



N° d'ordre :

THÈSE

PRÉSENTÉE A

UNIVERSITÉ BORDEAUX 1

ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR

Par ARRIJURIA Olivier

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

SPÉCIALITÉ :Électronique

CONTRIBUTION À L'INTÉGRATION DE CENTRALES
INERTIELLES:
OUTILS D'AIDE À LA CONCEPTION ET À L'OPTIMISATION

Thèse dirigée par PELLET, Claude
et co-encadrée par BRIAND, Renaud

Soutenue le 24 novembre 2008

Devant la commission d'examen formée de :

M.DEVAL, Yann	Professeur des Universités, ENSEIRB Bordeaux	Président du Jury
M. BASROUR, Skandar	Professeur des Universités, Polytechnique Grenoble	Examinateur
M.BRIAND, Renaud	Enseignant-chercheur, ESTIA-Recherche	Co-directeur
M. MARTINEZ, Augustin	Professeur des Universités, INSA Toulouse	Rapporteur
M. NOUET, Pascal	Professeur des Universités, Polytechnique Montpellier	Rapporteur
M. PELLET, Claude	Professeur des Universités, IMS-IUT Bordeaux1	Directeur de thèse

Remerciements

En premier lieu, je tiens à remercier mes parents qui m'ont appris ce qu'est le travail. Je remercie également mes frères avec lesquels je partage de nombreux souvenirs comme la fusée de soda et les nombreuses parties de jeu vidéo au milieu de la nuit.

Je remercie les quelques enseignants qui ont réussi à me transmettre leur passion, notamment les professeurs du lycée professionnel et technique de Saint Joseph situé à Hasparen qui, malgré les difficultés à enseigner, nous ont transmis un grand savoir.

Je tiens également à saluer tous mes collègues de l'école d'ingénieur ESTIA à Bidart avec lesquels j'ai passé de très bons moments. J'ai apprécié tout particulièrement les soirées d'origami et les sorties au cinéma qui se terminent par une corvée de vaisselle. Je remercie également Jean Roch Guiresse qui m'a aidé à poursuivre cette thèse.

Je remercie tous mes amis, aussi bien proches que lointains, que j'ai eu le privilège de rencontrer lors de mes études sans oublier tous les membres du football club de Saint Esprit à Bayonne.

Enfin, je remercie les hasards de la vie qui m'ont fait croiser le chemin d'une petite comédienne, du moins en taille, dont la spécialité est de parodier Mickael Jakson (Beat it). Elle est, selon le cas, mon Ying ou mon Yang. Elle est surtout ma confidente, mon éternel soutien sans qui je n'aurais sûrement jamais soutenu ces travaux. Avec elle, j'ai eu la joie de réaliser mon rêve le plus cher, celui de donner la vie.

Je tiens également à dédier ces quelques mots à notre fille Emma qui nous procure tant de bonheur ainsi qu'à nos prochains enfants pour toutes les joies à venir.

Table des matières

Introduction	1
1 La centrale inertielle et les capteurs associés (état de l'art)	3
1.1 Introduction	4
1.2 La centrale inertielle et ses capteurs	4
1.2.1 Capteurs inertiels de type accéléromètre	4
1.2.1.1 Accéléromètre capacitif	6
1.2.1.2 Accéléromètre optique	6
1.2.1.3 Accéléromètre piézorésistif	7
1.2.1.4 Accéléromètre piézojonction	7
1.2.1.5 Accéléromètre piézoélectrique "Electrostatically levitated"	7
1.2.1.6 Accéléromètre thermique	8
1.2.1.7 Accéléromètre à effet tunnel	8
1.2.1.8 Accéléromètre vibrant	8
1.2.1.9 Accéléromètre à effet magnétique	9
1.2.2 Capteurs inertiels de type gyroscope	9
1.2.2.1 Gyroscopes vibrants	10
1.2.2.2 Gyroscopes optiques	11
1.3 Interface et électronique de traitement pour capteurs inertiels	11
1.3.1 Interfaces capteurs	12
1.3.1.1 Amplificateur à trans-impédance	12
1.3.1.2 Amplificateur de charge	13
1.3.1.3 Interface à réseau d'impédance	14
1.3.1.4 Pont de Wheatstone	15
1.3.2 Traitement électronique	16
1.3.2.1 Traitement électronique d'accéléromètres et gyromètres	17
1.3.3 Conversion analogique numérique et particularité d'une chaîne de traitement sigma delta	18
1.3.3.1 L'échantillonneur bloqueur	18
1.3.3.2 Le quantificateur	18
1.3.3.3 Convertisseur analogique numérique	20
1.3.3.4 Modulation Sigma Delta	20
1.3.3.5 Modulateur Sigma Delta passe bas d'ordre N	24
1.4 Conclusion	27
2 Modélisation et paramètres technologiques d'un accéléromètre capacitif	29
2.1 Introduction	30
2.2 Modélisation analytique d'un accéléromètre capacitif	30
2.2.1 Caractéristiques de la masse flottante	31
2.2.1.1 Composition de la masse flottante	31

2.2.1.2	Comportement du support mécanique et des armatures mobiles	31
2.2.2	Caractérisation et modélisation des différents types de ressorts . . .	33
2.2.2.1	Homogénéisation des paramètres mécaniques	34
2.2.2.2	Étude énergétique d'un ressort	34
2.2.2.3	Calculs des coefficients de raideur	36
2.2.3	Influence de l'amortissement du système	41
2.2.3.1	Écoulement de Stokes	42
2.2.3.2	Écoulement de Poiseuille	44
2.2.3.3	Écoulement dû à la pression entre deux plaques	44
2.3	Procédés de fabrication MEMS et leurs conséquences sur les accéléromètres capacitifs	47
2.3.1	Procédés de fabrication MEMS	48
2.3.1.1	Procédé de fabrication PolyMUMPs	48
2.3.1.2	Procédé de fabrication MetalMUMPs	48
2.3.1.3	Procédé de fabrication SOIMUMPs	48
2.3.1.4	Procédé de fabrication CMOS-MEMS	49
2.3.2	Contraintes des technologies employées pour l'accéléromètre capacitif	50
2.4	Développement d'un outil d'aide à la conception et à l'optimisation d'accéléromètres capacitifs	51
2.4.1	Structures mécaniques de l'accéléromètre capacitif	52
2.4.2	Dimensionnement du capteur en fonction du milieu environnant . .	52
2.4.2.1	Détermination des paramètres du modèle en fonction de l'application	52
2.4.2.2	Vérification du dimensionnement maximal du support mécanique et des armatures mobiles	54
2.4.3	Définition des paramètres géométriques de l'accéléromètre capacitif en fonction des technologies de fabrication employées	57
2.4.3.1	Paramètres géométriques du support mécanique et des ressorts	58
2.4.3.2	Paramètres géométriques des armatures mobiles	59
2.5	Conclusion	61
3	Électronique d'interface et de traitement pour accéléromètre capacitif	63
3.1	Introduction	64
3.2	Fonctionnement du convertisseur Sigma Delta passe-bas	64
3.2.1	Interface capteur	65
3.2.2	Convertisseur numérique-analogique	68
3.2.3	Quantification	68
3.2.4	Accéléromètre	69
3.2.5	Librairie de composants sous "Matlab-Simulink"	70
3.3	Optimisation de l'architecture "Sigma-Delta"	73
3.3.1	Circuit à double échantillonnage corrélé	73
3.3.1.1	Application du double échantillonnage corrélé entre la phase d'initialisation et la phase de mesure	73
3.3.1.2	Application du double échantillonnage corrélé durant la phase de mesure	75
3.3.1.2.1	Limitations de l'influence de la capacité parasite et de l'erreur de déviation standard des capacités	75

3.3.1.2.2	Limitation de l'erreur de tension de décalage	77
3.3.2	Imperfections liées aux intégrateurs à sortie différentielle	78
3.3.3	Imperfections liées au quantificateur 1 bit	81
3.3.3.1	Effet mémoire dû aux charges emmagasinées	82
3.3.3.2	Tension de décalage entre les entrées du comparateur	83
3.3.3.3	Temps d'établissement du comparateur latch	84
3.3.4	Stabilisation du système	85
3.3.5	Amélioration des modèles de circuits sous "SIMULINK"	85
3.4	Comportement perturbatoire des montages électroniques	91
3.4.1	Vitesse de balayage	91
3.4.2	Distorsions dues aux phénomènes de non-linéarité	92
3.4.3	Bruit d'un amplificateur opérationnel à transconductance en technologie CMOS	93
3.4.4	Perturbations associées aux commutations	95
3.4.5	Mise en forme du signal de l'électronique de commande des interrupteurs	98
3.4.6	Interrupteurs réels	100
3.4.7	Incertitude d'échantillonnage	101
3.4.8	Bruit de quantification	101
3.4.9	Bruit mécanique ou Brownien	101
3.4.10	Bruit inertiel de la masse libre	102
3.5	Simulation système	102
3.5.1	Simulation système sans bruit et sans comportement perturbatoire	102
3.5.2	Simulation système avec bruits et sans comportement perturbatoire	105
3.5.3	Simulation système avec bruits et comportements perturbatoires	108
3.5.4	Comparaisons des rapports signal sur bruit avec distorsion (SNDR)	109
3.6	Conclusion et perspectives	109
4	Mesures et expérimentation	111
4.1	Introduction	112
4.2	Méthodologies de conceptions pour les circuits intégrés	112
4.2.1	Méthodologies de conception pour les accéléromètres capacitifs	113
4.2.2	Méthodologies de conception pour les convertisseurs "Sigma-Delta"	114
4.3	Caractérisation des accéléromètres capacitifs réalisés en technologies SOI-MUMPs	115
4.3.1	Mesures et simulations du comportement des capteurs associés à l'électronique de conditionnement	118
4.3.2	Identification des différences de comportement entre les accéléromètres	120
4.3.3	Coefficients de qualité simulés et mesurés	121
4.4	Procédure de validation des fonctions électroniques réalisées en technologie AMS CMOS 0,35µm	122
4.4.1	Fonctionnement de l'électronique en basse tension	122
4.4.1.1	Détermination du fonctionnement en basse tension de l'amplificateur et de son circuit de polarisation	124
4.4.1.2	Détermination du fonctionnement du circuit de mise en forme du signal de commande	128
4.4.2	Fonctionnement de l'architecture "Sigma-Delta"	130
4.4.2.1	Expérimentation de l'électronique de commande	130
4.4.2.2	Fonctionnement du convertisseur "Sigma-Delta"	131

4.5 Conclusion	136
Conclusion générale et perspectives	139
Bibliographie	141
Résumé	147

Table des figures

1.1	Accéléromètre à masse suspendue	5
1.2	Domaine d'application d'accéléromètres avec leur résolution et leur largeur de bande [KRA01]	5
1.3	Accéléromètre capacitif	6
1.4	Accéléromètre optique à modulation d'intensité (haut) et à longueur d'onde	7
1.5	Accéléromètre piézorésistif ou piézojonction	7
1.6	Accéléromètre thermique	8
1.7	Surface d'application de gyromètres avec leur résolution et leur largeur de bande	9
1.8	Principe d'un gyromètre vibrant	10
1.9	Gyroscope optique	11
1.10	Amplificateur à trans-impédance	12
1.11	Principe d'une capacité commutée	13
1.12	Amplificateur de charge	14
1.13	Interface à réseau d'impédance	15
1.14	Configuration du pont de Wheatstone	16
1.15	Structure différentielle à trois amplificateurs opérationnels dit amplificateur d'instrumentation	16
1.16	Chaîne de traitement passive	17
1.17	Chaîne de traitement selon la méthode de déflexion	17
1.18	Représentation temporelle du fonctionnement d'un échantillonneur bloqueur	18
1.19	Fonction de transfert d'un quantificateur (a) avec son erreur (b) et son bruit (c)	19
1.20	Modulateur Sigma Delta passe bas de 1 ^{er} ordre	22
1.21	Représentation de la modélisation d'un modulateur Sigma Delta de 1 ^{er} ordre	24
1.22	Densité spectrale de puissance	25
1.23	Modulateur Sigma Delta passe bas de 2 ^{me} ordre	25
1.24	Figure de bruit de quantification d'un modulateur Sigma Delta	26
1.25	Modulateur Sigma Delta passe bas de 2 ^{me} ordre de type MASH	27
2.1	Micro-accéléromètre capacitif (a) associé à son modèle (b)	30
2.2	Système masse-ressort	32
2.3	Type de ressorts	34
2.4	Représentation des ressorts types dans le capteur	34
2.5	Ressort de type poutre	36
2.6	Écoulement de glissement dit de Stokes (a) écoulement de Poiseuille (b)	42
2.7	Écoulement de pression	42
2.8	Écoulement de pression d'une plaque perforée	44
2.9	Plaque perforée rectangulaire	47
2.10	Procédé de fabrication PolyMUMPs	48
2.11	Procédé de fabrication MetalMUMPs	49

2.12	Procédé de fabrication SOIMUMPs	49
2.13	Procédé de fabrication CMOS-MEMS de faible épaisseur (a) et à gravure sèche (b)	50
2.14	Effet de courbure sur un accéléromètre de surface en technologie CMOS-MEMS	50
2.15	Suppression du champ électrostatique sur la masse flottante	51
2.16	Capacité unitaire	52
2.17	Domaine de linéarité du capteur en fonction du déplacement (a) et visualisation de l'accélération d'équilibre (b) pour une tension d'alimentation de $5V$, un coefficient de raideur de $1,5N/m$, une pulsation de résonance de $31400\ rad/s$ et une capacité de $100\ fF$	53
2.18	Variation du coefficient de raideur en fonction de la tension d'alimentation et du déplacement	54
2.19	Règles de conception pour la technologie SOIMUMPs	55
2.20	Dimensionnement du capteur en fonction du champ électrostatique	56
2.21	Support perforé	57
2.22	Paramètres géométriques d'un accéléromètre capacitif, fonctionnant suivant l'axe x, réalisé en technologie CMOS-MEMS et PolyMUMPs (a) puis en technologie SOIMUMPs et MetalMUMPs	57
2.23	Représentation du choix de ressort	58
2.24	Capacité unitaire pour les technologies SOIMUMPs et MetalMUMPs	59
2.25	Capacité unitaire pour les technologies PolyMUMPs et CMOS-MEMS	60
3.1	Architecture de traitement	65
3.2	Architecture de traitement détaillée	65
3.3	Interface capteur	66
3.4	Principe de contre réaction	68
3.5	Modèle linéaire de quantificateur	68
3.6	Séquençement du convertisseur "Sigma Delta"	69
3.7	Signal idéal de contre réaction	69
3.8	Circuit du convertisseur "Sigma-Delta" passe bas de 1° ordre	70
3.9	Architecture différentielle du convertisseur "Sigma-Delta" réalisée sous "Matlab-Simulink"	72
3.10	Résultats de la simulation système pour les tensions d'entrées (V^+ et V^- sont confondues) et pour les tensions de sorties (V_{out}^+ et V_{out}^-)	72
3.11	Schéma et chronogrammes de l'interface capteur	74
3.12	Intégrateur de charge avec contre-réaction du mode commun en entrée	75
3.13	Comportement du correcteur de mode commun en entrée	75
3.14	Circuit de différentiation des sorties	77
3.15	Intégrateur avec étage de correction de mode commun sur les sorties	79
3.16	Correcteur de mode commun en sortie : capacitif simple (a) et double (b)	79
3.17	Étage de sortie de l'amplificateur de charge	80
3.18	Comparateur latch : (a) réel ; (b) modélisé	82
3.19	Comparateur latch réalisé	83
3.20	Modèle d'un comparateur	85
3.21	Filtre à réponse impulsionnelle différentielle	86
3.22	Interaction du filtre FIR sur la sortie de l'amplificateur de charge	86
3.23	Représentation de la chaîne de traitement de l'accéléromètre capacitif sous "Simulink"	86
3.24	Signaux d'entrées et de sorties de l'amplificateur de charge	88
3.25	Accélération reconstituée après un filtrage de la trame binaire	89

3.26	Densité spectrale des trames binaires du convertisseur "Sigma-Delta"	90
3.27	Sortie d'un amplificateur	91
3.28	Représentation de la fonction de transfert d'un amplificateur	92
3.29	Modélisation du bruit d'un amplificateur	94
3.30	Interface capteur étudiée lors de l'analyse de bruit	95
3.31	Analyse de bruit de l'interface capteur pour la phase d'initialisation (a) et pour les phases de mesure (b)	96
3.32	Source de bruit de tension équivalente pour la phase d'initialisation	97
3.33	Source de bruit de tension équivalente pour les phases de mesures	97
3.34	Fonctionnement d'un interrupteur à deux transistors	99
3.35	Injection de charges	99
3.36	Amplificateur d'électronique de commande	100
3.37	Signaux de cadencement du convertisseur "Sigma-Delta"	103
3.38	Accélération reconstituée après un filtrage de la trame binaire	104
3.39	Densité spectrale des trames binaires du convertisseur "Sigma-Delta"	105
3.40	Densité de puissance du signal de sortie pour la totalité des bruits	106
3.41	Densité de puissance du signal de sortie pour différents bruits	107
3.42	Densité de puissance du signal de sortie pour la totalité des bruits et les blocs systèmes d'optimisation	108
3.43	Rapport signal sur bruit avec distorsion pour trois cas : sans bruit et sans amélioration, avec bruits et circuit complet	109
4.1	Circuit intégré réalisé en technologie SOIMUMPs (a) et AMS CMOS 0,35 μ m (b)	112
4.2	Méthodologie de pré-dimensionnement d'accéléromètre capacitif	113
4.3	Méthodologie de pré-dimensionnement de convertisseur "Sigma-Delta"	114
4.4	Schéma de conception de l'accéléromètre (a) et câblage de fonctionnement selon un axe de mesure (b)	115
4.5	Principe de câblage de l'accéléromètre en phase de caractérisation	116
4.6	Schéma du circuit de mesure de l'accéléromètre capacitif	116
4.7	Représentation des accéléromètres capacitifs (a), (b) et d'une partie de ses armatures	117
4.8	Fonction de transfert mesurée avec la fonction de transfert établie par le logiciel "Matlab" pour l'accéléromètre S_10_1_6_4,5	119
4.9	Fonction de transfert mesurée avec la fonction de transfert établie par le logiciel "Matlab" pour l'accéléromètre U_2_5_6_3	119
4.10	Fonction de transfert mesurée avec les fonctions de transferts établies par le logiciel "Matlab" pour l'accéléromètre S_10_1_6_4,5	120
4.11	Fonction de transfert mesurée avec les fonctions de transferts établies par le logiciel "Matlab" pour l'accéléromètre U_2_5_6_3	120
4.12	Circuit intégré réalisé en technologie AMS CMOS 0,35 μ m	122
4.13	Circuit numérique du convertisseur "Sigma-Delta"	123
4.14	Circuit de détection du convertisseur "Sigma-Delta"	123
4.15	Représentation du circuit de polarisation	124
4.16	Représentation de l'amplificateur à transconductance	124
4.17	Schéma de mesure de l'amplificateur et de son circuit de polarisation	125
4.18	Fonction de transfert mesurée de l'amplificateur	126
4.19	Fonction de transfert de l'amplificateur simulée sous CADENCE	126
4.20	Vitesse de balayage de l'amplificateur pour trois circuits de charge	127
4.21	Circuit de mesure de l'amplificateur de l'électronique de commande	128

4.22	Représentation des variations de tension mesurées dans un circuit de mise en forme du signal de commande	129
4.23	Signaux de charge des capacités et cadencement	131
4.24	Signal de cadencement avec un bit de la trame	131
4.25	Représentation du circuit de test du fonctionnement du convertisseur "Sigma-Delta"	132
4.26	Signal carré reconstitué après filtrage de la trame binaire en sortie du convertisseur "Sigma Delta"	132
4.27	Trame binaire avec le signal carré reconstitué après filtrage pour une échelle de temps réduite	133
4.28	Signal sinusoïdal reconstitué après filtrage de la trame binaire en sortie du convertisseur "Sigma Delta"	133
4.29	Mesure de la densité spectrale de puissance de la trame binaire pour un signal de commande carré, affichée de : 0 à 130KHz (a), 0 à 30KHz (b), 0 à 3KHz (c)	134
4.30	Mesure de la densité spectrale de puissance de la trame binaire pour un signal de commande sinusoïdal, affichée de : 0 à 130KHz (a), 0 à 30KHz (b), 0 à 3KHz (c)	135
4.31	Densité spectrale de puissance, simulée sous "Matlab-Simulink"	136

Liste des tableaux

1.1	Gamme de fonctionnement des accéléromètres en fonction des applications [NYN98]	5
1.2	Gamme de fonctionnement des gyromètres en fonction des applications . .	10
1.3	Comparaison des réalisations de modulateurs discrets et continus [SRN96] .	23
2.1	Expression des efforts internes dans le ressort de type poutre	36
2.2	Coefficient de raideur pour le ressort de type poutre	37
2.3	Expression des efforts internes dans le ressort de type patte de crabe	37
2.4	Coefficient de raideur pour le ressort de type patte de crabe	37
2.5	Expression des efforts internes dans le ressort de type replié	38
2.6	Coefficient de raideur pour le ressort de type replié	39
2.7	Expression des efforts internes dans le ressort de type U	40
2.8	Coefficient de raideur pour le ressort de type U	40
2.9	Expression des efforts internes dans le ressort de type serpent	40
2.10	Coefficient de raideur pour le ressort de type serpent	41
2.11	Paramètres géométriques du support mécanique	58
2.12	Paramètres géométriques des ressorts	59
4.1	Dimensions du masque du capteur réalisé	117
4.2	Paramètres du modèle du capteur, calculés à l'aide de l'outil logiciel pour une tension de 15 V	118
4.3	Tensions du circuit de polarisation et des sorties de l'amplificateur en fonction de l'alimentation	125
4.4	Vitesse de balayage de l'amplificateur pour une alimentation de 1,2 V et 1,8 V	127
4.5	Résistivité du transistor commandé par le circuit de mise en forme	129

Introduction

L'apparition du premier transistor en 1947 marque le début de l'ère électronique. Depuis ce jour, l'électronique ne cesse d'évoluer jusqu'à devenir indispensable au quotidien. Ainsi, des applications comme la radio, le téléphone, l'ordinateur, ont été miniaturisées au point d'être portatives. Cette remarque est également valable dans le domaine de l'aéronautique, où les détecteurs de mouvements ont été développés. Dès que les dimensions l'ont permis, ces détecteurs ont été employés dans l'industrie automobile afin d'augmenter la sécurité, le confort et la tenue de route. Néanmoins, avec l'arrivée des systèmes portatifs comme les manettes de la console de jeux "Wii", les casques à réalité virtuelle ou les micro-robots, la course à la miniaturisation se poursuit.

Les travaux de cette thèse s'inscrivent dans ce contexte et sont axés sur la miniaturisation et l'intégration des différents composants d'une centrale inertielle. Une centrale inertielle a pour objectif de détecter les mouvements d'un véhicule afin de déterminer sa position dans l'espace. Elle est constituée de capteurs de mouvements détectant le déplacement du véhicule selon six degrés de liberté. L'ensemble étant destiné à des applications portatives, l'électronique de cette centrale est développée pour une faible alimentation. A terme, ces travaux nous permettront de réaliser un système mécatronique de dimensions microscopiques par la maîtrise des différents phénomènes physiques liés aux capteurs de mouvements.

La rédaction de ce mémoire décrit le cheminement effectué lors de cette thèse. Le premier chapitre est constitué de deux parties distinctes. L'une porte sur les différents systèmes permettant la détection d'un mouvement et l'autre sur la transposition de ces informations en signaux électriques. Suite à la diversité des éléments de détection et à leur électronique associée, la réalisation finale s'est orientée sur un axe de détection. Ce choix s'est effectué de façon à transposer l'étude du comportement mécanique et électrique à d'autres systèmes de détection de mouvements.

Le capteur choisi, est modélisé par des paramètres définissant la géométrie du capteur et le type d'application. Le second chapitre est consacré à la modélisation des paramètres définis par l'application susceptible d'être réalisée par le capteur. Cette étude fait apparaître la diversité des phénomènes physiques intervenant dans le dimensionnement et la modélisation des paramètres. Toutefois, devant la diversité des technologies et le fait que celles-ci peuvent disparaître, des structures géométriques sont proposées avec une adaptation des calculs des paramètres du modèle. La modélisation des paramètres ainsi que la diversité des technologies ont conduit au développement d'un logiciel sous "Matlab" en vue de pré-dimensionner le capteur en fonction de l'application et de la technologie choisies.

Le troisième chapitre porte sur la modélisation de l'électronique de traitement. Cette modélisation découle du souhait de réaliser un capteur dédié à une application. L'électronique de traitement associée aux différents capteurs doit, dans ce cas, posséder une structure fiable. Néanmoins, il serait appréciable que la variation d'amplitude en sortie de l'électronique de traitement soit elle même ajustée en fonction de l'application. Pour ce faire, la modélisation du système permet de déterminer les paramètres influents. Les modèles, ainsi réalisés, ont été adaptés sous "Matlab-Simulink" de façon à reproduire le

fonctionnement de la chaîne de traitement. La simulation de l'ensemble, également réalisée sous Cadence, aboutit à une meilleure compréhension du fonctionnement et procure une aide à la conception.

Le quatrième chapitre est dédié à l'expérimentation et à la validation des outils logiciels réalisés. Il s'appuie sur deux circuits intégrés conçus à l'aide des outils et des modèles développés. L'outil logiciel réalisé sous "Matlab" a permis de réaliser une trentaine d'accéléromètres capacitifs en technologie SOIMUMPs de $10\mu m$ d'épaisseur sur une surface de $1cm^2$. Les accéléromètres capacitifs réalisés sont tous différents afin de vérifier la validité du logiciel de préconception. Cette validation s'effectue par la comparaison du relevé de la fonction de transfert des accéléromètres avec la fonction de transfert théorique.

L'outil logiciel réalisé sous "Matlab-Simulink" a permis de définir les paramètres de chaque bloc électronique afin de faciliter la conception de l'architecture "Sigma-Delta". Cette simulation système a donné lieu à la réalisation, sur un circuit intégré de $5,5mm^2$, d'un convertisseur "Sigma-Delta" en technologie CMOS $0,35\mu m$. Le convertisseur a été réalisé de façon à fonctionner pour une tension d'alimentation variant entre $1,2V$ et $1,8V$. Il a fallu d'abord s'assurer que les composants réalisés fonctionnent en basse tension. Ensuite, une comparaison des densités spectrales de puissances théoriques et expérimentales sera présentée afin de valider la simulation système.

Enfin, nous concluons par un bilan sur l'avancement général de cette thèse et nous proposerons des perspectives pour ces travaux.

Chapitre 1

La centrale inertielle et les capteurs associés (état de l'art)

1.1 Introduction

Lors de l'introduction de ces travaux nous avons énoncé, sans en donner une définition précise, la fonctionnalité d'une centrale inertielle. Nous commencerons donc ce chapitre en en définissant les composants. Nous listerons ensuite, les différents types de capteurs utiles à la centrale inertielle, en vue d'une intégration sur puce électronique. Après quoi, nous parlerons des montages électroniques nécessaires aux capteurs pour l'adaptation de l'information relevée. Pour finir, nous traiterons des différentes structures utilisées afin d'améliorer la sensibilité des capteurs.

1.2 La centrale inertielle et ses capteurs

Une centrale inertielle est un dispositif muni de gyroscopes et d'accéléromètres. Le fait de mesurer une accélération ou une vitesse angulaire offre la possibilité de retranscrire ces valeurs dans un autre référentiel, sans que celles-ci soient modifiées.

Le gyroscope est un appareil qui permet de mesurer la variation d'orientation d'un véhicule, tandis que l'accéléromètre mesure l'accélération linéaire ([ABU05], chapitre 2). La localisation d'un système évoluant dans l'espace nécessite un repère sur trois axes. De ce fait, la centrale inertielle est constituée d'un accéléromètre et d'un gyroscope sur chaque axe du repère. Il est ainsi possible, à l'aide de calculateurs, de déterminer à chaque instant l'orientation du véhicule dans l'espace. Les calculateurs déterminent la position et la vitesse du système en effectuant des intégrations des données retranscrites par les capteurs. Cependant, du fait des intégrations, les données de la centrale inertielle dérivent dans le temps. Il est donc nécessaire de recalibrer le système de navigation inertielle par un système capable de générer une référence. Les solutions envisagées sont, soit le rajout d'un système de localisation GPS, soit le rajout de trois capteurs magnétiques, voire même les deux ([ERI04], introduction).

Concevoir une centrale inertielle, constituée d'accéléromètres et de gyroscopes, nécessite une étude sur ces différents capteurs. Cette étude nous familiarisera avec les principes de détection, les plages de mesures associées aux différents capteurs et les différentes technologies employées.

1.2.1 Capteurs inertiels de type accéléromètre

Les accéléromètres sur silicium sont apparus en 1979. Durant plusieurs années, leur application était limitée à l'aéronautique, au spatial et au militaire. Depuis, les domaines d'application ont évolué vers l'automobile, les consoles de jeu, les interactions homme-machine, la réalité virtuelle, vers toutes les applications où la mesure d'inclinaison, de vibration ou de choc est nécessaire. Avec un volume de production de 90 millions d'unités pour l'année 2003, les capteurs d'accélération représentent le second marché des micro-systèmes après les capteurs de pression.

Le principe de détection de l'accélération est réalisé selon la deuxième loi de Newton. Cette loi exprime le mouvement d'un corps selon une accélération. Le mouvement du corps est représenté par la force F qui est fonction de la masse du système et de l'accélération subie ($F = ma$). Ainsi, il est possible de connaître l'évolution d'un corps dans l'espace en mesurant l'accélération qu'il subit. La mesure d'accélération d'un véhicule est réalisée par un accéléromètre à masse suspendue, représenté figure 1.1. Cette masse, appelée masse sismique, subit dans son référentiel une accélération qui peut être transposée au référentiel du véhicule. De ce fait, lors d'une accélération, la masse suspendue subit, selon le type de détection, un déplacement ou une déformation. La mesure du déplacement ou de la déformation permet de retrouver l'accélération.

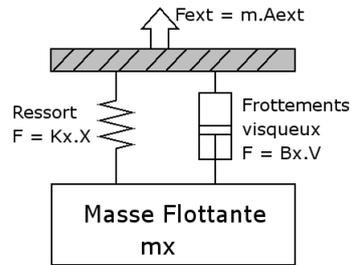


FIGURE 1.1 – Accéléromètre à masse suspendue

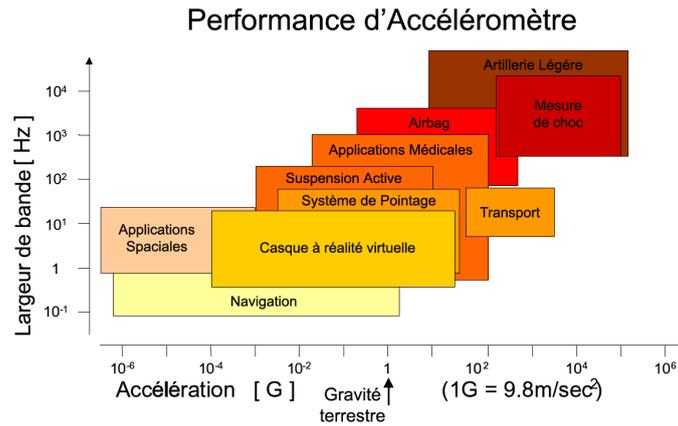


FIGURE 1.2 – Domaine d'application d'accéléromètres avec leur résolution et leur largeur de bande [KRA01]

Les applications étant diverses, la figure 1.2 représente les domaines de fonctionnement des accéléromètres en fonction de la plage de mesure et des fréquences de fonctionnement. Le tableau 1.1 liste les différentes caractéristiques des accéléromètres pour deux applications.

TABLE 1.1 – Gamme de fonctionnement des accéléromètres en fonction des applications [NYN98]

Application	Automobile	Navigation
Amplitude (g)	$\pm 50g$ (airbag) $\pm 2g$ (stabilisation véhicule)	$\pm 1g$
Fréquence de fonctionnement	DC-400Hz	DC-100Hz
Résolution	$<100mg$ (airbag) $<10mg$ (stabilisation véhicule)	$<4\mu g$
Sensibilité hors axe	$<5\%$	$<0,1\%$
Non linéarité	$<2\%$	$<0,1\%$
Choc maximum pour 1ms	$>2000g$	$>10g$
Température de fonctionnement	$-40^{\circ}C$ à $85^{\circ}C$	$-40^{\circ}C$ à $80^{\circ}C$
Coefficient de décalage dû à la température	$<60mg/^{\circ}C$	$<50\mu g/^{\circ}C$
Coefficient de sensibilité à la température	$<900ppm/^{\circ}C$	$\pm 50ppm/^{\circ}C$

1.2.1.1 Accéléromètre capacitif

L'accéléromètre capacitif représenté figure 1.3 détecte le déplacement de la masse sismique. Cette masse est considérée comme une armature d'un condensateur dont le déplacement varie en fonction de l'accélération. Les accéléromètres capacitifs ont d'importants avantages comparés aux autres systèmes de transduction. Ce sont des structures simples dont le coût de fabrication est réduit. De plus, ils possèdent une faible sensibilité aux variations de température, une grande sensibilité de détection, une bonne réponse statique, une bonne performance en terme de bruit et une faible consommation [NYN98].

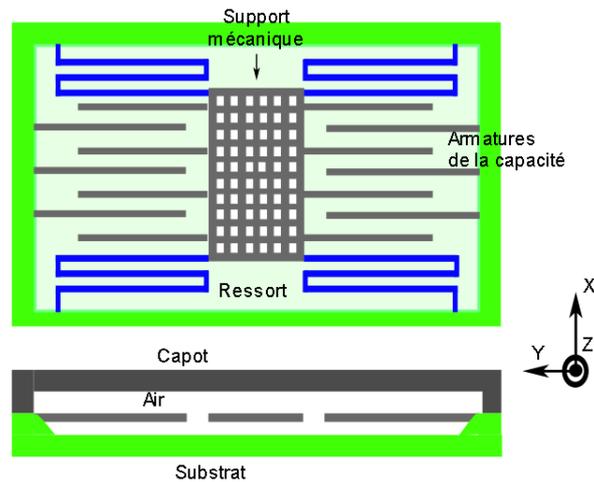


FIGURE 1.3 – Accéléromètre capacitif

Le fait d'appliquer une force électrostatique de retour sur les poutres qui constituent l'armature du condensateur permet d'augmenter la robustesse du système face aux chocs et aux vibrations de très grande amplitude [BH95]. Comme toute rétroaction, cette force améliore les performances du capteur par l'amélioration de la réponse en fréquence, par l'élargissement de la bande passante et l'augmentation de la linéarité. Cette force procure aussi un moyen de test automatique du capteur. Cependant, du fait de son expression comportant le carré de la différence de tension des armatures, la force électrostatique génère un effet quadratique non désiré lors de l'application de la tension de commande. Le fait d'utiliser une structure différentielle permet de réduire cet effet en appliquant, sur chacune des armatures, deux tensions de commande de signe opposé. Le fait d'utiliser une électronique différentielle permet également de réduire les effets de non linéarité des capacités en fonction de la tension. Les performances, en terme de bruit, des accéléromètres sont de l'ordre du $\mu g/\sqrt{Hz}$ pour des accéléromètres verticaux à $100\mu g/\sqrt{Hz}$ pour des accéléromètres horizontaux [LOW⁺97, YNS03].

1.2.1.2 Accéléromètre optique

La réalisation d'accéléromètres optiques est, dans son ensemble, délicate mais elle permet d'atteindre de grandes performances. Il existe avec cette méthode deux procédés de détection représentés figure 1.4. Ces procédés de détection sont : la mesure de l'intensité de la lumière modulée par l'accélération [BS07] et la mesure de la longueur d'onde du signal réfléchi sur une masse sismique [HOD06]. Le gros avantage de cette technologie, contrairement au système capacitif, provient de son immunité au bruit d'interface électromagnétique et de sa capacité à fonctionner à haute température. Les difficultés de ce système résident dans la nécessité de générer une source lumineuse externe stable, l'exigence d'un alignement parfait des fibres optiques et l'élaboration de la masse sismique.

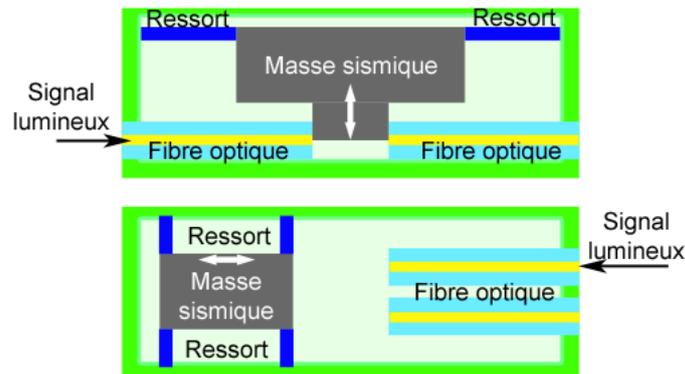


FIGURE 1.4 – Accéléromètre optique à modulation d’intensité (haut) et à longueur d’onde

1.2.1.3 Accéléromètre piézorésistif

La détection piézorésistive est l’un des premiers modes utilisés pour la détection d’accélération [RA79]. La fabrication d’un tel système est facilitée grâce à la maturité de la technologie de fabrication des capteurs de pression et à la simplicité de l’électronique d’interface. Cependant, la sensibilité d’une telle détection est réduite et sa dépendance en température est grande, contrairement à d’autres types d’accéléromètres.

Le principe de fonctionnement est basé sur la mesure de déformation d’une poutre (figure 1.5). Cette poutre a une extrémité encastree dans le substrat, où se situent les piézorésistances, tandis que l’autre maintient une masse en suspension. Le déplacement de la masse, sous l’effet d’une accélération, contraint la poutre et modifie donc l’état des piézorésistances. Ce type d’accéléromètre est destiné à la mesure de chocs ou de grandes accélérations [DLW⁺07].

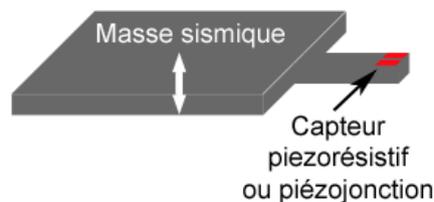


FIGURE 1.5 – Accéléromètre piézorésistif ou piézojonction

1.2.1.4 Accéléromètre piézojonction

La piézosensibilité des transistors bipolaires peut être utilisée à la place des jauges piézorésistives pour la mesure du signal [TMY90, JWG94]. La contrainte imposée entraîne une repopulation des électrons dans le canal du transistor et modifie ainsi la mobilité des électrons. L’utilisation des transistors comme élément sensible permet de réduire la taille de l’élément de détection. Comparée à la détection piézorésistive, cette approche réduit considérablement la puissance consommée, la rendant plus attractive.

1.2.1.5 Accéléromètre piézoélectrique ”Electrostatically levitated”

Les systèmes opérant avec une détection piézoélectrique requièrent la même structure que les systèmes piézorésistifs. Un système piézoélectrique fournit un potentiel électrique sous l’effet de contraintes et, réciproquement, peut fournir une contrainte sous l’effet d’un potentiel électrique [HLH⁺05, Lev06]. Ainsi en phase de détection, le système a une

consommation nulle mais peut également subir une contre réaction pour augmenter sa linéarité. Le système piézoélectrique nécessite d'être en oscillation afin de détecter une faible déformation. De ce fait, ce système détecte plus facilement de rapides variations d'accélération.

1.2.1.6 Accéléromètre thermique

Il existe deux types d'accéléromètres à détection thermique, représentés figure 1.6 . Dans le premier cas, une masse sismique est suspendue au dessus d'une source de chaleur [ZSD05]. Cette masse sismique absorbe une partie de la chaleur émise par la résistance chauffante, jouant le rôle d'un puits de chaleur. L'échange de chaleur étant principalement convectif, celui-ci dépend de la distance entre la masse et la source de chaleur. Cette distance varie en fonction de l'accélération détectée et fait varier la température de la résistance chauffante, que l'on peut mesurer à l'aide d'un thermocouple.

L'autre type d'accéléromètre à détection thermique est un capteur sans masse sismique [GKN07, CLMN05]. Il est constitué d'un élément chauffant entouré de deux thermistances. Les trois structures sont suspendues sur des ponts. La distribution de chaleur est symétrique, sans accélération, et devient asymétrique lorsque celle-ci est présente. La difficulté principale de ce système est d'évaluer la distance entre les trois structures afin de détecter les variations de température lors d'une accélération.

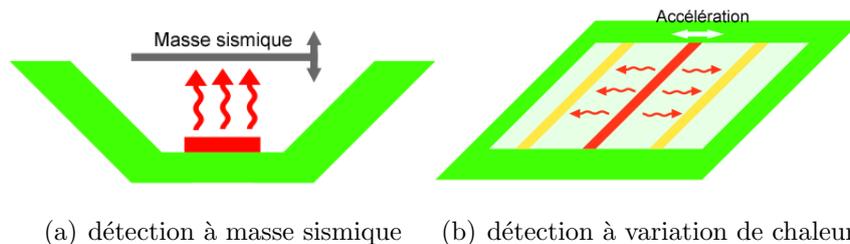


FIGURE 1.6 – Accéléromètre thermique

1.2.1.7 Accéléromètre à effet tunnel

Les accéléromètres à effet tunnel ont un niveau de bruit très faible, une large bande passante et une grande sensibilité [DHS⁺06, CW05]. Ils ressemblent fortement aux accéléromètres capacitifs. Cependant, ces accéléromètres utilisent un courant circulant entre deux structures, dont l'espacement est de quelques angstroms. L'une des structures étant mobile, le courant varie avec l'accélération. La finalité de l'accéléromètre est de garder un courant constant donc d'asservir la structure mobile par une force électrostatique. Le niveau de bruit de ces accéléromètres est de l'ordre $20ng/\sqrt{Hz}$ mais leur complexité de fabrication ainsi que leur coût rebutent les industriels à les employer.

1.2.1.8 Accéléromètre vibrant

Le principe de ces accéléromètres est de faire osciller la masse sismique à une fréquence propre [BLF⁺06, SSK03a]. Cette oscillation est obtenue par le biais de ressorts. Lorsqu'une accélération est détectée, elle produit une force inertielle qui modifie la fréquence de résonance. La résonance du système est obtenue à l'aide de matériaux piézoélectriques ou par l'application d'un champ électrostatique variable. Les avantages de ce système sont de pouvoir directement quantifier le signal, d'avoir une grande sensibilité $700Hz/g$ et de permettre un test simple de la structure.

1.2.1.9 Accéléromètre à effet magnétique

Le principe de cet accéléromètre provient des centrales inertielle de satellite où la masse sismique est en sustentation sous l'effet d'un champ électromagnétique [GK03, TTM⁺02]. L'asservissement de la position de la masse par le champ électromagnétique permet d'avoir un accéléromètre trois axes avec un niveau de bruit de $40\mu g/\sqrt{Hz}$. Cependant, la tension nécessaire pour la lévitation de la masse est assez élevée variant de 15 à 30V.

1.2.2 Capteurs inertiels de type gyroscope

Le gyroscope est un instrument qui exploite le principe de la conservation du moment angulaire communément appelé l'effet gyroscopique. Le principe repose sur un objet correctement équilibré tournant sur un axe qui, une fois lancé, tend à résister aux changements d'orientation.

Le gyromètre permet de déterminer les variations d'angle de rotation suivant un ou plusieurs axes. Il est composé de capteurs détectant un effet gyroscopique ou un effet de Sagnac [AB04]. Dans le cas d'un gyromètre à effet gyroscopique, celui-ci possède un objet correctement équilibré que nous nommerons masse sismique. Cette masse sismique possède deux degrés de liberté en rotation. L'un des degrés de liberté sert à entretenir la rotation de la masse tandis que l'autre sert à mesurer la vitesse angulaire. Dans le cas d'un gyromètre à effet de Sagnac, celui-ci est composé d'un corps correctement équilibré possédant un degré de liberté en rotation.

La gamme d'utilisation d'un tel système est représentée sur la figure 1.7 en fonction de la plage de mesures et des fréquences de fonctionnement. De plus, le tableau 1.2 permet de visualiser les différentes caractéristiques des gyromètres en fonction de trois applications.

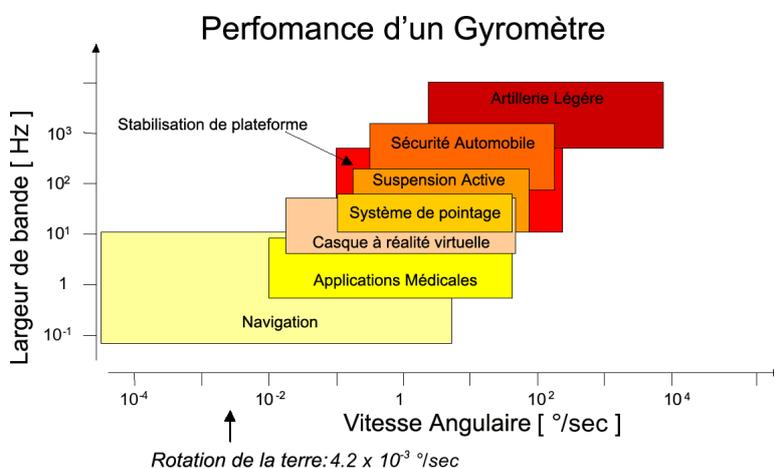


FIGURE 1.7 – Surface d'application de gyromètres avec leur résolution et leur largeur de bande

TABLE 1.2 – Gamme de fonctionnement des gyromètres en fonction des applications

Application	Vitesse	Stratégique	Inertielle
Erreur moyenne par Angle ($/\sqrt{h}$)	$> 0,5$	$0,5 - 0,05$	$< 0,001$
Dérive ($/h$)	$10 - 1000$	$0,1 - 10$	$< 0,01$
Précision facteur d'échelle (%)	$0,1 - 1$	$0,01 - 0,1$	$< 0,001$
Pleine échelle ($/sec$)	$50 - 1000$	> 500	> 400
Accélération Max. en $1msec.g$	10^3	$10^3 - 10^4$	10^3
Largeur de bande (Hz)	> 70	$0,1 - 100$	$0,1 - 100$

La vitesse angulaire d'un gyroscope peut être mesurée de plusieurs façons : soit par un gyromètre mécanique dont la rotation est assurée par un moteur, soit par la détection optique avec l'effet de Sagnac ou encore par l'analyse de vibration avec l'accélération de Coriolis.

Les gyromètres mécaniques sont basés sur l'effet gyroscopique d'une masse en mouvement, permettant le maintien d'une direction fixe. Une solution est de compenser les mouvements de rotation détectés par le gyroscope par une rotation inverse, effectuée par le moteur. Ces systèmes mécaniques sont malheureusement complexes, coûteux et encombrants. De ce fait, ils ne seront pas détaillés dans ce paragraphe. Notre attention se portera sur les gyroscopes vibrants et optiques dont les fonctionnements sont décrits dans les parties suivantes.

1.2.2.1 Gyroscopes vibrants

Le principe de base des gyroscopes vibrants a été mis en évidence par Léon FOUCAULT au milieu du 19^{me} siècle. Il a démontré qu'un élément vibrant tendait à maintenir son plan de vibration lors d'une rotation. La détermination de la vitesse angulaire s'effectue de la manière suivante : le mouvement vibratoire induit une vitesse oscillatoire. Si le capteur tourne autour d'un axe orthogonal à cette vitesse, on retrouve une accélération de Coriolis [LÉG99]. Cette accélération modifie le mouvement vibratoire qui est aussitôt détecté pour déterminer la vitesse angulaire (figure 1.8).

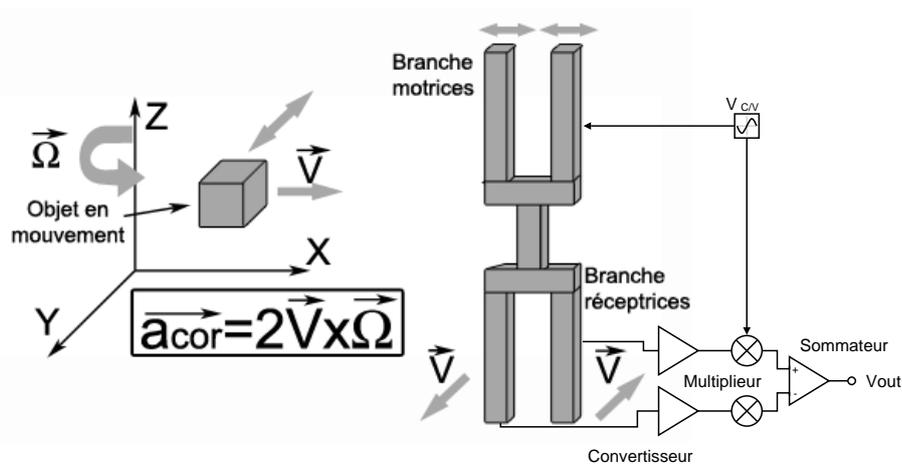


FIGURE 1.8 – Principe d'un gyromètre vibrant

Les procédés de fabrication de Micro Systèmes ÉlectroMécanique (MEMS) ont permis l'émergence de nombreux gyroscopes vibrants [PRG05, AA00]. L'électronique associée à

ces capteurs permet la génération du signal d'oscillation et le traitement de la mesure.

Les gyroscopes vibrants, dont les éléments de transposition sont de type piézoélectriques, peuvent détecter deux vitesses angulaires [LUO99]. En effet, le système piézoélectrique étant en vibration, il peut détecter deux types de contraintes. Il est même possible de mesurer trois degrés de liberté si les phases d'entretien de l'oscillation et de mesure sont uniformément réparties sur les trois phases de mesures. Du fait de la composition de la masse sismique, ce gyroscope offre la plus faible consommation.

Les gyromètres vibrants à capacités détectent, selon leur architecture, la vitesse angulaire et le cas échéant, l'angle de rotation. La détection est assurée par la variation d'une capacité. La mesure directe de l'angle de rotation permet de ne plus intégrer la vitesse angulaire et de s'affranchir des incertitudes liées à l'intégration.

1.2.2.2 Gyroscopes optiques

Le principe de l'effet de Sagnac, employé dans les systèmes optiques, est basé sur deux faisceaux laser [RAD99]. Chacun des faisceaux parcourt deux chemins identiques se rejoignant en un point (figure 1.9). La propagation des faisceaux jusqu'à ce point est réalisée par des miroirs ou des fibres optiques. Lorsque le capteur est au repos, les deux faisceaux

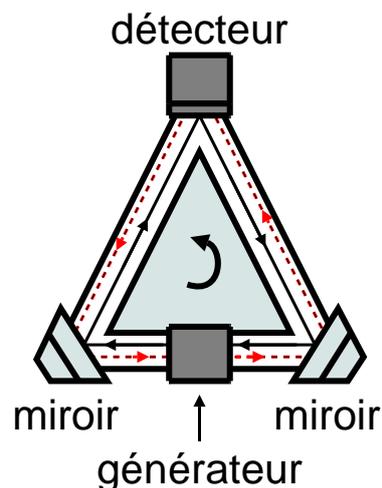


FIGURE 1.9 – Gyroscope optique

ont leur phase identique. Lors d'une rotation angulaire autour d'un axe perpendiculaire au plan du capteur, la longueur du chemin d'un des faisceaux augmente tandis que l'autre diminue, ayant pour résultat un décalage de la phase directement proportionnel à la vitesse angulaire. Les avantages du gyrolaser sont les possibilités d'obtenir une excellente fiabilité et une excellente stabilité. D'autre part, l'intérêt du gyroscope à fibre optique provient de son bas coût, de sa basse puissance. Néanmoins, les dimensions d'un gyromètre mécanique présentent, à performances égales, un encombrement plus faible. De plus, les gyromètres mécaniques possèdent de meilleures performances dans le domaine des très hautes sensibilités.

1.3 Interface et électronique de traitement pour capteurs inertiels

La diversité des capteurs inertiels nécessite une électronique adaptée afin de détecter l'information désirée. Il est, de ce fait, difficile de réaliser une liste exhaustive de ces diffé-

rentes interfaces. Cependant, les interfaces que nous présenterons, apparaissent comme les plus communes. La conversion de l'information en un signal électrique n'est qu'une partie de la mise en forme du signal. Il sera fait part, dans ce paragraphe, des différentes structures électroniques servant aux traitements de l'information. Enfin, une étude particulière sera apportée sur les chaînes de conversion analogique numérique et sur la particularité des convertisseurs de type Sigma Delta.

1.3.1 Interfaces capteurs

La notion de capteur est attribuée aux systèmes transformant une grandeur physique en une grandeur exploitable. Il arrive, que cette grandeur nécessite une adaptation électrique afin de rendre visible l'information au système électronique. De ce fait, des interfaces capteurs ont été développées afin de faire correspondre un signal électrique à l'information émanant des capteurs. L'association de ces deux éléments est définie par le terme de transducteur.

L'étude des interfaces capteurs s'effectuera indépendamment des capteurs car pour un même capteur il est possible de lui associer plusieurs interfaces.

1.3.1.1 Amplificateur à trans-impédance

L'amplificateur à trans-impédance est généralement employé pour les capteurs capacitifs ou inductifs [HUB07, XIE03] (figure 1.10).

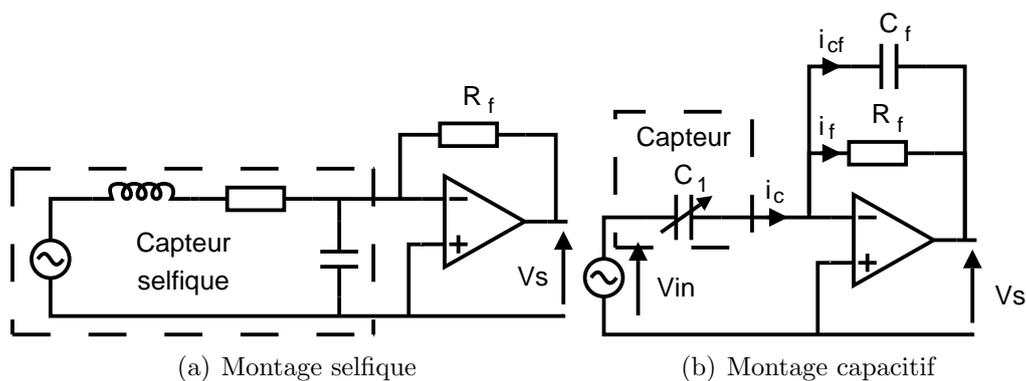


FIGURE 1.10 – Amplificateur à trans-impédance

Le principe de ce montage est d'amplifier le courant modifié par les capteurs. Ce courant est généré, selon le cas, à l'aide d'un générateur ou d'un champ magnétique. Le fait de choisir une très grande résistance de contre réaction (R_f) permet de limiter l'influence de la capacité parasite, située aux bornes du capteur. Cette résistance fixe au même potentiel le mode commun à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur créant ainsi une masse virtuelle. La sensibilité du montage dépend de la valeur de la résistance R_f et de la linéarité des capteurs. Néanmoins, la réalisation de la résistance R_f pose quelques difficultés au niveau de son intégration.

La variation du courant, pour les capteurs inductifs, est proportionnelle aux variations du champ électromagnétique. De ce fait, la tension en sortie de l'amplificateur aura une réponse linéaire en fonction de l'amplitude du champ magnétique.

L'amplificateur à trans-impédance fournit, pour les systèmes capacitifs (non linéaires), une tension de sortie proportionnelle à la variation de la capacité et à la vitesse de variation de cette capacité. L'utilisation de la capacité de contre réaction C_f permet de réduire l'influence de la vitesse de variation de la capacité. Le développement de l'expression de V_s pour les deux configurations permet de mieux visualiser l'importance de la capacité

C_f . L'expression de la tension de sortie de V_s pour l'amplificateur à trans-impédance sans la capacité de contre réaction est la suivante :

$$\begin{aligned}
 Q(x) &= V_{in} C_1(x) \\
 i_c &= \frac{dQ(x)}{dt} \\
 i_c &= C_1(x) \frac{dV_{in}}{dt} + V_{in} \frac{\partial C_1}{\partial x} \frac{dx}{dt} \\
 V_s &= -R_f i_c
 \end{aligned} \tag{1.1}$$

L'établissement de l'expression de la tension de sortie V_s a permis de faire apparaître les termes proportionnels au déplacement et à la vitesse de déplacement. L'expression qui suit, montre l'influence de la capacité C_f sur la tension de sortie V_s .

$$\begin{aligned}
 V_s &= -R_f i_f \\
 i_f &= i_c - i_{cf} \\
 i_{cf} &= -C_f \frac{dV_s}{dt} \\
 V_s &= -R_f i_c - R_f C_f \frac{dV_s}{dt} \\
 \frac{dV_s}{dt} &= -\frac{V_s}{R_f C_f} - \frac{i_c}{C_f} \\
 \frac{dV_s}{dt} &= -\frac{V_s}{R_f C_f} - \frac{1}{C_f} \frac{dQ(x)}{dt} \\
 S_{it} &\ll R_f C_f \\
 V_s &= -\frac{C_1(x)}{C_f} V_{in}
 \end{aligned}$$

Le rajout de la capacité C_f permet de mesurer la variation de la capacité de mesure C_1 . Cependant, la structure du montage fonctionne correctement lorsque la période du signal V_{in} est inférieure à la constante de temps établie par R_f et C_f .

1.3.1.2 Amplificateur de charge

Un amplificateur de charge est un circuit basé sur la commutation de capacité figure 1.11 [XIE03, RJvdP97]. Le transfert de charge par le biais de la capacité C au cadencement T permet, avec l'aide de deux interrupteurs, de réaliser la fonction d'une résistance. Les commutations des interrupteurs s'effectuent les unes après les autres à l'aide de deux signaux de commande en opposition de phase T_1 et T_2 n'ayant aucun recouvrement.

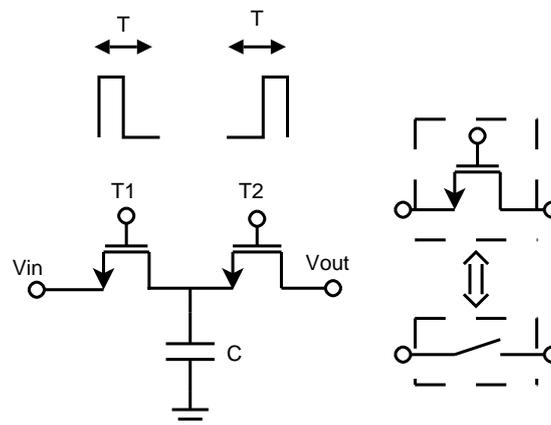


FIGURE 1.11 – Principe d'une capacité commutée

Lors de la première phase nous obtenons comme charge $Q_c = C \times V_{in}$ et lors de la seconde cette charge devient $Q_c = C \times V_{out}$. A l'issue d'une période d'échantillonnage T , le courant qui a transité de V_{in} à V_{out} est alors égal à :

$$I = \frac{C (V_{in} - V_{out})}{T}$$

Ce qui est équivalent à une résistance de valeur :

$$R = \frac{T}{C} = \frac{1}{C \times frq}$$

Avec un tel procédé, il est possible d'obtenir une valeur de résistance souhaitée en variant la fréquence de commande. De ce fait, il est possible de reproduire l'effet de grande résistance en intégrant deux transistors et une capacité.

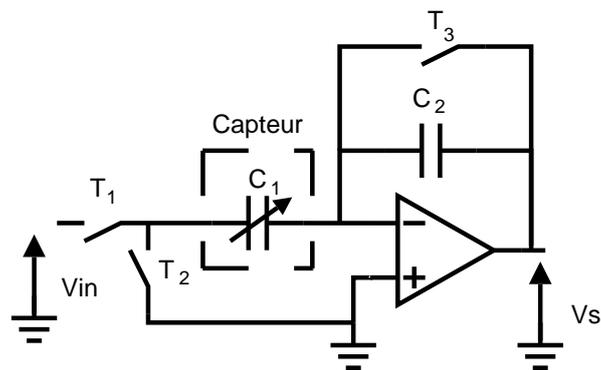


FIGURE 1.12 – Amplificateur de charge

Un amplificateur de charge représenté par la figure 1.12 amplifie le signal grâce au rapport des capacités C_1 et C_2 . De ce fait, ce montage est très utilisé pour les capteurs capacitifs. Lors de la fermeture des interrupteurs 1 et 3, la capacité C_1 emmagasine l'information V_{in} , les charges contenues par la capacité parasite et le bruit généré par l'amplificateur. Lors de l'étape intermédiaire (interrupteurs ouverts), le circuit devient un intégrateur dont la capacité C_1 est isolée. Dans la dernière phase (interrupteur 2 fermé), le transfert de charge opère entre la capacité C_1 et C_2 tout en supprimant les charges parasites provenant de l'amplificateur et de la capacité parasite. L'amplitude obtenue en sortie est :

$$V_s = -\frac{C_1}{C_2} V_{in}$$

1.3.1.3 Interface à réseau d'impédance

Le montage à réseau d'impédance est employé pour deux types d'application. La première application concerne les grandes variations d'impédance du capteur (figure 1.13.a). La seconde est pour la modulation d'amplitude du signal à mesurer (figure 1.13.b) [HUB07, XIE03, Lu04].

Dans le cadre de la première application, ce montage est constitué de deux impédances montées en pont diviseur. Les impédances sont placées devant un montage suiveur pour adapter l'impédance de sortie. Dans le second cas, l'application est couramment employée pour la mesure de variation de capacité. L'utilisation de deux signaux opposés fournit un mode commun nul qui, avec l'aide de l'impédance de référence R_{ref} , limite l'influence des capacités parasites.

Il existe, pour l'intégration de cette interface, de multiples façons de réaliser l'impédance de référence. En voici quelques exemples :

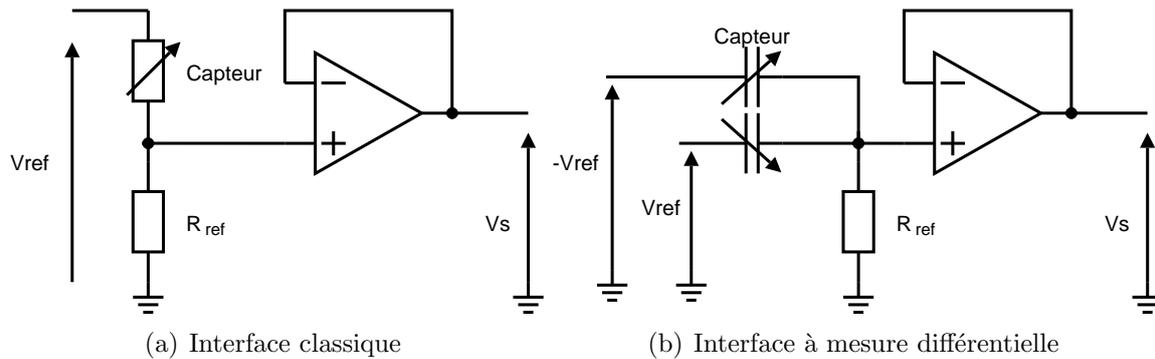


FIGURE 1.13 – Interface à réseau d'impédance

- Une large résistance (grande surface d'encombrement) ;
- Une diode polarisée en inverse (dont le courant de fuite perturbe le mode commun) ;
- Un transistor MOS opérant en mode sous le seuil ;
- Un interrupteur MOS en mode ouvert ;
- Un transistor MOS de remise à zéro.

Dans le premier cas, le montage est linéaire lorsque l'impédance de référence R_{ref} est très grande devant l'impédance variable. Dans le second cas, la variation du signal de sortie est non linéaire si la variation des capacités est non linéaire.

1.3.1.4 Pont de Wheatstone

Le pont de Wheatstone est généralement employé pour les systèmes à détection piézo-résistive afin d'obtenir une meilleure sensibilité. Plusieurs types de configuration existent allant de une à quatre impédances de détection (figure 1.14) [DOM05]. Ces impédances de détection varient en fonction du phénomène physique. Cette variation d'impédance est représentée par le symbole α . Dans le cas de la figure 1.14.a, le pont contient un capteur mesurant la grandeur physique et un autre capteur isolé du phénomène physique à mesurer. L'utilisation du deuxième capteur permet une compensation des effets non désirés comme la dérive en température. Les deux autres impédances ont leur valeur nominale identique à celle des capteurs. Ainsi, la linéarité du pont lorsqu'il n'est pas chargé, dépend de l'homogénéité des valeurs des impédances. La tension de sortie générée par le pont est dépendante de la linéarité des variations des impédances. La différence de tension en sortie des ponts est donnée par les relations suivantes :

$$V_s' = V_{ref} \frac{\alpha}{4 + 2\alpha} \approx V_{ref} \frac{\alpha}{4}$$

$$V_s'' \approx V_{ref} \frac{\alpha}{2}$$

$$V_s''' \approx V_{ref} \alpha$$

Les impédances du pont de Wheatstone peuvent différer d'un capteur à l'autre. Les impédances de types capacitif et selfique utilisent des montages d'adaptation associés à chaque sortie du pont avant l'amplification du signal. Ces montages d'adaptations sont, soit des montages de type "réseau d'impédance" soit de type "amplificateur à trans-impédance". L'amplification du signal est réalisée par le circuit représenté figure 1.15. Ce circuit ne nécessite pas de montage d'adaptation dans le cadre des impédances résistives. Ce montage a l'avantage d'accepter une grande dynamique de mode commun tout en conservant une très grande précision. Il présente une grande impédance d'entrée et le gain peut être réglé uniquement grâce à une résistance. Du fait de l'utilisation d'une structure différentielle, l'offset des deux premiers amplificateurs sera annulé, seul l'offset du troisième pourra perturber le montage. De plus, le taux de rejet du mode commun des amplificateurs n'a aucune influence sur le montage.

