

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par : *l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)*

Présentée et soutenue le *05/12/2017* **par :**

Jérémie FOURMANN

Développement d'un système de mesure sans fil de surpression en environnement extrême.

JURY

Tan-Phu VUONG	Professeur d'Université INP Phelma	Président du Jury
Etienne PERRET	Maître de conférence INP	Rapporteur
Bruno SERIO	Professeur d'Université Paris Nanterre	Rapporteur
Jérôme LUC	Ingénieur CEA	Membre du Jury
Nabiha CHAUMEIX	Professeur d'Université INSIS	Membre du Jury
Alexandre LEFRANCOIS	Ingénieur CEA	Membre du Jury
Hervé AUBERT	Professeur d'Université INP-LAAS	Membre du Jury
Patrick PONS	Directeur de Recherche LAAS	Membre du Jury

École doctorale et spécialité :
GEET : Électromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence
Unité de Recherche :
Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes
Directeur(s) de Thèse :
Hervé AUBERT et *Patrick PONS*
Rapporteurs :
Etienne PERRET et *Bruno SERIO*

Résumé

Mots clés : mesure sans fil, bande passante, surpression aérienne, onde de choc, environnement extrême.

La bande passante des chaînes de mesure actuelles est souvent limitée pour la mesure de surpression aérienne dans le cadre de la détonique. Par ailleurs, la transmission du signal de mesure dans un environnement extrême via des câbles de plusieurs dizaines de mètres peut diminuer la fiabilité de la mesure tout en limitant la bande passante.

Ce travail consiste en l'étude et la conception d'un système de mesure sans fil ultrarapide de surpression aérienne, relativement peu invasif voir miniaturisé et répondant aux exigences de la mesure de la surpression aérienne. Une analyse théorique de la chaîne de mesure est mise en place afin de comprendre l'influence de la bande passante sur le signal à mesurer et des différents éléments limitant la bande passante. Une transmission sans fil du signal de mesure est développée afin de transmettre des régimes transitoires dans une boule de feu lors d'une explosion. Cette solution est entièrement décrite et positionnée face à l'état de l'art. Elle permet de mesurer des temps de montée de l'ordre de la centaine de nanosecondes.

Abstract

Keywords : wireless measurement, bandwidth, overpressure, shock wave, harsh environment.

The bandwidth of the current measurement chains is often limited for air pressure measurement in the context of detonics. Furthermore, the transmission of the measurement signal in an extreme environment via cables of several tens of meters can reduce the reliability of the measurement while limiting the bandwidth. A theoretical analysis of the measurement chain is implemented in order to understand the influence of the bandwidth on the signal to be measured and the different elements limiting the bandwidth. A wireless transmission of the measurement signal is developed to transmit transient regimes in a fireball during an explosion. This solution is fully described and positioned in the state of the art. It makes it possible to measure rise times of the order of one hundred nanoseconds.

Table des matières

Introduction **3**

1 Contexte de l'étude **4**
1.1 Introduction . . . 5
1.2 Positionnement du travail de thèse . . . 5
1.2.1 Présentation du cadre d'étude . . . 5
1.2.2 Objectifs et plan de la thèse . . . 7
1.3 La mesure de surpression aérienne . . . 8
1.3.1 Introduction à la mesure dynamique . . . 8
1.3.2 Présentation des signaux à mesurer . . . 9
1.3.2.1 Signal de type échelon . . . 9
1.3.2.2 Signal de type pic-détente . . . 10
1.3.3 Étude d'une chaîne de mesure dynamique . . . 11
1.3.3.1 Comportement de la chaîne de mesure aux hautes fréquences 12
1.3.3.2 Comportement de la chaîne de mesure aux basses fréquences 17
1.3.3.3 Conclusion . . . 20
1.3.4 Étude des méthodes de filtrage du signal numérisé . . . 21
1.3.4.1 Présentation d'un signal réel . . . 21
1.3.4.2 Filtre passe-bas . . . 22
1.3.4.3 Déconvolution de la réponse fréquentielle . . . 23
1.3.5 Conclusion . . . 27
1.4 Étude bibliographique des capteurs de surpression aérienne . . . 28
1.4.1 Les capteurs de pression piézorésistifs . . . 28
1.4.2 Les capteurs de pression optique . . . 28
1.4.3 Les capteurs de pression piézoélectrique . . . 29
1.4.4 Les capteurs de pression capacitif . . . 30
1.4.5 Capteurs du commerce . . . 30
1.4.6 Conclusion . . . 31
1.5 Problématique de l'acheminement du signal . . . 32
1.5.1 Introduction . . . 32
1.5.2 Problèmes de la transmission filaire pour la mesure dynamique en environnement extrême . . . 32
1.5.2.1 Réduction de la bande passante . . . 33
1.5.2.2 Perturbations du signal piézoélectrique . . . 34
1.5.2.3 Bilan . . . 35
1.5.3 Choix du support de transmission du signal de mesure . . . 36
1.5.3.1 Les câbles électriques . . . 36
1.5.3.2 La transmission infrarouge . . . 37
1.5.3.3 La fibre optique . . . 37

1.5.3.4 Les ondes électromagnétiques (< 100 GHz) . . . 37
1.5.3.5 Bilan . . . 38
1.5.4 Cahier des charges de la solution sans fil . . . 38
1.6 Conclusion . . . 41
1.7 Références . . . 42

2 Étude d'un capteur de pression piézoélectrique ultra-rapide pour la détonique 45
2.1 Introduction . . . 47
2.2 Transduction piézoélectrique . . . 47
2.2.1 La théorie de la piézoélectricité . . . 47
2.2.2 La transduction piézoélectrique comme capteur de pression pour la détonique . . . 49
2.2.3 Choix du PVDF . . . 50
2.3 Etude qualitative du principe du capteur à base de film PVDF . . . 51
2.3.1 Présentation du modèle électrique équivalent . . . 51
2.3.2 Exemple de résultat de simulations numériques . . . 54
2.3.3 Étude paramétrique . . . 55
2.3.3.1 Influence de l'épaisseur de la transduction piézoélectrique . . . 55
2.3.3.2 Influence de la couche de protection thermique . . . 56
2.3.3.3 Influence du matériau support . . . 57
2.3.4 Bilan . . . 58
2.4 Influence du conditionneur sur la réponse des capteurs . . . 59
2.4.1 Introduction . . . 59
2.4.1.1 Amplificateur de charges . . . 59
2.4.1.2 Amplificateur de tension . . . 60
2.4.1.3 Résumé des performances des solutions proposées . . . 61
2.4.2 Réalisation des conditionneurs . . . 61
2.4.3 Détermination du rapport signal sur bruit en sortie du conditionneur 61
2.4.4 Caractérisation des dispositifs au tube à choc . . . 63
2.5 Caractérisation des capteurs commerciaux . . . 65
2.5.1 Introduction . . . 65
2.5.2 Le tube à choc comme moyen de vérification . . . 65
2.5.2.1 Le principe de fonctionnement d'un tube à choc . . . 65
2.5.2.2 Le tube à choc du CEA Gramat . . . 67
2.5.3 Caractérisation au tube à choc . . . 68
2.6 Développement d'un capteur prototype à base de PVDF . . . 72
2.6.1 Introduction . . . 72
2.6.2 Caractérisation du transducteur PVDF par effet piézoélectrique inverse 73
2.6.3 Caractérisation du transducteur PVDF prototype au tube à choc . . . 74
2.7 Conclusion . . . 78
2.8 Références . . . 79

3 Étude d'un système de transmission sans fil 81
3.1 Introduction . . . 82
3.2 Positionnement du système de transmission sans fil . . . 82
3.2.1 Détermination du type d'interface de la solution sans fil . . . 82
3.2.1.1 Comparaison des solutions numériques sans fil existantes . . . 82
3.2.1.2 Comparaison des architectures numériques et analogiques 85
3.2.2 Présentation de l'architecture du système retenu . . . 87
3.3 Conception de l'émetteur . . . 88

3.3.1 Choix de la fréquence de la porteuse . . . 88
3.3.2 Étude théorique et modélisation de l'oscillateur contrôlé en tension . 89
3.3.2.1 Modélisation du comportement du VCO . . . 90
3.3.2.2 Principe de la mesure de la fonction transfert du VCO . . . 91
3.3.2.3 Montage expérimental pour mesurer la fonction de transfert du VCO . . . 92
3.3.2.4 Bilan . . . 95
3.3.3 Architecture de la partie émetteur . . . 96
3.3.4 Réalisation de l'émetteur . . . 97
3.4 Conception du récepteur . . . 98
3.4.1 Dimensionnement du récepteur . . . 98
3.4.1.1 Pertes de propagation . . . 98
3.4.1.2 Détermination du gain minimal du récepteur . . . 100
3.4.1.3 Détermination de la figure de bruit du récepteur . . . 101
3.4.1.4 Détermination du SNR en sortie du récepteur . . . 102
3.4.1.5 Bilan des caractéristiques du récepteur . . . 102
3.4.2 Dossier de définition . . . 103
3.4.3 Réalisation du prototype . . . 104
3.5 Démodulation numérique . . . 105
3.5.1 Programme de démodulation numérique . . . 105
3.5.2 Calibrage temps réel . . . 107
3.6 Conclusion . . . 108
3.7 Références . . . 109

4 Mise en œuvre du système de transmission sans fil 111
4.1 Introduction . . . 112
4.2 Expérimentation du système sans fil et filaire . . . 112
4.2.1 Objectifs . . . 112
4.2.2 Dispositif expérimental . . . 112
4.2.3 Présentation et analyse des résultats expérimentaux . . . 113
4.3 Campagne d'expérimentations du système sur tube à choc . . . 114
4.3.1 Objectifs . . . 114
4.3.2 Dispositif expérimental . . . 114
4.3.3 Résultats expérimentaux au tube à choc . . . 115
4.4 Campagne d'expérimentations d'évaluation du système en conditions extrêmes . . . 117
4.4.1 Objectifs . . . 117
4.4.2 Dispositif expérimental . . . 117
4.4.3 Résultats . . . 118
4.4.3.1 Évaluation de la transmission sans fil sans capteur . . . 118
4.4.3.2 Évaluation de la transmission sans fil avec capteur . . . 122
4.4.3.3 Robustesse du système sans fil . . . 125
4.5 Conclusion . . . 126
4.6 Références . . . 128

Conclusion générale 129

A Annexes **II**
A.1 Schéma électrique des conditionneurs . . . III
A.1.1 Amplificateur de charges . . . III
A.1.2 Amplificateur de tension . . . IV
A.2 Tabulation des fonctions de Bessel . . . V
A.3 Caractérisation thermique du VCO . . . VI
A.4 Définition du temps de montée et temps de réponse d'un signal temporel . VII
A.5 Programme Matlab . . . VIII
A.5.1 Calcul des pertes de propagation avec la prise en compte du sol . . . VIII
A.5.2 Démodulation numérique . . . VIII
A.6 Cahier d'expérimentation . . . XI
A.6.1 Tir TAC 26/06/15 . . . XI
A.6.2 Tir TAC 24/06/15 . . . XIV
A.6.3 Tir TAC 01/07/15 . . . XVII
A.6.4 Tir TNT 07/07/15 . . . XX

Liste des figures

1.1 Perturbations possibles lors de la mesure de pression en détonique [15] . . 6
1.2 Principe d'une chaîne de mesure dynamique 8
1.3 Définition des grandeurs physiques au passage du choc 9
1.4 Signal de pression réfléchie de type échelon 10
1.5 Signal de pression type pic-détente 10
1.6 Schéma d'une chaîne de mesure classique 12
1.7 Réponses temporelle et fréquentielle 13
1.8 Réponse fréquentielle des systèmes étudiés 14
1.9 Réponse des différents systèmes étudiés à un échelon de pression avec une résolution temporelle de 1 ns. (a) Vue globale ; (b) Zoom 15
1.10 Erreur quadratique dynamique lors de la réponse à un échelon 15
1.11 Réponse des systèmes étudiés à un signal d'entrée de type pic-détente . . . 16
1.12 Erreur quadratique dynamique pour une entrée de type pic-détente 16
1.13 Réponse fréquentielle des systèmes étudiés 18
1.14 Réponse des systèmes à une entrée de type échelon 18
1.15 Erreur quadratique pour une entrée de type échelon 19
1.16 Réponse des systèmes à une entrée de type pic-détente 19
1.17 Erreur quadratique pour une entrée de type pic-détente 20
1.18 Mesure de la pression incidente lors d'une expérimentation de détonique via un capteur PCB à 1 m d'une charge de 1 kg de TNT (tir 2 P2 campagne n°1) 22
1.19 Réponse fréquentielle de la chaîne de mesure et des filtres 23
1.20 Signal de mesure brut et signaux filtrés. (a) Vue globale ; (b) Zoom sur le régime transitoire 23
1.21 Schéma de principe d'une chaîne de mesure avec un filtre de compensation 24
1.22 Réponse fréquentielle des éléments d'une chaîne de mesure compensée . . 25
1.23 Signal de mesure brut et signaux filtrés obtenus sur tube à choc. (a) Vue globale ; (b) Zoom sur le régime transitoire 26
1.24 Signal de mesure brut et signaux filtrés obtenus sur tube à choc pour un signal de type pic-détente. 27
1.25 Schéma de principe d'un système de mesure à base d'une cavité Fabry-Pérot [19] 29
1.26 Vue en coupe d'un capteur développé par la société PCB [38] 30
1.27 Représentation d'un dispositif expérimental de mesure lors d'une expérimentation de détonique (vue de haut) 33
1.28 Mesure de la réponse fréquentielle du câble de mesure de 52 m 34
1.29 Mesure de la réponse à un échelon de tension du câble de mesure de 52 mètres 34
1.30 Circuit équivalent de la chaîne de mesure 35
1.31 Synoptique d'une chaîne de transmission classique 36

1.32 Schéma d'une expérimentation de détonique avec un réseau de capteurs sans fil (vue de haut) . . . 39

2.1 Structure piézoélectrique élémentaire soumise à un effort mécanique 47
2.2 Modèle électro-acoustique du capteur. (a) Structure du capteur modélisé; (b) Schéma électrique . . . 53
2.3 Simulation numérique de la réponse temporelle du capteur à un échelon de pression . . . 54
2.4 Simulation électrique de la réponse fréquentielle du capteur . . . 55
2.5 Influence de l'épaisseur de la couche de protection thermique sur la fréquence de résonance du capteur. Courbe rouge : Calculs issus de l'équation 2.5. Courbe bleue : Simulations issues du modèle électro-acoustique (tableau 2.2). La fréquence de résonance est donnée par le premier pic sur la figure 2.4. . . . 56
2.6 Influence du matériau support . . . 57
2.7 Montage électrique d'un amplificateur de charge . . . 59
2.8 Montage électrique d'un amplificateur de tension . . . 60
2.9 Conditionneurs réalisés. (a) Amplificateur de tension et (b) Amplificateur de charges. . . . 61
2.10 Schéma électrique équivalent du conditionneur . . . 62
2.11 Évolution de l'incertitude de mesure sur la tension de sortie du conditionneur 63
2.12 Réponse temporelle d'un capteur Müller . . . 64
2.13 Réponse temporelle du capteur Müller (Zoom) . . . 64
2.14 Propagation d'une onde de choc dans un tube à choc. . . . 66
2.15 Diagramme de marche dans un tube à choc . . . 66
2.16 Photographie du tube à choc du CEA Gramat . . . 68
2.17 Schéma du tube à choc du CEA Gramat . . . 68
2.18 Dimension (en mm) des capteurs piézoélectriques testés. (a) Müller M60; (b) PCB Tourmaline 134A24; (c) PCB 113B24 . . . 69
2.19 Installation des capteurs à tester. (a) Face-avant du support des capteurs; (b) support monté en fond du TAC . . . 70
2.20 Comparaison des capteurs testés sous TAC en pression réfléchie . . . 70
2.21 Comparaison de la réponse fréquentielle des capteurs testés au tube à choc en pression réfléchie . . . 71
2.22 Dimensions (en mm) du LDT28K de Measurement-Specialties . . . 72
2.23 Vue en coupe du montage à réaliser avec (1) substrat epoxy FR4, (2) électrode en cuivre, (3) trou métallisé, (4) colle, (5) film PVDF LDT28K-01, (6) colle conductrice, (7) trou de fixation . . . 73
2.24 Transducteur prototype réalisé . . . 73
2.25 Schéma du dispositif de caractérisation du transducteur J2 . . . 73
2.26 Dispositif expérimental de caractérisation de la réponse du film PVDF LDT28K-01 . . . 74
2.27 Résultats expérimentaux de caractérisation du transducteur par effet piézoélectrique inverse : tension d'entrée en bleu et tension mesurée en rouge . . . 74
2.28 Montage du capteur sur le tube à choc. (a) Schéma de la tape de fond avec (1) transducteur prototype, (2) trou de passage pour un capteur de référence, (3) tape de fond, (4) trou de passage des câbles, (5) tape de fond existante; (b) Système complet intégré. . . . 75

2.29 Comparaison de la réponse du transducteur prototype PVDF avec un capteur de référence PCB113B24 au fond du tube à choc en mesurant la pression réfléchie P5 . . . 76
2.30 Zoom sur le régime transitoire de la mesure en pression réfléchie P5 . . . 76
2.31 Réponse fréquentielle du capteur prototype PVDF et du capteur de référence PCB113B24 . . . 77

3.1 Débit des différentes solutions numériques sans fil [2, 11] . . . 83
3.2 Portée des différentes solutions numériques sans fil [2, 11] . . . 83
3.3 Consommation des différentes solutions numériques sans fil [2, 11] . . . 84
3.4 Architecture d'un capteur sans fil. (a) Système analogique ; (b) Système numérique . . . 86
3.5 Schéma bloc du système de transmission sans fil développé. (a) Émetteur relié au capteur ; (b) Récepteur du système de transmission sans fil . . . 87
3.6 Schéma de principe d'un VCO . . . 89
3.7 Schéma électrique modélisant l'entrée du VCO . . . 90
3.8 Étude paramétrique de la réponse de transfert du VCO pour différentes impédances d'entrée R_0 . . . 91
3.9 Schéma d'une représentation fréquentielle d'un signal de sortie du VCO modulé par un signal sinusoïdal . . . 92
3.10 Schéma du montage de mesure de la fonction de transfert du VCO . . . 93
3.11 Montage expérimental de mesure de la fonction transfert du VCO . . . 93
3.12 Mesure du spectre du signal de sortie du VCO pour différentes fréquences et indices de modulation du signal de commande. (a) $f_m = 1$ MHz et $m_f \neq 2,4$; (b) $f_m = 1$ MHz et $m_f = 2,4$; (c) $f_m = 1,5$ MHz et $m_f \neq 2,4$; (d) $f_m = 1,5$ MHz et $m_f = 2,4$ . . . 94
3.13 Fonctions de transfert mesurées et simulées pour $R_0 = 50\ \Omega$et $R_0 = 150\ \Omega$ . . . 95
3.14 Schéma bloc de l'émetteur hyperfréquence (HF) relié à un capteur . . . 96
3.15 Schéma de l'émetteur prototype utilisé pour la transmission sans fil . . . 97
3.16 Influence de la présence du sol . . . 99
3.17 Pertes de propagation d'une onde électromagnétique en fonction de sa polarisation en présence du sol . . . 100
3.18 Bilan de liaison du système de transmission sans fil . . . 101
3.19 Schéma bloc du récepteur . . . 101
3.20 Maquette prototype du récepteur du système de transmission sans fil . . . 105
3.21 Synoptique de la chaîne de réception avec la partie associée au traitement numérique . . . 105
3.22 Logigramme du programme de démodulation . . . 106
3.23 Principe du calibrage temps réel. (a) signal de référence (commande du VCO) ; (b) signal de référence mesuré ; (c) caractéristique fréquence-tension du VCO. 107

4.1 Schéma de l'expérimentation . . . 112
4.2 Caractéristique du VCO mesurée via le calibrage temps réel . . . 113
4.3 Comparaison filaire et sans fil de la mesure. (a) signal de calibrage + signal du capteur simulé (échelon) ; (b) zoom sur le régime transitoire. . . . 113
4.4 Schéma d'implantation du système de transmission sans fil sur tube à choc 115
4.5 Transmission sans fil sur tube à choc . . . 115
4.6 Mesure de la pression réfléchie en utilisant le système filaire et le système sans fil avec une bande passante du démodulateur de 50 MHz . . . 116

4.7 Mesure de la pression réfléchie en utilisant le système filaire et le système sans fil avec une bande passante du démodulateur de 250 MHz 116
4.8 Vue du site d'expérimentation avec explosif; avec (P1-P5) les différent mâts, (a) la potence et (b) l'emplacement de la charge explosive 118
4.9 Schéma d'implantation du système de transmission sans fil sans capteur . . 119
4.10 Images extraites des vidéos ultra-rapides 120
4.11 Traitement du signal reçu de 0 à 15 ms . (a) Signal modulé en fréquence; (b) Amplitude du signal reçu; (c) Signal démodulé en fréquence 121
4.12 Traitement du signal reçu de 10 à 30 ms. (a) Signal modulé en fréquence; (b) Amplitude du signal reçu; (c) Signal démodulé en fréquence 122
4.13 Schéma d'implantation du système de transmission sans fil avec capteur . . 123
4.14 Images extraites des vidéos ultra-rapides prises au cours de l'explosion n°2. Un cercle rouge représente le rayon de la boule de feu et le cercle bleu présente le front d'onde de choc. 123
4.15 (a) Signal modulé en fréquence; (b) Signal démodulé 125
4.16 Système sans fil utilisé durant l'expérience de détonique 126

A.1 Schéma électrique de l'amplificateur de charges III
A.2 Schéma électrique de l'amplificateur de tension IV
A.3 Fonctions de Bessel pour différents indices de modulation V
A.4 Montage expérimental pour mesurer l'influence de la température sur la sensibilité du VCO VI
A.5 Écart de fréquence du VCO en fonction de sa température VI
A.6 Représentation du temps de montée et du temps de réponse VII
A.7 Pression réfléchie mesurée en fond de tube à choc. (a) Vue globale, (b) Zoom sur le premier palier. XII
A.8 Mesure du régime transitoire des capteurs sur tube à choc. (a) Visualisation temporelle; (b) Visualisation fréquentielle. XIII
A.9 Mesure de la pression incidente pour trois positions sur tube à choc. (a) Vue globale; (b) Zoom sur le premier front de montée. XIII
A.10 Pression réfléchie mesurée en fond de tube à choc. (a) Vue globale, (b) Zoom sur le premier palier. XV
A.11 Mesure du régime transitoire des capteurs sur tube à choc. (a) Visualisation temporelle; (b) Visualisation fréquentielle. XVI
A.12 Mesure de la pression incidente pour trois positions sur tube à choc. (a) Vue globale; (b) Zoom sur le premier front de montée. XVI
A.13 Pression réfléchie mesurée en fond de tube à choc. (a) Vue globale, (b) Zoom sur le premier palier. XVIII
A.14 Mesure du régime transitoire des capteurs sur tube à choc. (a) Visualisation temporelle; (b) Visualisation fréquentielle. XIX
A.15 Mesure de la pression incidente pour trois positions sur tube à choc. (a) Vue globale; (b) Zoom sur le premier front de montée. XIX
A.16 Mesure du régime transitoire des capteurs sur tube à choc. (a) Visualisation temporelle; (b) Visualisation fréquentielle. XIX
A.17 Calcul hydrodynamique de la pressionAlexia XXI
A.18 Calcul hydrodynamique de la température Alexia XXI
A.19 Comparaison expérience-calculs Alexia TNT 1 kg en champ libre tir XXII
A.20 Dépouillement film VNUR (Vidéo Numérique Ultra Rapide) XXII

Liste des tableaux

1.1 Paramètres des systèmes étudiés . . . 14
1.2 Paramètres des systèmes étudiés . . . 17
1.3 Influence des paramètres principaux de la chaîne de mesure sur les signaux à mesurer . . . 21
1.4 Caractéristiques des filtres passe-bas utilisés . . . 22
1.5 Avantages et inconvénients des méthodes étudiées de traitement du signal 26
1.6 Caractéristiques des capteurs optiques à cavité Fabry-Pérot de la littérature 29
1.7 Caractéristique des capteurs du commerce utilisés pour la mesure de surpression dynamique . . . 31
1.8 Problèmes de la mesure filaire pour la mesure dynamique de pression en détonique . . . 36
1.9 Résumé des caractéristiques des différents supports envisagés . . . 38
1.10 Récapitulatif des caractéristiques de la solution sans fil recherchée . . . 41

2.1 Comparatif des propriétés de matériaux piézoélectriques les plus courants [44,45,40]. . . . 50
2.2 Paramètres du modèle d'un capteur piézoélectrique PVDF . . . 54
2.3 Caractéristiques du montage électrique de l'amplificateur de charges étudié 60
2.4 Caractéristiques du montage électrique de l'amplificateur de tension étudié 61
2.5 Avantages et inconvénients des amplificateurs étudiés . . . 61
2.6 Résumé des paramètres choisis pour le conditionneur . . . 62
2.7 Principales caractéristiques du tube à choc du CEA Gramat . . . 68
2.8 Caractéristiques des capteurs testés . . . 69
2.9 Résultats obtenus sur les trois capteurs testés . . . 71
2.10 Caractéristiques du film PVDF . . . 72
2.11 Conditions opératoires du tir au TAC . . . 75

3.1 Performances des solutions numériques sans fil existantes . . . 85
3.2 Comparatif des architectures numérique et analogique . . . 87
3.3 Influence de la résistance R_0 sur la fréquence de coupure haute f_c du VCO . 91
3.4 Caractéristiques de l'émetteur développé . . . 97
3.5 Paramètres de simulation numérique des pertes de propagation en présence du sol . . . 99
3.6 Caractéristiques du récepteur . . . 102
3.7 Caractéristiques du numériseur à associer au récepteur . . . 103
3.8 Caractéristiques des composants constituant le récepteur . . . 104
3.9 Paramètres d'entrée et de sortie du programme de démodulation numérique 106

4.1 Synthèse des performances du système filaire et sans fil . . . 114
4.2 Synthèse des performances du système sans fil . . . 117

4.3 Positionnement de capteurs mis en place 118
4.4 Chronologie de l'explosion n°1 120
4.5 Chronologie de l'explosion 2 124

A.1 Informations du tir XI
A.2 Capteurs montés sur le tube à choc XI
A.3 Conditions initiales du tir XI
A.4 Résultats théoriques (WiSTL) XII
A.5 Résultats théoriques (WiSTL) XII
A.6 Analyse de la pression réfléchie mesurée sur tube à choc XIII
A.7 Analyse de la pression incidente mesurée sur tube à choc XIV
A.8 Informations du tir XIV
A.9 Capteurs montés sur le tube à choc XIV
A.10 Conditions initiales du tir XIV
A.11 Résultats théoriques (WiSTL) XV
A.12 Résultats théoriques (WiSTL) XV
A.13 Analyse de la pression réfléchie mesurée sur tube à choc XVI
A.14 Analyse de la pression incidente mesurée sur tube à choc XVII
A.15 Informations du tir XVII
A.16 Capteurs montés sur le tube à choc XVII
A.17 Conditions initiales du tir XVII
A.18 Résultats théoriques (WiSTL) XVIII
A.19 Résultats théoriques (WiSTL) XVIII
A.20 Analyse de la pression réfléchie mesurée sur tube à choc XX
A.21 Analyse de la pression incidente mesurée sur tube à choc XX
A.22 Informations du tir XX

Remerciements

Mes premiers remerciements vont à mes deux directeurs de thèse Hervé Aubert et Patrick Pons. Leur complémentarité sur les différents problèmes abordés tout au long de la thèse a été un réel atout.

