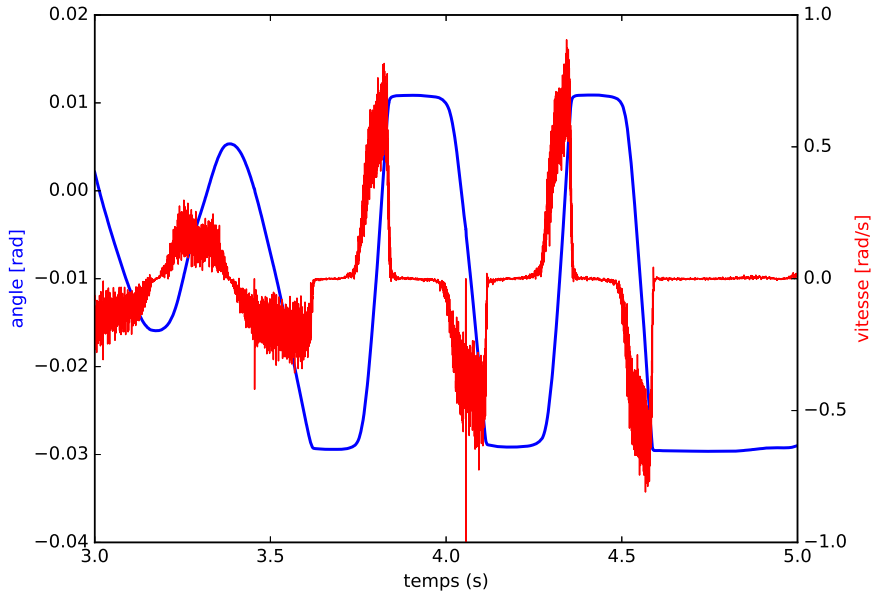


FIGURE 5.12 – Position et vitesse de la touche dérivée à partir de la position filtrée

La qualité du signal obtenu après avoir filtré les données de position n'est toujours pas optimale pour le modèle. En effet, celui-ci utilise un intégrateur pour le calcul de la force ce qui le rend instable pour des variations de vitesse très raides comme c'est le cas pour la vitesse illustré à la Figure 5.12. C'est pourquoi nous nous sommes tournés vers une autre méthode pour calculer la vitesse, il s'agit de la régression linéaire simple. Cette méthode consiste à interpoler les m

dernières données de position par une droite en minimisant l'erreur entre les données brutes et la droite interpolée par la méthode des moindres carrés. [31]

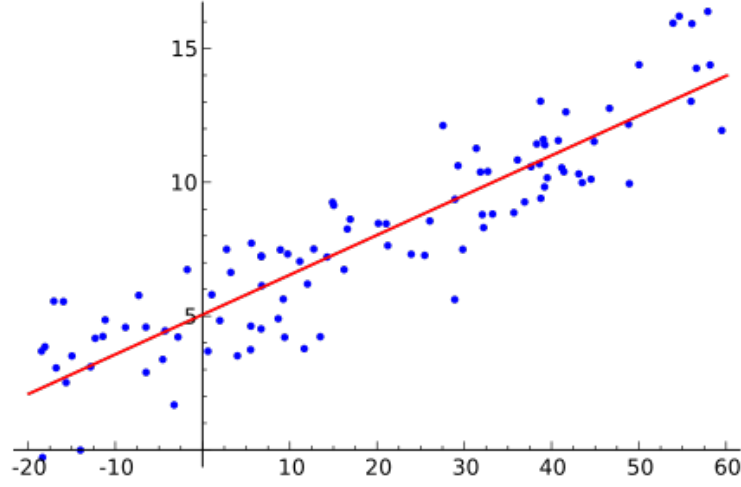


FIGURE 5.13 – Régression linéaire d'un nuage de points [31]

La fonction d'erreur utilisée pour la méthode des moindres carrés est donnée par l'équation 5.4 et correspond à la somme quadratique des déviations des m mesures aux prédictions.

$$S = \sum_{i=0}^m (x_i - f(t_i))^2 \quad (5.4)$$

En considérant $f(t) = \beta_1 t + \beta_0$ la fonction d'interpolation pour les m points, minimiser la fonction d'erreur revient à annuler le gradient de cette fonction. On trouve donc les expressions pour β_1 et β_0 .

$$\beta_1 = \frac{\sum (t_i - \bar{t})(x_i - \bar{x})}{\sum (t_i - \bar{t})^2} \quad (5.5)$$

$$\beta_0 = \bar{x} - \beta_1 \bar{t} \quad (5.6)$$

Avec $\bar{t}$ et $\bar{x}$ les moyennes empiriques de t et x respectivement.

Pour en déduire la vitesse, il faut donc prendre la dérivée de cette droite, c'est-à-dire sa pente qui correspond à la valeur de β_1 .

$$\dot{x} = \frac{\sum (t_i - \bar{t})(x_i - \bar{x})}{\sum (t_i - \bar{t})^2} \quad (5.7)$$

De nouveau, il y a certains inconvénients à calculer la vitesse comme ceci :

- l'apparition d'un délai entre la vitesse filtrée et la vitesse réelle. En effet les m dernières valeurs sont utilisées pour calculer la vitesse au temps présent, cela induit du délai et peut nuire aux performances du retour haptique.

- Une forme en escalier. La vitesse étant calculée sur base des m dernières données de la position, cette dernière est rafraîchie à la même fréquence. Cela donne des paliers de vitesse toutes les m valeurs (voir la Figure 5.14).

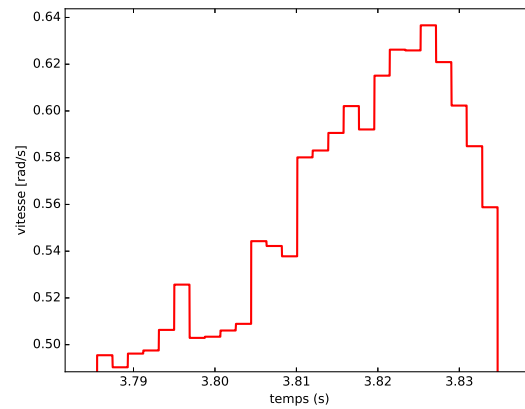


FIGURE 5.14 – Allure en "escalier" de la vitesse calculée par régression linéaire

Il est difficile de pouvoir comparer les performances des deux méthode de calcul de la vitesse présentées ci-dessus étant donné que les paramètre α et m peuvent varier. Ces paramètres vont influencer le délai du signal filtré et son rapport signal à bruit. Néanmoins, la Figure 5.15 montre une comparaison pour $\alpha = 0.1$ et $m = 50$ et on remarque que cette deuxième méthode offre un signal plus lisse pour un délai semblable. C'est donc cette dernière qui est retenue pour filtrer le signal utilisé dans le prototype.