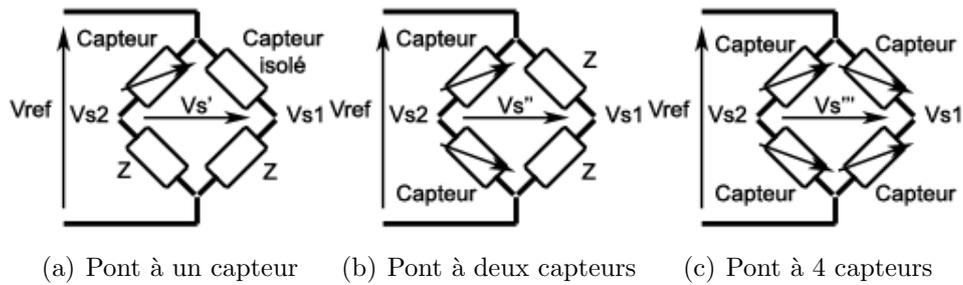


FIGURE 1.14 – Configuration du pont de Wheatstone

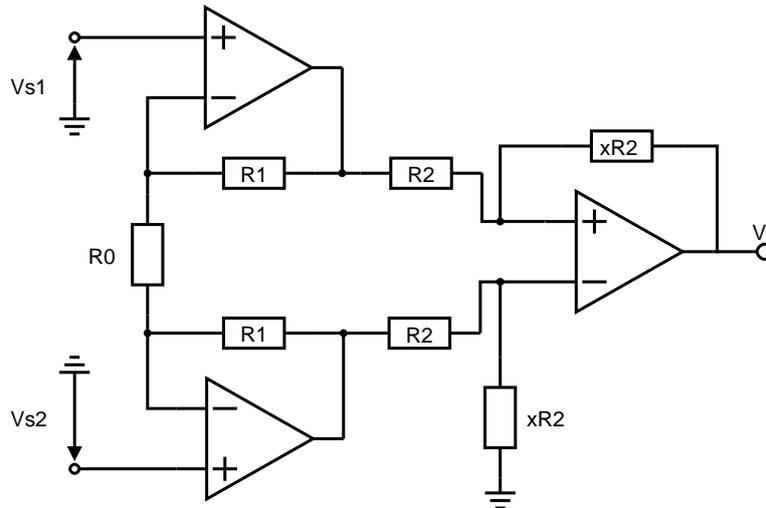


FIGURE 1.15 – Structure différentielle à trois amplificateurs opérationnels dit amplificateur d'instrumentation

1.3.2 Traitement électronique

L'utilisation de capteurs inertiels pour localiser un objet dans l'espace implique un traitement électronique. L'appellation de l'ensemble capteur et électronique de traitement est défini par le type de capteur [HUB07]. Il existe deux catégories de capteurs :

- les capteurs passifs
- les capteurs actifs.

Les capteurs actifs sont des capteurs qui transforment directement la mesurande en grandeur électrique. Les capteurs passifs utilisent un élément intermédiaire, corps d'épreuve qui réagit au phénomène physique et une alimentation électrique extérieure pour obtenir un signal électrique de bas niveau. Dans notre cas, l'ensemble traitement électronique et capteur est considéré comme un système de mesure passif. La chaîne d'instrumentation d'un système de mesure passif, représentée figure 1.16, est définie par le fait que la mesure du phénomène physique nécessite l'emploi d'une source d'énergie. La chaîne d'instrumentation associée au capteur est utilisée en vue d'obtenir et d'améliorer l'information du capteur par la méthode dite de zéro aussi appelé la méthode de déflexion.

La méthode de déflexion utilise deux chaînes de traitement identiques. L'une sert à mesurer le signal issu du transducteur (capteur 1) et l'autre (capteur 2) sert de référence susceptible de générer un signal rigoureusement identique au signal mesuré figure 1.17. La comparaison des deux signaux permet d'établir la déflexion ou l'erreur entre les deux signaux. La déflexion des signaux permet de corriger le signal de référence. Dès que le signal de déflexion est nul, le signal de référence correspond au signal de sortie. Ainsi, un

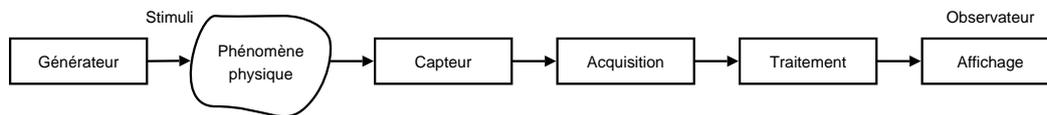


FIGURE 1.16 – Chaîne de traitement passive

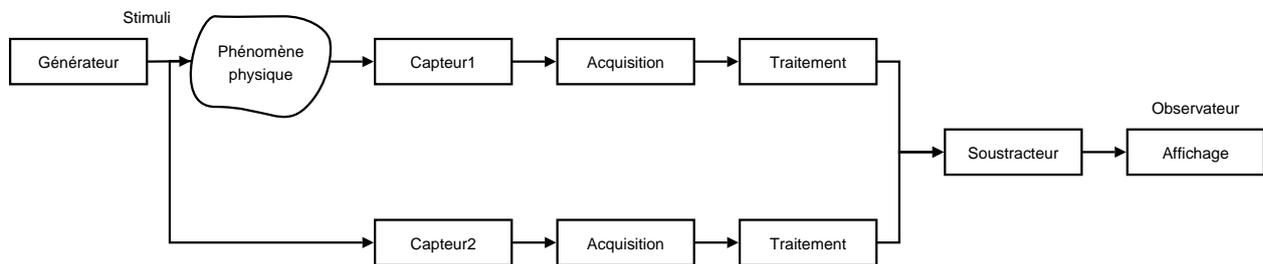


FIGURE 1.17 – Chaîne de traitement selon la méthode de déflection

tel système améliore la précision de la mesure, la réduction du bruit, la non-linéarité et la mise en forme du signal de sortie.

A chaque capteur est attribuée une chaîne de traitement. Ces chaînes de traitement sont multiples et ont pour fonction de réduire la tension de décalage en sortie des capteurs, de limiter la dérive dans le temps et d'améliorer la sensibilité du système. Ainsi les paragraphes qui suivent feront part des différents systèmes électroniques passifs réalisant ces fonctions.

1.3.2.1 Traitement électronique d'accéléromètres et gyromètres

Les méthodes de transposition de l'information employées pour les accéléromètres et les gyromètres sont du type piézorésistif, capacitif ou piézoélectrique. De ce fait, les chaînes de traitement utilisées pour chaque capteur auront de fortes similitudes.

Dans le cadre des gyroscopes et des accéléromètres vibrants, le système de détection nécessite une oscillation des masses sismiques. Cela est exécuté par l'utilisation de matériaux piézoélectriques [DP01] ou par l'utilisation de forces électrostatiques [XF03].

L'utilisation de masse sismique piézoélectrique permet de commander et de mesurer l'information désirée en appliquant une tension de polarisation. Le signal émis par la déformation du détecteur est amplifié afin d'exploiter le signal de mesure. La sensibilité des montages piézoélectriques est difficilement améliorable par une contre réaction du fait des propriétés mécaniques du matériau piézoélectrique. La mesure de l'accélération par un système vibrant piézoélectrique est obtenue en effectuant une différence entre le signal de commande et le signal mesuré. De plus, les systèmes piézoélectriques présentent de grands coefficients de qualité ce qui entraîne une bonne sensibilité. Néanmoins, un système électronique est nécessaire pour réduire la tension de décalage engendrée par la tension de polarisation.

Les systèmes capacitifs détectent le déplacement de la masse sismique et réciproquement peuvent la déplacer par une force électrostatique. L'utilisation de la force électrostatique comme moyen de contre réaction permet d'augmenter la sensibilité du montage tout en gardant un comportement linéaire du capteur [BH96]. Ainsi avec ce procédé, la mesure de l'accélération et celle de l'accélération de coriolis peuvent s'effectuer de la même manière. Néanmoins, ce système nécessite une compensation du mode commun généré par

les capacités parasites.

Les systèmes piézorésistifs détectent la déformation des ressorts. L'inconvénient d'un tel système est l'utilisation d'une électronique limitant les dérives en température, la tension de décalage et l'utilisation d'une force électrostatique afin d'augmenter la sensibilité du capteur.

1.3.3 Conversion analogique numérique et particularité d'une chaîne de traitement sigma delta

La conversion de données de l'analogique vers le numérique permet de passer d'un signal continu dans le temps, à un signal à temps discret. La conversion analogique numérique est réalisée en deux phases [MON05, PET04] : La première consiste à échantillonner le signal analogique. L'échantillonnage correspond à une discrétisation temporelle du signal analogique. La deuxième phase consiste en une discrétisation spatiale du signal sur un nombre fini de valeurs. Cette opération, appelée quantification, est complétée par un codage qui permet d'associer un codage numérique à chacune de ces valeurs discrètes. L'étude de l'effet de ces deux phases sur un signal à temps continu sera l'objet des sous-parties suivantes.

1.3.3.1 L'échantillonneur bloqueur

L'échantillonneur bloqueur, représenté figure 1.18, est constitué au minimum d'un interrupteur qui joue le rôle d'échantillonneur et d'une capacité qui joue le rôle de bloqueur en mémorisant la valeur échantillonnée. La durée de la mémorisation est fonction

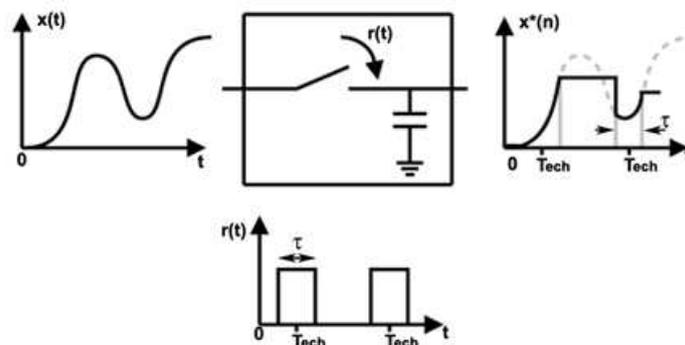


FIGURE 1.18 – Représentation temporelle du fonctionnement d'un échantillonneur bloqueur

du temps d'ouverture τ et de la période d'échantillonnage T_{ech} . Comme l'échantillonneur n'est pas idéal, le spectre à l'issue de l'échantillonnage est égal au produit de convolution des spectres du signal continu $x(t)$ et du signal d'échantillonnage $r(t)$. Si le temps d'ouverture τ faible devant la période T_{ech} , nous considérons l'échantillonnage comme idéal. En effet, puisque chaque valeur du signal échantillonné $x^*(n)$ est maintenue constante durant la quantification, nous pouvons définir la fonction $x^*(n)$ comme une fonction de temps discret. De ce fait, l'effet de l'échantillonneur bloqueur sur le spectre du signal est nul du moment que celui-ci devance le quantificateur.

1.3.3.2 Le quantificateur

La quantification est l'opération de discrétisation de l'amplitude du signal. Cela consiste à transformer un ensemble de valeurs continues en une suite de valeurs discrètes. Cette

opération s'accompagne d'une perte d'information que l'on nommera erreur de quantification. Ainsi, la fonction de transfert d'un quantificateur uniforme a été représentée figure 1.19. Apparaissent sur cette figure le pas de quantification (q), la Pleine Échelle (PE), la

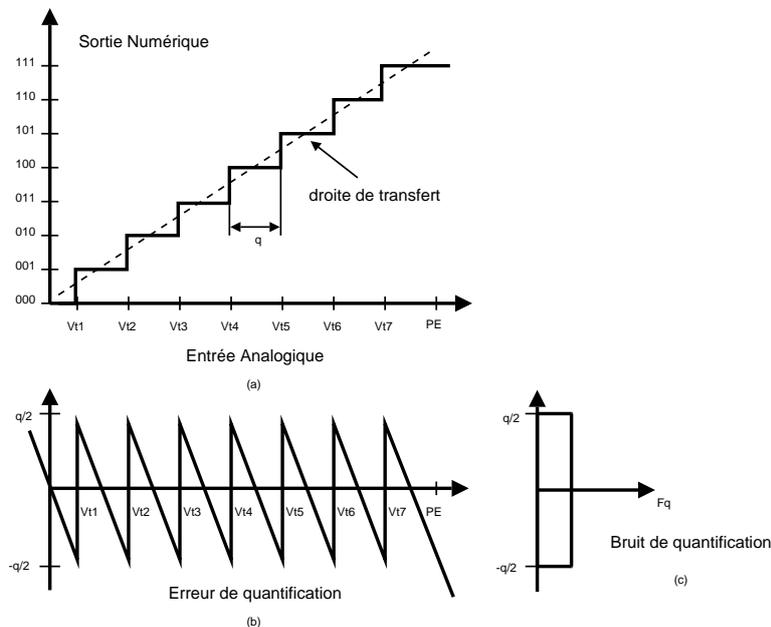


FIGURE 1.19 – Fonction de transfert d'un quantificateur (a) avec son erreur (b) et son bruit (c)

sortie numérique en fonction de l'entrée analogique (a) ainsi que l'erreur associée (b). La pleine échelle représente la dynamique maximale du signal d'entrée qui peut être quantifiée. Au delà de cette dynamique, l'erreur de quantification croit et le quantificateur est considéré comme saturé. La pleine échelle du convertisseur est divisée en intervalles délimités par des tensions de seuil V_T . A chaque valeur analogique à convertir est associé un code numérique de sortie qui correspond à la plus proche tension de seuil V_T inférieure à cette valeur analogique. La largeur de chaque palier, appelée pas de quantification ou quantum q , correspond à la plus petite différence de tension analogique entre deux codes successifs. Dans le cas d'un convertisseur parfait, sans loi de compression, le pas de quantification est constant pour tous les codes. Ainsi, le pas de quantification s'exprime de la manière suivante :

$$q = \frac{PE}{2^N} \quad (1.2)$$

où N correspond à la résolution en nombre de bit du quantificateur. Nous pouvons remarquer que le premier et le dernier palier ont une largeur égale respectivement à $q/2$ et $3q/2$. Cette dissymétrie permet de limiter l'influence de l'erreur de quantification. En plus de la fonction en marche d'escalier, on définit une courbe de transfert passant par le centre des différentes marches. Dans le cas d'un convertisseur parfait, cette courbe de transfert est une droite.

Nous pouvons observer sur la fonction de transfert qu'une plage de tension analogique, comprise entre deux tensions de seuil successives, est convertie en un code unique. Ceci constitue une perte d'information, appelée *erreur de quantification*. A cette erreur de quantification, on associe un bruit de quantification qui est considéré comme une variable aléatoire $e(t)$ uniformément répartie sur l'intervalle $[-\frac{q}{2}; \frac{q}{2}]$. Sa densité de probabilité $F_e(u)$ est donc constante sur cet intervalle (figure 1.19.c). Nous pouvons en déduire la valeur de la puissance du bruit de quantification P_e :

$$P_e = \int_{-q/2}^{q/2} e(t)^2 F_e(u) du = \int_{-q/2}^{q/2} e^2 \frac{1}{q} du = \frac{q^2}{12}$$

Nous pouvons observer que cette erreur dépend directement du pas de quantification q et donc de la résolution du quantificateur.

1.3.3.3 Convertisseur analogique numérique

Comme précisé au début de cette partie, le convertisseur analogique numérique est l'assemblage d'un échantillonneur bloqueur et d'un quantificateur. L'erreur de quantification définie comme une variable aléatoire de répartition uniforme engendre un bruit blanc, c'est à dire de Densité Spectrale de Puissance (DSP) indépendant de la fréquence. Le bruit de quantification $e(t)$ est donc un bruit blanc dont la densité spectrale de puissance sera notée $|E(f)|^2$. Le calcul de $|E(f)|^2$ est réalisé en respectant la condition de Shannon ($F_{ech} \geq 2f_b$). Ceci permet de réduire le domaine d'étude à l'intervalle de fréquences $[-\frac{F_{ech}}{2}; \frac{F_{ech}}{2}]$:

$$P_e = \int_{-\frac{F_{ech}}{2}}^{\frac{F_{ech}}{2}} |E(f)|^2 df = |E(f)|^2 F_{ech}$$

Soit :

$$|E(f)|^2 = \frac{q^2}{12F_{ech}}$$

La puissance de bruit de quantification associée au signal $x(t)$ dans la bande utile $[-f_b; f_b]$ est alors :

$$P_{e|[-f_b;f_b]} = \int_{-f_b}^{f_b} |E(f)|^2 df = \frac{2f_b q^2}{12F_{ech}}$$

De cette équation, nous déduisons que pour réduire le bruit dans la bande utile, il faudrait :

- soit augmenter la résolution du quantificateur ce qui réduirait le pas de quantification : d'après l'équation 1.3 l'augmentation d'un bit de la résolution divise la valeur de q par un facteur 2, soit une diminution de puissance de bruit en décibels de $-6dB$:

$$q_{(N_{bits}+1)} = \frac{2V_{max}}{2^{N_{bits}+1}} = \frac{q_{N_{bits}}}{2} \quad (1.3)$$

- soit augmenter la fréquence d'échantillonnage : en multipliant par 2 la fréquence d'échantillonnage, le gain sur la puissance du bruit en décibels est de $-3dB$ soit l'équivalent d'un demi-bit.

Il semble donc plus avantageux d'augmenter la résolution du quantificateur. Malheureusement la diminution du pas de quantification est limitée par la technologie et l'architecture du quantificateur. On peut donc utiliser des systèmes de "sur-échantillonnage" utilisant une fréquence d'échantillonnage largement supérieure à la fréquence de Nyquist ($2f_b$).

Le facteur de sur-échantillonnage, noté OSR (Over Sampling Ratio), peut alors être défini par :

$$OSR = \frac{F_{ech}}{2f_b}$$

Cependant, une augmentation de la fréquence d'échantillonnage pose des problèmes de consommation ou de limitation de la fréquence de commutation des interrupteurs MOS. Il faut, pour réduire le bruit de quantification dans la bande utile, s'orienter vers des solutions de "mise en forme" du bruit (Noise Shaping) telles que les modulations "Delta" ou "Sigma-Delta". La modulation "Sigma-Delta" fera ainsi l'objet d'une étude dans les paragraphes suivants.

1.3.3.4 Modulation Sigma Delta

La modulation "Delta" est le prédécesseur de la modulation sigma delta. Le principe des deux modulations est de quantifier la différence entre le signal continu $x(t)$ et une valeur prédictive $x_p(t)$. La valeur $x_p(t)$ est obtenue par l'extrapolation des précédentes valeurs

de différentiation. Le système travaille sur des quantités plus petites, le quantificateur peut donc avoir une dynamique plus petite, ce qui permet de réduire le nombre de bits en sortie tout en conservant la précision globale du système. Si la différence entre ces deux valeurs est positive alors la sortie du quantificateur vaut "1" et le signal prédictif est augmenté d'une quantité Δ . Dans le cas contraire, le signal prédictif est diminué de la même quantité et la sortie du quantificateur vaut "0".

L'inconvénient de la modulation "Delta" provient du temps que met le signal prédictif $x_p(t)$ à monter ou descendre. Un signal analogique ne peut donc être approché par une modulation "Delta" que si sa pente reste inférieure à cette limite. Ainsi, la condition de non saturation pour la modulation "Delta" est :

$$2\pi a f < \frac{\Delta}{T} \quad (1.4)$$

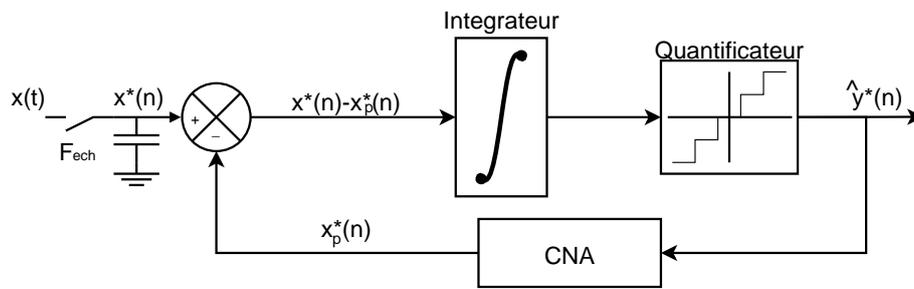
où a est l'amplitude du signal, f la fréquence du signal, Δ est une quantité constante définie par le convertisseur numérique analogique et T est la période d'échantillonnage. Nous remarquons que le critère de la saturation est dépendant de la fréquence et de l'amplitude du signal. Afin de limiter la saturation de la pente, la modulation "Sigma-Delta" est apparue en effectuant une intégration du signal avant traitement. Ainsi, la condition de saturation devient :

$$a < \frac{\Delta}{T} \quad (1.5)$$

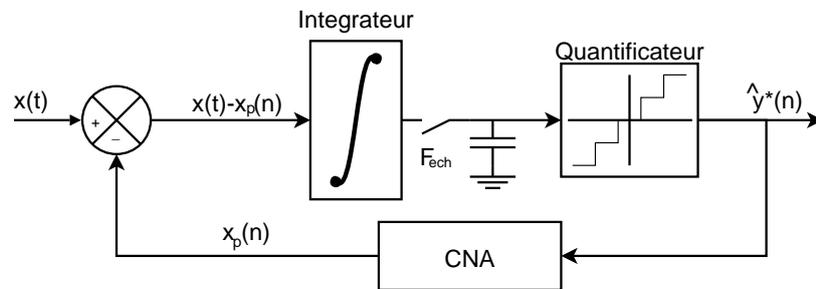
Dans ce cas la saturation de la pente est dépendante d'un seul paramètre qui est l'amplitude. De plus, la modulation "Sigma-Delta" présente l'avantage d'accepter les composantes continues.

Le modulateur "Sigma-Delta" (Σ pour l'intégrateur discret et Δ pour le pas de quantification) de la figure 1.20 est constitué d'un échantillonneur bloqueur, d'un quantificateur N bits, d'un convertisseur numérique analogique (CNA) et d'un intégrateur. Suivant la position de l'échantillonneur bloqueur, avant ou après l'intégrateur, nous parlerons de modulateur "Sigma-Delta" à temps discret ou de modulateur "Sigma-Delta" à temps continu. Afin de mieux distinguer leurs différences, le tableau 1.3 liste les avantages et les inconvénients de l'un et de l'autre.

Le modulateur Sigma Delta a longtemps été employé avec des architectures de premier et deuxième ordre à cause de l'instabilité du système pour un ordre plus élevé. L'apparition des structures MASH (Multistage noise SHaper) a permis d'augmenter l'ordre d'un modulateur Sigma Delta par un assemblage de modulateurs de premier et deuxième ordres. L'ordre d'un modulateur Sigma Delta est proportionnel au nombre d'intégrateurs utilisés. L'influence des intégrateurs sur la mise en forme du bruit de quantification et sur la structure va être détaillée dans la partie suivante.



(a) Modulateur "Sigma-Delta" à temps discret



(b) Modulateur "Sigma-Delta" à temps continu

FIGURE 1.20 – Modulateur Sigma Delta passe bas de 1^{er} ordre

TABLE 1.3 – Comparaison des réalisations de modulateurs discrets et continus [SRN96]

Type de modulateur	Avantages	Inconvénients
Discret à capacité commutée	<ul style="list-style-type: none"> * Facile à simuler * Compatible avec les procédures de fabrication VLSI CMOS * Insensible aux incertitudes d'échantillonnage de la forme du signal produit par l'amplificateur et à son temps d'établissement * Grande précision dans la détermination des pôles et des zéros 	<ul style="list-style-type: none"> * Grande capacité afin d'augmenter le rapport signal sur bruit dû au bruit de commutation * Large pic de courant lors de la charge des capacités entraînant une difficulté de commande par une source externe * Difficilement prototypable (capacité $< 1pf$) * Augmentation du bruit numérique dû au repliement causé par l'échantillonnage
Temps continu à circuit RC	<ul style="list-style-type: none"> * Le rapport signal sur bruit n'est pas limité par les capacités * Facile à piloter par une alimentation externe * Montage expérimental facile à réaliser 	<ul style="list-style-type: none"> * Non compatible avec une procédure de fabrication CMOS * Nécessite de grandes valeurs de résistance avec une grande linéarité, de grandes capacités et un amplificateur linéaire à faible bruit. * Une constante de temps précise n'est pas possible pour une conception monolithique sans ajustement au laser * Dégradation du rapport signal sur bruit par la contre réaction du signal de comparaison * Sensible aux incertitudes d'échantillonnage et aux commutations de contre réaction pour un quantificateur 1 bit * Simulation en temps discret est plus difficile * Le système ne peut être synchronisé par la fréquence d'une horloge

1.3.3.5 Modulateur Sigma Delta passe bas d'ordre N

Les performances du modulateur "Sigma-Delta" se mesurent dans le domaine fréquentiel, et comme nous avons affaire à un système échantillonné, nous prendrons la transformée en z de l'ensemble des signaux. Ainsi nous noterons $X(z)$, $Y_p^*(z)$, $\hat{Y}^*(z)$, et $H(z)$, les transformées en z respectives des signaux $x(t)$, $x_p^*(n)$, $y^*(n)$ et de l'intégrateur $h(n)$. Afin de faciliter les calculs, le CNA est remplacé par un retard pur z^{-1} et le quantificateur par une source additive de bruit blanc $e^*(n)$ de transformée en z notée $E^*(z)$. Ainsi le modulateur Sigma Delta, précédemment décrit figure 1.20, se trouve modifié par la modélisation des blocs représentés figure 1.21.

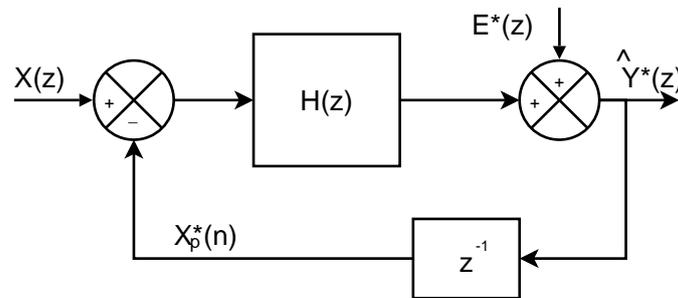


FIGURE 1.21 – Représentation de la modélisation d'un modulateur Sigma Delta de 1^{er} ordre

L'expression de la fonction de transfert liée à ce type de montage est la suivante :

$$Y^*(z) = X(z) \frac{H(z)}{1 + z^{-1}H(z)} + E(z) \frac{1}{1 + z^{-1}H(z)}$$

Cette fonction peut alors se décomposer en deux fonctions de transfert. Une fonction de transfert pour le signal appelée *STF* (Signal Transfer Function) et une fonction de transfert du bruit appelée la *NTF* (Noise Transfer Function) :

$$STF(z) = \left. \frac{Y^*(z)}{X(z)} \right|_{E^*(z)=0} = \frac{H(z)}{1 + z^{-1}H(z)}$$

$$NTF(z) = \left. \frac{Y^*(z)}{E^*(z)} \right|_{X(z)=0} = \frac{1}{1 + z^{-1}H(z)}$$

Considérons maintenant le cas particulier où l'intégrateur est exprimé par la formule suivante :

$$H(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \quad (1.6)$$

Alors les fonctions de transfert *STF* et *NTF* valent 1 et $1 - z^{-1}$. En remplaçant z^{-1} par sa valeur $z^{-1} = e^{-j\frac{2\pi f}{F_{ech}}}$ nous trouvons :

$$|STF(f)|^2 = 1$$

$$|NTF(f)|^2 = \left(1 - e^{-j\frac{2\pi f}{F_{ech}}}\right) \left(1 - e^{-j\frac{2\pi f}{F_{ech}}}\right) = 4 \sin^2 \left(\frac{\pi f}{F_{ech}}\right)$$

Le signal n'est pas affecté et le bruit est "mis en forme" avec une atténuation de celui-ci aux basses fréquences, on dit alors que le bruit est rejeté en haute fréquence. La figure 1.22 représente les densités spectrales de puissance d'une conversion de "Nyquist", à suréchantillonnage et de type "Sigma-Delta". Sur ces densités spectrales, nous avons différencié la représentation spectrale, le signal utile (*STF*) du bruit de quantification (*NTF*). La figure 1.22.a représente la densité spectrale de puissance d'un convertisseur de type "Nyquist" où le bruit de quantification est uniformément réparti sur la plage de fréquence

d'échantillonnage $[-\frac{F_{ech}}{2}; \frac{F_{ech}}{2}]$. Afin de diminuer le bruit de quantification dans la bande utile du signal $[-f_b; f_b]$, il est possible d'augmenter la fréquence d'échantillonnage. La densité spectrale de puissance obtenue avec ce suréchantillonnage est représentée figure 1.22.b. Enfin, la figure 1.22.c représente la densité spectrale de puissance d'un modulateur "Sigma-Delta" qui effectue une "mise en forme" du bruit. Ainsi la puissance du bruit dans

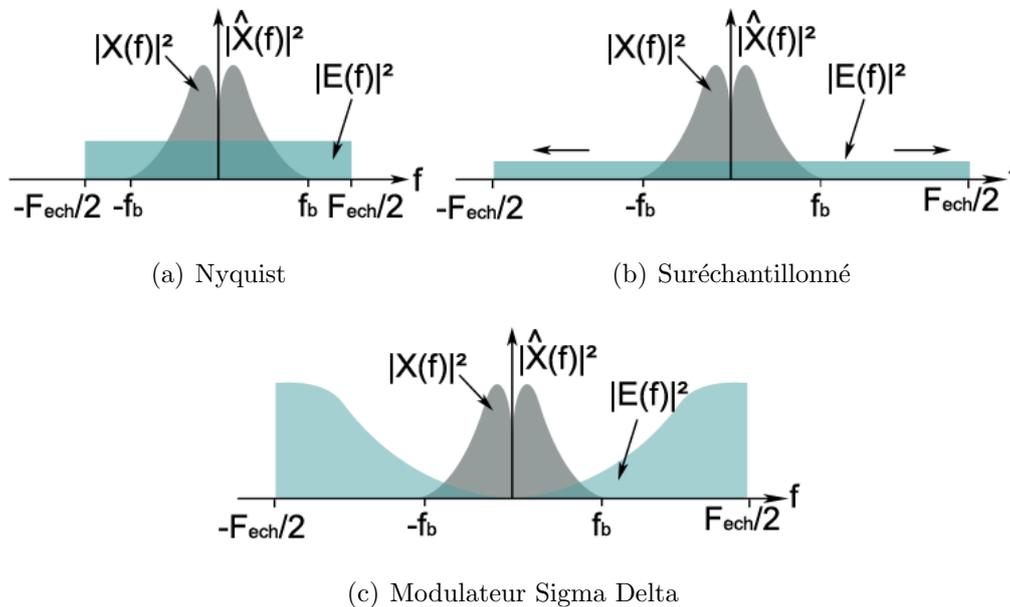


FIGURE 1.22 – Densité spectrale de puissance

la bande utile $[-f_b; f_b]$ pour un modulateur "Sigma-Delta" est alors :

$$\begin{aligned}
 P_e|_{[-f_b; f_b]} &= \int_{-f_b}^{f_b} |E(f)|^2 |NTF(f)|^2 df \\
 &= \frac{q^2}{12F_{ech}} 4 \left(f_b - \frac{F_{ech}}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi f_b}{F_{ech}}\right) \right) \\
 &\approx \frac{q^2}{12} \frac{\pi^2}{3} \left(\frac{2f_b}{F_{ech}} \right)^3 \quad \text{avec } 2f_b \ll F_{ech}
 \end{aligned} \tag{1.7}$$

Pour augmenter la bande utile ou diminuer le plancher de bruit à bande utile constante, nous aurons alors recours à des modulations d'ordre supérieur. De la figure 1.23 d'un

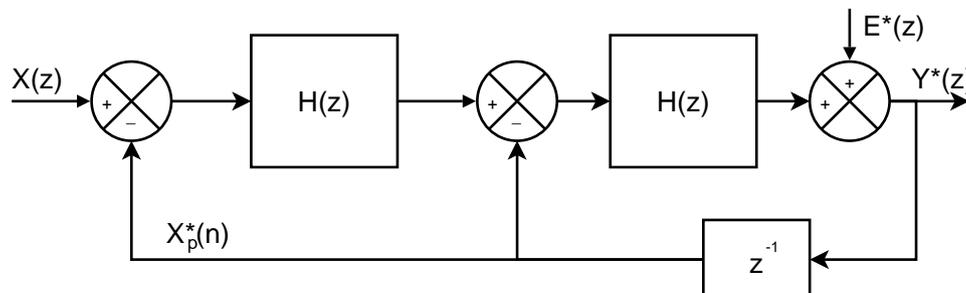


FIGURE 1.23 – Modulateur Sigma Delta passe bas de 2^{me} ordre

Sigma Delta de deuxième ordre avec deux intégrateurs $H(z)$ nous obtenons les fonctions

de transfert suivantes :

$$STF(z) = \left. \frac{Y^*(z)}{X(z)} \right|_{E^*(z)=0} = \frac{H(z)^2}{1 + z^{-1}H(z) + z^{-1}H(z)^2}$$

$$NTF(z) = \left. \frac{Y^*(z)}{E^*(z)} \right|_{X(z)=0} = \frac{1}{1 + z^{-1}H(z) + z^{-1}H(z)^2}$$

En considérant que la formule de l'intégrateur est identique à l'équation 1.6 les fonctions de transfert STF et NTF valent 1 et $(1 - z^{-1})^2$. En remplaçant z^{-1} par sa valeur nous obtenons :

$$|STF(f)|^2 = 1$$

$$|NTF(f)|^2 = \left(4 \sin^2 \left(\frac{\pi f}{F_{ech}} \right) \right)^2$$

La puissance du bruit dans la bande utile $[-f_b; f_b]$ est alors :

$$P_e|_{[-f_b; f_b]} \approx \frac{q^2 \pi^4}{12 \cdot 5} \left(\frac{2f_b}{F_{ech}} \right)^5 \quad \text{avec } 2f_b \ll F_{ech}$$

De manière générale, les fonctions de transfert d'un modulateur Sigma Delta d'ordre n s'écrivent :

$$|STF(f)|^2 = 1$$

$$|NTF(f)|^2 = 2^{2n} \sin^{2n} \left(\frac{\pi f}{F_{ech}} \right)$$

En approximant le sinus par le premier terme de son développement limité, la puissance de bruit dans la bande utile $[-f_b; f_b]$ est alors :

$$P_e|_{[-f_b; f_b]} \approx \frac{q^2 \pi^{2n}}{12 \cdot 2n + 1} \left(\frac{2f_b}{F_{ech}} \right)^{2n+1}$$

Ainsi, en augmentant l'ordre des Sigma Delta le bruit est théoriquement rejeté de plus en plus loin de la bande utile (figure 1.24).

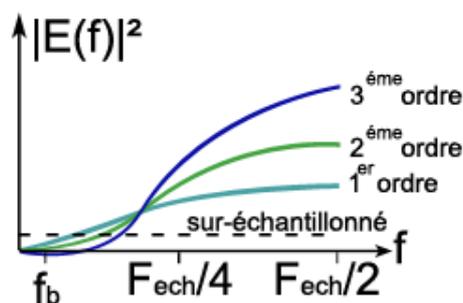


FIGURE 1.24 – Figure de bruit de quantification d'un modulateur Sigma Delta

Néanmoins, pour augmenter l'ordre d'un modulateur Sigma Delta, il est nécessaire d'utiliser des structures de type MASH. Un exemple de ce type de structure est représenté par la figure 1.25. La première boucle fonctionne de manière classique puis le bruit de quantification $E_1(z)$ est inversé et mis en forme à son tour. Là est la particularité de ce montage. Les deux boucles sont ensuite filtrées (en générale par un retard) puis sommées. Nous obtenons comme fonction de transfert :

$$Y^*(z) = X(z) \frac{G_1(z)H_1(z)}{1 + H_1(z)} + E_1(z) \left(\frac{G_1(z)}{1 + H_1(z)} - \frac{G_2(z)H_2(z)}{1 + H_2(z)} \right) + E_2(z) \frac{G_2(z)}{1 + H_2(z)}$$

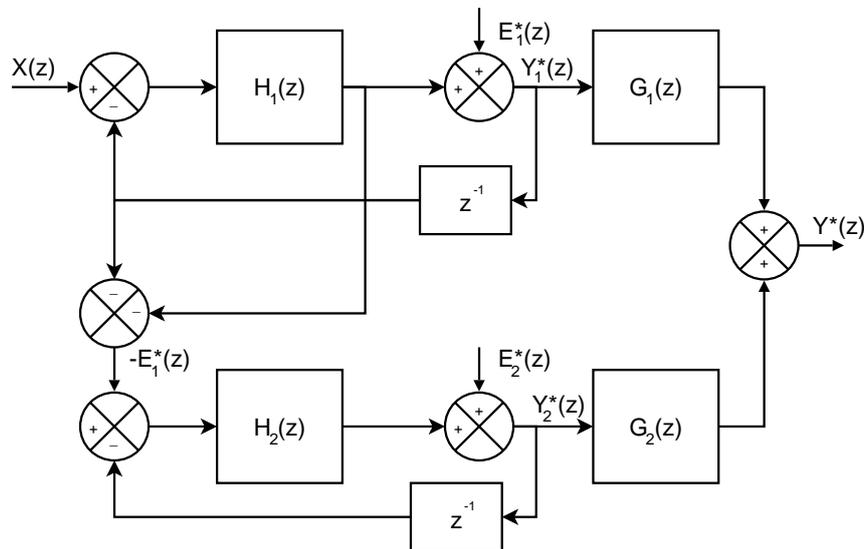


FIGURE 1.25 – Modulateur Sigma Delta passe bas de 2^{me} ordre de type MASH

Grâce à un choix pertinent des filtres ($G(z)$) et des intégrateurs ($H(z)$), nous pouvons alors faire totalement disparaître l'effet du bruit de quantification $E_1(z)$ au prix d'une mise en forme plus importante de bruit de quantification de la boucle, $E_2(z)$. Considérons l'exemple suivant :

$$H_1(z) = H_2(z) = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}}, \quad G_1(z) = z^{-1} \text{ et } G_2(z) = 1 - z^{-1}$$

Les fonctions de transfert *STF* et *NTF* sont alors :

$$\begin{aligned} STF &= z^{-2} \\ NTF &= (1 - z^{-1})^2 \end{aligned}$$

Soit une mise en forme du bruit identique à celle obtenue avec un modulateur de second ordre. Les structures MASH permettent d'obtenir des structures stables d'ordre élevé ou la grande différence provient du double retard (z^{-2}) appliqué sur le signal d'entrée.

1.4 Conclusion

Une centrale inertielle est composée de différents types de capteurs. Ce chapitre a présenté une étude de ces capteurs qui a révélé les différences entre les phénomènes physiques à mesurer mais également la diversité de transduction pour un même phénomène physique. Cette diversité impose un choix en fonction de la sensibilité, de la dérive dans le temps et de l'intégration des capteurs. Le fait d'intégrer la centrale inertielle pose un problème d'encombrement au niveau des capteurs mais également au niveau de l'électronique. De ce fait, les technologies employées pour réaliser les différents capteurs doivent être compatibles afin de pouvoir les intégrer sur une même puce.

L'encombrement des capteurs et de leur électronique associée est aussi à considérer comme un problème. L'évolution d'un phénomène physique dans le temps est généralement moins rapide que le temps d'exécution de la chaîne de traitement électronique. Le fait de rendre cette chaîne de traitement commune aux trois capteurs par un multiplexage des capteurs permettrait un gain sur l'encombrement total du système. De ce fait, le choix du moyen de transduction doit être identique dans les deux cas ou du moins reconfigurable. A partir des précédentes considérations, le choix des capteurs s'est orienté vers les accéléromètres et les gyroscopes à transduction capacitive.

La chaîne de traitement utilisée pour les capteurs doit permettre de diminuer le seuil de la sensibilité tout en assurant une conversion analogique numérique en vue d'un traitement du signal. Dans les précédentes parties sur les convertisseurs analogiques numériques, nous avons étudié le modulateur Sigma Delta. Cette architecture est grandement employée dans l'électronique de traitement pour capteurs. Elle permet de minimiser le bruit de quantification et de ce fait, d'augmenter l'immunité au bruit. Cependant, cela n'est pas son seul atout car l'architecture Sigma Delta utilise des intégrateurs dont la ou les capacités peuvent être remplacées par le transducteur des capteurs. Par ce procédé, les capteurs sont intégrés au modulateur Sigma Delta.

Il est précisé, plus haut, que l'intégrateur peut être constitué d'une ou de plusieurs capacités. Cela dépend du type de modulateur choisi (continu ou discret). Dans notre cas, l'architecture utilisée sera une architecture discrète. Elle permet d'effectuer une contre réaction sur le capteur afin d'augmenter sa sensibilité.

Des capteurs précédemment décrits, seul l'accéléromètre capacitif sera étudié dans le chapitre suivant. Ce chapitre portera sur un modèle comportemental de l'accéléromètre en fonction des propriétés mécaniques des matériaux, de la tension d'alimentation, de son milieu ambiant et de la technologie employée. Il sera fait part des différentes structures d'accéléromètres réalisables en fonction des technologies de fabrication. Ceci pour pré-dimensionner un accéléromètre en fonction du type d'applications et de la sensibilité désirés, mais également afin de connaître les phénomènes qui régissent ces dimensions.

Le troisième chapitre portera sur le modulateur Sigma Delta passe bas dont l'interface capteur sera un amplificateur de charge différentielle. Les différentes modifications du modulateur nécessaires au fonctionnement de l'ensemble, seront abordées dans un premier temps. Il s'en suivra une optimisation de son fonctionnement et une réalisation de modèle. L'étude se poursuivra sur le comportement perturbatoire de l'ensemble en vue d'une simulation système.

Le quatrième chapitre s'articulera autour de l'expérimentation de la chaîne de traitement du modulateur Sigma Delta et de l'accéléromètre capacitif. Les mesures ainsi réalisées confronteront les résultats obtenus lors du pré-dimensionnement du capteur et la validité des paramètres obtenus lors de la simulation système.

Chapitre 2

Modélisation et paramètres technologiques d'un accéléromètre capacitif

2.1 Introduction

Comme nous l'avons remarqué sur la figure 1.2, il existe pour les accéléromètres, une multitude d'applications. Ces applications font référence à des performances diverses et variées. La réalisation d'un accéléromètre capacitif satisfaisant les contraintes de toutes ces applications s'avère difficile. Il est donc nécessaire de dimensionner l'accéléromètre capacitif en fonction de l'application désirée. Cependant, il est possible d'utiliser la même structure d'accéléromètre capacitif pour diverses applications. De ce constat, nous développerons une étude sur la modélisation de l'accéléromètre capacitif de façon à reconfigurer l'accéléromètre capacitif en fonction de l'application [ARR04, ARR05].

Une fois la définition du modèle effectuée, nous énumérerons succinctement les procédés de fabrication utilisés ainsi que les contraintes associées. Ensuite, nous établirons, à l'aide d'un logiciel de conception spécialement développé, le lien entre les technologies de fabrication, les structures des accéléromètres et le modèle de l'accéléromètre afin d'optimiser les dimensions de l'accéléromètre capacitif en fonction de l'application.

2.2 Modélisation analytique d'un accéléromètre capacitif

L'accéléromètre capacitif est un microsystème à masse suspendue [Zho98] représenté figure 2.1.a. Ce système peut s'apparenter à un système dissipatif à amortissement fluide [BOU03] représenté figure 2.1.b dont le modèle est exprimé ci après :

$$m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + b \frac{dx(t)}{dt} + kx(t) = ma(t) \quad (2.1)$$

Le paramètre m représente dans ce modèle la masse sismique, k représente la raideur du système mécanique maintenant la masse en suspension et b représente l'amortissement engendré par le déplacement d'air lors du déplacement de la masse sismique. La raideur mécanique k est dans ce cas réalisée par un ressort et le déplacement d'air b est assimilé à un amortissement visqueux.

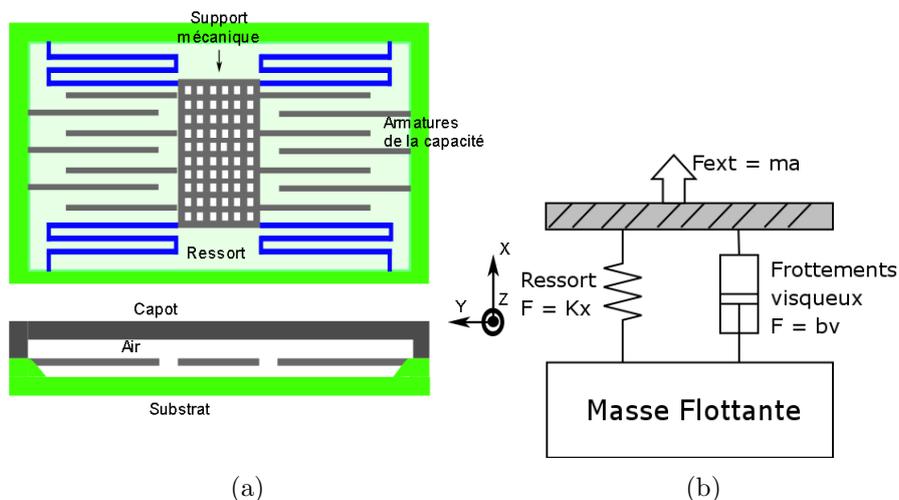


FIGURE 2.1 – Micro-accelerometer capacitif (a) associé à son modèle (b)

En utilisant la transformée de Laplace, on peut mettre cette équation sous la forme

suivante :

$$\frac{X(p)}{A(p)} = \frac{m}{mp^2 + bp + k} = \frac{1}{p^2 + \frac{\omega_r}{Q}p + \omega_r^2} \quad (2.2)$$

$$o \ \omega_r = \sqrt{\frac{k}{m}} \text{ et } Q = \frac{\omega_r m}{b}$$

La représentation du coefficient de qualité Q et de la pulsation propre ω_r permettra une meilleure optimisation de l'accéléromètre en fonction des divers éléments qui le composent.

L'étude du comportement de l'accéléromètre capacitif sera réalisée en utilisant les principes de la résistance des matériaux en petite déformation, de l'électromagnétisme, de la thermodynamique et de la fluide. De ces principes seront élaborés des modèles électromécaniques, thermomécaniques et thermofluidiques. Ces modèles seront utilisés afin d'évaluer le comportement de capteurs de formes et de tailles différentes.

Ainsi, les prochaines parties décriront l'influence et la composition des trois éléments de l'accéléromètre à savoir la masse flottante m , le coefficient d'amortissement b et la raideur du ressort k en fonction des modèles afin d'obtenir les paramètres Q et ω_r .

2.2.1 Caractéristiques de la masse flottante

Le modèle d'accéléromètre décrit dans le premier chapitre, fait apparaître la masse flottante du système comme l'élément de détection. Lorsque le système subit une accélération, la masse flottante se déplace. Le fait que la masse flottante évolue dans un milieu gazeux contraint ces déplacements. Réciproquement, la masse sismique contraint le déplacement de gaz lorsque celle-ci est statique. De cette interaction subsiste un bruit Brownien ($\overline{Fn^2}$) parasitant la détection de l'accélération. Ce bruit s'exprime de la manière suivante :

$$\overline{Fn^2} = \sqrt{4 \times k_B \times T \times b \times \Delta f} [N^2/Hz] \quad (2.3)$$

Le rapprochement entre le modèle et le capteur nécessite une étude sur la masse flottante afin de déterminer ses composants, son comportement et son expression lors d'une accélération.

2.2.1.1 Composition de la masse flottante

La masse flottante est l'ensemble de la matière subissant un déplacement sous l'effet de l'accélération. Des armatures libres, solidaires du support mécanique et représentées figure 2.1.a, servent à la détection de l'accélération. La masse totale des armatures libres fait donc partie de la masse flottante. Les ressorts, quant à eux, se déforment sous l'action du déplacement du support mécanique. Leur fonction est de maintenir la masse en suspension et de ne lui autoriser qu'un déplacement selon l'axe de mesure. Néanmoins, suite à la déformation des éléments des ressorts, nous pouvons en déduire que ceux-ci subissent un déplacement en fonction de l'accélération. De ce fait, les masses des ressorts sont elles aussi comptabilisées dans la masse flottante.

2.2.1.2 Comportement du support mécanique et des armatures mobiles

Le déplacement de la masse flottante, engendré par l'accélération, déforme ses éléments. La déformation des ressorts, due à l'accélération, absorbe une grande partie de l'énergie cinétique du support mécanique et des armatures. Une fois l'accélération terminée, les ressorts reprennent leur forme initiale et libèrent l'énergie absorbée. Le cycle de déformation peut évoluer de deux façons : soit s'atténuer et revenir à une position stable, soit amplifier la déformation et entrer en résonance. La fréquence fondamentale d'un mouvement harmonique est déterminée en appliquant la méthode de Rayleigh. Le système est

dit oscillant lorsqu'il y a conservation de l'énergie c'est à dire un échange permanent entre énergie cinétique et potentielle.

$$\frac{E_{pmax}}{E_{cmax}} = 1 \quad (2.4)$$

où E_{pmax} et E_{cmax} sont les maximales de l'énergie potentielle et de l'énergie cinétiques. Du fait de la déformation du ressort (figure 2.2) l'expression de l'énergie cinétique du système est :

$$Ec = \frac{1}{2} \int_0^\ell \mu \left(\frac{\partial u}{\partial t} \right)^2 dx + \frac{1}{2} M \left(\frac{du}{dt} \right)^2$$

où u correspond au déplacement, μ à la masse linéique du ressort et M à la masse du support mécanique et des armatures. La totalité du ressort peut être assimilée à une

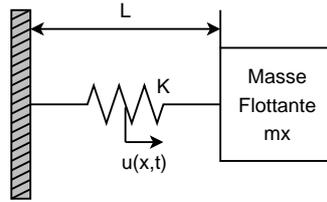


FIGURE 2.2 – Système masse-ressort

somme de ressorts élémentaires de longueur dx et de rigidité $\frac{k\ell}{dx}$ avec k rigidité du ressort de longueur ℓ , où l'énergie potentielle de longueur dx est :

$$dEp = \frac{1}{2} k\ell \left(\frac{\partial u}{\partial x} \right)^2 dx$$

et l'énergie potentielle du ressort est :

$$Ep = \frac{1}{2} \int_0^\ell k\ell \left(\frac{\partial u}{\partial x} \right)^2 dx$$

Le calcul de la pulsation propre, suivant la méthode de Rayleigh, nécessite un choix sur la forme des déplacements. Ce choix est réalisé en fonction de la masse du ressort, de la masse des armatures et du support mécanique. Lorsque la masse du ressort est faible comparée à l'ensemble de la masse sismique, les déplacements sont considérés linéaires. Si cela n'est pas le cas, les déplacements sont considérés harmoniques. Dans notre cas, la masse du ressort est considérée faible face à la masse des armatures et du support mécanique. Avec cette hypothèse, il est possible d'exprimer l'énergie maximale potentielle et l'énergie maximale cinétique de l'ensemble du système pour n'importe quel type de ressorts.

$$u(x, t) = \frac{x}{\ell} \sin \omega t$$

d'où

$$\begin{aligned} E_{cmax} &= \frac{1}{2} \omega^2 \ell^2 \left(\frac{m_r}{3} + M \right) \\ E_{pmax} &= \frac{1}{2} k\ell^2 \end{aligned} \quad (2.5)$$

où m_r représente la masse totale des ressorts. En remplaçant E_{pmax} et E_{cmax} par leurs expressions dans l'équation 2.4, nous obtenons l'équation de la pulsation propre ω :

$$\omega = \sqrt{\frac{k}{\frac{m_r}{3} + M}}$$

La pulsation de résonance définie dans le modèle de l'accéléromètre est fonction du coefficient de raideur k et de la masse sismique m . Ainsi l'expression de la masse sismique est :

$$m = \frac{m_r}{3} + M$$

L'expression de la masse flottante a révélé l'influence de l'énergie potentielle sur la pulsation propre du système. Il faut cependant, pour respecter la méthode de Rayleigh, vérifier que les déplacements soient linéaire.

2.2.2 Caractérisation et modélisation des différents types de ressorts

La conception du ressort est un point critique et dépend de l'application et de l'orientation de la mesure. Si la mesure doit être unidirectionnelle, comme dans le cas d'une mesure selon un axe, il est nécessaire d'optimiser la conception des ressorts de façon à réduire les perturbations qui peuvent être engendrées par les axes de mesure parasites (Cross Axes). L'influence des mouvements parasites sur la qualité de la mesure est conjointement réduite par le placement des armatures, qui consiste à scinder la capacité de mesure de façon à la répartir de part et d'autre du support mécanique.

Dans le modèle de l'accéléromètre, le terme k modélise l'influence du ressort. Ce ressort est constitué des éléments mécaniques et d'un autre élément défini par l'opération de mesure : la raideur électrostatique. En effet, la mesure de l'accélération s'effectue grâce à la détection de la variation de charge emmagasinée dans les capacités. La charge, emmagasinée dans les capacités, produit entre les armatures, une force électrostatique qui tend à rapprocher ces dernières. Cette force varie en fonction du déplacement de l'armature. La variation de la force électrostatique étant dépendante de la distance entre les armatures, il est possible d'assimiler cette force à une raideur variable en fonction du déplacement. Ainsi, la raideur électrostatique, engendrée par la mesure pour de très faibles déplacements, s'exprime de la manière suivante :

$$k_{lec} = \frac{\partial F_{lec}}{\partial x} = \frac{2C_0 V_m^2}{g_0^2} \quad (2.6)$$

où C_0 est la capacité de mesure, V_m est la tension aux bornes de la capacité et g_0 est la distance entre les armatures lorsqu'il n'y a aucun déplacement. La force électrostatique tend à rapprocher les armatures tandis que les éléments mécaniques tendent à garder la distance entre les armatures, constante. Nous pouvons en déduire que l'effort de l'un est l'opposé de l'autre et, de ce fait, exprimer la raideur k du modèle de l'accéléromètre comme suit :

$$k = |k_{mc} - k_{lec}| \quad (2.7)$$

où k_{mc} est la raideur associée aux éléments mécaniques.

En fonction de l'application choisie, il existe plusieurs sortes de ressorts répondant aux différentes applications de l'accéléromètre capacitif. Cinq types de ressorts représentés figure 2.3, ont été sélectionnés afin de réaliser toutes les applications liées aux systèmes capacitifs.

Les ressorts de la figure 2.3 ne représentent qu'une partie du ressort de l'ensemble du système. La totalité d'un ressort est composée de quatre parties, réparties symétriquement de part et d'autre du support mécanique, comme nous pouvons le remarquer sur la figure 2.4. Cette symétrie détermine les conditions initiales appliquées aux extrémités de chaque constituant des ressorts. Ainsi, les conditions initiales contraignent les ressorts sous la forme d'un système à guidage forcé.

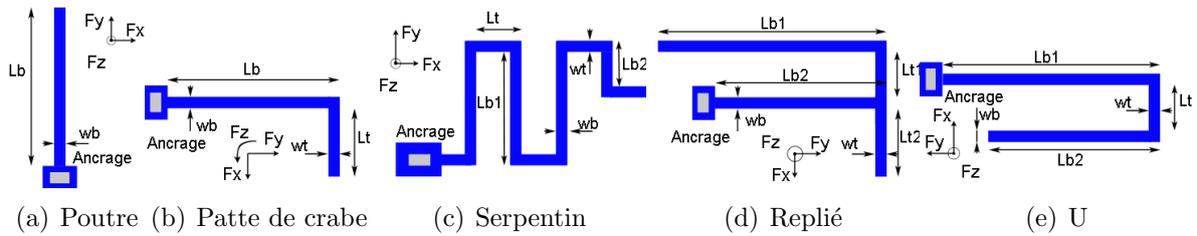


FIGURE 2.3 – Type de ressorts

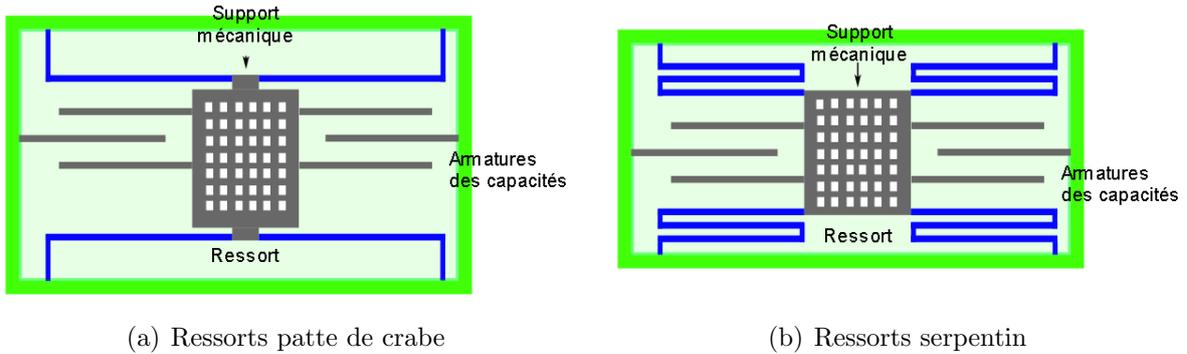


FIGURE 2.4 – Représentation des ressorts types dans le capteur

2.2.2.1 Homogénéisation des paramètres mécaniques

Les structures réalisées en technologies MEMS multicouches sont constituées de matériaux dont les propriétés mécaniques diffèrent. La détermination de la raideur du ressort est fonction des propriétés mécaniques de l'ensemble de la structure multicouches [NB]. Le module de Young et le module de cisaillement de la structure multicouche sont déterminés par un calcul d'homogénéisation composite. Ce calcul est basé sur la loi des mélanges, où le module de Young de la structure stratifiée, est la somme des modules de Young des matériaux divisés par leur volume. La détermination du module de cisaillement pour la structure stratifiée est établie sur le même principe que celui du module de Young. Les modules de Young et de cisaillement homogénéisés sont représentés par les équations 2.8 et 2.9.

$$Et = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{Ei}{Vi} \quad (2.8)$$

$$Glt = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{Gi}{Vi} \quad (2.9)$$

où Ei correspond au module de Young d'un matériau, Gi au module de cisaillement d'un matériau et Vi au volume occupé par ce matériau. Les modules ainsi déterminés sont utilisés pour calculer l'énergie potentielle des ressorts.

2.2.2.2 Étude énergétique d'un ressort

Le calcul du coefficient de raideur d'un ressort peut être établi de différentes façons, comme le théorème des travaux virtuels, la méthode énergétique [MUR05] et par la méthode de Castigliano. Cette dernière intègre dans une fonction, une énergie potentielle, dont les valeurs recherchées sont obtenues par la dérivation de la fonction. Avec cette méthode, il est donc possible de prendre en compte l'influence des énergies mécaniques afin d'obtenir une expression d'énergie potentielle de déformation élastique.

En appliquant le principe de Clapeyron qui stipule que l'énergie de déformation ne dépend que du travail des forces extérieures données, nous pouvons exprimer la variation

de l'énergie de déformation (U) d'une structure soumis à un ensemble n de forces (F_i) extérieures entraînant des déplacements (u_i).

$$U(\vec{F}_i) = W = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n F_i u_i$$

Les systèmes mécanique étudiés dans ce manuscrit ont comme élément de base la structure de type poutres. Le choix de la structure de type poutre permet d'utiliser l'expression de l'énergie de déformation linéique le long de la ligne moyenne de la poutre exprimé de la forme suivante :

$$U = \int_0^{l_i} \frac{N_i^2(x)}{2ES_i} dx + \int_0^{l_i} \frac{T_{riy}^2(x)}{2Gk_y S_i} dx + \int_0^{l_i} \frac{T_{riz}^2(x)}{2Gk_z S_i} dx + \int_0^{l_i} \frac{M_{ify}^2(x)}{2EI_{yi}} dx + \int_0^{l_i} \frac{M_{ifz}^2(x)}{2EI_{zi}} dx + \int_0^{l_i} \frac{M_{it}^2(x)}{2GJ_i} dx \quad (2.10)$$

où N correspond à l'effort de compression et de tension, T_r à l'effort de cisaillement, $k_{z,y}$ au coefficient d'aire de cisaille ($k = 5/6$ pour un section rectangulaire), S à la surface de section, M au moment de flexion, M_t au moment de torsion, I au moment quadratique, J constante de torsion de Saint Venant, E au module de Young, G au module d'élasticité transversale et i aux différentes longueurs de poutre qui composent le ressort. Le module d'élasticité transversale est établi en fonction du coefficient de Young E et du coefficient de poisson ν et s'exprime comme tel :

$$G = \frac{E}{2(1 + \nu)}$$

La constante de torsion de Saint Venant pour une poutre de section rectangulaire est de la forme suivante :

$$J = \frac{1}{3} t^3 w \left(1 - \frac{192}{\pi^5} \frac{t}{w} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{i^5} \tanh \left(\frac{i\pi w}{2t} \right) \right)$$

L'épaisseur et la largeur de la poutre sont représentées par les symboles t et w . L'expression de la constante de torsion est valable pour $t < w$. Si cela n'est pas le cas, leur rôles sont inversés.

L'énergie de déformation ainsi exprimée associé au théorème de Castigliano, nous permet de calculer la raideur des ressorts. Le théorème de Castigliano établie que la dérivée partielle de l'énergie de déformation par rapport à la force \vec{F}_i (indépendante des autres forces) est égale au déplacement algébrique u_i pris dans la direction et le sens de \vec{F}_i . Ceci s'exprimer de la forme suivante :

$$\frac{\partial U}{\partial F_i} = u_i$$

Dans le cadre d'un ressort, le déplacement algébrique u_i s'apparente à une compression ou une extension. De ce fait, nous pouvons exprimé le déplacement algébrique de la façon suivante :

$$u_i = \frac{F_i}{k_i}$$

où k_i est le coefficient de raideur et F_i la force exercée sur le ressort. Le théorème de Castigliano permet de déterminer un déplacement dans la direction d'un effort. Par contre, il semble ne pas permettre de déterminer des déplacements si les charges sont réparties sur une partie de solide. La solution consiste à définir l'énergie de déformation avec la présence d'une charge fictive. Cette charge fictive étant nulle, nous obtenons le déplacement souhaité.

2.2.2.3 Calculs des coefficients de raideur

Le théorème de Castigliano va nous permettre de calculer le coefficient de raideur des différents ressorts. Nous avons démontré, précédemment, que la dérivée partielle de l'énergie de déformation en fonction de la force fait apparaître la flèche. Cependant, notre attention se porte sur la déformation engendrée par les perturbations extérieures à l'extrémité libre du système. Ainsi, la flèche subie à cette extrémité, sera exprimée en fonction de la dérivée partielle de l'énergie de déformation par rapport à la force exercée sur cette extrémité. Le calcul des coefficients de raideur se fera en ne considérant qu'un déplacement dans la direction désirée et en annulant les autres, comme définie par le principe de la charge fictive.

L'application du principe fondamental de la mécanique statique sur les composés des ressorts révèle l'expression des paramètres nécessaires au calcul de l'énergie de déformation. Ces paramètres ont été répertoriés pour chaque type de ressorts sous forme de tableau. La méthode de calcul des coefficients de raideur selon [Fed94] va être décrite pour le calcul du ressort de type poutre. Le tableau 2.1 recense les efforts extérieurs subis par la poutre visible sur la figure 2.5. Cette figure fait apparaître deux repères $[x, y, z]$ et $[\delta, \xi, z]$. Le premier repère est défini pour le déplacement du capteur tandis que le second est défini pour le déplacement des constituants des parties des ressorts. L'expression de

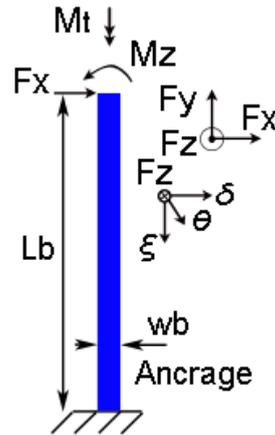


FIGURE 2.5 – Ressort de type poutre

TABLE 2.1 – Expression des efforts internes dans le ressort de type poutre

Longueur	Effort N_i	Moment M_{ifx}	Moment M_{ifz}	Moment M_{it}	Effort T_{iy}	Effort T_{iz}
L_b	F_y	$M_{fx} - F_y \xi$	$M_{fz} - F_x \xi$	M_{fy}	F_x	F_z

l'énergie de déformation est définie de la sorte :

$$U_{lb} = \int_0^{l_b} \frac{N_{lb}^2(\xi)}{2ES_{lb}} d\xi + \int_0^{l_b} \frac{T_{lby}^2(\xi)}{2Gk_y S_{lb}} d\xi + \int_0^{l_b} \frac{T_{lbz}^2(\xi)}{2Gk_z S_{lb}} d\xi + \int_0^{l_b} \frac{M_{lbt}^2(\xi)}{2EI_{ylb}} d\xi + \int_0^{l_b} \frac{M_{lbfz}^2(\xi)}{2EI_{zlb}} d\xi + \int_0^{l_b} \frac{M_{lbfx}^2(\xi)}{2GJ_{lb}} d\xi$$

Les conditions initiales à l'extrémité des constituants des ressorts, fixées par les charges fictives, permettent de résoudre le système afin de calculer le coefficient de raideur en x . Ces conditions sont les suivantes :

$$-\frac{\partial U_{lb}}{\partial M_{fz}} = -\frac{\partial U_{lb}}{\partial M_{fx}} = -\frac{\partial U_{lb}}{\partial M_t} = -\frac{\partial U_{lb}}{\partial T_y} = -\frac{\partial U_{lb}}{\partial T_z} = 0$$

$$\delta_x = -\frac{\partial U_{lb}}{\partial F_x}$$

$$k_x = \frac{4F_x}{\delta_x}$$

Le calcul des autres coefficients de raideur est réalisé en appliquant la même méthode, consistant à annuler tous les déplacements non désirés et à ne garder qu'un déplacement. Les expressions des autres coefficients sont répertoriées dans le tableau 2.2 où : k_i représente la raideur du ressort pour l'axe i , θ représente la raideur du ressort pour une torsion autour de l'axe x , ϕ représente la raideur du ressort pour une torsion autour de l'axe y et ψ représente la raideur du ressort pour une torsion autour de l'axe z .