Je remercie également mes encadrants du CEA Gramat, Maylis Lavayssière, Jérôme Luc, Alexandre Lefrançois et Antoine Osmont pour avoir mis à disposition l'ensemble des moyens matériels nécessaires à ce projet de thèse.

Je tiens à remercier l'ensemble des membres du jury pour avoir accepté d'expertiser ce travail dont plus particulièrement M. Serio et M. Perret pour avoir accepté de rapporter sur le travail de thèse. Je les remercie également pour leurs conseils, expertise dans leur domaine respectif et pour leurs remarques très pertinentes et constructives exprimées lors de nos différents échanges.

Je remercie également Anthony Coustou pour son aide et son expertise sur l'analyse des systèmes radiofréquences.

Je tiens tout particulièrement à saluer Fabrice Mathieu avec lequel il a été vraiment agréable d'échanger et de discuter d'électronique.

Enfin, je remercie toutes les personnes rencontrées au cours de ces trois années trop nombreuses pour les citer, qui ont contribué de près ou de loin, à l'excellent souvenir, que je garderai de ma thèse.

Introduction

Cette thèse CEA co-financée Région Midi-Pyrénées a débuté en octobre 2013. Elle a été réalisée au sein de l'équipe de recherche MINC (Micro et Nanosystèmes pour les Communications sans fil) du laboratoire LAAS/CNRS basé à Toulouse, au laboratoire LECE (Laboratoire Efficacité des Compositions Energétiques) et au laboratoire LMIE (Laboratoire de Métrologie et d'Ingénierie des Expérimentations) du CEA Gramat.

Dans le domaine de la physique du choc, une onde de souffle est une surpression se propageant dans le milieu environnant engendrée par l'explosion d'un gaz, d'un liquide ou d'un solide, liée au processus de décomposition chimique par déflagration ou détonation. La surpression dans l'air est l'élément principal conditionnant les effets externes de l'explosion. On y observe une augmentation très rapide de la pression au niveau du front de choc, suivie d'une décroissance quasiment exponentielle jusqu'à la pression ambiante et une phase de dépression. De nombreux capteurs de pression absolue ou différentielle existent sur le marché pour couvrir les gammes de pression souhaitées [1.7-700] bar, mais leur bande passante est souvent limitée. Par ailleurs, la transmission du signal de mesure dans un environnement extrême via des câbles de plusieurs dizaines de mètres peut diminuer la fiabilité de la mesure tout en limitant la bande passante.

Ce travail de thèse est focalisé sur l'étude et la conception d'un système de transmission sans fil ultra-rapide de surpression aérienne, relativement peu invasif voire miniaturisé et répondant aux exigences de la mesure de la surpression aérienne.

La première partie du manuscrit a pour but de positionner le travail de thèse. Une présentation du cadre de l'étude et de l'enjeu de la mesure dynamique est menée. Une analyse théorique de la chaîne de mesure est mise en place afin de comprendre l'influence de la bande passante sur le signal à mesurer. Une étude bibliographique sur les capteurs de surpression aérienne est réalisée. Enfin, une étude des limites de l'acheminement filaire d'un signal de mesure en environnement extrême est conduite.

La deuxième partie du manuscrit porte sur l'étude qualitative du fonctionnement des capteurs de pression piézo-électriques afin de mieux appréhender le fonctionnement du système global.

La troisième partie de l'étude porte sur la conception du système de transmission sans fil. La solution retenue est entièrement décrite et positionnée face à l'état de l'art. Une analyse de l'ensemble de la chaîne de mesure permet de quantifier ses performances et ses limites.

La dernière partie permet de valider expérimentalement le système. Deux campagnes de mesure de surpression aérienne en champ libre et des campagnes de vérification sur le tube à choc du CEA Gramat sont réalisées. Les résultats obtenus sont ensuite analysés, synthétisés et commentés.

Une conclusion générale sur ces travaux de thèse est menée en fin de manuscrit. Les contributions scientifiques de la thèse y sont présentées ainsi que les perspectives à court et à moyen termes.

Chapitre 1

Contexte de l'étude

« *If I had 6 hours to chop down a tree, I'd spend 4 of them sharpening my axe* »

Abraham Lincoln

Sommaire

1.1 Introduction 5
1.2 Positionnement du travail de thèse 5
1.2.1 Présentation du cadre d'étude 5
1.2.2 Objectifs et plan de la thèse 7
1.3 La mesure de surpression aérienne 8
1.3.1 Introduction à la mesure dynamique 8
1.3.2 Présentation des signaux à mesurer 9
1.3.3 Étude d'une chaîne de mesure dynamique 11
1.3.4 Étude des méthodes de filtrage du signal numérisé 21
1.3.5 Conclusion 27
1.4 Étude bibliographique des capteurs de surpression aérienne 28
1.4.1 Les capteurs de pression piézorésistifs 28
1.4.2 Les capteurs de pression optique 28
1.4.3 Les capteurs de pression piézoélectrique 29
1.4.4 Les capteurs de pression capacitif 30
1.4.5 Capteurs du commerce 30
1.4.6 Conclusion 31
1.5 Problématique de l'acheminement du signal 32
1.5.1 Introduction 32
1.5.2 Problèmes de la transmission filaire pour la mesure dynamique en environnement extrême 32
1.5.3 Choix du support de transmission du signal de mesure 36
1.5.4 Cahier des charges de la solution sans fil 38
1.6 Conclusion 41
1.7 Références 42

1.1 Introduction

Ce chapitre a pour but de positionner le travail effectué durant cette thèse. Une étude détaillée des problématiques rencontrées lors de la mesure de surpression aérienne est alors menée. Celle-ci aura pour objectif d'identifier les différents éléments de la chaîne de mesure. Une modélisation de la réponse de la chaîne de mesure est réalisée afin de comprendre le lien entre les perturbations visibles sur le signal mesuré et la réponse fréquentielle de la chaîne de mesure. De plus, une étude comparative des différentes méthodes de traitement du signal permettant l'amélioration de la mesure est accomplie. Les limitations des solutions de transmission filaire pour la mesure dynamique de pression en environnement extrême sont investiguées. Différentes solutions alternatives seront ainsi évoquées. Enfin, la solution de transmission sans fil envisagée sera justifiée ainsi que les contraintes en termes de performances que celle-ci devra remplir.

1.2 Positionnement du travail de thèse

1.2.1 Présentation du cadre d'étude

Dans le domaine de la physique du choc et de la détonation, une onde de souffle est une surpression engendrée dans le milieu environnant par l'explosion d'un gaz, d'un liquide ou d'un solide. Un choc est associé à la discontinuité des grandeurs thermomécaniques : pression, température, vitesse matérielle et densité. Ce choc se propage dans l'air et se traduit par une surpression. Les métrologies utilisées habituellement pour caractériser ces phénomènes dynamiques sont la mesure de vitesse généralement supersonique, et la mesure différentielle de pression. La surpression est l'élément principal qui caractérise l'explosion. On y observe une augmentation très rapide de la pression au niveau du front de choc, suivie d'une décroissance exponentielle jusqu'à la pression ambiante puis d'une phase négative avant le retour à la normale. Le profil de surpression à une distance donnée du point de l'explosion est caractérisé par : le temps d'arrivée du signal au capteur, l'amplitude du pic de surpression, la durée de la phase positive (temps entre le passage du front de choc et le moment où une surpression nulle est atteinte) et l'impulsion positive (l'aire sous la courbe de la phase positive).

L'amélioration de ces mesures dynamiques constitue encore, à l'heure actuelle, un défi technologique, notamment en termes de bande passante et d'incertitude de mesure. De plus, la compréhension des processus hydrodynamiques complexes d'interaction des produits de détonation avec l'air nécessite d'instrumenter des zones à l'intérieur et à l'extérieur de la boule de feu. Par ailleurs, il est important de ne pas perturber la propagation du front de choc et *in fine*, les conditions de mesure en y insérant des capteurs trop volumineux et/ou conduisant localement à des ruptures d'impédance de choc.

Les performances de ces capteurs ont été évaluées régulièrement lors de campagnes d'expérimentations dans différentes configurations de souffle incident ou réfléchi. Différentes études ont permis notamment d'identifier les insuffisances des capteurs existants en termes de bande passante, de temps de montée et d'immunité face aux effets thermiques [3, 24, 38]. Les capteurs du commerce évalués au CEA Gramat pour caractériser l'effet de souffle possèdent les caractéristiques suivantes :

— technologie piezoélectrique et piezorésistif,

— bande passante utile limitée à 100 kHz,

— temps de montée limité de l'ordre de 1 μs mesuré entre 10 % et 90 % du front de montée

— écart de linéarité inférieur à 0,5%

L'incertitude sur les mesures conventionnelles de pression est de l'ordre de 10 % dans la gamme 20 mbar à 5 kbar [3, 24]. Cette incertitude prend en compte l'incertitude sur la sensibilité et le gain d'amplification du capteur ainsi que l'incertitude lié à l'acheminement du signal jusqu'à la baie d'acquisition. De plus, l'atténuation du signal par les câbles coaxiaux utilisés avec ces capteurs lors des expérimentations engendre une augmentation du temps de montée. Ce problème identifié peut malgré tout être corrigé par des outils de traitement du signal adaptés. La figure 1.1 montre les différents types de perturbations rencontrées dans la mesure de surpression en détonique [15, 38].

L'indicatif (a) de la figure 1.1 représente une perturbation sur le signal de mesure mis en jeu par des couplages électromagnétiques lors de la mise à feu de l'explosif via une ligne haute tension. Lorsque l'onde de choc arrive au niveau du support de la sonde de mesure, une onde acoustique de célérité supérieure à celle du choc dans l'air se propage à l'intérieur de ce support jusqu'au capteur et crée une perturbation (figure 1.1(b)) avant le front de montée. La bande passante limitée de l'ensemble de la chaîne de mesure (capteur + câble de mesure) engendre une modification en amplitude et en phase des composantes spectrale du signal (distorsion harmonique). Cela est visible par un temps de montée mesuré plus important figure 1.1(c) et un régime d'oscillations amorties lié à la fréquence de résonance du système (figure 1.1(d)). Le temps de balayage de l'onde de choc aérienne sur le capteur en position incidente augmente aussi le temps de montée. Les réflexions locales liées à l'influence des éclats ou projectiles passants à proximité du capteur (figure 1.1(e)). Les vibrations des câbles de mesure peuvent engendrer des micro-coupures sur le signal (figure 1.1(f)). Enfin, pour des systèmes de mesure ayant une fréquence de coupure basse non nulle, la phase de détente peut être sous évaluée avec un retour trop rapide à la pression initiale (figure 1.1(g)).

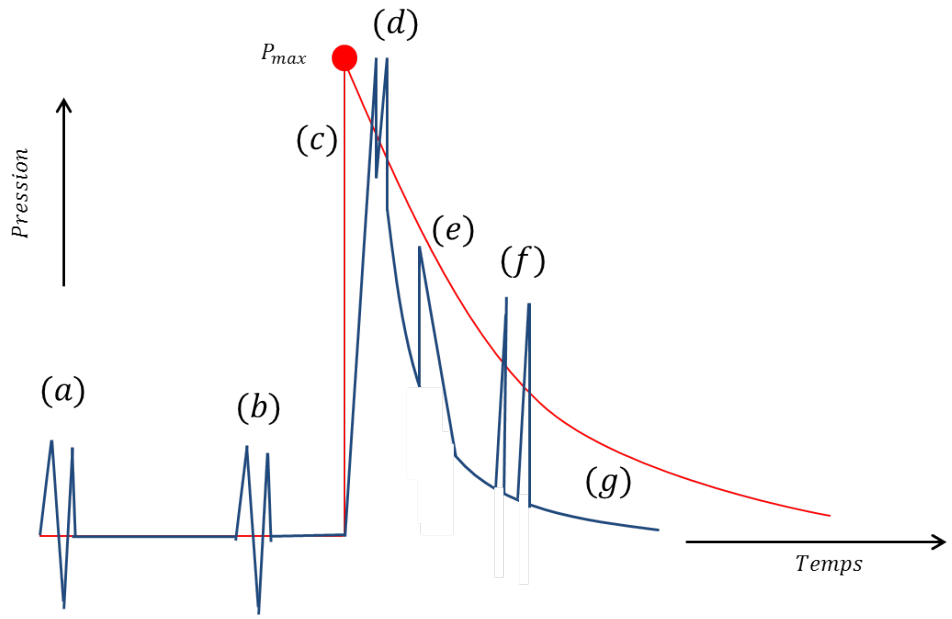


FIGURE 1.1 – Perturbations possibles lors de la mesure de pression en détonique [15]

1.2.2 Objectifs et plan de la thèse

L'objectif principal de la thèse est de proposer une solution alternative à la transmission filaire pour l'acheminement du signal de mesure lors des expérimentations. Aujourd'hui les câbles sont utilisés pour l'acheminement des signaux de capteurs ayant une bande passante limitée à quelques centaines de kHz. Cependant, avec la nécessité d'augmenter la bande passante des capteurs pour mesurer avec précision les régimes transitoires de pression, la bande passante des câbles ne pourra plus être compensée. Cette limitation réduira considérablement les performances des nouvelles générations de capteurs. La solution sans fil proposée dans la thèse devra avoir des performances en rupture avec les solutions filaires existantes et posséder une bande passante supérieure à 1 MHz.

Le travail de thèse se déroule en trois grandes phases. Une première phase consiste à comprendre l'influence d'une chaîne de mesure (avec une bande passante limitée) sur l'incertitude du signal mesuré lors de la mesure d'une surpression aérienne en environnement extrême. L'étude des limites de la transmission filaire ouvre la voie à la recherche d'un autre moyen de transmission. Une étude qualitative du fonctionnement des capteurs de pression piézoélectriques est menée afin de choisir le transducteur disponible et ayant les meilleures performances en terme de bande passante pour l'application visée (gamme de pression de 1 bar à 100 bar et la gamme de température de 10°C à 100°C).

Une fois le capteur optimal identifié, une solution alternative à la transmission filaire de la mesure est envisagée. La solution retenue est une solution sans fil électromagnétique. Une analyse de l'ensemble de la chaîne de mesure permet de quantifier les performances et les limites de la solution.

La dernière partie porte sur la validation expérimentale du système sans fil proposé avec tout d'abord le module de communication sans fil seul puis son intégration avec un capteur du commerce.

1.3 La mesure de surpression aérienne

1.3.1 Introduction à la mesure dynamique

La mesure dynamique a pour but de mesurer des grandeurs physiques évoluant dans le temps $e(t)$. La variation du signal au cours du temps la différencie de la mesure statique. On se donne pour objectif de mesurer non pas une valeur ou des valeurs discrètes, mais la mesure du signal $e(t)$. Il s'agit ici d'étudier des phénomènes physiques transitoires tels que les signaux de pression lors d'expérimentations de détonique. La chaîne de mesure est supposée linéaire invariante dans le temps. La théorie des Systèmes Linéaires Invariants dans le Temps (SLIT) régit entièrement ce type de métrologie [14]. La figure 1.2 montre le principe d'une chaîne de mesure dynamique.

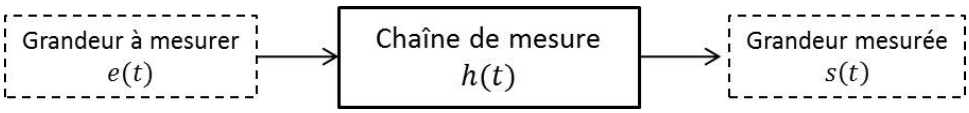


FIGURE 1.2 – Principe d'une chaîne de mesure dynamique

Pour un SLIT, la sortie de la chaîne de mesure $s(t)$ est liée à l'entrée $e(t)$ par la relation 1.1 où h désigne la réponse impulsionnelle de la chaîne de mesure et $*$ le produit de convolution[25].

$$s(t) = e * h(t) = \int_{-\infty}^{-\infty} e(\tau) \cdot h(t-\tau) d\tau \tag{1.1}$$

Dans le domaine fréquentiel, la relation 1.1 donne la formule 1.2.

$$S(f) = E(f) \cdot H(f) \tag{1.2}$$

où S désigne la transformée de Fourier de s, H la transformée de Fourier de h et E la transformée de Fourier de e.

Les relations 1.1 et 1.2 montrent que le signal à mesurer peut être potentiellement affecté par la chaîne de mesure. Des perturbations vont apparaître dès lors que le spectre du signal à mesurer se trouve à l'extérieur de la bande passante de la chaîne de mesure. Ces oscillations parasites sont autant de problèmes classiques rencontrés en mesure dynamique de pression. Les perturbations apportées par la chaîne de mesure aux hautes fréquences à savoir les dépassements de la consigne et les distorsions sur le signal ont des répercussions sur la réponse temporelle pour restituer les échelons de pression. Les perturbations basse fréquence liées à l'écroulement du régime palier généreront des contributions indésirables sur les variations lentes de pression, que l'on retrouve dans les régimes établis et lors des phases de détente.

Afin de pallier ces problèmes, une optimisation de la chaîne de mesure suivant les types de signaux à mesurer est possible. Nous allons présenter dans un premier temps les différents types de signaux rencontrés en mesure dynamique de pression. Puis une étude de la chaîne de mesure permettra d'identifier les paramètres clés régissant les performances. La réponse de la chaîne de mesure sera simulée afin d'étudier les différentes perturbations possibles pouvant mener à de fausses interprétations physiques des phénomènes mis en jeu. Enfin, une étude comparative des différentes stratégies de traitement du signal permettant d'améliorer la qualité de la mesure sera menée.

1.3.2 Présentation des signaux à mesurer

Lors du passage de l'onde de choc, le milieu en aval appelé couramment milieu choqué et le milieu en amont de l'onde de choc appelé milieu frais présentent des discontinuités des variables d'état thermodynamique. L'onde de choc se déplace à une vitesse U du milieu choqué vers le milieu frais. Les variables d'état (pression P, température T, densité ρ, vitesse matérielle u) en aval et amont (indices respectifs 1 et 2) du choc sont présentées dans la figure 1.3.

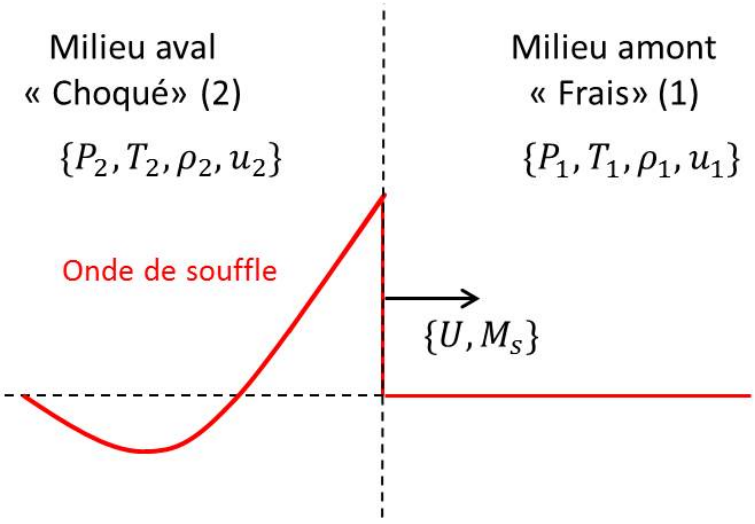


FIGURE 1.3 – Définition des grandeurs physiques au passage du choc

L'objectif de la mesure dynamique de pression est la mesure du signal de pression $P(t)$ lors du passage de l'onde de choc. Selon les cas d'études, le signal de pression peut prendre la forme d'un signal de type échelon ou la forme d'un signal de type pic-détente. Par exemple, lors de la mesure de pression réfléchie ou de pression incidente dans un tube à choc, le signal à mesurer est un signal de type échelon. En revanche, lors d'une mesure de pression incidente en espace libre, le signal a la forme caractéristique d'un signal pic-détente.

1.3.2.1 Signal de type échelon

Le signal de type échelon s_r est défini par la relation 1.3 [38] et illustré sur la figure 1.4. Ce signal présente un temps de montée très rapide de l'ordre de la dizaine de nanosecondes pour atteindre sa valeur palier P_{max}. Le palier est maintenu selon les chocs étudiés durant une plage de temps de plus d'une centaine de microsecondes jusqu'à la milliseconde.

$$s_r(t) = P_0 + (P_{max} - P_0) \cdot w(t - t_0) \tag{1.3}$$

où P_0 désigne la valeur de la pression ambiante, P_{max} la valeur de la pression palier, t_0 le temps correspondant au saut de pression et w la fonction indicatrice (nulle sur l'ensemble des réel strictement négatif et égale à 1 sur l'ensemble des réel positif) [25].

P_{max} et t_0 sont les deux paramètres importants à mesurer. Le point $[t_0, P_{max}]$ est difficilement mesurable à cause de la bande passante trop limitée des capteurs en pression réfléchie. C'est en fait le moyen le plus adapté pour déterminer la réponse fréquentielle du capteur et ainsi de pouvoir mettre en place un filtrage adapté à la réponse harmonique du second ordre. Deplus, il est tout à fait possible de donner une valeur moyenne

de P_{max} des valeurs mesurées sur une fenêtre W représentée sur la figure 1.4 en prenant en compte l'influence de la coupure basse. La gamme de pression usuelle lors des expérimentations est de 1 à 100 bar pour la valeur de la pression palier obtenue en réflexion au bout d'un tube à choc. Un signal de type échelon est mesurable par exemple en pression réfléchie et incidente lors d'une expérimentation sur tube à choc.

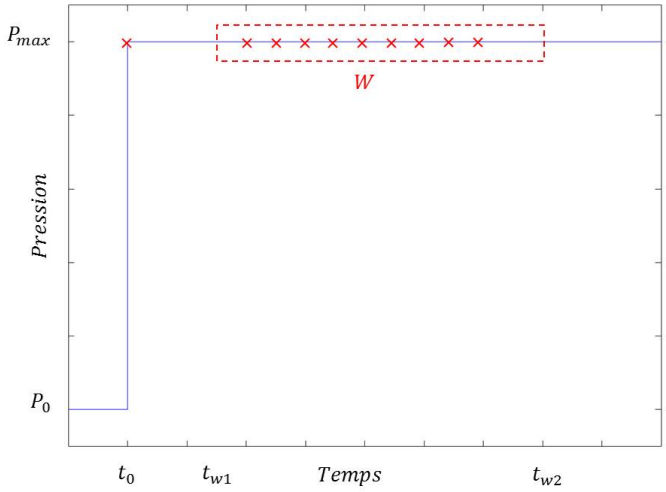


FIGURE 1.4 – Signal de pression réfléchie de type échelon

1.3.2.2 Signal de type pic-détente

Le signal de type pic-détente s_i est défini par la relation 1.4 et illustré sur la figure 1.5. Ce signal présente un temps de montée très rapide de l'ordre de la dizaine de nanosecondes pour atteindre sa valeur maximale P_{max}. Ensuite une phase de décroissance exponentielle appelée "détente" se produit jusqu'à revenir à la pression ambiante. La durée de cette phase est de l'ordre de plusieurs centaines de microsecondes [1].

$$s_i(t) = P_0 + \left[(P_{max} - P_0) \cdot e^{\frac{-(t-t_0)}{\tau_1}} \right] \cdot w(t - t_0) \tag{1.4}$$

où P_0 désigne la valeur de la pression initiale, P_{max} la valeur de la pression pic, t_0 le temps correspondant au saut de pression, τ_1 le temps caractéristique de la détente et w la fonction indicatrice.

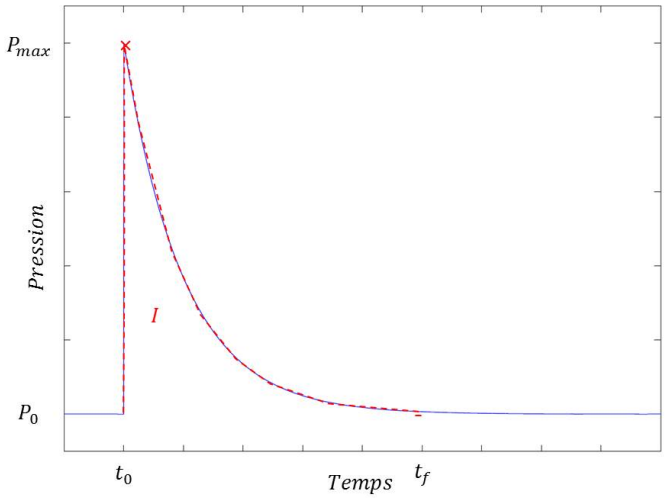


FIGURE 1.5 – Signal de pression type pic-détente

L'intensité du pic est donnée par la valeur P_{max}. Cette valeur n'apparaît qu'une seule fois (au temps t_0). En pratique, lors de l'explosion en champ libre la gamme du pic de surpression à une distance de 1 à 5 m de la charge est de l'ordre de 1 à 35 bar pour une charge de 1 kg de TNT. Contrairement à la mesure d'un signal de type échelon, il n'est pas possible de moyenner le signal mesuré pour estimer P_{max} directement depuis le signal de mesure brute sans aucun traitement du signal. On reconstruit le signal sur la base du temps d'arrivée et de la décroissance.

L'impulsion positive est définie comme l'aire sous la courbe de la phase positive du signal de surpression (figure 1.5). L'impulsion I est une des caractéristiques de l'intensité de l'onde de choc. Elle est définie par la formule 1.5.

$$I = \int_{t_0}^{t_f} (P(t) - P_0(t)) \cdot dt \tag{1.5}$$

où t_0 désigne le début de la phase positive, t_f la fin de la phase positive et $P(t)$ le signal de pression. En pratique pour une charge de 1 kg de TNT, l'impulsion a une valeur de l'ordre de 1.34 bar.ms à 1 m.

Les caractéristiques clés de ce signal tels que le temps de montée, la valeur du pic de surpression, l'évolution de la phase de décroissance, la valeur de l'impulsion doivent être mesurés le plus précisément possible afin de se renseigner sur la physique mise en jeu et pour valider les modèles numériques. La chaîne de mesure réelle dégrade le signal. La bande passante limitée et son gain variable, la fréquence de résonance, l'ondulation dans la bande passante, ainsi que les fréquences de coupure basse et haute sont des paramètres essentiels à bien maîtriser [3]. Un modèle de la chaîne de mesure doit être développé afin de déterminer sa fonction de transfert et de comprendre son influence sur la mesure dynamique de pression.

1.3.3 Étude d'une chaîne de mesure dynamique

Lors du passage d'une onde de choc aérienne, la mesure dynamique de pression a pour but d'estimer le pic de surpression P_{max} et le profil de pression au cours du temps $P(t)$ [38]. L'enjeu de la mesure est de restituer une pression $P_m(t)$ mesurée au plus proche possible du phénomène physique $P(t)$. L'erreur quadratique dynamique est $\epsilon(t) = (P(t) - P_m(t))^2$. Dans les conditions d'expérimentation (hors situation d'étalonnage), on cherche à calculer cette erreur, mais on ne connaît généralement pas précisément $P(t)$ autrement que par le calcul scientifique ou par analyse phénoménologique de type Frielander. En revanche, une analyse théorique de la réponse de la chaîne de mesure assimilée à un système du second ordre permet de déterminer cette erreur.