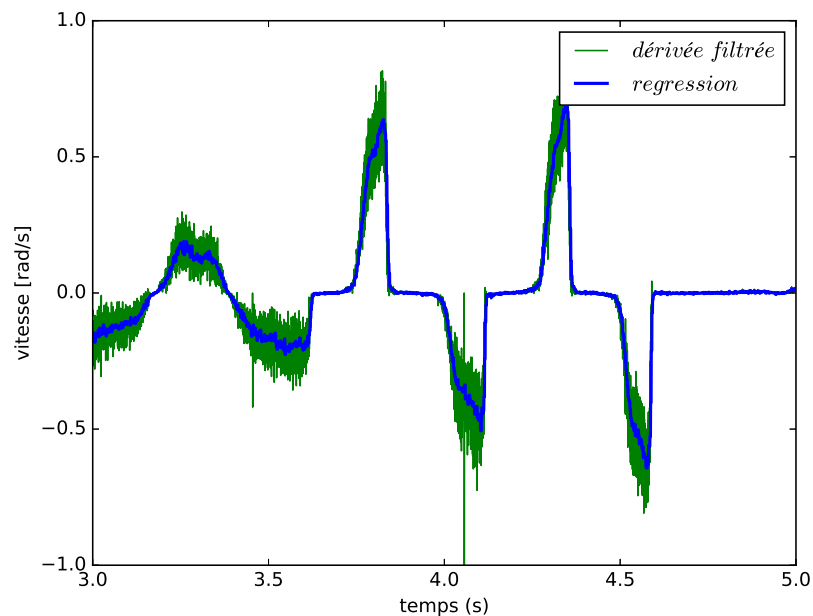


FIGURE 5.15 – Comparaison des vitesses calculées par dérivée (avec $\alpha = 0.1$) et par régression linéaire (avec $m = 50$)

5.3 Modèles et mesures de force

Maintenant que les performances de tous les éléments du prototype ont été évaluées, il est temps de s'intéresser à la principale innovation de cette méthode de retour haptique qui n'est autre que le modèle numérique. Pour cela, plusieurs points sont à observer :

- **Le temps d'exécution** Le modèle devant interagir avec son utilisateur, il est primordial qu'il tourne en temps réel. En effet, si la force à générer pour une position de la touche au temps t prend dt secondes à être calculée, cela signifie qu'elle sera appliquée au temps $t + dt$. Si ce laps de temps est trop élevé, cela induirait trop de délai dans le cycle et dégraderait les performances du retour haptique.
- **Force calculée** Le but principal du prototype est de simuler le toucher d'un piano classique. Un critère principal de performance est donc la force calculée par le modèle comparée à celle qui est réellement produite par un piano.

5.3.1 Modèle simple

Dans un premier temps, le prototype a été testé à l'aide d'un modèle simple. Celui-ci est composé d'une touche de piano à laquelle est fixé un ressort à son extrémité et dont le ressort s'échappe (se détache de la touche) lorsque la touche dépasse un certain angle. La Figure 5.16 illustre cette situation. Le but de cette expérience est de tester le prototype avec un modèle simple qui nécessite peu de puissance informatique et dont le calcul de la force est basique et facilement comparable.

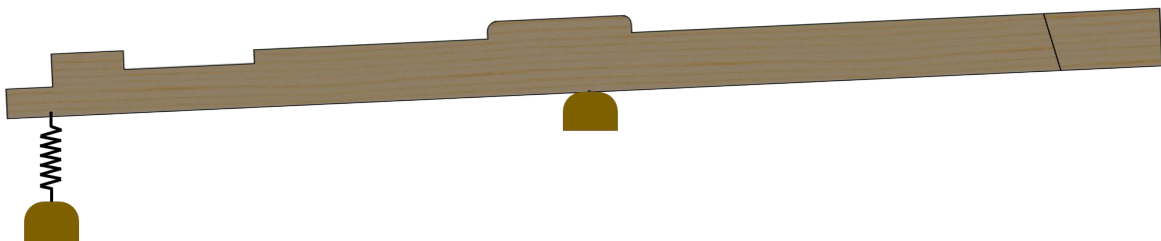


FIGURE 5.16 – Modèle simple composé d'une touche de piano et d'un ressort avec échappement

Pour valider ce modèle, il faut vérifier qu'il tourne bien en temps réel et qu'il produit la même force que celle qu'on ressentirait pour une configuration réelle (avec un ressort physique).

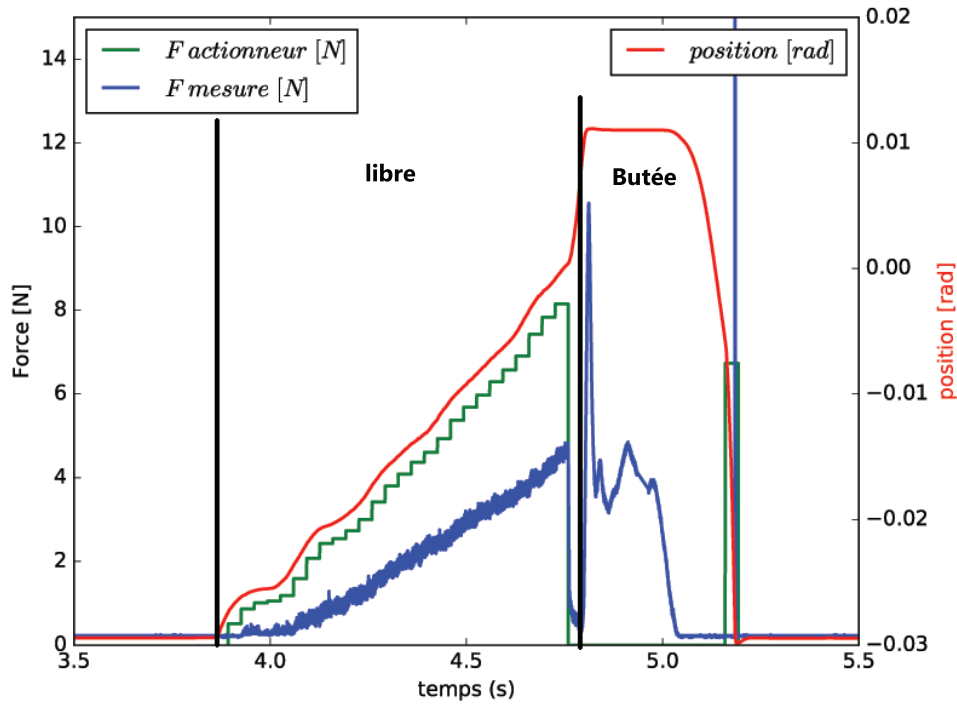
Temps réel

Pour mesurer ce paramètre, le temps d'exécution réel du modèle est mesuré pour une simulation de 10 [s]. Pour valider ce point, il faut absolument qu'il ne dépasse pas les 10 [s] pour s'exécuter en temps réel. Cette condition est bien satisfaite pour les 2 intégrateurs numériques utilisés avec ce modèle.