TABLE 2.2 – Coefficient de raideur pour le ressort de type poutre

k_x	k_y	k_z	θ	ϕ	ψ
$\frac{48 E I_{zlb} S_{lb} G k}{lb^2(6 z_{lb} + lb S_{lb} G k)}$	$\frac{4 E I_{y lb} S_{lb}}{lb \left(I_{y lb} + \frac{lb^3 S_{lb}}{36} \right)}$	$\frac{8 G k S_{lb}}{lb^2}$	$\frac{72 E I_{y lb} (y_{lb} + lb^3 S_{lb})}{lb^2 (36 I_{y lb} + lb^3 S_{lb})}$	$\frac{12 G k S_{lb}}{lb^2}$	$\frac{4 G J_{lb}}{lb}$

L'énergie de déformation d'un ressort à plusieurs éléments est obtenue en sommant les énergies de déformations de chaque élément. Les efforts et les moments de chaque partie de ressort sont répertoriés dans les tableaux 2.3, 2.5, 2.7 et 2.9. L'expression des efforts et des moments du ressort serpentin ont été réalisées selon la méthode définie pages 104 à 110 du manuscrit de [Fed94]. Les coefficients de raideur et de torsions sont répertoriés dans les tableaux 2.4, 2.6, 2.8 et 2.10.

TABLE 2.3 – Expression des efforts internes dans le ressort de type patte de crabe

Longueur	Effort N_i	Moment M_{if_y}	Moment M_{if_z}	Moment M_{it}	Effort T_{iy}	Effort T_{iz}
Lb	$-F_y$	$M_{fy0} - F_z Lt - F_z \xi$	$M_{fz0} - F_y Lt - F_x \xi$	$M_{fy0} - F_z Lt$	F_x	F_z
Lt	F_x	$M_{fy0} - F_z \xi$	$M_{fz0} - F_y \xi$	M_{fx0}	F_y	F_z

TABLE 2.4 – Coefficient de raideur pour le ressort de type patte de crabe

k_x	$\frac{12 E I_{zlb} (4 I_{zlt} lb + I_{zlb} lt)}{I_{zlt} lb^4 + I_{zlb} lb^3 lt}$
k_y	$\frac{12 E I_{zlt} (4 I_{zlb} lt + I_{zlt} lb)}{I_{zlb} lt^4 + I_{zlt} lb lt^3}$
k_z	$\frac{48 E I_{y lb} I_{y lt} (E I_{y lb} I_{y lt} lb + G I_{y lt} J_{lb} lb + G I_{y lb} J_{lb} lt)}{(4 E I_{y lb} I_{y lt}^2 lb^4 + G I_{y lt} J_{lb} lb^4 + 4 G I_{y lb} I_{y lt} J_{lb} lb^3 lt + 6 G I_{y lb} I_{y lt} J_{lb} lb^2 lt^2 + 4 E I_{y lb}^2 I_{y lt} lb lt^3 + G I_{y lb} I_{y lt} J_{lb} lb lt^3 + G I_{y lb}^2 J_{lb} lt^4)}$
θ	$\frac{G J_{lt}}{lt}$
ϕ	$\frac{16 E I_{y lb} I_{y lt} (3 E I_{y lb} I_{y lt} lb lt^2 + G J_{lb} (I_{y lb} lt^3 + I_{y lt} lb (lb^2 + 3 lb lt + 3 lt^2)))}{(4 E I_{y lb} I_{y lt} lb (I_{y lt} lb^3 + I_{y lb} lt^3) + G J_{lb} (I_{y lt}^2 lb^4 + I_{y lb}^2 lt^4 + 2 I_{y lb} I_{y lt} lb lt (2 lb^2 + 3 lb lt + 2 lt^2)))}$
ψ	$\frac{E I_{zlt} (16 I_{zlb} lt + 12 I_{zlt} lb)}{I_{zlb} lt^2 + I_{zlt} lb lt}$

TABLE 2.5 – Expression des efforts internes dans le ressort de type replié

Longueur	Effort N_i	Moment M_{if_y}	Moment M_{if_z}	Moment M_{it}	Effort T_{iy}	Effort T_{iz}
$Lb1$	F_y	$M_{f_{x0}} - F_z \xi$	$M_{f_{z0}} - F_x \xi$	$M_{f_{y0}}$	$-F_x$	$-F_z$
$Lt1$	F_x	$M_{f_{y0}} - F_z \xi$	$M_{f_{z0}} - F_x Lb1 + F_y \xi$	$M_{f_{x0}} - F_z Lb1$	F_y	F_z
$Lb2$	$-F_y - F_{y1}$	$M_{f_{x0}} - F_z Lb1$ $+ M_{f_{x1}}$ $+(F_z + F_{z1})\xi$	$M_{f_{z0}} - F_x Lb1 + F_y Lt1$ $- M_{f_{z1}} + F_{y1} \frac{Lt2}{2}$ $-(F_x + F_{x1})\xi$	$M_{f_{y1}} - F_{z1} \frac{Lt2}{2}$ $- M_{f_{y0}} + F_z Lt1$	$-F_x - F_{x1}$	$F_z + F_{z1}$
$Lt2$	$-F_{x1}$	$M_{f_{y1}} - F_{z1} \xi$	$-M_{f_{z1}} + F_{y1} \xi$	$M_{f_{x1}}$	F_{y1}	F_{z1}

TABLE 2.6 – Coefficient de raideur pour le ressort de type replié

k_x	$\frac{48 E I_{zlb} (4 I_{zlt} (lb_1 + lb_2) + I_{zlb} lt_1)}{4 I_{zlt} lb_1 (lb_1^3 + lb_2^3) + I_{zlb} (4 lb_1^3 + lb_2^3) lt_1}$
k_y	$\frac{48 E I_{zlt} (I_{zlt} lb_1 (lb_1^3 + lb_2^3) + I_{zlb} (4 lb_1^3 + lb_2^3) lt_1)}{lt_1^3 (4 I_{zlt} lb_1 (lb_1^3 + lb_2^3) + I_{zlb} (4 lb_1^3 + lb_2^3) lt_1)}$
k_z	$\frac{48 E G J_{lb} (I_{y lb} J_{lt} (G J_{lt} lb_1 + E I_{y lb} lt_1 + I_{y lt}) \beta_1 \beta_2)}{\left(-3 J_{lb} lb_1^2 (G J_{lt} lb_1 + 2 E I_{y lb} lt_1) \right)^2 J_{lt} \beta_1 \beta_2 + \alpha_3 (G J_{lt} lb_1 + E I_{y lb} lt_1) \beta_1 \beta_2}$ $- \alpha_2 (I_{y lb} J_{lt} (G J_{lt} lb_1 + E I_{y lb} lt_1 + I_{y lt}) \beta_1) - \alpha_1 (I_{y lb} J_{lt} (G J_{lt} lb_1 + E I_{y lb} lt_1 + I_{y lt}) \beta_2)$ <p style="text-align: center;">avec $\alpha_1 = 3 G J_{lb} (2 E I_{y lb} I_{y lt} lb_2 lt_1 + G J_{lb} (I_{y lt} (2 lb_1 - lb_2) lb_2 + I_{y lb} lt_1^2))$ $\times (G J_{lb} (I_{y lt} (2 lb_1 - lb_2) lb_2 + I_{y lb} lt_1^2) lt_2 + E I_{y lt} lb_2 (I_{y lt} (2 lb_2 - lb_2) lb_2 + I_{y lb} lt_1 (lt_1 + 2 lt_2)))$ $\alpha_2 = 6 E^2 I_{y lt} lb_2^2 lt_1 (2 E I_{y lb} I_{y lt} lb_1 lt_1 + G J_{lb} (I_{y lb} lt_1^2 + I_{y lt} lb_2 (-2 lb_1 + lb_2 + 2 lt_1)))$ $\alpha_3 = 4 (3 E I_{y lb} I_{y lt} lt_1 (J_{lb} lb_1^2 + J_{lt} lb_2 lt_1)$ $+ G J_{lb} J_{lt} (I_{y lt} (lb_1^3 + 3 lb_1^2 lb_2 - 3 lb_1 lb_2^2 + lb_2^3) + I_{y lb} lt_1^3))$ $\beta_1 = I_{y lb} I_{y lt} (E^2 I_{y lb} I_{y lt}^2 lb_1 lb_2 + G^2 J_{lb}^2 (I_{y lt} lb_2 + I_{y lb} lt_1) lt_2$ $+ E G I_{y lt} J_{lb} (I_{y lt} lb_2^2 + I_{y lb} (lb_1 lt_2 + lb_2 (lt_1 + lt_2))))$ $\beta_2 = E^2 I_{y lb} I_{y lt}^2 lb_1 lb_2 + G^2 J_{lb}^2 (I_{y lt} lb_2 + I_{y lb} lt_1) lt_2$ $+ E G I_{y lt} J_{lb} (I_{y lt} lb_2^2 + I_{y lb} (lb_1 lt_2 + lb_2 (lt_1 + lt_2)))$</p>
θ	$\frac{\beta}{(G J_{lt} lb_1 + E I_{y lb} lt_1) \beta - \alpha}$ <p style="text-align: center;">avec $\alpha = (3 I_{y lt} J_{lb} lb_1^2 (G J_{lt} lb_1 + 2 E I_{y lb} lt_1)^2 (E I_{y lt} lb_2 + G J_{lb} lt_2)$ $\times (-4 E^2 I_{y lb} I_{y lt}^2 lb_2^2 + 4 (E I_{y lb} I_{y lt} (lb_1 + lb_2) + G J_{lb} (I_{y lt} lb_2 + I_{y lb} lt_1)) (E I_{y lt} lb_2 + G J_{lb} lt_2)))$ $\beta = (4 E G I_{y lb} J_{lt} ((-4 E^2 I_{y lb} I_{y lt}^2 lb_2^2 + 4 (E I_{y lb} I_{y lt} (lb_1 + lb_2) + G J_{lb} (I_{y lt} lb_2 + I_{y lb} lt_1))$ $\times (E I_{y lt} lb_2 + G J_{lb} lt_2)) (-12 E^2 I_{y lb} I_{y lt}^2 J_{lt} lb_2^2 lt_1^2 + 4 (3 E I_{y lb} I_{y lt} lt_1 (J_{lb} lb_1^2 + J_{lt} lb_2 lt_1)$ $+ G J_{lb} J_{lt} (I_{y lt} (lb_1^3 + 3 lb_1^2 lb_2 - 3 lb_1 lb_2^2 + lb_2^3) + I_{y lb} lt_1^3)) (E I_{y lt} lb_2 + G J_{lb} lt_2))$ $+ 2 G J_{lb} (12 E^2 I_{y lb} I_{y lt}^2 J_{lt} lb_2^2 lt_1 - 6 J_{lt} (2 E I_{y lb} I_{y lt} lb_2 lt_1 + G J_{lb} (I_{y lt} (2 lb_1 - lb_2) lb_2 + I_{y lb} lt_1^2))$ $(E I_{y lt} lb_2 + G J_{lb} lt_2)) (G J_{lb} (I_{y lt} (2 lb_1 - lb_2) lb_2 + I_{y lb} lt_1^2) lt_2))$ $+ E I_{y lt} lb_2 (I_{y lt} (2 lb_1 - lb_2) lb_2 + I_{y lb} lt_1 (lt_1 + 2 lt_2))))$</p>
ϕ	$\frac{E G I_{y lt} J_{lb} I_{y lb} \beta}{I_{y lb} \beta E I_{y lt} (lb_1 + lb_2) + G J_{lb} \beta (I_{y lt} lb_2 + I_{y lb} lt_1) - \alpha_1 I_{y lb} - \alpha_2}$ <p style="text-align: center;">avec $\alpha_1 = E^2 I_{y lt}^2 lb_2 (2 E I_{y lb} lt_1 (-I_{y lb} lt_1^3 + I_{y lt} (2 lb_1^3 + 6 lb_1^2 lb_2 (lb_2 + lt_1) + lb_2^2 (2 lb_2 + 3 lt_1)))$ $+ G J_{lt} lb_1 (-2 I_{y lb} lt_1^3 + I_{y lt} (lb_1^3 + 12 lb_1^2 lb_2 - 12 lb_1 lb_2 (lb_2 + lt_1) + 2 lb_2^2 (2 lb_2 + 3 lt_1))))$ $\alpha_2 = 3 (G J_{lt} lb_1 + E I_{y lb} lt_1) (2 E I_{y lb} I_{y lt} lb_2 lt_1 + G J_{lb} (I_{y lt} (2 lb_1 - lb_2) lb_2 + I_{y lb} lt_1^2))$ $\times (G J_{lb} (I_{y lt} (2 lb_1 - lb_2) lb_2 + I_{y lb} lt_1^2) lt_2 + E I_{y lt} lb_2 (I_{y lt} (2 lb_1 - lb_2) lb_2 + I_{y lb} lt_1 (lt_1 + 2 lt_2)))$ $avec \beta = (G^2 J_{lb} J_{lt} lb_1 (I_{y lt} (lb_1^3 + 12 lb_1^2 lb_2 - 12 lb_1 lb_2^2 + 4 lb_2^3) + 4 I_{y lb} lt_1^3) lt_2$ $+ 4 E^2 I_{y lb} I_{y lt} lb_2 lt_1 (I_{y lt} (lb_1^3 + 3 lb_1^2 lb_2 - 3 lb_1 lb_2^2 + lb_2^3) + I_{y lb} lt_1^2 (lt_1 + 3 lt_2)$ $+ E G (I_{y lt}^2 J_{lt} lb_1 lb_2 (lb_1^3 + 12 lb_1^2 lb_2 - 12 lb_1 lb_2^2 + 4 lb_2^3)))$ $+ E G (I_{y lt}^2 J_{lt} lb_1 lb_2 (lb_1^3 + 12 lb_1^2 lb_2 - 12 lb_1 lb_2^2 + 4 lb_2^3) + 4 I_{y lb}^2 J_{lb} lt_1^4 lt_2$ $+ 4 I_{y lb} I_{y lt} lt_1 (J_{lb} (lb_1^3 + 3 lb_1^2 lb_2 - 3 lb_1 lb_2^2 + lb_2^3) lt_2) + J_{lt} lb_1 lb_2 lt_1 (lt_1 + 3 lt_2)))$</p>
ψ	$\frac{16 E I_{zlb} (I_{zlt} (4 lb_1^3 + lb_2^3) + 3 I_{zlb} lb_1^2 lt_1)}{4 I_{zlt} lb_1 (lb_1^3 + lb_2^3) + I_{zlb} (4 lb_1^3 + lb_2^3) lt_1}$

TABLE 2.7 – Expression des efforts internes dans le ressort de type U

Longueur	Effort N_i	Moment M_{if_y}	Moment M_{if_z}	Moment M_{it}	Effort T_{iy}	Effort T_{iz}
$Lb1$	F_y	$M_{f_x0} - F_z Lt$ $-F_z \xi$	$M_{f_z0} - F_x Lb2$ $-F_y Lt - F_x \xi$	$M_{f_y0} - F_z Lt$	F_x	F_z
Lt	F_x	$M_{f_y0} - F_z \xi$	$M_{f_z0} - F_x Lb2$ $-F_y \xi$	$M_{f_x0} - F_z Lb2$	F_y	F_z
$Lb2$	F_y	$M_{f_x0} - F_z \xi$	$M_{f_z0} - F_x \xi$	M_{f_y0}	$-F_x$	$-F_z$

TABLE 2.8 – Coefficient de raideur pour le ressort de type U

k_x	$\frac{48 E I_{zlb} (12 I_{zlt}^2 lb1 lb2 + 4 I_{zlb} I_{zlt} (lb1 + lb2) lt + I_{zlb}^2 lt^2)}{(lb1^2 - lb1 lb2 + lb2^2) (3 I_{zlt}^2 lb1 lb2 (lb1 + lb2) + I_{zlb} I_{zlt} (lb1^2 + 5 lb1 lb2 + lb2^2) lt + I_{zlb}^2 (lb1 + lb2) lt^2)}$
k_y	$\frac{48 E I_{zlb} I_{zlt} (lb1 + lb2) (I_{zlt} (lb1 + lb2)^3 + 4 I_{zlb} (lb1^2 - lb1 lb2 + lb2^2) lt)}{(lb1^2 - lb1 lb2 + lb2^2) lt^2 (3 I_{zlt}^2 lb1 lb2 (lb1 + lb2) + I_{zlb} I_{zlt} (lb1^2 + 5 lb1 lb2 + lb2^2) lt + I_{zlb}^2 (lb1 + lb2) lt^2)}$
k_z	$\frac{48 E G I_{y lb} I_{y lt} J_{ib} J_{it}}{\left[\frac{12 E I_{y lb} I_{y lt} (J_{it} lb1 lt + J_{ib} lb2 lt)^2}{J_{it} (lb1 + lb2) + I_{y lb} lt} - \frac{3 G J_{ib} J_{it} (I_{y lb} lt^2 + I_{y lt} (lb1^2 + lb2^2 + 2 lb1 lt))^2}{I_{y lt} (lb1 + lb2) + I_{y lb} lt} \right]^2 + 4 (3 E I_{y lb} I_{y lt} lt (J_{ib} lb2^2 + J_{it} lb1 lt) + G J_{ib} J_{it} (I_{y lb} lt^3 + I_{y lt} (lb1^3 + lb2^3 + 3 lb1^3 lt + 3 lb1 lb2^2)))}$
θ	$\frac{16 E I_{y lb} I_{y lt} [3 E I_{y lb} I_{y lt} lt (J_{ib} (lb2^3 + lb1 (lb2 - lt)^2) + J_{it} lb1 lb2 lt)]}{4 I_{y lt} lb1 + 4 I_{y lt} lb2 + 4 I_{y lb} lt - (3 G J_{ib} (J_{it} (lb1 + lb2) + J_{ib} lt) (I_{y lb} lt^2 + I_{y lt} (lb1^2 + lb2^2 + 2 lb1 lt))^2 + G J_{ib} (J_{it} (lb1 + lb2) + J_{ib} lt) (I_{y lb} lt^3 + I_{y lt} (lb1^3 + lb2^3 + 3 lb1^2 lt + 3 lb1 lb2^2)))}$
ϕ	$\frac{4 E I_{z lb} (3 I_{zlt}^2 (lb1^4 + 4 lb1 lb2^3) + 2 I_{z lb} I_{zlt} (2 lb1^3 - 3 lb1^2 lb2 + 6 lb1 lb2^2 + 2 lb2^3) lt + 3 I_{z lb}^2 lb2^2 lt^2)}{3 I_{zlt}^2 lb1 lb2 (lb1 + lb2) + I_{z lb} I_{zlt} (lb1^2 + 5 lb1 lb2 + lb2^2) lt + I_{z lb}^2 (lb1 + lb2) lt^2}$
ψ	$\frac{4 E I_{z lb} (3 I_{zlt}^2 (lb1^4 + 4 lb1 lb2^3) + 2 I_{z lb} I_{zlt} (2 lb1^3 - 3 lb1^2 lb2 + 6 lb1 lb2^2 + 2 lb2^3) lt + 3 I_{z lb}^2 lb2^2 lt^2)}{(lb1^2 - lb1 lb2 + lb2^2) (3 I_{zlt}^2 lb1 lb2 (lb1 + lb2) + I_{z lb} I_{zlt} (lb1^2 + 5 lb1 lb2 + lb2^2) lt + I_{z lb}^2 (lb1 + lb2) lt^2)}$

TABLE 2.9 – Expression des efforts internes dans le ressort de type serpentín

Longueur	Effort N_i	Moment M_{if_y}	Moment M_{if_z}	Moment M_{it}	Effort T_{iy}	Effort T_{iz}
Lt_i	$-F_x$	$M_{f_y0} - F_z$ $\times [\xi + (i - 1) Lt]$ $; i = 1 \ n$	$M_{f_z0} - F_y$ $\times [\xi + (i - 1) Lt]$ $-\frac{1+(-1)^i}{2} F_x Lb$ $; i = 1 \ n$	$M_{f_x0} - F_z$ $\times [\xi + (i - 1) Lt]$ $; i = 1 \ n$	F_y	F_z
Lb_i	$-F_y$	$(-1)^j M_{f_x} - F_z \xi$ $+ \left(\frac{1+(-1)^j}{2} \right) F_z Lb$ $; j = 1 \ n - 1$	M_{f_z0} $-j F_y Lt + F_x$ $\times \left[(-1)^j \xi - \frac{1+(-1)^j}{2} Lb \right]$ $; j = 1 \ n - 1$	$(-1)^j$ $\times (j F_z Lt - M_{f_y0})$ $; j = 1 \ n - 1$	$-F_x$	F_z

TABLE 2.10 – Coefficient de raideur pour le ressort de type serpentin

k_x	$\frac{12 E I_{zlt}(I_{zlt} lb + 4 I_{zlb} lt)}{lt^3(I_{zlb} lt + I_{zlt} lb(7-9n+3n^2))}$
k_y	$\frac{12 E I_{zlb}(I_{zlb} lt + 4 I_{zlt} lb(7-9n+3n^2))}{lb^3(I_{zlb} lt + I_{zlt} lb(7-9n+3n^2))}$
k_z	$\frac{48 E G I_{ylt} J_{lt} (G J_{lt} lb + E I_{ylb} lt) (E I_{ylt} lb + G J_{lb} lt)}{E^2 G I_{yib} I_{yit} (2 I_{yit} J_{it} lb^2 (2 lb^2 + 3 lb lt + 2 lt^2) + I_{yib} lt^3 (J_{lb} lt + 4 J_{it} lb(7-9n+3n^2)))}$ $+ G^3 J_{ib} J_{it}^2 lb lt (I_{yit} lb^3 + I_{yib} lt^3) + E^3 I_{yib}^2 I_{yit}^2 lb lt^4$ $+ E G^2 J_{it} (I_{yit}^2 J_{it} lb^5 + I_{yib}^2 J_{ib} lt^5 + 2 I_{yib} I_{yit} lb lt^2 (J_{ib} (2 lb^2 + 3 lb lt + 2 lt^2 + 2 J_{it} lb lt (7-9n+3n))))$
θ	$\frac{4 E I_{yib} G J_{it} \beta}{\beta (lb G J_{it} + lt E I_{yib}) - (3 I_{yit} lb + G J_{lb} lt) (G J_{it} lb^2 - E I_{yib} lt^2)^2}$ $avec \beta = E G I_{yib} J_{it} (4 E^2 I_{yib} I_{yit}^2 lb lt^3 + G^2 J_{ib} J_{it} (4 I_{yit} lb^3 + I_{yib} lt^3)$ $+ 4 E G I_{yit} (I_{yit} J_{it} lb^4 + I_{yib} lt^3 (J_{lb} lt + J_{it} lb (7-9n+3n^2))))$
ϕ	$\frac{G J_{lb} E I_{yit} \alpha}{lb E I_{yit} \alpha + lt G J_{lb} \alpha - 3 I_{yib} J_{it} lt^2 (G J_{it} lb + E I_{yib} lt) (G J_{lb} + 2 E I_{yit} lb (n-1))^2}$ $avec \alpha = E G I_{yit} J_{lb} (G^2 J_{ib} J_{it}^2 lb (I_{yit} lb^3 + 4 I_{yib} lt^3)$ $+ 2 E G I_{yib} J_{it} lt (2 I_{yib} J_{lb} lt^3 + I_{yit} lb (J_{lb} (2 lb^2 + 3 lb lt + 2 lt^2) + 6 J_{it} lb lt (n-1)^2))$ $+ E^2 I_{yib}^2 I_{yit}^2 lt^3 (J_{lb} lt + 12 J_{it} lb (n-1)^2))$
ψ	$\frac{4 E I_{zlt} (4 I_{zlb} lt + 3 I_{zlt} lb (n-1)^2)}{lt(I_{zlb} lt + I_{zlt} lb(7-9n+3n^2))}$

L'expression des coefficients de raideur sert au dimensionnement des ressorts en fonction de l'application désirée. Une application ayant un degré de liberté, nécessite un coefficient de raideur de composante faible dans l'axe souhaité et de composante très importante dans les autres, ceci afin de minimiser l'influence des déplacements ne correspondant pas à l'axe de mesure. De plus, seuls les paramètres de largeur w et de longueur L varient lors du calcul des dimensions.

2.2.3 Influence de l'amortissement du système

Les systèmes à masse suspendue sont dépendants de l'amortissement fluide. L'amortissement fluide est caractérisé par le type de fluide environnant et le type d'écoulement. Un fluide est caractérisé par le nombre de "Mach" tandis que le type d'écoulement est caractérisé par le nombre de "Reynolds" [FER03]. Le nombre de "Mach" est défini comme tel :

$$M_h = \frac{v}{c}$$

où v est la vitesse de déplacement du système et c la propagation du son dans le fluide. Ainsi, si nous surdimensionnons notre système à un déplacement d'un micromètre, à une fréquence de $10kHz$ et que le fluide est l'air, le nombre de "Mach" est de l'ordre du milli-Mach. Dans la littérature, un fluide est considéré comme incompressible lorsque le nombre de "Mach" est inférieur à $0,3 Mach$. Nous considérerons donc dans notre application le fluide comme incompressible.

Selon les dimensions du système, l'écoulement du fluide peut différer. L'écoulement est défini à l'aide du nombre de Reynolds qui se calcule en fonction de la section du système D , de la masse volumique du fluide ρ , de la viscosité dynamique du fluide η et de la vitesse moyenne du fluide v_s .

$$\mathcal{R}_e = \frac{\rho v_s D}{\eta} \quad (2.11)$$

La réalisation d'accéléromètres capacitifs en technologie MEMS implique des espacements allant de quelques micromètres à quelques centaines de micromètres. Une étude qualitative est réalisée de manière à connaître la grandeur du nombre de "Reynolds". En considérant

que le fluide entourant le capteur soit de l'air, que la distance maximale est la distance comprise entre le capteur et le boîtier et que la vitesse moyenne d'écoulement est la moitié de la vitesse de l'accéléromètre capacitif, le nombre de "Reynolds" s'écrit :

$$\mathcal{R}_e = \frac{1,204 \times 5.10^{-3} \times 1.10^{-3}}{17,16.10^{-6}} \approx 0,35$$

Le nombre de "Reynolds" ainsi déterminé, démontre que l'écoulement est dans la catégorie des petits nombres de "Reynolds". Ceci implique qu'il est dominé par l'effet visqueux. De ce fait l'équation de "Navier-Stokes" est simplifiable de façon à obtenir l'équation de "Stokes". Selon les sollicitations extérieures, il est possible que plusieurs sortes d'écoulements apparaissent. A partir du calcul du nombre de "Reynolds" et de l'utilisation des équations de "Stokes", il est possible de sommer l'ensemble des écoulements produits lors d'un déplacement de la masse sismique.

Le déplacement de la masse flottante donne lieu à différents types d'écoulements qui sont l'écoulement de glissement, l'écoulement de Poiseuille et l'écoulement de pression. L'écoulement de glissement, représenté figure 2.6.a, correspond à l'entraînement des molécules d'air lors d'un déplacement transversal des plaques. L'écoulement de Poiseuille, représenté figure 2.6.b, correspond à l'écoulement unidirectionnel des molécules d'air dans un conduit. L'écoulement de pression, représenté figure 2.7, correspond au déplacement des molécules d'air lors d'un rapprochement de plaques.

Les modèles de ces écoulements seront détaillés dans les paragraphes suivant afin de calculer le coefficient d'amortissement total de l'accéléromètre capacitif.

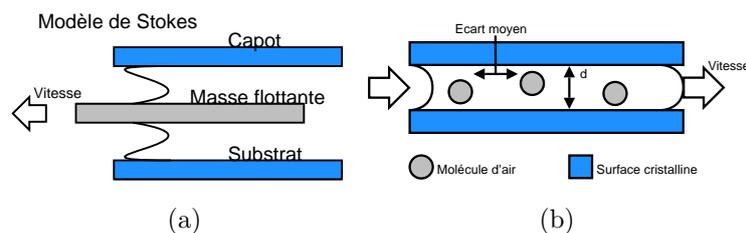


FIGURE 2.6 – Écoulement de glissement dit de Stokes (a) écoulement de Poiseuille (b)

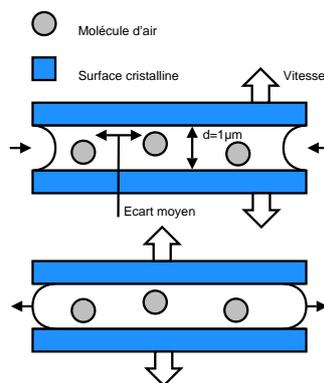


FIGURE 2.7 – Écoulement de pression

2.2.3.1 Écoulement de Stokes

La simplification de l'écoulement de Stokes implique que le système possède des dimensions et un espacement entre structures supérieur à l'espacement moyen entre molécules. D'autre part, l'amplitude de l'oscillation doit être plus faible que la longueur de la surface.

Dans ces conditions, la définition du modèle dynamique d'un gaz à une dimension est de la forme suivante :

$$\frac{\partial v(z)}{\partial t} = \frac{\eta}{\rho} \frac{\partial^2 v(z)}{\partial z^2} \quad (2.12)$$

où $v(z)$ est la distribution de vitesse, η est le coefficient de viscosité dynamique et ρ la masse volumique de l'air. La masse volumique de l'air s'exprime de la façon suivante :

$$\rho = P \frac{M}{RT}$$

en fonction de la pression P , de la masse molaire M , de la constante des gaz parfaits R et de la température T .

L'expression du coefficient d'amortissement, représentée par l'équation 2.13, dépend de l'amplitude de la distribution de vitesse v_r et de la force de cisaillement $\bar{\tau}$ exercée sur la plaque en mouvement.

$$\bar{\xi} = \frac{\bar{\tau}}{v_r} \quad (2.13)$$

La forme complexe de cette expression renseigne sur la phase et l'argument de ce coefficient. Cependant, seule la partie réelle de cette expression définit notre coefficient d'amortissement. Les conditions aux limites sont, dans notre cas, du premier ordre afin de respecter l'écoulement de glissement. Ainsi, en considérant la distribution de vitesse $v(z)$ dans un domaine de fonctionnement stable où la vitesse d'excitation est sinusoïdale d'amplitude v_r et de pulsation ω , nous obtenons l'expression du coefficient d'amortissement sous la forme suivante :

$$Re(\bar{\xi}) = \eta A q \frac{\sinh(2\beta d) + \sin(2\beta d) + k_1}{\cosh(2\beta d) - \cos(2\beta d) + k_2} \quad (2.14)$$

avec

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega \rho}{2\eta}}$$

$$k_1 = 4\gamma [(1 + \gamma^2) \cosh(2\beta d) + (1 - \gamma^2) \cos(2\beta d)] + 6\gamma^2 [\sinh(2\beta d) - \sin(2\beta d)]$$

$$k_2 = 4\gamma [(1 + 2\gamma^2) \sinh(2\beta d) + (1 - 2\gamma^2) \sin(2\beta d)] + 4\gamma^2 [(2 + \gamma^2) \cosh(2\beta d) + (2 - \gamma^2) \cos(2\beta d)]$$

$$\gamma = \beta \lambda$$

où le paramètre λ est le libre parcours moyen d'une molécule de gaz.

Le calcul de ce modèle a été réalisé en considérant les dimensions de la plaque infinie. En réalité, cela n'est pas le cas, et le comportement des molécules d'air en bout de plaque n'est pas entièrement régi par l'équation de Stokes. Afin d'intégrer ces effets de bord dans le modèle, un espacement équivalent d_{eq} a été créé. Celui-ci dépend de l'espacement réel d et de la longueur de la plaque. L'espacement équivalent est :

$$d_{eq} = \frac{d}{1 + 8,5 \frac{d}{l}}$$

Un autre phénomène a nécessité la modification du modèle. Ce phénomène est la raréfaction de l'écoulement, représentée par le nombre de "Kundsen". Ce nombre est fonction de l'espacement d et du libre parcours moyen d'une molécule de gaz λ . Le nombre de "Kundsen" est :

$$K_n = \frac{\lambda}{d}$$

La raréfaction de l'écoulement intervient sur la viscosité du fluide. De ce fait une viscosité effective a été établie par [VT01] selon un ajustement numérique et s'exprime sous la forme suivante :

$$\eta_{eff} = \frac{\eta}{1 + 2K_n + 0,2K_n^{0,788} e^{-0,1K_n}}$$

Le paramètre λ est dépendant de la pression du fluide et de sa température. Ainsi, son expression est :

$$\lambda = \lambda_{T_{amb}, P_{amb}} \frac{P_{amb}}{P} \frac{T}{T_{amb}}$$

où T_{amb} et P_{amb} correspondent à la température ambiante ($300K$) et la pression ambiante ($1atm$).

2.2.3.2 Écoulement de Poiseuille

L'écoulement de Poiseuille représente l'écoulement lent d'un fluide entre deux surfaces. Du fait de la simplification de l'équation de Navier-Stokes, nous considérons que la vitesse du fluide est nulle aux abords des parois. Ainsi, l'expression de la force de cisaillement sur les surfaces est d'après VEIJOLA [VT01] :

$$\xi_0 = -\frac{\tau_{xz}}{v_r} = -\frac{\eta_{eff} \times A}{d} \quad (2.15)$$

où A est la surface en regard des deux plaques, η_{eff} la viscosité effective et d la distance entre les plaques.

2.2.3.3 Écoulement dû à la pression entre deux plaques

L'accéléromètre capacitif génère un écoulement de pression en fonction de sa direction de mesure. Lors de mesures, selon l'axe x ou y , l'écoulement de pression est en grande partie produit par les armatures des condensateurs. Les accéléromètres capacitifs, dont le sens de mesure est sur l'axe z , produisent un écoulement de pression entre le substrat, le capteur et le capot. Il est rarement possible de réduire l'effet de pression exercé par les armatures des condensateurs pour des accéléromètres dont l'axe de mesure est x ou y , contrairement à ceux dont la mesure est en z .

La réduction de l'écoulement de pression dans les accéléromètres capacitifs de type z est réalisée par le rajout de trous sur le support mécanique. De la même façon, l'écoulement de pression entre le substrat, le capteur et le capot pour les accéléromètres de type x et y , peut entraîner une différence de pression le long du support mécanique. Comme l'équation de Stokes n'est valable que s'il n'y a pas de gradient de pression, les supports mécaniques possèdent également des trous afin de réduire l'écoulement de pression. En vue de son implantation logicielle, la détermination du modèle d'écoulement de pression a été réalisée afin de représenter toutes les configurations possibles, plaque perforée et non-perforée. De ce fait, afin d'obtenir une homogénéisation des modèles quelque soit le cas de figure, certains paramètres ont subi des modifications.

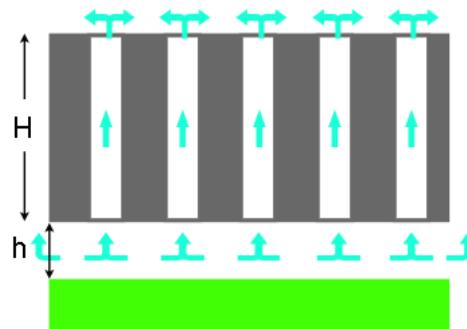


FIGURE 2.8 – Écoulement de pression d'une plaque perforée

Considérons une plaque de surface A se déplaçant parallèlement au substrat et suivant la direction z (figure 2.8). L'écoulement de pression de la plaque pour un fluide incompressible peut être déterminé par l'équation de Reynolds :

$$\frac{\partial^2 P}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 P}{\partial y^2} = \frac{12\eta}{h^3} \frac{\partial(h)}{\partial t} \quad (2.16)$$

où $P(x, y)$ est la pression de l'air, η le coefficient de viscosité dynamique, ρ la masse volumique de l'air et h est la distance entre la plaque et le substrat. L'équation simplifiée de Reynolds est limitée à un écoulement à deux dimensions. Les plaques perforées possèdent un écoulement le long de leurs trous, rendant généralement l'équation de Reynolds inexploitable. Cependant, il est possible de rajouter un terme à l'équation afin de visualiser l'écoulement au travers des trous. Il faut, pour cela, considérer que la plaque est uniformément perforée avec une grande concentration de trous. Celle-ci peut être décomposée en cellules dans lesquelles l'expression de la pression est fonction du déplacement de la plaque. L'équation de continuité 3.17 dans [MBF03] peut être modifiée comme suit :

$$\frac{\partial(\rho q_x)}{\partial x} + \frac{\partial(\rho q_y)}{\partial y} + \rho Q_z + \frac{\partial(\rho h)}{\partial t} = 0 \quad (2.17)$$

où

$$q_x = -\frac{h^3}{12\eta} \frac{\partial P}{\partial x}; q_y = -\frac{h^3}{12\eta} \frac{\partial P}{\partial y}; \quad Q_z = \frac{\tilde{V}}{A_1}$$

Q_z représente le taux de pénétration, calculé à partir de l'écoulement \tilde{V} à travers la surface de la cellule A_1 . Le fait de faire correspondre l'équation 2.17 à l'équation 2.16 permet de déterminer le coefficient d'amortissement d'une plaque pour différents diamètres de conduit. Ainsi, l'expression du taux de pénétration moyen de l'air, connue sous l'équation 2.16, subit une modification pour devenir l'équation d'un écoulement de pression d'une plaque perforée. Celle-ci est de la forme suivante :

$$\frac{\partial^2 P}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 P}{\partial y^2} - \frac{P}{l^2} = -R \quad (2.18)$$

où P correspond à la pression moyenne engendrée par l'écoulement d'une cellule, l et R sont des constantes. Les expressions de P , l et R sont des paramètres déterminés avec l'aide de l'expression 2.17. Pour ce faire, il est nécessaire de déterminer les expressions de P et de Q_z .

L'écoulement \tilde{V} a pour expression :

$$\tilde{V} = -A_1 \frac{dh}{dt}$$

où la surface de la cellule $A_1 = \pi r_c^2$ et r_c est le rayon de la cellule. L'écoulement de Poiseuille, au travers des perforations par unité de temps, varie en fonction de la forme du conduit. L'expression de \tilde{V}_1 représente l'écoulement pour un conduit de type cylindrique. De ce fait, l'écoulement de Poiseuille par unité de temps est :

$$\tilde{V}_1 = \frac{\pi r_0^4}{8\eta} \frac{P_H}{H} \quad (2.19)$$

où P_H est la différence de pression entre les deux extrémités du conduit, H est la longueur du conduit, r_0 est le rayon du conduit cylindrique. Dans un souci d'homogénéisation des équations, l'écoulement du conduit est exprimé en fonction d'un conduit cylindrique r_0 , pour des conduits rectangulaires un rayon équivalent r_{eq} a été établi par [SHA99]. Dans ce cas, b représente un côté du conduit.

$$r_{eq} = 0,547b$$

L'écoulement de Poiseuille au travers du conduit engendre un écoulement sous la plaque perforée. En se référant à [MBF03], cette force est :

$$F_{l1} = \frac{3\eta A_1}{2\pi h^3} K(\beta) \tilde{V} \quad (2.20)$$

où

$$K(\beta) = 4\beta^2 - \beta^4 - 4 \ln \beta - 3; \text{ avec } \beta = \frac{r_0}{r_c}$$

Avec les équations 2.19 et 2.20, il est possible d'exprimer la pression moyenne P engendrée par l'écoulement de la cellule.

$$P = P_H + \frac{F_{l1}}{A_1}$$

Si nous remplaçons l'écoulement \tilde{V} dans l'équation 2.20 par \tilde{V}_1 de l'équation 2.19 nous obtenons :

$$P = P_H \left(1 + \frac{3r_0^4 K(\beta)}{16Hh^3} \right) = \zeta(\beta) P_H \quad (2.21)$$

où

$$\zeta(\beta) = 1 + \frac{3r_0^4 K(\beta)}{16Hh^3}$$

Le taux de pénétration moyen d'air au travers de la plaque, en volume par unité d'air et de temps se traduit par :

$$Q_z = \frac{\tilde{V}_1}{A_1} = \frac{\beta^2 r_0^2}{8\eta H} \frac{P}{\zeta(\beta)} \quad (2.22)$$

L'expression du taux de pénétration moyen de l'air, connue sous l'équation 2.16, subit une modification pour devenir l'équation d'un écoulement de pression d'une plaque perforée. Celle-ci est de la forme suivante :

$$\frac{\partial^2 P}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 P}{\partial y^2} - \frac{P}{l^2} = -R$$

où

$$R = -\frac{12\eta}{h^3} \frac{\partial(h)}{\partial t}; \quad l = \sqrt{\frac{\zeta(\beta) 2h^3 H}{3\beta^2 r_0^2}}$$

L'expression de l'équation modifiée de Reynolds a été réalisée en considérant que l'écoulement dans le conduit était de la forme d'un écoulement de Poiseuille. Toutefois, les microstructures ont quelquefois l'épaisseur du conduit de même ordre de grandeur que celui du rayon. Dans ces conditions, une résistance aux extrémités du conduit apparaît, modifiant le comportement du système. La formule établie par Sharipov et al. [SHA99] inclut les résistivités d'extrémités dans le modèle de l'écoulement de Poiseuille 2.19. Celui-ci devient :

$$\tilde{V}_1 = \frac{\pi r_0^4}{8\eta} \frac{P_H}{H + \frac{3\pi r_0}{8}} \quad (2.23)$$

En comparant les équations 2.19 et 2.23 nous pouvons définir une longueur effective H_{eff} du conduit.

$$H_{eff} = H + \frac{3\pi r_0}{8}$$

Ainsi, en remplaçant la longueur du conduit H par la longueur H_{eff} dans les diverses équations, le système comprendra les effets engendrés par les extrémités des conduits.

Les expressions de P , l et R connues, il est possible de déterminer le coefficient d'amortissement d'une plaque perforée rectangulaire de largeur $2a$, de longueur $2b$ et de conditions aux limites $P(\pm a, y) = 0$ et $P(x, \pm b) = 0$ (figure 2.9). La résolution de l'équation de Rey-

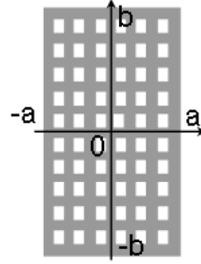


FIGURE 2.9 – Plaque perforée rectangulaire

nolds, pour cette plaque, selon la méthode de l'expansion des fonctions propres, établit la force d'amortissement suivante :

$$F = 4Rl^2 ab \frac{\gamma}{3\alpha^2} \quad (2.24)$$

où

$$\alpha = \frac{l}{a}$$

L'équation 2.24 peut également s'exprimer de la façon suivante :

$$F = -\gamma \frac{\eta \times (2a)^3 \times 2b}{h^3} \dot{h} \quad (2.25)$$

où l'expression de γ est :

$$\gamma = 3\alpha^2 - 6\alpha^3 \frac{\sinh^2 \frac{1}{\alpha}}{\sinh \frac{2}{\alpha}} - \frac{24\alpha^3 k}{\pi^2} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\tanh \frac{\sqrt{1+(n\pi\alpha/2)^2}}{\alpha k}}{n^2 (1 + (n\pi\alpha/2)^2)^{\frac{3}{2}}}$$

où

$$k = \frac{a}{b}$$

L'équation 2.25 de la force d'amortissement permet l'extraction du coefficient d'amortissement c .

$$c = -\gamma \frac{\eta(2a)^3 2b}{h^3} \quad (2.26)$$

Ainsi, l'équation modifiée de Reynolds sera utilisée pour le calcul du coefficient d'amortissement des armatures et du support mécanique.

Nous avons présenté toutes les équations de la mécanique nécessaires pour analyser le comportement d'un accéléromètre capacitif. Pour utiliser ces informations sur un capteur donné, nous avons besoin d'identifier certains paramètres qui sont liés à la technologie de fabrication employée. Une étude de ces procédés de fabrication est donc utile.

2.3 Procédés de fabrication MEMS et leurs conséquences sur les accéléromètres capacitifs

Lors de la conception d'un micro-capteur, nous devons au préalable, définir le procédé de fabrication à utiliser afin d'optimiser la structure du capteur. Dans notre cas, nous étudierons des technologies MEMS pour lesquelles nous évaluerons les avantages et les inconvénients.

2.3.1 Procédés de fabrication MEMS

Les technologies que nous allons étudier dans cette partie, sont caractérisées par leur procédé de fabrication. Nous retrouvons dans ces procédés, le type et le nombre de couches utilisables ainsi que la manière employée pour libérer les structures. La libération des structures s'effectue par la gravure de couches sacrificielles. Les méthodes de gravure sont propres aux technologies employées. Il en existe deux types qui sont la gravure chimique autrement nommée gravure humide et la gravure par ionisation (Deep Reactive Ion Etching) dite gravure sèche.

2.3.1.1 Procédé de fabrication PolyMUMPs

Le procédé de fabrication PolyMUMPs, représenté figure 2.10, possède sept couches dont deux couches sacrificielles "Oxyde1" et "Oxyde2". La suppression des couches sacrificielles est réalisée par une gravure isotrope, c'est-à-dire dans toutes les directions de l'espace. Cette gravure est effectuée par une solution composée à 49% d'acide fluorhydrique (HF). Les couches utilisées pour réaliser des structures libres sont les couches "Poly1" et "Poly2" dont les épaisseurs respectives sont $1,5\mu\text{m}$ et $2\mu\text{m}$.

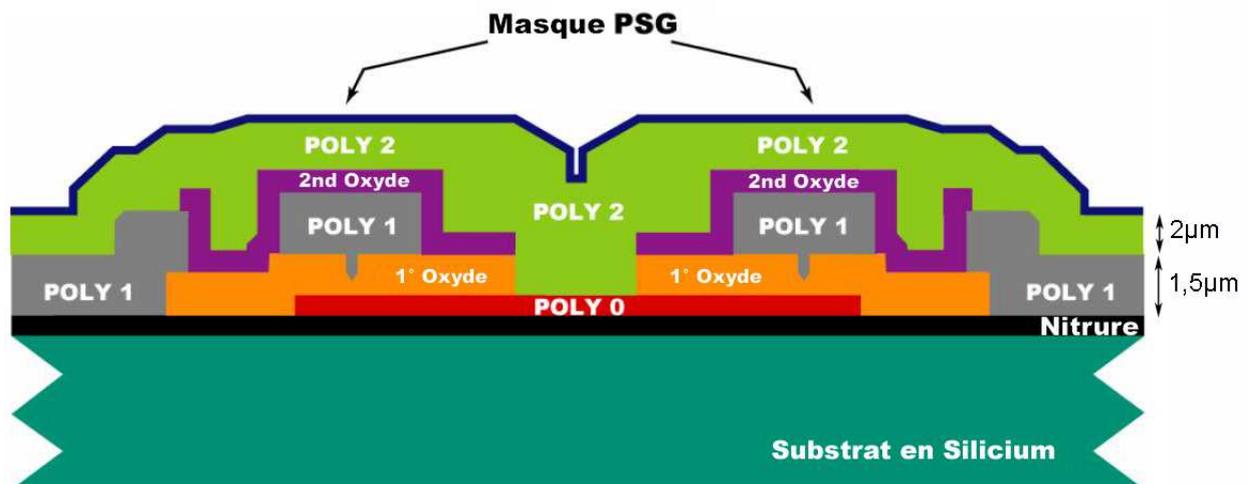


FIGURE 2.10 – Procédé de fabrication PolyMUMPs

2.3.1.2 Procédé de fabrication MetalMUMPs

Ce procédé, représenté figure 2.11, est composé de dix couches dont deux couches sacrificielles "Oxyde 1" et "Oxyde 2". Les couches sacrificielles sont éliminées par une solution HF puis une gravure humide anisotrope, c'est-à-dire une gravure directionnelle, de $25\mu\text{m}$ est réalisée sur la face avant du substrat par une solution d'hydroxyde de potassium (KOH). Les structures sont réalisées à l'aide de trois couches conductrices "Metal", "Poly" et "Sidewall Metal" dont les épaisseurs respectives sont $20\mu\text{m}$, $0,7\mu\text{m}$, et $3\mu\text{m}$. Les couches "Nitrure1", "Nitrure2" et "Anchor Metal" servent à relier les structures mobiles tout en leur assurant une isolation électrique.

2.3.1.3 Procédé de fabrication SOIMUMPs

Le procédé de fabrication d'une structure en technologie SOIMUMPs est simplifié au maximum. Le principe de cette technologie est d'effectuer une gravure sèche sur la face avant du substrat afin de réaliser la structure désirée. Ensuite une gravure humide est

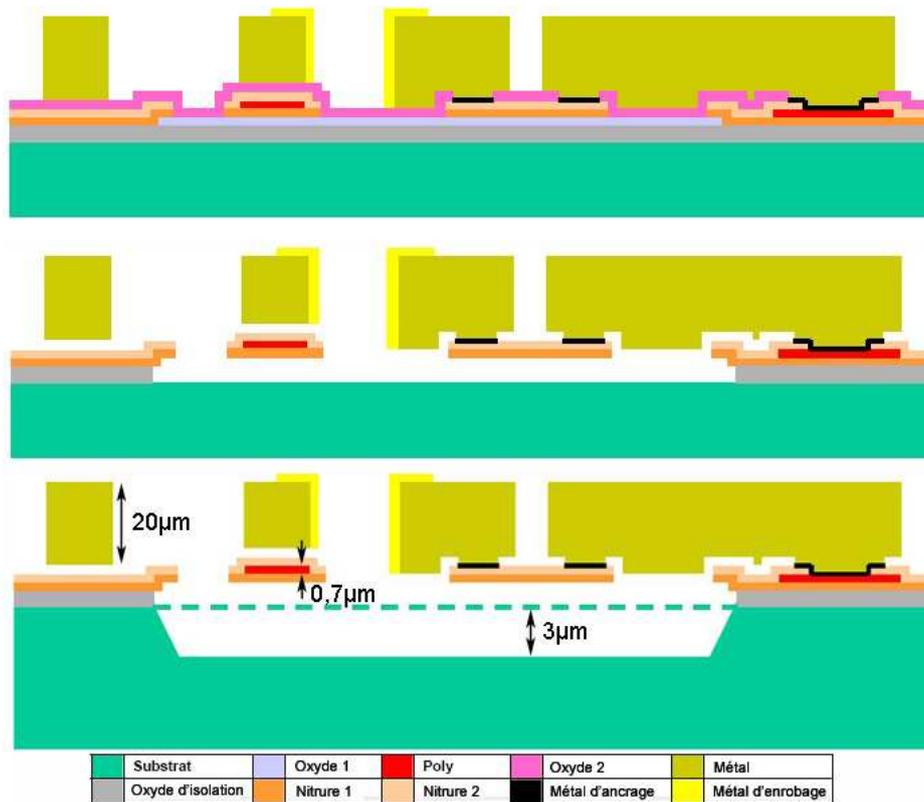


FIGURE 2.11 – Procédé de fabrication MetalMUMPs

réalisée sur la face arrière du substrat afin de libérer la structure. Ainsi, nous visualisons sur la figure 2.12 le résultat obtenu avec cette technologie. Les épaisseurs du substrat, de l'oxyde, du silicium et du métal sont respectivement de $400\mu m$, $1\mu m$, $10\mu m$ et $0,5\mu m$. De plus, avec cette technologie, l'épaisseur du silicium peut aller jusqu'à $25\mu m$.

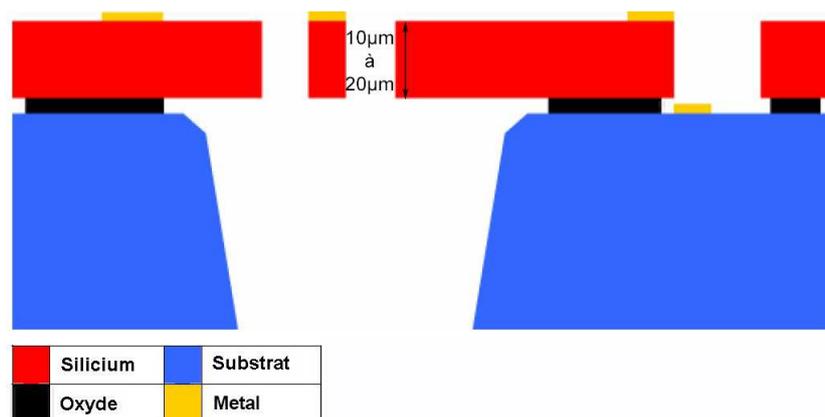


FIGURE 2.12 – Procédé de fabrication SOIMUMPs

2.3.1.4 Procédé de fabrication CMOS-MEMS

Ce procédé utilise les procédés de fabrication de circuits électroniques classiques en technologie CMOS. A cette technologie, il a été ajouté un ou deux masques de fabrication afin de libérer les structures. Il existe deux procédés de fabrication. Le premier consiste à effectuer une gravure sèche de la face avant du substrat afin d'éliminer les couches sacrificielles. Une fois ces couches supprimées, une gravure humide est réalisée sur la face avant du substrat afin de libérer la structure. La deuxième méthode réalisée par [XEZ⁺02]

consiste à effectuer une gravure humide de $10\mu\text{m}$ à $200\mu\text{m}$ sur la face arrière du substrat, suivie d'une gravure sèche de la face avant. Enfin, une gravure isotrope est réalisée pour effectuer une isolation électrique. Chacune de ces méthodes est représentée sur la figure 2.13.

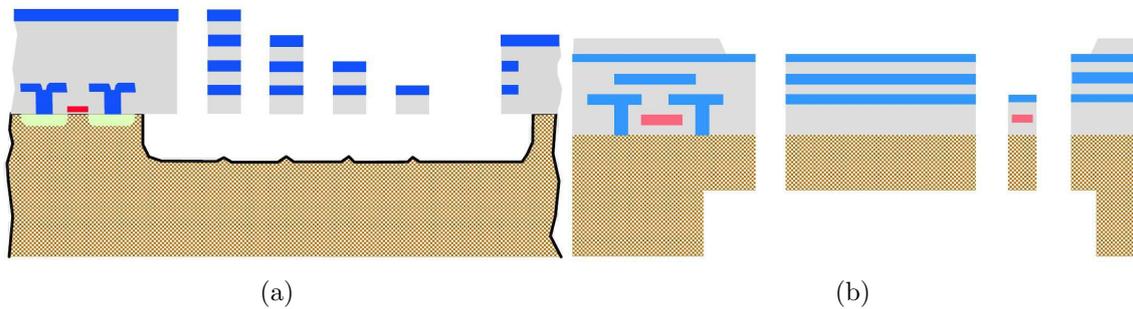


FIGURE 2.13 – Procédé de fabrication CMOS-MEMS de faible épaisseur (a) et à gravure sèche (b)

2.3.2 Contraintes des technologies employées pour l'accéléromètre capacitif

Les procédés de fabrication des structures génèrent, lors de la libération des couches sacrificielles, des contraintes mécaniques intrinsèques dans la structure. Celles-ci se traduisent, lors de la libération de l'ensemble, par la possibilité de courbure de certains éléments (effet "curling"). Les structures, dont les procédés de fabrication sont de faible épaisseur (PolyMUMPs et CMOS-MEMS), peuvent fléchir sous ces contraintes. Ces flexions peuvent causer un désalignement des armatures des condensateurs. Ce désalignement est dû au procédé de fabrication et au point d'ancrage des armatures. Les contraintes intrinsèques étant communes au système, la courbure des structures sera, pour une même longueur, identique. Nous comprenons que l'orientation de la courbure ne dépendra que du point d'ancrage (figure 2.14a).

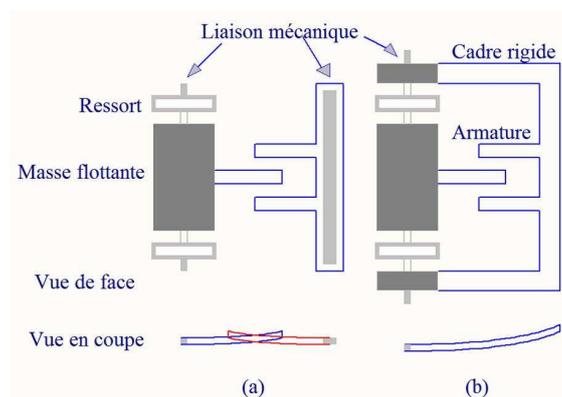


FIGURE 2.14 – Effet de courbure sur un accéléromètre de surface en technologie CMOS-MEMS

Les contraintes intrinsèques des matériaux ne sont pas la seule cause de courbure de la structure. L'accéléromètre capacitif est un système en suspension qui peut également fléchir sous son poids. Il faut donc limiter les dimensions de la masse sismique afin que ce phénomène ne se produise pas. Cependant, l'accéléromètre capacitif est un capteur passif qui nécessite l'utilisation d'une source d'énergie pour détecter l'accélération. Cette source

d'énergie crée une différence de potentiel entre les armatures de la capacité de mesure et entre la masse sismique et le substrat. De ce fait, une force électrostatique se crée entre la masse sismique et le substrat, entraînant une courbure de la structure.

Selon les différentes technologies, il existe des méthodes soit de conception, soit de fabrication diminuant l'influence des phénomènes de flexion. Par exemple, les structures réalisées en technologie PolyMUMPs subissent un recuit afin de diminuer les contraintes intrinsèques et de ce fait la flexion. Il leur est aussi possible de s'affranchir de l'effet électrostatique entre le substrat et la masse flottante. Il suffit, pour cela, de déposer une couche d'oxyde sur le substrat, suivie d'une couche de polysilicium. Ainsi, si la masse flottante et la couche de polysilicium ont le même potentiel, l'influence de l'effet électrostatique est négligeable (figure 2.15).

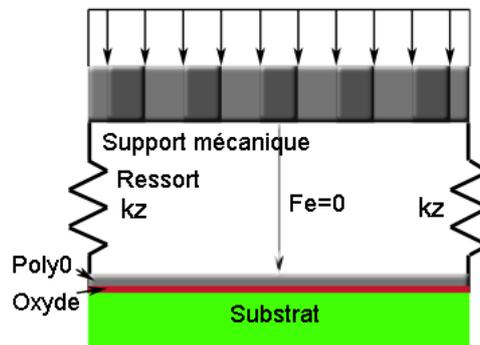


FIGURE 2.15 – Suppression du champ électrostatique sur la masse flottante

Les structures réalisées en couche mince pour la technologie CMOS-MEMS utilisent un procédé de conception afin de pallier à l'effet de flexion. Ce procédé est basé sur la réalisation d'un cadre rigide autour de la masse sismique dont les points d'ancrage sont alignés suivant l'axe de mesure. Ainsi, la courbure créée lors de la libération des couches sacrificielles, est commune à l'ensemble du capteur (figure 2.14). Le fait que cette technique soit dédiée à la technologie CMOS-MEMS provient de la difficulté à connecter les armatures. Effectivement, l'accéléromètre capacitif possède trois armatures qui nécessitent, dans ce cas, trois couches conductrices isolées les unes des autres. Nous ne pouvons pas reproduire cette technique pour la technologie PolyMUMPs car cette technologie ne possède que deux couches conductrices isolées.

L'effet des contraintes intrinsèques sur les structures réalisées en technologie SOI-MUMPs et MetalMUMPs est négligé car les structures sont réalisées sur une seule couche dont l'épaisseur est importante. Néanmoins, il s'avère délicat de réaliser des structures différentielles dans un minimum d'espace.

2.4 Développement d'un outil d'aide à la conception et à l'optimisation d'accéléromètres capacitifs

Les équations de la mécanique et les paramètres du modèle qui en découle, permettent de caractériser l'accéléromètre en fonction de l'application désirée. Une fois cela effectué, nous devons calculer les dimensions de l'accéléromètre. Pour ce faire, nous devons définir au préalable l'architecture de l'accéléromètre en fonction du procédé de fabrication choisi. Ensuite, nous définirons les règles de conception limitant les dimensions de l'accéléromètre. Enfin, nous définirons les paramètres géométriques de l'accéléromètre capacitif pour les procédés de fabrication choisis.

2.4.1 Structures mécaniques de l'accéléromètre capacitif

La diversité des études réalisées sur les accéléromètres capacitifs a permis l'émergence de nombreuses solutions de conception. Chacune de ces solutions est propre à une technologie de fabrication. De ce constat, des équations analytiques ont été établies de façon à correspondre aux paramètres du modèle de l'accéléromètre. Dans notre cas, les équations analytiques ont été limitées à deux géométries de capteur. L'une des géométries est dédiée aux procédés de fabrication CMOS-MEMS et PolyMUMPs et l'autre aux procédés de fabrication SOIMUMPs et MetalMUMPs (figure 2.22).

Les diversités entre ces deux géométries d'accéléromètres capacitifs proviennent de l'interconnexion des armatures des condensateurs. En effet, les technologies CMOS-MEMS et PolyMUMPs possèdent plusieurs couches permettant la propagation de l'information tandis que les technologies SOIMUMPs et MetalMUMPs n'en possède qu'une. La détection de la variation de l'accélération pour les technologies SOIMUMPs et MetalMUMPs est réalisée par une armature fixe dans laquelle évolue l'armature libre (figure 2.16.a). De ce fait, la détection de variation de charge pour les technologies SOIMUMPs et MetalMUMPs est réalisée en jouant sur l'espacement des armatures. Cette même détection pour les technologies CMOS-MEMS et PolyMUMPs est réalisée en plaçant l'armature mobile entre deux armatures fixes représentant deux capacités distinctes (figure 2.16.b).

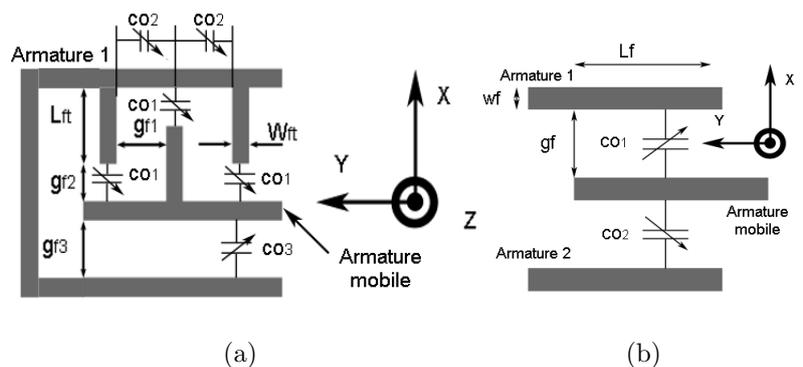


FIGURE 2.16 – Capacité unitaire

2.4.2 Dimensionnement du capteur en fonction du milieu environnant

Une fois le choix de la technologie fixé, le dimensionnement du capteur s'effectue par étapes. La première étape consiste à déterminer les paramètres du modèle de l'accéléromètre en fonction des contraintes de l'application. Ensuite, un calcul sera effectué afin de vérifier les dimensions obtenues.

2.4.2.1 Détermination des paramètres du modèle en fonction de l'application

La mesure d'accélération nécessite un courant générant un champ électrostatique. Ce champ électrostatique varie en fonction de l'intensité et de la surface des armatures des condensateurs. Sous l'influence de la charge et du champ électrostatique, la structure se déforme, créant une augmentation de ce champ électrostatique. A ce stade, deux scénarios sont à envisager en fonction de l'énergie intrinsèque de la structure. Le premier scénario est la stabilisation du système avec une force électrostatique inférieure à la force de rappel. Le deuxième est un emballement de la force électrostatique, engendré par une accélération supérieure à l'accélération d'équilibre a_{eq} . Cet emballement entraîne un collage de la structure dû à la force de Casimir. La force de Casimir est une force de contact,

proportionnelle à la surface collée. Dans le cas de l'accéléromètre capacitif, cette surface correspond à la surface des armatures. Il existe deux possibilités pour se prémunir de cet effet. La première est d'intégrer des butés mécaniques afin de limiter le déplacement du support mécanique lorsque les accélérations sont supérieures à l'accélération d'équilibre. La seconde est de dimensionner le support mécanique et les ressorts, afin de prévenir cet effet. Ceci nécessite la détermination de l'accélération d'équilibre avant la destruction du capteur. L'équation de l'accélération d'équilibre selon l'axe x est :

$$a_{eq}(x) = \frac{k_x x (g_0^2 - x^2)^2 - 4E_{0x} g_0^2 x}{m(g_0^2 - x^2)^2} \quad (2.27)$$

où

$$E_{0x} = \frac{C_0 V^2}{2}$$

Ainsi, en faisant varier la distance, il est possible d'obtenir la plage de linéarité de l'accéléromètre (figure 2.17.a). Le point d'inflexion de ce tracé, représenté figure 2.17.b, correspond à l'accélération d'équilibre.