Une chaîne de mesure classique se décompose principalement en quatre parties :

— la transduction,
— le conditionnement du signal,
— l'acheminement du signal,
— la numérisation et le traitement du signal.

Le transducteur permet de convertir la grandeur physique en une grandeur mesurée facilement exploitable (courant, tension, charge, etc). Le conditionneur permet d'amplifier la sortie du transducteur et de l'adapter à une lecture pour un numériseur. L'acheminement du signal (filaire ou sans fil) permet quant à lui de transmettre l'information

utile jusqu'au numériseur. Les modules de numérisation et de traitement du signal permettent de numériser le signal puis d'appliquer le facteur de sensibilité et un ensemble de traitements afin d'obtenir la grandeur mesurée et une estimation fiable de la grandeur à mesurer. La figure 1.6 représente une chaîne de mesure classique.

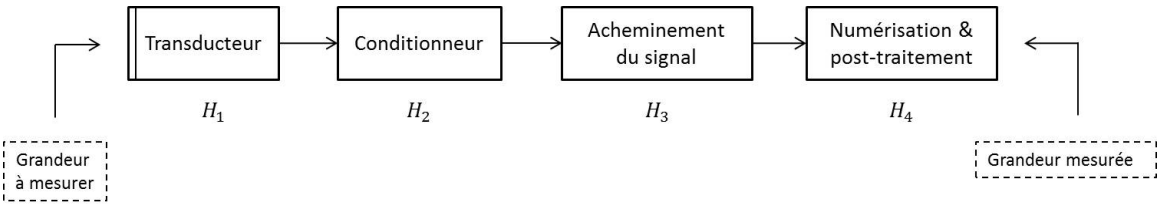


FIGURE 1.6 – Schéma d'une chaîne de mesure classique

Chaque module possède ses propres performances dynamiques définies et quantifiables par sa fonction de transfert. Il est considéré comme un système SLIT de fonction de transfert H_i pour chaque module i.

La fonction de transfert de la chaîne de mesure H est définie par la relation 1.6.

$$H = \prod_{i=1}^{4} H_i \tag{1.6}$$

Il suffit qu'un seul des modules présente des performances dynamiques insuffisantes pour dégrader l'ensemble de la chaîne de mesure. Par exemple, pour une chaîne de mesure dynamique piézoélectrique classique, la fonction transfert peut s'écrire sous la forme de la relation 1.7 avec un filtre passe-haut du premier ordre lié à l'utilisation d'un amplificateur de charges et d'un filtre passe-bas du second ordre lié à la transduction piézoélectrique [38] :

$$H(p) = \frac{K_{bf} \cdot p/\omega_{bf}}{1 + p/\omega_{bf}} \cdot \frac{K_{hf}}{1 + \frac{\xi}{\omega_{hf}} p + (\frac{p}{\omega_{hf}})^2} \tag{1.7}$$

où p désigne la variable de Laplace, ω_{bf} et ω_{hf} les pulsations de coupure basse et haute en Hz, et K_{bf} et K_{hf} les gains de l'amplificateur et de la transduction, et finalement ξ l'amortissement.

La bande passante BP (à -3dB) de la chaîne de mesure est définie par la relation 1.8. Tout signal à mesurer avec une fréquence supérieure à la bande passante de la chaîne de mesure sera dégradé par cette chaîne.

$$BP = \frac{1}{2\pi} \cdot (\omega_{hf} - \omega_{bf}) \tag{1.8}$$

1.3.3.1 Comportement de la chaîne de mesure aux hautes fréquences

La chaîne de mesure au haute fréquence se comporte comme un filtre passe-bas du second ordre donné par la relation 1.9 [25].

$$H(p) = \frac{K}{1 + \frac{\xi}{\omega_n} p + (\frac{p}{\omega_n})^2} \tag{1.9}$$

où p désigne la variable de Laplace, ω_n la pulsation propre de la chaîne, K le gain statique du système et ξ le coefficient d'amortissement.

D'un point de vue théorique, la réponse d'un système du second ordre à une entrée de type échelon est donnée par la relation :

$$y(t) = K \cdot (1 - \frac{e^{-\omega_n \xi t}}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \sin(\omega_n \sqrt{1-\xi^2} + \phi)) \cdot u(t) \tag{1.10}$$

où w désigne la fonction indicatrice et $\phi = \arctan(\frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi})$ et $\xi < 1$.

L'ensemble des relations suivantes permettent d'établir le lien entre les caractéristiques de cette réponse temporelle et celles de la fonction de transfert [14] :

— la pulsation propre $\omega_p = \omega_n \cdot \sqrt{1-\xi^2}$

— la période $T = \frac{2\pi}{\omega_p}$

— l'enveloppe des oscillations $e^{-\omega_n t}$

— le temps de réponse à 5 % $tr_{5\%} = \frac{3}{\xi \cdot \omega_n}$

— le temps de montée $t_m = \frac{\pi}{\omega_p}$

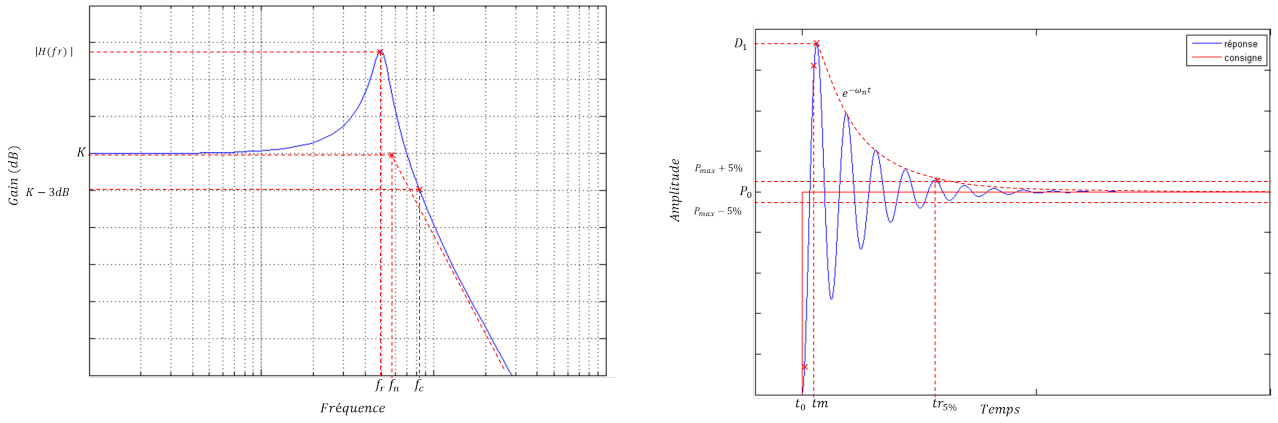
— le premier dépassement $D_1 = 100 \cdot e^{-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}}$

— la pulsation de résonance $\omega_r = \omega_n \cdot \sqrt{1-2\xi^2}$

— la pulsation de coupure $\omega_c = \omega_n \cdot \sqrt{\sqrt{(2\xi^2-1)^2+1} - (2\xi^2-1)}$

— le facteur de qualité $Q = \frac{|H(\omega_r)|}{|H(\omega_0)|} = \frac{1}{2\xi \cdot \sqrt{1-\xi^2}}$

Ces caractéristiques sont représentées sur la réponse fréquentielle 1.7(a) et sur la réponse temporelle à une excitation de type échelon (figure 1.7(b)).



(a) Réponse fréquentielle

(b) Réponse temporelle

FIGURE 1.7 – Réponses temporelle et fréquentielle

Augmenter la pulsation de coupure haute du système permet de diminuer le temps de montée et donc d'obtenir une mesure dynamique de meilleure qualité. En revanche, la diminution du facteur d'amortissement entraîne un temps de montée plus faible, mais introduit des oscillations parasites transitoires et une valeur du premier dépassement plus importante dégradant ainsi l'exactitude de la mesure.

Le facteur d'amortissement caractérise directement l'amplitude de la fréquence de résonance du système. L'enjeu est d'augmenter la fréquence de coupure haute du système

tout en minimisant l'amplitude du pic à la fréquence de résonance du système afin de conserver des performances dynamiques de mesure satisfaisantes.

Considérons l'influence de la fréquence de résonance, les autres paramètres étant pris constants. Les valeurs utilisées sont données dans le tableau 1.1.

TABLEAU 1.1 – Paramètres des systèmes étudiés

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Gain	G	1	-
Fréquence de résonance	f_r	100	kHz
		500	kHz
		5	MHz
Facteur d'amortissement	ξ	0,2	-

La figure 1.8 montre le gain de la fonction de transfert des trois systèmes étudiés, ayant tous le même coefficient d'amortissement et la même amplitude du gain à la fréquence de résonance. En revanche, ces trois systèmes n'ont pas la même bande passante car ils ont des fréquences propres différentes. Les valeurs des fréquences de résonance de 100 kHz et 500 kHz correspondent aux fréquences des capteurs dynamiques du commerce, respectivement piézorésistif et piézoélectrique. La figure 1.9 suivante montre la réponse à une entrée de type échelon de ces trois systèmes.

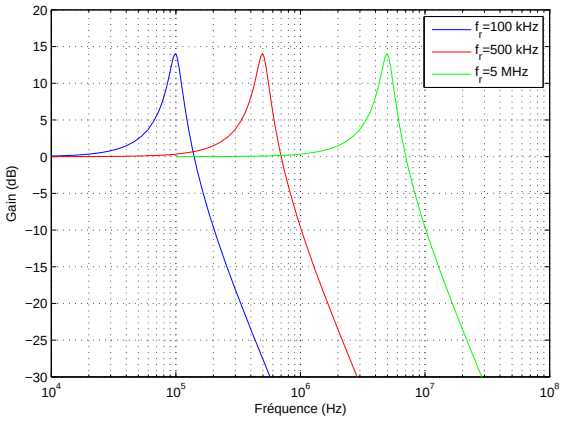
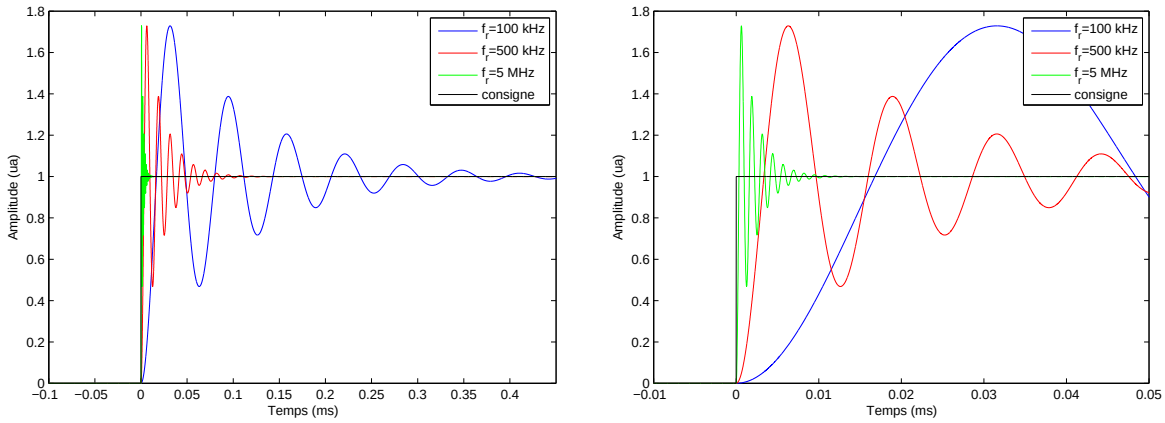


FIGURE 1.8 – Réponse fréquentielle des systèmes étudiés



(a) (b)

FIGURE 1.9 – Réponse des différents systèmes étudiés à un échelon de pression avec une résolution temporelle de 1 ns. (a) Vue globale ; (b) Zoom

L'erreur quadratique est représentée sur la figure 1.10. Durant la phase du régime transitoire (qui peut être plus ou moins longue suivant le coefficient d'amortissement du système), l'erreur quadratique de la mesure est non négligeable (égale à 100% sur la valeur du pic). L'objectif est d'augmenter la valeur de la fréquence de résonance sans augmenter l'amplitude du gain de la fonction de transfert à cette fréquence, ce qui permet de réduire considérablement la durée du régime transitoire.

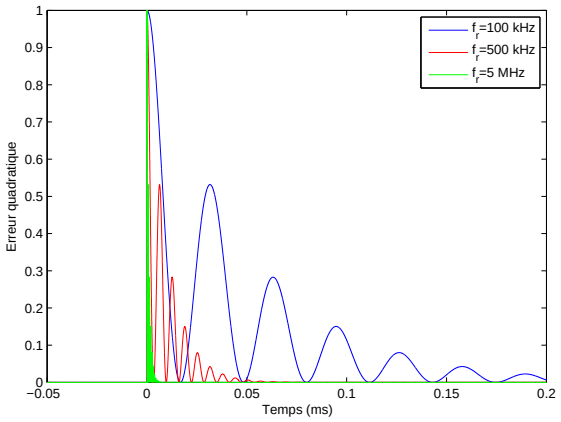
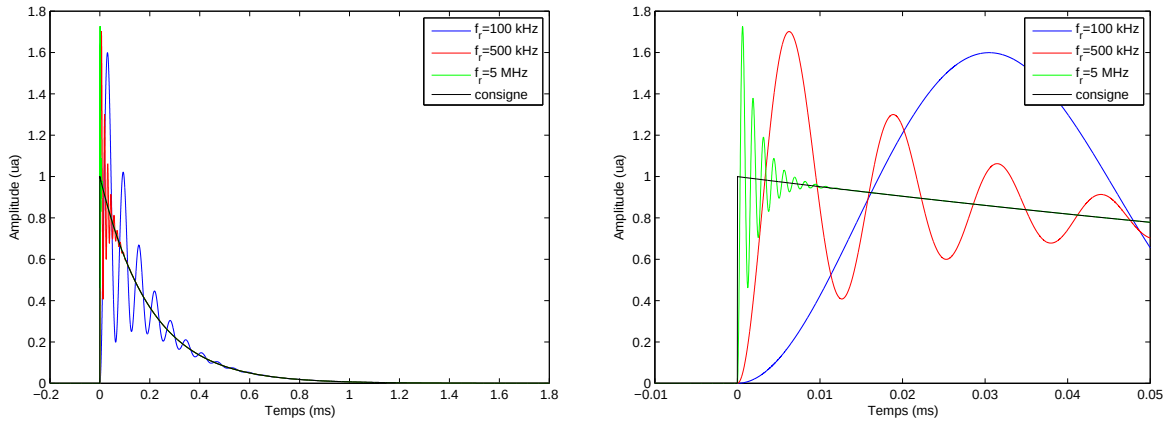


FIGURE 1.10 – Erreur quadratique dynamique lors de la réponse à un échelon

Habituellement, dans le cadre de la mesure de pression, il est nécessaire d'attendre la fin du régime transitoire du capteur pour considérer la mesure issue du capteur comme valable. Or, pour certains types de signaux, cela n'est pas applicable directement comme par exemple pour les signaux avec un régime palier extrêmement court ou de type pic-détente. Des traitements spécifiques doivent être mis en place pour pallier ce problème.

Avec le modèle de la chaîne de mesure, il est possible de simuler la réponse du système à n'importe quel type de signal d'entrée. La figure 1.11 montre la réponse des trois systèmes étudiés pour un signal d'entrée de type pic-détente. La figure 1.12 montre l'évolution temporelle de l'erreur quadratique pour les trois systèmes étudiés.



(a) (b)

FIGURE 1.11 – Réponse des différents systèmes étudiés à un signal d'entrée de type pic-détente avec une résolution temporelle de 1 ns. (a) Vue globale ; (b) Zoom

La phase du régime transitoire perturbe de manière non négligeable la mesure du pic du signal avec des dépassements pouvant atteindre 80% de la valeur attendue. Contrairement au signal de type échelon de pression, la mesure du pic s'effectue en un seul point. Une erreur en amplitude sur le signal de mesure est commise, celle-ci est liée au premier dépassement du système. Il y a également une erreur temporelle liée au temps de montée du système. Pour le système dont la fréquence de résonance est de 100 kHz, le régime transitoire de ce système perturbe alors la phase de détente.

En augmentant la valeur de la fréquence de résonance, la bande passante du système augmente et permet de diminuer la durée du régime transitoire susceptible de perturber la mesure. Le temps de montée du système introduisant un retard est aussi diminué. En revanche, l'estimation du pic est toujours entachée d'une erreur non négligeable liée au premier dépassement du signal quelle que soit la valeur de sa fréquence de résonance. Une reconstruction du signal à partir du temps d'arrivée et de la décroissance exponentielle, permet de s'affranchir des oscillations parasites pour l'estimation de la valeur du pic. La fiabilité technique de cette méthode nécessite la connaissance exact du modèle théorique. Pour pallier ce problème, le gain à la fréquence de résonance doit être atténué le plus possible. Il faut donc résoudre ce problème en développant des méthodes adaptées de traitement du signal.

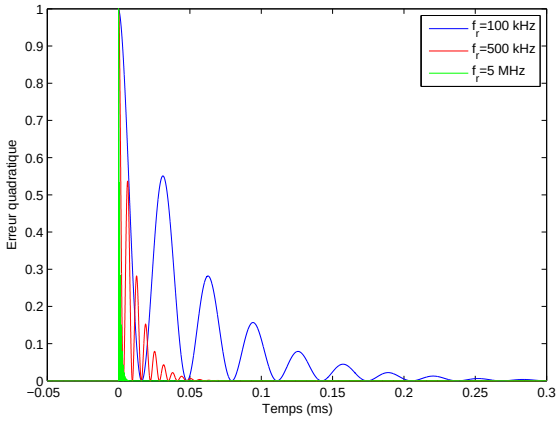


FIGURE 1.12 – Erreur quadratique dynamique pour une entrée de type pic-détente

1.3.3.2 Comportement de la chaîne de mesure aux basses fréquences

L'étude suivante se propose de montrer l'influence de la chaîne de mesure sur les composantes spectrales aux basses fréquences du signal à mesurer.

Aux basses fréquences, la chaîne de mesure se modélise comme un filtre passe-haut du premier ordre :

$$H(p) = \frac{K \cdot p/\omega_0}{1 + p/\omega_0} \tag{1.11}$$

où K désigne le gain statique du système, p la variable de Laplace, et ω_0 la pulsation de coupure basse.

La réponse d'un tel système à une entrée de type échelon est de la forme :

$$y(t) = P_{max} \cdot e^{-t \cdot \omega_0} \cdot w(t) \tag{1.12}$$

où P_{max} désigne la valeur palier de l'échelon, et $w(t)$ la fonction indicatrice.

La relation entre la durée de maintien Δt, la fréquence de coupure basse f_0 en Hz et l'erreur tolérée ϵ est donné par la relation 1.13 :

$$\Delta t = \frac{\ln(\epsilon)}{2\pi \cdot f_0} \tag{1.13}$$

Dès que le temps de maintien Δt est dépassé, le signal de sortie du système s'écroule et on obtient alors $y(t)/P_{max} > \epsilon$.

On remarque que plus la fréquence de coupure basse est faible plus le temps de maintien à ϵ constant sera grand. Si f_0 tend vers 0, le temps de maintien devient infini, ce qui est cohérent avec le fait qu'un système à fréquence de coupure nulle peut mesurer des signaux continus.

Les paramètres des trois systèmes étudiés sont représentés dans le tableau 1.2.

TABLEAU 1.2 – Paramètres des systèmes étudiés

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Gain	K	1	-
Fréquence de coupure basse	f_0	10	Hz
		1	kHz
		10	kHz

La figure 1.13 montre le gain des fonctions de transfert des trois systèmes étudiés. Les courbes obtenues sont représentatives d'un système passe-haut du premier ordre avec une pente à −20 dB/décade et de gain unitaire.

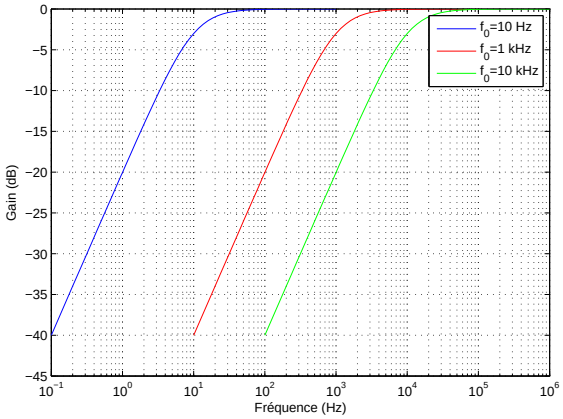


FIGURE 1.13 – Réponse fréquentielle des systèmes étudiés

La figure 1.14 montre la réponse des systèmes à une entrée de type échelon. Le temps de maintien du régime palier diminue bien quand la fréquence de coupure basse augmente. Le signal de sortie des systèmes avec f_0=1 kHz et f_0=10 kHz peut laisser penser que le système est soumis à une entrée de type pic-détente alors qu'il est soumis à une entrée de type échelon car le régime palier n'est pas maintenu.

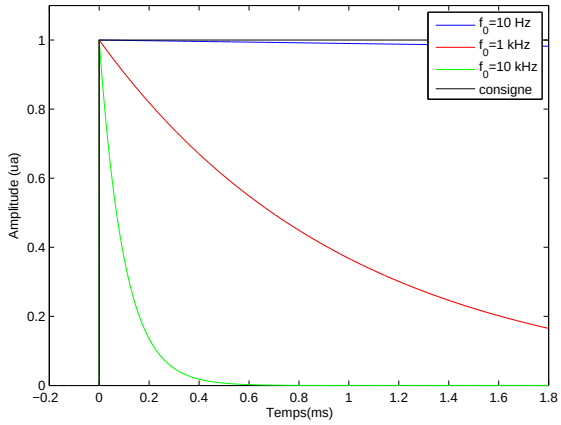


FIGURE 1.14 – Réponse des systèmes à une entrée de type échelon

L'erreur quadratique dynamique croît plus rapidement pour des fréquences de coupure basses élevées, car le temps de maintien est d'autant plus faible. Cela génère alors une différence notable entre le signal d'entrée et le signal de sortie de la chaîne de mesure. La figure 1.15 représente l'erreur quadratique.

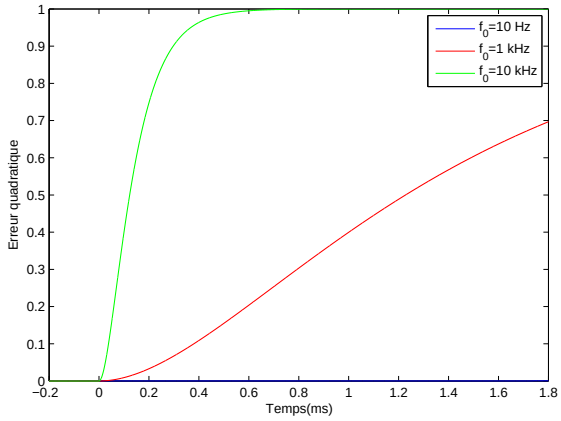


FIGURE 1.15 – Erreur quadratique pour une entrée de type échelon

La fréquence de coupure basse n'est pas un facteur qui influe sur la valeur de la pression palier. Il faudra tout de même veiller à ce que le temps de maintien du système de mesure soit toujours inférieur à la durée du régime palier à mesurer. En revanche, il n'est pas toujours possible d'estimer à l'avance la durée du régime plateau du signal à mesurer. Il faudra dans ce cas connaître parfaitement le temps de maintien du système de mesure pour pouvoir interpréter rigoureusement les signaux mesurés.

L'étude porte à présent sur les perturbations d'un signal de type pic-détente. Ne comportant pas de régime palier, les basses fréquences de ce type de signal se trouvent dans la phase de détente. Cette partie du signal peut être affectée par un système de mesure ayant une fréquence de coupure basse trop élevée.

La figure 1.16 montre la réponse des trois systèmes à une entrée de type pic-détente.

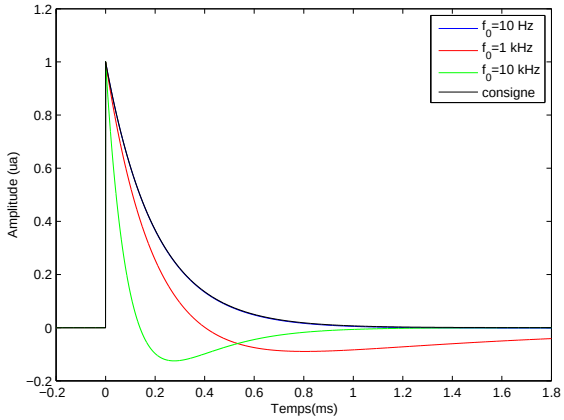


FIGURE 1.16 – Réponse des systèmes à une entrée de type pic-détente

La phase transitoire n'est pas affectée (car elle résulte des composantes hautes fréquences). En revanche, la phase de détente est d'autant plus perturbée que la fréquence de coupure basse est élevée. Une surestimation de la vitesse de détente du signal de pression peut être commise lors de la mesure. Pour des systèmes de mesure avec une fréquence de coupure basse trop élevée, le signal de sortie durant la phase de décroissance peut être négatif pouvant conduire à des interprétations physiques erronées de la phase de détente.

La figure 1.17 montre l'évolution de l'erreur quadratique pour une entrée de type pic-détente. L'amplitude ainsi que la durée de l'erreur diminue quand la fréquence de coupure basse diminue.

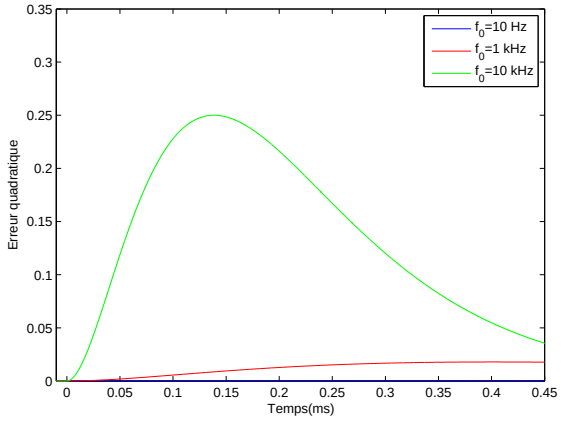


FIGURE 1.17 – Erreur quadratique pour une entrée de type pic-détente

On constate un effet non négligeable de la fréquence de coupure basse sur les signaux lors d'une entrée de type pic-détente. Une interprétation des signaux de mesure sans prise en compte de la fréquence de coupure basse peut être erronée. Concernant la mesure dynamique de P_{max}, la fréquence de coupure basse du système n'a aucune influence.

1.3.3.3 Conclusion

La chaîne de mesure doit être optimisée et caractérisée afin de rendre fiable la mesure et son interprétation. La fréquence de coupure haute du système n'est pas le seul paramètre à prendre en compte. La fréquence de résonance ainsi que la fréquence de coupure basse sont tout aussi importantes. Selon l'objectif et le type de signal à mesurer l'effort d'optimisation pourra être porté sur un ou plusieurs de ces paramètres.