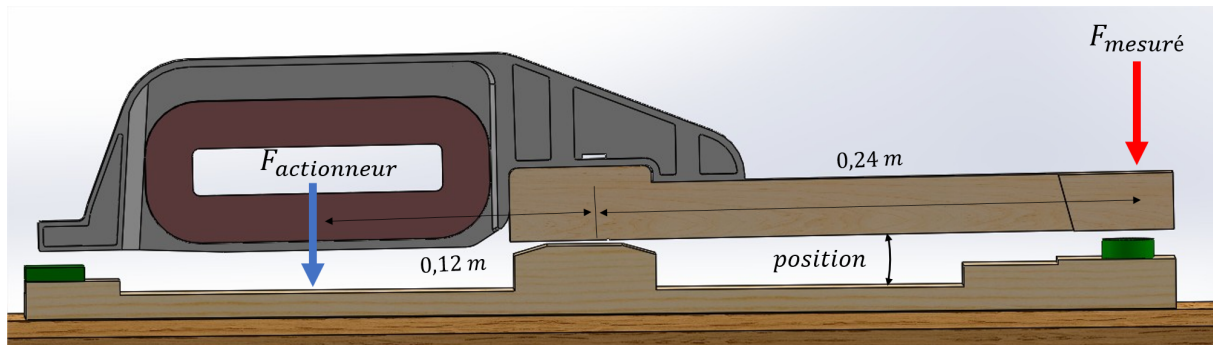
Performances modèle

Pour vérifier la force calculée par le modèle, nous utilisons le capteur de force installé à l'endroit où l'utilisateur appuie, c'est à dire l'extrémité de la touche opposée à l'actionneur. La Figure 5.17 illustre ces résultats. On observe que la force calculée est bien proportionnelle à l'angle de la touche avec une pente dépendant de la constante de raideur du ressort, dans ce cas-ci $K = 1200$ [N/m]. Et la force mesurée par le capteur est bien la moitié de la force générée par l'actionneur. Ce rapport vient du levier entre les 2 points (fig. 5.17b), la longueur étant 2 fois

plus grande entre le capteur et le pivot qu'entre ce dernier et l'actionneur. On observe aussi une force mesurée par la capteur après l'échappement du ressort bien que l'actionneur n'oppose plus aucune résistance. Cette force apparaît lorsque la touche vient buter sur le feutre et correspond à la pression du doigt sur la touche en butée, ce qui est visible sur le graphe par la position atteignant le maximum. Cette force disparaît bien lorsque la position redescend.



(a) Profils de force mesurée et calculée



(b) Schéma application des forces sur la touche

FIGURE 5.17 – Comparaison entre la force appliquée et celle ressentie en fonction de la position de la touche

5.3.2 Modèle à double échappement

Dans un second temps, nous avons testé les performances du prototype avec le modèle final qui va permettre de simuler le toucher d'un piano classique. Ce dernier modélise une touche de piano à double échappement dont le fonctionnement est expliqué dans la Section 1.1. Cette partie provient du travail réalisé par B. Bokiau dans le cadre de son mémoire sur la *Modélisation de la mécanique de frappe à double échappement du piano à queue* et adaptée par S. Timmermans pour augmenter ses performances et nous permettre de l'utiliser dans notre prototype.

Contrairement à l'expérience précédente, ce modèle comporte tous les éléments de la mécanique de frappe du piano et calcule toutes leurs interactions pour en déduire la force résultante au point de contact avec la touche. Sa complexité est donc bien supérieure au modèle précédent mais c'est bien avec ce modèle complet que le prototype est destiné à fonctionner. Pour que le retour haptique perçu par le pianiste soit le plus fidèle au piano classique, il faut que la force calculée par le modèle soit identique à celle réellement produite par la mécanique de frappe. De nouveau, nous allons donc évaluer dans ce cas-ci les performances en terme de temps réel et de calcul de force.

Temps réel

Pour mesurer ce paramètre, le temps d'exécution réel du modèle est mesuré pour une simulation de 10 [s]. Pour valider ce point, il faut absolument qu'il ne dépasse pas les 10 [s] pour s'exécuter en temps réel.

Comme expliqué à la Section 1.3, il est possible d'utiliser différents intégrateurs, chacun ayant ses avantages et ses inconvénients. Nous avons donc évalué les performances de chacun d'eux en termes de temps d'exécution. Pour chaque intégrateur, il est possible de définir son pas de temps d'intégration minimum. Le Tableau 5.2 illustre ces résultats. On observe que pour l'intégrateur "Rosenbrock", l'exécution temps réel est impossible. En effet, cet intégrateur fonctionnant à pas de temps adaptatifs, il n'y a aucun pas de temps d'intégration satisfaisant l'exécution temps réel. Soit le pas de temps est trop petit et le contrôleur n'a pas le temps de terminer l'exécution suffisamment rapidement, soit il est trop grand et le modèle s'emballe.

	Eulair	Rosenbrock
Repos	$3.2 * 10^{-5}$ [s]	$3.5 * 10^{-6}$ [s]
Frappe	$3.2 * 10^{-5}$ [s]	impossible

TABLE 5.2 – Pas de temps minimum pour une exécution temps réel

Performances modèle

Pour évaluer la force calculée par le modèle, il faut pouvoir la comparer à une référence. Nous avons pris pour cela un profil de force calculé par ce dernier sur un ordinateur de bureau dont les performances ont déjà été validées dans un précédent mémoire [4]. Ce profil correspond à une frappe d'intensité moyenne sur la touche. Nous en avons donc tiré un profil type illustré à la Figure 5.18. Dans ce profil, nous pouvons identifier 4 zones distinctes.

- **Zone 1** : après une mise à l'équilibre dans les premiers instants de la simulation (entre 0 et 0.01 [s]), la touche est au repos en position haute car aucune pression n'est appliquée de la part du pianiste. La force mesurée au niveau du pilote provient donc uniquement de la masse de la mécanique de frappe sous l'effet de la gravité. Cette force correspond à 1.7 [N] et reste constante.
- **Zone 2** : en appuyant sur le clavier, le pianiste accélère le marteau pour aller frapper la corde. La force résultante au pilote est donc la plus importante pendant cette étape. L'intensité de la force varie en fonction de la vitesse de frappe du pianiste mais conserve une allure similaire.
- **Zone 3** : grâce au mécanisme d'échappement, le marteau se libère du bâton d'échappement et n'exerce donc plus d'efforts sur la touche. La force mesurée au pilote décroît rapidement et ne dépend plus que de certains effets liés au mécanisme entre la touche et le marteau.

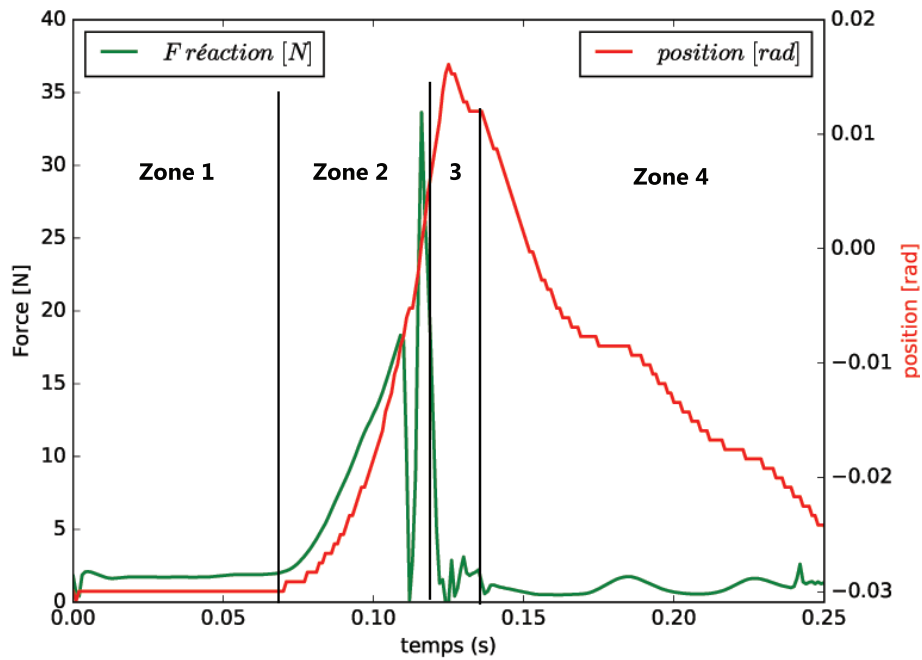


FIGURE 5.18 – Profil de force de référence

- **Zone 4** : la touche de piano remonte vers sa position de repos. Les efforts pendant cette étape sont minimes et ne dépendent que du mouvement du mécanisme de frappe sans accélération particulière. Notons également que la force mesurée n'est jamais négative. En effet, la liaison est assurée grâce à un simple contact donc il n'est pas possible que le chevalet puisse tirer la touche, ce qui induirait une force négative.