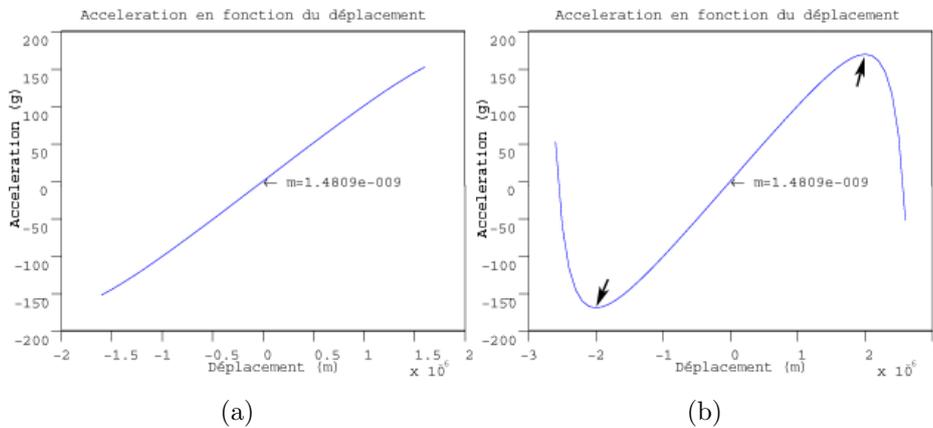


FIGURE 2.17 – Domaine de linéarité du capteur en fonction du déplacement (a) et visualisation de l'accélération d'équilibre (b) pour une tension d'alimentation de 5V, un coefficient de raideur de 1,5N/m, une pulsation de résonance de 31400 rad/s et une capacité de 100fF

Le tracé de l'accélération d'équilibre nécessite, au préalable, de définir le coefficient de raideur du ressort k_x , la masse efficace du système m , la capacité de mesure C_0 , la tension d'alimentation V et l'espacement des armatures g_0 . Le coefficient de raideur du ressort k_x ne correspond pas au coefficient de raideur du modèle. Le coefficient de raideur du modèle tient compte de l'influence de la force électrostatique. Ainsi, l'équation 2.7 de la raideur du modèle établi, subit une modification afin de faire apparaître le déplacement du capteur. L'équation de la raideur devient :

$$k_x(x) = \frac{k_{mcx}(g_0^2 - x^2)^2 - 4E_{0x}g_0^2}{(g_0^2 - x^2)^2} \quad (2.28)$$

A partir de cette équation, il est possible de visualiser la linéarité du coefficient de raideur en fonction de la tension d'alimentation, de la capacité de mesure et de l'espacement des armatures. La figure 2.18 est une représentation du coefficient de raideur en fonction de la tension d'alimentation et du déplacement. L'utilité de cette figure est d'informer l'utilisateur sur l'évolution du coefficient de raideur.

Il reste à définir la masse sismique du système afin de calculer l'accélération d'équilibre. Cette masse étant liée aux dimensions du système, l'équation de l'accélération subit une modification de notre part. Cette modification permet de définir les paramètres du modèle

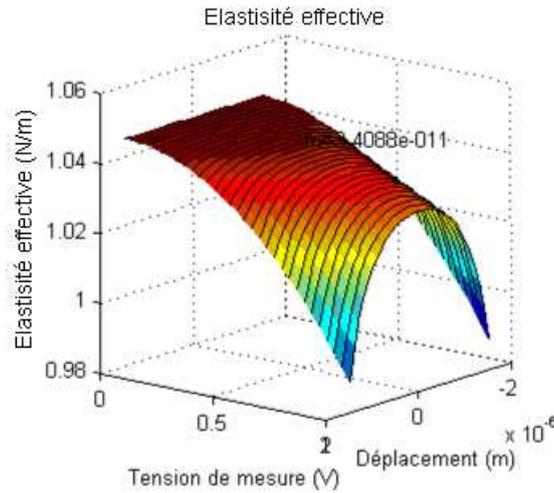


FIGURE 2.18 – Variation du coefficient de raideur en fonction de la tension d'alimentation et du déplacement

en fonction de l'application. Pour cela, nous avons remplacé la masse sismique par la pulsation de résonance. De ce fait, l'équation devient :

$$a_{eq}(x) = \frac{\omega_r^2 k_{mcx} x (g_0^2 - x^2)^2 - 4\omega_r^2 E_{0x} g_0^2 x}{k_x (g_0^2 - x^2)^2} \quad (2.29)$$

où ω_r est la pulsation de résonance. Le fait d'avoir intégré dans l'équation la pulsation de résonance permet, à l'utilisateur, de définir la zone de linéarité du capteur en déplacement et en fréquence. Cette modification permet également de définir la fréquence de fonctionnement d'un accéléromètre vibrant.

Ainsi, à l'aide de l'équation 2.29, il est donc possible de définir le coefficient de raideur ainsi que l'espacement des armatures des condensateurs en fonction de la pulsation de résonance, de la tension d'alimentation et de la capacité de mesure pour une plage de linéarité fixée.

Une fois le coefficient de raideur connu, l'utilisateur sélectionne la structure du ressort à réaliser. L'extraction des dimensions du ressort s'effectue automatiquement en fonction des largeurs de poutres.

Il est également possible de définir les dimensions de la capacité de mesure. Pour cela l'utilisateur règle manuellement les dimensions des armatures jusqu'à obtenir la capacité désirée. Une fois la valeur de la capacité obtenue, le logiciel calcule automatiquement la longueur du support mécanique. Connaissant les dimensions du ressort, des armatures, la pulsation de résonance et la longueur du support mécanique, le logiciel calcule automatiquement la largeur du support mécanique ainsi que le coefficient d'amortissement.

Le calcul du coefficient d'amortissement est fonction des dimensions de l'accéléromètre. Pour le modifier, l'utilisateur a la possibilité de perforer la structure du support mécanique par le dimensionnement de trous. Le fait de perforer le support mécanique entraîne un élargissement du support mécanique afin de garder la pulsation de résonance constante.

2.4.2.2 Vérification du dimensionnement maximal du support mécanique et des armatures mobiles

Un des problèmes du dimensionnement des structures, est la détermination des tailles maximales en fonction de l'application de l'accéléromètre capacitif. Les règles de conception, établies par les fondeurs comme les longueurs maximales et minimales, sont retranscrites dans un fenêtre représentée figure 2.19. Ces règles fixent les premières limites de

dimensionnement. Ainsi, tous les minima et les maxima du dimensionnement sont fixés par les technologies.

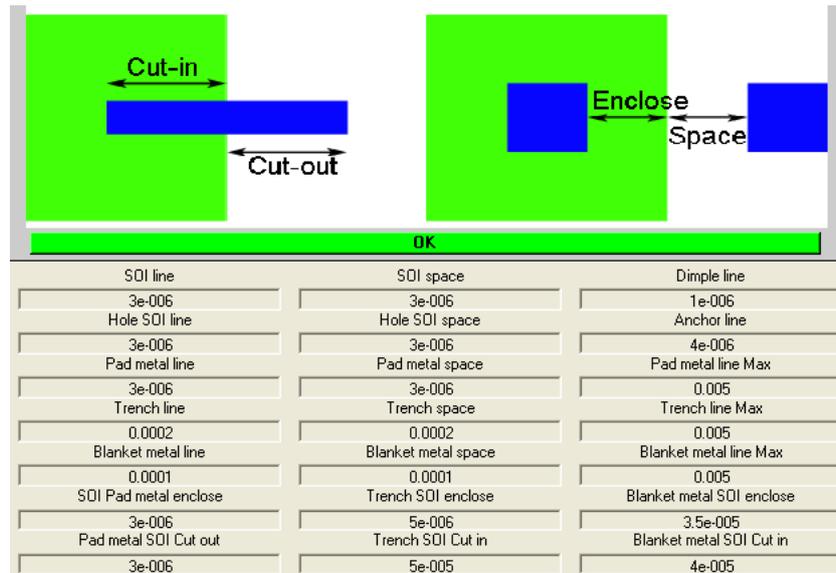


FIGURE 2.19 – Règles de conception pour la technologie SOIMUMPs

La détection d'accélération s'effectue par la variation de charge qui crée, également, un champ électrostatique entre le substrat et la masse sismique. Ce champ électrostatique génère une force électrostatique qui tend à rapprocher la masse sismique du substrat. La force électrostatique ainsi engendrée peut, selon les dimensions de la masse flottante, être supérieure à la raideur des ressorts et entraîner un collage des deux structures par la force de Casimir.

Ainsi, la considération du problème électrostatique implique un calcul des limites supérieures du dimensionnement. Toutefois, les dimensions supérieures calculées ne pourront pas dépasser les maximums imposés par les règles de conception. Le calcul des limites supérieures dépend des propriétés mécaniques, de la surfaces du support mécanique et des armatures des condensateurs.

L'équation de l'accélération d'équilibre 2.27 a été modifiée de façon à visualiser l'accélération d'équilibre selon l'axe Z . Cette équation devient :

$$a_{eq}(z) = \frac{k_z z(d+z)^2 - E_{0z}}{m(d+z)^2} \quad (2.30)$$

où

$$E_{0z} = \frac{V^2 A \epsilon}{2}$$

avec A la surface totale entre le substrat et la masse flottante, d l'espacement entre la masse sismique et le substrat et k_z le coefficient de raideur du ressort. Connaissant l'accélération d'équilibre pour l'axe de la mesure, il faut, dans le pire des cas, que l'accélération d'équilibre des autres axes soit en tout point identique à celle de l'axe de mesure. Ainsi, pour calculer les dimensions maximales de la masse sismique, nous définissons l'accélération d'équilibre selon l'axe Z . Ensuite nous calculons la flèche totale exercée sur la masse sismique.

Du fait de la structure de l'accéléromètre capacitif, nous retrouvons en son centre la flèche maximale. Cela s'explique par le fait que le support mécanique de l'accéléromètre est maintenu à ses extrémités par des ressorts. Il se produit en son centre une courbure, représentée figure 2.20.a, relative à sa masse et à la force électrostatique. Il est donc possible de penser que la flexion maximale se situe au centre du support mécanique.

Toutefois, les poutres, constituant les armatures des capacités, réparties de part et d'autre du support mécanique, fléchissent également. Leur extrémité représente le point de flexion maximale. La figure 2.20.b fait apparaître ce phénomène avec une armature au centre du support mécanique. Ainsi nous allons calculer la flèche à l'extrémité de cette armature afin de vérifier les dimensions du capteur.

Le calcul de la flèche est réalisé en plusieurs étapes. La première consiste à calculer la flèche du support mécanique, la seconde consiste à calculer la flèche de l'armature centrale en fonction du coefficient de raideur équivalent au support mécanique.

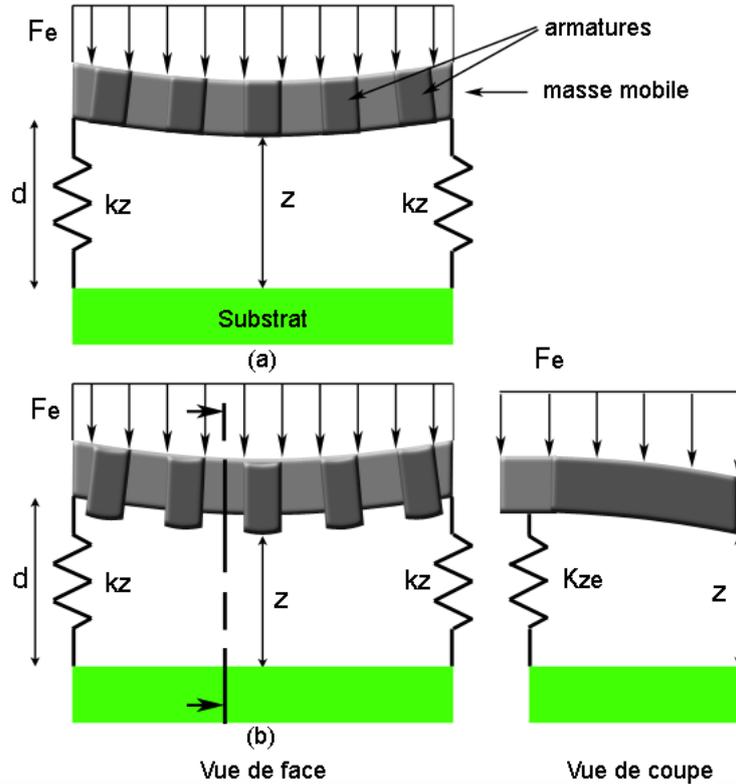


FIGURE 2.20 – Dimensionnement du capteur en fonction du champ électrostatique

La représentation de la flèche totale dans l'axe z de la masse flottante, nécessite la connaissance du coefficient de raideur du support mécanique et des armatures. Le coefficient de raideur du support mécanique selon l'axe z implique le calcul du moment quadratique en z . Si l'on considère que le support mécanique est perforé, le moment quadratique du support peut être calculé par le théorème de Huygens (figure 2.21).

$$I_z = I_{gz} - (I_{gz1} + Sd_1^2) * n_1 - (I_{gz2} + Sd_2^2) * n_2 - \dots \quad (2.31)$$

où I_{gz} est le moment quadratique du support non perforé, I_{gz1} est le moment quadratique de la surface perforée, S est la surface du conduit, d est la distance entre les deux axes et n est le nombre de cellules à cette distance. En utilisant l'équation 2.10 de Clapeyron avec le théorème de Castigliano, le coefficient de raideur du support mécanique est :

$$k_{zeq} = \frac{48EI_z 4k_z}{96EI_z + \frac{Lp2}{2}k_z} \quad (2.32)$$

où E est le module de Young équivalent, k_z le coefficient de raideur des ressorts et $Lp2$ la longueur du support mécanique. De la même façon, nous calculons le coefficient de raideur en bout d'armature qui est :

$$k_{ztot} = \frac{48EI_z 2k_{zeq}}{2k_{zeq}(Lf + L_{min})^3 + 48EI_z} \quad (2.33)$$

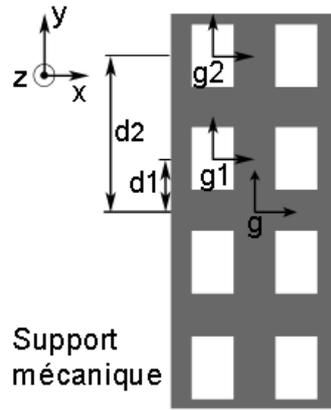


FIGURE 2.21 – Support perforé

où L_f est la longueur d'armature et L_{min} est l'espacement minimal défini par le fondeur. Avec l'équation 2.30 et le coefficient de raideur totale, il est possible de représenter l'accélération d'équilibre en fonction des dimensions du capteur et de la tension d'alimentation. Nous pouvons ainsi vérifier les dimensions calculées et selon le cas, modifier la raideur des ressorts ou les dimensions du capteur.

2.4.3 Définition des paramètres géométriques de l'accéléromètre capacitif en fonction des technologies de fabrication employées

Les structures d'accéléromètre capacitif, définies au paragraphe 2.4.1, ont de fortes similitudes. La seule différence à relever entre ces structures provient des armatures des capacités. Ainsi, dans les sections qui suivent nous listerons, en fonction de la figure 2.22, les paramètres géométriques du support mécanique et des ressorts suivis des paramètres géométriques des capacités des deux structures.

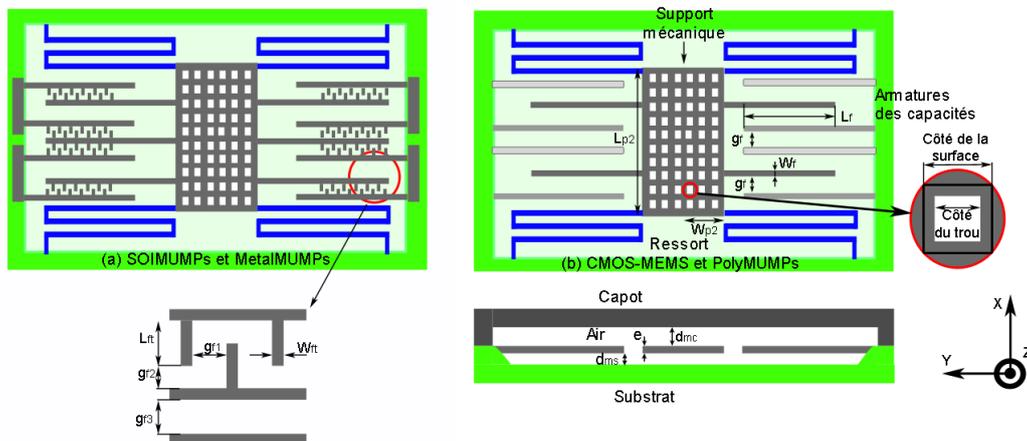


FIGURE 2.22 – Paramètres géométriques d'un accéléromètre capacitif, fonctionnant suivant l'axe x , réalisé en technologie CMOS-MEMS et PolyMUMPs (a) puis en technologie SOIMUMPs et MetalMUMPs

2.4.3.1 Paramètres géométriques du support mécanique et des ressorts

Les paramètres du support mécanique sont en partie calculés par l'outil logiciel. Néanmoins, il reste à définir les dimensions des perforations, l'épaisseur du support mécanique et les distances entre le substrat et le capot. Ces paramètres, définis dans le tableau 2.11, sont communs aux quatre technologies.

TABLE 2.11 – Paramètres géométriques du support mécanique

Description	Paramètres géométriques de la figure	Paramètres géométriques du logiciel
Longueur du support mécanique	$Lp2$	$Lp2$
Largeur du support mécanique	$Wp2$	$Wp2$
Coté de la surface du trou	$Hole\ side$	$Squareunitside$
Coté de la surface entourant le trou	$Square\ side$	$Squareunitsidemax$
Épaisseur de la masse flottante	e	$tsoi$
Espacement entre le substrat et la masse flottante	dms	$dfms$
Espacement entre la masse flottante et le capot	dmc	dfc

Les structures des ressorts, représentées figure 2.23, comportent de multiple paramètres. Afin de faciliter le calcul des dimensions des ressorts, le nombre de paramètres a été volontairement réduit dans le cas du ressort serpentin et laissé au choix de l'utilisateur pour les ressorts de types U et replié. La réduction du nombre de paramètres se traduit par le remplacement d'un paramètre par un autre paramètre. Par exemple, pour le ressort de type U nous obtenons $Lb1 = Lb2$ et $wb1 = wb2$. Nous obtenons également pour le ressort de type serpentin $Lb1 = 2 \times Lb2$ et $wb1 = wb2$ et pour le ressort replié $Lt1 = 2 \times Lt2$ et $wt1 = wt2$.

Une fois le choix du ressort effectué, le calcul de ses dimensions est déterminé en fonction du coefficient de raideur établi par l'utilisateur, de la tension d'alimentation et de la capacité de mesure. Néanmoins, l'utilisateur peut modifier manuellement les largeurs des poutres afin d'optimiser les dimensions obtenues. Toutefois, le calcul des dimensions du ressort serpentin ne peut s'effectuer sans la définition du nombre de serpentins.

Malgré les différences de structures, les ressorts possèdent des paramètres géométriques communs. Ainsi, le tableau 2.12 représente, pour toutes les technologies, la totalité des paramètres utilisés pour les ressorts.

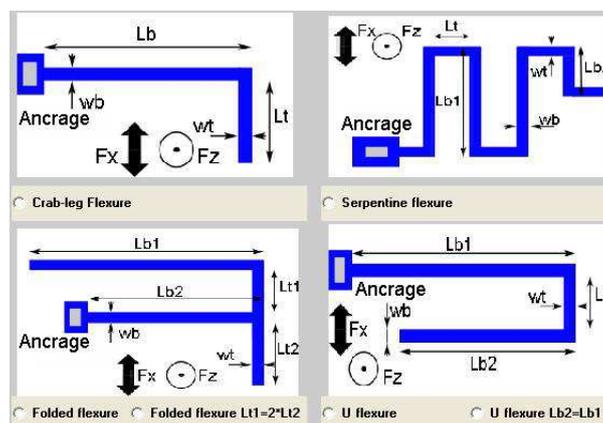


FIGURE 2.23 – Représentation du choix de ressort

TABLE 2.12 – Paramètres géométriques des ressorts

Description	Ressort en U	Ressort replié	Ressort serpentin	Ressort crabe
Longueur de poutre 1	$Lb1$	$Lb1$	$Lb1$	$Lb1$
Longueur de poutre 2	$Lb2$	$Lb2$	$Lb2$	
Longueur de l'armature 1	$Lt1$	$Lt1$	$Lt1$	$Lt1$
Longueur l'armature 2		$Lt2$		
Nombre de courbure			$Nserp$	
Largeur poutre 1	$wb1$	$wb1$	$wb1$	$wb1$
Largeur poutre 2	$wb2$	$wb2$	$wb2$	
Largeur poutre 1	$wt1$	$wt1$	$wt1$	$wt1$
Largeur poutre 2		$wt2$		

2.4.3.2 Paramètres géométriques des armatures mobiles

La détermination des longueurs des armatures des condensateurs dépend des espacements minimums définis par les constructeurs et par la structure dédiée aux types de technologies. La structure pour les technologies SOIMUMPs et MetalMUMPs, représentées figure 2.24, est composée d'un élément de détection qui peut se décomposer en trois capacités unitaires C_{01} , C_{02} , C_{03} . Ces capacités unitaires se situent respectivement entre une branche de l'armature mobile et une branche de l'armature fixe. Lors d'une détection

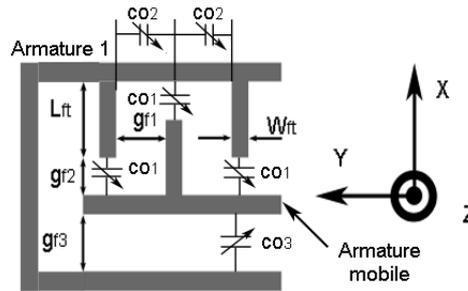


FIGURE 2.24 – Capacité unitaire pour les technologies SOIMUMPs et MetalMUMPs

d'accélération selon l'axe de mesure x , la capacité C_{03} a une variation opposée aux capacités C_{01} et C_{02} . Il faut, pour avoir une bonne mesure de l'accélération, que la variation de la capacité C_{03} soit largement inférieure aux variations des deux autres capacités. Ainsi, deux méthodes sont mises en place, augmenter les distances d'un côté et les réduire de l'autre puis augmenter la surface des armatures. Pour la première méthode, nous jouons sur les paramètres g_{f3} , g_{f2} et g_{f1} tandis que la seconde a nécessité le rajout de poutres. La capacité de mesure pour les technologies SOIMUMPs et MetalMUMPs est représentée par l'équation suivante :

$$C_0 = \frac{L_f \varepsilon_0 e}{g_{f3}} + \frac{2w_{ft} \varepsilon_0 e}{g_{f2}} \frac{NL_f}{2} NL_{ft} + \frac{L_{ft} \varepsilon_0 e}{g_{f1}} \frac{NL_f}{2} NL_{ft}$$

où L_f est la longueur unitaire d'une armature, L_{ft} est la longueur unitaire rajoutée, e est l'épaisseur, NL_f est le nombre de longueurs unitaires, NL_{ft} est le nombre de longueurs unitaires rajoutées, w_{ft} est la largeur d'une longueur rajoutée et g_{f1} , g_{f2} et g_{f3} représentent l'espacement entre les différentes armatures.

La structure pour les technologies CMOS-MEMS et PolyMUMPs, figure 2.25, intègre deux poutres fixes de part et d'autre de la poutre de détection. Ainsi avec cette structure la capacité de mesure s'exprime comme suit :

$$C_0 = \frac{L_f}{g_f} NL_f$$

où L_f est la longueur unitaire, g_f l'espacement unitaire et NL_f le nombre de longueurs unitaires.

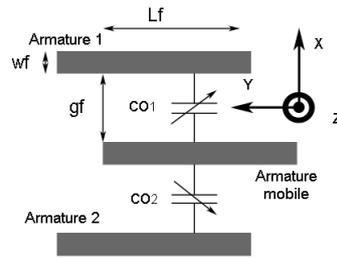


FIGURE 2.25 – Capacité unitaire pour les technologies PolyMUMPs et CMOS-MEMS

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la conception et l'optimisation d'un accéléromètre capacitif pour différents procédés de fabrication. L'objectif de cette étude était de réaliser un composant dont les caractéristiques théoriques se rapprochent des caractéristiques expérimentales. Ainsi a été élaboré un modèle thermomécanique permettant le dimensionnement du ressort de l'accéléromètre.

A la suite de cette étude, nous avons développé un outil logiciel. Celui-ci nous a permis de réaliser un circuit intégré en technologie SOIMUMPs sur une surface de 1cm^2 comprenant des accéléromètres capacitifs de caractéristiques différentes (dimension, ressorts, ...). Cela nous a conduit à réaliser une confrontation des modèles théoriques et expérimentaux qui sera exposée dans le quatrième chapitre.

Chapitre 3

Électronique d'interface et de traitement pour accéléromètre capacitif

3.1 Introduction

L'électronique de traitement, associée à l'accéléromètre capacitif, est un convertisseur "Sigma-Delta". Ce convertisseur se décompose en plusieurs blocs systèmes. A chaque bloc système correspond une fonction électronique ou mécanique. Ces fonctions peuvent être modélisées afin de permettre une étude comportementale de la chaîne de traitement. L'utilisation du logiciel "*Matlab-Simulink*" s'est avérée particulièrement adaptée car elle permet une simulation globale du système en associant la fonction de transfert mécanique du capteur. Cet outil permet d'effectuer une simulation temporelle et fréquentielle de l'ensemble, tout en offrant un repère visuel sur la composition globale du système. La finalité de cette étude est de permettre selon l'application donnée, l'extraction de paramètres à différentes échelles :

- au niveau "composants" : elle permettra d'évaluer par exemple la valeur des composants passifs ;
- au niveau "blocs" : elle permettra d'optimiser les paramètres de chaque fonction de transfert.

Cette phase d'optimisation permet d'améliorer les phases de conception en terme de temps et de consommation. Dans la littérature, ce type de méthodes est appelé "Top-Down" du fait de l'étude système permettant la caractérisation de sous ensembles.

L'architecture de l'électronique de traitement s'articule autour d'un convertisseur discret "passe-bas sigma delta". Notre attention se portera tout d'abord sur le comportement fréquentiel et le comportement temporel des diverses fonctions qui composent l'électronique de traitement. Ainsi, le détail de l'établissement des modèles comportementaux de chaque bloc du système sera présenté. S'en suivra une étude sur les différentes imperfections associées à ces types de montage ainsi qu'une implémentation logicielle. Au final, une méthode d'optimisation des caractéristiques des blocs pour une application visée sera présentée.

3.2 Fonctionnement du convertisseur Sigma Delta passe-bas

L'architecture d'un convertisseur discret "passe-bas sigma delta", pour capteur capacitif, comprend un intégrateur, un convertisseur analogique-numérique et un convertisseur numérique-analogique réalisant la contre réaction. La figure 3.1 représente l'architecture d'un convertisseur discret "passe bas sigma delta", dans laquelle un accéléromètre capacitif a été intégré.

L'accéléromètre capacitif peut être décomposé en sous ensembles afin de distinguer la partie mécanique et les interfaces mécanique-électronique et électronique-mécanique. Ces interfaces réalisent la conversion déplacement tension et tension déplacement par l'intermédiaire d'une capacité. L'interaction mécanique-électronique se situe au niveau de l'interface capteur, tandis que l'interaction électronique-mécanique se retrouve au niveau du convertisseur Numérique-Analogique.

L'interface capteur utilisée permet de convertir une variation de capacité et plus particulièrement une variation de charge en un signal électrique.

Le convertisseur analogique-numérique de l'électronique de traitement discrétise l'amplitude du signal en une suite de valeurs numériques. Afin de simplifier la conception, cette quantification de l'amplitude du signal s'effectuera à l'aide d'un quantificateur 1 bit.

Le convertisseur numérique-analogique, pour sa part, convertit un état binaire en une accélération par le biais d'une force électrostatique impliquant les capacités de l'accéléromètre.

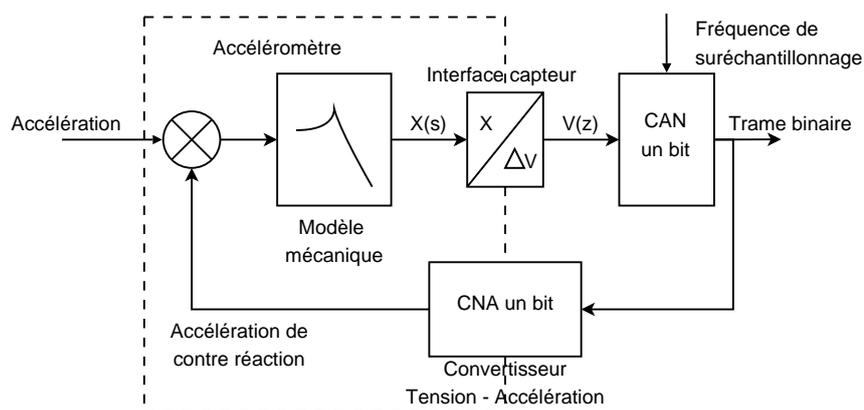


FIGURE 3.1 – Architecture de traitement

De ces précisions, une modification de la précédente représentation de l'architecture de traitement peut être proposée afin de mieux visualiser les interactions de l'accéléromètre capacitif (figure 3.2). L'électronique de chacun de ces blocs est détaillée dans la suite de cette partie.

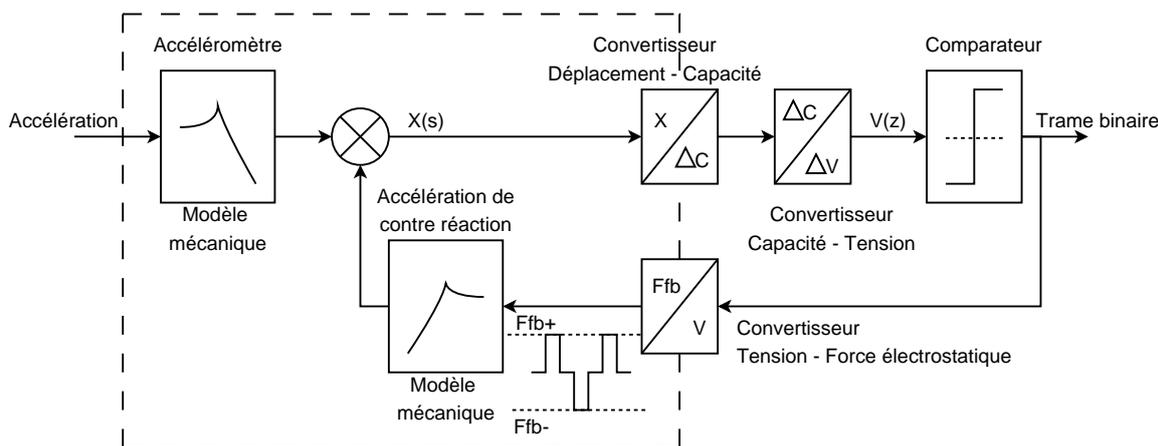


FIGURE 3.2 – Architecture de traitement détaillée

En vue de réaliser une simulation globale du système sous "Matlab-Simulink", nous allons exprimer les fonctions de transfert de tous les blocs du schéma dans les paragraphes suivants.

3.2.1 Interface capteur

Le choix de l'interface capteur s'est orienté vers un système totalement différentiel du fait des divers avantages qu'il procure : la réjection au premier ordre de l'erreur de mode commun, la diminution de l'interaction de l'alimentation et la possibilité de commander plusieurs capteurs avec la même interface [LB99] [LBAS97].

Lors de l'application d'une différence de potentiel aux bornes d'une capacité, une accumulation de charges apparaît sur ses armatures ($Q = CV$). Cette quantité de charges peut varier de deux manières, soit par la tension appliquée à ses bornes, soit par la variation de la valeur de la capacité. Or, le principe de l'accéléromètre capacitif est de traduire une accélération par une variation de capacité. Ainsi, le modèle idéal de l'accéléromètre fournit un déplacement en fonction de l'accélération. Ce déplacement n'est autre que l'augmentation ou la diminution de la distance entre les armatures fixes et mobiles réalisant le condensateur de mesure. En considérant le déplacement des armatures assez faible, la

valeur de la capacité peut s'exprimer ainsi :

$$C_s^\pm \approx C_s \times \left(1 \pm \frac{x}{g_0}\right)$$

où C_s correspond à la capacité initiale, g_0 à la distance initiale et x au déplacement des armatures. Lorsque le système ne détecte aucune accélération le déplacement est nul ($x = 0$) [Zho98].

Le montage de l'interface capteur différentiel, figure 3.3, fait apparaître : des capacités parasites (C_p) et deux gains pour l'amplificateur, un de mode commun $A1_c$ et l'autre de mode différentiel $A1_d$. Nous différencierons les branches en entrée et en sortie ainsi que les composants qui s'y rapportent par des exposants + et -. C_p^+ et C_p^- représenteront, par exemple, les capacités parasites sur la branche + et la branche -. Les capacités parasites proviennent de l'interconnexion entre le capteur et le circuit électronique, mais également de l'interaction entre le substrat et les armatures. La différentiation de valeur des capacités de mesure (C_s^- et C_s^+) est représentée par $\frac{\Delta C_s}{2}$ provenant de l'accélération. Pour les autres capacités, cette différentiation provient de la déviation standard des capacités. La déviation standard, commun à tous les composants, est le nom donné aux différences géométriques entre composants engendré lors de procédés de fabrication. Il est à noter que les $\Delta C_{i,p,s}$ correspondent à la différence entre deux capacités identiques. Afin de visualiser cette influence sur la totalité des capacités, nous avons réparti la déviation standard de part et d'autre de l'intégrateur. Sur la branche positive de l'intégrateur, nous avons rajouté la moitié de la déviation standard tandis que sur la branche négative nous l'avons soustraite. De ce fait, lorsque nous effectuons la différence entre les branches positives et négatives nous retrouvons la déviation standard.

Dans les équations suivantes, est détaillé le calcul de la fonction de transfert de l'interface. Les tensions de mode commun en entrée puis en sortie se nommeront V_{icm} et V_{ocm} tandis que les tensions différentielles seront Δv_i et Δv_o .

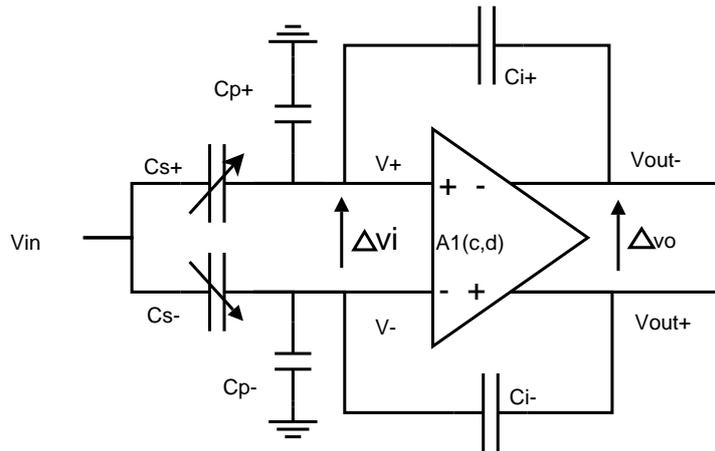


FIGURE 3.3 – Interface capteur

$$V^- = \frac{C_s^- \times Vin + C_i^- \times V_{out}^+}{C_s^- + C_i^- + C_p^-} \quad (3.1)$$

$$V^+ = \frac{C_s^+ \times Vin + C_i^+ \times V_{out}^-}{C_s^+ + C_i^+ + C_p^+} \quad (3.2)$$

$$\text{avec} \begin{cases} \Delta v_i = V^+ - V^-, & V_{icm} = V^+ + V^- \\ V^\pm = V_{icm} \pm \frac{\Delta v_i}{2}, & V_{out}^\pm = V_{ocm} \pm \frac{\Delta v_o}{2} \\ \Delta v_o = -A1_d \times \Delta v_i, & V_{ocm} = A1_c \times V_{icm} \end{cases}$$

$$\Delta v_o = \frac{2 \times V_{in} \times A1_d \times [C_s^+ \times Ct_1^- - C_s^- \times Ct_1^+]}{(Ct_1^+ \times Ct_2^-) + (Ct_1^- \times Ct_2^+)} \quad (3.3)$$

$$\text{avec} \begin{cases} Ct_1^- = C_s^- + C_i^- \times (1 - A1_c) + C_p^-, & Ct_1^+ = C_s^+ + C_i^+ \times (1 - A1_c) + C_p^+ \\ Ct_2^- = C_s^- + C_i^- \times (1 - A1_d) + C_p^-, & Ct_2^+ = C_s^+ + C_i^+ \times (1 - A1_d) + C_p^+ \end{cases}$$

$$\Delta v_o = 2 \times A1_d \times \frac{V_{in} \times [Ct_1 \times \Delta C_s - 2 \times C_s \times \Delta Ct_1]}{2 \times Ct_1 \times Ct_2 - 2 \times \Delta Ct_1 \times \Delta Ct_2} \quad (3.4)$$

$$\text{avec} \begin{cases} Ct_1 = C_s + C_i \times (1 - A1_c) + C_p, & \Delta Ct_1 = \frac{\Delta C_s}{2} + \frac{\Delta C_i}{2} \times (1 - A1_c) + \frac{\Delta C_p}{2} \\ Ct_2 = C_s + C_i \times (1 - A1_d) + C_p, & \Delta Ct_2 = \frac{\Delta C_s}{2} + \frac{\Delta C_i}{2} \times (1 - A1_d) + \frac{\Delta C_p}{2} \end{cases}$$

La fonction de transfert ainsi décrite permet de visualiser l'influence des gains de l'amplificateur différentiel ($A1_c$, $A1_d$), des capacités parasites et de la déviation standard. La déviation standard d'une capacité poly-poly est d'environ 0,1% lorsque celle-ci possède une grande surface [BAK05]. Dans le cadre de notre étude, nous allons volontairement augmenter la déviation standard jusqu'à 10%. Dans ce cas, le rapport entre Ct_1 et ΔCt_1 ainsi que Ct_2 et ΔCt_2 est de 10%. De ce fait, le deuxième membre de l'expression du dénominateur de Δv_o peut être négligé. De plus, si l'on considère le gain en mode commun très faible ($A1_c \ll 1$), l'expression de Δv_o peut subir une simplification et devient :

$$\Delta v_o \approx V_{in} \times \left(\underbrace{\frac{\Delta C_s}{C_i}}_{\text{mesure}} \times \left(1 - \underbrace{\frac{C_s}{C_s + C_p + C_i}}_{\text{erreur de gain}} \right) - \underbrace{\frac{\Delta C_i + \Delta C_p}{C_i} \times \frac{C_s}{C_s + C_i + C_p}}_{\text{erreur d'offset}} \right) \quad (3.5)$$

L'erreur de gain, générée par la variation des capacités de l'accéléromètre capacitif, diminue l'amplitude du signal. La mesure de l'accélération est représentée par la différentiation des sorties de l'intégrateur et sera notée Δv_o [LB99]. Ainsi, la fonction de transfert de l'intégrateur entre V_{in} et Δv_o varie aussi en fonction de l'accélération.

L'erreur d'offset, générée par la déviation standard des capacités, contraint l'amplificateur à une large variation du mode commun à ses entrées. Un amplificateur performant nécessitera donc un grand taux de réjection de mode commun. Ces contraintes, dégradent les performances du système, du fait que le bruit aux entrées de l'amplificateur se retrouve amplifié à ses sorties.

Une amélioration est donc à envisager pour un tel système. Cette amélioration, portera sur la diminution de l'erreur d'offset et de l'erreur de gain afin de posséder une représentation de la mesure. Les procédés d'amélioration seront traités dans le paragraphe "Optimisation des performances".

3.2.2 Convertisseur numérique-analogique

Pour asservir le capteur dans sa position initiale, on met en oeuvre le principe suivant : Sous l'action d'une différence de potentiel, l'armature libre de l'accéléromètre capacitif se déplace jusqu'à une ligne de champ potentiel. Cette ligne de champ potentiel représente l'endroit où les lignes de champs, produites par les armatures fixes, ont le même potentiel électrique (figure 3.4). Lorsque l'armature libre n'est pas située sur la dite ligne de champ potentiel, la force électrostatique générée par ce champ, produit son déplacement. La force électrostatique s'exprime de la façon suivante $\vec{F} = \frac{V^2}{2} \times \frac{\partial C}{\partial x}$ où C représente la capacité des armatures, x le déplacement de l'armature mobile et V le potentiel entre les armatures. En appliquant le principe fondamental de la dynamique, la force (\vec{F}) appliquée à l'armature libre peut être représentée par une accélération (\vec{a}) que subit la masse flottante (m) : $\vec{F} = m \vec{a}$. Cette accélération, exprimée en g, est représentative de la force électrostatique. De ce fait, l'accélération de contre réaction est représentée ci-dessous :

$$\vec{a}_{fb} = \frac{V^2}{2 \times m \times 9,81} \times \frac{\partial C}{\partial x} \tag{3.6}$$

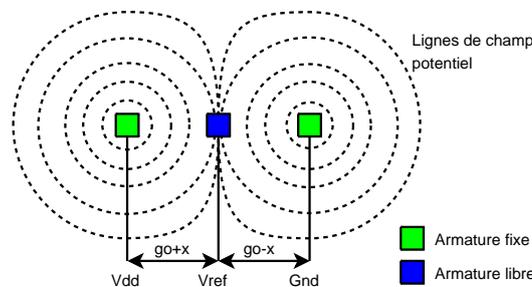


FIGURE 3.4 – Principe de contre réaction

3.2.3 Quantification

Le modèle linéaire de quantificateur est présenté figure 3.5. Ce modèle est constitué d'un gain K et d'un bruit blanc uniforme $b(n)$, indépendant du signal d'entrée $x(n)$. Il permet d'utiliser les méthodes de traitement linéaire, afin d'estimer le rapport signal sur bruit et la stabilité du système.

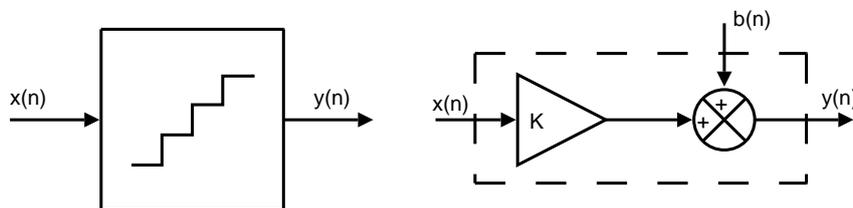


FIGURE 3.5 – Modèle linéaire de quantificateur

Le gain K du quantificateur peut être considéré unitaire lorsque le quantificateur possède une grande résolution (n bits en sortie avec q petit devant l'amplitude du signal) et une absence de saturation. Le convertisseur "Sigma Delta" discret de type passe bas est, dans notre cas, un convertisseur 1 bit dont le gain du quantificateur doit être défini de façon à minimiser l'erreur de quantification. Néanmoins, la particularité du convertisseur "Sigma-Delta" est qu'il permet d'atteindre de grandes résolutions malgré un quantificateur 1 bit [MON05]. De ce fait, le gain du quantificateur sera unitaire.

L'erreur de quantification associée, est considérée comme une variation aléatoire uniformément répartie sur l'intervalle $[-\frac{1}{2}; \frac{1}{2}]$ (figure 1.19.c). Cette erreur peut être exprimée sous la forme d'un bruit blanc de quantification.

3.2.4 Accéléromètre

Le modèle mécanique de l'accéléromètre capacitif a été établi lors du précédent chapitre sur l'étude des phénomènes mécaniques (équation 3.7). Ce modèle est composé d'une masse flottante (m), d'un coefficient de raideur (k) et d'un coefficient d'amortissement visqueux (b). L'accélération ($A(s)$), subie par le capteur, entraîne un déplacement de la masse flottante ($X(s)$). Ainsi dans le domaine de Laplace, la fonction de transfert de l'accéléromètre peut s'écrire de la sorte :

$$X(p) = \frac{m \times A(p)}{m \times p^2 + b \times p + k} \quad (3.7)$$

Les caractéristiques de l'accéléromètre capacitif définissent la précision de la mesure. Il est cependant possible d'améliorer ses performances en effectuant une contre-réaction sur le capteur. Cette contre-réaction améliore la sensibilité du capteur ainsi que sa largeur de bande, sa distorsion et augmente également sa plage de mesure. Ne pouvant réaliser, en même temps, la contre-réaction sur le capteur et la mesure de l'information, un séquençement du système a été mis en place. Ce séquençement, représenté figure 3.6, est constitué de trois phases qui sont : une contre-réaction, une initialisation et une mesure. La phase d'initialisation est intercalée entre la phase de contre-réaction et la phase de mesure afin que les charges emmagasinées dans les capacités de mesure durant la phase de contre-réaction n'interfèrent pas avec le signal à mesurer.

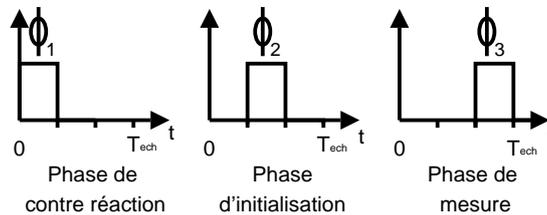


FIGURE 3.6 – Séquençement du convertisseur "Sigma Delta"

Lors de la phase de mesure, la fonction de transfert utilisée est celle représentée par l'équation 3.7. Lors de la phase de contre-réaction le système impose à l'accéléromètre une accélération de forme échelon. La figure 3.7 représente cette accélération où T_d représente le décalage entre la période de suréchantillonnage et le milieu de la durée de contre-réaction, t_{fb1} et t_{fb2} représentent en temps, le début et la fin de la phase de contre-réaction et T_{fb} représente la durée de la phase de contre-réaction. Cette accélération

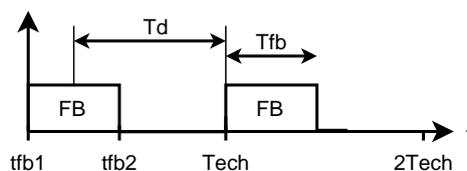


FIGURE 3.7 – Signal idéal de contre réaction

permet de réaliser la fonction "Delta" décrite dans le paragraphe 1.3.3.4. Du fait de la forme du signal de contre-réaction et du comportement de l'accéléromètre, l'accélération de contre-réaction influe, malgré le rajout d'une phase d'initialisation, sur la mesure .

La modélisation de ce phénomène implique une modification du modèle de l'accéléromètre. L'étude du comportement de l'accéléromètre se fera dans le domaine discret afin de permettre une différenciation entre le modèle de la mesure de l'accélération et le modèle de la contre réaction. Ainsi, suivant l'étude réalisée par [Jia03] l'expression du modèle de l'accéléromètre lors de la phase de contre réaction ($H(z)$) peut s'écrire de la forme suivante :

$$H(z) = H_m(z) \times H_{FB} \times H_D(z) \tag{3.8}$$

$$H_m(z) = \frac{T_s^2 \times z^{-1}}{(1 - z_1 \times z^{-1}) \times (1 - z_2 \times z^{-1})} \tag{3.9}$$

$$H_{FB} = \frac{T_{fb}}{T_s} \tag{3.10}$$

$$H_D(z) = \left(1 - \frac{T_d}{T_s}\right) + \frac{T_d}{T_s} \times z^{-1} \tag{3.11}$$

$$z_1 = \exp\left(-\left(\frac{1}{Q} - j\sqrt{4 - \frac{1}{Q^2}}\right) \times \frac{\omega_r}{2} \times T_s\right) \tag{3.12}$$

$$z_2 = \exp\left(-\left(\frac{1}{Q} + j\sqrt{4 - \frac{1}{Q^2}}\right) \times \frac{\omega_r}{2} \times T_s\right) \tag{3.13}$$

où $H_m(z)$ représente la fonction de transfert discrète de l'accéléromètre avec $Q = \frac{\sqrt{k \times m}}{b}$ et $\omega_r = \sqrt{\frac{k}{m}}$, H_{FB} représente le rapport cyclique du signal de contre réaction et $H_D(z)$ représente le retard de la contre réaction par un ajout de phase aux hautes fréquences.

3.2.5 Librairie de composants sous "Matlab-Simulink"

Les modèles développés dans les précédentes parties ont permis de réaliser sous "Matlab-Simulink" une librairie de composants. Dans cette liste de composants, nous retrouvons deux accéléromètres, l'amplificateur de charge, le comparateur et le convertisseur tension-accélération. Le fait d'avoir deux accéléromètres se justifie par le besoin de différencier le modèle continu du modèle discret. Chaque modèle a été réalisé à l'aide de blocs "Embedded function" de "Matlab-Simulink". Nous cherchons avec la simulation système à réaliser une simulation temporelle de l'architecture "Sigma-Delta". De ce fait, une compréhension du fonctionnement et du déroulement de la mesure de l'architecture "Sigma-Delta" est nécessaire.

La figure 3.8 représente le circuit électronique à réaliser. Sur ce circuit nous avons fait apparaître des interrupteurs modélisant les changements de phases. Le séquençement de

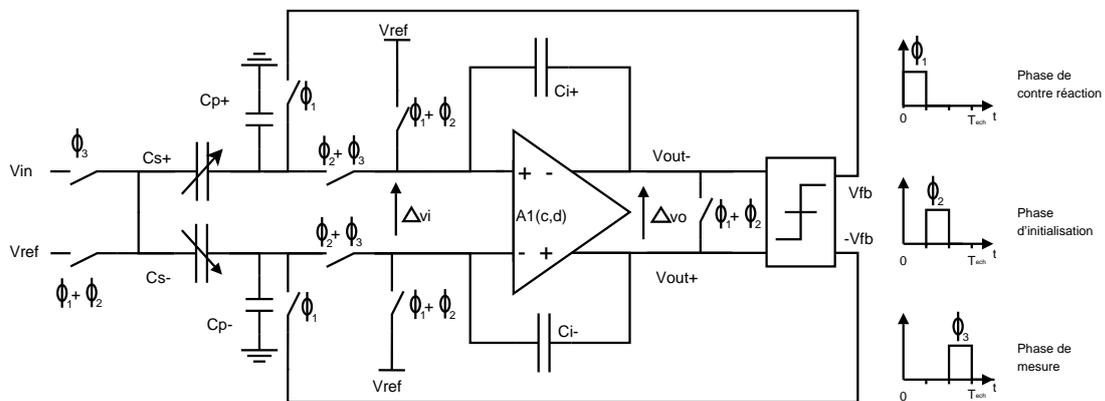


FIGURE 3.8 – Circuit du convertisseur "Sigma-Delta" passe bas de 1° ordre

la conversion "Sigma-Delta" impose une discrétisation de l'information en fonction de la

période d'échantillonnage. Ainsi, une tension "V" mémorisée durant une période d'échantillonnage sera notée "V(n-1)". Lors du changement de phase, les capacités d'intégration ainsi que les capacités parasites sont chargées. Ainsi, les charges emmagasinées, lors de la précédente phase, interviennent dans le calcul des sorties de l'amplificateur de charge. De ce fait, les équations 3.2 et 3.1 deviennent pour une période d'échantillonnage :

$$V^-(n) = \frac{Cs^- \times Vin + Ci^- \times (Vout^+(n) - Vout^+(n - \frac{1}{3})) - V^-(n - \frac{1}{3}) \times Cp^-}{Cs^- + Ci^- + Cp^-} \quad (3.14)$$

$$V^+(n) = \frac{Cs^+ \times Vin + Ci^+ \times (Vout^-(n) - Vout^-(n - \frac{1}{3})) - V^+(n - \frac{1}{3}) \times Cp^+}{Cs^+ + Ci^+ + Cp^+} \quad (3.15)$$

où $Ci^- \times Vout^+(n - \frac{1}{3})$ et $V(n - \frac{1}{3}) \times Cp^-$ correspondent aux charges emmagasinées pendant la phase précédente. L'implantation du retard sous le logiciel "MATLAB-Simulink" est réalisée par le bloc fonction "Unit Delay". Lors de l'expression des précédentes équations, les indices associés aux capacités déterminent le sens de la variation ($C^+ = C \times (1 + \frac{\Delta}{2})$ et $C^- = C \times (1 - \frac{\Delta}{2})$). Cette variation représente la déviation standard des capacités de chaque branche. Pour les capacités de mesure, cette variation correspond à la variation de la capacité (x/g_0).

En reproduisant la méthode de simplification utilisée dans le paragraphe 3.2.1, nous obtenons pour la phase de mesure :

$$\begin{aligned} \Delta vi = & \frac{2 \times Vin \times [Cs^+ \times Ct_1^- - Cs^- \times Ct_1^+]}{(Ct_1^+ \times Ct_2^-) + (Ct_1^- \times Ct_2^+)} \\ & + \frac{2 \times Vout^+(n - \frac{1}{3}) \times Ci^- \times Ct_1^+ - 2 \times Vout^-(n - \frac{1}{3}) \times Ci^+ \times Ct_1^-}{(Ct_1^+ \times Ct_2^-) + (Ct_1^- \times Ct_2^+)} \\ & + \frac{2 \times V^+(n - \frac{1}{3}) \times Cp^- \times Ct_1^+ - 2 \times V^-(n - \frac{1}{3}) \times Cp^+ \times Ct_1^-}{(Ct_1^+ \times Ct_2^-) + (Ct_1^- \times Ct_2^+)} \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} Vicm = & \frac{Vin \times [Cs^+ \times Ct_2^- - Cs^- \times Ct_2^+]}{(Ct_1^+ \times Ct_2^-) + (Ct_1^- \times Ct_2^+)} \\ & - \frac{Vout^+(n - \frac{1}{3}) \times Ci^- \times Ct_2^+ + Vout^-(n - \frac{1}{3}) \times Ci^+ \times Ct_2^-}{(Ct_1^+ \times Ct_2^-) + (Ct_1^- \times Ct_2^+)} \\ & - \frac{V^+(n - \frac{1}{3}) \times Cp^- \times Ct_2^+ + V^-(n - \frac{1}{3}) \times Cp^+ \times Ct_2^-}{(Ct_1^+ \times Ct_2^-) + (Ct_1^- \times Ct_2^+)} \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$avec \begin{cases} Ct_1^- = Cs^- + Ci^- \times (1 - A1_c) + Cp^-, & Ct_1^+ = Cs^+ + Ci^+ \times (1 - A1_c) + Cp^+ \\ Ct_2^- = Cs^- + Ci^- \times (1 - A1_d) + Cp^-, & Ct_2^+ = Cs^+ + Ci^+ \times (1 - A1_d) + Cp^+ \end{cases}$$

Lors des phases d'initialisation et de contre-réaction nous avons :

$$V^+ = V^- = Vref \quad (3.18)$$

Les équations 3.16, 3.17 et 3.18 permettent de modéliser le fonctionnement global de l'architecture "Sigma-Delta". En dehors des blocs "Embedded function" servant à implanter ces équations, nous utiliserons des blocs pour modéliser les saturations et des générateurs de signaux carrés.

Nous pouvons visualiser figure 3.9, la reproduction sous "Matlab-Simulink" de ce circuit.

Nous avons également relevé, sur la figure 3.10, les tensions des entrées et sorties de l'amplificateur différentiel pour une accélération sinusoïdale de 12g et une tension d'alimentation de 1,8V. Sur la figure 3.10.b, nous notons une différence entre les sorties

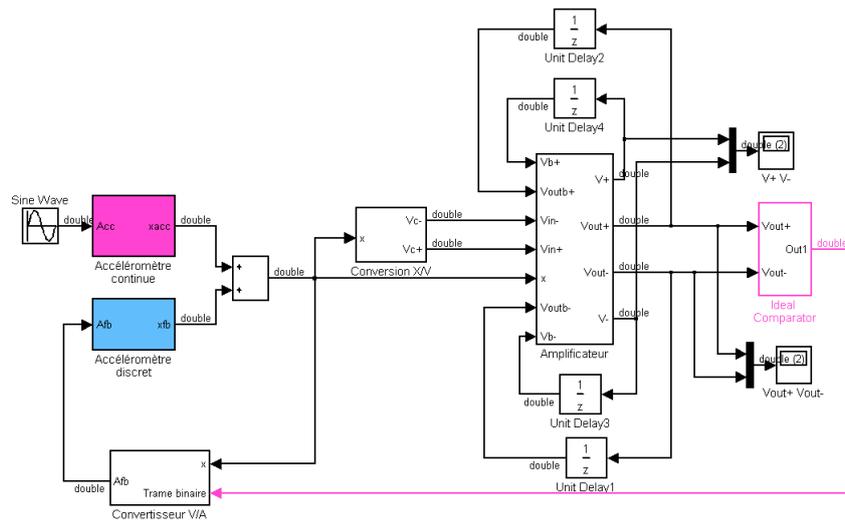
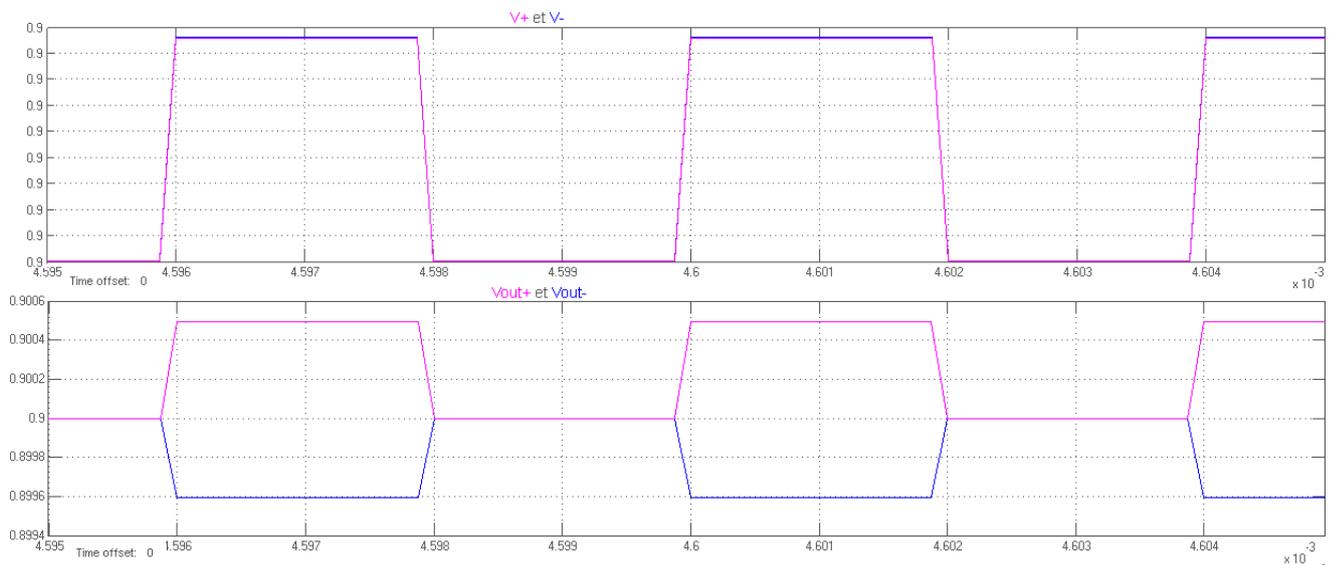


FIGURE 3.9 – Architecture différentielle du convertisseur "Sigma-Delta" réalisée sous "Matlab-Simulink"

de l'amplificateur. Cette différence provient du mode commun généré par la déviation standard des capacités et par la présence de capacités parasites. Avec ce mode commun, il est impossible de réaliser la fonction "Sigma-Delta" car nous avons une sortie toujours supérieure à l'autre. De ce fait, des améliorations comme les correcteurs de mode commun ont été présentées dans les parties qui suivent.



(a) V^+ et V^- sont confondues

FIGURE 3.10 – Résultats de la simulation système pour les tensions d'entrées (V^+ et V^- sont confondues) et pour les tensions de sorties ($Vout^+$ et $Vout^-$)

La suite de notre étude portera sur l'amélioration des modèles afin de réaliser une simulation système du convertisseur "Sigma-Delta".

3.3 Optimisation de l'architecture "Sigma-Delta"

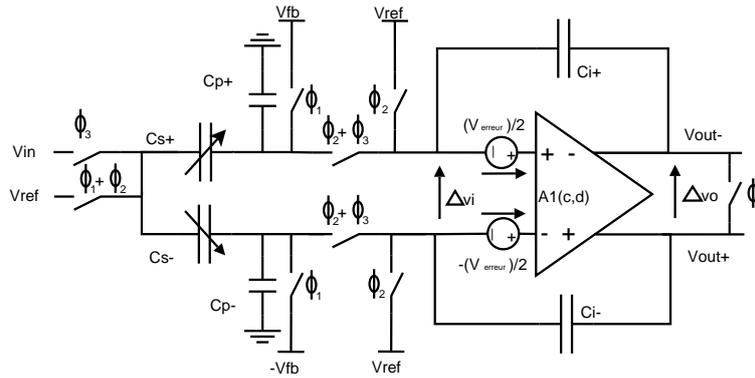
Dans le précédent paragraphe nous avons défini les modèles des principales fonctions. Toutefois, ces modèles nécessitent des améliorations afin de reproduire au mieux le comportement du convertisseur "Sigma-Delta". Tout en améliorant les modèles établis, nous établirons de nouveaux modèles liés aux circuits d'optimisation du convertisseur "Sigma-Delta"

3.3.1 Circuit à double échantillonnage corrélé

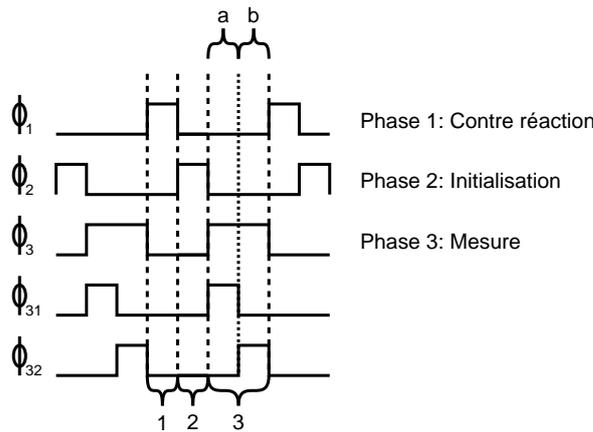
Le circuit à double échantillonnage corrélé est généralement employé afin de limiter l'influence de signaux dont l'évolution dans le temps paraît lente devant celle des signaux de commandes. Avec ce procédé, nous cherchons à limiter l'influence des signaux comme : les bruits corrélés générés par l'interface capteur, le bruit basse fréquence ($1/f$), l'erreur d'offset aux entrées de l'amplificateur ($\sqrt{\frac{K_b T}{C_s}}$) et les distorsions de premier ordre compensées par ce système. Nous pouvons décomposer le fonctionnement de ce système en deux temps dont le premier consiste à mémoriser l'information par le biais d'une capacité et le second consiste à soustraire le signal mémorisé au signal nouvellement établi par le circuit. Ce principe, va être reproduit par trois fois de façon à améliorer la mesure de l'accélération. La première utilisation limite les perturbations engendrées par les amplificateurs et les interrupteurs de charge tandis que la seconde limite les perturbations engendrées par la déviation standard des capacités et la troisième limite les perturbations engendrées par le correcteur de mode commun en entrée de l'amplificateur.

3.3.1.1 Application du double échantillonnage corrélé entre la phase d'initialisation et la phase de mesure

Comme nous l'avons déjà vu, le séquençage de la mesure d'accélération comporte trois phases. Une phase mesure, elle-même décomposée en deux phases, une phase de contre-réaction et une phase d'initialisation.



(a) Schéma de l'interface capteur



(b) Chronogramme des signaux de commutation

FIGURE 3.11 – Schéma et chronogrammes de l'interface capteur

Il est possible de limiter l'influence des perturbations de commutation et des amplificateurs sur le signal de mesure en effectuant leur mémorisation durant la phase d'initialisation. Lors de cette phase, les entrées de l'intégrateur sont fixées à un potentiel situé au milieu de la plage d'alimentation ($VDD/2$). Les bruits de commutation de la phase d'initialisation sont ainsi accumulés par les capacités de mesure.

Les bruits générés par l'amplificateur sont stockés dans les capacités de contre-réaction Ci de l'intégrateur. Ainsi, lors de la phase de mesure, les bruits stockés par les diverses capacités lors de la phase d'initialisation seront soustraits. Cette première méthode n'intervient que sur les bruits générés lors de la phase d'initialisation par les amplificateurs et les commutateurs. Ainsi, la quantité de charge amassée par les deux capacités se traduit par :

$$Q = 2 \times Ci \times \left[A1_c \times \left(Vref + \frac{V_{erreur} - V_{erreur}}{2} \right) - A1_d \times \left(\frac{V_{erreur}}{2} + \frac{V_{erreur}}{2} \right) \right]$$

$$Q = 2 \times Ci \times (A1_c \times Vref - A1_d \times V_{erreur})$$

où V_{erreur} représente la somme des bruits de la phase d'initialisation.