Le tableau 1.3 résume les principales sources d'erreur commises suivant le type de signaux à mesurer.

TABLEAU 1.3 – Influence des paramètres principaux de la chaîne de mesure sur les signaux à mesurer

Paramètre	**Signal de type Echelon**
Fréquence de coupure basse	- erreur d'amplitude sur le régime palier - erreur d'interprétation de la phase de détente
Fréquence de coupure haute	- erreur d'interprétation du temps de montée - erreur temporelle de chronologie des évènements
Fréquence et amplitude de la résonance	- erreur de mesure durant le régime transitoire
Paramètre	**Signal de type Pic-détente**
Fréquence de coupure basse	- erreur sur la vitesse de décroissance de la détente - erreur d'interprétation sur la phase de détente - domaine de validité défini par le temps de maintien
Fréquence de coupure haute	- erreur d'interprétation du temps de montée - erreur de sous-estimation de l'amplitude du pic - erreur temporelle de chronologie des évènements
Fréquence et amplitude de la résonance	- erreur de mesure durant le régime transitoire - erreur de surestimation du pic de pression

1.3.4 Étude des méthodes de filtrage du signal numérisé

1.3.4.1 Présentation d'un signal réel

L'objectif des traitements de signaux présentés dans cette partie est de réduire les perturbations et l'influence de la chaîne de mesure [5]. Des méthodes de filtrage de signaux classiques, ainsi que des méthodes plus avancées de déconvolution sont présentées. Il est a noter que toutes ces méthodes académiques sont bien connues depuis des années. La contribution de la thèse ne se situe donc pas dans cette partie. En revanche la maîtrise de ces outils de filtrage est intéressant à étudier pour l'étude.

Les principaux problèmes liés aux perturbations à haute fréquence peuvent être minimisés par l'action d'un filtre passe-bas. En revanche, la bande passante globale du système de mesure sera réduite à cause de ce filtrage. Il y a un compromis à trouver entre les amplitudes des oscillations parasites et les performances dynamiques attendues.

La figure 1.18 illustre en exemple la réponse d'un capteur de marque PCB lors d'une expérience de détonique. Le capteur est placé en mode incident à 1 mètre d'une charge de TNT de 1 kg. Le signal mesuré par la chaîne de mesure est relativement bruité. Le bruit présent est dû à la résonance du capteur de 500 KHz.

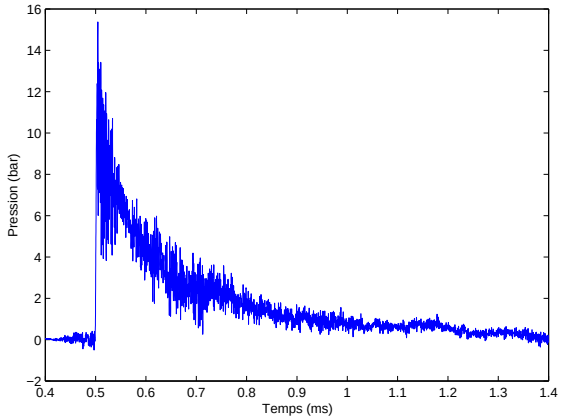


FIGURE 1.18 – Mesure de la pression incidente lors d'une expérimentation de détonique via un capteur PCB à 1 m d'une charge de 1 kg de TNT (tir 2 P2 campagne n°1)

1.3.4.2 Filtre passe-bas

Pour éliminer les perturbations haute fréquence sur le signal de mesure, ce signal est filtré par trois filtres passe-bas différents, dont les caractéristiques sont données dans le tableau 1.4, l'objectif étant d'étudier l'influence de la fréquence de coupure du filtre sur le signal de mesure. Les filtres utilisés sont des filtres numériques à réponse impulsionnelle finie ou filtre RIF (en anglais Finite Impulse Response filter ou FIR filter) synthétisés avec le logiciel Matlab.

TABLEAU 1.4 – Caractéristiques des filtres passe-bas utilisés

Nom	Type	Ordre	Fréquence de coupure haute
Filtre 1	FIR	100	500 kHz
Filtre 2	FIR	100	100 kHz
Filtre 3	FIR	100	10 kHz

La figure 1.19 montre la réponse fréquentielle des trois filtres ainsi que celui de la chaîne de mesure. Les fréquences de résonance marquées sont caractéristiques de la présence des oscillations sur le signal temporel. Elles sont introduites vraisemblablement par le couplage de l'onde acoustique dans le support arrivant à l'élément sensible avant le choc aérien lors du passage de l'onde de choc aérienne sur le capteur. Les fréquences de coupure des filtres sont choisies pour supprimer la résonance et une partie plus ou moins importante des fréquences hautes de la réponse fréquentielle.

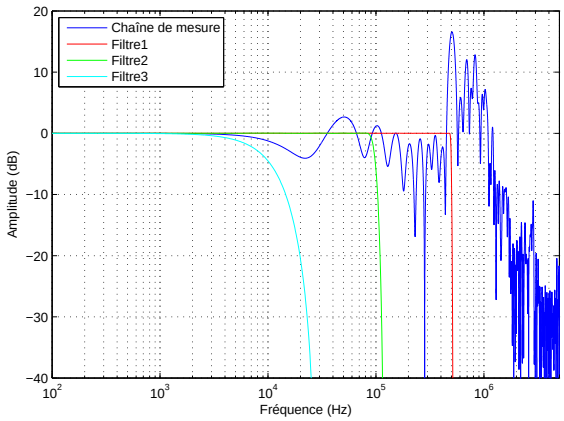
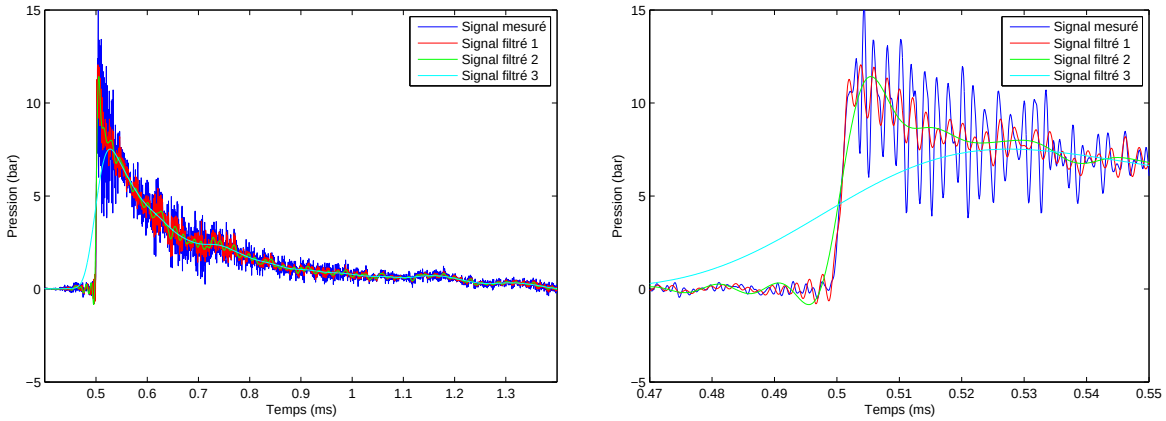


FIGURE 1.19 – Réponse fréquentielle de la chaîne de mesure et des filtres

La figure 1.20 montre le signal de mesure non filtré ainsi que les signaux de mesure filtrés. Les signaux filtrés 1 et 2 permettent une meilleure estimation de la grandeur à mesurer, car ils atténuent considérablement les oscillations. En revanche le temps de montée des signaux filtrés a augmenté. Le signal 3 montre un signal filtré avec un filtre ayant une fréquence de coupure trop basse. Toute l'information du régime transitoire du signal pic-détente a été perdue. Un retard sur le signal filtré par rapport au signal de mesure est présent suite aux effets intrinsèques de la méthode de filtrage numérique.



(a) (b)

FIGURE 1.20 – Signal de mesure brut et signaux filtrés. (a) Vue globale ; (b) Zoom sur le régime transitoire

La méthode classique par filtrage passe-bas utilise très peu la connaissance de la fonction de transfert sur l'ensemble du spectre. Ainsi, elle est incapable de corriger les problèmes liés à la fréquence de coupure basse de la chaîne de mesure, et les perturbations liées aux fluctuations du gain du système dans la bande passante.

1.3.4.3 Déconvolution de la réponse fréquentielle

Pour remédier à ce problème, différentes méthodes avancées existent. Ces méthodes reposent sur le principe de la déconvolution de la réponse fréquentielle de la chaîne de mesure appelé également résolution de problème inverse. L'objectif est de trouver la meilleure estimation du signal d'entrée connaissant la réponse impulsionnelle de la chaîne de mesure.

La figure 1.21 montre le principe d'une chaîne de mesure compensée. Le signal à mesurer $e(t)$ est convolué avec la réponse impulsionnelle du système de mesure $h(t)$. Un bruit blanc gaussien additif $b(t)$ vient s'ajouter au signal mesuré. Un filtre de compensation (analogique ou numérique) de réponse impulsionnelle $g(t)$ permet d'obtenir une estimation $\hat{e}(t)$ du signal à mesurer. On recherche le filtre de compensation permettant de minimiser l'erreur quadratique de la chaîne de mesure.

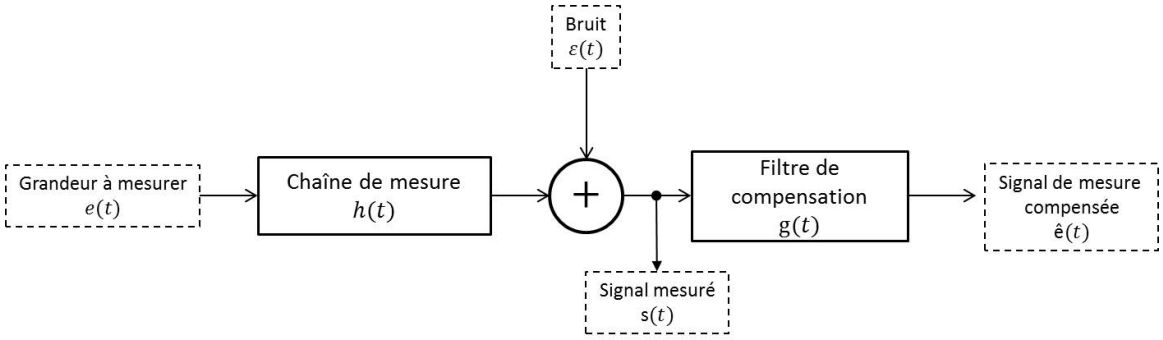


FIGURE 1.21 – Schéma de principe d'une chaîne de mesure avec un filtre de compensation

La relation 1.14 relie la sortie de la chaîne de mesure compensée $\hat{e}(t)$ à l'entrée à mesurer $e(t)$.

$$\hat{e}(t) = g * (h * e(t) + b(t))(t) = g * s(t) \tag{1.14}$$

où g désigne la réponse impulsionelle du filtre de compensation et h la réponse impulsionelle de la chaîne de mesure.

Différentes méthodes existent afin de déterminer ce filtre de compensation [5, 11]. Un filtre de compensation G dont la réponse fréquentielle est composée de la fonction de transfert inverse de la chaîne de mesure $1/H$ peut être utilisé avec G et H les transformées de Fourier de g et h respectivement.

$$G(f) = \frac{1}{H(f)} \tag{1.15}$$

Ce filtre de compensation est purement théorique et difficilement applicable pour des signaux physiques de mesure comportant un faible rapport signal sur bruit. En effet, le filtre diverge pour les fréquences élevées, ce qui a pour conséquence d'amplifier considérablement le bruit haute fréquence et de dégrader encore plus le rapport signal sur bruit de la mesure. Un compromis entre la bande passante corrigée et le rapport signal sur bruit doit donc être trouvé en fonction des objectifs et de la qualité de mesure visée.

La compensation peut être utilisable sur une certaine plage en fréquence. Une solution est de mettre en cascade le filtre de compensation défini par la relation 1.15 avec un filtre passe-bas. Dans la pratique, il s'écrit sous la forme décrite par la relation 1.16.

$$G(f) = \frac{1}{H(f)} \cdot F_b(f) \tag{1.16}$$

où $F_b(f)$ désigne la fonction de transfert d'un filtre passe-bas.

Le filtre de Wiener permet de déterminer de façon optimale le filtre de compensation [20, 37]. Il prend en compte la fonction de transfert de la chaîne de mesure et le rapport signal sur bruit de la mesure. Un filtre de Wiener peut se mettre sous la forme 1.17.

$$G(f) = \frac{1}{H(f)} \cdot \left[\frac{|H(f)|^2}{|H(f)|^2 + N(f)/S(f)} \right] \tag{1.17}$$

où $S(f)$ désigne la densité spectrale de puissance du signal d'entrée $e(t)$, $N(f)$ la densité spectrale de puissance de bruit $b(t)$.

Le terme $N(f)/S(f)$ représente l'inverse du rapport signal sur bruit. Lorsque le bruit tend vers 0, le filtre de Wiener tend vers $1/H(f)$, ce qui correspond au filtre de compensation théorique.

Il n'est pas toujours aisé de déterminer le rapport signal sur bruit. Pour cela il est possible de revenir à l'équation générique d'un filtre de compensation et de déterminer sa fréquence de coupure basse au cas par cas. Cette méthode a été utilisée dans plusieurs travaux récents [10, 27]. L'article [10] montre la mise en place d'un filtre de compensation numérique à réponse impulsionnelle finie (FIR) en vue de la correction d'un capteur générique modélisé par un système linéaire du second ordre. Le filtre de compensation utilisé se décompose comme la mise en cascade de la fonction de transfert inverse suivie d'un filtre passe-bas de type Butterworth d'ordre 4.

La figure 1.22 montre la fonction de transfert du capteur, le filtre de compensation utilisé ainsi que la fonction de transfert globale de la chaîne de mesure compensée. Le pic de la résonance a été supprimé, la bande passante de la chaîne de mesure a été augmentée d'un facteur 3, sans qu'il y ait une dégradation notable du rapport signal sur bruit.

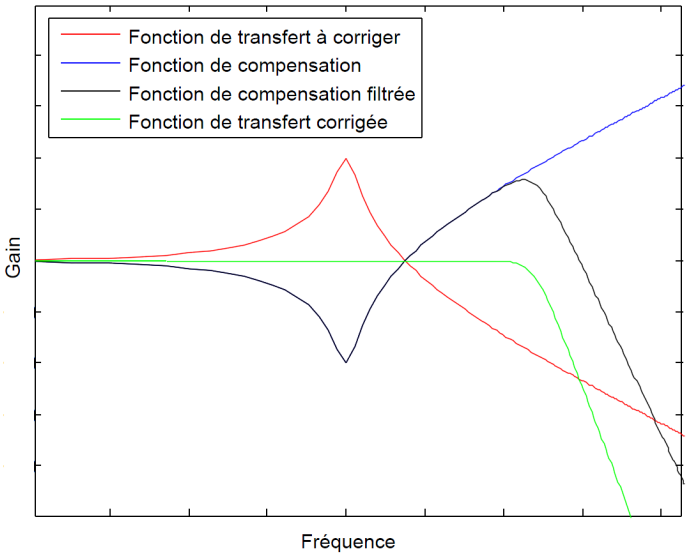


FIGURE 1.22 – Réponse fréquentielle des éléments d'une chaîne de mesure compensée

Les avantages et les inconvénients de ces deux méthodes de traitement du signal ont été résumées dans le tableau 1.5. Dans tous les cas, un compromis entre bande passante améliorée et rapport signal sur bruit dégradé sera à considérer pour atteindre les performances attendues.

TABLEAU 1.5 – Avantages et inconvénients des méthodes étudiées de traitement du signal

	Avantages
Filtre passe-bas	- Élimine les problèmes liés à la résonance - Ne dégrade pas le rapport signal sur bruit - Peut s'utiliser avec une connaissance approximative de la réponse fréquentielle
Déconvolution	- Corrige l'ensemble des perturbations de la chaîne de mesure - Faible dégradation des performances dynamiques - Fréquence de coupure optimale avec la méthode de Wiener
	Inconvénients
Filtre passe-bas	- Diminue les performances dynamiques (temps de montée) - Ne corrige pas les perturbations de la chaîne de mesure aux basses et moyennes fréquences - Choix de la fréquence de coupure dépendant de l'utilisateur
Déconvolution	- Nécessite la connaissance précise de la réponse en fréquence de la chaîne de mesure - Diminue le rapport signal sur bruit sur le signal temporel

Appliquons le procédé de post-traitement des signaux de mesure par déconvolution de la réponse fréquentielle à un capteur PCB 113B24 (figure 1.23). Le signal brut a été mesuré lors d'une expérimentation au tube à choc. La résonance piézoélectrique du capteur a été excitée lors du passage de l'onde de choc. Ce signal va être filtré par un filtre passe-bas numérique de type Butterworth d'ordre 2 avec une fréquence de coupure haute de 200 kHz ou de 1 MHz. Lorsque la fréquence de coupure haute du filtre est supérieure à la résonance du capteur, aucune amélioration n'est présente. Lorsque le filtre a une fréquence de coupure basse en dessous de la fréquence de la résonance du capteur, les oscillations amorties liées à la résonance sont minimisées. En revanche, une dégradation du temps de montée est constatée et une erreur sur la position temporelle du pic est commise. La solution alternative de déconvolution de la réponse fréquentielle du capteur décrite précédemment permet, de diminuer l'amplitude des oscillations amorties tout en conservant le temps de montée mesuré par le capteur.

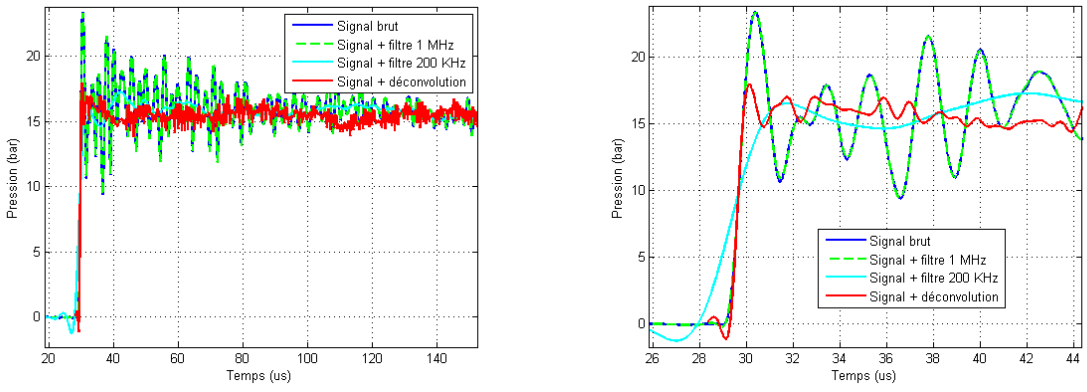


FIGURE 1.23 – Signal de mesure brut et signaux filtrés obtenus sur tube à choc. (a) Vue globale ; (b) Zoom sur le régime transitoire

On peut également appliquer cette méthode sur un signal de pression de type pic-détente. La figure 1.24 montre le résultat de la déconvolution fréquentielle sur le signal de mesure. On remarque que les oscillations sont plus atténuées pour le signal déconvolué que pour le signal de mesure original ou celui filtré par un filtre passe bas du premier ordre ayant une fréquence de coupure haute de 500 KHz.

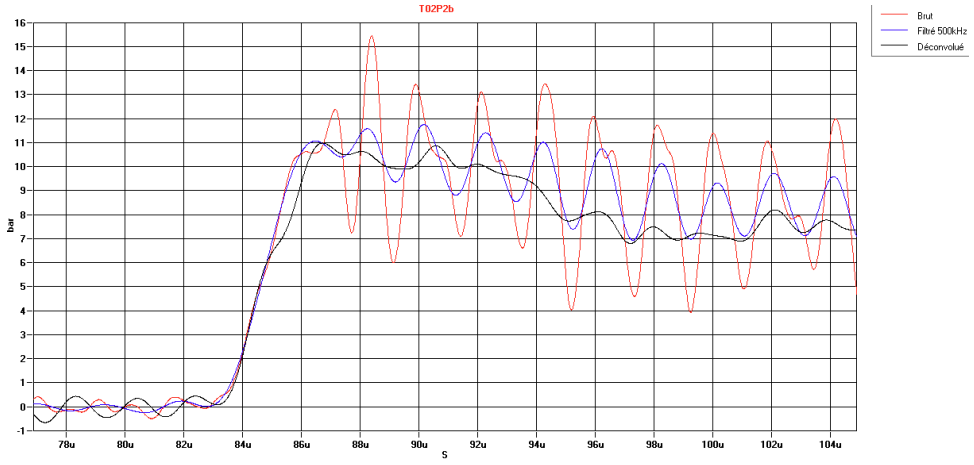


FIGURE 1.24 – Signal de mesure brut et signaux filtrés obtenus sur tube à choc pour un signal de type pic-détente.

1.3.5 Conclusion

Les signaux à mesurer dans le cadre de la mesure dynamique de pression sont relativement complexes. En effet, en fonction des applications, on peut atteindre des régimes transitoires extrêmement courts de 10 à 100 nanosecondes ou au contraire des variations plus lentes durant les phases de détente de l'ordre de la milliseconde. Les signaux de pression rencontrés ont un spectre le plus souvent supérieur à la bande passante de la chaîne de mesure. Celle-ci va donc altérer la précision de la mesure. La connaissance de sa fonction de transfert est primordiale pour pourvoir interpréter et corriger de manière fiable les signaux de mesure. La fonction transfert sera déterminée par une étape de calibrage sur tube à choc. Une fonction de transfert en pression réfléchie et et en pression incidente pourront alors être déterminées. L'augmentation de la fréquence de coupure haute n'est pas le seul paramètre à prendre en compte. La fréquence de résonance, son facteur de qualité et la fréquence de coupure basse sont autant de paramètres importants. En adoptant un modèle théorique de la chaîne de mesure, il est ainsi possible de les quantifier et de mieux interpréter les signaux.

Des solutions de traitement du signal permettent d'améliorer les signaux de mesure de façon significative. Par exemple, le filtrage par un filtre passe-bas permet de supprimer les oscillations parasites en coupant la fréquence de résonance. Le temps de montée est quant à lui rallongé à cause de la réduction de la bande passante. Il y a un compromis à trouver entre l'amplitude des oscillations parasites et la rapidité de la mesure. Des méthodes de traitement de signal plus avancées comme la résolution de problèmes inverses permettent de trouver un compromis optimal entre performances dynamiques et réduction des oscillations parasites. Ces méthodes reposent sur la connaissance de la réponse fréquentielle de la chaîne de mesure.

1.4 Étude bibliographique des capteurs de surpression aérienne

L'état de l'art réalisé permet d'apprécier les différentes solutions existantes pour la mesure de surpression aérienne. Les technologies de type capacitif, piézoélectrique, piézorésistif et optique vont être analysées.

1.4.1 Les capteurs de pression piézorésistifs

Les capteurs à jauge de déformation fonctionnent sur la mesure directe de la déformation d'un corps d'épreuve induite par la variation de pression. Le dispositif repose sur l'allongement ou la compression longitudinale de films fins ou de fils selon un effet résistostrictif permettant de mesurer la déformation d'un élément de surface d'un solide. De manière semblable, de telles jauges peuvent être insérées entre une ou plusieurs couches de substrat (jauges diffusées) générant sur l'élément sensible un effet de contrainte proportionnel à la déformation de la structure si l'on reste dans des conditions de petites déformations c'est-à-dire dans le cadre de l'élasticité linéaire [21] Les jauges piézorésistives sont généralement montées au sein d'un pont de Wheatstone permettant la mesure de variation de résistance de la jauge par récupération d'une tension de déséquilibre du pont. Les caractéristiques de mesures de la jauge sont estimées par le facteur de jauge (liée à la sensibilité du matériau constituant la jauge) et les coefficients thermiques et de résistance de la jauge [21, 32]. Des récents travaux ont pour objectifs d'optimiser ce type de capteur afin d'espérer des fréquences de résonances environ dix fois plus importantes que celle des capteurs commerciaux actuel. L'optimisation de ce type de capteur passe par la miniaturisation de l'épaisseur de la membrane de silicium et des jauges piézorésistives [32].

1.4.2 Les capteurs de pression optique

La nécessité de développer des capteurs membranaires de dimensions micrométriques pose également le problème de la lecture de la déformation des diaphragmes en silicium. L'exceptionnelle résolution des instruments optiques (nanométriques) a permis le développement de capteurs de pression à haute réponse fréquentielle par interrogation optique via une fibre optique [41]. Le principe de la méthode repose sur l'utilisation d'un interféromètre de Fabry-Pérot représenté sur la Figure 1.25 qui inclut une cavité délimitée par deux membranes semi-réfléchissantes dont une est utilisée en tant que corps d'épreuve. Une onde lumineuse incidente, issue typiquement d'une diode laser, est réfléchie par deux fois sur les miroirs cavitaires puis transmise à un photo-détecteur. Les signaux interférant en sortie génèrent une figure d'interférence dont le positionnement du spectre dépend intrinsèquement de la phase elle-même reliée à la longueur d'onde de l'onde réfléchie et à la profondeur de la cavité [28, 42]. La plupart des procédés créent une cavité sur la fibre en dioxyde de silicium (SiO2) ou silicium (Si) qui est ensuite attachée thermiquement sur le dessus de la cavité. Ainsi, avec une fréquence de résonance de la structure de 4 MHz, le temps de monté de ces capteurs a été mesuré à une centaine de nanosecondes lors d'expérimentation avec des ondes de souffle. Afin de mesurer la propagation de l'onde de choc dans un cerveau, une équipe de recherche a développé un capteur optique à cavité Fabry-Pérot miniature avec une fréquence de résonance de la membrane en oxyde de silicium de 4,2MHz [28, 42].

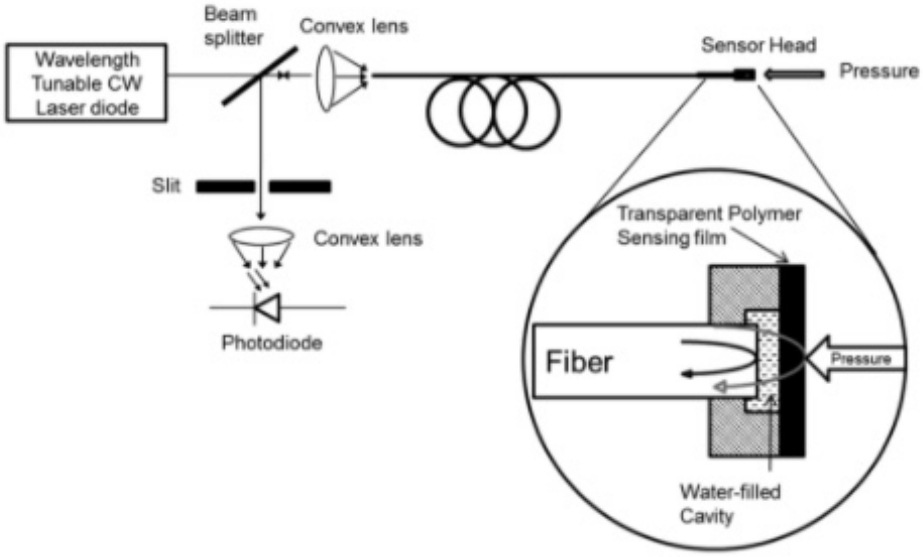


FIGURE 1.25 – Schéma de principe d'un système de mesure à base d'une cavité Fabry-Pérot [19]

Les études les plus récentes portant sur les capteurs optiques sont listées dans le Tableau 1.6.Les capteurs optiques de type Fabrit Perot présentent des temps de réponse de l'ordre de la microseconde pour des pressions de l'ordre de la dizaine de bar.