Nous avons ensuite effectué la même expérience sur le prototype en mesurant la force ressentie entre le doigt et la touche grâce au capteur de force. Le résultat est illustré à la Figure 5.19. Par souci de comparaison, le graphe affiche 2 fois la force mesurée au niveau du doigt car le levier entre ce dernier et le pivot est 2 fois plus grand que celui entre le pivot et le pilote.

En observant l'allure du graphe, nous retrouvons les 4 zones décrites ci-dessus ainsi qu'une 5^{ème}.

- **Zone 1** : lorsque la touche est au repos, l'actionneur applique une force correspondant au poids de la mécanique de frappe qui n'est dès lors plus présente physiquement. Cette force a une intensité de 1.7 [N], identique à celle présente dans le profil de référence. En revanche, le capteur ne mesure aucun effort étant donné qu'aucune pression n'est appliquée sur la touche de la part du pianiste.
- **Zone 2** : en appuyant sur la touche, le pianiste accélère le mouvement et la force résultante augmente. Une incohérence détectée dans cette zone est la différence entre la force mesurée et celle appliquée par l'actionneur. Cette divergence peut provenir des équations électriques servant à annuler l'effet du frein magnétique. Ces équations calculent la tension à appliquer à la bobine pour contrer la force électromotrice générée par le mouvement de la bobine dans le champ magnétique. Cette tension est d'autant plus élevée que la vitesse de la touche est grande. C'est en effet dans cette zone que la vitesse de la touche est la plus élevée. Un mauvais calcul de cette vitesse peut donc amener à une force générée par l'actionneur supérieure à celle calculée par le modèle.

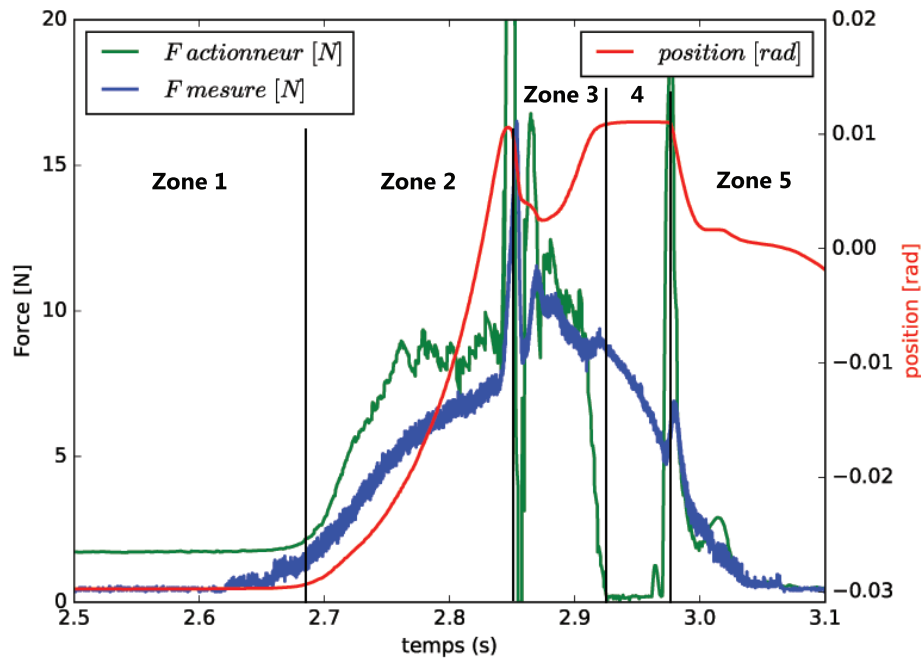


FIGURE 5.19 – Comparaison entre la force appliquée et celle ressentie en fonction de la position de la touche

- **Zone 3** : cette zone ne se retrouve pas dans le profil de référence. Elle correspond à une augmentation rapide de la force générée par l'actionneur, ce qui a pour effet de faire remonter la touche légèrement avant que cette force diminue pour ensuite redescendre en butée. Ce phénomène peut être expliqué par une erreur d'intégration du modèle qui génère une force anormalement élevée, ce qui a pour conséquence de perturber la dynamique de la touche.
- **Zone 4** : la touche est en butée contre le feutre, ce qui se caractérise sur le graphe par sa position maximale et constante. La force exercée par l'actionneur est donc très faible, en revanche, la force mesurée par le capteur n'est pas nulle car le pianiste exerce toujours une pression sur la touche pour la maintenir en position basse. Ce comportement est identique à celui observé avec le modèle simple.
- **Zone 5** : la pression appliquée sur la touche par le pianiste est relâchée et cette dernière remonte vers sa position de repos. La force appliquée diminue rapidement en même temps que celle appliquée par l'actionneur.

Bien qu'on retrouve la même allure dans le profil obtenu sur le prototype, on n'a pas encore la même sensation au toucher que sur un piano classique. Ce profil diffère de celui de référence surtout au niveau du caractère oscillant de la force calculée par le modèle. Ce manque de performance vient de plusieurs choses.

- Une puissance de calcul limitée sur le Raspberry. Ces performances numériques insuffisantes ne permettent pas d'obtenir une exécution temps réel du modèle avec l'intégrateur numérique offrant les meilleurs résultats. Cela affecte donc le profil en appliquant une force qui aurait dû être appliquée un instant plus tôt.
- Un signal de position de mauvaise qualité. La présence de bruit dans la position mesurée par les capteurs complique la tâche de dérivation pour en obtenir la vitesse. En effet, pour

avoir un signal exploitable et pouvoir calculer la vitesse, il faut appliquer un filtre qui atténue le bruit mais qui induit du délai. Cela a pour effet de retarder le signal de position et par la même occasion, celui de la vitesse et donc une dégradation du profil de force.

Tous ces points faibles décelés sur le prototype nous amènent à établir des perspectives d'améliorations qui permettront de corriger ces défauts et, par conséquent, améliorer la qualité de la force appliquée par l'actionneur et donc le toucher ressenti.

5.4 Perspectives

Suite à l'analyse des performances du prototype évaluées ci-dessus, certaines perspectives d'amélioration peuvent être envisagées en vue d'améliorer la qualité du retour haptique lors de travaux futurs.

Pour augmenter les performances de calcul et assurer une exécution temps réel du modèle dans le contrôleur, plusieurs solutions sont imaginées.