Ainsi, du fait de la comparaison des charges entre chaque phase, l'influence du bruit de commutation des interrupteurs de mesure et du bruit de scintillement des amplificateurs est limité lors de la phase de mesure.

En résumé, les montages à double échantillonnage corrélé permettent, dans un premier temps, de s'affranchir des bruits de commutation des interrupteurs de mesure et du bruit de scintillement. Dans une seconde et troisième phase, ils sont utilisés pour supprimer la tension de décalage générée par la déviation standard des capacités. De ce fait dans le

cas de l'accéléromètre capacitif, la sensibilité de la mesure du déplacement de la masse flottante est améliorée.

3.3.1.2 Application du double échantillonnage corrélé durant la phase de mesure

Les erreurs de tension de décalage et de la déviation standard interviennent lors de la phase de mesure. En scindant en deux cette phase et en reproduisant le principe du double échantillonnage corrélé, il nous est possible de limiter ces erreurs. Toutefois, la réalisation de ce principe nécessite l'emploi supplémentaire de capacité.

3.3.1.2.1 Limitations de l'influence de la capacité parasite et de l'erreur de déviation standard des capacités

L'étude de l'intégrateur de charge a montré que la déviation standard des capacités engendre une erreur d'offset. La réduction de l'influence de la déviation standard des capacités et des injections de charge des circuits de commutation est possible, par le rajout d'un circuit de correction de mode commun contre-réactionné sur les entrées de l'intégrateur (Input Common Mode FeedBack) [LOW⁺97] (figure 3.12). Ce circuit possède deux modes de fonctionnement que l'on nommera phase dynamique et phase statique (figure 3.13). La tension de mode commun des entrées de l'intégrateur (V_{icm}) peut se

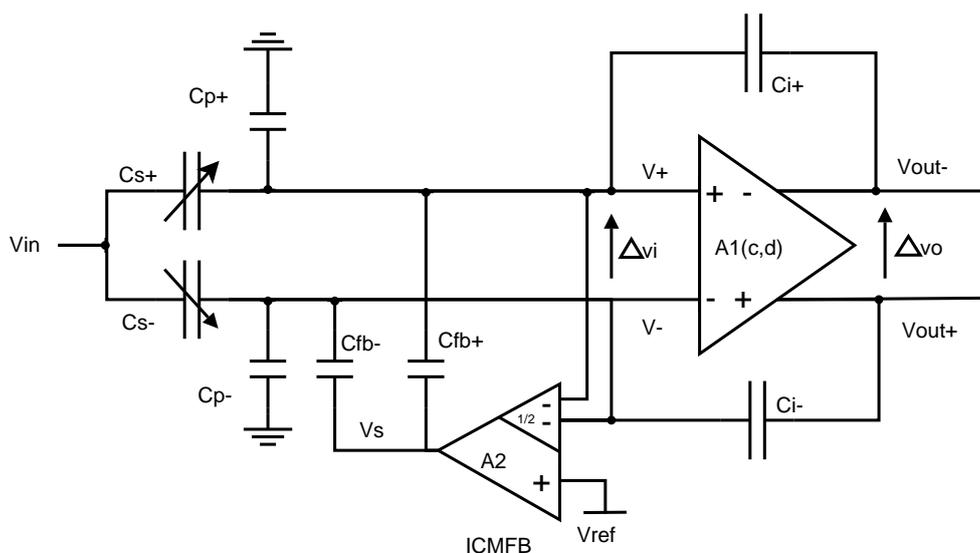


FIGURE 3.12 – Intégrateur de charge avec contre-réaction du mode commun en entrée

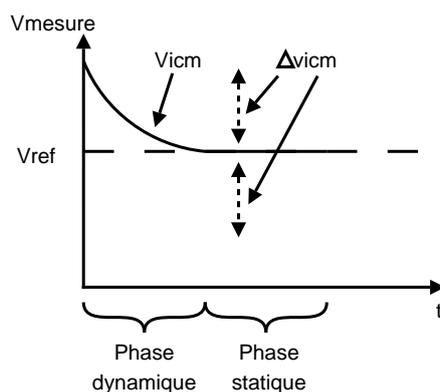


FIGURE 3.13 – Comportement du correcteur de mode commun en entrée

décomposer en une composante continue égale à V_{ref} et en une tension indiquant la différence entre V_{icm} et V_{ref} (Δv_{icm}). Lors de la phase dynamique, la tension Δv_{icm} est considérée non nulle tandis qu'elle sera considérée nulle lors de la phase statique. De ce fait, le signal de sortie du correcteur de mode commun V_s ainsi que ses composantes v_s et V_{scm} sont exprimés ci après :

$$avec \begin{cases} \Delta v_i(n) = V^+(n) - V^-(n), & V_s = V_{scm} + v_s \\ V^\pm(n) = V_{icm} \pm \frac{\Delta v_i(n)}{2}, & V_{out}^\pm(n) = V_{ocm} \pm \frac{\Delta v_o(n)}{2} \\ \Delta v_o(n) = -A1_d \times \Delta v_i(n), & V_{ocm} = A1_c \times V_{icm} \\ V_{icm} = V_{ref} + \Delta v_{icm}, & V_{icm}(n) = V^+(n) + V^-(n) \end{cases} \quad (3.19)$$

$$v_s = -A2_d \times \left(V_{ref} - \frac{V^+ + V^-}{2} \right) \quad (3.20)$$

$$v_s = -A2_d \times \left(\frac{\Delta v_{icm} + \frac{\Delta v_i}{2} + \Delta v_{icm} - \frac{\Delta v_i}{2}}{2} \right)$$

$$v_s = -A2_d \times \Delta v_{icm}$$

$$V_{scm} = A2_c \times \left(\frac{V_{ref} + \frac{V^+ + V^-}{2}}{2} \right) \quad (3.21)$$

$$V_{scm} = A2_c \times V_{ref}$$

Avec la présence du correcteur de mode commun, les équations 3.1 et 3.2 se trouvent modifiées. Les expressions de l'intégrateur et du signal de mesure V_{in} sont représentées comme suit :

$$V_{in} = V_{ref} + \frac{\Delta v_{in}}{2} \quad (3.22)$$

dans laquelle V_{in} est le signal d'entrée de l'interface capteur, V_{ref} la tension de référence du montage, généralement égale à $V_{dd}/2$, et Δv_{in} la variation du signal d'entrée égale à $V_{dd}/2$. En effectuant un bilan sur le transfert de charge, nous obtenons les équations suivantes :

$$V^- = \frac{C_s^- \times V_{in} + C_i^- \times V_{out}^+ + C_{fb}^- \times V_s}{C_s^- + C_i^- + C_p^- + C_{fb}^-} \quad (3.23)$$

$$V^+ = \frac{C_s^+ \times V_{in} + C_i^+ \times V_{out}^- + C_{fb}^+ \times V_s}{C_s^+ + C_i^+ + C_p^+ + C_{fb}^+} \quad (3.24)$$

$$\Delta v_{o1} = \frac{\Delta v_{in} \times A1_d \times [C_s^- \times (Ct_1 + \Delta Ct_1) - C_s^+ \times (Ct_1 - \Delta Ct_1)]}{(Ct_1 - \Delta Ct_1)(Ct_3 + \Delta Ct_3) + (Ct_3 - \Delta Ct_3)(Ct_1 + \Delta Ct_1)} - \frac{2 \times V_{ref} \times A1_d \times [(Ct_2 - \Delta Ct_2) \times (Ct_1 + \Delta Ct_1) - (Ct_2 + \Delta Ct_2) \times (Ct_1 - \Delta Ct_1)]}{(Ct_1 - \Delta Ct_1)(Ct_3 + \Delta Ct_3) + (Ct_3 - \Delta Ct_3)(Ct_1 + \Delta Ct_1)} \quad (3.25)$$

$$avec \begin{cases} Ct_1 = C_s + C_i \times (1 - A1_c) + C_p + C_{fb} \times (1 - A2_d) \\ Ct_2 = C_i \times (1 - A1_c) + C_p + C_{fb} \times (1 - A2_c) \\ Ct_3 = C_s + C_i \times (1 - A1_d) + C_p + C_{fb} \end{cases} \quad (3.26)$$

$$avec \begin{cases} \Delta Ct_1 = \frac{\Delta C_s}{2} + \frac{\Delta C_i}{2} \times (1 - A1_c) + \frac{\Delta C_p}{2} + \frac{\Delta C_{fb}}{2} \times (1 - A2_d) \\ \Delta Ct_2 = \frac{\Delta C_i}{2} \times (1 - A1_c) + \frac{\Delta C_p}{2} + \frac{\Delta C_{fb}}{2} \times (1 - A2_c) \\ \Delta Ct_3 = \frac{\Delta C_s}{2} + \frac{\Delta C_i}{2} \times (1 - A1_d) + \frac{\Delta C_p}{2} + \frac{\Delta C_{fb}}{2} \end{cases} \quad (3.27)$$

où vo_1 correspond à la différence entre les sorties de l'intégrateur de charge.

Le circuit de correction, aux entrées de l'intégrateur, a deux fonctions : l'une est d'établir une tension de référence aux entrées de l'intégrateur, l'autre est de réduire les erreurs de déviation standard. En s'attardant sur les équations 3.26 et 3.27, nous remarquons l'influence du gain différentiel de l'amplificateur de correction. Lorsque ce gain est important, les produits $A2_d \times Cfb$ et $A2_d \times \frac{\Delta Cfb}{2}$ sont supérieurs aux autres termes de la somme que constituent Ct_1 et ΔCt_1 . Ainsi les expressions de Ct_1 et ΔCt_1 peuvent être respectivement remplacées par les produits $A2_d \times Cfb$ et $A2_d \times \frac{\Delta Cfb}{2}$. De ce fait, les effets de déviation standard des capacités C_i et C_p ainsi que leur influence sur l'erreur de gain s'en trouvent diminués. Néanmoins, après simplification des équations différentielles de l'interface capteur, l'expression 3.25 fait apparaître un second terme dépendant de $Vref$. Ce terme est dû à la présence du montage de correction. Sachant que l'expression liée à la tension $Vref$ est de même grandeur que l'expression liée à la variation du signal Δvin , la détection de l'accélération s'avère difficile. De ce fait, le prochain paragraphe portera sur l'élaboration d'un circuit de correction.

3.3.1.2.2 Limitation de l'erreur de tension de décalage

Le montage de la figure 3.14 représente l'amplificateur de charge A_1 , suivi du circuit effectuant le double échantillonnage corrélé. Ce circuit est composé d'un pré amplificateur A_3 et de deux capacités CDS^+ et CDS^- . Le pré-amplificateur A_3 , placé après l'amplificateur de charge A_1 , permet d'isoler les capacités CDS afin de ne pas modifier la capacité de charge de l'amplificateur de charge et ainsi d'assurer son temps de réponse. En nous

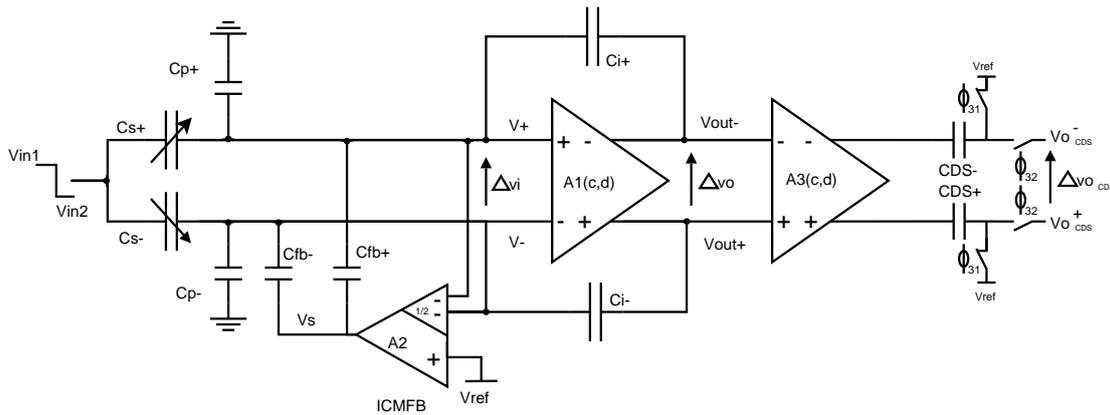


FIGURE 3.14 – Circuit de différentiation des sorties

attardant sur l'équation 3.25, nous avons remarqué qu'il est possible de supprimer le second membre de cette expression en changeant le signe de Δvin , tout en appliquant le principe du double échantillonnage corrélé. De ce fait, le signal d'entrée Vin devient Vin_1 pour la première phase et Vin_2 pour la deuxième phase. Les expressions des deux tensions d'entrée sont :

$$Vin_1 = Vref + \frac{\Delta vin}{2}; Vin_2 = Vref - \frac{\Delta vin}{2};$$

De cette façon, les équations établies sont indépendantes du mode d'alimentation (symétrique ou asymétrique). L'expression de la différence de tension en sortie de l'intégrateur, pour le second niveau de tension d'entrée se traduit par :

$$\begin{aligned} \Delta vo_2 = & - \frac{\Delta vin \times A1_d \times [Cs^- \times (Ct_1 + \Delta Ct_1) - Cs^+ \times (Ct_1 - \Delta Ct_1)]}{(Ct_1 - \Delta Ct_1)(Ct_3 + \Delta Ct_3) + (Ct_3 - \Delta Ct_3)(Ct_1 + \Delta Ct_1)} \\ & - \frac{2 \times Vref \times A1_d \times [(Ct_2 - \Delta Ct_2) \times (Ct_1 + \Delta Ct_1) - (Ct_2 + \Delta Ct_2) \times (Ct_1 - \Delta Ct_1)]}{(Ct_1 - \Delta Ct_1)(Ct_3 + \Delta Ct_3) + (Ct_3 - \Delta Ct_3)(Ct_1 + \Delta Ct_1)} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Lors de la première phase de mesure, les capacités CDS^+ et CDS^- emmagasinent une quantité de charge Q_1 , qui se combinera aux charges Q_2 de la deuxième phase de mesure. La différence entre les charges Q_2^+ et Q_2^- permet d'établir la différence de tensions Δv_{OCDs} comme suit :

$$\Delta v_{OCDs} = \Delta v_{o2} - \Delta v_{o1}$$

$$\Delta v_{OCDs} = -2 \times \Delta v_{in} \times A1_d \times \frac{Ct_1 \times \Delta Cs - 2 \times Cs \times \Delta Ct_1}{2 \times Ct_1 \times Ct_3 - 2 \times \Delta Ct_1 \times \Delta Ct_3} \quad (3.29)$$

$$\Delta v_{OCDs} \approx 2 \times \Delta v_{in} \times \left(\frac{\Delta Cs}{Ci} - \underbrace{\frac{\Delta Cfb \times Cs}{Cfb \times Ci}}_{\text{erreur d'offset}} \right) \quad (3.30)$$

Les simplifications appliquées à l'équation 3.30 sont du même ordre que celles appliquées à l'équation 3.4.

La réalisation de cette correction s'effectue en deux temps, qui nécessitent la scission de la phase de mesure. Lors de la première phase nommée ϕ_{31} , les capacités CDS sont connectées à la fois aux sorties de l'amplificateur et à la tension de référence. Dans cette première phase, la charge des capacités est $CDS(A3_d \Delta v_{o1} - Vref)$ où $A3_d$ est le gain différentiel du second amplificateur et Δv_{o1} la différence des tensions en sortie de l'amplificateur de charge. La charge stockée correspond à une mesure pour la tension d'entrée Vin_1 . Lors de la seconde phase, nommée ϕ_{32} , les capacités sont connectées aux sorties de l'amplificateur et reliées au quantificateur. La charge des capacités est alors $CDS(A3_d \Delta v_{o2} - A3_d \Delta v_{o1} + Vref)$ où Δv_{o2} est la différence des tensions en sortie de l'amplificateur de la deuxième phase. Cette phase permet d'éliminer l'influence de la tension de référence $Vref$. Les capacités CDS sont de quelque pico-farads afin de limiter les perturbations réalisées par la commutation.

Le circuit de mémorisation, représenté figure 3.14, correspond à un échantillonneur bloqueur. De ce fait, la différence des tensions en sortie du circuit sont $\Delta v_{OCDs1}(n)$ et $\Delta v_{OCDs2}(n)$. Ainsi, la différence aux bornes des capacités CDS devient :

$$\Delta v_{OCDs}(n) = \Delta v_{OCDs2}(n) - \Delta v_{OCDs1}(n-1) \quad (3.31)$$

où le terme $\Delta v_{OCDs1}(n-1)$ correspond à la différence des signaux de sortie à la fin de la 1^{re} phase de mesure, les termes en n correspondent à la deuxième phase de mesure.

3.3.2 Imperfections liées aux intégrateurs à sortie différentielle

Le choix de l'interface capteur a été effectué en fonction des avantages apportés lors de la mesure. Une partie de ces avantages provient du choix de l'amplificateur. Les amplificateurs différentiels à sortie différentielle, comparés aux amplificateurs différentiels standards, offrent une meilleure immunité aux bruits d'alimentation, aux phénomènes de distorsion et une meilleure réjection du mode commun. De plus, la plage de variation de la différence des signaux de sortie s'en trouve augmentée. Toutefois, la réjection du mode commun sur les sorties de l'amplificateur utilisé en intégrateur, nécessite un asservissement afin d'éviter les dérives d'intégration. Celles-ci ont pour origine les variations base fréquence de l'alimentation, les défauts de fabrication ainsi que les composantes continues. Pour remédier à cela, il faut ajouter en sortie de l'intégrateur un correcteur de mode commun (Output Common Mode FeedBack).

Le choix du correcteur de mode commun s'est porté sur un système à capacités commutées, du fait de sa correction linéaire et de sa capacité à ne pas perturber l'intégrateur.

Effectivement, avec un tel système, la conception de l'intégrateur s'en trouve simplifiée car les dimensions des transistors d'entrées ne sont pas contraintes par le correcteur et un tel système n'ajoute pas de pôle à l'intégrateur. Cependant, le fait d'utiliser des capacités commutées implique l'ajout de bruit de commutation ainsi que l'augmentation de la capacité de charge de l'amplificateur.

Le principe de ce montage est d'ajuster la tension de mode commun en fonction d'une tension de commande qui interagit sur l'étage de sortie de l'intégrateur. Cette tension de commande est déterminée en fonction d'une tension de commande de référence et des variations du mode commun en sortie de l'amplificateur.

La figure 3.15 représente l'intégrateur de charge dans son ensemble. Il apparaît sur cette figure un amplificateur de mode commun A_{CM} , localisé en sortie de l'intégrateur. Cet amplificateur, correspond au gain en mode commun du dernière étage de l'intégrateur.

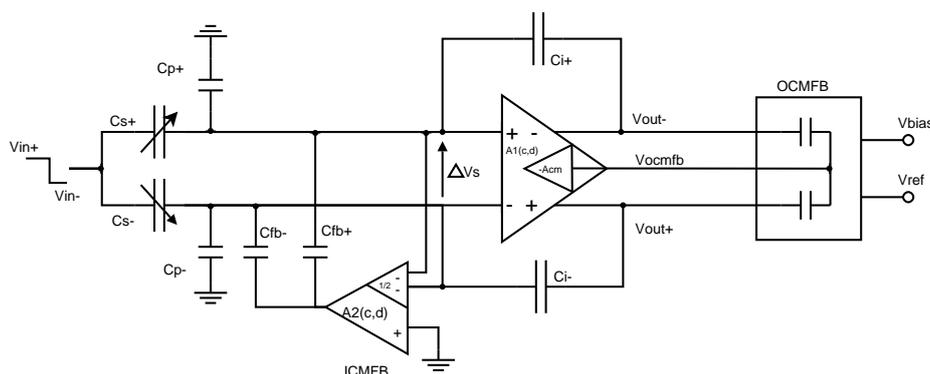


FIGURE 3.15 – Intégrateur avec étage de correction de mode commun sur les sorties

La fonction de l'OCMFB est réalisée en deux phases ϕ_{cmfb1} et ϕ_{cmfb2} . La première phase est destinée à initialiser le montage, tandis que la deuxième assure la correction. L'initialisation du système est effectuée par la mémorisation de la tension de mode commun souhaitée ainsi que la mémorisation de la tension de polarisation des étages de sorties de l'intégrateur. Ensuite, une différenciation entre le mode commun souhaité et le mode commun réel est réalisée. De cette différenciation, nous obtenons une correction de la tension de polarisation des étages de sortie. La figure 3.16 représente le correcteur OCMFB avec ces phases de fonctionnement. L'inconvénient de cette structure provient de son cadencement qui ne permet pas simultanément une mémorisation et une correction. Pour réaliser ces deux opérations simultanément, il faut utiliser un deuxième montage dont les phases sont complémentées. Ainsi, lorsque le premier montage effectue une mémorisation, le second réalise la correction et ainsi de suite.

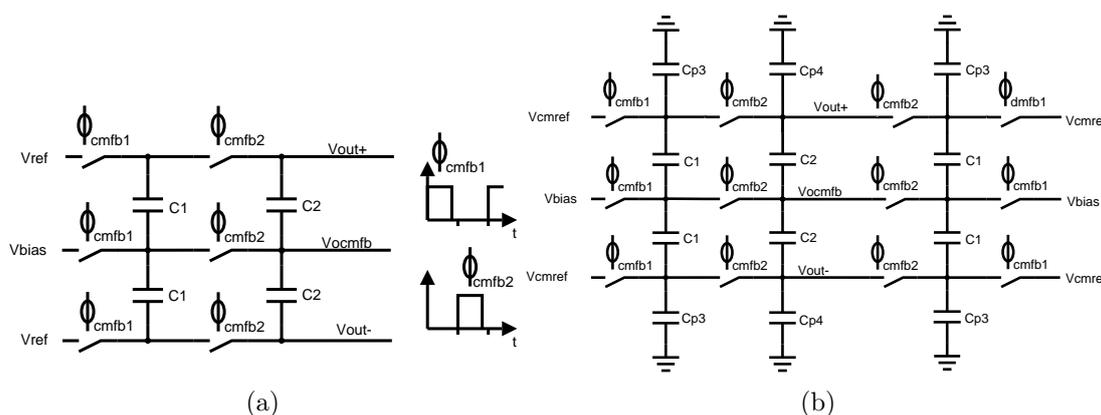


FIGURE 3.16 – Correcteur de mode commun en sortie : capacitif simple (a) et double (b)

En se basant sur l'étude [CC03], il est possible de calculer les valeurs des capacités, de façon à ne pas ralentir le fonctionnement de l'intégrateur. Pour cela, il faut tracer les courbes des coefficients de contre réaction du mode commun (CM) et de contre réaction du mode différentiel (DM). L'intersection des deux courbes permet d'établir la valeur optimale de la capacité totale (C_T) du montage. La capacité totale du circuit correspond à la somme de C_1 et C_2 . Le rapport entre C_1 et C_2 permet d'établir le temps de réaction du montage. En fonction des besoins, il est possible d'avoir C_1 cinq à dix fois plus petite que C_2 .

Une fois les capacités déterminées, il nous reste à exprimer la tension de contre réaction de mode commun V_{ocmfb} agissant sur l'étage de sortie de l'amplificateur de charge. En s'aidant du schéma représenté figure 3.16, nous obtenons l'équation suivante :

$$V_{ocmfb}(n) = \frac{C_1 \times (V_{bias} - V_{cmref}) + C_{p3} \times V_{bias} + C_2 \times (V_{ocmfb}(n-1) - V_{out}(n-1))}{C_1 + C_2 + C_{p3} + C_{p4}} + \frac{C_{p4} \times V_{ocmfb}(n-1) + V_{out} \times (C_1 + C_2)}{C_1 + C_2 + C_{p3} + C_{p4}} \quad (3.32)$$

où V_{cmref} est la tension de mode commun souhaitée en sortie de l'amplificateur et V_{bias} est la tension de polarisation de l'étage de sortie de l'amplificateur.

L'ajustement du mode commun en sortie de l'amplificateur est réalisé en agissant sur la polarisation de l'étage de sortie. La figure 3.17 fait apparaître cet étage de sortie avec la présence d'une tension V_{ocm} qui représente la tension de mode commun commandant l'étage de sortie. De ce fait, la tension V_{ocm} s'apparentera à la tension V_{bias} de l'équation 3.32 tandis que les tensions $V_{ocm_{out}}$ seront substituées aux tensions V_{out} .

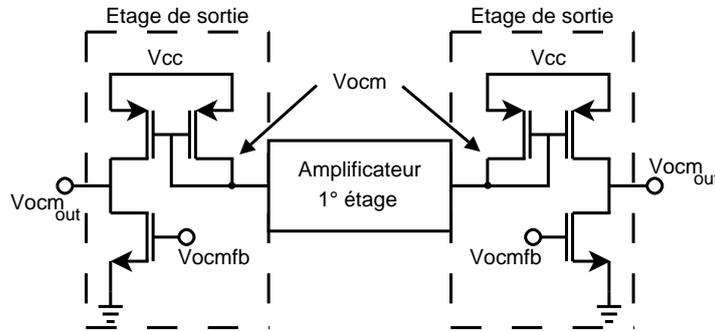


FIGURE 3.17 – Étage de sortie de l'amplificateur de charge

Nous avons établi l'équation de la tension de commande de l'étage de sortie de l'amplificateur de charge. Il reste cependant à établir l'équation de la tension de mode commun corrigée $V_{ocm_{out}}$. Pour ce faire, nous estimons que les sorties de l'amplificateur ont leur potentiel situé au milieu de la tension de la plage d'alimentation, si les entrées de l'amplificateur sont elles aussi à ce potentiel. De plus, les sorties de l'amplificateur sont câblées sur des capacités, ce qui permet de considérer les étages de sortie comme des ponts diviseurs. Ainsi, nous pouvons écrire l'équation de la tension de mode commun en sortie de l'amplificateur de la forme suivante :

$$V_{ocm_{out}}(n) = V_{alim} \times \frac{g_{mn}^{-1}(V_{ocmfb}(n))}{g_{mn}^{-1}(V_{ocmfb}(n)) + g_{mp}^{-1}(V_{ocm}(n))} \quad (3.33)$$

$$V_{ocm_{out}}(n) = V_{alim} \times \frac{1}{1 + \frac{g_{mn}(V_{ocmfb}(n))}{g_{mp}(V_{ocm}(n))}}$$

où gmn correspond à la conductance du transistor NMOS et gmp correspond à la conductance du transistor PMOS.

Les tensions $Vocm(n)$ et $Vocmfb(n)$ varient autour de leur tension de référence. Il est donc possible d'exprimer $Vocm(n)$ et $Vocmfb(n)$ en fonction de ces tensions. Nous obtenons :

$$Vocm(n) = Vocm_0 + \Delta vocm(n) \quad (3.34)$$

$$Vocmfb(n) = Vocmfb_0 + \Delta vocmfb(n) \quad (3.35)$$

où $Vocm_0$ et $Vocmfb_0$ sont les tensions de références. Avec les équations 3.34 et 3.35, il est possible d'exprimer la tension de mode commun en sortie de l'intégrateur, en fonction des transconductances de références gmn_0 et gmp_0 . Ces transconductances de références sont exprimées lorsque les variations du mode commun sont nulles. Ainsi nous obtenons :

$$gmn_0 = K_n \frac{W_n}{L_n} (Vocmfb_0 - Vt_n)$$

$$gmp_0 = K_p \frac{W_p}{L_p} (Vocm_0 - Vt_p)$$

Avec Vt_x la tension de seuil des transistors, W_x et L_x les paramètres géométriques des transistors et K_x le dopage des transistors. A l'aide de ces informations, nous obtenons les fonctions suivantes :

$$Vocm_{out}(n) = Valim \times \frac{1}{1 + \frac{gmn_0 + K_n \times \frac{W_n}{L_n} \times \Delta vocmfb(n)}{gmp_0 + K_p \times \frac{W_p}{L_p} \times \Delta vocm(n)}}$$

$$Vocm_{out}(n) = Valim \times \frac{1 + \frac{K_p \times \frac{W_p}{L_p} \times \Delta vocm(n)}{gmp_0}}{1 + \frac{K_p \times \frac{W_p}{L_p} \times \Delta vocm(n)}{gmp_0} + \frac{gmn_0}{gmp_0} + \frac{K_n \times \frac{W_n}{L_n} \times \Delta vocmfb(n)}{gmp_0}}$$

$$Vocm_{out}(n) = Valim \times \frac{1 + \frac{\Delta vocm(n)}{Vocm_0 - Vt_p}}{1 + \frac{\Delta vocm(n)}{Vocm_0 - Vt_p} + \frac{gmn_0}{gmp_0} + \frac{K_n \times \frac{W_n}{L_n}}{K_p \times \frac{W_p}{L_p}} \times \frac{\Delta vocmfb(n)}{Vocm_0 - Vt_p}}$$

Lors de la phase d'initialisation nous avons, la tension $Vocm(n)$ égale à $Vocm_0$ et la tension $Vocm_{out}$ égale à la moitié de la tension d'alimentation. Ainsi, nous en déduisons que le rapport entre les deux transconductances de références est égale à un. Il nous reste à faire disparaître les paramètres technologiques en les remplaçant par un gain Acm . Ainsi, nous obtenons l'expression du mode commun corrigé en sortie de l'intégrateur, décrite ci-après

$$Vocm_{out}(n) = Valim \times \frac{1 + \frac{\Delta vocm(n)}{Vocm_0 - Vt_p}}{2 + \frac{\Delta vocm(n)}{Vocm_0 - Vt_p} + Acm \times \frac{\Delta vocmfb(n)}{Vocm_0 - Vt_p}} \quad (3.36)$$

Avec ce modèle, il est possible de déterminer les valeurs des capacités de mode commun ainsi que le rapport entre les transistors de l'étage de sortie de l'amplificateur.

3.3.3 Imperfections liées au quantificateur 1 bit

Le quantificateur utilisé dans notre application sera un comparateur "latch" dynamique différentiel. Hors de la phase de comparaison, le comparateur fonctionne comme un amplificateur et dès que nous basculons dans la phase de comparaison, les sorties du comparateur convergent vers les niveaux logiques appropriés. Le passage d'une phase à

l'autre est réalisé par un interrupteur commandé par une horloge Clk . Cet interrupteur impose le fonctionnement "latch" du comparateur.

Comme il est fait part dans [PASG06, FV06, LS04], les imperfections liées à ce quantificateur pour notre application sont :

- la tension de décalage entre les deux entrées ;
- le temps d'établissement du comparateur qui dépend de sa métastabilité ;
- le transfert de charge entre le signal à convertir et le signal d'horloge lors de validation ;
- l'effet mémoire dû aux charges emmagasinées lors de précédentes comparaisons.

La métastabilité correspond à la capacité du comparateur à garder, hors de la phase de comparaison, une tension sur les noeuds de régénération, située au milieu de la plage de variation de l'alimentation.

Il existe de multiples représentations de comparateur latch. Notre choix s'est porté sur l'architecture, représentée figure 3.18.a, où un découpage structurel a été effectué. Ce découpage met en valeur les différents constituants électroniques du comparateur. Plus sobrement, ces éléments apparaissent sur la figure 3.18.b sous forme fonctionnelle où l'on voit plus clairement la partie comparaison, la pré-amplification et la mise en forme du signal de sortie. Les noeuds $V1$ et $V2$ de la figure 3.18 correspondent à la fois aux noeuds de régénération et aux noeuds de métastabilité. La différence des noeuds de régénération (V_{diff}) correspond à la différence des signaux de sortie du pré-amplification, tandis que les entrées Clk servent au changement de phases. Les noeuds de métastabilité, lors de la phase de comparaison, définissent selon la valeur de V_{diff} , le niveau de sortie. L'information de sortie étant différentielle, les signaux de sortie du comparateur latch sont de signes opposés. L'étude qui suit portera sur le circuit de comparaison et le circuit de pré-amplification. Nous modéliserons le comparateur latch par un préamplificateur différentiel de gain A_4 associé à un comparateur comme représenté figure 3.19.

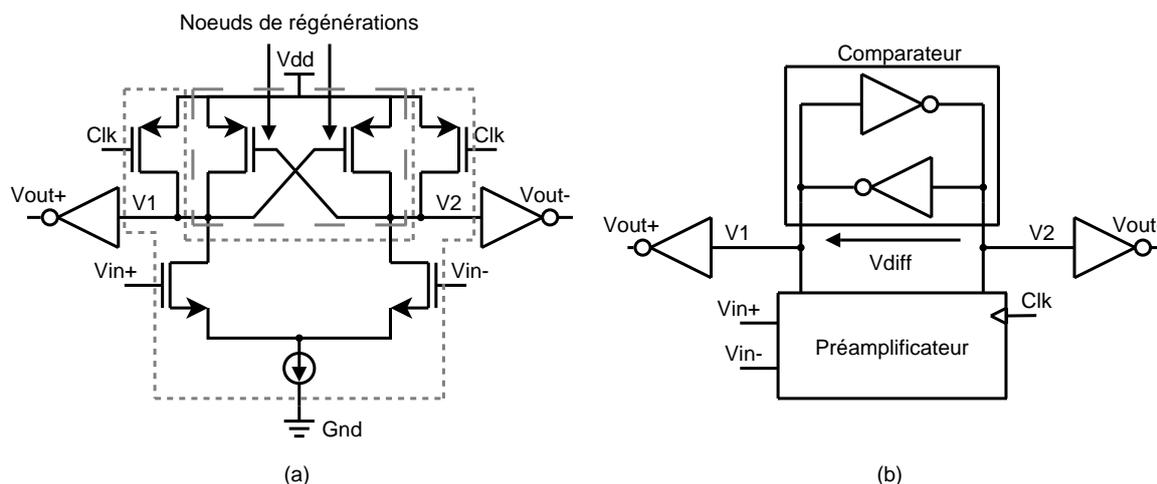


FIGURE 3.18 – Comparateur latch : (a) réel ; (b) modélisé

3.3.3.1 Effet mémoire dû aux charges emmagasinées

Les noeuds de régénérations, établis aux bornes du pré-amplificateur et du circuit de comparaison, définissent une différence de charges. Ces charges sont emmagasinées dans

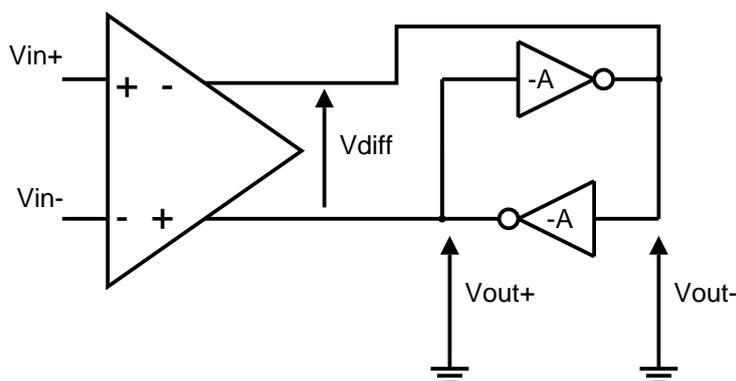


FIGURE 3.19 – Comparateur latch réalisé

les capacités de grille des transistors du circuit de comparaison. Ainsi, les charges emmagasinées influent sur la conversion à venir. La suppression de cet effet mémoire consiste à répartir les charges entre les capacités de grille. L'emploi du signal *Clk* sélectionne les phases de fonctionnement. Durant la phase d'initialisation, les entrées du pré-amplificateur sont connectées ensemble et les noeuds de régénération sont reliés à un même potentiel. Ainsi, l'image du signal, convertie à l'instant $t - 1$ ne perturbe plus la conversion du signal en cours.

3.3.3.2 Tension de décalage entre les entrées du comparateur

Une disparité entre composants de même géométrie, dû aux procédés de fabrication, se traduit, pour les transistors, par une variation des tensions de seuil. Cette variation de tension pour une paire de transistors peut être assimilée à une tension de décalage (offset). Dans le cadre d'un comparateur, la tension de décalage représente la différence minimale détectable entre les signaux d'entrées. Cette tension de décalage est habituellement décrite par sa variance ($\sigma_{\Delta VT}$). La variance est principalement générée par la déviation standard de la tension de seuil V_t et la déviation standard des dimensions W et L des transistors. L'expression de la variance d'une paire différentielle est exprimée comme suit :

$$\sigma_{\Delta V_{gs}}^2 = \frac{1}{WL} \left[A_{vt}^2 + \frac{A_\beta}{4} (V_{gs} - V_t)^2 \right] \quad (3.37)$$

où A_{vt} correspondent à la déviation standard de la tension de seuil et A_β correspondent à la déviation standard du gain toute deux générées par la déviation standard de la géométrie.

Les observations de la déviation standard entre composants sur la variance montrent que ces variations sont de type aléatoire. Ainsi, les tensions de décalage sont elles-mêmes considérées comme des variables aléatoires. La variance totale de la tension de décalage du comparateur latch correspond à la somme des variances de tension de décalage de chaque circuit. L'expression de cette variance pour notre montage est représentée par l'équation qui suit :

$$\sigma_{offset}^2 \cong \sigma_{offset-pramplificateur}^2 + \left(\frac{\sigma_{offset-comparateur}}{A_{pramplificateur}} \right)^2 \quad (3.38)$$

L'intérêt d'un pré-amplificateur dans ce cadre là n'est, au premier abord, guère appréciable vu qu'il augmente la tension de décalage. Néanmoins, la variance du comparateur se trouve divisée par le gain du pré-amplificateur, et la tension différentielle V_{diff} est augmentée. Il est donc possible de négliger la tension de décalage du comparateur pour un gain élevé du pré-amplificateur. Ainsi, la déviation de la tension de décalage minimale du comparateur latch est définie par les dimensions des transistors de la paire différentielle du pré-amplificateur. Afin de garantir la détection du bit de poids faible (Least

Significant Bit), c'est à dire l'événement le moins signifiant, la tension de décalage du pré-amplificateur doit être inférieure au niveau analogique correspondant au LSB. L'expression de cette inégalité est définie comme suit :

$$\sigma_{offset} \leq \lambda \times LSB \tag{3.39}$$

où λ est un coefficient de sûreté. Le fait d'utiliser un convertisseur "Sigma-Delta" de 1 bit permet de définir le bit de poids faible comme l'accélération maximale à détecter.

Les comparateurs de haute précision ou à faible tension, intègrent des circuits de suppression de tension de décalage. Cette tension fait partie des erreurs de quantification qui est mise en forme par le convertisseur "Sigma-Delta". Ainsi, l'utilisation de circuits de correction pour la tension de décalage n'est pas nécessaire.

3.3.3.3 Temps d'établissement du comparateur latch

Un comparateur est dit métastable lorsqu'il n'atteint pas un niveau de sortie suffisant pour être décodé comme un état logique. La métastabilité porte sur le temps d'établissement du comparateur. Le temps d'établissement dépend du potentiel des noeuds de régénération lors de la phase d'initialisation. Le choix de ce potentiel se fait de façon à obtenir un temps d'établissement homogène pour chaque niveau logique. De plus, il doit permettre un gain maximal au circuit de comparaison, afin d'établir le plus rapidement possible un niveau logique.

Ce niveau logique est établi dès la détection d'une variation entre les signaux d'entrée. Réciproquement, ce système possède deux inconvénients : l'un est la possibilité de fournir un mauvais niveau logique en sortie par l'intermédiaire du bruit de commutation, l'autre, est la sur-consommation du circuit de comparaison, due aux états des transistors lors de la phase d'initialisation du comparateur.

Lorsque le système nécessite une grande rapidité, un code intermédiaire de GRAY est utilisé afin de limiter les erreurs de signaux logiques. Dans l'autre cas, lorsque la consommation prime, le comparateur est désactivé hors des phases de comparaison. Ceci est réalisé de deux façons : soit en fixant le potentiel des sorties à un potentiel d'alimentation, soit en supprimant l'alimentation. L'activation du circuit de comparaison augmente légèrement le temps d'établissement afin de rétablir la tension de métastabilité.

Grâce à ces informations, un temps d'établissement sera associé au modèle de comparateur latch. Ce temps d'établissement sera modélisé, sous "Matlab", par une vitesse de balayage (Slew Rate) dont le potentiel de départ sera celui des noeuds de régénération. L'expression de ce temps d'établissement est la suivante :

$$\begin{aligned} V_o(nT_s) &= V_o(nT_s - T_s) + k_s \times Vin - V_o(nT_s - T_s)... \\ &- sgn(k_s \times Vin - V_o(nT_s - T_s)) \times SR \times \tau \times e^{-\left(1 + \frac{T_i}{\tau} - \frac{|V_o(nT_s - T_s) - k_s \times Vin|}{SR \times \tau}\right)} \end{aligned} \tag{3.40}$$

où $\tau = \frac{1}{2\pi \times Ft}$

L'expression du temps de réponse sera décrite en fonction du modèle du circuit de comparaison représenté figure 3.20, où les capacités correspondent aux capacités de charges et les résistances correspondent aux résistances de grille. Ainsi, nous obtenons l'équation suivante pour le circuit de charge des condensateurs :

$$V = \frac{Valim}{2} \left(1 + sgn \left(\frac{Valim}{2} - V_1 \right) \right) e^{-\frac{t}{RC}} \tag{3.41}$$

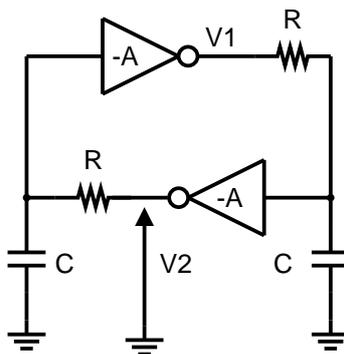


FIGURE 3.20 – Modèle d'un comparateur

3.3.4 Stabilisation du système

Un convertisseur Sigma Delta de premier ordre est un convertisseur stable. Cependant, la marge de phase du système est modifiée, par les systèmes de corrections du circuit d'interface et par la contre réaction du convertisseur Sigma Delta effectuée sur le capteur. Les retards engendrés par ces systèmes nécessitent l'utilisation d'un correcteur à avance de phase afin d'assurer la stabilité du système. Cette fonction est réalisée par un filtre à réponse impulsionnelle (FIR), représenté figure 3.21. Ce filtre est un filtre non récursif dont les éléments mémoires sont des capacités. Le filtre FIR possède deux phases de fonctionnement : une phase de mémorisation figure 3.21.a et une phase de restitution de l'information filtrée figure 3.21.b. Les capacités C_{11} et C_{12} sont utilisées afin de réaliser la fonction mémoire fournissant un retard Z^{-1} . La capacité C_2 avec l'aide des capacités C_{11} et C_{12} définissent les paramètres du filtre FIR.

Un tel circuit implique une atténuation qui peut être minimisée en plaçant le correcteur avant le comparateur latch (quantificateur). La source de cette atténuation a deux origines. La première provient des capacités servant à réaliser le filtre FIR. Cette source d'atténuation est notée α . La seconde source d'atténuation provient de l'interfaçage entre les sorties de l'amplificateur de charge et le filtre FIR, représenté figure 3.22. Lors de la seconde phase de mesure, les condensateurs CDS sont connectées au condensateur du filtre. La quantité de charge emmagasinée par le condensateurs CDS est répartie sur tous les condensateurs. Nous obtenons donc :

$$V_{in}^{\pm} = \frac{CDS}{CDS + C_2 + C_{11,12}} \times \Delta v_{OCDS}(n) + \frac{V_{alim}}{2} \quad (3.42)$$

L'expression du filtre à réponse impulsionnelle se traduit par un gain β , un gain α et un retard. Cette expression est représentée comme suit :

$$C(z) = \alpha \times (\beta + Z^{-1}) \quad (3.43)$$

$$\text{o } \alpha = \frac{C_2}{C_2 + C_{11,12}} \text{ et } \beta = \frac{C_2}{C_{11,12}}$$

Le filtre ainsi utilisé permet une meilleure stabilité du système tout en se basant sur un montage à capacités commutées.

3.3.5 Amélioration des modèles de circuits sous "SIMULINK"

La chaîne de traitement, représentée sur la figure 3.23, permet de visualiser la totalité des blocs qui la constituent. Ces blocs sont ceux de l'accéléromètre capacitif, de l'intégrateur de charge, des correcteurs de mode commun en entrée et en sortie de l'intégrateur, du correcteur à double échantillonnage corrélé, du filtre non récursif et du quantificateur.

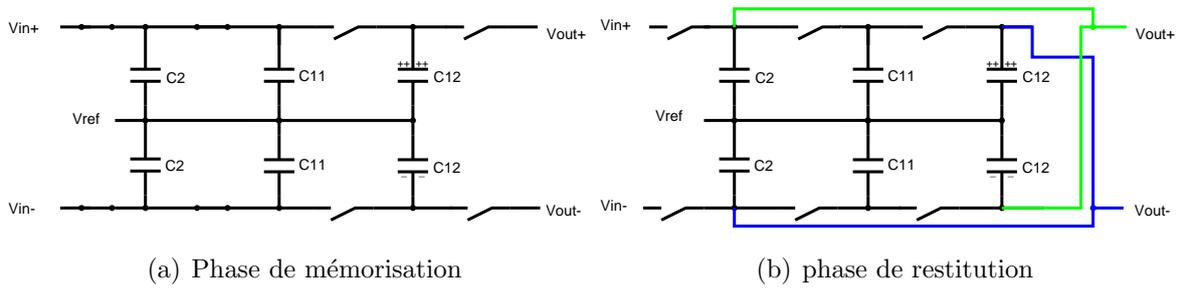


FIGURE 3.21 – Filtre à réponse impulsionnelle différentielle

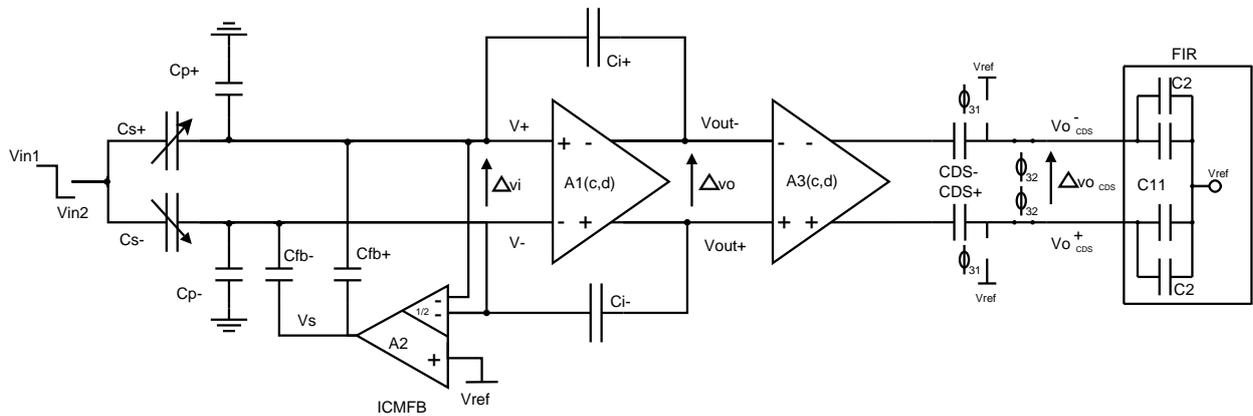


FIGURE 3.22 – Interaction du filtre FIR sur la sortie de l'amplificateur de charge

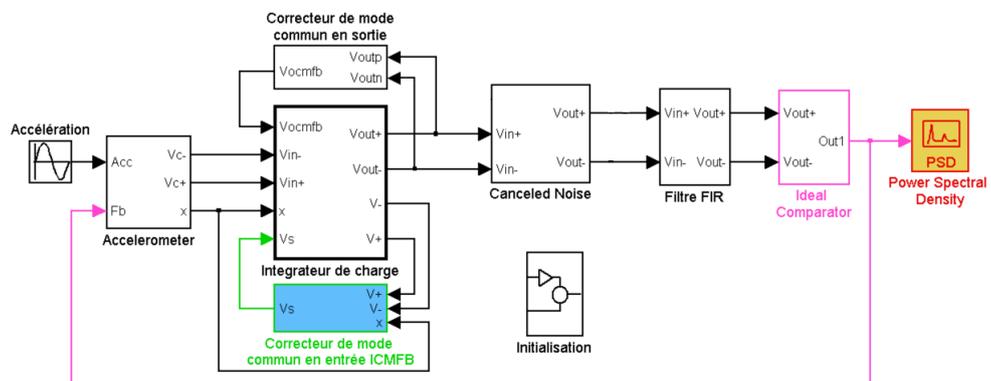


FIGURE 3.23 – Représentation de la chaîne de traitement de l'accéléromètre capacitif sous "Simulink"

La description de la totalité des équations de chaque bloc est difficilement réalisable dans ce paragraphe. De ce fait, seul l'intégrateur de charge sera détaillé. Les équations 3.23 et 3.24 de l'intégrateur sont décomposées en quatre parties afin d'exprimer les potentiels V^+ , V^- , $Vout^+$ et $Vout^-$ en fonction des différentes capacités et des potentiels de référence Δvi , $Vicm$, Δvo et $Vocm$. Le fait de décomposer les expressions des entrées, sous la forme d'une composante continue $Vicm$ plus une composante alternative Δvi , permet de visualiser l'influence des correcteurs de mode commun. De plus, le rajout d'une phase de mesure dans le séquençage impose un changement au niveau des retards. Ainsi, les expressions des équations de l'intégrateur de charge sont :

$$\begin{aligned} V^+ &= Vicm + \frac{\Delta vi}{2}, & V^- &= Vicm - \frac{\Delta vi}{2} \\ Vout^+ &= Vocm + \frac{\Delta vo}{2}, & Vout^- &= Vocm - \frac{\Delta vo}{2} \\ Ceq1 &= Cs + Ci(1 - A1_c) + Cp + Cfb \\ \Delta Ceq1 &= \frac{\Delta Cs}{2} + \frac{\Delta Ci}{2}(1 - A1_c) + \frac{\Delta Cp}{2} + \frac{\Delta Cfb}{2} \\ Ceq3 &= Cs + Ci(1 + A1_d) + Cp + Cfb \\ \Delta Ceq3 &= \frac{\Delta Cs}{2} + \frac{\Delta Ci}{2}(1 + A1_d) + \frac{\Delta Cp}{2} + \frac{\Delta Cfb}{2} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta vi &= \frac{2Vin^+(Ceq1 - \Delta Ceq1) - 2Vin^-(Ceq1 + \Delta Ceq1)}{(Ceq1 + \Delta Ceq1)(Ceq3 - \Delta Ceq3) + (Ceq3 + \Delta Ceq3)(Ceq1 - \Delta Ceq1)} \\ &+ \frac{2Vs \times [Cfb^+(Ceq1 - \Delta Ceq1) - Cfb^-(Ceq1 + \Delta Ceq1)]}{(Ceq1 + \Delta Ceq1)(Ceq3 - \Delta Ceq3) + (Ceq3 + \Delta Ceq3)(Ceq1 - \Delta Ceq1)} \\ &+ \frac{2Vout^+(n - \frac{1}{2}) \times Ci^-(Ceq1 + \Delta Ceq1) - 2Vout^-(n - \frac{1}{2}) \times Ci^+(Ceq1 - \Delta Ceq1)}{(Ceq1 + \Delta Ceq1)(Ceq3 - \Delta Ceq3) + (Ceq3 + \Delta Ceq3)(Ceq1 - \Delta Ceq1)} \\ &+ \frac{2V^+(n - \frac{1}{2}) \times (Ci^+ + Cp^+)(Ceq1 - \Delta Ceq1) - 2V^-(n - \frac{1}{2}) \times (Ci^- + Cp^-)(Ceq1 + \Delta Ceq1)}{(Ceq1 + \Delta Ceq1)(Ceq3 - \Delta Ceq3) + (Ceq3 + \Delta Ceq3)(Ceq1 - \Delta Ceq1)} \end{aligned} \quad (3.44)$$

$$\begin{aligned} Vicm &= \frac{Vin^+(Ceq3 - \Delta Ceq3) + Vin^-(Ceq3 + \Delta Ceq3)}{(Ceq1 + \Delta Ceq1)(Ceq3 - \Delta Ceq3) + (Ceq3 + \Delta Ceq3)(Ceq1 - \Delta Ceq1)} \\ &+ \frac{Vs [Cfb^+(Ceq3 - \Delta Ceq3) + Cfb^-(Ceq3 + \Delta Ceq3)]}{(Ceq1 + \Delta Ceq1)(Ceq3 - \Delta Ceq3) + (Ceq3 + \Delta Ceq3)(Ceq1 - \Delta Ceq1)} \\ &- \frac{Vout^+(n - \frac{1}{2}) \times Ci^-(Ceq3 + \Delta Ceq3) + Vout^-(n - \frac{1}{2}) \times Ci^+(Ceq3 - \Delta Ceq3)}{(Ceq1 + \Delta Ceq1)(Ceq3 - \Delta Ceq3) + (Ceq3 + \Delta Ceq3)(Ceq1 - \Delta Ceq1)} \\ &- \frac{V^+(n - \frac{1}{2}) \times (Ci^+ + Cp^+)(Ceq3 - \Delta Ceq3) + V^-(n - \frac{1}{2}) \times (Ci^- + Cp^-)(Ceq3 + \Delta Ceq3)}{(Ceq1 + \Delta Ceq1)(Ceq3 - \Delta Ceq3) + (Ceq3 + \Delta Ceq3)(Ceq1 - \Delta Ceq1)} \end{aligned} \quad (3.45)$$

Les termes en $n - \frac{1}{2}$ correspondent au retard engendré par le rajout de la phase de mesure.

Dans le paragraphe 3.3.2, il a été fait part des tensions de mode commun en sortie de l'intégrateur. Ces tensions dépendent des tensions de commande de l'étage de sortie de l'intégrateur. La variation des tensions de commande est représentée par une variation du signal, en fonction de la tension de commande de référence. Les tensions de commande de référence sont les tensions calculées pour obtenir le mode commun désiré en sortie de l'amplificateur, lorsque les potentiels des entrées de l'amplificateur sont à $\frac{VDD}{2}$. Dans notre cas, ces tensions sont la moitié de la tension d'alimentation pour le transistor PMOS

et V_{bias} pour le transistor NMOS. Ainsi, l'expression du mode commun en sortie de l'amplificateur est :

$$V_{ocm_{out}}(n) = V_{alim} \times \frac{1 + \frac{V_{ocm}(n) - \frac{V_{alim}}{2}}{\frac{V_{alim}}{2} - V_{tp}}}{2 + \frac{V_{ocm}(n) - \frac{V_{alim}}{2}}{\frac{V_{alim}}{2} - V_{tp}} + A_{cm} \times \frac{V_{ocm_{fb}}(n) - V_{bias}}{\frac{V_{alim}}{2} - V_{tp}}} \quad (3.46)$$

où $V_{ocm_{out}}$ est la tension de mode commun corrigée, $V_{ocm}(n)$ est la tension de mode commun de l'amplificateur, $V_{ocm_{fb}}(n)$ est la tension du correcteur de mode commun et A_{cm} le gain produit par les différences de transconductances des transistors.

Avec ces modèles, nous avons obtenu la figure 3.24 qui représente les tensions d'entrées et de sorties de l'amplificateur de charge. Nous nous apercevons que la composante continue est identique pour les deux tensions de sorties. Suite à ce résultat, nous avons intégré les autres modèles afin de comparer l'accélération d'entrée et l'accélération reconstituée par le filtrage de la trame binaire. Pour cette comparaison, nous avons réalisé deux simulations afin de déterminer la pleine échelle et la sensibilité du système. Ainsi nous obtenons les figures 3.25.a et 3.25.b, associées à leur densité spectrale, représentée figure 3.26.a et 3.26.b.

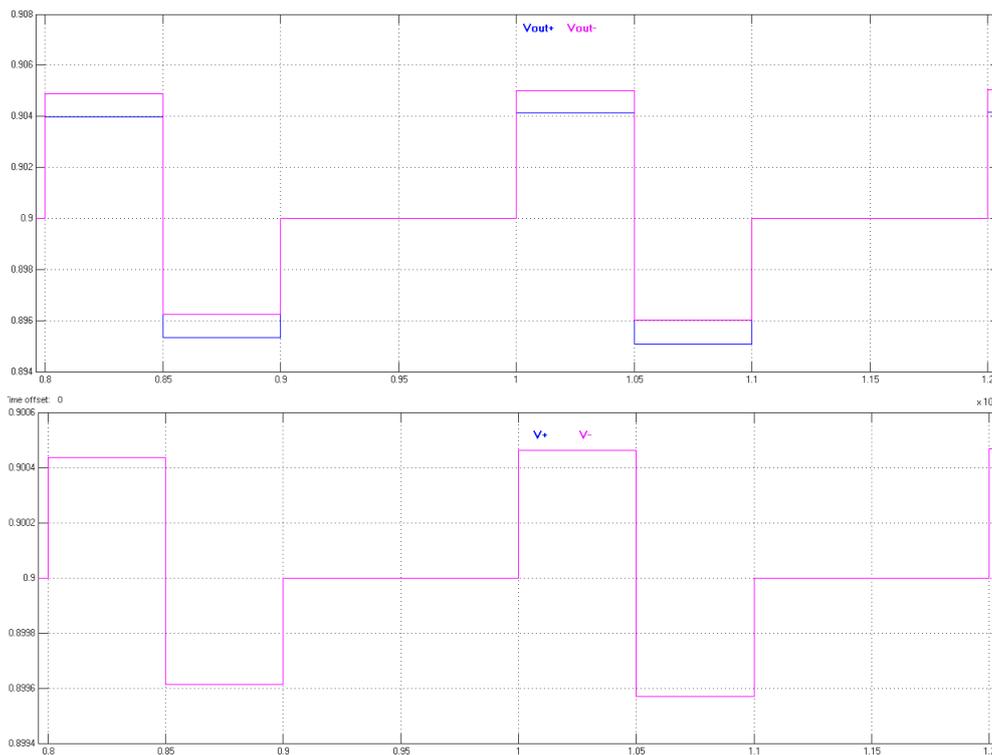
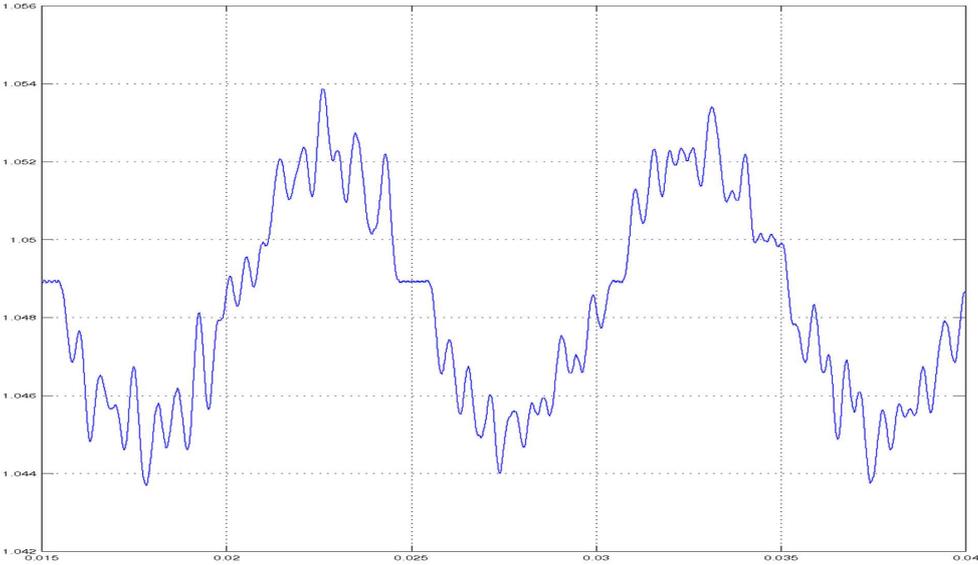
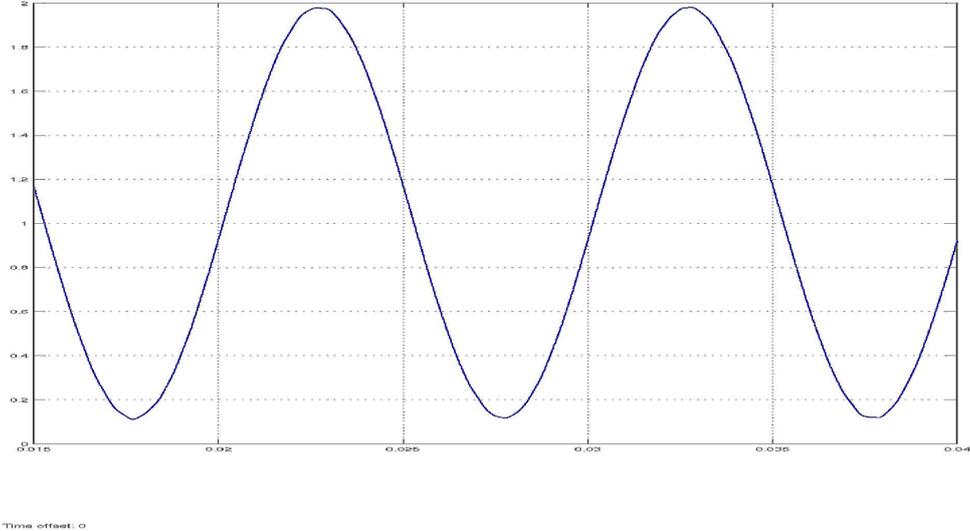


FIGURE 3.24 – Signaux d'entrées et de sorties de l'amplificateur de charge

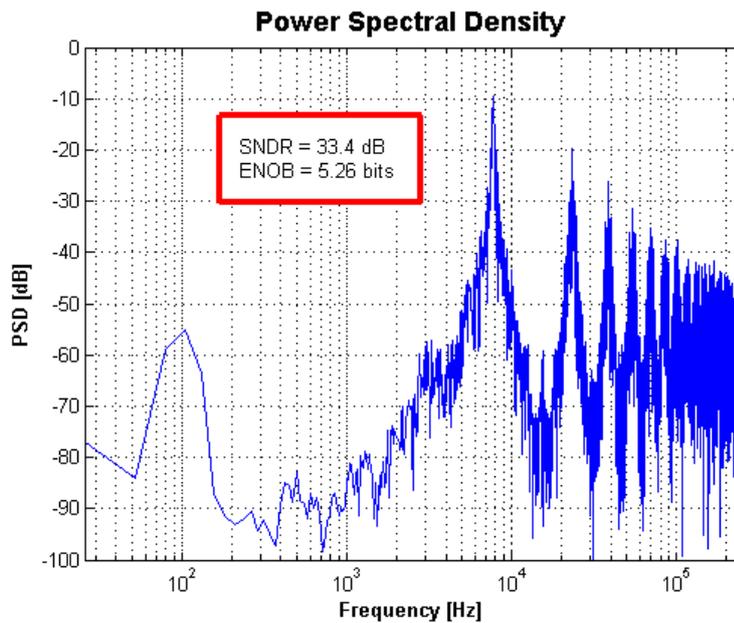


(a) Accélération de 0,1 G

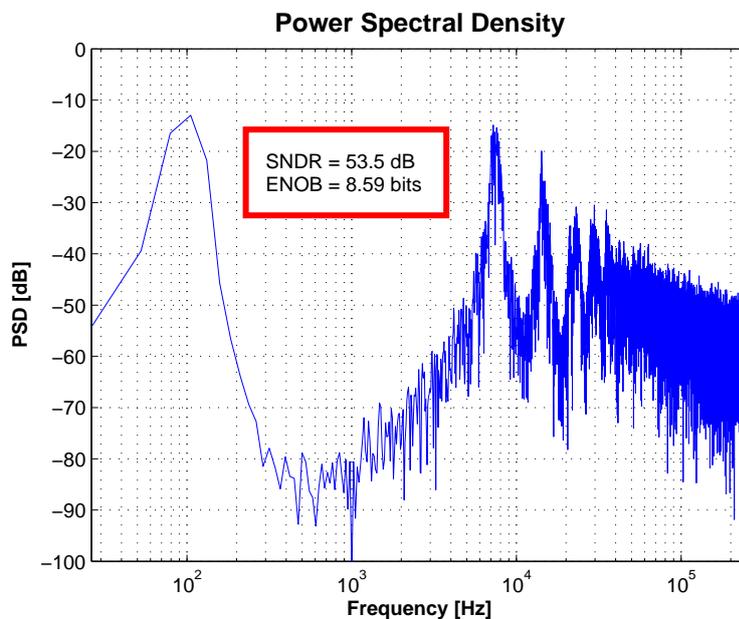


(b) Accélération de 13G

FIGURE 3.25 – Accélération reconstituée après un filtrage de la trame binaire



(a) Densité spectrale pour un accélération de 0,1G



(b) Densité spectrale d'une accélération de 13G

FIGURE 3.26 – Densité spectrale des trames binaires du convertisseur "Sigma-Delta"

Ces densités spectrales permettent de visualiser la réjection du bruit de quantification au haute fréquence ainsi que le niveau de bruit au basse fréquence. Il est à noter, sur la représentation des accélérations, que la pleine échelle du signal de sortie est de $1,8V$ pour une accélération de $\pm 26g$ et que la sensibilité du système est de $3mV$ pour une accélération de $100mg$. La densité spectrale utilisée dans notre application a été réalisée par [MAL]. Cette densité spectrale permet de définir le rapport signal sur bruit ainsi que le nombre bit correspondant au convertisseur "Sigma-Delta". Dans notre cas, le rapport signal sur bruit est de $54dB$ pour un convertisseur 8 bits.