Auteur	Année	Technologie	Gamme de pression (bar)	Temps de montée(µs)
W N MacPherson	1999	Cavité Fabry-Pérot	< 10	3
S Watson	2006	Cavité Fabry-Pérot	< 8	4
W Parkes	2007	Cavité Fabry-Pérot	0,1 - 10	3
Nan Wu	2011	Cavité Fabry-Pérot	1,4	2
Nan Wu	2012	Cavité Fabry-Pérot	1 - 10	0.120

TABLEAU 1.6 – Caractéristiques des capteurs optiques à cavité Fabry-Pérot de la littérature

1.4.3 Les capteurs de pression piézoélectrique

Une structure classique comprend un élément piézo-électrique mono-cristallin massif et hautement rigide tel que le quartz ou la tourmaline. La nature de l'effet piézo-électrique confère à ces capteurs un caractère dynamique exclusif nécessaire à l'enregistrement d'un pic de surpression mais peu sensible aux sollicitations à basse fréquence. Le fonctionnement du capteur est basé sur la compression mécanique d'un élément sensible selon son épaisseur [13]. Les éléments massifs tels que le quartz où les céramiques se présentent sous la forme de disques circulaires dont l'épaisseur est parfois du même ordre de grandeur que le diamètre. L'élément cristallin est soumis directement à la pression ou alors simplement surmonté par une membrane protectrice métallique ou isolante. L'ensemble est précontraint par intégration dans un système en étau renforcé sur la face arrière de l'élément par un support rigide et, est utilisé en mode capacitif grâce à la mesure de la va-

riation des charges électriques induites en surface par la variation de contrainte [16, 38]. La bande passante de ces capteurs est limitée actuellement à quelques MHz. La réduction en termes de dimension des membranes piézoélectriques pose également le problème de la diminution des charges produites et de la nécessité d'y implanter des amplificateurs de charge intégrés. Également sont régulièrement inclus d'autres mécanismes destinés à compenser l'accélération (masse supplémentaire par désadaptation d'impédance) ainsi qu'un boîtier protecteur.

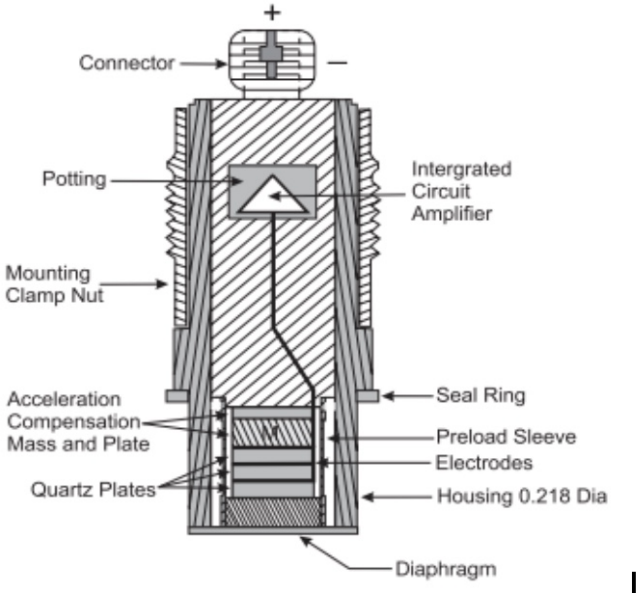


FIGURE 1.26 – Vue en coupe d'un capteur développé par la société PCB [38]

1.4.4 Les capteurs de pression capacitif

Les capteurs dynamiques de pression utilisent l'effet capacitif de l'élément sensible. Dans un premier cas, le modèle le plus simple consiste en un capteur à cavité composé d'un diaphragme conducteur ou substrat souple métallisé (type silicium) constituant l'une des deux armatures d'un condensateur séparé par un milieu diélectrique. Si le diélectrique choisi est l'air et pour un système planaire, la capacité étant inversement proportionnelle à l'espace entre les armatures, la déflexion membranaire peut être reliée à la variation de capacité de la structure pour être alors intégrée à une chaîne de mesure [7]. En revanche ce type de capteur comporte généralement une bande passante limité (<1kHz) et, est plus adapté à la mesure de pression statique ou présentant des variation lente [7].

1.4.5 Capteurs du commerce

Les capteurs de pression du commerce pour la mesure de suppression aérienne en environnement extrême sont généralement des capteurs de pression piézoélectriques ou piézorésistifs. Le fabricant PCB et Kistler ont développé tout un ensemble de capteurs spécialement optimisés pour la mesure de suppression lors d'expérimentation de détonique. Le Tableau 1.7 compare les performances annoncées par les constructeurs.

L'avantage du capteur Kulite XTEH et ENDVECO 8540 de technologie piézorésistif est de pouvoir mesurer des signaux de pression continue. Les capteurs KISTLER 211B et PCB 113 sont des capteurs couramment utilisés pour la mesure de signaux de pression dynamiques. Cependant ils ne peuvent pas mesurer des signaux continus. Leurs fréquences de

résonances se situent entre 500 KHz et 1,5 MHz. Pour la mesure de pression ultra rapide, les capteurs MULLER M60 et PCB 113A24 sont ceux qui ont les fréquences de résonances les plus élevées. Cependant il ont des fréquences de coupure basses relativement élevées qui les rendent non appropriés pour la mesure de signaux dans les basses fréquences. Par ailleurs, pour les capteurs piézoélectriques un conditionneur (intégré ou non) doit être prévu afin de fournir un signal de mesure.

Fabriquant	Référence	Technologie	Elément sensible	Gamme de pression (bar)	Gamme de Température (°C)	Fréquence de résonance (kHz)	Temps de montée(µs)
KISTLER	211B	Piézoélectrique	Quartz	3.5/ 35	-50 / 120	250 / 500	1 / 2
PCB	113B	Piézoélectrique	Quartz	3.5 / 70	-70 / 135	500 / 1500	< 1
PCB]	134A24	Piézoélectrique	Tourmaline	70	0 / 50	1500	< 0.2
MULLER	M60	Piézoélectrique	PVDF	20	-20 / 65	2900	0.06
KULITE	XTEH	Piézorésistif	Silicon gauge	3.5 / 70	-55 / 535	300 / 1000	
ENDVECO	8540	Piézorésistif	Silicon gauge	3.5 / 35	-55 / 260	240 / 900	

TABLEAU 1.7 – Caractéristique des capteurs du commerce utilisés pour la mesure de surpression dynamique

1.4.6 Conclusion

La littérature sur le développement de nouveaux capteurs de surpression aérienne pour la détonique est peu très développée. Les derniers travaux sur des capteurs à membrane et à détection optique montrent des fréquence de résonance limitées à 4 Mz. La plupart des capteurs commerciaux dédiés à ces applications sont de type piézoélectriques avec des fréquences de résonances inférieures à 3 MHz.

1.5 Problématique de l'acheminement du signal

1.5.1 Introduction

La mesure ultra-rapide de pression nécessite une chaîne de mesure optimisée avec une large bande passante. L'utilisation d'un système de transmission de signal mal adapté peut venir détériorer les performances du capteur et altérer la précision de la mesure.

Cette partie a pour objectif de :

— déterminer les problèmes liés à la mesure filaire de signaux dynamiques en environnement extrême,

— déterminer un support de transmission plus adapté que l'acheminement filaire,

— déterminer et justifier les caractéristiques techniques du support de transmission retenu,

— montrer en quoi les performances souhaitées sont en rupture avec les performances des solutions existantes.

1.5.2 Problèmes de la transmission filaire pour la mesure dynamique en environnement extrême

Cette partie aborde l'ensemble des problèmes rencontrés lors d'une mesure filaire de signaux en environnement extrême. Le cas d'étude sera la mesure dynamique de pression lors d'une expérimentation de détonique.

Une scène de tir de détonique est généralement instrumentée avec une dizaine de capteurs de pression reliés à un système d'acquisition à l'aide de câbles coaxiaux pouvant atteindre plusieurs dizaines de mètres de longueur (figure 1.27). Lors d'une l'explosion, une boule de feu génère des conditions extrêmes de température et de pression. L'acheminement du signal de pression jusqu'au système d'acquisition a de nombreuse sources de perturbations pouvant diminuer la fiabilité de la mesure. L'objectif de cette section est d'identifier et de quantifier les perturbations qu'engendrent les câbles sur la mesure de surpression en environnement extrême.

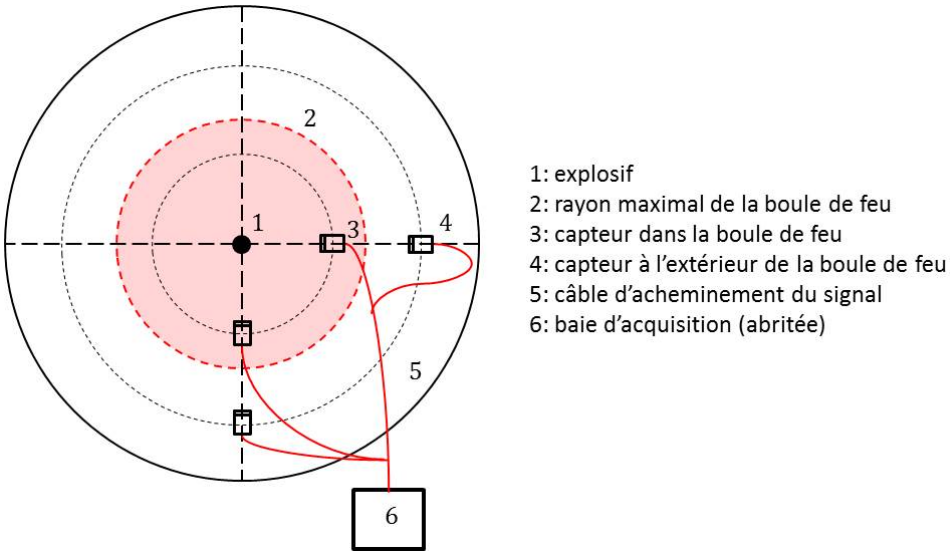


FIGURE 1.27 – Représentation d'un dispositif expérimental de mesure lors d'une expérimentation de détonique (vue de haut)

1.5.2.1 Réduction de la bande passante

L'atténuation liée à un câble dépend de la fréquence d'utilisation. La réponse fréquentielle d'un câble peut être assimilée à un filtre passe-bas. Lors de la transmission de signaux transitoires à large bande passante présents dans la mesure dynamique de pression, le câble de mesure peut réduire la bande passante de la chaîne de mesure menant à des distorsions sur le signal à mesurer [26, 38].

L'atténuation α (dB/m) dans un câble coaxial est liée aux pertes résistives et aux pertes diélectriques dépendant de la fréquence d'utilisation [12, 40] et peut être écrite sous la forme 1.18.

$$\alpha(f) = \frac{A_0}{Z_c} \cdot (\frac{1}{d} + \frac{1}{D}) \cdot \sqrt{f} + A_1 \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot tan(\delta) \cdot f \tag{1.18}$$

où Z_c désigne l'impédance caractéristique du câble coaxial, d le diamètre du conducteur central, D le diamètre du conducteur externe, ϵ_r la permittivité relative du diélectrique et δ les pertes électriques, f la fréquence d'utilisation, et A_0, A_1 des coefficients caractéristiques du câble donné par le constructeur.

L'analyse de l'équation 1.18 montre qu'il est préférable d'utiliser un câble de grand diamètre afin de diminuer les pertes électriques. Par ailleurs, des câbles de faible diamètre ont un rayon de courbure réduit, ce qui permet une installation moins intrusive lors de la mesure en environnement extrême. Un compromis entre pertes électriques, bande passante et minimisation du diamètre du câble est à trouver.

Sur la réponse temporelle d'un câble soumis à un échelon de tension, il y a une légère atténuation, ainsi qu'un temps de montée non négligeable. La forme de la réponse n'est pas celle d'un système linéaire du second ordre mais elle fait intervenir la fonction erreur de Gauss. La réponse d'un câble à un échelon de tension se caractérise par un temps de montée τ_0 de 0 à 50 % rapide, puis une montée de 50 à 100% relativement lente ($> 12 \cdot \tau_0$) [26, 38].

Un câble d'acheminement (KX3) de 50 m de long du signal de mesure utilisé sur le site de détonique STE du CEA Gramat a été caractérisé en fréquence (figure 1.28). La bande passante à (-3 dB) est de 10 MHz et l'atténuation dans la bande passante est de -0,7 dB. Lors des expérimentations, la mesure s'effectue en haute impédance au niveau de la carte

d'acquisition (HBM GN412 1MΩ) et via un chargement capacitif du capteur à l'autre bout du câble. La phase n'est pas affichée car elle n'est pas exploité dans le reste de l'étude.

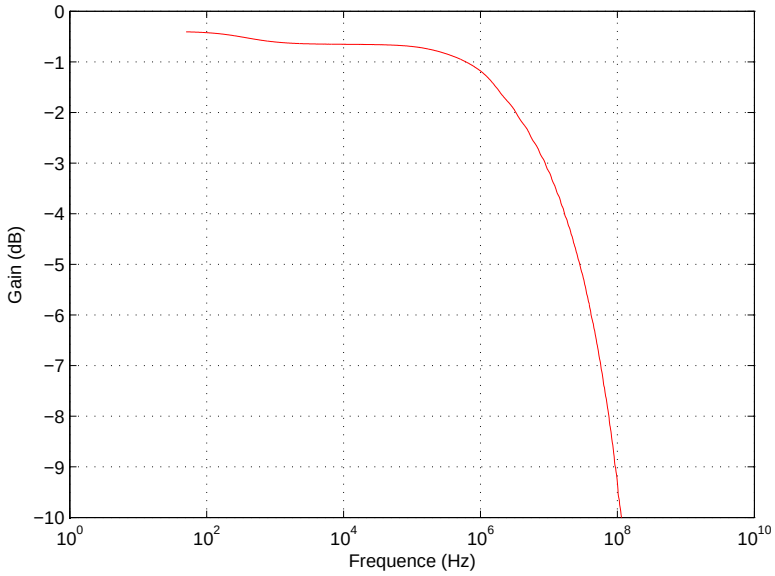


FIGURE 1.28 – Mesure de la réponse fréquentielle du câble de mesure de 52 m

La figure 1.29 montre la réponse du câble à un échelon de tension. Une atténuation de -0,7 dB et un temps de montée de 200 ns ont été mesurés sur la réponse temporelle. Les deux signaux sont recalés temporellement afin de mieux pouvoir les comparer. Il faudra prendre en compte un retard temporel de 320 ns pour le signal transmis par les 52 mètres de câble. Par ailleurs, l'atténuation de 12 % en régime établi doit être compensée par post-traitement. Pour cela, il est nécessaire de mesurer la résistance série du câble avant l'expérimentation afin de compenser son effet.

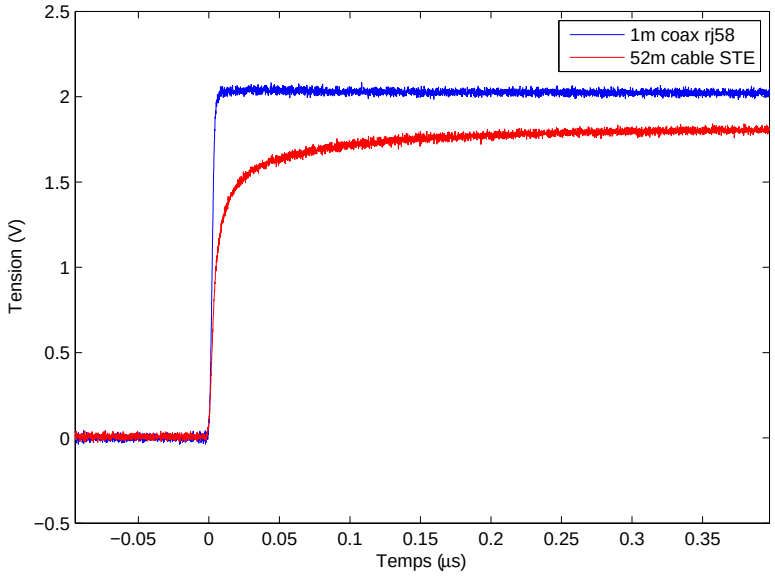


FIGURE 1.29 – Mesure de la réponse à un échelon de tension du câble de mesure de 52 mètres

1.5.2.2 Perturbations du signal piézoélectrique

Par ailleurs, du fait de sa capacité de l'ordre de 100 pF/m non négligeable vis-à-vis des capacités des capteurs piézoélectriques de l'ordre du pF, un câble va atténuer le si-

gnal piézoélectrique diminuant ainsi le rapport signal sur bruit. La tension aux bornes du conditionneur piézoélectrique (amplificateur de tension) dépend directement de la capacité totale de la chaîne de mesure constituée par la mise en parallèle de la capacité de la transduction piézoélectrique C_{piezo}, de la capacité du câble $C_{câble}$ et de la capacité d'entrée du conditionneur C_{condi}. La figure 1.30 représente le schéma électrique équivalent d'une chaîne de mesure dynamique piézoélectrique classique.

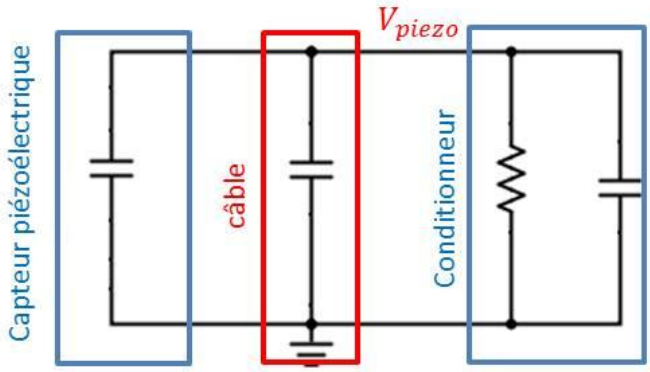


FIGURE 1.30 – Circuit équivalent de la chaîne de mesure

La relation 1.19 relie la tension électrique aux bornes du conditionneur V_{piezo} en fonction de la quantité de charges générées Q et des différentes capacités du montage.

$$V_{piezo} = \frac{Q}{C_{piezo} + C_{câble} + C_{condi}} \tag{1.19}$$

La capacité interne du câble étant proportionnelle à sa longueur, la tension de sortie du capteur va dépendre de la longueur des câbles utilisés. Plus le câble sera long plus l'atténuation sera importante et moins le rapport signal sur bruit de la mesure sera élevé [38].

En pratique, si la longueur des câbles entre deux mesures n'est pas identique nous obtenons deux valeurs différentes de la sensibilité de la chaîne de mesure. La longueur du câble utilisée pour étalonner la chaîne de mesure devra être identique lors des expérimentations afin de conserver fidèlement la sensibilité fournie par l'étalonnage.

L'impédance électrique aux basses fréquences du capteur piézoélectrique est relativement importante (≥ 1 GΩ). Celle-ci est liée principalement à la résistance de fuite du diélectrique piézoélectrique. Acheminer un signal haute impédance à travers un long câble pose des problèmes de robustesse face aux facteurs de bruit environnants (effet triboélectrique lié aux vibrations des câbles, champs électromagnétiques extérieurs, ...).

Une solution existante consiste à intégrer le conditionneur au plus près de la transduction piézoélectrique. Cela permet d'obtenir alors une mesure plus robuste. En revanche, tous les capteurs dynamiques de pression ne disposent pas de cette technologie.

1.5.2.3 Bilan

Le tableau 1.8 regroupe les différents problèmes qualitatifs liés à la transmission filaire d'une mesure dynamique de pression en environnement extrême.

TABLEAU 1.8 – Problèmes de la mesure filaire pour la mesure dynamique de pression en détonique

Problèmes	Conséquences	Solutions possibles
Contraintes mécaniques Vibrations Détérioration des connecteurs	Diminue le rapport signal sur bruit Faux contacts	Protéger les câbles Fixer et enterrer les câbles Réduire la longueur des câbles
Réduction de la bande passante	Distorsion du signal de mesure	Câbles faibles pertes Diminuer la longueur des câbles
Perturbations du signal piézoélectrique	Atténuation du signal Diminue le rapport signal sur bruit	Intégration du conditionneur Gain d'amplification suffisant
Mise en oeuvre	Augmente le coût de mise en œuvre Diminue la fiabilité de la mesure	Mesurer les paramètres Changer les câbles Tester la continuité et le branchement des câbles

L'acheminement filaire sur de grandes distances est un des facteurs limitant pour les performances d'une chaîne de mesure dynamique ayant une bande passante supérieure à 10 MHz. Aujourd'hui la bande passante des capteurs du commerce est inférieure à 1 MHz. Le signal peut être acheminé via des câbles. En revanche, la volonté d'augmenter la bande passante des capteurs se heurtera à la bande passante limitée des câbles. L'étude d'une solution alternative doit être envisagée. Par ailleurs, l' analyse des défauts liés à la position des capteurs et aux oscillations liées aux mâts et câbles n'a pas été prise en compte dans le cadre de la thèse. Cette analyse devra être menée afin que quantifier ces sources de perturbassions supplémentaires et voir leurs incidences sur la précision de la mesure.

La partie suivante porte sur le choix optimal d'un acheminement du signal de mesure avec des performances en rupture avec la solution filaire existante.

1.5.3 Choix du support de transmission du signal de mesure

Avant de déterminer le type de technologie à utiliser pour la conception de l'émetteur et du récepteur à développer, il faut déterminer le type de support optimal permettant la conception de la transmission. La figure 1.31 montre une chaîne de mesure classique avec la partie support de transmission véhiculant l'information entre l'émetteur et le récepteur. Différents supports de transmission tel que le filaire, la transmission infrarouge, la fibre optique et les ondes électromagnétiques vont être présentés. On recherche dans cette partie le support le plus adapté pour transmettre une information dans un environnement extrême.



FIGURE 1.31 – Synoptique d'une chaîne de transmission classique

1.5.3.1 Les câbles électriques

Actuellement, le support filaire est principalement utilisé pour l'acheminement d'un signal lors d'expérimentations de détonique. La paire torsadée est la solution la plus simple et la moins coûteuse à mettre en place. Le signal de mesure est acheminé par deux câbles électriques torsadés. En revanche, la bande passante est de l'ordre de quelques MHz et présente une forte sensibilité aux perturbations électromagnétiques (EM) ambiantes du

fait de l'absence de blindage [35, 36]. La transmission par câble coaxial offre, par sa conception intrinsèque, son blindage électrique, et son mode d'utilisation une bande passante de l'ordre de 10 MHz ainsi qu'une isolation aux perturbations électromagnétiques permettant d'effectuer une mesure avec un meilleur rapport signal sur bruit qu'avec la paire torsadée [6]. Une étude du câble coaxial et de ses limites pour les expérimentations de détonique a été menée dans la partie 1.5.2.

1.5.3.2 La transmission infrarouge

La transmission de données en infrarouge (IR) bénéficie de nombreux avantages tels que la mesure à distance sans support matériel physique et une bande passante intéressante pour la transmission des signaux dynamiques. La transmission infrarouge est principalement utilisée à l'intérieur des bâtiments et sur des portées inférieures à la dizaine de mètres [33]. Des travaux montrent la réalisation d'une transmission de données via un émetteur et récepteur infrarouge jusqu'à une portée maximale de 10 m avec un débit inférieur à 5 kbits/s [8, 34]. Or pour l'application visée, la transmission s'effectue en extérieur et la présence d'une boule de feu rayonnant entre autre dans l'infrarouge est une source de perturbation non négligeable. Cela rend l'utilisation du support infrarouge difficile pour la transmission de la mesure dynamique en environnement extrême.

1.5.3.3 La fibre optique

La transmission par fibre optique permet d'atteindre une bande passante de l'ordre du THz et donc des débits très importants pouvant atteindre la dizaine de Gbits/s [39]. La faible atténuation des fibres optiques permet d'atteindre un bon rapport signal sur bruit même sur de longues distances [9, 23, 31]. Un autre avantage en termes de robustesse est son insensibilité aux perturbations électromagnétiques ambiantes.

En revanche, elle nécessite un guide de transmission spécifique. La fibre semble non adaptée de part sa fragilité à l'acheminement de la mesure en environnement extrême. En effet, les contraintes mécaniques et thermiques générées par la boule de feu lors d'une explosion et par le passage de l'onde de choc peuvent perturber la transmission et détériorer la fibre [29, 30]. Par ailleurs l'installation et la mise en place de la fibre optique est relativement contraignant.

1.5.3.4 Les ondes électromagnétiques (< 100 GHz)

Les ondes électromagnétiques peuvent être un moyen de transmission intéressant pour la mesure dynamique en environnement extrême. Les ondes électromagnétiques ne nécessitent pas de support matériel (tels que les câbles, guides, fibres, ...) pour se propager, ce qui est un réel avantage pour transmettre une information de manière non intrusive dans un milieu extrême [4]. L'avantage de monter en fréquence au GHz est de disposer d' une bande passante plus importante supérieure à la centaine de MHz [17, 18]. De plus, un autre des avantages de travailler à des fréquences élevées est de pouvoir miniaturiser les antennes et les composants RF pour gagner en compacité [2]. La miniaturisation permet d'être le moins intrusif possible lors de la mesure de la pression au passage de l'onde de choc.

L'installation d'une telle solution nécessite seulement de placer une antenne de réception. En choisissant un diagramme de rayonnement omnidirectionnel de l'antenne d'émission et un diagramme de rayonnement directif de celle de réception, un simple

alignement des deux antennes est suffisant pour garantir un bilan de liaison optimal. La difficulté d'installation de la solution est réduite.

Toutefois, des perturbations peuvent exister lors de la transmission par ondes électromagnétiques dans une boule de feu lors d'une explosion. Les réflexions multiples aux interfaces de la boule de feu, de l'onde de choc et du milieu extérieur peuvent dégrader la bonne transmission de l'information. Par ailleurs, l'atténuation de l'onde EM à travers la boule de feu et les comportements non linéaires du canal de propagation peuvent altérer les performances en transmission [22]. Par ailleurs l'aspect réglementaire sur les fréquences et la bande passante disponibles est à prendre en compte.

1.5.3.5 Bilan

Le tableau 1.9 résume et compare l'ensemble des caractéristiques des différents supports d'acheminement du signal évoqués précédemment pour la mesure dynamique de pression en environnement extrême.

Les supports de transmission type fibre optique ou canal électromagnétique offrent l'avantage d'avoir une bande passante importante par comparaison à la solution filaire coaxiale. Cependant, ces supports nécessitent de mettre en place une interface électronique émetteur-récepteur spécifique pour la transmission du signal de mesure. Contrairement à la solution fibre optique, la solution onde électromagnétique (<100 GHz) ne nécessite pas de support matériel pour la transmission de l'information la rendant plus adaptée pour un acheminement de la mesure de manière non intrusive et robuste. L'onde électromagnétique (<100 GHz) a donc été retenue pour la suite de l'étude. Le développement d'une interface spécifique de transmission adéquate (émetteur-récepteur) sera présenté au chapitre 3.