- Utiliser un contrôleur offrant de meilleures performances de calcul tel que l'Odroid. Cette solution a déjà été prévue au niveau de l'interface électronique, les composants nécessaires sont déjà présents et une connexion avec l'Odroid est prévue.
- Optimiser le modèle numérique embarqué dans le contrôleur. En réduisant le temps d'exécution d'une boucle, cela permettrait de satisfaire la contrainte de temps réel et améliorer la qualité de la force calculée. Cette optimisation se fait principalement au niveau de l'intégrateur numérique. Cette piste a déjà été explorée et a permis de grandes améliorations réalisées par S. Timmermans au cours de l'année.

Il serait intéressant d'améliorer la qualité du signal de position de la touche mesuré par les capteurs. Une solution nous vient à l'esprit, l'ajout d'un accéléromètre en parallèle des capteurs de position. Étant donné que la vitesse d'un élément est la dérivée de la position et l'intégrale de son accélération, coupler ces 2 capteurs permettrait de calculer cette vitesse de 2 façons différentes et, ajouté à un filtre de Kalman, cela pourrait améliorer la précision de mesure et éviter les problèmes liés aux filtres comme discuté dans la Section 5.2.

Une autre solution serait de remplacer les capteurs à effet Hall par d'autres capteurs de position offrant une meilleure qualité de signal et par conséquent nécessitant moins de filtres pour en exploiter l'information.

Lors de sa conception, l'actionneur a été sur-dimensionné d'un facteur 3. Après validation de ses performances, nous constatons toujours ce sur-dimensionnement. Ceci pourrait être corrigé au niveau de l'optimisation, en la modifiant de la façon suivante.

- Ajouter la longueur de l'actionneur comme paramètre. Pour l'instant nous l'avons fixée au maximum de l'espace disponible. En ajoutant d'autres contraintes ou objectifs à l'optimisation, celle-ci pourrait se voir réduite. De plus, en revoyant les dimensions de l'actionneur, nous pourrions revoir le choix des aimants afin de n'avoir qu'un seul aimant par pôle au lieu plusieurs aimants placés côte à côte. En effet, nous avons constaté une diminution du champ entre deux aimants dans la section 5.1.
- Ajouter le coût des matériaux dans la fonction objectif. En particulier celui des aimants, ce qui permettrait à l'optimisateur de trouver une solution optimale pour la longueur de

l'actionneur. Nous pourrions même envisager de remplacer totalement la fonction objectif actuelle de minimisation des pertes électriques par celle du coût des matériaux.

- Contraindre de manière explicite la densité de courant RMS dans la bobine. En effet, au vue des ajouts précédents (et en particulier si les pertes électriques n'apparaissent plus dans l'optimisation), l'optimisateur devrait avoir tendance à diminuer les dimensions de l'actionneur, au détriment de la densité de courant. Il faut alors la contraindre de manière explicite afin de trouver le réel optimum.

Une autre amélioration que nous avons envisagée mais que nous n'avons pas pu mettre en place, était l'ajout d'un ressort entre la touche et le bâti afin de soulager l'actionneur, en particulier lorsque la touche n'est pas actionnée et qu'il doit par conséquent appliquer une force correspondant au poids des corps de la mécanique de frappe. Pour déterminer la raideur optimale du ressort nous l'ajouterions comme nouveau paramètre de l'optimisation et en déduirions sa longueur neutre afin qu'il reprenne exactement le poids du mécanisme de frappe. Ce ressort verrait toute son utilité dans un futur prototype à plusieurs touches. Cette amélioration reste cependant secondaire car elle vise uniquement à minimiser l'énergie consommée par l'actionneur, et ne modifie en rien les performances du prototype dans sa reproduction du toucher.

Conclusion

Les pianos numériques actuels offrent déjà un son très fidèle à celui produit par les pianos classiques. Cependant, leur toucher n'est pas encore à la hauteur de ce qu'attendent les pianistes. L'objectif de ce mémoire était la conception et la validation d'un prototype de dispositif à retour haptique d'une touche de piano, en vue de son extension pour un clavier complet comprenant 88 touches. Afin de répondre aux contraintes énoncées au début du projet, plusieurs étapes ont été nécessaires.

Tout d'abord, l'optimisation de l'actionneur a permis d'obtenir ses dimensions idéales, tout en étant capable de générer une force correspondant au profil type d'une frappe de pianiste, et en respectant les contraintes d'espace qui lui étaient imposées. La principale contrainte porte sur son épaisseur pour permettre une disposition des 88 touches côte à côte en vue d'une application à un clavier complet.

Ensuite, la conception mécanique du prototype a permis, en partant d'une mécanique de touche de piano existante et en modifiant plusieurs de ses éléments, de remplacer la mécanique de frappe par l'actionneur.

A côté de cette partie mécanique du projet, le design électronique a permis d'assurer l'interface entre le contrôleur et le prototype en y ajoutant des capteurs et en pilotant l'actionneur. Cette étape a abouti à un prototype fonctionnel.

Par la suite, plusieurs expériences ont été menées pour mesurer les performances du prototype et la qualité de son retour haptique. Les résultats du modèle simple confirment le fonctionnement de tous les éléments du prototype et leur contrôle. En revanche, les résultats suite aux expériences menées avec le modèle complet d'une touche de piano à double échappement montrent que le contrôle n'est pas encore au point pour des modèles complexes. Certaines pistes d'amélioration ont pu cependant être identifiées en vue d'augmenter la qualité du retour haptique généré par ce prototype. En voici les principales :

- Augmenter les performances de calcul du contrôleur embarqué en remplaçant le Raspberry Pi 3b+ utilisé jusqu'à maintenant par un Odroid XU4 offrant de meilleures performances.
- Améliorer le modèle utilisé pour réduire le temps d'exécution et permettre de fonctionner en temps réel sur le contrôleur embarqué.
- Améliorer la qualité du signal des capteurs utilisés pour mesurer la vitesse de la touche en utilisant un capteur d'accélération en parallèle.

Le prototype mis au point durant ce projet ouvre de solides perspectives d'avenir. En prenant en compte les différentes améliorations citées ci-dessus, nous sommes persuadés qu'un prototype à plusieurs touches obtiendra des résultats encore plus probants et qu'il contribuera au futur des pianos numériques.

Ainsi se termine ce projet d'ingénierie au service de la musique et nous sommes très heureux d'avoir pu le mener à terme.