3.4 Comportement perturbatoire des montages électroniques

L'étude comportementale d'un système consiste à reproduire, le plus précisément possible, son fonctionnement par le biais d'équations. Dans la précédente partie, des modèles ont été établis en considérant les systèmes électroniques parfaits. Afin de refléter au mieux le comportement du système, des phénomènes perturbatoires ont été étudiés et implémentés dans les fonctions système réalisées sous "Simulink". Les principaux composants initiateurs de perturbations sont les amplificateurs opérationnels à transimpédance et les interrupteurs (capacités commutées). Les paragraphes qui suivent, décrivent l'origine de ces perturbations et leur mise en équations en vue de compléter l'étude système.

3.4.1 Vitesse de balayage

La vitesse de balayage en sortie d'un amplificateur est définie comme l'amplification maximale pour un intervalle de temps donné. Lorsque l'amplificateur ne peut suivre l'évolution des signaux d'entrée, à cause de leur grande variation pour l'intervalle de temps donné, il apparaît une pente (Slow Rate) correspondant à la vitesse de balayage de l'amplificateur (figure 3.27).

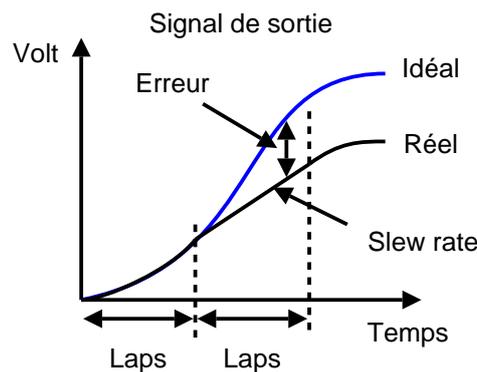


FIGURE 3.27 – Sortie d'un amplificateur

Le signal de sortie idéal correspond au signal d'entrée multiplié par le gain de l'amplificateur. La représentation, dans le temps, du signal de sortie réel, évolue selon l'amplitude du signal d'entrée. Cependant, si l'évolution du signal d'entrée est supérieure au temps de réponse de l'amplificateur, le signal de sortie est une pente correspondant à la vitesse de balayage. Dans ce cadre, la différence entre l'évolution du signal de sortie idéal et réel peut être représentée par une erreur. L'erreur ainsi définie est proportionnelle à la vitesse d'évolution du signal d'entrée. Elle est considérée nulle lorsque l'évolution du signal d'entrée est lente et non nulle dans l'autre cas. Sous cette forme, l'erreur peut être soustraite au signal de sortie idéal d'un amplificateur afin d'obtenir un signal de sortie proche de la réalité.

$$Vo(T) = k \times Vin - Erreur$$

Le calcul de l'erreur nécessite la connaissance de l'évolution du signal d'entrée ou de celle du signal de sortie idéal. Dans notre cas, nous utiliserons le signal d'entrée.

L'erreur de temps de réponse dépend de l'évolution du signal mais également de la durée de cette évolution. Le temps d'évolution, dans un intégrateur discret, est défini par le temps de commutation T_s . Ainsi, pour un intégrateur discret, le calcul de l'erreur se fera sur l'évolution du signal et sur le temps de commutation. De ce fait, et d'après [BFM⁺99,

FMV92, HZHS05], l'erreur de temps de réponse est exprimée de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 Vo(nT_s) &= Vo(nT_s - T_s) + (k_s \times Vin - Vo(nT_s - T_s)) \dots \\
 &\quad - \operatorname{sgn}(k_s \times Vin - Vo(nT_s - T_s)) \times SR \times \tau \times e^{-\left(1 + \frac{T_i}{\tau} - \frac{|Vo(nT_s - T_s) - k_s \times Vin|}{SR \times \tau}\right)} \quad (3.47)
 \end{aligned}$$

où $\tau = \frac{1}{2\pi \times Ft}$

avec SR la vitesse de balayage de l'amplificateur, τ la constante de temps de l'intégrateur, T_s la période d'échantillonnage, k_s le gain de l'intégrateur et Ft la fréquence de transition de l'amplificateur. De plus, la fonction $\operatorname{sgn}()$ est utilisée afin de prendre en compte le signe de la pente. Avec cette équation, nous tenons compte du temps nécessaire à l'établissement du signal et à l'amplitude que celui-ci doit atteindre.

3.4.2 Distorsions dues aux phénomènes de non-linéarité

L'interface capteur, basée sur un intégrateur de charge, utilise un amplificateur ainsi que des capacités. Les limites de l'amplification ne sont autres que les limites fixées par l'alimentation. Ainsi, il est possible de considérer l'amplificateur idéal comme un système à amplification constante avec des conditions de saturation (figure 3.28). En effectuant une analyse plus approfondie de l'amplificateur, nous remarquons que la phase de transition entre les domaines de saturation est non linéaire (figure 3.28). Cette phase déforme

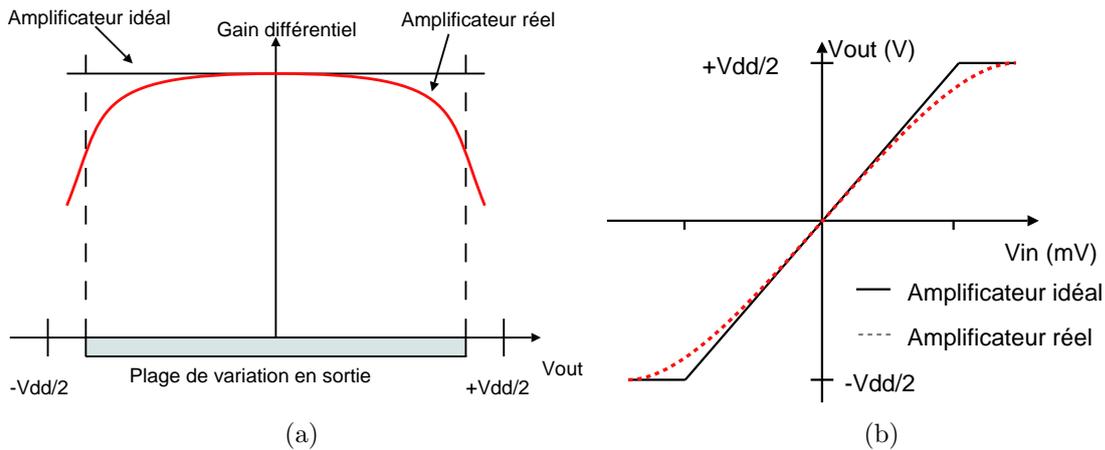


FIGURE 3.28 – Représentation de la fonction de transfert d'un amplificateur

les signaux de sorties à cause de la non-linéarité du gain. Les phases de mesure étant périodiques et la densité spectrale de l'accéléromètre étant limitée, les signaux de sorties de l'intégrateur peuvent être décomposés en série de Fourier. Ainsi, la série est simplifiée en ne considérant que les quatre premiers termes significatifs. Il est à noter que parmi ces quatre termes, les trois derniers sont beaucoup plus petits que le premier [HZHS05].

$$\begin{aligned}
 vo &= a_1 vo + a_2 vo^2 + a_3 vo^3 + a_4 vo^4 \\
 vo &= a_1 vo \left(1 + \frac{a_2}{a_1} vo + \frac{a_2}{a_1} vo^2 + \frac{a_2}{a_1} vo^3 \right) \\
 \text{avec } a_1 &= 1 \text{ et } vo = A_0 vin \\
 vo &= A_0 vin \times (1 + a_2 vo + a_3 vo^2 + a_4 vo^3) \\
 vo &= Av \times vin \\
 Av &= A_0 (1 + a_2 vo + a_3 vo^2 + a_4 vo^3) \quad (3.48)
 \end{aligned}$$

où vo représente la composante alternative du signal de sortie de l'amplificateur et A_0 représente le gain différentiel de l'amplificateur.

De plus, l'amplificateur n'est pas la seule cause de non linéarité. Les capacités subissent, sous l'action d'une différence de potentiel, une variation de leur valeur. Cette variation, pour les condensateurs plans, a pour origine la nature et l'épaisseur du diélectrique. Cependant, l'utilisation de structures entièrement différentielles permet de supprimer l'erreur de premier ordre et d'ignorer la non linéarité des capacités.

$$C(v) = C_0 \times (1 + \alpha_1 v + \alpha_2 v^2) \quad (3.49)$$

3.4.3 Bruit d'un amplificateur opérationnel à transconductance en technologie CMOS

Les transistors MOS (Metal Oxide Semiconductor) font partie des composants élémentaires d'un amplificateur. En régime petits signaux, ces générateurs subissent des perturbations. Les perturbations prédominantes pour un transistor MOS sont celles dues au bruit thermique et au bruit de scintillement (bruit 1/f).

Le bruit thermique a pour origine le mouvement aléatoire des porteurs de charges dans un conducteur. Le dit conducteur dans un transistor MOS correspond au canal. Ce bruit est aussi présent dans les résistances internes d'accès où il affecte les courants de grille et de drain. Ainsi, la densité spectrale de puissance de ce bruit est représentée par une source de bruit blanc de courant. Cette source, parallèle au canal, a pour valeur :

$$S_{it}(f) = \frac{8}{3} K_b T_K g m \delta \quad (A^2/Hz)$$

où K_b est la constante de Boltzman, T_K est la température du système et δ est un paramètre de modèle variant selon le régime de fonctionnement. En forte inversion, δ peut prendre deux valeurs selon son régime de fonctionnement, 1 en régime saturé et 3/2 en régime ohmique.

Le bruit de scintillement, ayant comme principale origine les défauts d'interface entre la grille et le canal, est habituellement modélisé par une source de bruit de tension connectée à la grille du transistor. Ce bruit, comparé au bruit thermique, est prédominant en basse fréquence. La densité spectrale de puissance de cette tension est approximativement donnée par :

$$S_{vf}(f) = \frac{K}{WLf} \quad (V^2/Hz)$$

où W et L sont la largeur et la longueur du canal, f est la fréquence et K est un paramètre de fabrication.

L'influence du bruit de scintillation peut être réduite par des procédés de conception. Ces procédés sont le double échantillonnage corrélé et la stabilisation de chopper. Le premier est utilisé pour supprimer les bruits corrélés comme le bruit de scintillement. Le second transpose ce bruit hors de la bande utile, par le biais d'une modulation. Du fait de l'utilisation d'un montage à double échantillonnage corrélé, l'influence du bruit de scintillement ne sera pas considérée.

Revenons au bruit thermique de l'amplificateur opérationnel à transconductance (OTA). D'après la formule de FRIIS, le bruit généré par le première étage de l'amplificateur, caractérise dans l'ensemble, le bruit de l'amplificateur. Le bruit de l'amplificateur sera calculé à partir de la paire différentielle représentées sur la figure 3.29. Pour cette étude, nous considérerons les tensions de polarisation V_{p1} et V_{p2} nulles. Cette étude a pour finalité d'établir une source de bruit de tension équivalente aux entrées de l'amplificateur. Cette source de bruit équivalente représente la totalité des bruits intrinsèques de l'amplificateur. A chaque transistor est associée une source de courant aléatoire in_i de densité spectrale S_{it} représentant son bruit thermique. Par exemple, nous obtenons pour le transistor Q1,

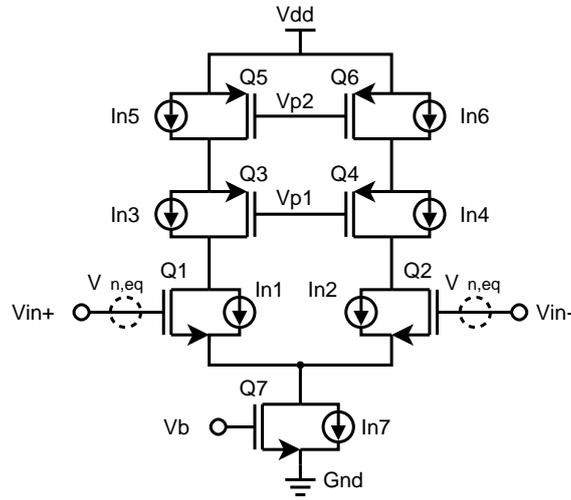


FIGURE 3.29 – Modélisation du bruit d'un amplificateur

la source de courant aléatoire in_1 de densité spectrale $S_{1_{it}}$. Les transistors de l'amplificateur sont polarisés de telle façon, que leur mode de fonctionnement, en forte inversion, correspond au mode saturé. Ainsi, la densité spectrale associée aux transistors sera :

$$S_{i_{it}}(f) = \frac{8}{3} K_b T_K g m (A^2/Hz)$$

Le bruit du transistor Q7 ne sera pas considéré dans cette étude. Ce choix se justifie par la présence du bruit de Q7 de part et d'autre des branches de l'amplificateur. En considérant les transistors Q1, Q2 puis Q3, Q4 et Q5, Q6 identiques, le bruit généré par le transistor Q7 se trouve supprimé lors de la sommation des courants en sortie de l'amplificateur.

En vue de faciliter la compréhension de l'étude du bruit, celle-ci ne s'effectuera que sur une branche de l'amplificateur. En appliquant la loi de Kirchoff on détermine :

$$in_s = in_1 + in_3 + in_5$$

avec in_s étant le courant aléatoire associé à la densité spectrale de sortie $S_{s_{it}}$. De plus, les sources de bruit des transistors sont décorréelées, permettant de déduire la densité spectrale correspondant :

$$S_{s_{it}} \approx S_{1_{it}} + S_{3_{it}} + S_{5_{it}}$$

Nous cherchons à transposer la densité spectrale de bruit de sortie $S_{s_{it}}$ à l'entrée de l'amplificateur, sous la forme d'un densité de bruit de tension. La transconductance (gm) de l'amplificateur correspond à la transconductance du transistor Q1 (gm_1). Ceci permet d'obtenir la densité spectrale de courant de la sortie, en fonction des densités spectrales de tension de chaque transistor.

$$S_{s_{it}} \approx gm_1^2 S_{1_{vt}} + gm_3^2 S_{3_{vt}} + gm_5^2 S_{5_{vt}}$$

$$S_{s_{it}} \approx gm_1^2 S_{1_{vt}} + gm_3^2 S_{3_{vt}} + gm_5^2 S_{5_{vt}}$$

$$S_{e_{vt}} = \frac{S_{s_{it}}}{gm_1^2} \tag{3.50}$$

$$S_{e_{vt}} = S_{1_{vt}} \left(1 + \left(\frac{gm_3}{gm_1} \right)^2 \frac{S_{3_{vt}}}{S_{1_{vt}}} + \left(\frac{gm_5}{gm_1} \right)^2 \frac{S_{5_{vt}}}{S_{1_{vt}}} \right)$$

$$S_{i_{vt}} = \frac{8}{3} \frac{K_b T_K}{gm_i} (V^2/Hz) \tag{3.51}$$

Ainsi, les transistors de la paire différentielle, contribuent directement au bruit car la contribution de charge des autres transistors est pondérée par le carré des rapports de leur transconductance de grille. Le bruit thermique, généré par l'amplificateur à transconductance, est minimisé en choisissant de fortes transconductances pour les transistors de la paire différentielle et de faibles transconductances pour les autres transistors.

3.4.4 Perturbations associées aux commutations

La complexité de l'électronique de traitement implique l'utilisation d'une électronique de commande. Cette électronique de commande permet d'activer, selon les phases, les interrupteurs de l'interface capteur. Lorsque les interrupteurs sont activés, ceux-ci peuvent être remplacés par une conductance. Comme précisé dans [SSST05], les éléments perturbants de l'intégrateur de charge sont l'amplificateur à transconductance, étudié précédemment, et les interrupteurs. Les interrupteurs sont réalisés par le biais de transistor de type NMOS. Afin de minimiser le temps de charge, chaque interrupteur actionné correspond à un transistor en régime saturé. De ce fait, à chaque interrupteur est associée une conductance dont la source de bruit de tension est de la forme suivante :

$$S_{vt}(f) = \frac{4K_b T_K}{gm} (V^2/Hz)$$

Comme précisé précédemment, l'électronique de traitement est composée de plusieurs phases successives : une phase d'initialisation, deux de mesures (a et b) et une de contre-réaction. Les perturbations associées à la phase de contre-réaction ne seront pas détaillées dans cette partie. Dans les paragraphes qui suivent, nous étudierons les perturbations liées à l'interface capteur, représentée figure 3.30, durant les phases d'initialisation et de mesures.

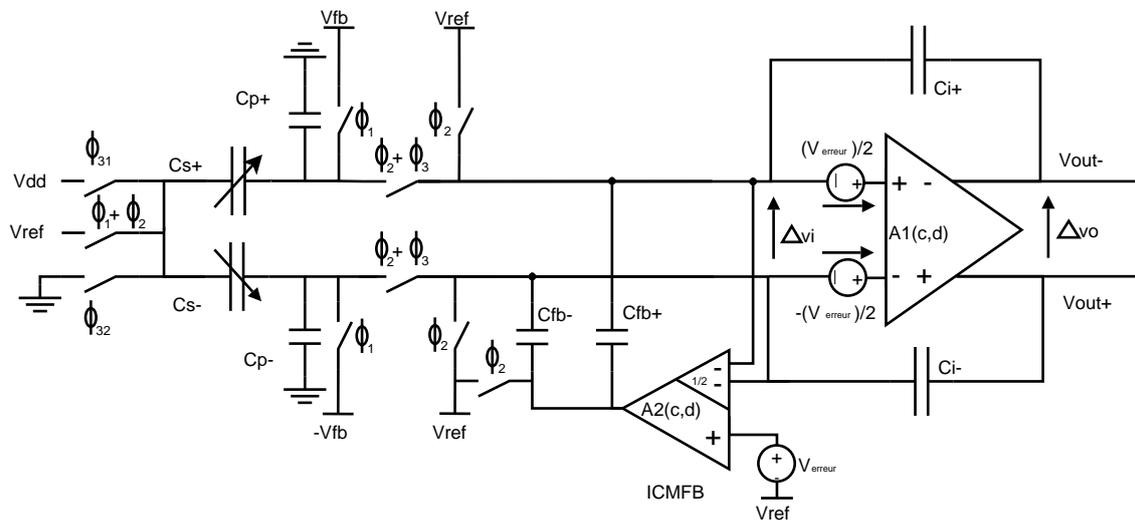
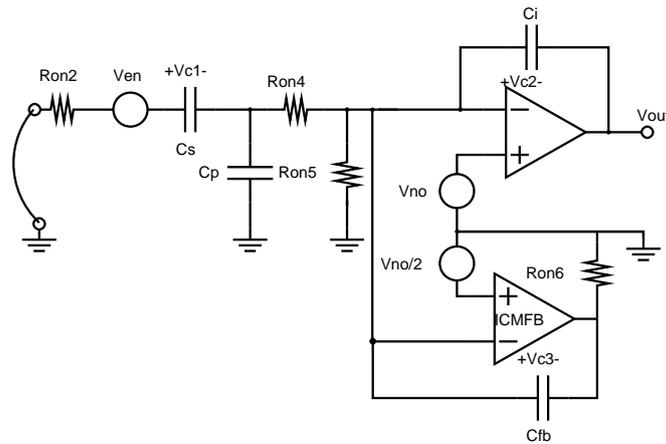


FIGURE 3.30 – Interface capteur étudiée lors de l'analyse de bruit

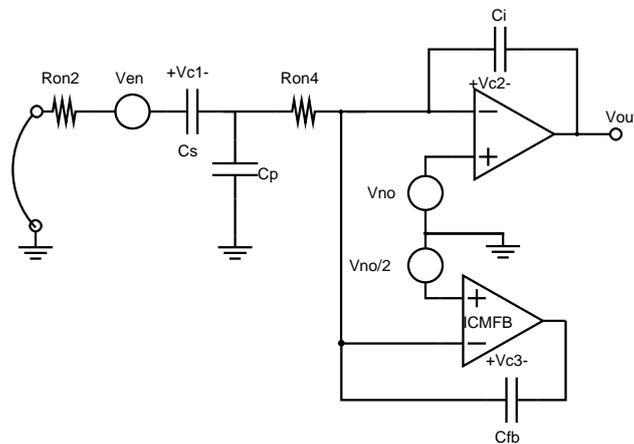
En vue d'une meilleure compréhension de l'étude du bruit de l'interface capteur, nous représenterons l'intégrateur de charge par deux simples amplificateurs différentiels où une des entrées est commune au deux amplificateurs.

A chaque phase sont associés un schéma équivalent de l'intégrateur de charge ainsi qu'un schéma équivalent des circuits d'entrée de l'intégrateur (figure 3.31, 3.32 et 3.33). Lors de la mesure, seuls les potentiels d'entrée varient. Par conséquent, les schémas équivalents des phases de mesure sont identiques. Les schémas équivalents vont permettre de calculer la source équivalente de bruit de tension à l'entrée de l'intégrateur, mais également la quantité de bruit emmagasinée dans la capacité de mesure (C_s). Du fait de

la contre réaction de l'intégrateur et de la rapidité de la structure, la quantité de bruit de la capacité de mesure est calculée grâce à une étude comportementale en bruit de l'intégrateur.



(a)



(b)

FIGURE 3.31 – Analyse de bruit de l'interface capteur pour la phase d'initialisation (a) et pour les phases de mesure (b)

Tout abord, nous calculerons les sources de tension de bruit équivalentes sans la présence de l'amplificateur et de la capacité d'intégration, et en second lieu, nous réaliserons l'étude de bruit de la totalité du circuit. Les figures 3.32 et 3.33 représentent les circuits aux entrées de l'intégrateur pour la phase d'initialisation du double échantillonnage corrélé et pour la phase de mesure. Le calcul des sources de bruit équivalentes pour les deux circuits d'entrées, a révélé des composantes actives à de très hautes fréquences. Ces composantes étant au delà de la plage de fonctionnement du système, elles ne seront pas considérées. Les sources de bruit équivalentes, calculées pour les deux circuits d'entrées, sont représentées sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 ven_{init} &\approx 4vn \left(V/\sqrt{Hz} \right) \\
 ven_{mes} &\approx \left(2 + \frac{Cp}{Cs} \right) vn \left(V/\sqrt{Hz} \right) \\
 vn &= \sqrt{Svt(f)}
 \end{aligned}$$

où Ven_{init} correspond à la source de bruit équivalente lors de la phase d'initialisation et Ven_{mes} la source de bruit équivalente lors des phases de mesure.

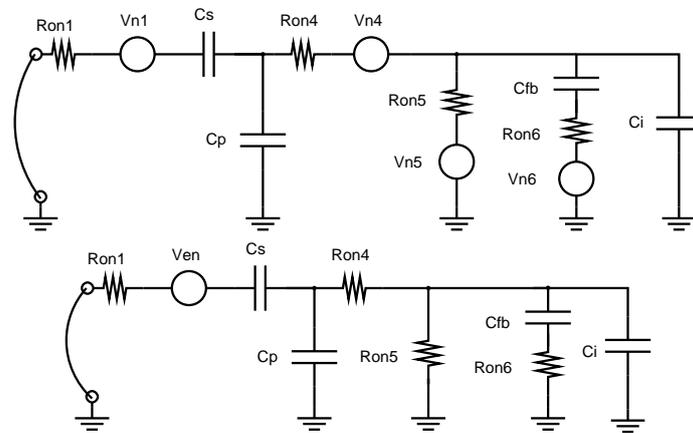


FIGURE 3.32 – Source de bruit de tension équivalente pour la phase d'initialisation

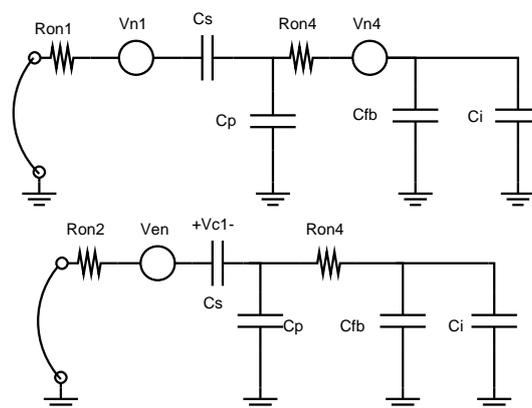


FIGURE 3.33 – Source de bruit de tension équivalente pour les phases de mesures

L'étude comportementale de l'intégrateur va se traduire par le calcul des charges accumulées par la capacité de mesure (C_s). L'expression de V_{cs} va être déduite des schémas a et b de la figure 3.31. L'expression ainsi reportée ne comporte que les phénomènes dominants, d'où :

$$V_{cs_{init}}(p) = \frac{Ven_{init} - gm_1 \times R \times Vno}{1 + pRC_s}$$

$$V_{cs_{mes}}(p) = \frac{Ven_{mes} - gm_1 \times R \times Vno}{1 + pRC_s}$$

$$H(p) = \frac{1}{1 + pRC_s}$$

où Vno représente l'erreur de bruit équivalente de l'amplificateur et R représente la résistance de l'interrupteur ($R = \frac{1}{gm}$). L'erreur quadratique moyenne du bruit stocké par la capacité de charge peut être calculée en intégrant les fonctions de transfert, où Ven et Vno ont été préalablement remplacées par leur densité spectrale de puissance.

$$\overline{vcs_{init}^2} = \int_0^\infty 4Svt(f) |H(j\omega)|^2 df - \int_0^\infty gm_1RSi_{vt}(f) |H(j\omega)|^2 df$$

$$\overline{vcs_{mes}^2} = \int_0^\infty \left(2 + \frac{Cp}{C_s}\right) Svt(f) |H(j\omega)|^2 df - \int_0^\infty gm_1RSi_{vt}(f) |H(j\omega)|^2 df$$

$$\overline{vcs_{init}^2} = 4Svt(f) \times \frac{1}{4 \times R \times C_s} - gm_1RSi_{vt}(f) \times \frac{1}{4 \times R \times C_s}$$

$$\overline{vcs_{mes}^2} = \left(2 + \frac{Cp}{C_s}\right) Svt(f) \times \frac{1}{4 \times R \times C_s} - gm_1RSi_{vt}(f) \times \frac{1}{4 \times R \times C_s}$$

A la fin de la phase d'initialisation, la capacité de mesure (C_s) a emmagasiné la tension de bruit vcs_{init} . Durant les phases de mesure, la tension de bruit de la capacité de charge devient vcs_{mes} . La quantité de charge totale, accumulée durant les deux phases, correspond à $C1(vcs_{mes} - vcs_{init})$. Cependant, ces sources de bruit étant décorréliées, leur puissance peut être additionnée. Ainsi, le bruit stocké par la capacité de mesure est représenté par l'erreur quadratique moyenne $\overline{vcs^2}$.

$$\overline{vcs^2} = \frac{K_b T_K}{C_s} \left(7 + \frac{1}{3} + \frac{Cp}{C_s}\right) \tag{3.52}$$

avec Cp la capacité parasite.

L'erreur, ainsi déterminée lors des phases d'initialisation et de mesure permet de déterminer les paramètres influents. Ces paramètres permettent de modifier le seuil minimal détectable par le système et ainsi d'orienter la conception.

3.4.5 Mise en forme du signal de l'électronique de commande des interrupteurs

Les charges générées lors de la phase de désactivation des transistors, perturbent l'information à convertir. Il existe plusieurs possibilités afin de diminuer ces perturbations. La première, représenté figure 3.34, consiste à utiliser un interrupteur constitué de deux transistors montés en parallèle. Les transistors qui constituent l'interrupteur sont respectivement un transistor NMOS et un transistor PMOS. Par leur constitution, lorsque les transistors ne sont plus en régime saturé, une recombinaison des trous et des électrons s'effectue. Si la surface des deux transistors n'est pas identique, une partie de ces charges ne se recombine pas et se propage dans le système. C'est pourquoi, les surfaces des transistors sont calculées de façon à maximiser la recombinaison de charges entre transistors.

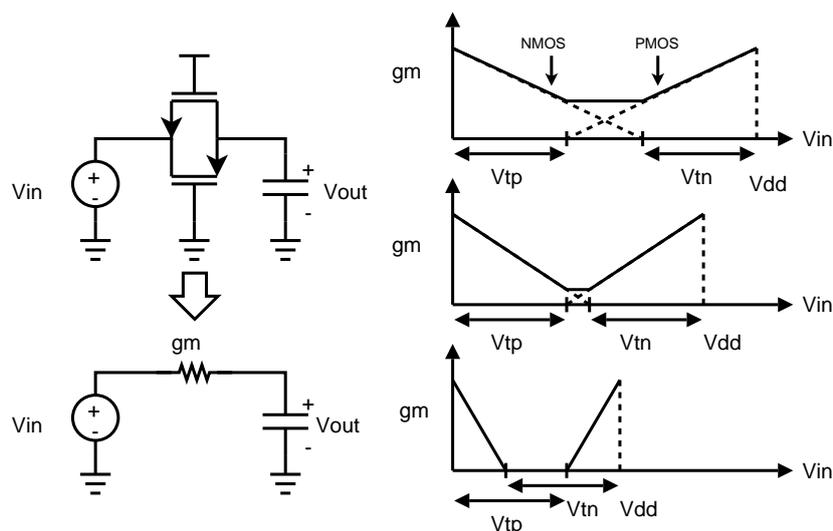


FIGURE 3.34 – Fonctionnement d'un interrupteur à deux transistors

L'utilisation d'un tel interrupteur pose problème pour des applications dédiées aux basses tensions. Lorsque la tension d'alimentation diminue, la zone de linéarité de la conductance diminue ainsi que la conductance de l'interrupteur. Lorsque les deux tensions de seuil se chevauchent, l'interrupteur est considéré ouvert alors qu'il devrait être fermé. Dans ces cas, l'interrupteur n'assure plus correctement son rôle. Afin d'y remédier, l'interrupteur à double transistor est remplacé par un transistor NMOS associé à un circuit de mise en forme du signal de commande [AG99]. Par contre, ce système injecte des charges dans les capacités de mesure du système. Il faut donc différer la commutation des interrupteurs afin de minimiser l'injection de charge dans les capacités de mesures. Ainsi, les signaux de commande désélectionnent les transistors un à un. Cette technique a pour principe de désélectionner l'interrupteur le plus proche de la masse, et ensuite, l'interrupteur du signal d'entrée, comme représenté figure 3.35. Grâce à cette technique, les charges sont injectées à la masse et au signal d'entrée, minimisant ainsi les charges injectées dans la capacité de mesure. Les charges injectées par le transistor proche de la masse sont supprimées lorsque cette technique est utilisée avec un système différentiel.

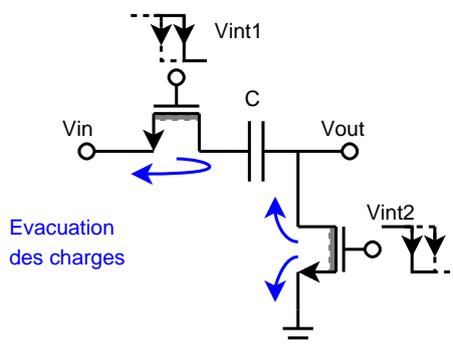


FIGURE 3.35 – Injection de charges

Dans les applications autonomes, il est courant de réduire les tensions d'alimentation en vue d'augmenter la durée de vie du système. Lorsque ces systèmes sont basés sur le principe des capacités commutées, un problème subsiste sur le temps de charge des capacités. Ce temps de charge est dépendant de la valeur résistive du canal des transistors. Cette valeur dépend du régime de fonctionnement du transistor. Or le régime de fonctionnement du transistor est dépendant de la différence de potentiel V_{diff} entre le signal d'entrée V_{in} et le signal de commande V_g . Lorsque cette différence n'est pas assez élevée, les

transistors en forte inversion fonctionnent en régime ohmique. L'utilisation d'un circuit de mise en forme du signal de commande est alors nécessaire, afin de diminuer le temps de charge des capacités. Le circuit utilisé (figure 3.36), permet d'assurer une différence de potentiel constante entre le signal d'entrée et le signal de commande et de diminuer les distorsions générées par la non linéarité des transistors en régime saturé. Pour ce faire, le circuit utilise une capacité C_{boost} , chargée au potentiel d'alimentation V_{dd} . Cette charge est emmagasinée lorsque l'interrupteur n'est pas sélectionné. Lorsque l'interrupteur est sélectionné par la commande ϕ , la charge de la capacité C_{boost} est répartie entre la grille et la source de l'interrupteur. Cependant, cette charge est aussi répartie dans les capacités parasites qui se situent entre la grille de l'interrupteur et l'armature de C_{boost} . De ce fait, la différence de potentiel V_{diff} s'en trouve diminuée. V_{diff} est exprimée de la façon suivante :

$$V_{diff} = \frac{C_{boost}}{C_{boost} + C_p} \times V_{DD} \quad (3.53)$$

avec C_{boost} la capacité de charge et C_p la totalité des capacités parasite ente l'amplificateur et la grille du transistor.

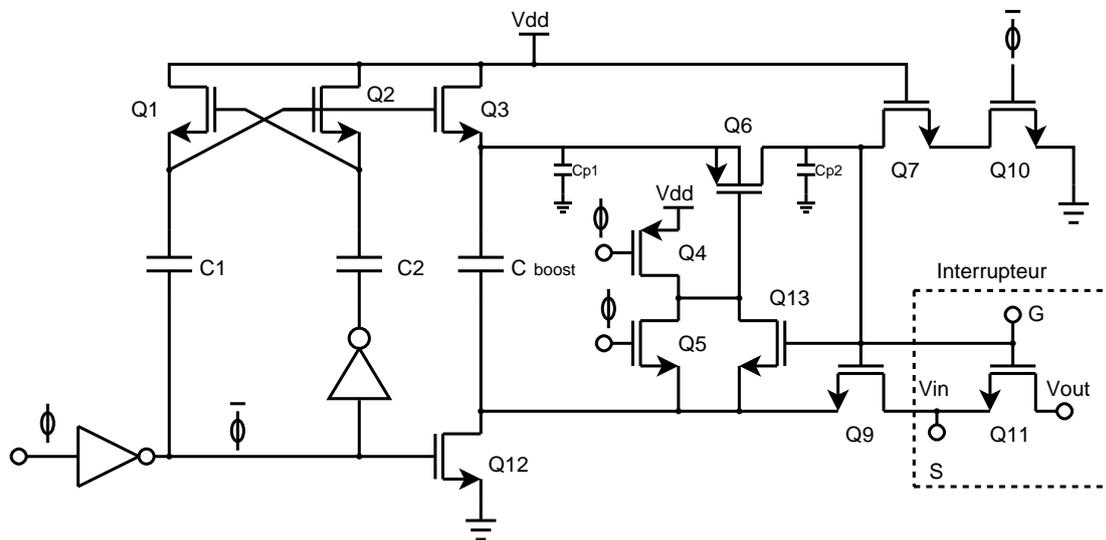


FIGURE 3.36 – Amplificateur d'électronique de commande

3.4.6 Interrupteurs réels

Grâce à l'utilisation de l'amplificateur de commande, la conductance des interrupteurs est stable. Ainsi, le signal n'est pas déformé par la variation de la conductance. Néanmoins, les interrupteurs possèdent une conductance qui, associée au condensateur à commuter, limite en fréquence le fonctionnement du convertisseur "Sigma-Delta". Cette limitation se traduit, dans notre cas, par une incapacité à charger le condensateur durant les phases de fonctionnement. De ce fait, le signal de sortie d'un interrupteur, suivi d'une capacité C , s'exprime de la façon suivante :

$$V_{out} = V_{in}(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}) \quad (3.54)$$

$$\text{avec } \tau = \frac{C}{gm} \quad (3.55)$$

où gm représente la conductance de l'interrupteur, C la capacité proche de l'interrupteur et T le laps de temps pendant lequel la capacité doit se charger.

La réjection du bruit du convertisseur "Sigma Delta" dépend de la fréquence de sur-échantillonnage. Cette fréquence est limitée par les amplificateurs utilisés mais également

par le temps de charge des capacités. L'équation précédente sera utilisée pour dimensionner les interrupteurs afin que le système soit suffisamment rapide pour fonctionner à la fréquence désirée.

3.4.7 Incertitude d'échantillonnage

La réalisation d'un intégrateur à capacités commutées implique l'utilisation d'un signal de cadencement. Ce signal de cadencement est utilisé pour discrétiser l'information désirée. L'incertitude intrinsèque sur le temps de transition du cadenceur, offre un échantillonnage du signal analogique non uniforme. Ainsi, le bruit dans la bande utile du convertisseur s'en trouve augmenté [BFM⁺99]. L'erreur d'échantillonnage ("Jitter", δ) sur un signal sinusoïdal est représentée sous la forme :

$$x(t + \delta) - x(t) \approx 2\pi f_x \delta A \cos 2\pi f_x t = \delta \frac{dx(t)}{dt} \quad (3.56)$$

L'erreur ainsi engendrée n'est autre que la dérivée dans le temps du signal, multipliée par l'incertitude sur l'instant d'échantillonnage δ . En considérant l'incertitude d'échantillonnage δ comme une gaussienne aléatoire non corrélée avec une déviation standard Δt , la puissance de cette erreur est :

$$P_\delta = \frac{A^2}{2} (2\pi f_x \Delta t)^2 \quad (3.57)$$

où A est l'amplitude du signal et f_x la fréquence du signal. Ainsi la variance de l'incertitude peut être exprimée et l'erreur de "Jitter" intégrée au système de modélisation.

3.4.8 Bruit de quantification

L'un des avantages de l'architecture "Sigma-Delta" est d'effectuer une mise en forme du bruit de quantification comme représenté figure 1.22. Pour ce faire, le bruit de quantification est réinjecté dans l'architecture "Sigma-Delta" par le biais d'une contre réaction. Cependant, ce bruit définit, pour le signal d'entrée, une plage ou une zone de valeur (Dead Zone) dans laquelle toute détection est impossible. Dans ce cas là, la puissance du bruit de quantification, située dans la bande utile du signal $[-fb, fb]$, est représentée par l'équation en fonction de l'ordre du convertisseur [MON05].

$$P_e \approx \frac{\Delta^2}{12} \times \frac{\pi^{2n}}{2n+1} \left(\frac{fn}{fs} \right)^{2n+1}$$

où Δ représente le pas de quantification, n l'ordre du convertisseur "Sigma-Delta", fn la fréquence de Nyquist et fs la fréquence de sur échantillonnage. Dans le cadre de l'architecture "Sigma Delta" pour accéléromètre capacitif, Δ représente la pleine échelle de la force électrostatique de contre réaction ($\Delta = 2 \times a_{max}$). Ainsi le bruit effectif de quantification est dans notre cas ($n = 1$) :

$$n_e \approx \frac{2 \times a_{max} \times \pi}{6} \sqrt{\left(\frac{fn}{fs} \right)^3}$$

Ce bruit est intégré au niveau de la contre réaction sur le capteur.

3.4.9 Bruit mécanique ou Brownien

Le bruit mécanique de l'accéléromètre a pour origines les collisions aléatoires des molécules de gaz, dans lesquelles les parties mécaniques sont immergées. Le bruit brownien d'un système à masse libre est considéré comme un générateur de force de bruit blanc :

$$\overline{Fn^2} = 4 \times k_B \times T \times b \times \Delta f \text{ [N}^2/\text{Hz]}$$

où k_B correspond à la constante de Boltzmann, T représente la température en Kelvin et b correspond au coefficient d'amortissement, définie dans le paragraphe 2.2.3. Afin de faire transposer cette erreur de force en une erreur d'accélération, l'équation subit une légère modification. Nous obtenons l'expression suivante :

$$\sqrt{\frac{\overline{Fn^2}}{\Delta f}} = \frac{\sqrt{4 \times k_B \times T \times b}}{g \times m} \text{ [g}^2/\text{Hz]}$$

où m correspond à la masse libre du capteur et g à la gravité de la terre. Cette variance permet, sous "Matlab", de modéliser le bruit brownien par l'utilisation d'un générateur de signal aléatoire.

3.4.10 Bruit inertiel de la masse libre

La détection d'une accélération repose sur le déplacement de la masse flottante. Cette même masse, lors de la phase de contre réaction subit un déplacement inverse à celui de la mesure. Suite à cette succession de déplacements et aux propriétés d'inertie de la masse, un déplacement résiduel se crée. Ce déplacement résiduel, dû à l'inertie de la masse, persiste lors de la phase de mesure. Le déplacement résiduel est alors considéré comme une source aléatoire de bruit blanc, associé à l'accélération à mesurer. Ce déplacement peut être représenté par l'équation [BH96] :

$$\Delta x = \frac{a_{max}}{\left(2\pi \times \frac{f_s}{4}\right)^2}$$

où a_{max} est l'accélération maximale détectable et f_s la fréquence de sur échantillonnage.

3.5 Simulation système

L'étude des phénomènes régissant le fonctionnement des systèmes mécaniques et électroniques a permis de réaliser divers blocs systèmes. Dans les précédents paragraphes nous avons assemblé ces blocs systèmes, afin de réaliser l'étude système d'un accéléromètre capacitif associé à son conditionneur. Cette étude a été réalisée de façon à déterminer l'influence de ces phénomènes sur l'ensemble du système. Ainsi, le premier paragraphe retranscrit l'étude du système pour une simulation systèmes sans bruit et sans élément perturbatoire. Le second paragraphe retranscrit l'influence des différents bruits sur l'ensemble du système et le troisième retranscrit l'évolution du système pour différents éléments perturbatoires.

3.5.1 Simulation système sans bruit et sans comportement perturbatoire

La simulation système de ce paragraphe comprend les blocs systèmes suivant :

- Modèle de l'accéléromètre continu défini par l'équation 3.7 ;
- Modèle de l'accéléromètre numérique défini par l'équation 3.8 ;
- Modèle du convertisseur numérique analogique défini par l'équation 3.6 ;
- Modèle de l'amplificateur de charge défini par les équations 3.44, 3.45 et 3.19 ;
- Modèle du correcteur de mode commun à l'entrée de l'amplificateur de charge, défini par les équations 3.20, 3.21 et 3.19 ;

- Modèle du correcteur de mode commun en sortie de l'amplificateur de charge, défini par l'équation 3.46 ;
- Modèle du correcteur à double échantillonnage corrélé, défini par l'équation 3.31 ;
- Modèle du stabilisateur du système (filtre FIR), défini par les équations 3.42 et 3.43 ;
- Modèle du quantificateur réalisé par un préamplificateur et un comparateur.

Chacun de ces blocs a été intégré dans sa forme la plus élémentaire afin de déterminer les phénomènes les plus influents. Les bruits et les phénomènes électriques régissant le fonctionnement interne de chaque bloc ne seront donc pas pris en compte.

La réalisation d'un convertisseur "Sigma-Delta" implique l'utilisation de signaux de cadencement afin d'assurer le bon fonctionnement de l'ensemble. Ces signaux de cadencement ont été présentés dans les précédents paragraphes. Afin de visualiser le fonctionnement global du convertisseur "Sigma-Delta", nous avons regroupé ces signaux sur la figure 3.37. Avec le cadencement du système et l'intégration des équations dans leur blocs

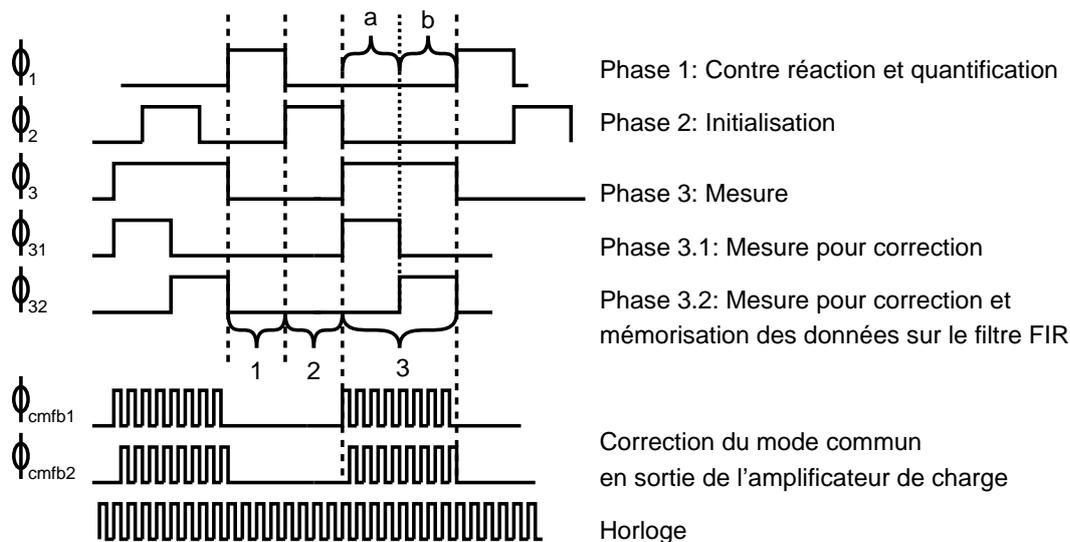
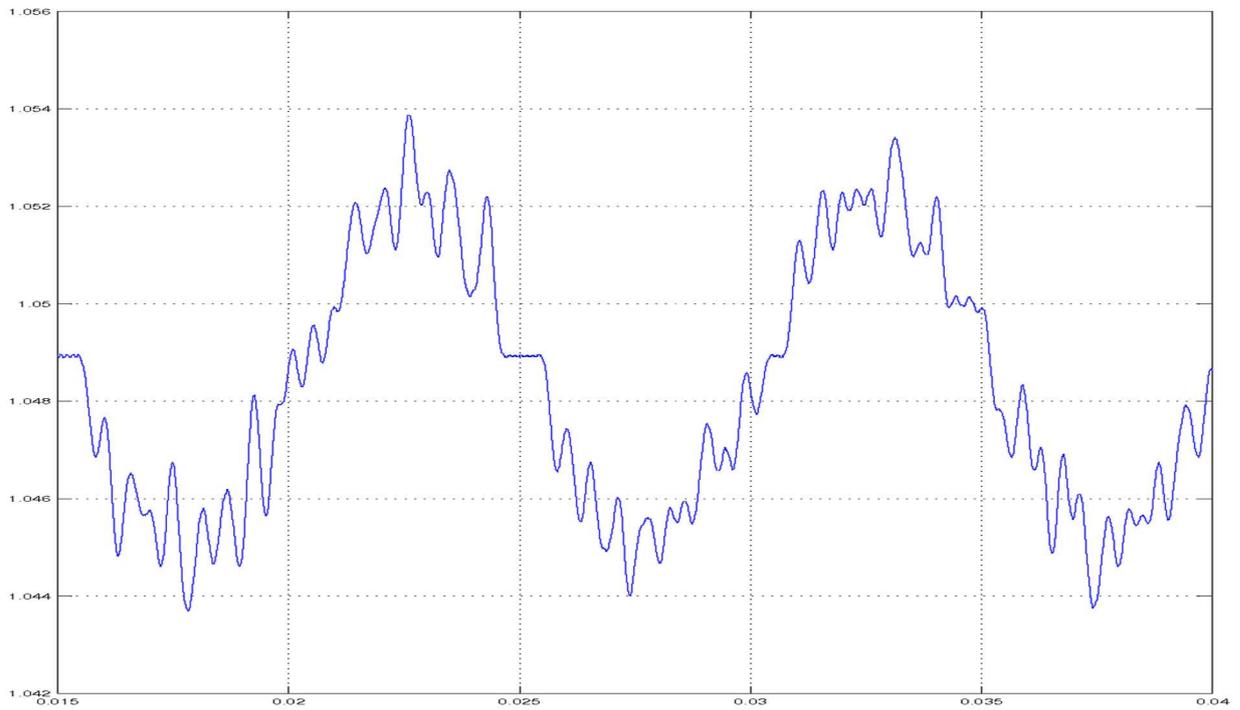
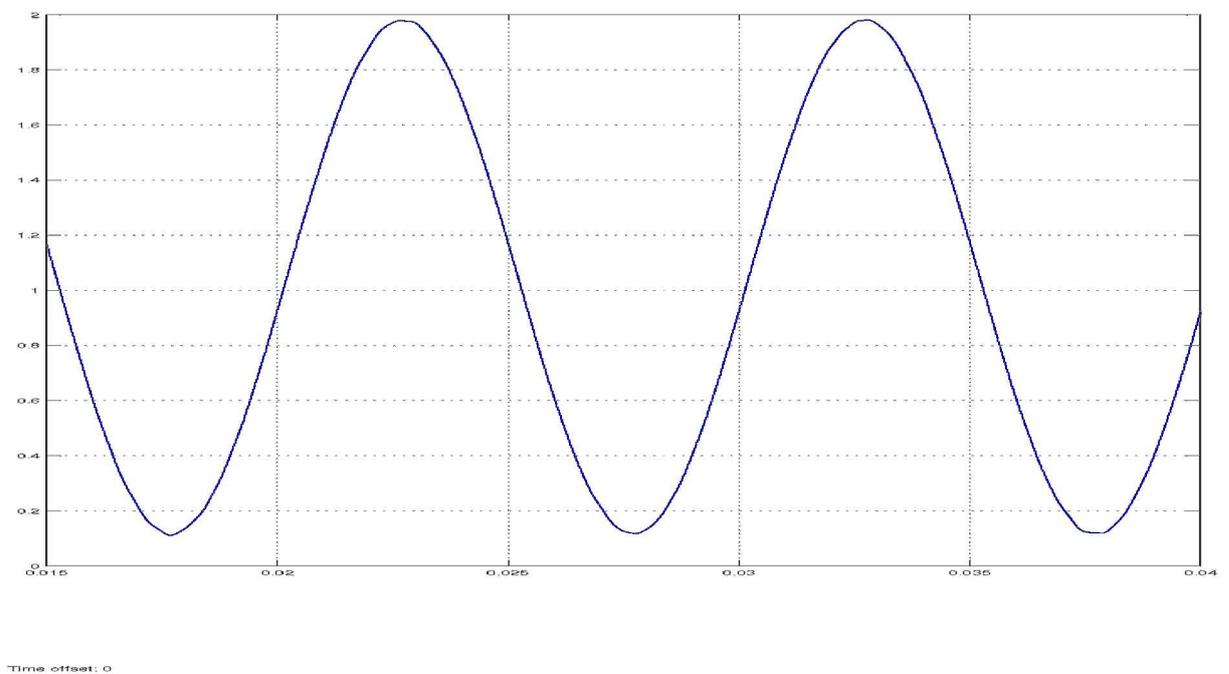


FIGURE 3.37 – Signaux de cadencement du convertisseur "Sigma-Delta"

respectifs, nous obtenons les résultats représentés sur les figures 3.38 et 3.39. Ces résultats ont été obtenus après plusieurs simulations afin de déterminer le seuil de détection minimal et le seuil de détection maximal. Ainsi, nous avons pu établir que l'accélération minimale de détection est de $\pm 0,1G$ et l'accélération maximale est de $\pm 26G$. La figure 3.38.a permet également de faire apparaître la zone morte entre deux changements d'état. Cette zone morte, décrite au paragraphe 3.4.8, correspond à l'incapacité de détecter une valeur pour le convertisseur.

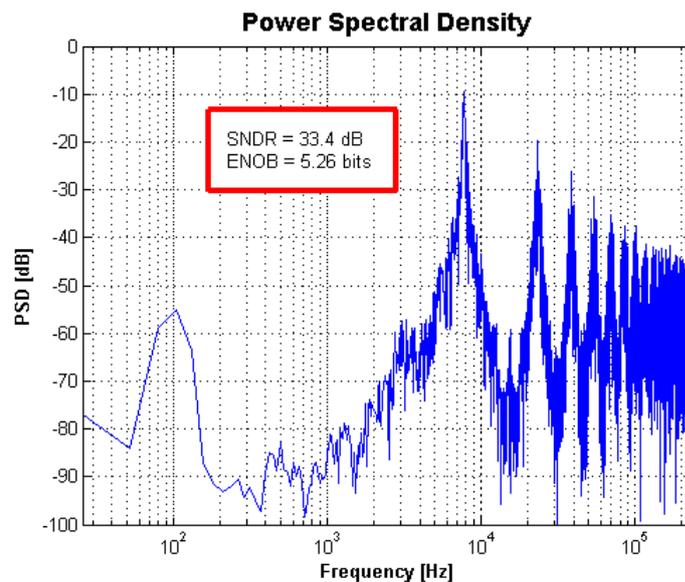


(a) Accélération de 0,1 G

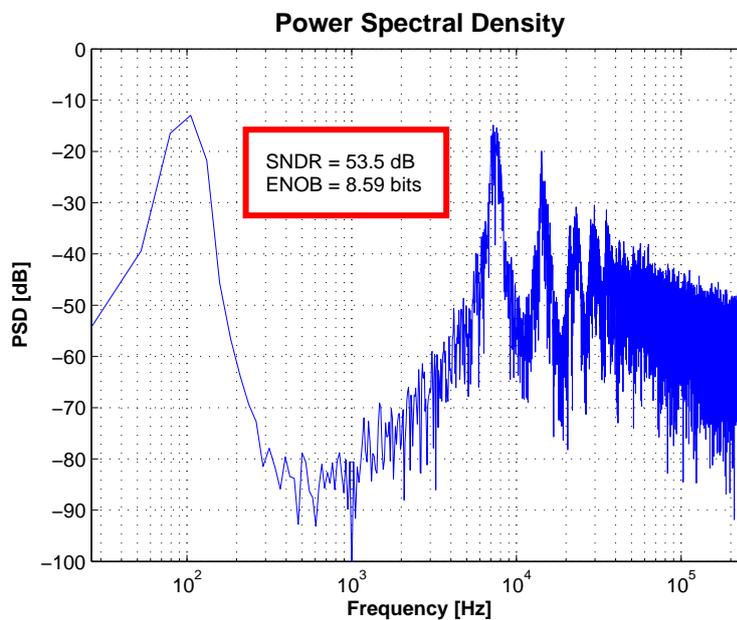


(b) Accélération de 13G

FIGURE 3.38 – Accélération reconstituée après un filtrage de la trame binaire



(a) Densité spectrale pour un accélération de 0,1G



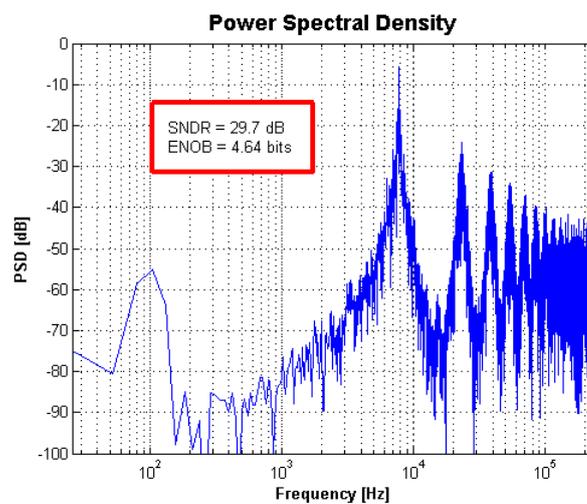
(b) Densité spectrale d'une accélération de 13G

FIGURE 3.39 – Densité spectrale des trames binaires du convertisseur "Sigma-Delta"

3.5.2 Simulation système avec bruits et sans comportement perturbatoire

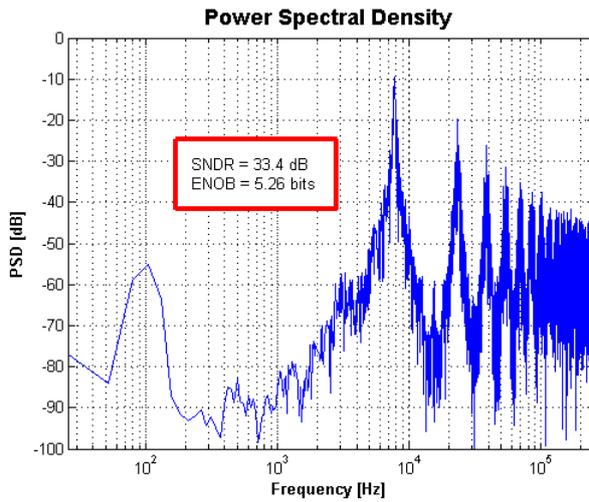
Le système étudié comporte plusieurs éléments perturbatoires générant du bruit. Afin de visualiser leur influence, une simulation système a été réalisée pour chacun des cas. Les résultats de ces simulations sont représentés sur les figures 3.41 et 3.40 où nous faisons apparaître la densité spectrale de sortie. La densité spectrale de sortie a l'avantage de faire apparaître à la fois, l'amplitude du signal reconstitué et le niveau de bruit. Ces densités spectrales ont été obtenues pour une accélération d'entrée de 0,1G. Grâce à ces représentations, il nous est possible de définir les sources de bruits les plus perturbantes afin de les minimiser. Dans notre cas, un effort doit être fourni afin de diminuer l'influence des sources de bruits électriques. Les sources de bruits les plus influentes sont : le bruit de commutations, le bruit de l'amplificateur et l'erreur liée aux imperfections du

quantificateur.

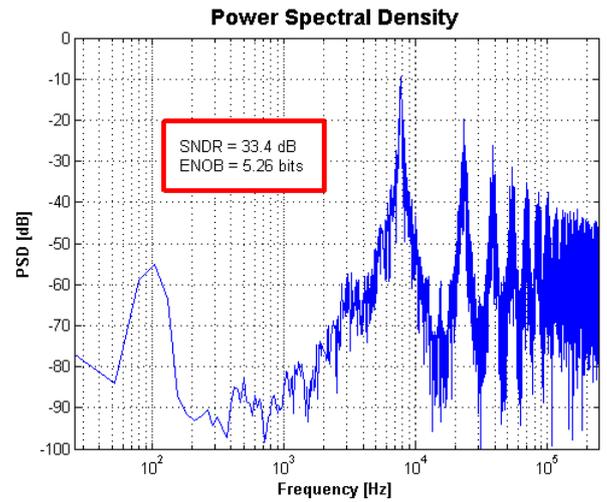


(a) Bruit : Brownien, inertielle, de quantification, de commutation, d'incertitude d'échantillonnage, d'amplification et d'imperfection du quantificateur (offset)

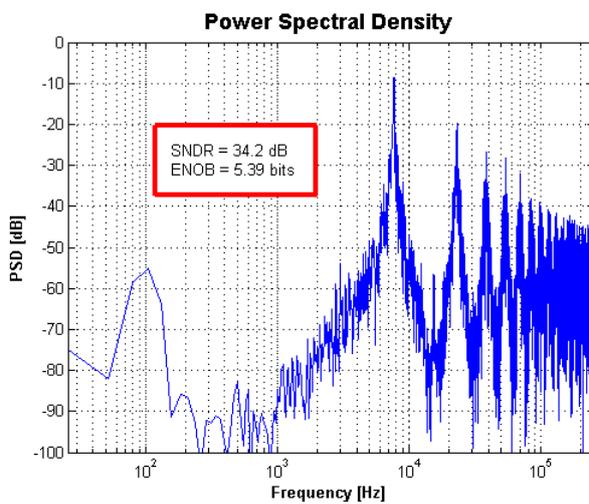
FIGURE 3.40 – Densité de puissance du signal de sortie pour la totalité des bruits



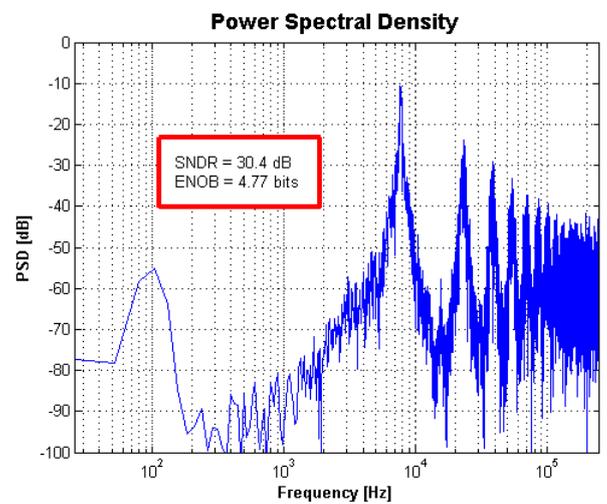
(a) Bruit Brownien de l'accéléromètre



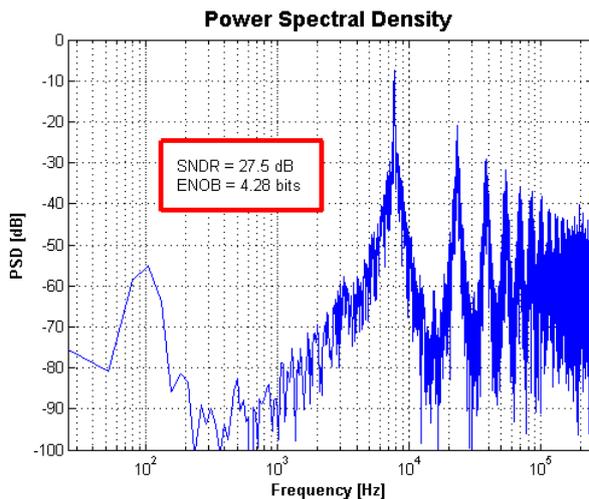
(b) Bruit inertielle en plus du bruit de la figure a



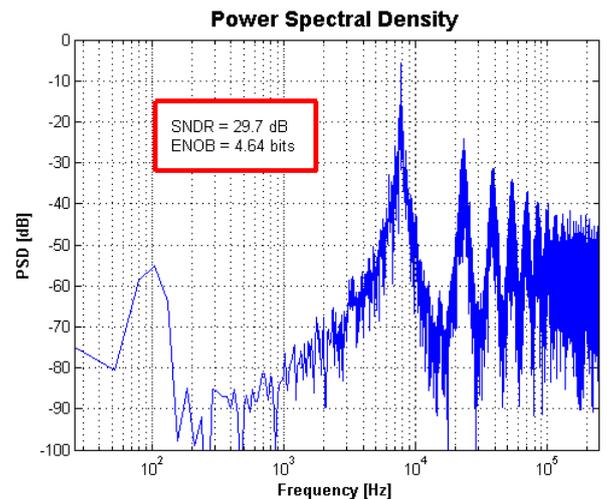
(c) Bruit de quantification en plus du bruit de la figure b



(d) Bruit de commutation en plus du bruit de la figure c



(e) Bruit d'incertitude d'échantillonnage en plus du bruit de la figure d

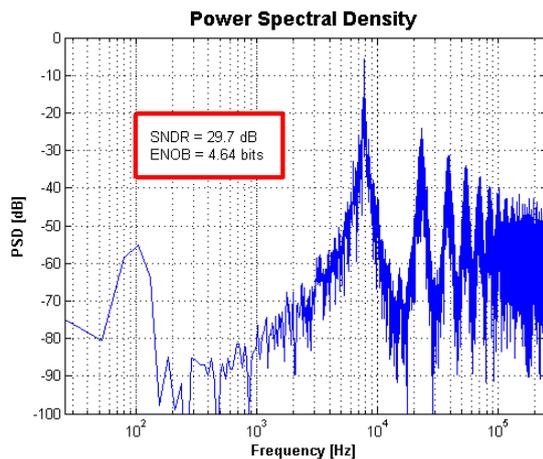


(f) Bruit d'amplification en plus du bruit de la figure e

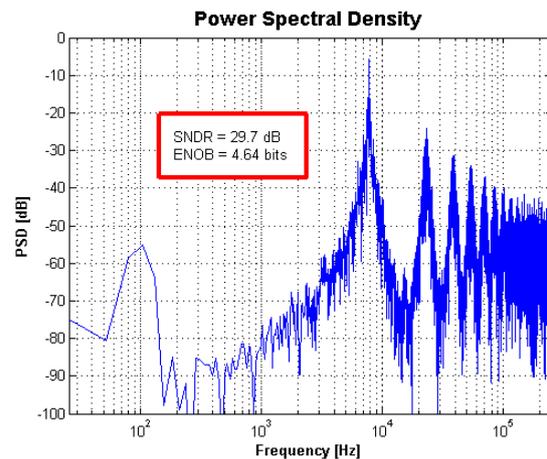
FIGURE 3.41 – Densité de puissance du signal de sortie pour différents bruits

3.5.3 Simulation système avec bruits et comportements perturbatoires

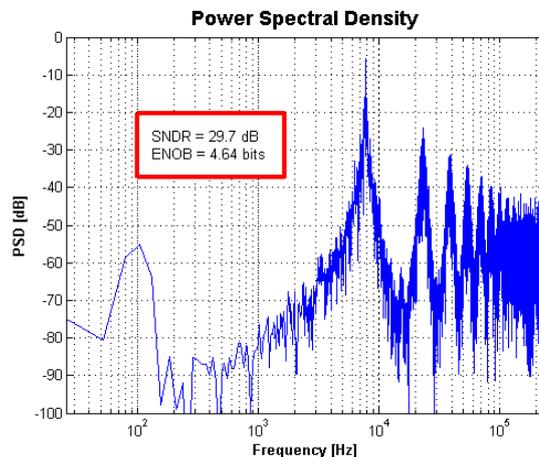
Une fois l'influence des bruits démontrée, nous rajoutons les blocs systèmes : de la vitesse de balayage (Slew rate), de la non linéarité, de l'interrupteur réel et du circuit de mise en forme des signaux de commande des interrupteurs. L'objectif de cette manipulation est de déterminer les éléments sensibles afin d'optimiser le fonctionnement du circuit. Dans ce paragraphe, nous utiliserons les densités spectrales, représentées figure 3.42, afin de visualiser l'influence de ces blocs.