TABLEAU 1.9 – Résumé des caractéristiques des différents supports envisagés

Caractéristiques	Paire torsadée	Câble coaxial	Onde EM (< 100 GHz)	IR	Fibre optique
Type de propagation	guidée	guidée	libre dirigée	dirigée	guidée
Matière	cuivre	cuivre	-	-	silice polymère
Bande passante	kHz	MHz	GHz	GHz	THz
Atténuation	++++	+++	+	+	+
Dispersion	+	+	++	+	+++
Susceptibilité EM	++++	+	+++	+	-
Robustesse face aux contraintes thermiques et mécaniques	+	++	+++	+	-
Complexité de l'interface (émetteur-récepteur)	+	+	+++	++	+++
Difficulté d'installation	+++	+++	++	++	+++
Coût	+	+	+	+	+++

1.5.4 Cahier des charges de la solution sans fil

La section suivante a pour objectif de déterminer les caractéristiques techniques et les performances de la solution sans fil, afin de garantir de façon optimale l'acheminement

du signal de mesure dynamique en environnement extrême.

La figure 1.32 montre ce que pourrait être une expérimentation de détonique instrumentée par un réseau de capteurs sans fil. Chaque capteur dynamique de pression comporterait un émetteur sans fil miniature intégré dans son boîtier et enverrait en temps réel le signal de mesure à un récepteur protégé et déporté dans la salle de commande de tir avec une antenne de réception extérieure.

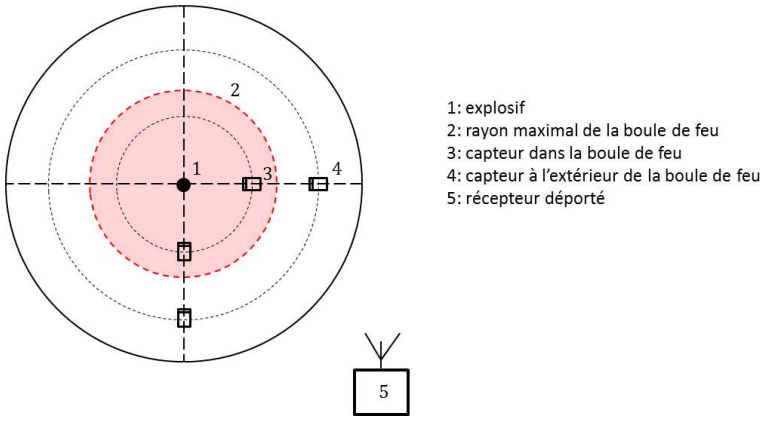


FIGURE 1.32 – Schéma d'une expérimentation de détonique avec un réseau de capteurs sans fil (vue de haut)

Portée émetteur-récepteur

La distance entre l'émetteur et l'antenne de réception est ici généralement d'une trentaine de mètres. Cette distance peut être plus importante en fonction des configurations expérimentales. La liaison sans fil devra avoir une portée minimale de 100 mètres.

Débits de données

Le signal de mesure est échantillonné à une fréquence d'échantillonage suffisante f_s de 100 MHz ce qui engendre un pas temporel de 10 ns nécessaire pour bien discrétiser le régime transitoire. Le signal est converti sur un minimum de 10 bits de résolution verticale. Le débit par capteur $D_{capteur}$ de la liaison sans fil devra être de 1 Gbits/s. Une expérimentation de détonique qui utilise une dizaine de capteurs, nécessitent un débit global pour la liaison $D_{liaison}$ de 10 Gbits/s.

Encombrement

Déporter l'émetteur du capteur n'est pas envisageable, car un câble serait nécessaire et engendrerait les problèmes évoqués dans la section 1.5.2 (contraintes mécaniques, vibrations, bruit, ...).

La solution sans fil visée doit être facilement miniaturisable afin de pouvoir être intégrée dans le même boîtier que celui du capteur de pression pour être faiblement intrusif. Le volume maximal acceptable est de 1,5 cm^3. Afin d'atteindre cette condition, le conditionneur, l'émetteur et l'antenne pourront être reportés sur la même carte électronique et intégrés dans le même boîtier.

Consommation

Les phénomènes mesurés étant de courte durée, la transmission de données se fait sur une vingtaine de millisecondes. Le système peut être alimenté par une batterie. Toutefois, l'encombrement de la batterie devra être pris en compte lors de la conception. Un compromis entre portée / débit / consommation doit être trouvé pour répondre au mieux aux objectifs fixés. Une consommation électrique maximale de 10 mW est retenue.

Bande passante

La bande passante de l'émetteur doit être supérieure à celle du capteur et du conditionneur afin de ne pas détériorer les performances dynamiques de celui-ci. De plus, la solution sans fil pouvant être utilisée dans le futur avec d'autres capteurs plus performants, il est intéressant de maximiser la bande passante de l'émetteur. La bande passante minimale que la liaison sans fil devra garantir pour ne pas détériorer les performances dynamiques du capteur est de 10 MHz.

Robustesse

La liaison sans fil étant utilisée en environnement extrême, le canal de propagation peut introduire de fortes perturbations sur la liaison sans fil. La boule de feu générée suite à l'explosion peut engendrer différents types de perturbations sur la propagation d'une onde électromagnétique. Il peut y avoir des réflexions multiples à l'interface de la boule de feu suite à un changement de l'indice du milieu, une atténuation de l'onde électromagnétique lors du passage de celle-ci dans la boule de feu, un écrantage de l'onde par génération d'un milieu ionisé dans les gaz chauds sous pression et des comportements non linéaires [22].

Pour garantir une transmission dans un tel milieu extrême la liaison sans fil choisie devra être capable de fonctionner avec un faible rapport signal sur bruit lors de la réception.

Transmission temps réel

Numériser le signal, le stocker puis le transmettre après l'explosion semble impossible. En effet, le système peut être partiellement voire totalement détérioré suite aux conditions extrêmes de température et aux contraintes mécaniques générées par l'explosion.

De plus, une acquisition durant 100 ms du signal de mesure échantillonné à 100 MHz et converti sur 10 bits nécessite une mémoire de 100 Mbits. Cette taille relativement importante pour le microcontrôleur intégré dans l'émetteur nécessite l'utilisation d'une mémoire externe dédiée complexifiant et augmentant alors l'encombrement, la consommation et le coût de l'émetteur.

Pour pallier ce problème l'émetteur devra transmettre en temps réel le signal de mesure avant la rupture de la liaison causée par sa destruction.

Bilan

Le tableau 1.10 résume le cahier des charges à respecter a minima pour la solution sans fil. Il faut noter que le temps de changer tous les émetteurs à 3,5 m de haut et les

recalibrer n'est pas nul et vient ajouter un temps de main d'œuvre non nul pour la solution sans fil.

TABLEAU 1.10 – Récapitulatif des caractéristiques de la solution sans fil recherchée

Caractéristiques	Valeurs	Unité
Distance	[10 à 100]	m
Débit	10	Gbits/s
Consommation	<10	mW
Encombrement	<1.5	cm^3
Bande passante	>10	MHz
Temps réel	oui	-

1.6 Conclusion

Ce premier chapitre a permis de prendre conscience de la complexité et des enjeux de la mesure de pression ultra-rapide en environnement extrême. L'amélioration de la bande passante des capteurs de pression pour la mesure de régime transitoire doit s'accompagner du choix d'un système de transmission de l'information optimal. La transmission sans fil par onde électromagnétique (< 100GHz) semble être une alternative qui devrait permettre de pallier les limitations technologiques des solutions filaires classiques. Cependant, la solution envisagée devra répondre à de nombreuses contraintes telles que la bande passante, l'encombrement réduit, la robustesse et la simplicité de mise en œuvre afin d'être adaptée à la mesure de pression en environnement extrême. Avant de rentrer dans les détails de conception de la transmission du signal de mesure abordés dans le chapitre 3, le capteur de pression a fait l'objet d'une étude approfondie présentée dans le chapitre 2.

1.7 Références

[1] W. E. Baker. Explosions in air. *University of Texas Press*, 1973. 10

[2] C. Balanis. *Antenna Theory : Analysis and Design, 3rd Edition.* Wiley-Interscience, 2005. 37

[3] C. Bartoli, M. Beug, T. Bruns, C. Elster, T. Esward, L. Klaus, A. Knott, M. Kobusch, S. Saxholm, and C. Schlegel. Traceable dynamic measurement of mechanical quantities : objectives and first results of this european project. *Int. J. Metrol. Qual. Eng.*, 3(3) :127–135, 2012. 5, 6, 11

[4] C. Beard and W. Stallings. *Wireless Communication Networks and Systems.* Pearson Education Limited, 2015. 37

[5] A. Brian and M. John. *Optimal Filtering (Dover Books on Electrical Engineering).* Dover Publications, 2005. 21, 24

[6] R. S. Burns and J. T. D. Lorenzo. Rejection of radio-frequency noise with a wide-band differential preamplifier and solid-shielded coaxial input cables. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 23(1) :375–382, Feb 1976. 37

[7] R. E. Caetano, I. E. Chabu, G. Stolfi, J. C. Santos, S. Nagao, C. E. Gomes, R. D. Paiva, S. I. Nabeta, and F. J. Micerino. Capacitive and inductive sensors for diagnosing air-gap anomalies in synchronous generators. In *2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. IEEE, may 2015. 30

[8] L. Chen and Y. Zhang. Design and implementation of infrared wireless data transmission system. In *Information and Automation (ICIA), 2010 IEEE International Conference on*, pages 2192–2195, June 2010. 37

[9] L. Chun-zhi and S. Chuan. Remote data acquisition system based on fiber transmission. In *Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC), 2011 International Conference on*, pages 472–474, Aug 2011. 37

[10] S. Eichstädt. *Analysis of Dynamic Measurements - Evaluation of dynamic measurement uncertainty.* PhD thesis, 2012. 25

[11] S. Eichstädt, C. Elster, T. J. Esward, and J. P. Hessling. Deconvolution filters for the analysis of dynamic measurement processes : a tutorial. *Metrologia*, 47(5) :522, 2010. 24

[12] G. Fidecaro. The high frequency properties of a coaxial cable and the distortion of fast pulses. *Il Nuovo Cimento (1955-1965)*, 15(2) :254–263, 1960. 33

[13] J. Fourmann, A. Coustou, H. Aubert, P. Pons, J. Luc, A. Lefrancois, M. Lavayssiere, and A. Osmont. Wireless pressure measurement in air blast using PVDF sensors. In *2016 IEEE SENSORS*. IEEE, oct 2016. 29

[14] Y. Granjon. *"Automatique, systèmes linéaires continus, systèmes non linéaires, systèmes échantillonnés, systèmes à événements discrets"*. Dunod, 2010. 8, 13

[15] G. Guerke. Evaluation of blast pressure measurements. *Bericht des Ernst-Mach-Instituts*, 90(3), 1990. vi, 6

[16] M. Gérard Olszacki. Modelling and optimization of piezoresistive pressure sensors. 01 2009. 30

[17] A. Hakiri, P. Berthou, J. Henaut, D. Dragomirescu, and T. Gayraud. Performance evaluation of wireless sensor network for spatial and aeronautic systems. In *Telecommunications (ICT), 2010 IEEE 17th International Conference on*, pages 879–886, April 2010. 37

[18] J. Henaut. *"Architecture de traitement du signal pour les couches physiques très haut débit pour les réseaux de capteur : Application à la métrologie dans un contexte aéronautique et spatial"*. PhD thesis, 2013. 37

[19] M. R. Islam, M. M. Ali, M.-H. Lai, K.-S. Lim, and H. Ahmad. Chronology of fabry-perot interferometer fiber-optic sensors and their applications : A review. *Sensors*, 14(4) :7451–7488, 2014. vi, 29

[20] S. Lambert. *Wiener Deconvolution : Mathematics, Wiener Filter, Noise, Deconvolution, Frequency Domain, Signal-to-Noise Ratio, Norbert Wiener, Convolution, Impulse Response, LTI System Theory*. Betascript Publishers, 2010. 24

[21] J. S. Lee, E. S. Yoo, C. H. Park, J. E. An, C. G. Park, and J. W. Song. Development of a piezoresistive mems pressure sensor for a precision air data module. In *2014 14th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2014)*, pages 874–878, Oct 2014. 28

[22] A. Lille. Rapport de stage : Étude d'une onde électromagnétique dans une boule de feu. *LAAS-CNRS, Toulouse*, 2015. 38, 40

[23] I. Lita, M. Jurian, I. B. Cioc, and D. A. Visan. Measurement and acquisition system with fiber optic data transmission. In *Design and Technology of Electronics Packages, (SIITME) 2009 15th International Symposium for*, pages 283–287, Sept 2009. 37

[24] J. Luc, J. Bouvet, and B. Miossec. Estimation de l'incertitude d'étalonnage de capteurs de pression dynamique. *15th International Metrology Congress*, 2011. 5, 6

[25] R. G. Lyons. *Understanding Digital Signal Processing (3rd Edition)*. Prentice Hall, 2010. 8, 9, 12

[26] R. Marbot. Lignes de transmission. *Techniques de l'ingénieur*, 1995. 33

[27] C. Matthews, F. Pennecchi, S. Eichstädt, A. Malengo, T. Esward, I. Smith, C. Elster, A. Knott, F. Arrhén, and A. Lakka. Mathematical modelling to support traceable dynamic calibration of pressure sensors. *Metrologia*, 51(3) :326, 2014. 25

[28] W. Parkes, V. Djakov, J. S. Barton, S. Watson, W. N. MacPherson, J. T. M. Stevenson, and C. C. Dunare. Design and fabrication of dielectric diaphragm pressure sensors for applications to shock wave measurement in air. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 17(7) :1334, 2007. 28

[29] R. Pirich. Fiber optics for use in air and space harsh environments. In *Avionics, Fiber- Optics and Photonics Technology Conference (AVFOP), 2011 IEEE*, pages 3–4, Oct 2011. 37

[30] R. Pirich and K. D'Ambrosio. Fiber optics for harsh environments. In *Systems, Applications and Technology Conference (LISAT), 2011 IEEE Long Island*, pages 1–4, May 2011. 37

[31] N. A. Rabou, H. Ikeda, H. Yoshida, and S. Shinohara. Optical fiber wideband rf signal transmission system for remote data sensing. In *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1993. IMTC/93. Conference Record., IEEE*, pages 777–780, May 1993. 37

[32] J. Riondet, A. Coustou, H. Aubert, P. Pons, M. Lavayssière, J. Luc, and A. Lefrançois. Design of air blast pressure sensors based on miniature silicon membrane and piezoresistive gauges. In *Micromechanics and Microsystems Europe Workshop (MME)*, page 6p., Uppsala, Sweden, Aug. 2017. 28

[33] R. Romann. Proof-of-concept : Infrared transmission using smart phone cameras. In *Advanced Information Networking and Applications Workshops (WAINA), 2015 IEEE 29th International Conference on*, pages 658–661, March 2015. 37

[34] W. Y. Shieh, C. C. Hsu, S. L. Tung, P. W. Lu, T. H. Wang, and S. L. Chang. Design of infrared electronic-toll-collection systems with extended communication areas and performance of data transmission. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 12(1) :25–35, March 2011. 37

[35] G. Spadacini, F. Grassi, and S. A. Pignari. Influence of load imbalance on noise induced in a twisted-wire pair illuminated by a random plane-wave spectrum. In *2014 Asia-Pacific Microwave Conference*, pages 73–75, Nov 2014. 37

[36] C. D. Taylor and J. P. Castillo. On the response of a terminated twisted-wire cable excited by a plane-wave electromagnetic field. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, EMC-22(1) :16–19, Feb 1980. 37

[37] A. Walden. Robust deconvolution by modified wiener filtering. *Geophysics*, 53 :186–191, 1988. 24

[38] P. L. Walter. Air blast and the science of dynamic pressure measurements. Technical report, PCB Piezotronics, 2005. vi, 5, 6, 9, 11, 12, 30, 33, 35

[39] S. Watson, S. P. Najda, P. Perlin, M. Leszczynski, G. Targowski, S. Grzanka, M. A. Watson, H. White, and A. E. Kelly. Multi-gigabit data transmission using a directly modulated gan laser diode for visible light communication through plastic optical fiber and water. In *2015 IEEE Summer Topicals Meeting Series (SUM)*, pages 224–225, July 2015. 37

[40] R. Wigington and N. Nahman. Transient analysis of coaxial cables considering skin effect. *Proceedings of the IRE*, 45(2) :166–174, Feb 1957. 33

[41] N. Wu, W. Wang, Y. Tian, X. Zou, M. Maffeo, C. Niezrecki, J. Chen, and X. Wang. Low-cost rapid miniature optical pressure sensors for blast wave measurements. *Optics Express*, 19(11) :10797, may 2011. 28

[42] N. Wu, X. Zou, Y. Tian, J. Fitek, M. Maffeo, C. Niezrecki, J. Chen, and X. Wang. An ultra-fast fiber optic pressure sensor for blast event measurements. *Measurement Science and Technology*, 23(5) :055102, 2012. 28

Chapitre 2

Étude d'un capteur de pression piézoélectrique ultra-rapide pour la détonique

« *Le diable se cache dans les détails.* »

Friedrich Nietzsche

Sommaire

2.1 Introduction 47
2.2 Transduction piézoélectrique 47
2.2.1 La théorie de la piézoélectricité 47
2.2.2 La transduction piézoélectrique comme capteur de pression pour la détonique 49
2.2.3 Choix du PVDF 50
2.3 Etude qualitative du principe du capteur à base de film PVDF 51
2.3.1 Présentation du modèle électrique équivalent 51
2.3.2 Exemple de résultat de simulations numériques 54
2.3.3 Étude paramétrique 55
2.3.4 Bilan 58
2.4 Influence du conditionneur sur la réponse des capteurs 59
2.4.1 Introduction 59
2.4.2 Réalisation des conditionneurs 61
2.4.3 Détermination du rapport signal sur bruit en sortie du conditionneur 61
2.4.4 Caractérisation des dispositifs au tube à choc 63
2.5 Caractérisation des capteurs commerciaux 65
2.5.1 Introduction 65
2.5.2 Le tube à choc comme moyen de vérification 65
2.5.3 Caractérisation au tube à choc 68
2.6 Développement d'un capteur prototype à base de PVDF 72
2.6.1 Introduction 72
2.6.2 Caractérisation du transducteur PVDF par effet piézoélectrique inverse 73
2.6.3 Caractérisation du transducteur PVDF prototype au tube à choc . . 74

2.7 Conclusion **78**
2.8 Références **79**

2.1 Introduction

Lors du passage d'une onde de choc, le capteur doit convertir cette grandeur physique (pression) en une grandeur électrique facilement mesurable. Premier élément de la chaîne de mesure, c'est sur celui-ci qu'une attention toute particulière doit être portée afin d'améliorer la mesure. Ce chapitre a pour but l'étude qualitative d'un capteur de pression utilisé pour la mesure de surpression aérienne. Ainsi le choix et le principe de fonctionnement d'un capteur piézoélectrique est décrit avec des analogies concernant les phénomènes physiques mis en jeux. Un simple modèle d'un capteur piézoélectrique basé un schéma électrique équivalent est ensuite étudié afin de déterminer des règles de conception élémentaires permettant de mieux comprendre les performances dynamiques du capteur. De plus, l'étude classique d'un conditionneur optimisé pour la mesure de signaux large bande est réalisé. Enfin, différents capteurs du commerce sont caractérisés avec le tube à choc du CEA Gramat afin de déterminer leurs fonctions de transfert. Dans cette thèse le choix de la technologie piézoélectrique a été privilégiée pour le capteur car elle présente les plus grandes bandes passante disponibles pour les capteur commerciaux.

2.2 Transduction piézoélectrique

2.2.1 La théorie de la piézoélectricité

L'effet piézoélectrique est la propriété que possèdent certains types de matériaux cristallins de convertir l'énergie mécanique, c'est-à-dire un état de contrainte, en énergie électrique par génération de charges électriques. C'est l'effet direct, mis en évidence par Pierre et Jacques Curie en 1880. L'effet indirect traduit la déformation de ces mêmes matériaux sous l'effet d'un champ électrique appliqué.

Les matériaux piézoélectriques sont constitués de milieux diélectriques dans lesquels l'état de polarisation des dipôles moléculaires change sous l'effet de la déformation de la structure cristalline [12]. La polarisation d'un matériau peut être définie localement en introduisant une densité volumique de charges. La figure 2.1 montre une cellule élémentaire d'une structure piézoélectrique soumise à un effort mécanique. Le barycentre des charges positives et négatives ne coïncidant plus, il y a alors présence d'un champ électrique dans le matériau [12].

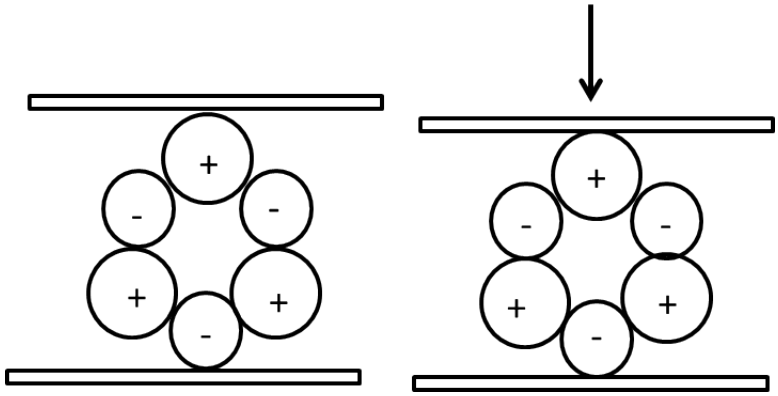


FIGURE 2.1 – Structure piézoélectrique élémentaire soumise à un effort mécanique

Ainsi, un matériau polarisé présente un champ de polarisation P non uniforme. On introduit alors le champ de déplacement électrique D et la permittivité relative du milieu

matériel ϵ définissant sa polarisabilité. Les matériaux piézoélectriques présentent un réseau de mailles cristallines marquées par des liaisons ioniques et une asymétrie entre les barycentres des charges positives et négatives, on parle alors de cristal et par extension de matériau polaire. Le matériau est dit ferroélectrique, par analogie avec le ferromagnétisme, si la polarisation de son réseau cristallin est susceptible de s'orienter et de s'inverser sous l'effet d'un champ électrique extérieur. Les matériaux ferroélectriques possèdent une température de Curie au-delà de laquelle le cristal devient apolaire et perd ses propriétés piézoélectriques. On distingue en général trois classes de matériaux piézoélectriques : les monocristallins, les polycristallins, et les polymères.

Les monocristallins comme le quartz présentent des réseaux très organisés dont une certaine rigidité de la structure explique notamment leur fragilité et leur difficulté d'usinage. Ces matériaux furent les premiers piézoélectriques étudiés du fait de leur propriété d'apparition spontanée de la polarisation sous la contrainte.

Les polycristallins sont généralement des céramiques de synthèse en titano-zirconate de plomb (PZT) ou de nitrure d'aluminium (AlN). Une relative flexibilité dans la déformation des structures cristallines permet une polarisation induite dans le matériau postérieurement à l'application d'un champ électrique coercitif, appelée polarisation rémanente. Les céramiques sont fabriquées le plus souvent en volume sous forme de plaquettes, dont la fragilité est importante.

Enfin, les polymères semi-cristallins comme le PVDF, également ferroélectrique, dont les caractéristiques seront données par la suite, se caractérisent par leur faible raideur mécanique. En revanche leurs performances en termes de couplage piézoélectrique et de génération de charges sont moins importantes que les matériaux cristallins.

La mise en équation de la piézoélectricité dépend de plusieurs hypothèses et des modèles établis. La linéarité des équations dépend des axiomes de l'élasticité linéaire (petite déformation) et du fait que l'on néglige en première approximation les termes d'ordre supérieurs du couplage électromécanique [1]. Compte tenu de la grande différence d'ordre de grandeur entre les phénomènes de propagation électriques et mécaniques (facteur 10^5 entre les célérités), on considère la piézoélectricité d'un point de vue purement électrostatique. Les linéarisations sont faites autour d'un état d'équilibre comme celui de repos ou de polarisation rémanente. Les grandeurs qui entrent en jeu sont :

— le champ des contraintes σ, un tenseur d'ordre 2, de composante σ_{ij}
— le champ des déformations ϵ, un tenseur d'ordre 2, de composante ϵ_{kl}
— le champ déplacement électrique D, de composante D_i et
— le champ électrique E, de composante E_k

où i,j,k,l peuvent correspondre aux trois direction de l'espace x,y,z.

La relation de comportement est donnée dans la formule 2.1.

$$\begin{cases} \sigma_{ij} = c^E_{ijkl}\epsilon_{kl} - e_{kij}E_k \\ D_i = e_{ikl}\epsilon_{kl} + \zeta^\epsilon_{ik}E_k \end{cases} \tag{2.1}$$

où c^E_{ijkl} est la constante de raideur à champ électrique constant, e_{kij} la constante piézoélectrique et ζ^ϵ_{ik} la constante diélectrique à déformation nulle.

2.2.2 La transduction piézoélectrique comme capteur de pression pour la détonique

La grande partie des capteurs de pression piezoélectriques commerciaux utilise un élément ou plusieurs éléments piézoélectriques monocristallins massifs et hautement rigides tels que le quartz ou la tourmaline [13, 26].

Les éléments massifs tels que le quartz ou les céramiques se présentent sous la forme de disques circulaires dont l'épaisseur est parfois du même ordre de grandeur que le diamètre. L'élément cristallin est soumis directement à la pression ou alors simplement surmonté par une membrane protectrice métallique ou isolante. L'ensemble est précontraint par intégration dans un système en étau renforcé sur la face arrière de l'élément par un support rigide. Il est utilisé en mode capacitif grâce à la mesure de la variation des charges électriques en surface induites lors de l'application d'une contrainte. La nature de l'effet piézoélectrique confère à ces capteurs un caractère dynamique utilisé pour l'enregistrement d'un pic de surpression mais peu sensible aux sollicitations basses fréquences.

L'augmentation de la résonance mécanique de ces capteurs piézoélectriques nécessite de minimiser l'épaisseur de l'élément sensible. Le comportement élastique des électrodes lorsque leur épaisseur n'est plus négligeable par rapport à celle de la membrane doit également être pris en compte. La difficulté de cette implémentation technologique dans les capteurs piézoélectriques se traduit par des limitations de leur bande passante. La réduction en termes de surface des membranes piézoélectriques pour la miniaturisation pose également le problème de la diminution des charges produites et de la nécessité d'y implanter des amplificateurs de charge intégrés afin de garantir des rapports signal sur bruit convenables. Par ailleurs, d'autres solutions destinées à compenser l'influence de l'accélération sur la mesure de pression sont régulièrement inclus .