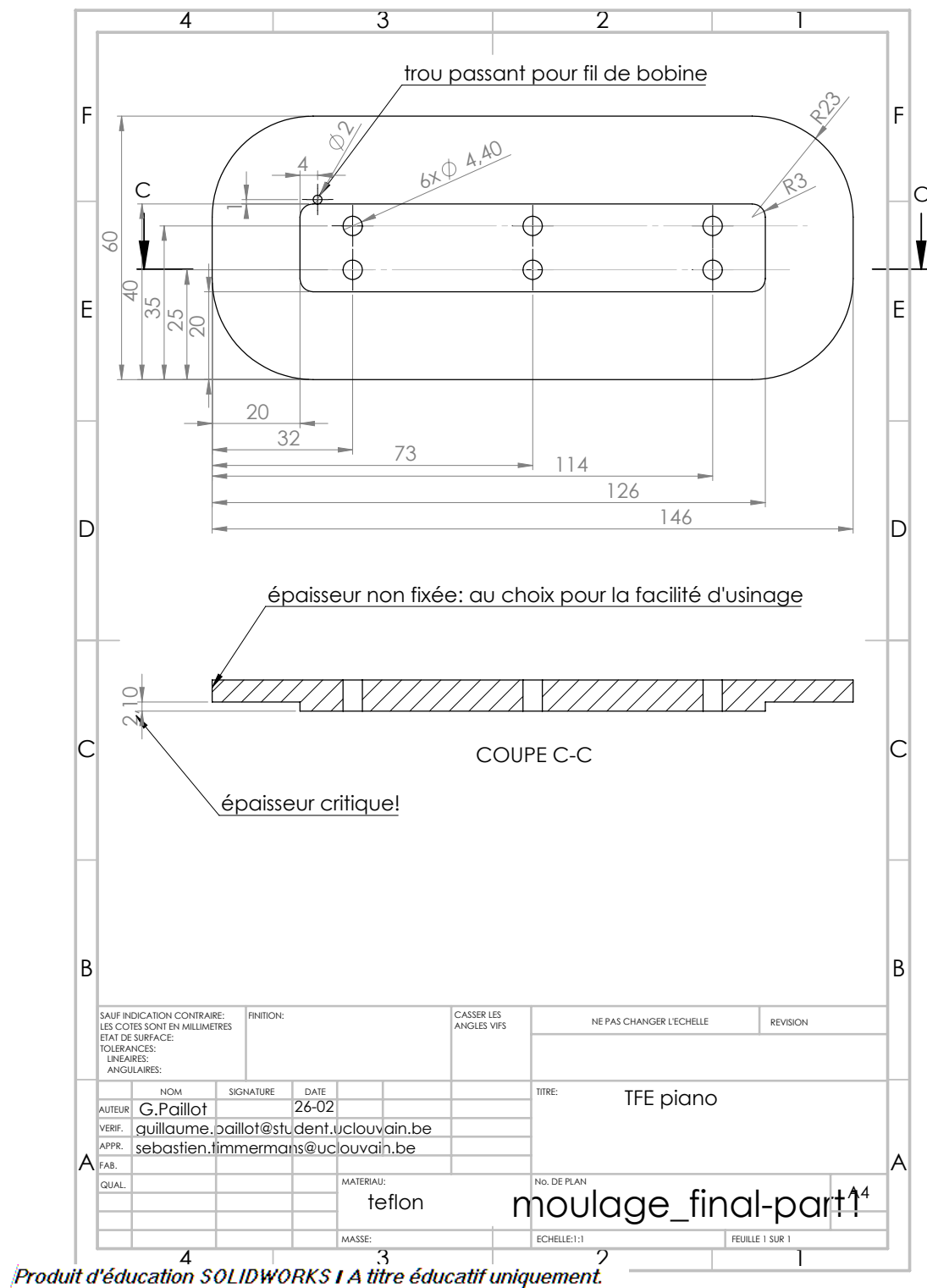
Bibliographie

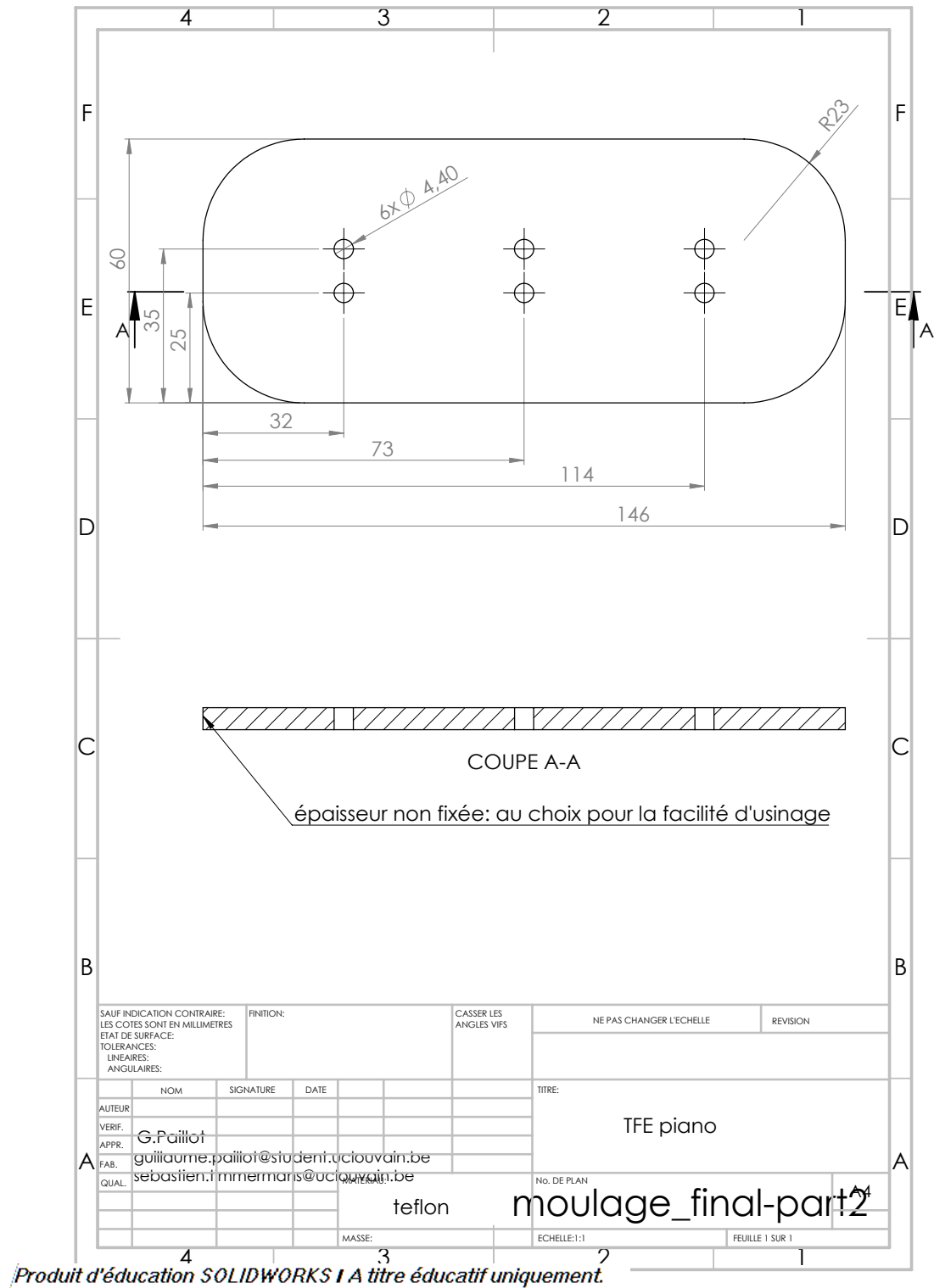
- [1] Baudouin Bokiau, Anne-Emmanuelle Ceulemans et Paul Fisette. "Historical and dynamical study of pianos actions : A multibody modelling approach". In : *Journal of Cultural Heritage*, vol. 275, pp.S120-S130, May 2017
- [2] Audiofanzine. *Définition de "Toucher lourd"*. 2018. URL : <https://fr.audiofanzine.com/glossaire/a.play,word.Toucher-lourd.html> (consulté le 08/06/2018)
- [3] YAMAHA. *CLP Series*. 2018. URL : https://fr.yamaha.com/fr/products/musical_instruments/pianos/clavinova/index.html (consulté le 08/06/2018)
- [4] Baudouin Bokiau. *Modélisation de la mécanique de frappe à double échappement du piano à queue*. Master thesis, Ecole polytechnique de louvain, Louvain-La-Neuve, 2011
- [5] Vincent Haywards et Karon E. Maclean. "Do It Yourself Haptics : Part 1". In : *IEEE Robotics & Automation Magazine*, pp.88-104, December 2007
- [6] Baudouin Bokiau. *Analysing the design evolution of late 18th century Prellzungenmechaniken*. PhD thesis, Ecole polytechnique de louvain, Louvain-La-Neuve, October 2016
- [7] Wytse Miedema. *Active haptic feedback within a musical keyboard*. PhD thesis, University of Twente, June 2016
- [8] Roberto Oboe. "A Multi-Instrument, Force-Feedback Keyboard". In : *Computer Music Journal*, 30 :3, pp.38-52, Fall 2006
- [9] B. Davis, P. Gunckle, M. Kihira et Z. Qu. *Programmable Force Feedback Keyboard*. University of Michigan, 2009
- [10] José Lozada. *Modélisation, contrôle haptique et nouvelles réalisations de claviers musicaux*. PhD thesis, Ecole polytechnique X, 2007
- [11] F. Jen, P. Gururaja, R. Middleton et S. Shea. *True Force Keyboar : Force-Reflecting Electronic Musical Instrument Interface*. April 2006
- [12] Adel Izadbakhsh. *Dynamic and Control of a Piano Action Mechanism*. Master thesis, University of Waterloo (Ontario, Canada), 2006
- [13] CEREM. ROBOTRAN : Symbolic generator of multibody systems. 2017. URL : <http://www.robotran.be/> (consulté le 02/06/2018)
- [14] WIKIPEDIA. *Force de Laplace*. 2017. URL : https://fr.wikipedia.org/wiki/Force_de_Laplace (consulté le 14/04/2018)
- [15] COMSOL. *Mixez et associez les produits de la suite COMSOL® de logiciels Multiphysiques*. 2018. URL : <https://www.comsol.fr/products> (consulté le 27/04/2018)
- [16] D. Grenier, F. Labrique , H. Buyse et E. Matagne. "Machines à courant continu à collecteur ou à commutation électronique". In *ELECTROMECHANIQUE : Convertisseurs d'énergie et actionneurs*. Paris : Dunod, 2001, page 208
- [17] Jonathan Denis. *Tutoriel Algorithme Génétique*. Tutoriel à destination des étudiants dans le cadre du projet ELEC 2311. Ecole polytechnique de louvain, Louvain-La-Neuve, 13/10/10