(a) Influence de la vitesse de balayage



(b) Influence de la vitesse de balayage et de non linéarité



(c) Influence de la vitesse de balayage, de la non linéarité, de la mise en forme du signal de commande et de l'interrupteur réel

FIGURE 3.42 – Densité de puissance du signal de sortie pour la totalité des bruits et les blocs systèmes d'optimisation

Sur la figure 3.42, nous remarquons qu'il n'y a aucun changement. Cela s'explique, pour les interrupteurs, par le fait que les dimensions ont été augmentées afin de limiter le bruit et de diminuer le temps de charge des condensateurs. L'influence de la vitesse de balayage n'est pas visible dans notre cas, car les variations des tensions en sortie de l'amplificateur de charge ne dépassent pas la centaine de millivolts. Avec ce système, il est possible d'optimiser la vitesse de balayage afin de diminuer la consommation du système. Les variations des tensions de sortie de l'amplificateur de charge étant faibles, le phénomène de non linéarité n'est pas visible car nous travaillons dans le domaine linéaire

de l'amplificateur de charge.

3.5.4 Comparaisons des rapports signal sur bruit avec distorsion (SNDR)

Ces simulations nous ont permis de tracer le rapport signal sur bruit avec distorsion (SNDR) du convertisseur "Sigma Delta", représenté figure 3.43. Ce tracé permet d'évaluer les performances du convertisseur en exprimant le rapport entre la puissance du signal utile et la puissance du bruit. Dans ce cas, le bruit est obtenu en effectuant une différence entre le signal utile et le signal reconstitué à l'aide des données numériques. La réalisation de ce graphe nécessite l'emploi d'une accélération sinusoïdale d'une fréquence de 100Hz. La référence du graphique (0 dB) correspond à l'amplitude maximale du système (26,6G). Avec un tel système et une alimentation de 1,8V nous pouvons détecter une accélération de $\pm 26G$.

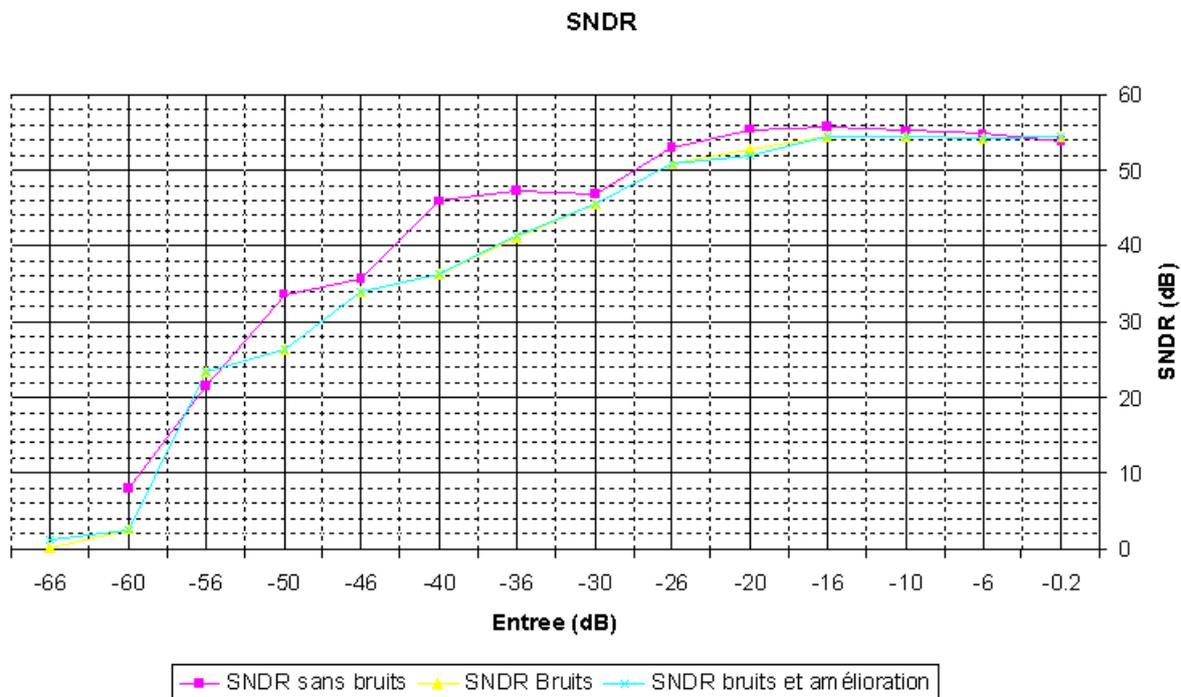


FIGURE 3.43 – Rapport signal sur bruit avec distorsion pour trois cas : sans bruit et sans amélioration, avec bruits et circuit complet

La représentation du SNDR affirme les conclusions réalisées dans les précédents paragraphes. L'influence du bruit sur le système est plus importante que la vitesse de balayage, la non-linéarité... Cela s'explique par le fait que les systèmes générant du bruit sont plus difficilement optimisables que la vitesse de balayage. Toutefois, il est possible d'augmenter les dimensions des transistors et des condensateurs afin de diminuer le niveau de bruit.

3.6 Conclusion et perspectives

Dans ce chapitre, nous avons présenté le fonctionnement et l'optimisation d'un convertisseur "Sigma-Delta". L'objectif de cette étude était de réaliser une simulation système de l'architecture "Sigma-Delta" afin d'optimiser les caractéristiques de chaque composant. Ainsi, des modèles de composants, de bruits et d'éléments perturbants comme la vitesse

de balayage ont été élaborés.

A la suite de cette étude, nous avons réalisé un circuit intégré en technologie CMOS $0,35\mu m$ sur une surface de $5mm^2$. Ce circuit a été testé de façon à réaliser une confrontation des modèles théoriques et expérimentaux. Les mesures qui en découleront seront exposées dans le quatrième chapitre.

La poursuite de ces travaux pourrait conduire à effectuer une simulation système pour un convertisseur "Sigma-Delta" d'ordre n et à réaliser des modèles de bas niveau.

Chapitre 4

Mesures et expérimentation

4.1 Introduction

Les outils de conception développés sous "Matlab" et "Matlab-Simulink", ont permis de réaliser des circuits intégrés en technologie SOIMUMPs, représentés figure 4.1.a et en technologie AMS 0,35 μm représentés figure 4.1.b. Le circuit intégré, réalisé en technologie

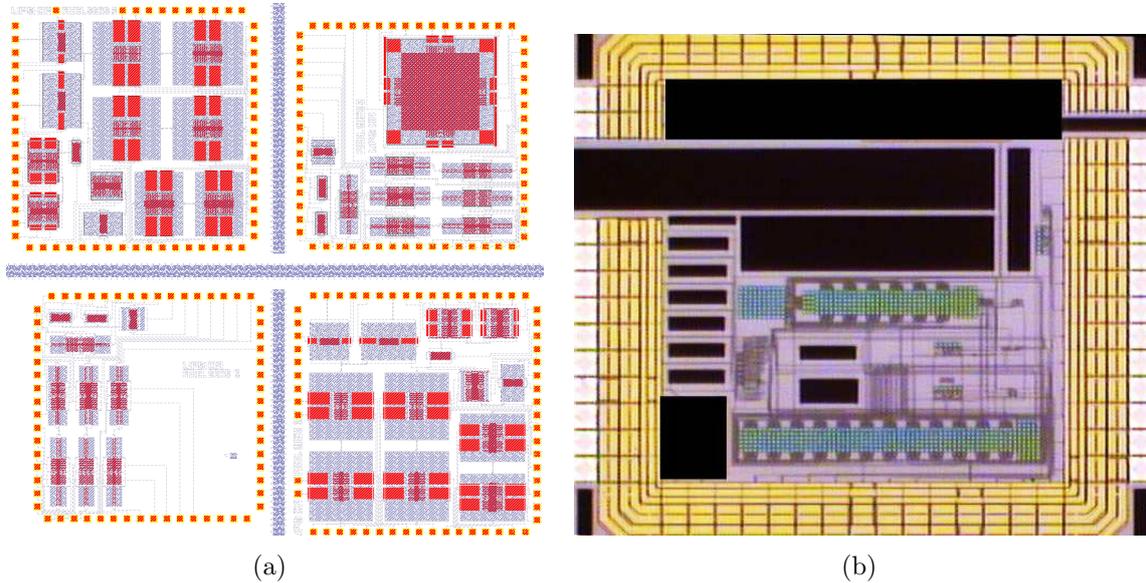


FIGURE 4.1 – Circuit intégré réalisé en technologie SOIMUMPs (a) et AMS CMOS 0,35 μm (b)

SOIMUMPs, comporte une trentaine d'accéléromètres capacitifs dont les dimensions ont été calculées à l'aide du logiciel de prédimensionnement réalisé sous "Matlab" et illustré dans le deuxième chapitre. Ce logiciel a permis d'établir les paramètres pour chaque capteur selon une méthode que nous détaillerons par la suite plus longuement. Ainsi, en confrontant les fonctions de transfert calculées et mesurées, il sera possible de valider ce logiciel de prédimensionnement. La réalisation de cette opération sera plus amplement détaillée dans la deuxième partie de ce chapitre.

Le circuit intégré que nous avons réalisé en technologie CMOS 0,35 μm , voir figure 4.1, comporte : un amplificateur à transconductance associé à son circuit de polarisation et un convertisseur "Sigma-Delta". La simulation système, réalisée sous "Matlab-Simulink", a permis une meilleure compréhension du fonctionnement du convertisseur "Sigma-Delta". Elle a également permis la détermination des spécifications de chaque fonction électronique. Là aussi, une méthode a été mise en place afin d'obtenir ces spécifications. La dernière partie de ce chapitre portera sur la mesure de l'amplificateur à transconductance et sur la mesure de la densité spectrale en puissance, en sortie du convertisseur, afin de valider les modèles et les paramètres établis lors de la simulation système.

4.2 Méthodologies de conceptions pour les circuits intégrés

La réalisation de ces travaux a conduit au développement de deux méthodes de conception. Ces méthodes ont été définies de façon à diminuer le temps de conception en tenant compte des spécifications de l'application. La première méthode porte sur le prédimensionnement de la géométrie du capteur. La seconde sur le prédimensionnement de l'électronique de traitement. Ces deux méthodes, sont décrites dans les paragraphes qui suivent.

4.2.1 Méthodologies de conception pour les accéléromètres capacitifs

La conception des accéléromètres a été effectuée selon la méthode représentée figure 4.2.

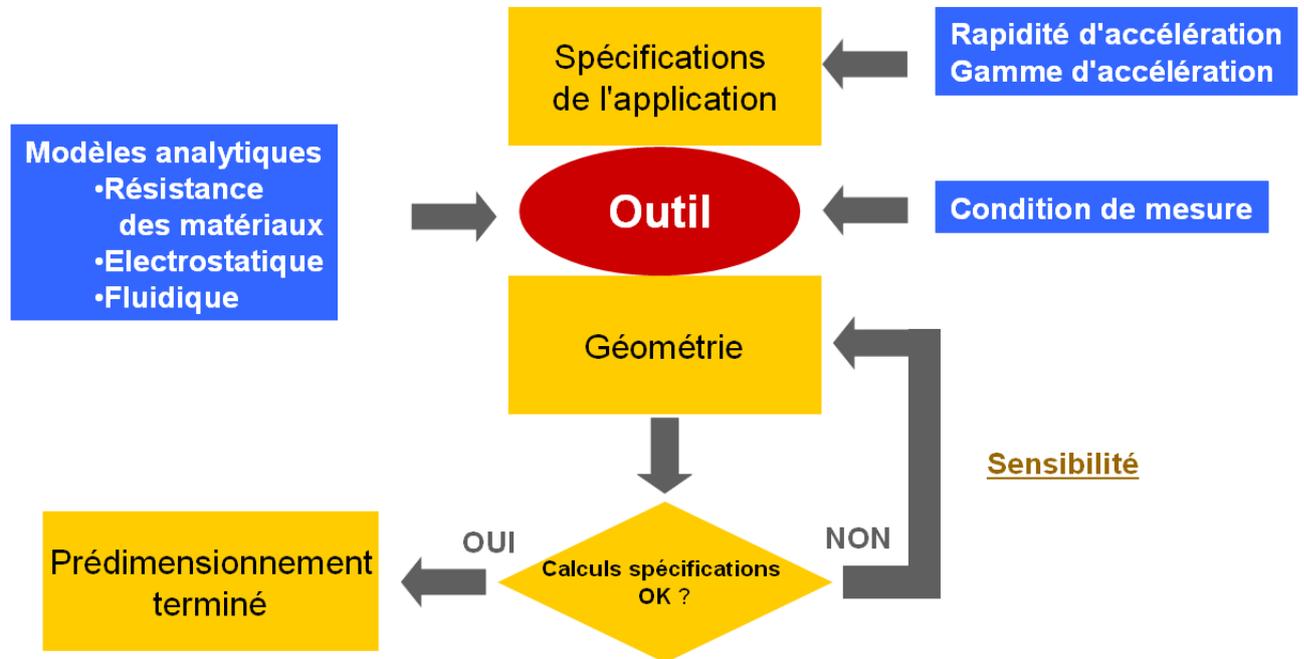


FIGURE 4.2 – Méthodologie de pré-dimensionnement d'accéléromètre capacitif

L'acheminement des étapes est réalisé de façon à obtenir les dimensions géométriques des accéléromètres capacitifs. La première étape consiste à renseigner l'outil par les spécifications techniques. De ces spécifications techniques, nous allons déterminer les paramètres du modèle du capteur. Pour ce faire, un des paramètres du modèle doit être fixé. Dans notre cas, nous avons défini la raideur du système. Par la suite, nous calculons la masse sismique du système en fonction du temps de réaction (bande passante). Il est à rappeler que la masse sismique intervient dans le calcul de la sensibilité. Ainsi, plus la raideur du système est importante, plus la masse sismique, pour une même temps de réaction, est importante et plus la sensibilité est grande.

Une fois la masse et la raideur du système définies, nous optimisons la capacité de mesure en fonction de l'accélération d'équilibre. La capacité de mesure est déterminée de façon à avoir la plus grande linéarité de mesure sur la plage d'excursion du capteur. Une fois ces paramètres réglés, l'outil de pré-dimensionnement fournit une géométrie du capteur en fonction du choix de la technologie et du choix de la géométrie du ressort.

En parallèle à ces opérations, le logiciel de pré-dimensionnement calcule les paramètres du modèle du capteur afin de les comparer aux spécifications de l'application. Dans le cas où la sensibilité proposée par l'outil logiciel est inférieure à la sensibilité imposée par les spécifications de l'application, il est possible de modifier la géométrie du capteur. Cette modification est effectuée sur la masse sismique par le rajout d'orifices. Ces orifices ont pour effet de limiter l'influence du coefficient d'amortissement. A la fin de cette modification, le pré-dimensionnement du capteur est terminé. L'étape suivante consistera à optimiser la géométrie du capteur par une étude d'éléments finis.

4.2.2 Méthodologies de conception pour les convertisseurs "Sigma-Delta"

La conception du convertisseur "Sigma-Delta" a été réalisée selon la méthodologie représentée figure 4.3.

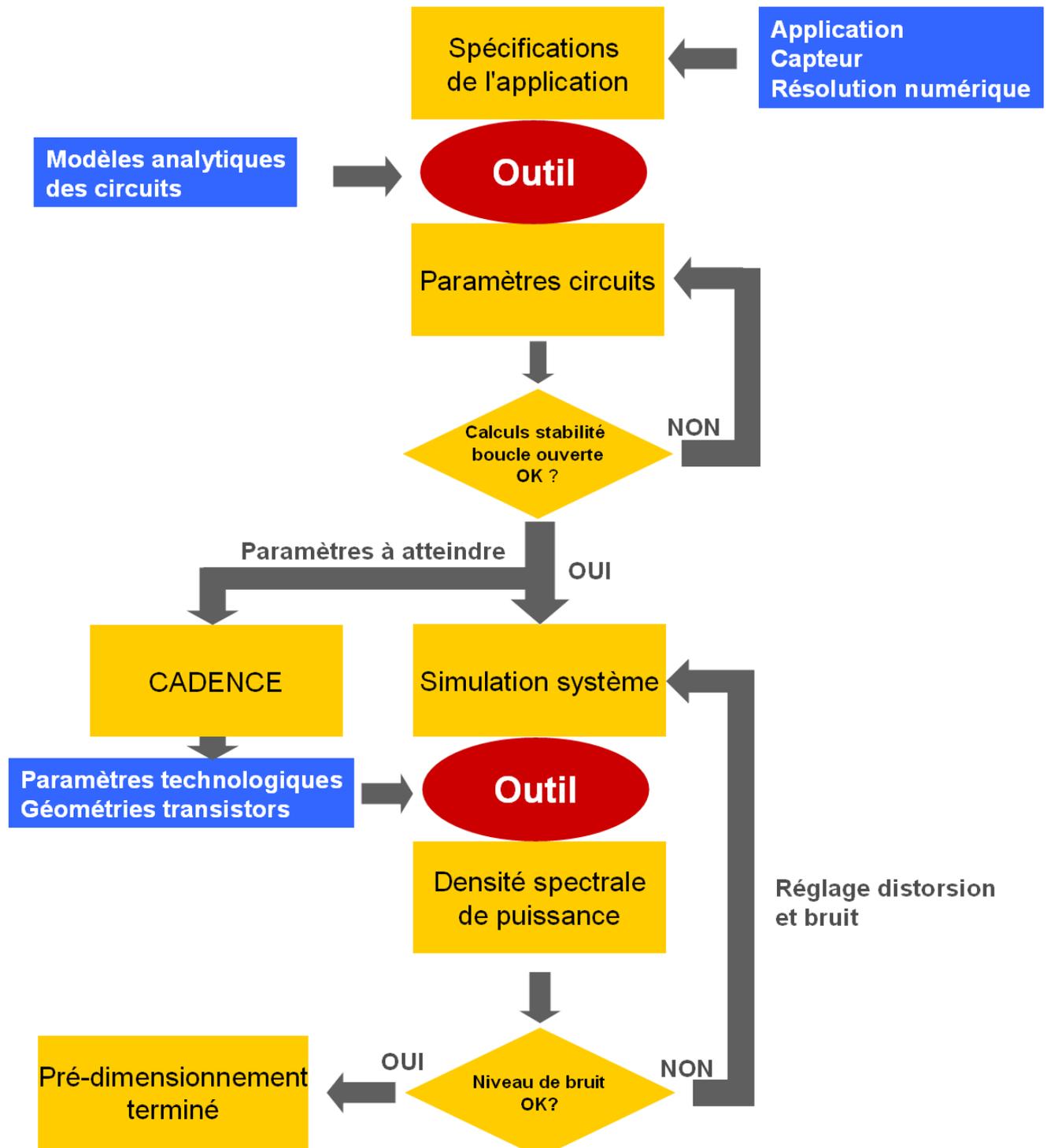


FIGURE 4.3 – Méthodologie de pré-dimensionnement de convertisseur "Sigma-Delta"

La finalité de cette méthodologie est de définir les paramètres électriques de chaque fonction électronique. Ce sont les modèles analytiques associés aux spécifications de l'application, au modèle du capteur et à la résolution du convertisseur qui permettent de définir ces paramètres.

L'ensemble des paramètres est ensuite exploité pour réaliser une étude de stabilité. Selon le résultat obtenu, il est possible de modifier quelques uns de ces paramètres afin d'assurer la stabilité du système.

Après vérification de la stabilité du système, l'utilisateur procède à la conception des circuits électroniques. Cette conception s'effectue sous CADENCE afin de déterminer les dimensions des transistors. Ces dimensions vont renseigner les modèles de bruit de l'outil de pré-dimensionnement en vue de réaliser une simulation système. Ainsi, la simulation système va permettre d'optimiser les dimensions des transistors afin de réduire le niveau de bruit et d'augmenter ainsi la sensibilité. Une fois tout ceci réalisé, l'utilisateur passe alors à la conception du circuit intégré.

4.3 Caractérisation des accéléromètres capacitifs réalisés en technologies SOIMUMPs

Les accéléromètres capacitifs que nous allons étudier, ont été réalisés en technologie SOIMUMPs pour une épaisseur de silicium de $10\mu m$. L'épaisseur ainsi choisie permet de réduire l'encombrement lié aux dimensions des condensateurs. Ces accéléromètres sont composés d'une structure interdigitée mobile. Les armatures fixes permettent la mesure de quatre capacités différentes. De nombreuses configurations de câblage sont donc permises. Ainsi, il est possible de limiter l'influence des accélérations ne correspondant pas à l'axe de mesure en câblant l'accéléromètre comme sur la figure 4.4.

Dans le cadre de la caractérisation de l'accéléromètre, il est également possible d'utiliser ces armatures fixes afin de reproduire le mode de fonctionnement de l'accéléromètre, comme démontré dans [SSK03b]. La figure 4.5 illustre le câblage des armatures fixes en vue de la caractérisation de l'accéléromètre. Les armatures fixes des condensateurs $Cs11$ et $Cs21$ sont respectivement portées aux potentiels d'alimentation Vdd et Vee . Ces potentiels sont respectivement de $15V$ et $-15V$. Les deux autres armatures fixes, $Cs12$ et $Cs22$, servent à la mesure de la variation de la capacité tandis que l'armature libre est reliée à un signal sinusoïdal.

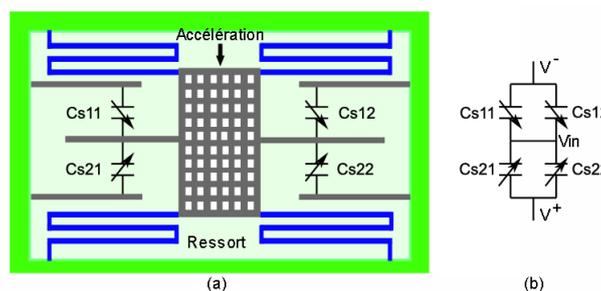


FIGURE 4.4 – Schéma de conception de l'accéléromètre (a) et câblage de fonctionnement selon un axe de mesure (b)

Dans le paragraphe 3.2.2, il a été fait part de l'influence des armatures fixes sur l'armature mobile lorsque celles-ci ont leurs potentiels opposés. Ainsi, lorsque le potentiel de l'armature libre correspond au point milieu des tensions d'alimentation, cette armature est à égale distance des armatures fixes. Le fait d'appliquer une tension variable sur l'armature libre entraîne un déplacement de celle-ci. Le câblage ainsi réalisé permet donc de faire varier les capacités.

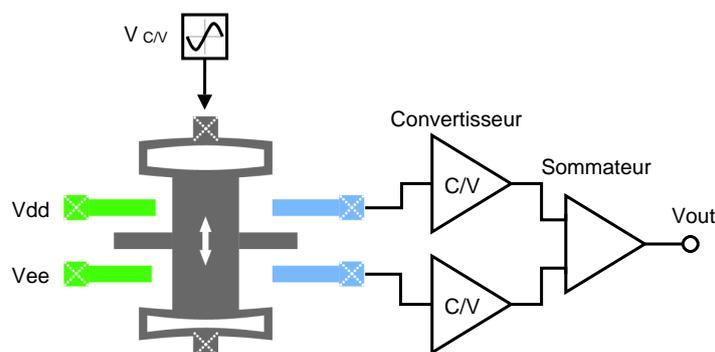


FIGURE 4.5 – Principe de câblage de l'accéléromètre en phase de caractérisation

L'autre partie du câblage permet de mesurer la variation des capacités grâce au signal sinusoïdal appliqué sur l'armature libre. La variation des capacités permet d'effectuer une variation de charge qui, une fois convertie en tension, peut être mesurée. La figure 4.6 représente le schéma du circuit de mesure qui est composé de deux convertisseurs courant-tension suivis d'un sommateur. Le convertisseur courant-tension est en fait un amplificateur à transimpédance décrit dans le paragraphe 1.3.1.1. Le sommateur sert à reconstituer la fonction de transfert du capteur en effectuant une différence sur les deux signaux de sorties des convertisseurs. Ce circuit de mesure est composé de : quatre condensateurs, $Cs11$ $Cs12$ $Cs21$ et $Cs22$, de 40 fF , de deux condensateurs $C1$ de $0,1\text{ nF}$, de deux résistances $R1$ de $150\text{ k}\Omega$, de deux résistances $R2$ de $1\text{ k}\Omega$, de deux résistances $R3$ de $10\text{ k}\Omega$ et de deux amplificateurs $TL082$. Ce circuit a été modélisé sous "Matlab" afin de déterminer le fonctionnement de l'ensemble électronique associé au capteur.

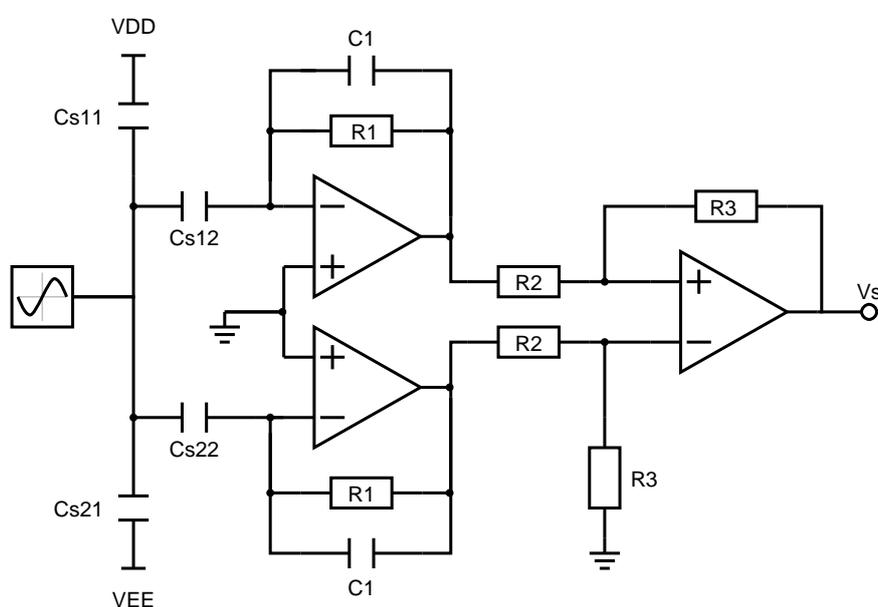
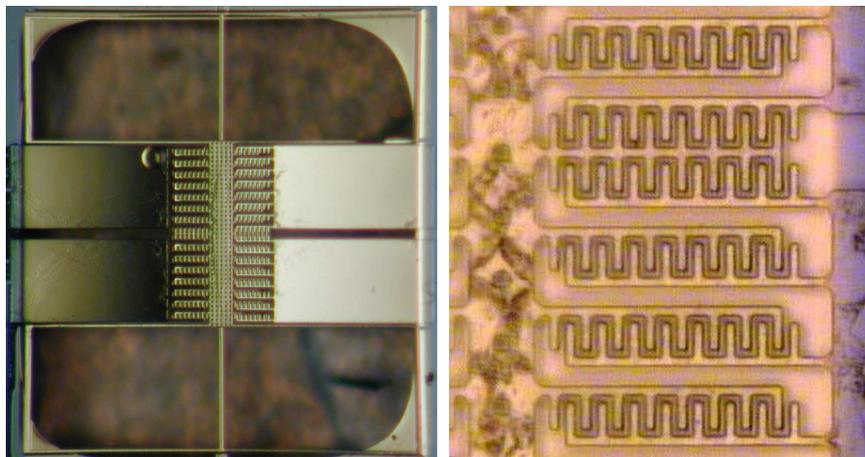


FIGURE 4.6 – Schéma du circuit de mesure de l'accéléromètre capacitif

Le logiciel développé sous "Matlab" a permis de définir les dimensions et les modèles physiques de plusieurs capteurs. Ces capteurs ont été réalisés de façon à fonctionner sous une alimentation allant de $1,2\text{ V}$ à $1,8\text{ V}$. Le tableau 4.1 répertorie les dimensions de deux accéléromètres illustrés figure 4.7. Le tableau 4.2 répertorie les paramètres du modèle des deux accéléromètres pour les tensions appliquées par le circuit de mesure.

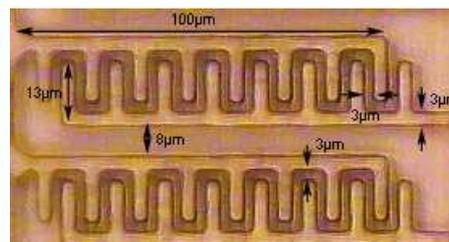
TABLE 4.1 – Dimensions du masque du capteur réalisé

Capteur	S_10_1_6_4,5	U_2_5_6_3
Largeur du support mécanique	$15\mu m$	$60\mu m$
Longueur du support mécanique	$461\mu m$	$492\mu m$
Côté d'un trou	$6\mu m$	$6\mu m$
Nombre de trous	30	205
Largeur des peignes	$3\mu m$	$3\mu m$
Longueur des peignes	$100\mu m$	$100\mu m$
Nombre de peignes	30	30
Espacement minimal entre peignes de mesure	$3\mu m$	$3\mu m$
Espacement maximal entre peignes de mesure	$8\mu m$	$8\mu m$
Largeur des sous-peignes	$3\mu m$	$3\mu m$
Longueur des sous-peignes	$13\mu m$	$13\mu m$
Nombre de sous-peignes par peigne	8	8
Espacement entre sous-peignes	$3\mu m$	$3\mu m$
Type de ressort	en Serpentin	en U
Longueur poutre Lb1	$19\mu m$	$500\mu m$
Largeur poutre Lb1	$3\mu m$	$5,5\mu m$
Longueur poutre Lt	$51,25\mu m$	$330\mu m$
Largeur poutre Lt	$3\mu m$	$12,5\mu m$
Longueur poutre Lb2	0	$474,5\mu m$
Largeur poutre Lb2	0	$5,5\mu m$
Nombre de serpentins	5	0



(a) Accéléromètre U 2 5 6 3

(b) Accéléromètre S 10 1 6 4,5



(c) Agrandissement d'une structure interdigitée

FIGURE 4.7 – Représentation des accéléromètres capacitifs (a), (b) et d'une partie de ses armatures

TABLE 4.2 – Paramètres du modèle du capteur, calculés à l'aide de l'outil logiciel pour une tension de 15 V

Capteur	S_10_1_6_4.5	U_2_5_6_3
Masse sismique	654.10^{-12} kg	$1,41.10^{-9} \text{ kg}$
Coefficient de raideur selon l'axe x	$7,5 \text{ Nm}^{-1}$	$0,47 \text{ Nm}^{-1}$
Coefficient de raideur selon l'axe y	659 Nm^{-1}	$4,75 \text{ Nm}^{-1}$
Coefficient de raideur selon l'axe z	27 Nm^{-1}	7 Nm^{-1}
Coefficient de frottement	$6,13.10^{-6} \text{ N s/m}$	$6,34.10^{-6} \text{ N s/m}$
Capacité de mesure	84.9 fF	84.9 fF
Bruit mécanique	$487 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$	$229 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$
Pulsation de résonance	$107,6.10^3 \text{ rad/s}$	$18,2.10^3 \text{ rad/s}$
Tension d'alimentation	15V	15V
Pression	101325 Pa	101325 Pa

4.3.1 Mesures et simulations du comportement des capteurs associés à l'électronique de conditionnement

A l'aide des modèles des accéléromètres, il a été possible de simuler et donc de tracer les fonctions de transferts des capteurs associés aux circuits de mesure. Ces fonctions de transferts sont représentées sur les figures 4.8 et 4.9 où est associée la fonction de transfert réelle du circuit de mesure du capteur. Nous remarquons une différence entre la fréquence propre d'oscillation théorique et la fréquence propre d'oscillation mesurée. Afin d'identifier cette différence, nous avons réalisé de nouvelles simulations en faisant varier les dimensions des capteurs. Nous avons associé les variations de dimensions à une erreur de gravure. Selon l'architecture et la configuration du circuit de mesure, cette erreur de gravure augmente ou diminue la pulsation de résonance. La fabrication de composants en technologie SOIMUMPs peut engendrer une erreur de gravure de $\pm 0,25 \mu\text{m}$. Nous avons simulé les effets de cette erreur sur les capteurs réalisés. Les résultats de ces simulations sont représentées sur les figures 4.10 et 4.11. Avec ces résultats de simulation, nous remarquons que la fréquence de résonance des accéléromètres se trouve dans la plage d'erreur de gravure. Dans notre cas, l'erreur de gravure est de type sous-gravure. Cette sous-gravure entraîne une diminution de l'espacement des armatures et par ce fait une augmentation des condensateurs et une augmentation de la raideur électromagnétique. Cependant, nous remarquons que l'influence de l'erreur de gravure est différente sur les deux fonctions de transferts.

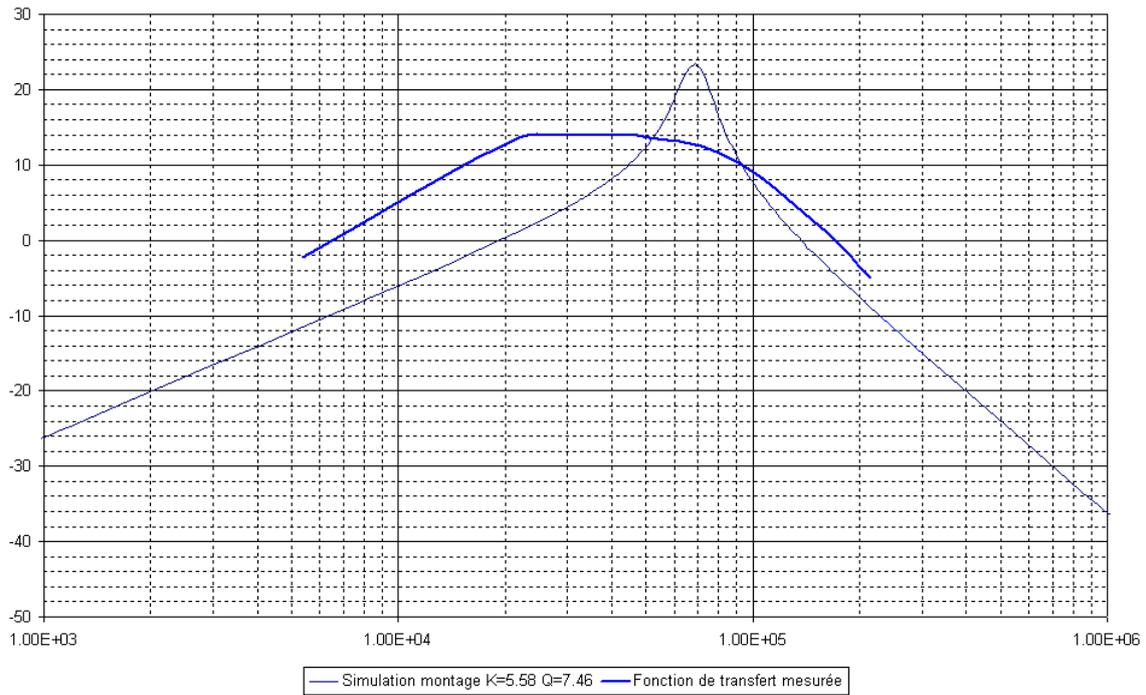


FIGURE 4.8 – Fonction de transfert mesurée avec la fonction de transfert établie par le logiciel "Matlab" pour l'accéléromètre S_10_1_6_4,5

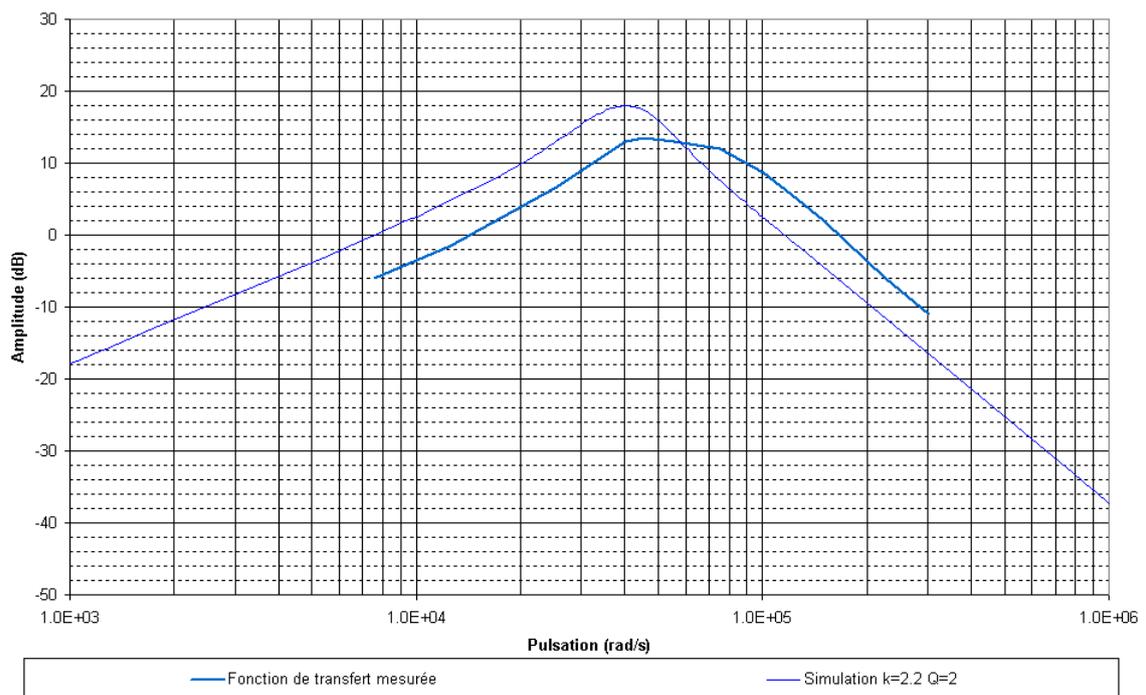


FIGURE 4.9 – Fonction de transfert mesurée avec la fonction de transfert établie par le logiciel "Matlab" pour l'accéléromètre U_2_5_6_3

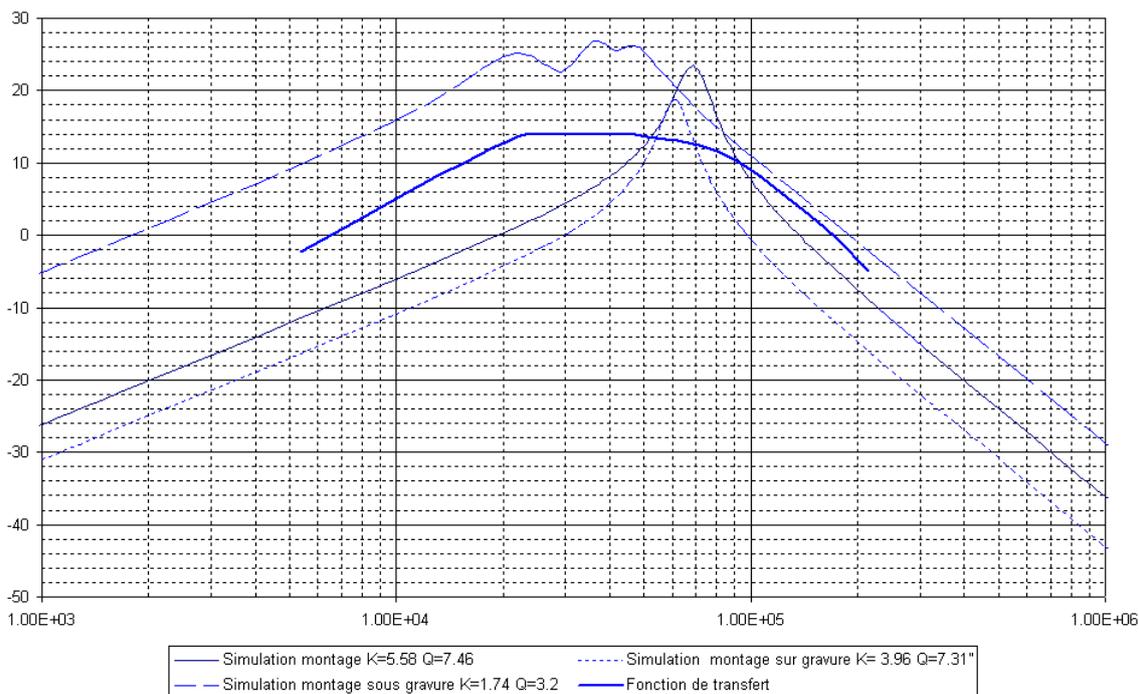


FIGURE 4.10 – Fonction de transfert mesurée avec les fonctions de transferts établies par le logiciel "Matlab" pour l'accéléromètre S_10_1_6_4,5

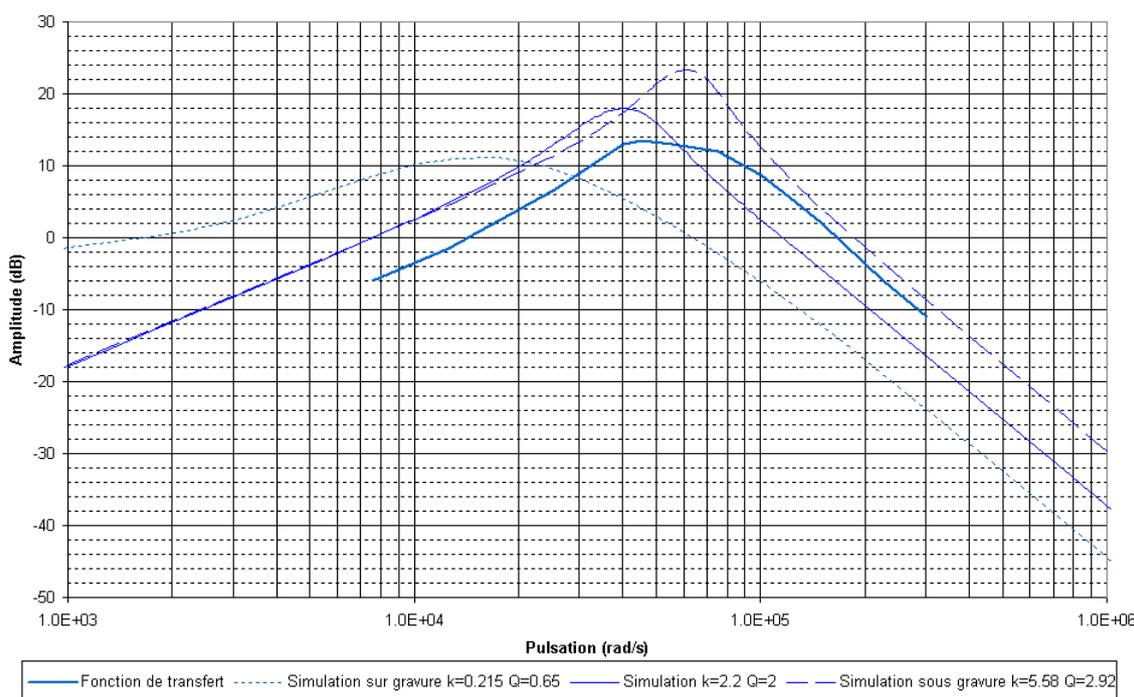


FIGURE 4.11 – Fonction de transfert mesurée avec les fonctions de transferts établies par le logiciel "Matlab" pour l'accéléromètre U_2_5_6_3

4.3.2 Identification des différences de comportement entre les accéléromètres

Dans un premier temps, nous constatons, sur la figure 4.10, que l'erreur de sous gravure diminue la fréquence de résonance tandis que sur le second capteur, représenté figure

4.11, l'erreur de sous gravure augmente la fréquence de résonance. Or, les paramètres influant sur la fréquence de résonance sont : la masse sismique et la raideur effective. En ce qui concerne la masse sismique du capteur, décrite au paragraphe 2.2.1.2, celle-ci est directement proportionnelle aux paramètres géométriques. *Ainsi, l'erreur de gravure a pour effet de diminuer la masse sismique pour une erreur de sur-gravure est d'augmenter la masse sismique pour une erreur de sous-gravure.* L'erreur de gravure produit donc le même effet sur les deux masses sismiques.

Pour sa part, la raideur effective, décrite au paragraphe 2.2.2, est dépendante à la fois de la raideur mécanique et de la raideur électrostatique. La raideur mécanique est totalement dépendante des paramètres géométriques tandis que la raideur électrostatique est à la fois dépendante des paramètres géométriques et des tensions d'alimentation.

La raideur mécanique est modifiée lorsque ses paramètres géométriques sont modifiés. A l'aide du logiciel "Matlab", présenté dans le chapitre 2, nous avons pu exprimer l'influence de l'erreur de gravure. *L'erreur de sur-gravure produit une diminution de 26 % de la raideur mécanique tandis que l'erreur de sous-gravure produit une augmentation de 30 % de la raideur mécanique.*

Dans notre système de mesure, les tensions d'alimentation sont de $\pm 15 V$. Ces tensions d'alimentation permettent de produire le minimum de charge nécessaire à la détection des circuits de mesures. Ces tensions d'alimentation produisent une raideur électrostatique de $2,1 N.m^{-1}$. Or, l'accéléromètre U_2_5_6_3 a été conçu pour avoir une raideur de $2 N.m^{-1}$ avec une tension de fonctionnement de $1,2 V$ à $1,8 V$. Dans ce cas, la raideur effective est à dominante électrostatique. Lorsque l'erreur est de type sous gravure, l'espacement des armatures est réduit, produisant ainsi une augmentation de la raideur électrostatique. Par effet boule de neige, cette erreur augmente à la fois la raideur effective et la fréquence de résonance.

L'accéléromètre S_10_1_6_4,5 a été conçu pour avoir une raideur de $10 N.m^{-1}$ avec une tension de fonctionnement de $1,2 V$ à $1,8 V$. Dans ce cas, malgré l'augmentation de la raideur électrostatique par l'effet de sous-gravure, la raideur effective est à dominante mécanique. Cela implique une diminution de la fréquence de résonance lorsque l'erreur est de type sous gravure.

L'étude réalisée dans ce paragraphe permet de mieux comprendre l'influence de l'erreur de gravure associée à de fortes tensions d'alimentation. Ainsi, lorsque la raideur effective est à dominante mécanique, la fréquence de résonance a tendance à diminuer avec l'erreur de gravure. Dans un cas, l'erreur de sur-gravure diminue la raideur du ressort et dans l'autre cas l'erreur de sous-gravure augmente la raideur électrostatique qui diminue la raideur effective. Lorsque la raideur effective est à dominante électrostatique la fréquence de résonance augmente pour une erreur de sous-gravure et diminue pour une erreur de sur-gravure.

Nous remarquons cependant, qu'il subsiste une différence entre les coefficients de qualité mesurés et les coefficients de qualité simulés.

4.3.3 Coefficients de qualité simulés et mesurés

La diminution de la raideur effective n'impacte pas que sur la fréquence de résonance du système. La raideur effective impacte également sur le coefficient de qualité. Ainsi, plus la raideur effective est petite, plus le coefficient de qualité est petit.

Néanmoins, le coefficient de qualité obtenu par l'outil de calcul est supérieur au coefficient de qualité mesuré. Cette différence provient du montage de mesure et de l'architecture de l'accéléromètre. Le montage utilisé mesure de très faibles variations de capacité. Ces variations sont converties par un amplificateur à transconductance. Cet amplificateur a été réalisé à l'aide de composants sur étages. Ces composants n'étant pas spécifiques,

ils nécessitent une tension d'entrée de quelques centaines de microvolts. Pour ce faire, nous avons utilisé un signal sinusoïdal de quinze volts, relié à l'armature libre avec les tensions d'alimentation reliées aux armatures fixes. Avec un tel système, nous avons généré une force électrostatique de $0,41 \mu N$ qui, d'après les calculs, produit un déplacement de $0,7 \mu m$ pour une raideur effective de $1,74 N.m^{-1}$. Cette force que nous avons calculée est définie pour un fonctionnement de l'accéléromètre en dehors de la fréquence de résonance. Le déplacement de l'accéléromètre étant amplifié pour la fréquence de résonance nous obtenons, par simulation, un déplacement maximal de $5,4 \mu m$. Or notre système a été conçu avec des butées mécaniques autorisant un déplacement maximal de $2 \mu m$. Ces butées ont été réalisées afin d'éviter la destruction de l'accéléromètre par le collage des armatures. Avec le système des butées, l'accéléromètre ne peut se déplacer que de deux micromètres. C'est pourquoi, sans l'excursion totale de l'accéléromètre, nous ne pouvons mesurer correctement le coefficient de qualité.

4.4 Procédure de validation des fonctions électroniques réalisées en technologie AMS CMOS $0,35 \mu m$

Le circuit intégré, que nous avons réalisé en technologie CMOS $0,35 \mu m$, représenté figure 4.12, comporte un amplificateur à transconductance associé à son circuit de polarisation et un convertisseur "Sigma-Delta". Le convertisseur "Sigma-Delta" est décomposé

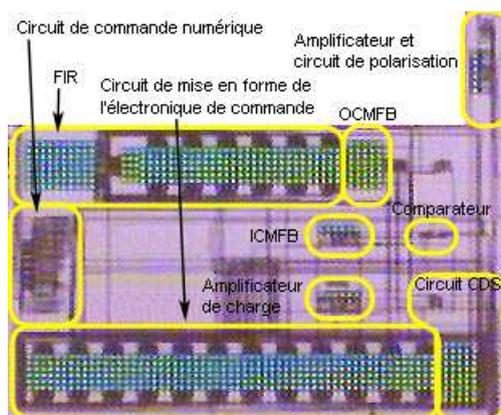


FIGURE 4.12 – Circuit intégré réalisé en technologie AMS CMOS $0,35 \mu m$

en deux sous ensembles : une fonction électronique de commande numérique générant les différents signaux numériques de séquençage du convertisseur, représentée figure 4.13 et une fonction électronique de détection représentée figure 4.14. Nous allons d'abord vérifier le fonctionnement en basse tension des circuits composant l'électronique de détection intégrant le traitement du signal issu du capteur. Ensuite, nous visualiserons le fonctionnement du convertisseur "Sigma-Delta".

4.4.1 Fonctionnement de l'électronique en basse tension

La chaîne de traitement électronique a été conçue pour une alimentation de $1,2 V$, ceci afin d'intégrer l'ensemble capteur et électronique dans un système portable de faible consommation. La validité de ce fonctionnement dépend du comportement des différents éléments qui composent la chaîne de traitement. Ces éléments sont l'amplificateur, le circuit de polarisation et le circuit de mise en forme du signal de l'électronique de commande des interrupteurs.

4.4.1.1 Détermination du fonctionnement en basse tension de l'amplificateur et de son circuit de polarisation

Lors de la réalisation de la puce électronique, nous avons isolé un amplificateur avec son circuit de polarisation de façon à les tester indépendamment. Le circuit de polarisation, représenté figure 4.15, permet de définir le gain et le point de polarisation de la paire différentielle de l'amplificateur à transconductance représenté figure 4.16.

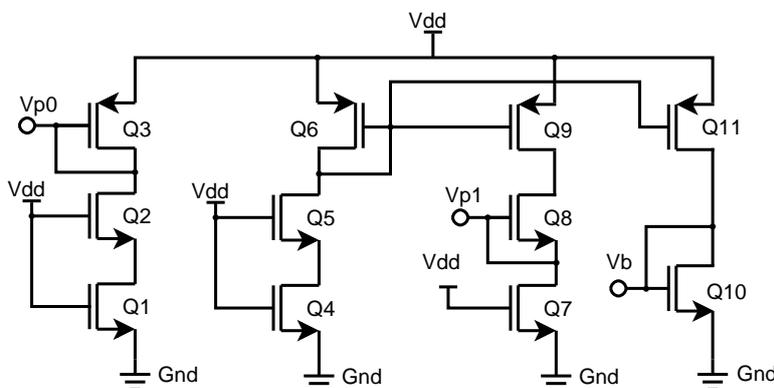


FIGURE 4.15 – Représentation du circuit de polarisation

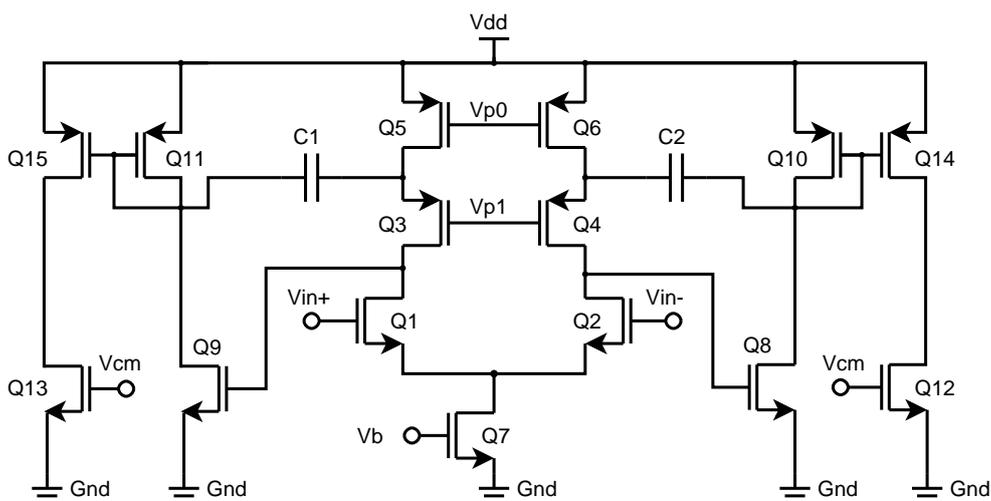


FIGURE 4.16 – Représentation de l'amplificateur à transconductance

La validité du fonctionnement de ces deux circuits a été réalisée suivant le schéma de mesure représenté figure 4.17. Apparaissent sur cette figure, les sorties des tensions de polarisation V_b , V_{p0} , V_{p1} , les entrées V_{in}^+ , V_{in}^- , les sorties V_{out}^+ , V_{out}^- de l'amplificateur et le circuit de charge représentant le câblage et les appareils de mesure. La simulation système, réalisée sous "Matlab-Simulink", a permis de déterminer la tension de polarisation V_b nécessaire au correcteur de mode commun en sortie de l'intégrateur. Cette simulation système a également permis de définir le gain de l'amplificateur, sa fréquence de transition et sa vitesse de balayage (Slew Rate) afin d'assurer son fonctionnement en basse tension. D'autre part, les tensions V_{p0} et V_{p1} réalisent la polarisation de la paire différentielle de l'amplificateur, de façon à obtenir l'excursion maximale en tension. Le tableau 4.3 répertorie à la fois les tensions de polarisation et la composante continue en entrée de l'amplificateur en fonction de la tension d'alimentation. La tension d'entrée V_{in} représente la tension commune aux deux entrées pour laquelle, les tensions de sortie de l'amplificateur sont à la moitié de la tension d'alimentation.

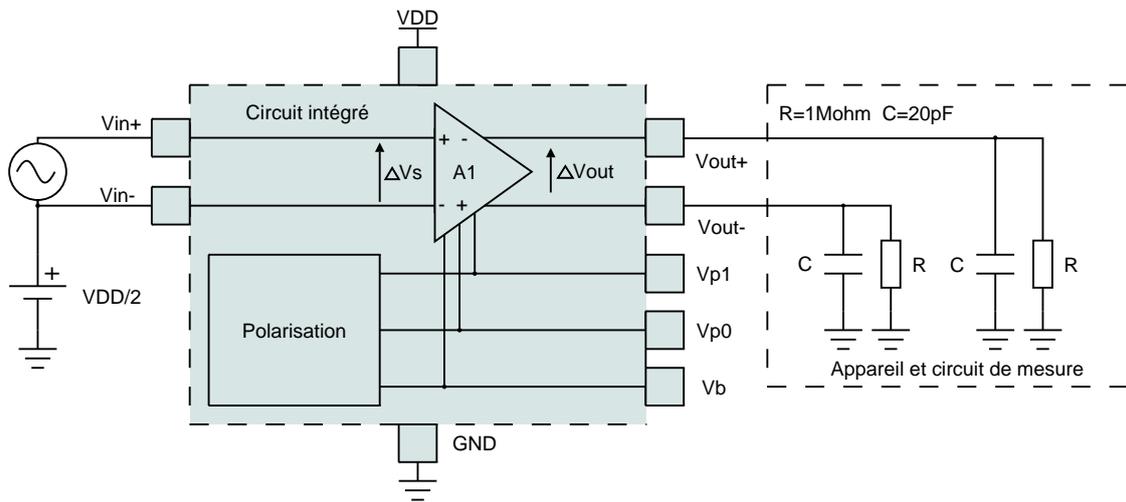


FIGURE 4.17 – Schéma de mesure de l'amplificateur et de son circuit de polarisation

TABLE 4.3 – Tensions du circuit de polarisation et des sorties de l'amplificateur en fonction de l'alimentation

VDD	1,2			1,8			2,2		
	Simulée Matlab	Simulée Cadence	Mesurée	Simulée Matlab	Simulée Cadence	Mesurée	Simulée Matlab	Simulée Cadence	Mesurée
Vb	710mV	710mV	716mV	883mV	883mV	920mV	1V	1V	1,06V
$Vp0$	X	253,6mV	240mV	X	649mV	608mV	X	965mV	886mV
$Vp1$	X	127,5mV	128mV	X	280mV	296mV	X	401,6mV	425mV
Vin	600mV	592,7mV	568mV	900mV	725mV	712mV	1,1V	767mV	790mV

En nous attardant sur les valeurs du signal Vin , nous remarquons que le point milieu en entrée de l'amplificateur est inférieur à la moitié de la tension d'alimentation. Ce phénomène est beaucoup plus observable lorsque la tension d'alimentation augmente. En effet, cet amplificateur a été réalisé afin de fonctionner pour une tension d'alimentation variant entre 1,2V et 1,8V. De plus, l'amplificateur utilisé est associé à un correcteur de mode commun qui corrige la tension de polarisation Vb pour minimiser le mode commun de sortie.

L'étude en fréquence de l'amplificateur a été réalisée en utilisant le schéma de câblage de la figure 4.17. Dans un premier temps, le gain de l'amplificateur a été déterminé lors de la simulation système, sous "Matlab-Simulink", de façon à limiter l'influence des capacités parasites, situées aux entrées de l'amplificateur. La fréquence de transition a également été déterminée lors de la simulation système. Elle intervient dans l'élaboration de la fréquence maximum à amplitude maximum FPB (Full Power Bandwidth). Le gain en boucle ouverte et la fréquence de transition de l'amplificateur ont été établis sur "Matlab-Simulink", de façon à palier à la présence d'une capacité parasite de 1pF due au bonding aux bornes de ses entrées. Le gain et la fréquence obtenus sont de 100 dB pour l'un et 100 MHz pour l'autre. La figure 4.18 représente les résultats obtenus lors de la mesure. Sur cette figure, nous avons rajouté une courbe de tendance afin de permettre une meilleure comparaison entre les résultats de mesure et les résultats de simulation.

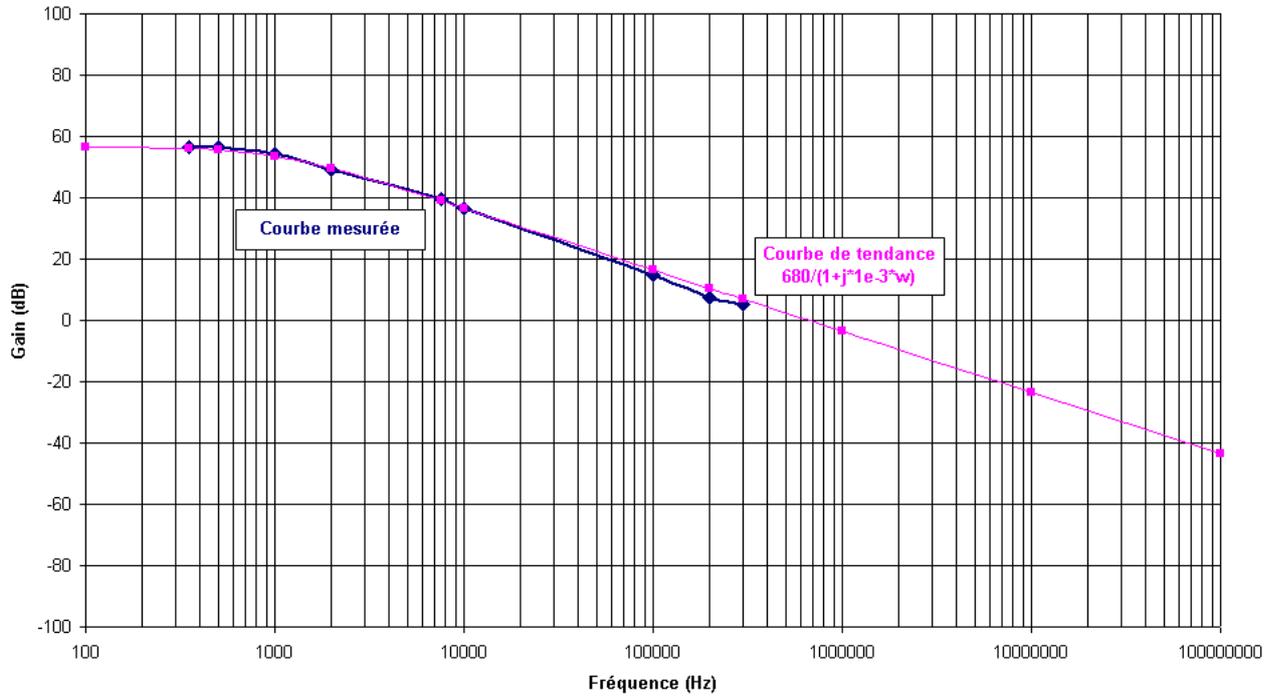


FIGURE 4.18 – Fonction de transfert mesurée de l’amplificateur

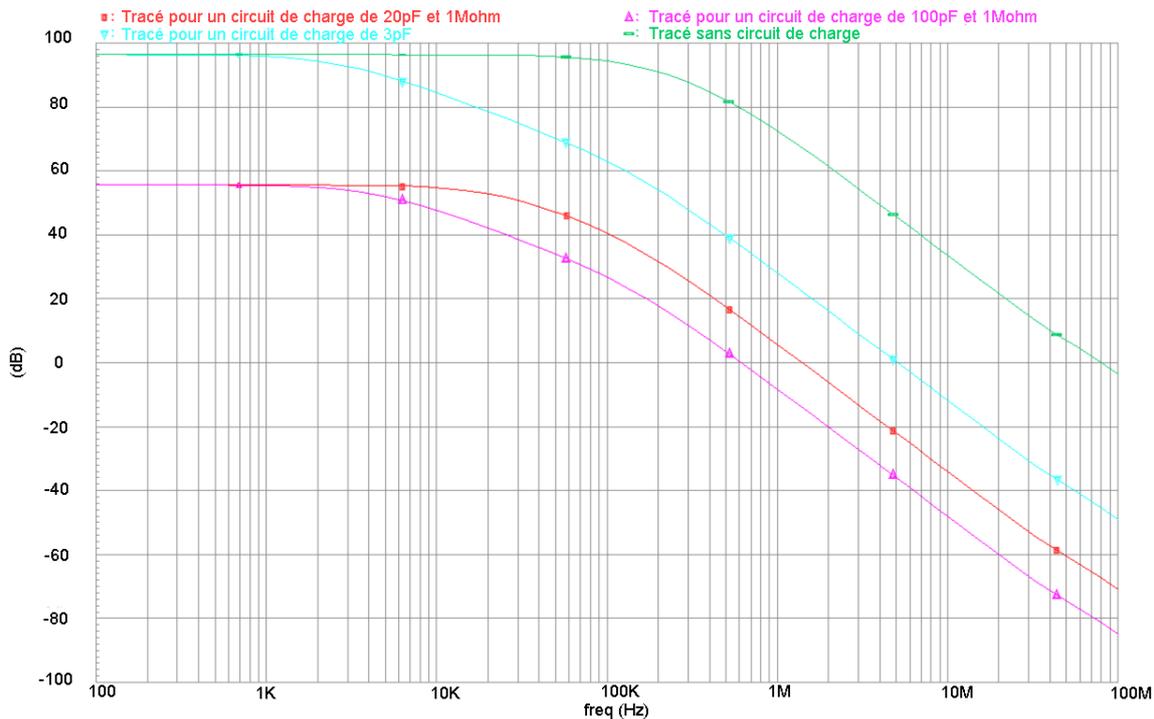


FIGURE 4.19 – Fonction de transfert de l’amplificateur simulée sous CADENCE

Ces résultats étant différents des résultats obtenus lors des simulations sous "Cadence", nous avons été amenés à réaliser de nouvelles simulations. Ces résultats de simulation, représentés figure 4.19, ont été réalisés en prenant en compte 3 cas : la capacité de charge du circuit ($3pF$) seule, l'impédance d'entrée de l'appareil de mesure seule et enfin l'impédance de câblage (boîtier, bonding, connecteur SMA) ajoutée à l'impédance d'entrée de l'appareil de mesure. L'appareil de mesure utilisé dans ici est un oscilloscope TDS 2002 de chez Tektronix, dont l'impédance d'entrée est constituée d'une capacité de $20pF$ en parallèle d'une résistance de $1M\Omega$. Grâce à ces simulations, nous voyons qu'une impédance

de 100pF donne un tracé de Bode correspondant à la mesure. Il a donc été possible de déterminer empiriquement la capacité de câblage qui est d'environ 80pF.