D'une manière générale, les effets thermiques consécutifs à une explosion et à l'onde de souffle générée sont de 3 types. Le premier est lié au rayonnement thermique, le second à la discontinuité en pression et le troisième à la combustion de la boule de feu [11]. Le premier phénomène intervient instantanément au moment de la détonation, il y a peu d'effet si la surface du capteur n'est pas sur la ligne de propagation (mode défilant par exemple). De plus on peut facilement protéger la surface du capteur avec des protections opaques. Le second phénomène intervient simultanément avec le pic de surpression, sur une même échelle fréquentielle et est considéré comme adiabatique. Le troisième phénomène intervient sur une échelle de temps assez longue devant les ordres de grandeur du temps de montée du front d'onde dans le milieu environnant, bien qu'il soit difficilement quantifiable (durée d'une dizaine de millisecondes et évolution du champ de température entre 500˚C et 4000˚C). Selon la distance à laquelle la mesure de pression est effectuée par rapport à la source explosive, notamment lors de mesures effectuées en champ proche, la variation de température est susceptible de venir se superposer à la réponse de l'élément sensible si ce dernier présente une sensibilité thermique ou un phénomène d'hystérésis lié à la température. C'est notamment le cas pour les capteurs piézoélectriques qui peuvent subir un effet pyroélectrique indésirable. L'ajout de graisse, de membranes isolantes à base de ruban vinylique ou silicone vulcanisé sur la partie exposée au choc incident permet de retarder l'effet thermique bien que la fréquence de résonance de la structure diminue [25]. En effet, la nécessité d'un agencement multicouches en vue de la fabrication d'un capteur de pression revient à augmenter son temps de montée.

2.2.3 Choix du PVDF

Les polymères piézoélectriques présentent des caractéristiques avantageuses en comparaison avec d'autres matériaux piézoélectriques, bien que leur sensibilité soit moins importante que les monocristaux ou les céramiques de synthèse. Le fluorure de polyvinylidène (PVDF) présente le facteur de couplage électromécanique le plus favorable parmi les polymères piézoélectriques. On observe ainsi de bonnes propriétés mécaniques caractérisées par un facteur de qualité et donc une impédance mécanique faible devant celles des matériaux piézoélectriques communs diminuant ainsi le coefficient de réflection de l'onde de choc. Le PVDF se présente ainsi comme un élément particulièrement adapté à la mesure d'une onde de choc aérienne. Une haute sensibilité à la déformation, couplée à une bonne durabilité, et à son faible coût de production justifie l'implémentation très efficace du film fin en PVDF dans la fabrication de capteurs de pression comme le confirme son utilisation répandue [2, 5, 21]. Le tableau 2.1 résume les propriétés des matériaux piézoélectriques les plus courants.

TABLEAU 2.1 – Comparatif des propriétés de matériaux piézoélectriques les plus courants [44,45,40].

Paramètres	PZT	Quartz	PVDF
Module d'Young (GPa)	290	50-100	1-8
Masse volumique (g.cm^3)	7,5	2,6	1,7
Constante diélectrique (à 1 kHz)	730-1700	9,11	12
Perte diélectrique (à 1 kHz)	0.004	0,017-0,04	0,015
Constante piézoélectrique (C/m^2)	14	0,24	0,06
Dureté relative	Cassant	Dur, rigide	Résistant, élastique
Rapport d'impédance Z/Z_{air}	86.1	16,8	6,7
Température de Curie (°C)	200	560	70

Le PVDF est un polymère polaire ferroélectrique qui a été amplement étudié pour ses larges constantes diélectriques et piézoélectriques depuis sa découverte par Kawai en 1969 [20]. Ce polymère semi-cristallin (environ 50 % amorphe) peut présenter une variété de configurations moléculaires différentes, dont la forme α qui apparaît spontanément à l'issue du processus de fabrication des films par extrusion. Un processus d'élongation des dipôles moléculaires du matériau suivant une ou plusieurs directions préférentielles (monoaxiale ou biaxiale) permet une transition à la forme cristalline β, qui présente des propriétés de réversibilité de polarisation induisant un effet piézoélectrique. En effet, la réponse électrique du polymère s'opérant selon la direction de la chaîne carbonée, une meilleure orientation mécanique signifiera une plus grande réponse piézoélectrique. Une orientation biaxiale entraîne une meilleure uniformisation le long de l'épaisseur et un comportement électromécanique isotrope transverse [15].

La polarisation s'effectue par application d'un champ électrique coercitif perpendiculairement à la surface du film afin d'orienter électriquement les dipôles moléculaires du matériau ce qui permet d'aboutir à des polarisations rémanentes de l'ordre de 10 µC/cm^2 pour des films de 10 à 25 microns d'épaisseur [4]. Il existe différentes méthodes de polarisation, dont celle mise au point par F. Bauer à l'aide d'un champ sinusoïdal basse fréquence (0.1 Hz) appliqué progressivement au cours de plusieurs cycles d'hystérésis [6]. Outre sa simplicité et sa réversibilité cette méthode a l'avantage de fournir une polarisation uniforme du film [2].

Un des dérivés du PVDF, le co-polymère PVDF-TrFe (Le poly-fluorure de Vinylidène-Trifluoroéthylène) présente des caractéristiques électroactives comparables, notamment avec des cristallisations favorisant naturellement la configuration en phase β et donc fortement piézoélectriques. Toutefois, il présente une transition paraélectrique (T=70-130°C) ce qui n'est pas le cas du PVDF, qui possède une température de fusion inférieure à sa température de Curie égale à 70 °C.

Sur le principe évoqué précédemment, des jauges de contrainte à base de films polymères piézoélectriques en PVDF sont régulièrement utilisées depuis la découverte de leur excellente réponse piézoélectrique optimisée par un processus de polarisation cyclique [4, 5, 6, 20]. La facilité de fabrication industrielle de films polymères piézoélectriques de quelques microns d'épaisseur permet d'atteindre des fréquences de résonance élevées et donc des fréquences d'utilisation intéressantes notamment mises à profit dans les domaines des ultrasons [17]. Le mécanisme de transduction est basé sur la compression mécanique du film qui induit spontanément un réajustement des dipôles moléculaires du matériau. La reconfiguration de sa structure cristalline génère une variation interne de polarisation. Cette dernière est à l'origine de la polarisation macroscopique de l'élément par une répercussion du déséquilibre de charges en surface. Ainsi, les charges produites peuvent être récupérées immédiatement et sont fonction continue de la variation temporelle de la contrainte exercée sur le film [5]. Des études menées il y a une vingtaine d'années par F. Bauer ont permis d'enregistrer pour la première fois des temps de montée de l'ordre de la nanoseconde lors de chocs dans des matériaux pouvant atteindre 25 GPa. Les jauges PVDF de surface active 0.25 mm^2 étaient montées à l'intérieur de l'explosif permettant d'enregistrer le choc lors d'un impact. Les polymères piézoélectriques tels que le PVDF ont également affiché par le passé des temps de montée très avantageux mais n'ont pas fait l'objet d'une implémentation complète dans des capteurs des fabricants tels que PCB-Piezotronics et Kistler. Seule une petite entreprise allemande nommée Müller Instruments fabrique aujourd'hui une série de capteurs de pression ultra-rapides pour la mesure d'onde de choc aérienne à base d'une transduction PVDF. Ces capteurs sont annoncés avec des temps de montée inférieurs à la centaine de nanosecondes et ont une fréquence de résonance supérieure au MHz. Il y a donc une amélioration d'un facteur 10 sur la rapidité de la mesure du front de montée comparé aux capteurs à quartz de chez PCB et Kistler. Dans le cadre de la thèse, un capteur prototype à base de PVDF a été caractérisé. Une étude comparative des performances du capteur Müller et de certains capteurs PCB a également été menée.

2.3 Etude qualitative du principe du capteur à base de film PVDF

2.3.1 Présentation du modèle électrique équivalent

L'objectif de cette partie est de mieux comprendre le comportement dynamique des capteurs de pression piézoélectriques. Lors d'un choc de pression une onde acoustique se propage à l'intérieur du capteur de pression. A travers chaque couche de matériau composant le capteur, il peut y avoir des réflexions et transmissions aux différentes interfaces. La prise en compte des impédances acoustiques aux interfaces est indispensable afin de comprendre la réponse du capteur de pression.

Le modèle utilisé dans cette partie se base sur un schéma électrique équivalent développé par Mason [9]. Il permet d'obtenir un modèle électro-acoustique équivalent per-

mettant de modéliser la physique de l'acoustique et de la piézoélectricité par des composants électromagnétiques [19]. Il prend en compte toutes les réflexions multiples aux différentes interfaces du capteur et simule leurs influences sur le signal de mesure [24, 27]. Le capteur à modéliser est représenté sur la figure 2.2(a). Il est composé d'un boîtier en aluminium, d'une couche de protection thermique, et d'une transduction piézoélectrique montée sur un support absorbeur. Le schéma électrique équivalent est donné par la figure 2.2(b). Chaque bloc du modèle représente une partie spécifique du capteur. Le tableau 2.2 regroupe les différentes caractéristiques des éléments constituant le capteur, ainsi que les valeurs des paramètres du modèle utilisé pour la simulation numérique. Pour la modélisation, les valeurs des paramètres du capteur à modéliser ont été choisies du même ordre de grandeur que celle des capteurs commerciaux existants. L'hypothèse a été faite que la vitesse de l'onde de choc aérienne est inférieure à la vitesse du son dans le support.

Le modèle de Mason propose donc une analogie parfaite entre un système mécanique système masse ressort et un système piezo-électrique. La tension appliquée à l'élément piézoélectrique est équivalente à une force extérieure appliquée sur le système mécanique. La masse du système mécanique est équivalente à l'inductance. Ce paramètre décrit l'inertie du système. Plus cette valeur est grande plus la fréquence de résonance diminue. La rigidité du système mécanique est équivalente à l'inverse de la capacité. Plus cette valeur est grande plus la fréquence de résonance augmente. Le coefficient raideur du système mécanique trouve une analogie dans la résistance électrique. Par ailleurs, le transformateur modélise la capacité du système piézoélectrique à transmettre l'énergie électrique en énergie mécanique et inversement. Enfin, la modélisation de la propagation de l'onde mécanique dans un matériau est par analogie modélisée par une ligne de transmission. Cette ligne de transmission peut également prendre en compte les pertes de propagation afin de modéliser l'atténuation de l'onde mécanique à la traversée du matériau. La discontinuité de l'impédance acoustique générant ainsi des réflexions de l'onde mécanique aux interfaces est modélisée par la discontinuité de l'impédance électrique des lignes à transmission. Le retard de la ligne permet également de prendre en compte le temps de propagation de l'onde mécanique dans le matériau.

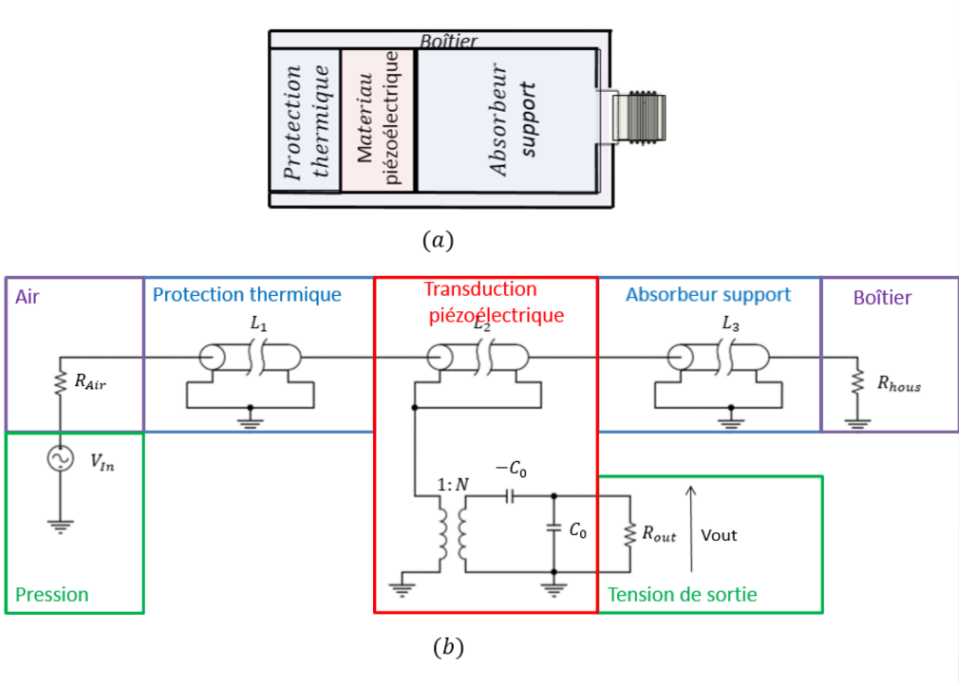


FIGURE 2.2 – Modèle électro-acoustique du capteur. (a) Structure du capteur modélisé ; (b) Schéma électrique

La pression exercée sur la face de l'élément piézoélectrique est modélisée par une tension V_{in}. Les conditions aux limites comme le milieu d'air et le boîtier métallique de protection sont représentées par des résistances R_{air} et R_{hous}. Le schéma électrique équivalent du capteur complet prend en compte la couche de protection thermique représentée par une ligne de transmission L_1 et le matériau de support de l'élément piézoélectrique représenté par une ligne de transmission L_3. Le matériau piézoélectrique est représenté par l'association d'une ligne de transmission L_2 avec un transformateur électrique de rapport $1 : N$. Ce transformateur représente la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique réalisée par l'élément piézoélectrique. La tension V_{out} représente la tension de sortie du capteur. La capacité C_0 correspond à la capacité de l'élément piézoélectrique.

La relation de passage entre un matériau constituant le capteur et une ligne de transmission du schéma équivalent est donnée par les relations 2.2 et 2.3 d'après [19, 27] :

$$Z = \rho \cdot A \cdot v \tag{2.2}$$

$$\tau = \frac{l}{v} \tag{2.3}$$

où Z et τ désignent respectivement l'impédance de la ligne et le retard de la transmission, A l'aire de la surface du capteur, v la vitesse du son dans le matériau considéré et l l'épaisseur.

Le tableau 2.2 résume les valeurs retenues pour la suite de l'étude.

TABLEAU 2.2 – Paramètres du modèle d'un capteur piézoélectrique PVDF

	Elément	Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Condition aux limites en entrée Air	Impédance	Résistance	R_{Air}	$2{,}5 \cdot 10^{-2}$	Ω
Protection thermique Kapton Diamètre: 3 mm Epaisseur: 50 µm	Ligne de transmission L_1	Impédance	Z_1	$1{,}3 \cdot 10^{1}$	Ω
		Temps de retard	τ_1	$7{,}4 \cdot 10^{1}$	ns
Transducteur piézoélectrique PVDF Diamètre: 3 mm Epaisseur: 20 µm	Ligne de transmission L_2	Impédance	Z_2	$2{,}8 \cdot 10^{1}$	Ω
		Temps de retard	τ_2	$1{,}2 \cdot 10^{1}$	ns
	Transformateur	Ratio	N	$3{,}7 \cdot 10^{-2}$	-
	Interne Capacitance	Capacitor	C_0	$3{,}1 \cdot 10^{1}$	pF
Couche support Aluminium Diamètre: 3 mm Epaisseur: 3 mm	Ligne de transmission L_3	Impédance	Z_3	$1{,}2 \cdot 10^{2}$	Ω
			τ_3	$7 \cdot 10^{2}$	ns
Condition au limite 2 Boîtier métallique	Impédance	Résistance	R_{Hous}	$6 \cdot 10^{2}$	Ω

2.3.2 Exemple de résultat de simulations numériques

Le schéma électrique équivalent du capteur est simulé avec le logiciel PSpice. La figure 2.3 montre la réponse du capteur à un saut de pression. Le temps de montée mesuré entre 10-90% du signal est de 100 ns. Les oscillations parasites lors du régime transitoire sont liées aux réflexions multiples de l'onde acoustique aux interfaces de la couche piézoélectrique. De plus la réflexion de l'onde au fond du capteur entraîne une autre oscillation (visible à partir de 3 µs).

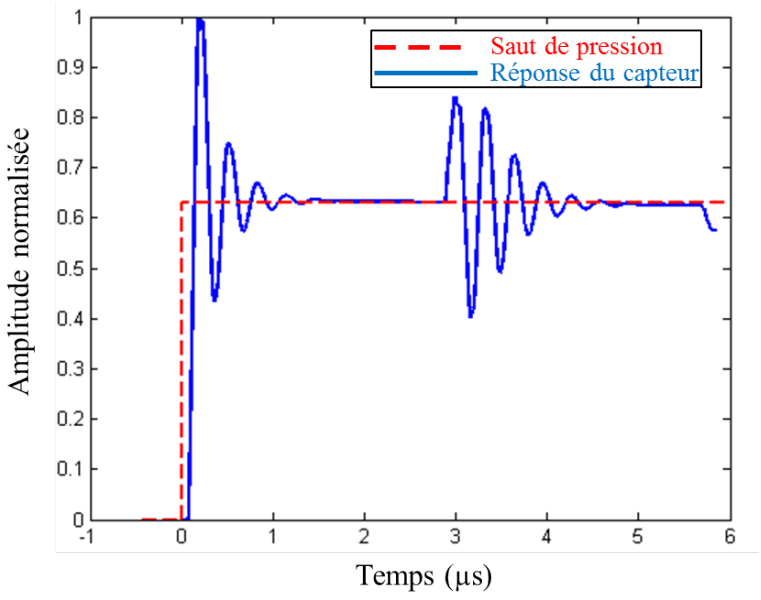


FIGURE 2.3 – Simulation numérique de la réponse temporelle du capteur à un échelon de pression

Une analyse en fréquence du capteur permet d'analyser la bande passante du capteur

avec les valeurs des fréquences de coupure basse et haute ainsi que les valeurs des fréquences de résonance. La première résonance (premier pic sur la figure 2.4) se trouve à 3,2 MHz et la deuxième à 9,4 MHz. Le capteur possède une bande passante (à -3 dB) simulée de 200 Hz à 1 MHz. La figure 2.4 montre la réponse fréquentielle du capteur simulé pour une valeur d'un échelon de pression de 10 bar.

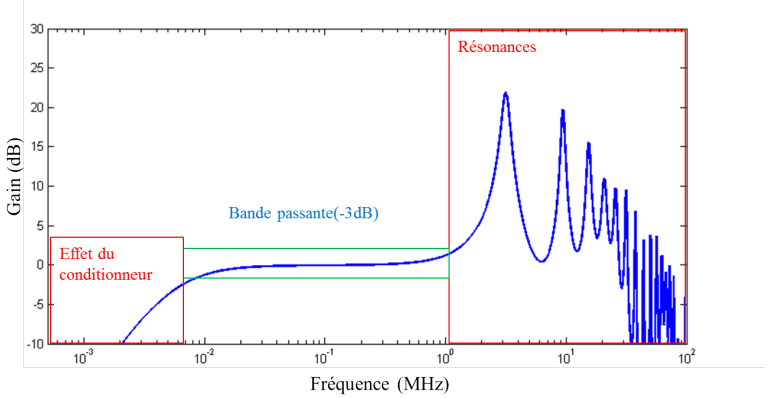


FIGURE 2.4 – Simulation électrique de la réponse fréquentielle du capteur

Cette première étude permet de montrer qu'il est possible via un schéma électrique équivalent de simuler la réponse temporelle et fréquentielle d'un capteur piézoélectrique. La mesure des temps de montée ainsi que des fréquences de résonance du capteur sont cohérentes avec celles des capteurs commerciaux. L'avantage de ce schéma électrique équivalent est qu'il ne nécessite que très peu de puissance de calcul comparé à des modèles numériques basés sur la méthode des éléments finis.

2.3.3 Étude paramétrique

L'objet de cette partie est d'étudier l'influence de l'épaisseur de l'élément sensible, de l'épaisseur de la couche de protection thermique, et de l'impédance acoustique du support sur la réponse dynamique du capteur. Cela permettra de mieux comprendre le comportement réel d'un capteur piézo-électrique dans une configuration proche de son utilisation.

2.3.3.1 Influence de l'épaisseur de la transduction piézoélectrique

La simulation électrique a permis de vérifier la relation théorique permettant de déterminer la fréquence de résonance de l'élément piézoélectrique en fonction de son épaisseur. La fréquence de résonance pour un élément piézoélectrique sollicité en compression/traction est donnée dans la formule 2.4 :

$$f_r = \frac{v_\phi}{2h} \tag{2.4}$$

où v_ϕ désigne la vitesse de l'onde acoustique dans le matériau et h l'épaisseur de l'élément piézoélectrique.

Minimiser l'épaisseur permet d'augmenter la fréquence de résonance et par conséquent la bande passante du capteur. Passer d'un film PVDF de 20µm d'épaisseur à 2µm d'épaisseur permet théoriquement de multiplier par dix la fréquence de résonance (20 MHz à 200 MHz). La fréquence de résonance du capteur complet est souvent plus faible, car il

faut prendre en compte l'effet des différentes couches constituant le capteur, notamment la couche de protection thermique.

2.3.3.2 Influence de la couche de protection thermique

La couche de protection thermique va générer un retard sur la mesure. Les paramètres du modèle sont h l'épaisseur de l'isolant thermique et v la vitesse de propagation de l'onde acoustique dans l'isolant. Cette couche va également venir détériorer les performances dynamiques du capteur. La figure 2.5 montre l'évolution de la diminution de la fréquence de résonance du capteur en fonction de l'épaisseur de la couche d'un matériau isolant. Par exemple, si on choisit un matériau isolant de type kapton, avec une épaisseur standard de 100 µm le capteur aura, d'après la simulation, une fréquence de résonance de 3.2 MHz.

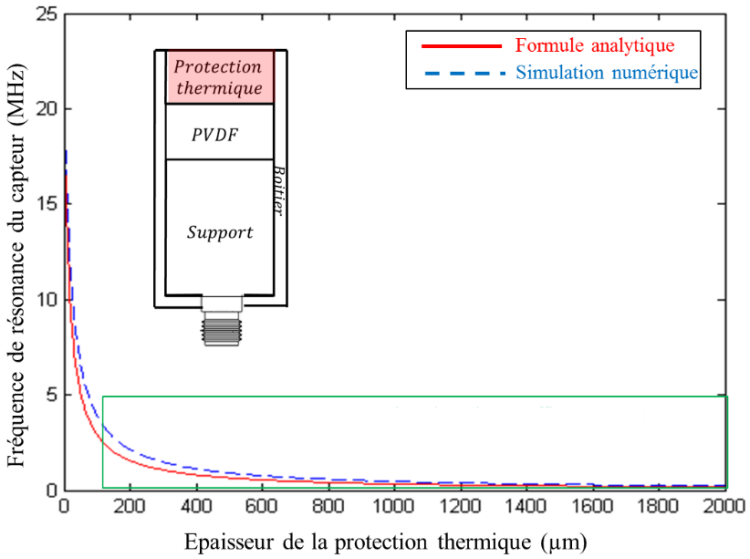


FIGURE 2.5 – Influence de l'épaisseur de la couche de protection thermique sur la fréquence de résonance du capteur. Courbe rouge : Calculs issus de l'équation 2.5. Courbe bleue : Simulations issues du modèle électro-acoustique (tableau 2.2). La fréquence de résonance est donnée par le premier pic sur la figure 2.4.

La simulation électrique est en adéquation avec la relation analytique 2.5 qui exprime la variation de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur de la couche de protection thermique [27]. Cette relation analytique ne prend pas en compte les multiples réflections aux interfaces, cela peut être une explication de la différence avec la courbe issue de la simulation numérique.

$$f_r = \frac{1}{4}\left(\frac{h_{front}}{v_{front}} + \frac{h_{pvdf}}{v_{pvdf}}\right)^{-1} \tag{2.5}$$

où v_{front} et v_{pvdf} désignent respectivement la vitesse de l'onde acoustique dans la couche de protection thermique et dans la couche piézoélectrique, h_{front} et h_{pvdf} désignent l'épaisseur de la couche de protection et de la couche de PVDF.

Pour garantir une fréquence de résonance la plus haute possible, il faut minimiser l'épaisseur de la couche de protection thermique. Ce résultat est bien connu des fabriquants de capteurs pour la mesure de surpression aérienne.

2.3.3.3 Influence du matériau support

Le support de fond du capteur a pour but de maintenir mécaniquement l'élément sensible lors d'une sollicitation en pression sur sa face-avant. L'impédance acoustique du support doit être la même que celle de l'élément sensible pour éviter toute réflexion. L'impulsion de pression se propage dans l'élément sensible puis dans le matériau support, une réflexion se produit au niveau de l'interface support/boîtier, celle-ci crée une deuxième impulsion décalée dans le temps (voir figure 2.3). Si le temps que met l'onde à traverser le support est du même ordre que l'étendue temporelle du signal à mesurer, alors cette réflexion peut venir perturber la mesure. Si on choisit l'épaisseur du support de sorte que le temps de trajet soit important par rapport à l'étendue temporelle du signal à mesurer, la réflexion a pour conséquence de générer des oscillations sur le régime palier avec un décalage temporel égal au double du temps de parcours de l'onde dans le matériau support. Par ailleurs, la fréquence de résonance du capteur est elle aussi modifiée. La figure 2.6 représente l'évolution de la fréquence de résonance du capteur pour différentes valeurs de l'impédance acoustique du matériau support. Dans le cas où l'impédance acoustique du support de fond est très importante devant celle de l'élément piézoélectrique, on obtient le maximum de fréquence de résonance (zone verte). Pour des impédances acoustiques très faibles devant celle de l'élément piézoélectrique, la fréquence de résonance atteint un minimum (zone rouge). Une variation brutale (zone bleu) relie ces deux différentes régions.

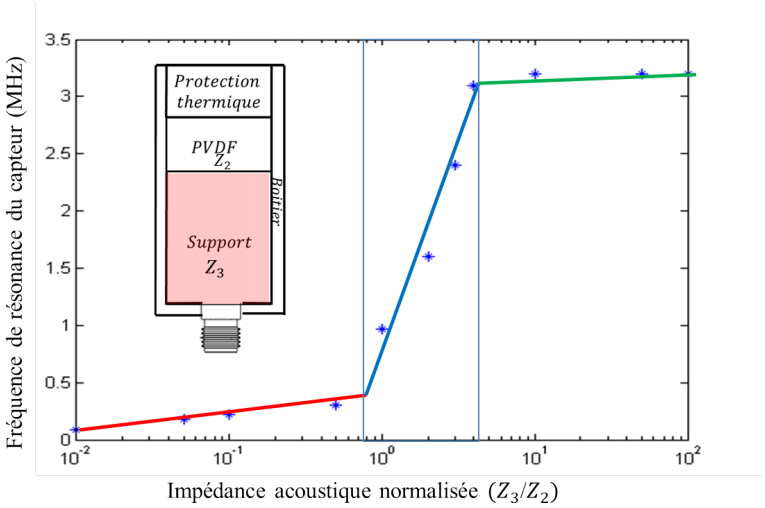


FIGURE 2.6 – Influence du matériau support

Pour le développement de capteur de surpression aérienne, il est donc judicieux de choisir des matériaux support ayant une impédance acoustique supérieure (d'un facteur 4) à celle de la transduction piézoélectrique [9]. Par ailleurs, la présence de la discontinuité de l'impédance acoustique à l'interface de la transduction piézoélectrique et du support engendre des réflexions générant des oscillations amorties sur le régime transitoire lors de la mesure de pression. Cette perturbation pourra être enlevée par post-traitement en utilisant la méthode de déconvolution de la fonction de transfert du capteur expliquée dans la partie 1.3.4.3.