- [18] WIKIPEDIA. "Inductance propre de circuits simples dans l'air". In : *Inductance*. 2018. URL : <https://fr.wikipedia.org/wiki/Inductance> (consulté le 11/05/2018)
- [19] I. Magnabosco, P. Ferro, A. Tiziani et F. Bonollo. *Induction heat treatment of a ISO C45 steel bar : Experimental and numerical analysis*. Department of Management and Engineering, DTG University of Padova, Italie, 2005
- [20] Université Laval. *CHM 2904 les matériaux et leurs propriétés*. URL : https://www.chm.ulaval.ca/gecha/chm2904/1_introduction/densites_materiaux.pdf (consulté le 27/04/2018)
- [21] Supermagnete. *Quels revêtements existent-ils pour les aimants ?*. URL : <https://www.supermagnete.be/fre/faq/Quels-revetements-existent-ils-pour-les-aimants> (consulté le 11/05/2018)
- [22] Kungfubrothers.com. *Piano Action Models*. 2006-2017. URL : <http://www.kungfubrothers.com/pianoactionmodels.html> (consulté le 08/06/2018)
- [23] Epoxy Technology. *EPO-TEK® 353 ND*. Technical Data Sheet, 2017
- [24] Solidworks. *Produits Solidworks : Solutions intuitives pour tous les aspects de votre processus de conception*. 2018. URL : <http://www.solidworks.fr/sw/3d-cad-design-software.htm> (consulté le 25/05/2018)
- [25] Raspberry Pi Foundation. *Raspberry Pi 3 Model B+*. URL : <https://www.raspberrypi.org/products/raspberry-pi-3-model-b-plus/> (consulté le 10/05/2018)
- [26] Odroid HARDKERNEL. *Products : Odroid XU4*. 2013. URL : http://www.hardkernel.com/main/products/prdt_info.php?g_code=G143452239825. (consulté le 12/12/2017)
- [27] Intel. *Processeur Intel® Core™ i7-3537U*. URL : https://ark.intel.com/fr/products/72054/Intel-Core-i7-3537U-Processor-4M-Cache-up-to-3_10-GHz (consulté le 08/06/2018)
- [28] SICK. *Capteurs de mesure de déplacement OD Value*. 2018. URL : <https://www.sick.com/be/fr/capteurs-de-distance/capteurs-de-mesure-de-deplacement/od-value/od2-p30w04i0/p/p185840> (consulté le 05/06/2018)
- [29] Tekscan. *Products & Solutions : FlexiForce A201 Sensor*. <https://www.tekscan.com/products-solutions/force-sensors/a201> (consulté le 16/04/2018)
- [30] Supermagnete. *Comment calculer la densité du flux magnétique ?*. URL : <https://www.supermagnete.be/fre/faq/Comment-calculer-la-densite-du-flux-magnetique> (consulté le 11/05/2018)
- [31] WIKIPEDIA. *Régression linéaire*. 2018. URL : https://fr.wikipedia.org/wiki/Régression_linéaire (consulté le 16/05/2018)