La vitesse de balayage de l'amplificateur est représentée dans le tableau 4.4 et dans la figure 4.20. Nous retrouvons, dans la figure 4.20, les résultats obtenus sous "Cadence" pour trois circuits de charge. Le tableau répertorie la vitesse de balayage, définie par l'étude

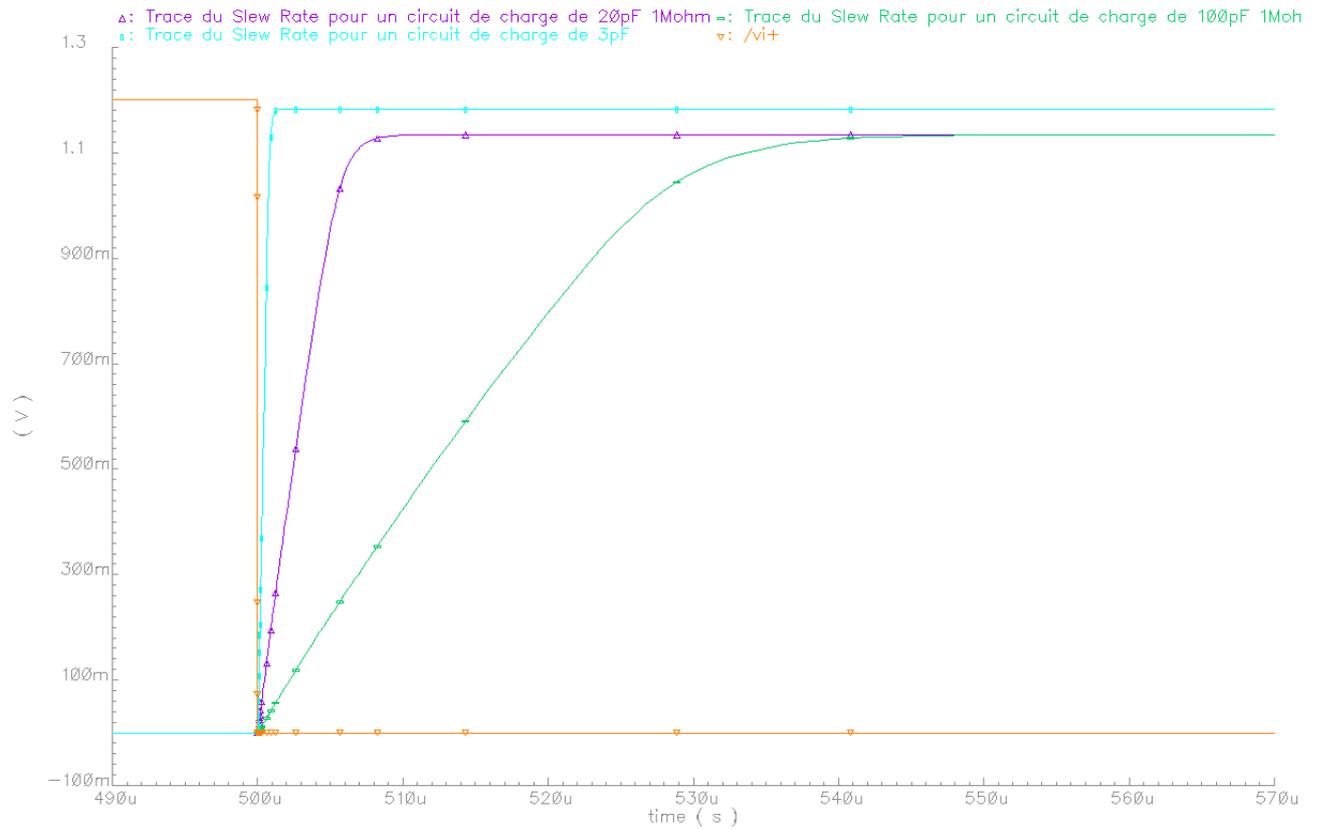


FIGURE 4.20 – Vitesse de balayage de l'amplificateur pour trois circuits de charge

système réalisée sous "Matlab-Simulink", la vitesse de balayage obtenue par "Cadence" pour différents circuits de charge et la vitesse de balayage mesurée. Ces résultats sont conformes pour une tension d'alimentation de 1,2V et 1,8V. La vitesse de balayage de

TABLE 4.4 – Vitesse de balayage de l'amplificateur pour une alimentation de 1,2V et 1,8V

Tension d'alimentation	Matlab-Simulink	CADENCE charge capacitive de 0,3pF interne à l'OTA	CADENCE charge capacitive de 3pF	CADENCE charge de 20pF et de 1M Ω (oscilloscope)	CADENCE charge de 100pF et de 1M Ω (oscilloscope et câblage)	Mesuré
1,2V courant	10 V/ μ s	90 V/ μ s 27 μ A	1,37 V/ μ s 4,11 μ A	0,18 V/ μ s 3,6 μ A	0,042 V/ μ s 4,2 μ A	0,067 V/ μ s
1,8V courant	10 V/ μ s	307 V/ μ s 92,1 μ A	5,5 V/ μ s 16,5 μ A	0,2 V/ μ s 4 μ A	0,16 V/ μ s 16 μ A	0,33 V/ μ s

l'amplificateur est fonction du courant de l'étage de sortie et de la capacité de charge. Elle est définie par l'équation suivante :

$$SR = \frac{I_{max\ de\ sortie}}{C_{de\ charge}} \quad (4.1)$$

Malheureusement, la vitesse de balayage de la simulation système ne tient pas compte du courant et du circuit de charge de l'amplificateur, c'est à dire, des perturbations induites par la mesure. Ainsi, en remplaçant le paramètre de la vitesse de balayage par l'équation 4.1, il est possible de déterminer le courant minimum nécessaire à la réalisation de l'amplificateur en fonction de la charge de l'amplificateur.

Avec la totalité des mesures réalisées, nous pouvons en déduire, en extrapolant la fonction de transfert de l'amplificateur à transconductance, que celui-ci respecte les paramètres définis lors de la simulation système (gain, fréquence de transition et vitesse de balayage).

4.4.1.2 Détermination du fonctionnement du circuit de mise en forme du signal de commande

Dans les systèmes à capacités commutées, la transconductance des transistors réalisant la fonction d'interrupteur est un paramètre important et contraignant, notamment lorsqu'on envisage une expérimentation. Dans le paragraphe 3.4.5, il a été fait part d'un circuit rehaussant le potentiel de commande du transistor tout en assurant une tension V_{gs} constante. La figure 4.21 représente le montage de mesure du circuit de mise en forme de l'électronique de commande, réalisé au sein de la puce électronique. Le signal ϕ_{zsl} représente la phase d'initialisation de la chaîne de traitement avant chaque mesure. Le signal $\phi_{zslBoost}$ représente le signal mis en forme par le circuit, V_{ref} correspond à la tension de référence, V_c correspond à la tension aux bornes du circuit de charge, C et R correspondent à l'impédance d'entrée de l'oscilloscope. Ce circuit aide au fonctionnement, en basse tension, de la chaîne de traitement électronique. Effectivement, pour que la tension V_{gs} soit constante, quel que soit le signal d'entrée, il faut que la capacité parasite entre l'amplificateur du signal de commande et le transistor soit la plus petite possible. De ce fait, la mesure de l'amplitude du potentiel de sortie du circuit de mise en forme ($\phi_{zslBoost}$) n'est pas envisageable sans en perturber son fonctionnement par l'impédance de mesure (sonde, câble). Pour contourner ce problème, nous mesurons la charge de la capacité C afin de visualiser l'influence de la transconductance. Cette expérimentation a été réalisée

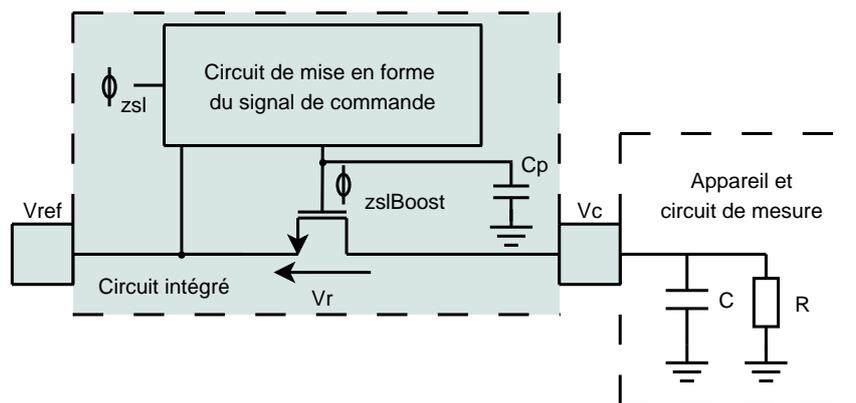


FIGURE 4.21 – Circuit de mesure de l'amplificateur de l'électronique de commande

en deux étapes. La première étape a consisté à visualiser le comportement du circuit de mise en forme du signal de commande pour une tension de référence correspondant à la moitié de la tension d'alimentation. La deuxième manipulation est identique, sauf pour la tension de référence qui a été fixée au potentiel d'alimentation. La charge de la capacité s'effectue alors en fonction de V_{ref} . La figure 4.21 représente le circuit de mesure pour les deux tensions de référence tandis que la figure 4.22 représente les mesures.

Les simulations tracées sur la figure 4.22 ont été réalisées de façon à déterminer la capacité parasite et la résistivité du circuit de mise en forme du signal pour un circuit

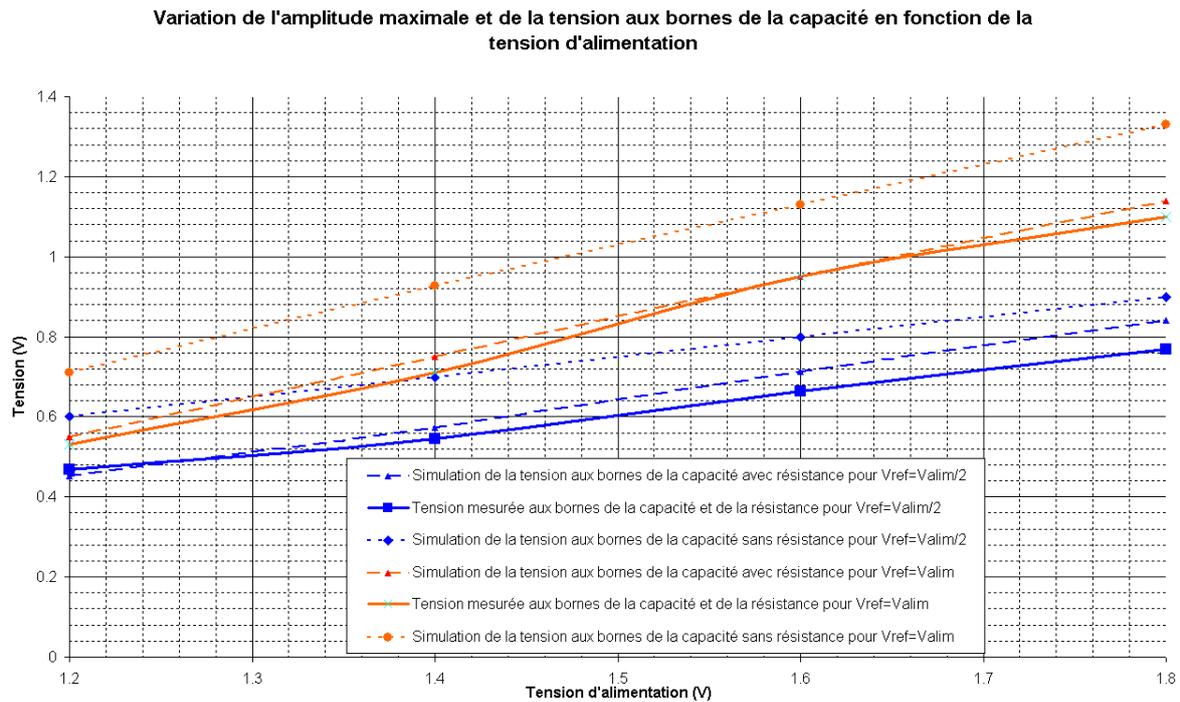


FIGURE 4.22 – Représentation des variations de tension mesurées dans un circuit de mise en forme du signal de commande

de charge comprenant une résistance de $1\text{ M}\Omega$ et une capacité de 20 pF . En modifiant la valeur de la capacité parasite totale, nous avons ajusté la tension de charge afin que celle-ci corresponde à la tension de charge mesurée. Ainsi, nous en avons déduit une capacité parasite totale de 200 fF , sachant que la capacité parasite C_{p2} obtenue lors de la réalisation de la fonction "Extracted" de "Cadence" est de 189 fF . Cette capacité parasite totale provient, en grande partie, de la distance entre le transistor et le circuit de mise en forme du signal de commande qui est en moyenne de $100\text{ }\mu\text{m}$. Avec une capacité parasite totale de 200 fF , nous obtenons une différence inférieure à 10% entre les résultats simulés et les résultats mesurés.

La tension aux bornes du circuit de charge dépend de la résistivité du circuit de mise en forme du signal de commande et de la résistance du circuit de charge. En effet, lorsque nous retirons la capacité de charge, nous obtenons un pont diviseur. De ce constat, nous obtenons le tableau 4.5 répertoriant la résistivité du circuit de mise en forme. Il est à

TABLE 4.5 – Résistivité du transistor commandé par le circuit de mise en forme

	Mesurée	Simulée	Mesurée	Simulée	Mesurée	Simulée	Mesurée	Simulée
Tension d'alimentation	1,2		1,4		1,6		1,8	
Tension pour Verf = Valim/2	0,468	0,453	0,544	0,573	0,664	0,712	0,768	0,84
Résistivité en $k\Omega$	282	324	287	222	204	123	172	72

noter, que la plupart des résistances du convertisseur "Sigma-Delta" sont les résistances d'accès des transistors et que celles-ci sont beaucoup plus grandes que la résistance du circuit de charge. Toutefois, il faudra augmenter les dimensions des transistors servant à réaliser les interrupteurs. Ceci afin de diminuer leur résistivité et de diminuer le temps de charge des capacités.

Ces simulations ont également servi à visualiser le comportement d'un circuit de charge

uniquement capacitif comprenant des capacités parasites. A l'aide des courbes, nous en déduisons un bon fonctionnement du circuit pour une capacité parasite de 200 fF et une tension de référence de $V_{dd}/2$. En effet, dans ce cas, quelle que soit la tension d'alimentation, la capacité se charge à une tension égale à $V_{dd}/2$. Nous pouvons remarquer que, pour une tension de référence égale à la tension d'alimentation, le circuit de mise en forme n'amplifie pas assez le signal de commande. Dans ce cas là, l'interrupteur fonctionne en régime ohmique et la capacité de charge n'atteint pas la tension désirée. Ce mode de fonctionnement apparaît lors de la phase de contre réaction. Ainsi, la tension de contre réaction est moins importante que prévue. De ce fait, la force électrostatique de contre réaction est moins importante, ce qui implique une réduction de la plage de mesure du convertisseur "Sigma-Delta".

Les problèmes rencontrés seront corrigés lors d'une prochaine réalisation en incorporant le transistor de commutation au circuit de mise en forme, de façon à réduire au maximum la capacité parasite.

4.4.2 Fonctionnement de l'architecture "Sigma-Delta"

Il existe, dans le convertisseur "Sigma-Delta" réalisé, une électronique de commande numérique et une électronique de détection. L'électronique de commande assure le fonctionnement du convertisseur "Sigma-Delta". De ce fait, les premiers tests de l'architecture "Sigma -Delta" serviront à définir les plages de fonctionnement de l'électronique de commande.

L'autre élément sensible de la partie de détection de l'architecture "Sigma-Delta" est l'interface capteur. Cette interface est composée d'un intégrateur de charge associé à deux correcteurs de mode commun, situés aux entrées et aux sorties de celui-ci. Le correcteur de mode commun aux entrées de l'amplificateur a été conçu de façon à limiter l'influence des charges emmagasinées par les capacités parasites. Le fait de limiter l'influence des charges de la capacité parasite permet de détecter les petites variations de charge, produites par le capteur. Ainsi, le correcteur limite théoriquement les charges pour une capacité parasite ne dépassant pas la valeur de 1pF . Avec les appareils de mesure, nous ne pourrions pas mesurer le circuit de correction car la capacité parasite dépasse la valeur de 1pF . Une expérimentation sur le fonctionnement global de l'architecture "Sigma Delta" avec une grande variation de la capacité de mesure C_s a donc été réalisée .

4.4.2.1 Expérimentation de l'électronique de commande

L'électronique de commande a été réalisée de façon à être opérationnelle pour des tensions d'alimentation variant de $1,2\text{V}$ à $1,8\text{V}$ et une fréquence de cadencement de 4MHz . Lors de la première manipulation, il s'est avéré que l'électronique de commande ne fonctionnait que pour des tensions d'alimentation supérieures à $1,4\text{V}$. Les portes logiques utilisées dans notre système sont celles fournies par le fondeur. Du fait de la faible tension d'alimentation, le courant en sortie des portes logiques n'est pas suffisant pour charger à la fois les capacités parasites et les portes qui les suivent. Afin d'obtenir la plus grande fréquence de sur-échantillonnage, la tension d'alimentation choisie est de $1,8\text{V}$. A cette tension, l'électronique de commande fonctionne jusqu'à une fréquence de 2MHz car le temps d'établissement des portes logiques est limité par la charge des capacités parasites. Ainsi, la fréquence de sur-échantillonnage du convertisseur "Sigma-Delta" est de 125kHz . La figure 4.23 représente le signal de cadencement (en bleu) et le signal d'entrée V_{cap} (en jaune) des capacités de mesure. Sur cette figure, nous pouvons voir les différentes phases liées à la mesure. Les phases ϕ_{m1} et ϕ_{m2} correspondent aux phases de mesure. La phase ϕ_c correspond à la phase de comparaison du comparateur latch. La phase ϕ_{fb} correspond à la phase de contre réaction et la phase ϕ_{in} correspond à la phase d'initialisation. La figure

4.24 représente un bit de la trame binaire (en jaune) comparé au signal de cadencement (en bleu), ceci afin de vérifier la fréquence de suréchantillonnage.

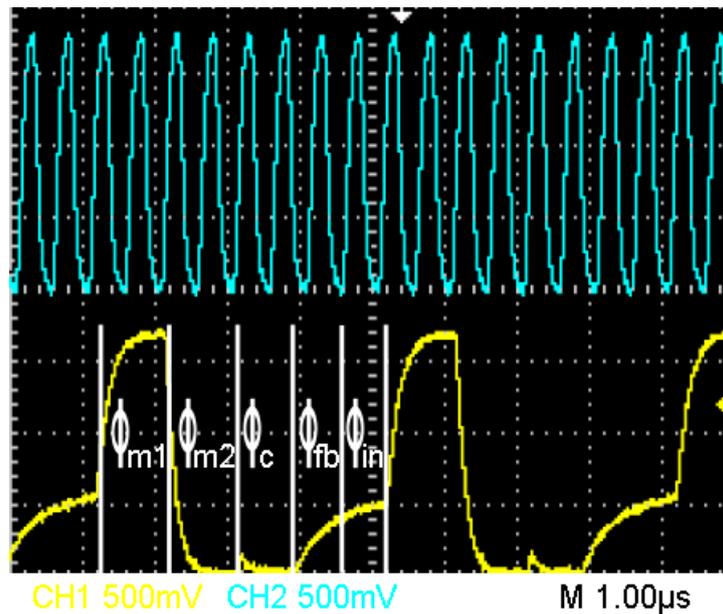


FIGURE 4.23 – Signaux de charge des capacités et cadencement

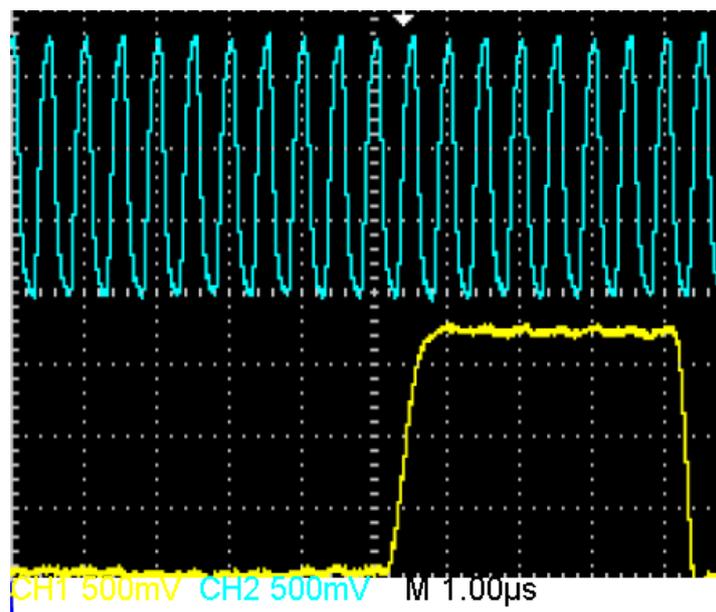


FIGURE 4.24 – Signal de cadencement avec un bit de la trame

4.4.2.2 Fonctionnement du convertisseur "Sigma-Delta"

L'architecture "Sigma-Delta" utilisée a été modifiée pour un accéléromètre capacitif. La contre réaction du convertisseur "Sigma-Delta", appliquée à l'accéléromètre capacitif, produit un déplacement de la masse sismique correspondant à l'accélération maximale que peut mesurer le système. Une fois le déplacement effectué, une nouvelle mesure est réalisée (fonction "Delta" du convertisseur). Dans notre campagne de mesures, nous n'avons pas utilisé d'accéléromètre. De ce fait, comme représenté figure 4.25, deux capacités C_{fb} connectées entre les sorties binaires et les entrées de l'amplificateur de charge, ont été utilisées afin d'effectuer la fonction "Delta". Les capacités C_{fb} sont de même grandeur que les capacité de mesure C_s c'est-à-dire d'une centaine de femto-farad.

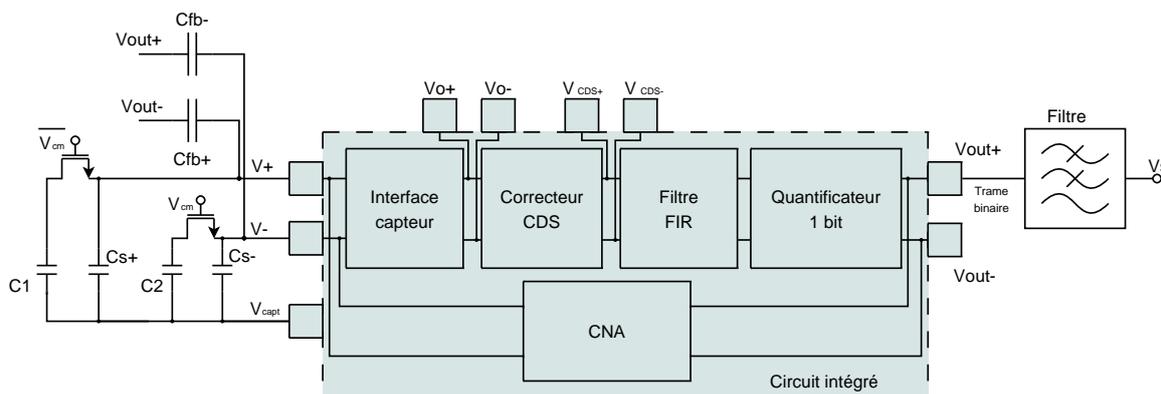


FIGURE 4.25 – Représentation du circuit de test du fonctionnement du convertisseur "Sigma-Delta"

Pour faire varier la capacité de mesure, nous utilisons deux transistors JFET BF245 associés à deux capacités. Le fait de commuter les transistors, permet de modifier la quantité de charge aux bornes de la capacité de mesure (ici multipliée par 2) et de réaliser une grande variation de charge de la capacité de mesure. Les résultats de cette dernière expérimentation seront confrontés aux simulations système réalisées sur "Matlab-Simulink".

Le signal de commande des transistors est un signal carré de 10 Hz . Ce signal est reconstitué par le filtrage de la trame binaire du convertisseur "Sigma-Delta" et est représenté en bleu sur la figure 4.26. Le filtrage de la trame binaire est réalisé par un filtre analogique passe bas passif du second ordre, dont la fréquence de coupure est calculée pour 100 Hz . Ainsi, le signal reconstitué est de moins bonne qualité que le signal de commande des transistors. Néanmoins, nous retrouvons à la fois la période et le rapport cyclique du signal de commande. Afin d'augmenter la qualité du filtrage, il faut utiliser un filtrage numérique. La trame binaire, réalisée par le convertisseur "Sigma-Delta", est représentée en jaune sur cette figure. La partie hachurée représente la succession la plus rapide d'état haut et d'état bas. Tandis que la partie rainurée de trame binaire représente la succession d'état haut et d'état bas la plus lente.

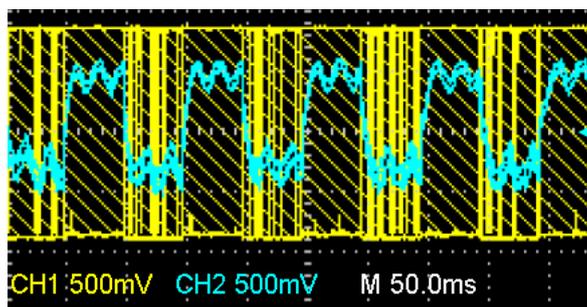


FIGURE 4.26 – Signal carré reconstitué après filtrage de la trame binaire en sortie du convertisseur "Sigma Delta"

La figure 4.27 représente un agrandissement de la trame binaire et du signal filtré. La succession rapide d'état haut et d'état bas permet de vérifier la fréquence de fonctionnement du convertisseur. Ainsi, avec cet agrandissement, nous obtenons un temps de $4\ \mu\text{s}$ pour les plus courts états hauts et états bas. De ce fait, la fréquence de sur-échantillonnage du convertisseur est de 125 kHz . Cette fréquence correspond à la fréquence théorique que nous avons prévue pour une horloge de 2 MHz .

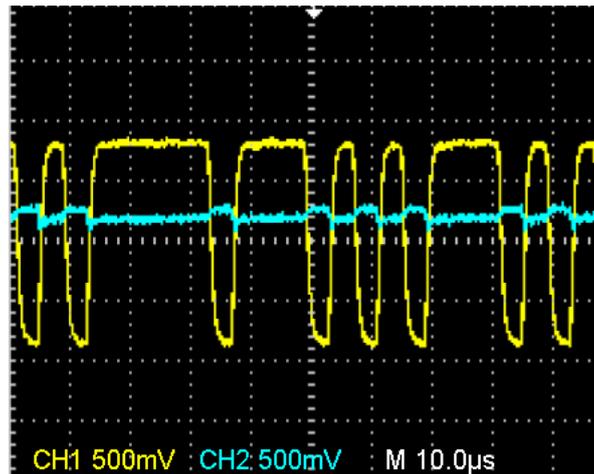


FIGURE 4.27 – Trame binaire avec le signal carré reconstitué après filtrage pour une échelle de temps réduite

Nous avons également réalisé une expérimentation avec un signal de commande des transistors sinusoïdal de 10 Hz . La figure 4.28 représente le résultat de la trame binaire en jaune et en bleu le signal reconstitué par le filtrage de la trame. La reconstitution de la sinusoïde n'est pas optimale car le filtre garde une partie des harmoniques de la trame binaire. Néanmoins, nous retrouvons la fréquence du signal. L'avantage de l'utilisation d'un filtre analogique passif est sa facilité de mise en place. Par contre, un tel filtre impose une diminution de l'amplitude du signal et une moins bonne sélectivité. De ce fait, il est préférable d'utiliser un DSP afin de réaliser le filtrage.

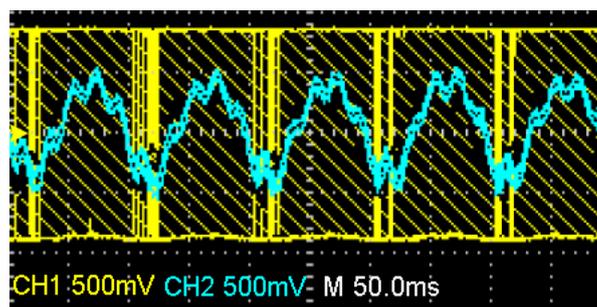
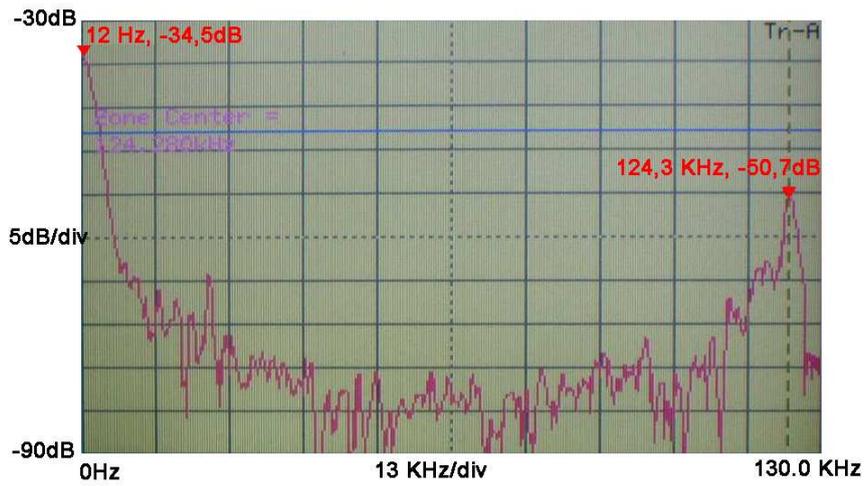
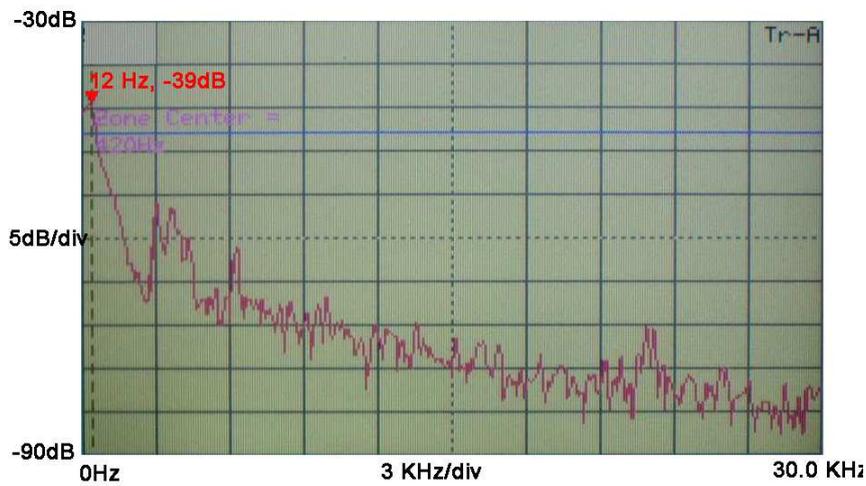


FIGURE 4.28 – Signal sinusoïdal reconstitué après filtrage de la trame binaire en sortie du convertisseur "Sigma Delta"

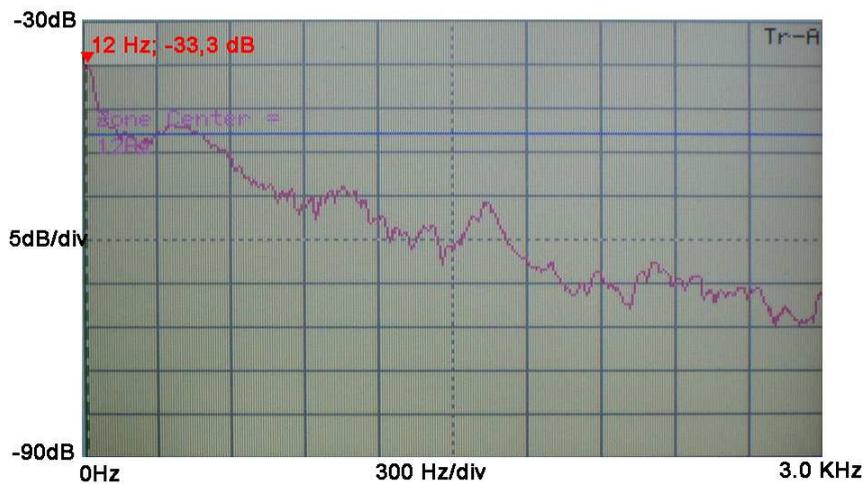
Les figures 4.29 et 4.30 représentent, pour un signal de commande carré et sinusoïdal, la densité spectrale de puissance mesurée en sortie du convertisseur "Sigma-Delta". Les courbes de la densité spectrale de puissance ont été obtenues par un analyseur de spectre ANRITSU MS2665C dont l'impédance d'entrée est de 50 Ω .



(a)

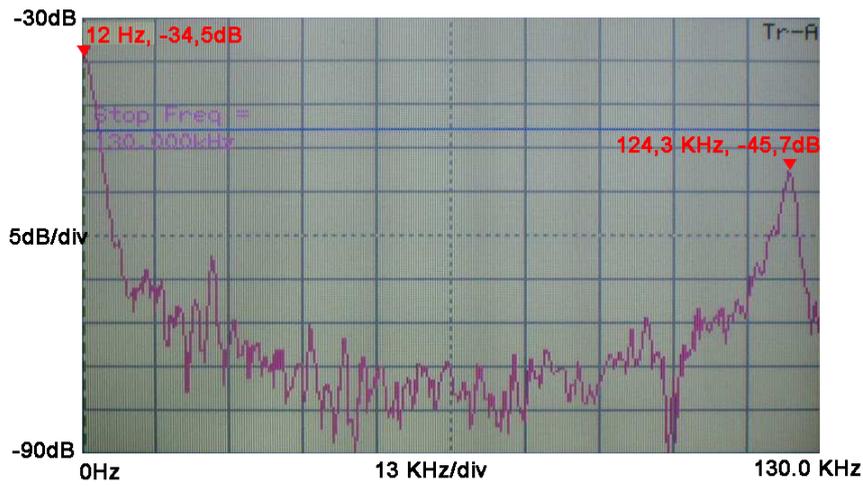


(b)

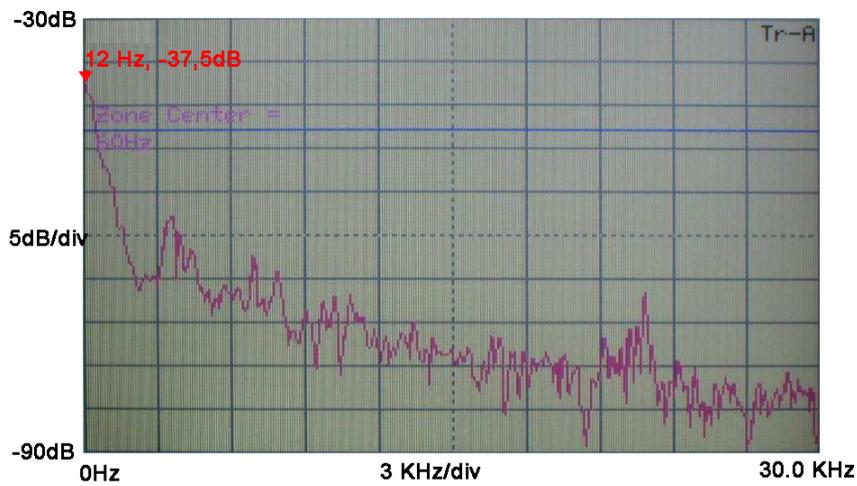


(c)

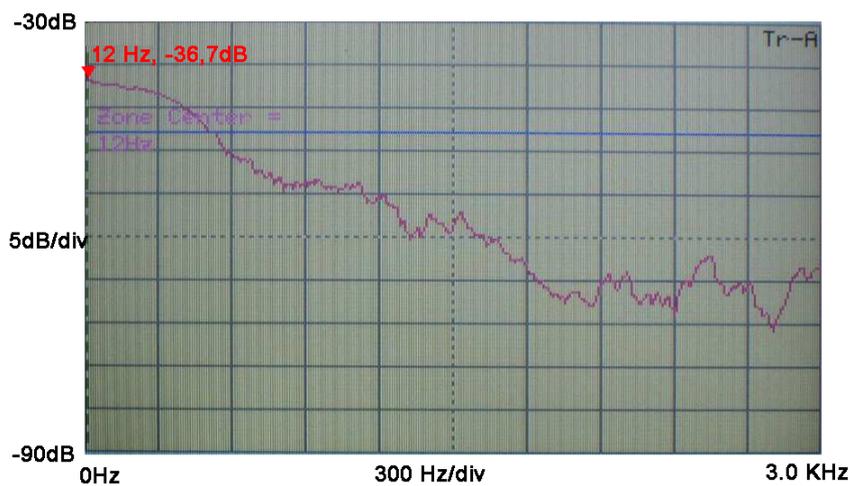
FIGURE 4.29 – Mesure de la densité spectrale de puissance de la trame binaire pour un signal de commande carré, affichée de : 0 à 130 KHz (a), 0 à 30 KHz (b), 0 à 3 KHz (c)



(a)

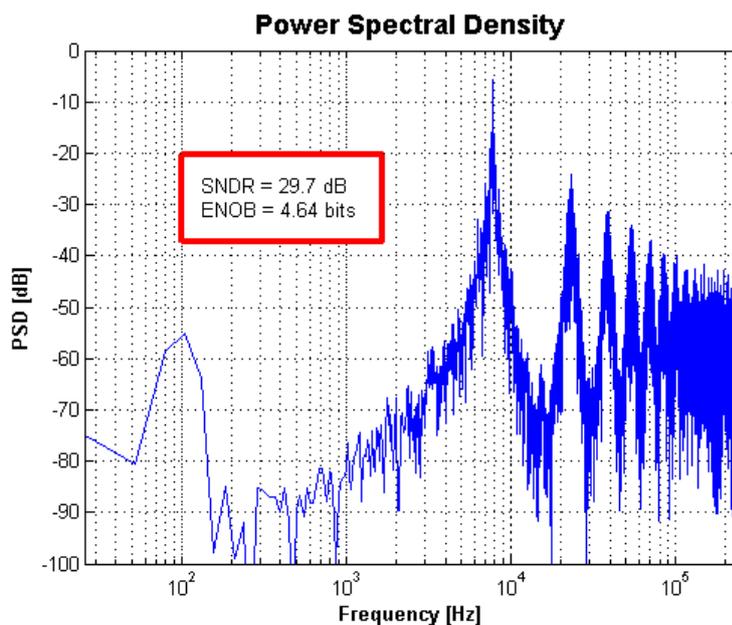


(b)



(c)

FIGURE 4.30 – Mesure de la densité spectrale de puissance de la trame binaire pour un signal de commande sinusoïdal, affichée de : 0 à 130KHz (a), 0 à 30KHz (b), 0 à 3KHz (c)



(a) Influence de la vitesse de balayage, de la non linéarité, de la mise en forme du signal de commande et de l'interrupteur réel

FIGURE 4.31 – Densité spectrale de puissance, simulée sous "Matlab-Simulink"

La figure 4.31 représente la densité spectrale de puissance obtenue lors de la simulation système. Une différence existe entre les densités spectrales de puissance mesurée et les densités spectrales de puissance simulée. En effet, l'amplitude du signal localisé en basse fréquence, est différente selon les densités spectrales. Ceci s'explique à la fois par la présence de la composante continue sur les trames binaires mesurées et par la différence des variations de charges appliquées par le circuit de test. Sur la densité spectrale de puissance simulée, la variation de charge est réalisée par l'accéléromètre. Dans notre cas, cette variation de charge est réalisée par le circuit de test. De ce fait, l'amplitude en basse fréquence de la densité spectrale de puissance mesurée et simulée n'est pas comparable. Cependant, nous pouvons comparer le niveau de bruit afin de valider une partie de la simulation système. Sur la figure 4.29.a nous remarquons que le niveau de bruit est de 84 dB tandis que sur la figure 4.30.a ce niveau de bruit est de 82.5 dB . Sur la figure 4.31 ce niveau de bruit varie de 87 dB à 82 dB . De ce fait, nous pouvons conclure que les modèles développés sous "Matlab-Simulink" permettent d'avoir une assez bonne visualisation du fonctionnement de la chaîne de traitement électronique.

4.5 Conclusion

La finalité de ce dernier chapitre était de déterminer la concordance entre les outils logiciels développés sous "Matlab" et "Matlab-Simulink".

Nous avons vu, dans la première partie de ce chapitre comment récupérer les paramètres du modèle de l'accéléromètre grâce à la mesure de sa fonction de transfert. En comparant les coefficients obtenus théoriquement et expérimentalement, nous avons remarqué de légères différences. Ces différences ont été imputées au calcul du coefficient d'amortissement qui est à la fois défini par les dimensions géométriques des armatures et les dimensions géométriques du support mécanique. La limitation de l'encombrement du capteur étant l'un des facteurs de la réalisation, les dimensions des armatures ont été optimisées de façon à être les plus faibles possibles. Ces dimensions ont entraîné une augmentation du coefficient d'amortissement. De ce fait, l'outil logiciel doit comporter, dans

sa prochaine version, une amélioration du calcul du coefficient d'amortissement entre les armatures.

Nous avons effectué, dans la seconde partie de ce chapitre, une confrontation des paramètres obtenus par la simulation système et par la mesure. Ceci, tout en nous assurant du fonctionnement des circuits électroniques en basse tension. Dans les paramètres établis par la simulation système, il s'est avéré que le calcul de la vitesse de balayage nécessite une amélioration (représentée par l'équation 4.1). Ainsi, avec ce modèle, il est possible de définir le courant minimal nécessaire pour réaliser un circuit de charge donné. Nous avons également défini les limites du circuit de mise en forme de l'électronique de commande. Ces limites interviennent lors de la phase de contre réaction du circuit. Durant cette phase, le capteur subit une accélération de contre réaction, obtenue par la force électrostatique proportionnelle à la tension d'alimentation. Cette tension, limitée par le circuit de mise en forme de l'électronique de commande, réduit de ce fait la plage de mesure du convertisseur "Sigma-Delta".

Nous avons vérifié que le convertisseur "Sigma-Delta" réalisé, détectait une variation de charge. Nous avons également pu comparer la densité spectrale de puissance théorique et celle de puissance expérimentale. Cependant, le circuit de test réalisé ne révèle pas tout le potentiel de ce dernier. Il faut, pour compléter le fonctionnement de l'ensemble, encapsuler dans un même boîtier le circuit intégré des capteurs et le circuit intégré de l'électronique puis effectuer des tests à l'aide d'un pot vibrant.

La comparaison des modèles théoriques et des modèles expérimentaux a permis de pointer les faiblesses des outils logiciels réalisés. Néanmoins, ces outils présentent un intérêt grandissant car ils permettent, pour l'un, de réaliser un prédimensionnement d'un accéléromètre capacitif, et pour l'autre de réaliser une étude de pré-conception.

Conclusion générale et perspectives

Le travail de recherche, présenté dans ce mémoire, concerne la mise en place d'un microsysteme réalisant une partie de centrale inertielle. Ce microsysteme a nécessité le développement d'outils logiciels afin de calculer ses dimensions et d'évaluer ses performances avant son départ en fonderie. Ainsi, il se compose : d'un accéléromètre capacitif et d'une électronique de traitement. L'électronique de traitement de l'accéléromètre capacitif a été développée autour d'un convertisseur "Sigma-Delta" afin de détecter les variations de la capacité d'un capteur donné.

Dans le premier chapitre, nous avons tout d'abord défini, pour une centrale inertielle, les multiples dispositifs aujourd'hui issus de la technologie MEMS. Ensuite, nous avons précisé, pour ces technologies MEMS, les circuits électroniques effectuant la transposition de l'information. Pour finir, nous avons indiqué les chaînes de traitement correspondant aux classes de capteur. Dans cette même section, nous avons également présenté la conversion analogique numérique et particulièrement l'architecture "Sigma-Delta". Avec ces connaissances, nous avons orienté notre étude sur un accéléromètre capacitif associé à un convertisseur "Sigma-Delta". Le choix de l'architecture "Sigma-Delta" se justifie par sa faculté de mise en forme du bruit de quantification et de traitement de l'information de plusieurs capteurs capacitifs par le biais d'un multiplexage.

Le fonctionnement d'un accéléromètre est régi par de multiples phénomènes physiques. Ainsi, à l'aide du modèle idéal de l'accéléromètre, une étude sur ces phénomènes a été définie dans le second chapitre. Dans un premier temps, nous avons énoncé les paramètres du modèle de l'accéléromètre idéal. Ensuite, des modèles électrostatiques et fluidiques ont été établis afin de calculer les dimensions de l'accéléromètre. Pour finir, ces modèles ont été implémentés dans un logiciel dédié aux accéléromètres capacitifs. Celui-ci réalise le calcul de la fonction de transfert et le calcul des dimensions d'un accéléromètre capacitif. Ces calculs ont été réalisés en fonction de deux types de structures mécaniques et de quatre technologies de fabrication différentes. Avec cet outil, un circuit intégré en technologie SOIMUMPs a été conçu, comprenant une dizaine d'accéléromètres capacitifs.

D'un autre côté, la chaîne de traitement de l'accéléromètre capacitif est structurée autour d'une architecture "Sigma-Delta". L'architecture, étudiée dans le troisième chapitre, a nécessité des modifications afin d'intégrer l'accéléromètre capacitif. Étant donnée la complexité de l'intégration du modèle de l'accéléromètre, dans un outil de conception assisté par ordinateur tel que "Cadence", nous avons réalisé, sous "Matlab-Simulink", des modèles comportementaux rendant possible la simulation de cette architecture. Ainsi, nous avons développé, dans un premier temps, les modèles de l'accéléromètre capacitif et de l'interface capteur afin de déterminer et de comprendre le séquençement du convertisseur "Sigma-Delta". Dans un second temps, nous avons optimisé le fonctionnement de l'architecture en intégrant des circuits de correction. Enfin, des modèles de perturbation ont été développés permettant d'affiner le comportement des composants à réaliser. Ainsi avec cette simulation, il nous a été possible, pour une application basse tension, d'optimiser les

caractéristiques de chaque composant. Ceci nous a permis de réaliser un circuit intégré en technologie CMOS 0,35 μ m.

Le dernier chapitre est consacré à l'expérimentation des accéléromètres capacitifs et de l'architecture "Sigma-Delta". Nous avons opté pour une expérimentation séparée des circuits intégrés. Dans le cadre de la mesure des accéléromètres, nous avons cherché à mesurer la fonction de transfert des capteurs afin de la confronter à la fonction de transfert déterminée par l'outil de calcul. La fonction de transfert mesurée permet, par le biais de la fréquence de résonance et du coefficient de qualité, de déterminer les paramètres du modèle de l'accéléromètre. Ainsi, avec ces paramètres, il nous est possible d'identifier les limites des modèles développés. Dans le cadre du convertisseur "Sigma-Delta", nous avons déterminé la plage d'alimentation permettant son fonctionnement. Ensuite, nous avons effectué la mesure d'une variation de capacité en fonction d'un signal de commande. Avec les moyens de mesures que nous disposions, nous avons validé la similitude entre le niveau de bruit théorique et le niveau mesuré du convertisseur "Sigma-Delta".

L'objectif fixé par cette thèse était d'étudier et de modéliser un microsystème inertiel. En ce sens, nous pouvons considérer que l'objectif est atteint. Le concepteur dispose, en effet, d'une bibliothèque qui permet de modéliser le comportement d'une architecture "Sigma-Delta" différentielle et d'un outil permettant le pré-dimensionnement d'un accéléromètre capacitif.

Comme perspective d'évolution future à ces travaux, un accéléromètre capacitif avec une conversion "Sigma-Delta" d'ordre n pourrait être réalisé. Ceci permettrait de réduire à la fois, le bruit de quantification ainsi que la zone morte de détection. De plus, il faudrait compléter les modèles mécaniques en intégrant un modèle thermoélectrique ainsi qu'une fonction de calcul afin de déterminer la pression autour de la structure. A la suite de cela, il serait possible de réutiliser les modèles développés lors du calcul des dimensions de l'accéléromètre, afin de réaliser un gyromètre capacitif ou un accéléromètre capacitif comportant deux axes de détection. Par la suite, il serait possible de réaliser un multiplexage des capteurs capacitifs avec un circuit de conditionnement de type "Sigma-Delta". Ce multiplexage permettra de réduire l'encombrement de la centrale inertielle.

A terme, ces travaux pourront être couplés à une étude d'électronique embarquée (traitement de l'énergie et communication sans fil) pour les applications de "réseau de capteurs autonome".

Bibliographie

- [AA00] S.E. Alper and T. Akin. A planar gyroscope using a standard surface micro-machining process. In *The 14th European Conf. on Solid-State Transducers (Euroensors XIV)*, 2000.
- [AB04] Bob SANDHEINRICH Michael WICKMANN Aaron BURG, Azeem MERUANI. Mems gyroscopes and their applications. Technical report, Northwestern University, 2004.
- [ABU05] Iyad ABUHADROUS. *Système embarqué temps réel de localisation et de modélisation 3D par fusion multi-capteur*. PhD thesis, Ecole des Mines de Paris, Janvier 2005.
- [AG99] Andrew M. Abo and Paul R. Gray. A 1.5-v, 10-bit, 14.3-ms/s cmos pipeline analog-to-digital converter. *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, 34 :599–606, 1999.
- [ARR04] Olivier ARRIJURIA. Conception d’un accéléromètre capacitif en technologie cmos-mems. In *Journée National du Réseau Doctoral en Microélectronique 2004*, pp 176-178, Marseille, 2004.
- [ARR05] Olivier ARRIJURIA. Outil d’aide à la conception d’accéléromètre capacitif. In *Journée National du Réseau Doctoral en Microélectronique 2005*, pp 111-113, Paris, 2005.
- [BAK05] R. Jacob BAKER. *CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation*. WILEY-INTERSCIENCE, 2005.
- [BFM⁺99] S. Brigati, F. Francesconi, P. Malcovati, D. Tonietto, A. Baschiroto, and F. Maloberti. Modeling sigma-delta modulator non-idealities in simulink(r). In *Circuits and Systems, 1999. ISCAS '99. Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on*, volume 2, pages 384–387vol.2, 30 May-2 June 1999.
- [BH95] B.E. Boser and B.T. Howe. Surface micromachined accelerometers. In *Custom Integrated Circuits Conference, 1995., Proceedings of the IEEE 1995*, pages 337–344, 1-4 May 1995.
- [BH96] B.E. Boser and R.T. Howe. Surface micromachined accelerometers. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 31(3) :366–375, March 1996.
- [BLF⁺06] M.J. Bartkovsky, A. Liao, G.K. Fedder, T.M. Przybycien, and S. Hauan. The effect of a distributed mass loading on the frequency response of a mems mesh resonator. In *Engineering in Medicine and Biology Society, 2006. EMBS '06. 28th Annual International Conference of the IEEE*, pages 1862–1865, Aug. 2006.

-
- [BOU03] René BOUDET. Comportement vibratoire de systèmes mécaniques. Technical report, Sciences et Techniques, Dossier BM5100, Vol. papier BR2, 2003.
- [BS07] Llobera A. Plaza J.A. et Seidemann V. Buttgenbach S., Cadarso V.J. Su-8 optical accelerometers. *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 16(1) :111–121, Feb. 2007.
- [CC03] Ojas Choksi and L. Richard Carley. Analysis of switched-capacitor common-mode feedback circuit. *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS-II : ANALOG AND DIGITAL SIGNAL*, 50 :906–917, 2003.
- [CLMN05] A. Chaehoi, L. Latorre, F. Mailly, and P. Nouet. Monolithic cmos 3-axis accelerometer combining piezoresistive and heat transfer effects. In *Research in Microelectronics and Electronics, 2005 PhD*, volume 1, pages 612–615, 25-28 July 2005.
- [CW05] Tianhong Cui and Jing Wang. Polymer-based wide-bandwidth and high-sensitivity micromachined electron tunneling accelerometers using hot embossing. *Microelectromechanical Systems, Journal of*, 14(5) :895–902, Oct. 2005.
- [DHS⁺06] Haifeng Dong, Yilong Hao, Sanmin Shen, Lin He, and Jungang Lei. A novel out-of-plane mems tunneling accelerometer with excellent low frequency resolution. In *Nano/Micro Engineered and Molecular Systems, 2006. NEMS '06. 1st IEEE International Conference on*, pages 821–825, Jan. 2006.
- [DLW⁺07] Peitao Dong, Xinxin Li, Yuelin Wang, Songlin Feng, and Shengyi Li. An axial-beam piezoresistive accelerometer for high-performance crash detection of automotive industry. In *Sensors, 2006. 5th IEEE Conference on*, pages 1481–1484, Oct. 2007.
- [DOM05] Cristiano COSTA DOMINGUES. *Conception de transducteurs acoustique micro-usinés*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2005.
- [DP01] D.L. DeVoe and A.P. Pisano. Surface micromachined piezoelectric accelerometers (pixls). *Microelectromechanical Systems, Journal of*, 10(2) :180–186, June 2001.
- [ERI04] Mehmet Akif ERISMIS. Memes accelerometer and gyroscope for inertial measurement unit. Master’s thesis, The Graduate School of Natural and Applied Sciences of Middle East Technical University, Septembre 2004.
- [Fed94] Gary Keith Fedder. *Simulation of Microelectromechanical Systems*. PhD thesis, UNIVERSITY of CALIFORNIA at BERKELEY, 1994.
- [FER03] Marc FERMIGIER. Hydrodynamique physique, http://www.pmmh.espci.fr/fr/Enseignement/Archives/Cours/cours_tdm.pdf. Technical report, ESPCI, Laboratoire Hydrodynamique et mécanique physique, 2003.
- [FMV92] P.Malcovati F. Maloberti, P. Estrada and A. Valero. Behavioral modeling and simulations of data converters. In *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, volume 5, pages 2144–2147, 1992.
- [FV06] Pedro M. Figueiredo and João C. Vital. Kickback noise reduction techniques for cmos latched comparators. *Circuits and Systems II*, 53 :541–545, 2006.
-

-
- [GK03] M. V. Gindila and M. Kraft. Electronic interface design for an electrically floating micro-disc. *JOURNAL OF MICROMECHANICS AND MICROENGINEERING*, 13, n° 4 :S11–S16, 2003.
- [GKN07] D. Goustouridis, G. Kaltsas, and A. G. Nassiopoulou. A silicon thermal accelerometer without solid proof mass using porous silicon thermal isolation. *Sensors Journal, IEEE*, 7(7) :983–989, July 2007.
- [HLH⁺05] Yu-Hsiang Hsu, Chih-Kung Lee, Long-Sun Huang, Chih-Cheng Chu, and Ta-Shun Chu. Uncoupling micromachined-based piezoelectric accelerometer performance from a sensor structure transfer function. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, 10(3) :338–341, June 2005.
- [HOD06] N.A. Hall, M. Okandan, and F.L. Degertekin. Surface and bulk-silicon-micromachined optical displacement sensor fabricated with the swift-lite & process. *Microelectromechanical Systems, Journal of*, 15(4) :770–776, Aug. 2006.
- [HUB07] Michel HUBIN. Electron mon amour, /perso.orange.fr/michel.hubin/capteurs/instrum.htm, 2007.
- [HZHS05] Izzet Kale Hashem Zare-Hoseini and Omid Shoaie. Modeling of switched-capacitor delta-sigma modulators in simulink. *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, 54 :1646–1654, 2005.
- [Jia03] Xuesong Jiang. *Capacitive Position-Sensing Interface for Micromachined Inertial Sensors*. PhD thesis, University of California, Berkley, 2003.
- [JWG94] J.L. Hoyt J. Welser and J.F. Gibbons. Electron mobility enhancement in strained-si n-type metal-oxide-semiconductor field-effect transistors. *Electron Device Letters, IEEE*, 15 :100–102, 1994.
- [KRA01] Michael KRAFT. Micromachined inertial sensors : The state of the art and a look into the future. *IMC Measure and Control*, 33 n° 6 :164–168, 2001.
- [LB99] M. Lemkin and B.E. Boser. A three-axis micromachined accelerometer with a cmos position-sense interface and digital offset-trim electronics. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 34(4) :456–468, April 1999.
- [LBAS97] M.A. Lemkin, B.E. Boser, D. Auslander, and J.H. Smith. A 3-axis force balanced accelerometer using a single proof-mass. In *Solid State Sensors and Actuators, 1997. TRANSDUCERS '97 Chicago., 1997 International Conference on*, volume 2, pages 1185–1188vol.2, 16-19 June 1997.
- [Lev06] F.A. Levinzon. 175°c-based hybrid charge amplifier for 175°c and 100-mv/g miniature piezoelectric accelerometer. *Sensors Journal, IEEE*, 6(5) :1164–1169, Oct. 2006.
- [LÉG99] Pierre LÉGER. Gyroscopes mécaniques vibrants. Technical report, Edition science et technique, 1999.
- [LOW⁺97] M.A. Lemkin, M.A. Ortiz, N. Wongkomet, B.E. Boser, and J.H. Smith. A 3-axis surface micromachined δ accelerometer. In *Solid-State Circuits Conference, 1997. Digest of Technical Papers. 44th ISSCC., 1997 IEEE International*, pages 202–203,457, 6-8 Feb. 1997.
-

-
- [LS04] Yiannos Manoli Lourans Samid, Patrick Volz. A dynamic analysis of a latched cmos comparator. In *Proceeding of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems*, volume 1, pages 181–184, 2004.
- [Lu04] Michael S.-C. Lu. Lecture 10 : Accelerometer, 2004.
- [LUO99] Guohong HE; Christopher C. T. NGUYEN; Jane C. M. HUI; S.-W. Ricky LEE; Howard C. LUONG. Design and analysis of a microgyroscope with sol-gel piezoelectric plate. *Smart materials and structures*, 8, n°2 :212–217, 1999.
- [MAL] Piero MALCOVATI. Sigma-delta toolbox version 2.
- [MBF03] Yuancheng Sun Minhang Bao, Heng Yang and Paddy J. French. Modified reynolds equation and analytical analysis of squeeze-film air damping of perforated structures. *JOURNAL OF MICROMECHANICS AND MICROENGINEERING*, 13 :795–800, 2003.
- [MON05] Guillaume MONNERIE. *Etude et modélisation de sources de bruit dans les structures à temps discret*. PhD thesis, L’UNIVERSITE BORDEAUX 1, 2005.
- [MUR05] Sylvaine MURATET. *Conception, caractérisation et modélisation : Fiabilité prédictive de MEMS à actionnement électrothermique*. p47-51, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2005.
- [NB] Jérôme PASQUIER Nadia Bahlouli. Matériaux composites, <http://www-ipst.u-strasbg.fr/supports-de-cours/mecanique/mecanique-des-composites/>. Technical report, Institut Professionnel des Sciences et Technologies, Université Louis Pasteur Strasbourg.
- [NYN98] FARROKH AYAZI NAVID YAZDI and KHALIL NAJAFI. Micromachined inertial sensors. *Proceedings of the IEEE*, vol. 86(8) :1640–1659, Aug. 1998.
- [PASG06] N. Paulino P. Amaral, J. Goes and A. Steiger-Garção. An improved low-voltage low-power cmos comparator to be used in high-speed pipeline adcs. In *An 25th International Conference on Microelectronics*, pages 428–431, 2006.
- [PET04] Hervé PETIT. *Simulation comportementale pour la synthèse de convertisseur analogique-numérique CMOS rapide*. PhD thesis, Ecole nationale supérieure de télécommunications, 2004.
- [PRG05] D. Piyabongkarn, R. Rajamani, and M. Greminger. The development of a mems gyroscope for absolute angle measurement. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 13(2) :185–195, Mar 2005.
- [RA79] L.M. Roylance and J.B. Angell. A batch-fabricated silicon accelerometer. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 26(12) :1911–1917, Dec 1979.
- [RAD99] Jean-Claude RADIX. Gyromètres optiques. Technical report, Edition Sciences et techniques, 1999.
- [RJvdP97] W. M.C. Sansen R. J. van de Plassche, J. H. Huijsing. *Analog Circuit Design*. Kluwer Academic Publishers, 1997.
- [SHA99] Felix SHARIPOV. Rarefied gas flow through a long rectangular channel. *Journal of Vacuum Science and Technology A*, 17 :3062–3066, 1999.
-

-
- [SRN96] Gabor C. TEMES Steven R. NORSWORTHY, Richard SCREIER. *Delta-Sigma Data Converters : Theory, Design, and Simulation*. Number p168. Wiley-Interscience, 1996.
- [SSK03a] Byeungleul Lee Sangkyung Sung, Jang Gyu Lee and Taesam Kang. Design and performance test of an oscillation loop for a mems resonant accelerometer. *JOURNAL OF MICROMECHANICS AND MICROENGINEERING*, 13, no2 :246–253, 2003.
- [SSK03b] Byeungleul Lee Sangkyung Sung, Jang Gyu Lee and Taesam Kang. Design and performance test of an oscillation loop for a mems resonant accelerometer. *JOURNAL OF MICROMECHANICS AND MICROENGINEERING*, 13 :246–253, 2003.
- [SSST05] R. Schreier, J. Silva, J. Steensgaard, and G.C. Temes. Design-oriented estimation of thermal noise in switched-capacitor circuits. *Circuits and Systems I : Regular Papers, IEEE Transactions on [see also Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on]*, 52(11) :2358–2368, Nov. 2005.
- [TMY90] Y. Koide Y. Kanda T. Maruyama, S. Zaima and Y. Yasuda. Anisotropy of piezoresistance in n-channel inversion layers of metal-oxide-semiconductor transistors on (001)si. *Journal of Applied Physics*, 68(11) :5687–5691, 1990.
- [TTM+02] R. Toda, N. Takeda, T. Murakoshi, S. Nakamura, and M. Esashi. Electrostatically levitated spherical 3-axis accelerometer. In *Micro Electro Mechanical Systems, 2002. The Fifteenth IEEE International Conference on*, pages 710–713, 20-24 Jan. 2002.
- [VT01] T. Veijola and M. Turowski. Compact damping models for laterally moving microstructures with gas-rarefaction effects. *Microelectromechanical Systems, Journal of*, 10(2) :263–273, June 2001.
- [XEZ+02] Huikai Xie, L. Erdmann, Xu Zhu, K.J. Gabriel, and G.K. Fedder. Post cmos processing for high aspect ratio integrated silicon microstructures. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 11(2) :93–101, April 2002.
- [XF03] Huikai Xie and G.K. Fedder. Fabrication, characterization, and analysis of a drier cmos-mems gyroscope. *Sensors Journal, IEEE*, 3(5) :622–631, Oct. 2003.
- [XIE03] Huikai XIE. Principles of mems transducers, www.mems.ece.ufl.edu/eel5225/fall03/, 2003.
- [YNS03] N. Yazdi, K. Najafi, and A.S. Salian. A high-sensitivity silicon accelerometer with a folded-electrode structure. *Microelectromechanical Systems, Journal of*, 12(4) :479–486, Aug. 2003.
- [Zho98] Yong Zhou. Layout synthesis of accelerometers. Master’s thesis, Carnegie Mellon University, 1998.
- [ZSD05] Rong Zhu, Yan Su, and Henggao Ding. A mems hybrid inertial sensor based on convection heat transfer. In *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 2005. Digest of Technical Papers. TRANSDUCERS '05. The 13th International Conference on*, volume 1, pages 113–116Vol.1, 5-9 June 2005.
-

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire concerne la réalisation d'un microsysteme intégrant une centrale inertielle permettant la détection de mouvements. Le microsysteme étudié est composé d'un accéléromètre capacitif associé à son électronique de traitement.

L'accéléromètre capacitif a conduit à l'élaboration d'un outil logiciel afin de le pré-dimensionner. Ce pré-dimensionnement a été effectué en fonction des spécifications de l'application et de la technologie de fabrication. Cet outil intègre des modèles fluidiques et électrostatiques en vue de calculer les paramètres du modèle de l'accéléromètre pour une simulation système.

L'électronique de traitement de l'accéléromètre capacitif a été conçue autour d'un convertisseur "Sigma-Delta". L'architecture "Sigma-Delta" a nécessité des modifications pour pouvoir être adaptée au capteur. Nous avons alors développé, sous "Matlab-Simulink", une bibliothèque de composants permettant d'ajuster le fonctionnement du convertisseur. Une fois l'architecture optimisée et les caractéristiques des composants connues, la conception de l'architecture "Sigma-Delta" est ainsi réalisable sous le logiciel CADENCE.

Abstract

The aim of this thesis is the realisation of microsystem for movements detection. This microsystem is composed of capacitive accelerometers and of their electronics.

The conception of capacitive accelerometers has induced developement of a software for the first dimensionnement of sensors. This software computes parameters of capacitive accelerometers thanks to electrostatic models, flow models, specifications of application and fabrication process.

The electronics of capacitive accelerometer is a "Sigma-Delta" convertor. The adaptation of convertor leads to developement of components libraries for "Matlab-Simulink". The simulation systems allows to fit parametres convertor for the application. After that, the conception of convertor under CADENCE software is then possible.