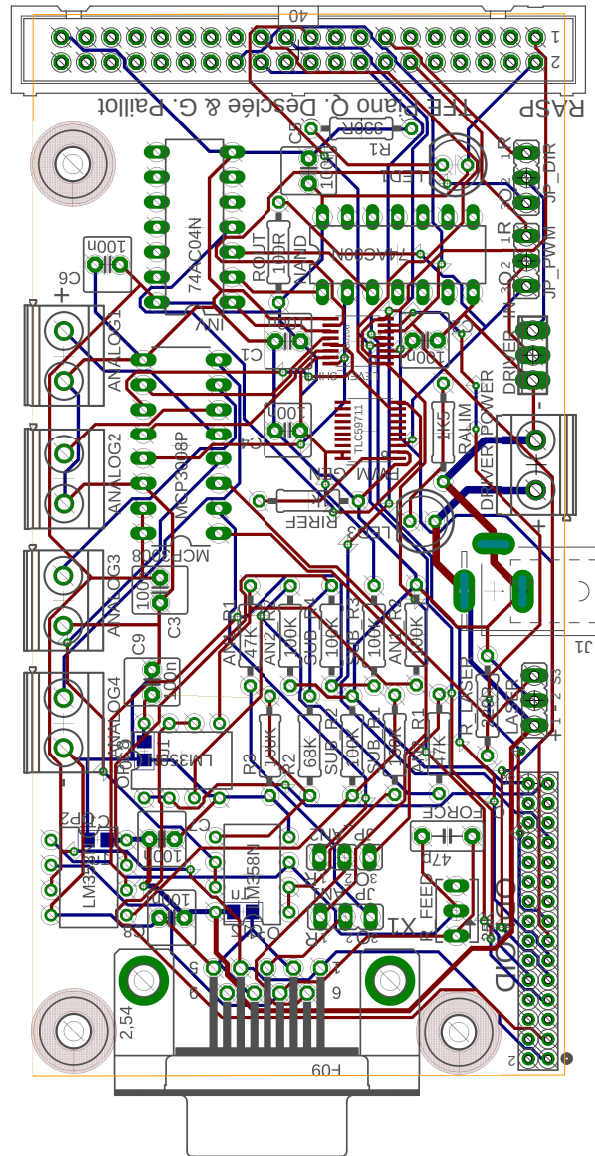
Appendices

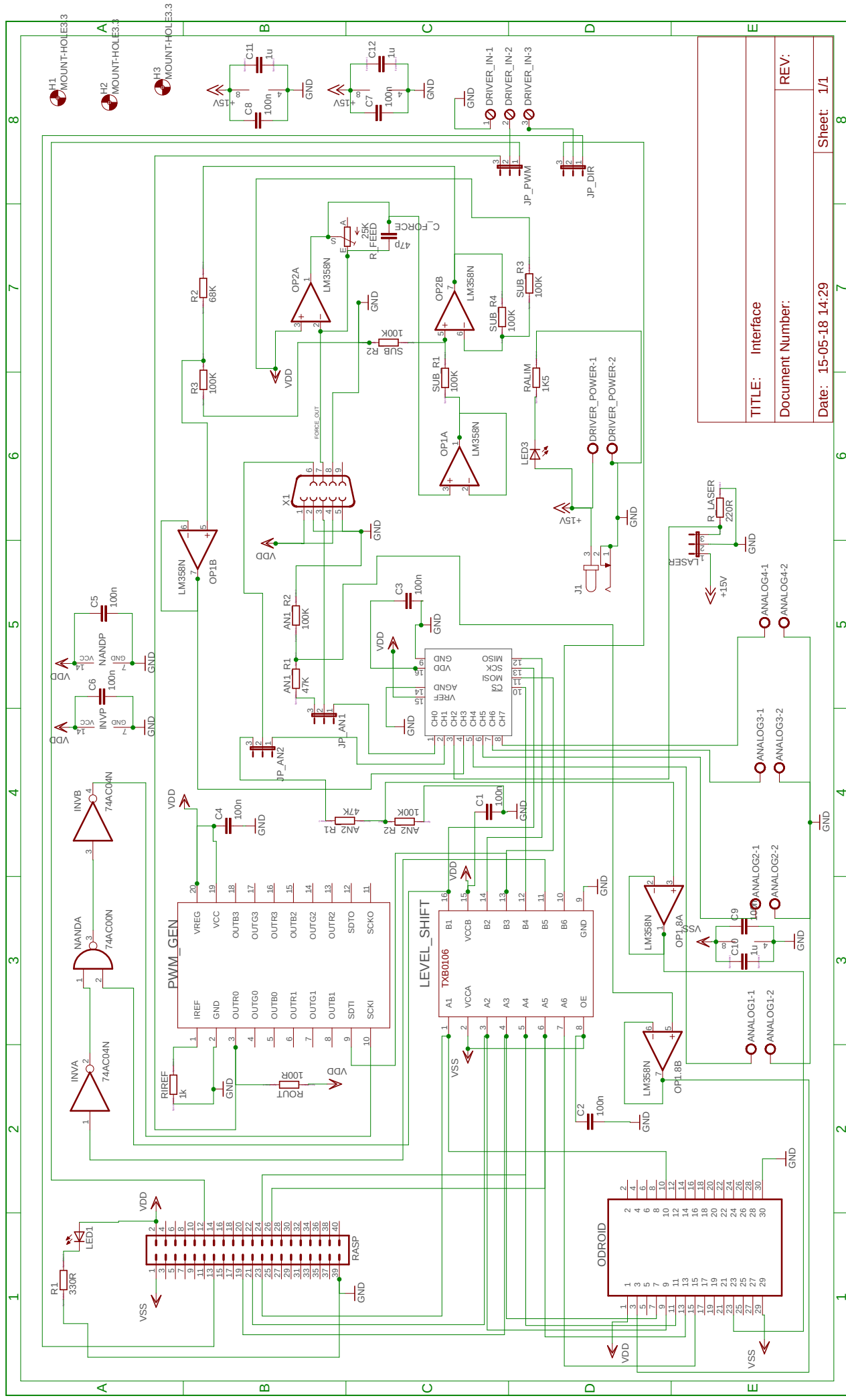
A Plans mécaniques





B Circuit interface





C Liste des éléments du prototype

Matériel	Type de produit/référence	Quantité
Pièces mécaniques		
Modèle d'action piano	mécanique entière d'une touche de piano	1
Pièces de fer	Acier C45E	2
Aimants permanents	40 x 20 x 5 [mm], Néodyme, N42, nickelé	20
Bobine : • fil de cuivre	Câble rigide, cuivre émaillé, diamètre : 0.35 [mm]	/
• Résine	Mélange de résine et d'époxy thermodurcissant	/
Cales d'entrefer de l'actionneur	Impression en 3D à base d'ABS	2
Support de la bobine	Impression en 3D à base d'ABS	1
Vis de fixation	Vis M3 et M4 à tête plate de longueur variable	10
Electronique		
Résistances électriques	Résistance allant de 220 [Ω] à 100 [$k\Omega$], 0.25 [W]	15
Potentiomètre variable	25 [$k\Omega$], 25 Tours, Traversant, 500 [mW]	1
Capacités de découplage	Capacité céramique de 100 [nF]	9
Capacité capteur de force	Capacité céramique de 47 [pF]	1
ADC	MCP3008	1
Connecteur femelle Sub-D	Connecteur 9 contacts Embase, Soudage	1
Connecteur mâle Sub-D	Connecteur 9contacts Embase, traversant	1
Câble Sub-D	Câble d'ordinateur, mini Sub-D mâle	1
Amplificateurs opérationnels	LM358AP	3
Jumpers 3 connections	Jumper en bande à découper	4
Bornier fil à carte	Borniers 2 et 3 voies Phoenix Contact	6
Boîtier de connecteur	Simple rangée, 2 et 3 voies, mâles et femelles	4
Connecteur jack	connecteur d'alimentation DC femelle traversant	1
Porte NAND	2 entrées SN74AC00N	1
Inverseur	SN74AC04N	1
Translateur de tension	TXB0106PWR	1
Générateur de PWM	tlc59711	1
Alimentation 15 [V]	Alimentation AC/DC 36 [W]	1
Raspberry Pi	Kit de démarrage Raspberry Pi modèle 3B+	1
Odroid XU4	Chargeur et adaptateur audio USB inclus	1
Pilote de l'actionneur	Cytron MD10C	1
Capteurs		
Capteur à effet Hall	A1301	2
Capteur laser	Sick OD2-P30W04I0	1
Capteur de force	Flexiforce A201	1