2.3.4 Bilan

Cette étude a permis grâce au modèle électro-acoustique basé sur un schéma électrique équivalent de comprendre la réponse fréquentielle d'un capteur piézoélectrique lors de la mesure d'une surpression aérienne. Il prend en compte les différentes couches constituant le capteur de pression. L'épaisseur de la couche de protection thermique, ainsi que l'épaisseur de l'élément sensible, ont un rôle clé sur la réponse fréquentielle du capteur. Pour maximiser la fréquence de résonance du capteur, l'épaisseur de ces couches devra être minimisée. De plus, l'étude a montré que le choix du matériau support peut également influencer la valeur de la fréquence de résonance du capteur. Il devra ainsi avoir une impédance acoustique quatre fois supérieure à celle de la transduction piézoélectrique.

2.4 Influence du conditionneur sur la réponse des capteurs

2.4.1 Introduction

L'application d'une pression sur un élément piézoélectrique déforme cet élément et, par effet piézoélectrique, ce dernier génère des charges électriques. Le rôle du conditionneur est de convertir ces charges en une grandeur facilement mesurable telle que la tension électrique. Les deux solutions existantes sont : l'amplificateur de tension et de charges. Ces amplificateurs doivent avoir la bande passante nécessaire afin de ne pas allonger le temps de montée du signal de mesure issu du capteur piézoélectrique. La fréquence de coupure haute de ces conditionneurs devra être supérieure à 10 MHz afin de ne pas détériorer le temps de montée lors de la mesure de la surpression aérienne. Pour maintenir un palier d'une durée de l'ordre de la milliseconde le conditionneur devra avoir une fréquence de coupure basse inférieure à 1 Hz. Les deux types de conditionneurs ont été conçus et fabriqués afin de pouvoir préciser l'impact du conditionneur sur la réponse dynamique d'un capteur piézoélectrique.

2.4.1.1 Amplificateur de charges

Le montage amplificateur de charges se compose d'un amplificateur opérationnel (AOP) avec une capacité en contre-réaction. Les charges générées Q peuvent être converties en tension par un montage amplificateur de charge représenté par la figure 2.7. La capacité C_f de contre-réaction fixe le gain de l'amplificateur. La tension de sortie est donnée par la relation $V = Q/C_f$. Pour éviter la saturation de l'amplificateur la résistance de contre-réaction R_f permet de décharger la capacité créant ainsi une fréquence de coupure basse $f_c = 1/(2\pi \cdot R_f C_f)$. Le transducteur piézoélectrique est représenté par une source de tension et une capacité C_0 représentant la capacité interne de l'élément piézoélectrique de l'ordre de 10 pF. C_c désigne la capacité interne du câble de l'ordre de 100 pF/m d'acheminement du signal de mesure. R_1 et C_1 désignent respectivement la résistance et la capacité d'entrée de la carte d'acquisition.

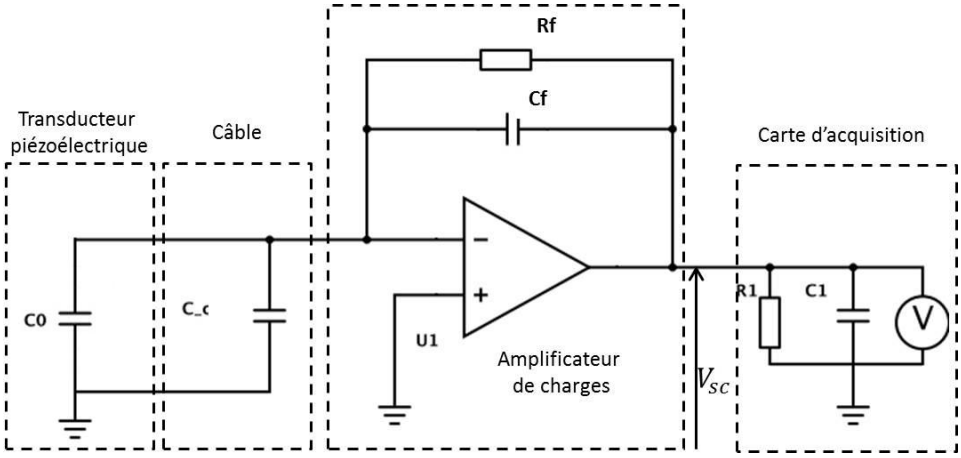


FIGURE 2.7 – Montage électrique d'un amplificateur de charge

Les valeurs données dans le tableau 2.4 ont été choisies afin d'assurer un gain d'amplification de 10 mV/pC. La fréquence de coupure haute du montage est supérieure à 100 MHz et peut être réduite si besoin par un filtre passe-haut de type RC. La fréquence de coupure basse de ce montage est de 159 Hz. Il est difficile de diminuer ce résultat, car la valeur de la résistance R_f de contre-réaction est à la limite de la stabilité du montage.

Ce montage permet donc de mesurer sans perturbation les 100 premières microsecondes du signal de pression.

TABLEAU 2.3 – Caractéristiques du montage électrique de l'amplificateur de charges étudié

Composant	Valeur
Amplificateur opérationnel	ADA4817
Gain du montage	10 mV/pC
C_f	10 pF
R_f	10 $M\Omega$
Fréquence de coupure haute	100 MHz
Fréquence de coupure basse	159 Hz

2.4.1.2 Amplificateur de tension

L'amplificateur de tension est composé d'un amplificateur opérationnel (AOP) monté en mode suiveur 2.8. La tension aux bornes de l'élément piézoélectrique est suffisante pour être mesurée directement par la carte d'acquisition. La fréquence de coupure haute du montage est limitée par les performances de l'AOP. La fréquence de coupure basse du montage dépend de l'impédance d'entrée de l'AOP. Afin de minimiser cette fréquence de coupure basse, l'AOP choisi devra avoir une impédance d'entrée de l'ordre du $G\Omega$.

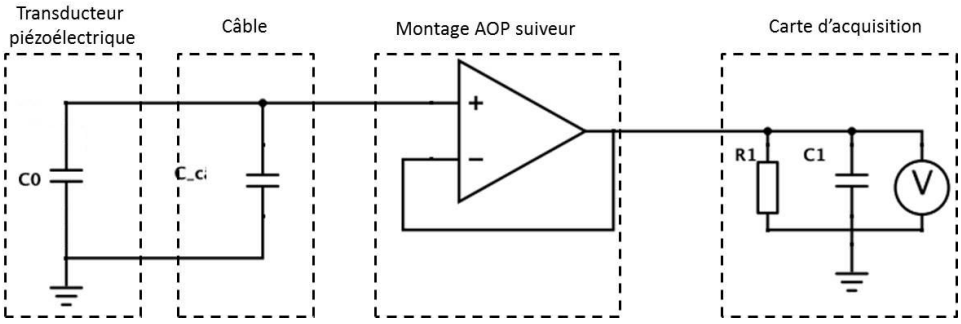


FIGURE 2.8 – Montage électrique d'un amplificateur de tension

Les caractéristiques du montage suiveur sont mentionnées dans le tableau 2.4. Dans ce cas, la fréquence de coupure haute est supérieure à 100 MHz et la fréquence de coupure basse est inférieure à 1 Hz grâce à l'impédance d'entrée de l'AOP de 500 GΩ. En revanche, l'inconvénient de ce montage est que la sensibilité du système dépend de la longueur de câble entre le conditionneur et le capteur piézoélectrique. En effet, la tension à la sortie du conditionneur V est déterminée par la relation 2.6.

$$V = \frac{Q}{C_0 + C_c} \tag{2.6}$$

où Q désigne la charge générée, C_0 la capacité interne de l'élément piézoélectrique et C_c la capacité du câble.

Par ailleurs, le potentiel de l'entrée positive de l'AOP n'est pas polarisée. Cela introduit dans la pratique un comportement instable de la sortie de l'AOP. Afin de minimiser ce problème, l'entrée positive de l'AOP (qui est reliée à la masse), est déconnectée de la masse juste avant la mesure. L'AOP choisi est un ADA4817 possédant une grande impédance d'entrée (>500 GΩ) et une bande passante à gain unitaire de 1 GHz.

TABLEAU 2.4 – Caractéristiques du montage électrique de l'amplificateur de tension étudié

Composant	Valeur
Amplificateur opérationnel	ADA4817
Gain du montage	1
Fréquence de coupure haute	100 MHz
Fréquence de coupure basse	< 1 Hz

2.4.1.3 Résumé des performances des solutions proposées

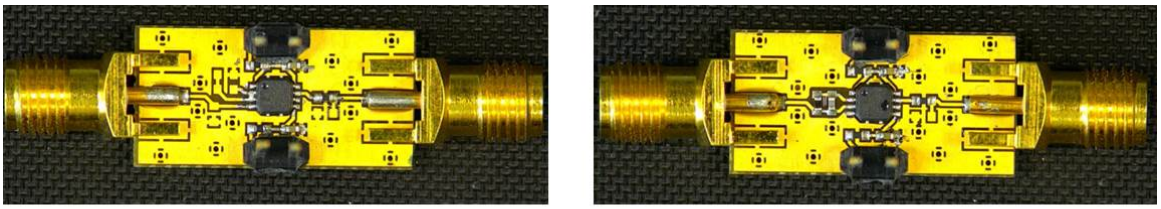
Le tableau 2.5 fait le bilan des avantages et inconvénients des deux types de montage. Concernant la fréquence de coupure haute, les deux montages ont les mêmes performances. En revanche, en ce qui concerne la fréquence de coupure basse, l'amplificateur de tension permet d'avoir une fréquence de coupure basse plus faible. Cela permet de mesurer les signaux de pression sans dégradation notable sur le régime palier et la phase de détente. A contrario, le montage amplificateur de charges est moins bien adapté pour la mesure aux basses fréquences du fait de sa fréquence de coupure basse trop élevée. Un autre avantage de l'amplificateur de charges est que sa sensibilité ne dépend pas de la capacité interne du câble qui le relie au capteur.

TABLEAU 2.5 – Avantages et inconvénients des amplificateurs étudiés

	Ampli de charge	Ampli de tension
Fréquence de coupure haute	>100 MHz	>100 MHz
Fréquence de coupure basse	>150 Hz	< 1 Hz
Influence des câbles sur la sensibilité	Faible	Élevée
Stabilité	Élevée	Faible

2.4.2 Réalisation des conditionneurs

La figure 2.9 montre les deux types de conditionneur réalisés. Le schéma électrique et le plan d'implantation des composants sont donnés en annexe A.1. Les composants sont de type CMS afin de minimiser l'encombrement de la carte électronique. Des connecteurs SMA fixés au bord de la carte permettent l'accès aux entrées et sorties du montage.



(*a*) (*b*)

FIGURE 2.9 – Conditionneurs réalisés. (a) Amplificateur de tension et (b) Amplificateur de charges.

2.4.3 Détermination du rapport signal sur bruit en sortie du conditionneur

L'objectif de cette partie est de déterminer le rapport signal sur bruit (SNR) du conditionneur afin de déterminer une incertitude de mesure. Le conditionneur utilisé dans

l'étude est un amplificateur de charges (afin d'éviter les problèmes d'instabilités de l'amplificateur de tension). Le schéma électrique équivalent prenant en compte les sources de bruit de l'AOP et du bruit thermique de la résistance de contre-réaction est présenté sur la figure 2.10. $\langle e_n \rangle$ est la variance de la source de bruit en tension à l'entrée de l'AOP. $\langle i_n \rangle$ est la variance de la source de bruit en courant à l'entrée de l'AOP. $\langle e_{n1} \rangle$ est la variance de la source de bruit en tension de la résistance de contre-réaction R_f.

Le tableau 2.6 donne l'ensemble des valeurs des paramètres de l'étude.

TABLEAU 2.6 – Résumé des paramètres choisis pour le conditionneur

Paramètre	Symboles	Valeur
Capacité du transducteur	C_0	10 pF
Capacité des câbles	C_c	100 pF
Source de bruit en tension	e_n	4 nV/$\sqrt{Hz}$
Source de bruit en tension	e_{n1}	418 nV/$\sqrt{Hz}$
Source de bruit en courant	i_n	2.5 fA/$\sqrt{Hz}$
Capacité de contre-réaction	C_f	10 pF
Résistance de contre-réaction	R_f	10 MΩ
Constante de Boltzmann	k	$1.3806 \cdot 10^{-23}$ JK^{-1}
Température	T	23 °C

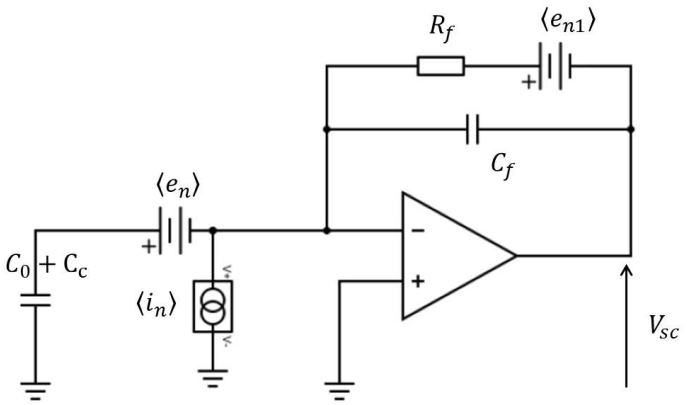


FIGURE 2.10 – Schéma électrique équivalent du conditionneur avec les sources de bruit

La variance du bruit en tension à la pulsation ω ramenée à la sortie du montage $\langle V_{sc_n} \rangle$ est donnée par la formule 2.7 [16].

$$\langle V_{sc_n} \rangle^2 = \left(\langle e_n \rangle \frac{C_f}{C_0 + C_c} \right)^2 + \left(\frac{\langle i_n \rangle}{(C_0 + C_c + C_f)\omega} \right)^2 + \frac{2kTR_f\omega}{\pi(1 + (R_f C_f \omega)^2)} \tag{2.7}$$

Grâce au schéma de la figure 2.10, il est possible de déterminer le SNR en sortie du montage donné par la relation 2.8.

$$SNR = \frac{1}{T_m} \frac{\int_0^{t_m} V_{sc}^2 dt}{\int_{f_{cl}}^{f_{ch}} \langle V_{sc_n} \rangle^2 df} \tag{2.8}$$

où V_{sc} désigne l'amplitude du signal en entrée, t_m la durée de la mesure, f_{ch} la fréquence de coupure haute du montage et f_{cl} la fréquence de coupure basse du montage.

La figure 2.11 montre l'évolution de l'incertitude de mesure sur la tension en sortie du conditionneur en fonction de la valeur du pic de surpression P_{max} pour un signal de type pic-détente. Pour les pressions supérieures à 10 bar, l'incertitude de mesure en sortie du conditionneur est inférieure à 4 %. En revanche, pour les surpressions comprises entre 1 et 10 bar, le SNR du conditionneur doit être amélioré pour garantir une mesure avec une incertitude de mesure inférieure à 5 %. Une piste d'amélioration serait d'utiliser un montage amplificateur de charges à deux étages. Le rôle du premier étage serait de convertir les charges générées par le capteur en tension, puis le second étage servirait à obtenir la sensibilité souhaitée [16, 22].

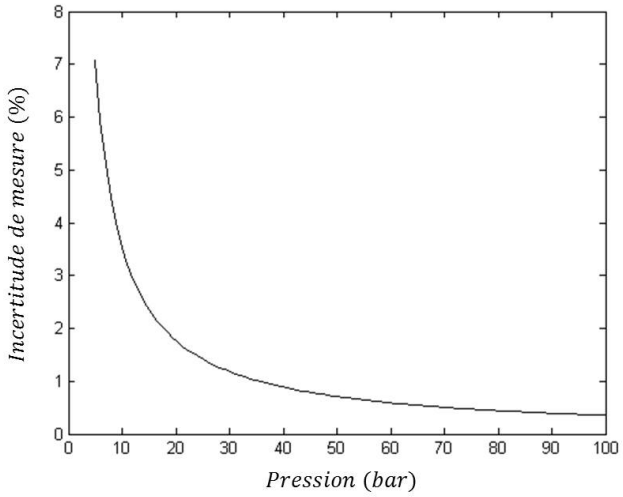


FIGURE 2.11 – Évolution de l'incertitude de mesure sur la tension de sortie du conditionneur en fonction du pic de surpression

2.4.4 Caractérisation des dispositifs au tube à choc

La réduction de bande passante produite par l'ajout du conditionneur dans la chaîne de mesure est étudiée dans cette partie. Le capteur PVDF Müller M60 est caractérisé en fond de tube à choc avec les deux conditionneurs fabriqués. Les conditions opératoires sont données en annexe A.6.1. La figure 2.12 montre la réponse du capteur Müller M60 à un échelon de pression générée par le tube à choc. Les différentes courbes représentent les différents cas d'étude. Le capteur est d'abord testé sans conditionneur (courbe en bleu), puis avec l'amplificateur de tension (courbe en rouge) et avec l'amplificateur de charges (courbe en vert). Un capteur PCB Tourmaline de modèle 134A24 (courbe en noir) est utilisé afin d'indiquer la valeur de référence. Une analyse des premières microsecondes permettra d'avoir des informations sur la dégradation de la bande passante causée par une diminution éventuelle de la fréquence de coupure haute.

On remarque que le capteur sans conditionneur et le capteur avec l'amplificateur de charges ne permettent pas de maintenir le régime palier assez longtemps à cause de leur fréquence de coupure basse trop élevée. En revanche, comme attendu le capteur avec l'amplificateur de tension permet de maintenir le régime palier suffisamment longtemps grâce à sa fréquence de coupure basse inférieure à 1 Hz.

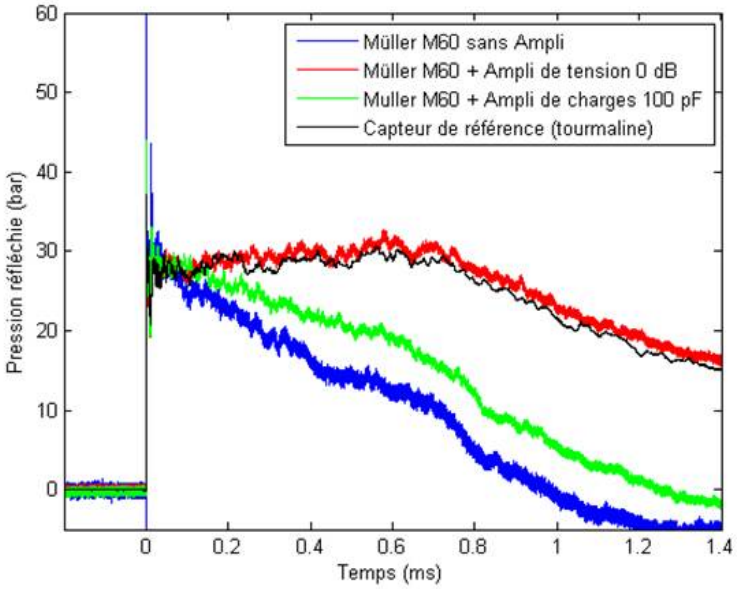


FIGURE 2.12 – Réponse temporelle d'un capteur Müller implanté en fond d'un tube à choc avec les différents types de conditionneurs et comparé au capteur Tourmaline

La figure 2.13 montre un zoom sur le régime transitoire de la mesure de l'échelon de pression. On remarque que la présence du conditionneur ne dégrade pas la fréquence de résonance du capteur. Des temps de montée de 100 ns ont été mesurés pour le capteur Müller, et de 300 ns pour le capteur Tourmaline» . Par ailleurs, la présence des conditionneurs permet de diminuer l'amplitude de la résonance du capteur, ce qui engendre une diminution de l'amplitude des oscillations amorties dans le régime transitoire. Les problématiques d'instabilités de l'amplificateur de tension ne sont pas visibles ici car l'entrée positive a été déconnectée manuellement de la masse juste avant le tir.

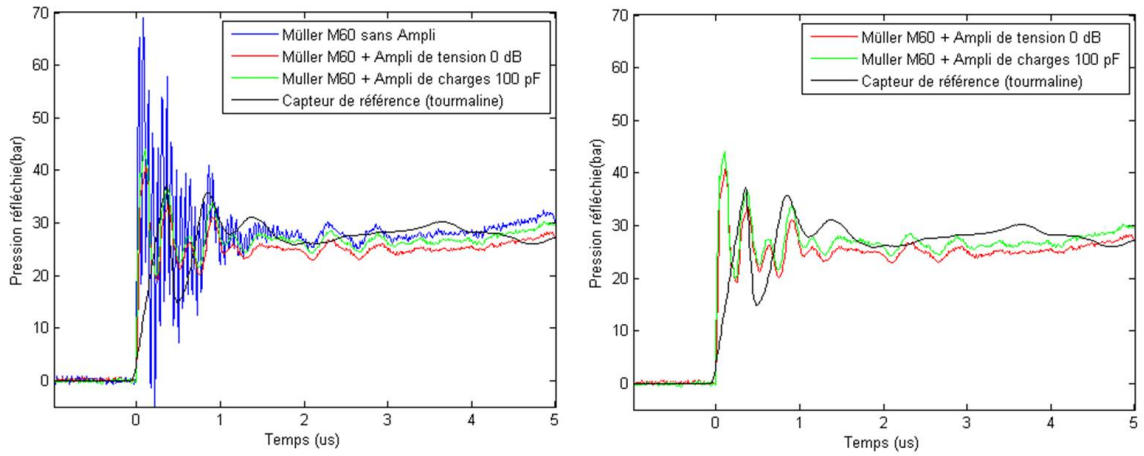


FIGURE 2.13 – Réponse temporelle du capteur Müller implanté en fond de TAC avec les différents types de conditionneurs et comparé au capteur Tourmaline : (a) avec la courbe du signal Müller sans amplificateur ; (b) sans la courbe du signal Müller sans amplificateur.

2.5 Caractérisation des capteurs commerciaux

2.5.1 Introduction

Cette partie a pour but la caractérisation de capteurs de surpression aérienne commerciaux afin de déterminer le capteur le plus approprié à la mesure ultra-rapide de pression. Un moyen d'étalonnage, le tube à choc (TAC) sera présenté. Il permet de caractériser la réponse dynamique des capteurs. A partir de l'analyse de la fonction de transfert, des paramètres clés tels que la bande passante, la fréquence de coupure haute et les fréquences de résonance peuvent être déterminées. La caractérisation des capteurs au TAC, se fait en mesure de pression réfléchie.

2.5.2 Le tube à choc comme moyen de vérification

P. Vieille a décrit le principe du tube à choc en 1899 à partir des études théoriques de G. Riemann sur la détente des gaz et des relations d'Hugoniot sur la propagation des ondes de choc. En 1943, O. Reynolds a utilisé pour la première fois un tube à choc pour étalonner des capteurs de pression. Dès la fin des années 1940, il a été envisagé d'utiliser les tubes à choc comme soufflerie, ainsi que pour les études de la relaxation et de la cinétique des gaz chauds. Ces tubes ont évolué au fil des années, donnant lieu à différentes générations d'équipements et à de nombreux développements bénéficiant notamment des progrès technologiques dans les techniques d'usinage et en instrumentation scientifique [3, 18].

Dans un tube à choc, l'onde générée se présente sous la forme d'un échelon de pression qui peut servir à étalonner de manière dynamique les capteurs de pression. De nombreux laboratoires de métrologie tels que le National Institute of Standards Technology (NIST, Etats-Unis) ou encore les laboratoires de Métrologie Dynamique de l'Université de Brasilia (LMD, Brésil) ou de l'École des Arts et Métiers ParisTech (LMD, France) ont collaboré et se sont illustrés par leurs travaux sur la définition d'étalons primaires concernant la grandeur "pression rapidement variable" [7, 8, 10, 14]. Ces laboratoires ont développé un ensemble de moyens qui permettent de couvrir un domaine pression-fréquence suffisamment large pour effectuer des intercomparaisons sur des gammes de pression allant de 0.01 à 100 bar et sur une plage de fréquence de 0.001 à 100 KHz. Ces moyens permettent l'étalonnage dynamique de capteurs de pression, de manostats, de lignes pneumatiques de transmission, ... Par exemple, le LMD France possède au moins trois générateurs d'échelon de pression comprenant un dispositif à ouverture rapide, et deux tubes à choc, permettant de couvrir une bande de fréquence de 0 Hz à 4 kHz [14]. Pour l'étalonnage recherché dans cette étude cette plage de fréquence de caractérisation n'est pas suffisante.

2.5.2.1 Le principe de fonctionnement d'un tube à choc

La figure 2.14 présente le fonctionnement du tube à choc. Il est composé d'une chambre haute pression HP (4) dans laquelle un gaz moteur est introduit et d'une chambre basse pression BP (1) contenant le gaz de travail (ou gaz à étudier). Ces deux parties sont séparées par un diaphragme, dont la rupture entraîne la propagation d'une onde de choc. Cette onde progresse dans le gaz de travail à vitesse supersonique définie par un nombre de Mach M_s, mesuré par le capteur en paroi (formule 2.9). Elle est réfléchie à l'extrémité du tube à choc où sont placés les capteurs de pression réfléchie (figure 2.14(c)). La pression des ondes incidentes et réfléchies peut être estimée par le calcul à partir des condi-

tions initiales du gaz de travail et à partir de la mesure de la célérité de l'onde incidente [14].

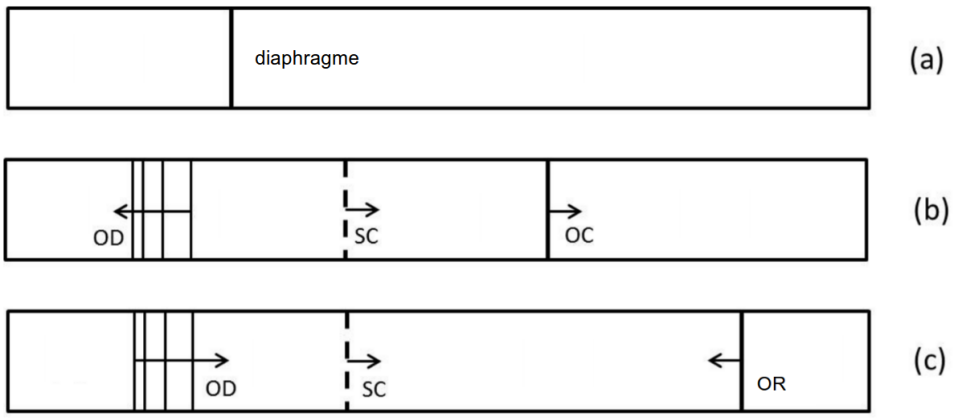


FIGURE 2.14 – Propagation d'une onde de choc (OC) dans un tube à choc. (a) Avant rupture du diaphragme. (b) Propagation de l'onde incidente et de détente (OD). (c) Réflexion de l'onde de choc en fond de tube et interaction avec la surface de contact (SC) entre le gaz moteur et le gaz de travail.

La figure 2.15 illustre le diagramme (x,t) (également appelé diagramme de marche) de propagation du choc auquel est soumis le gaz de travail. L'onde de choc se propage à vitesse constante dans les gaz frais, entraînant une augmentation de température et de pression. L'onde de choc se réfléchit ensuite au fond du tube et engendre une deuxième élévation de température et de pression. Les ondes de détente (OD) se propagent dans la partie haute pression. Le gaz moteur et le gaz de travail sont séparés par une surface de discontinuité, appelée surface de contact (SC), qui se déplace à une vitesse inférieure à celle de l'onde de choc (OC) et vient interagir avec l'onde réfléchie en fond de tube (OR).

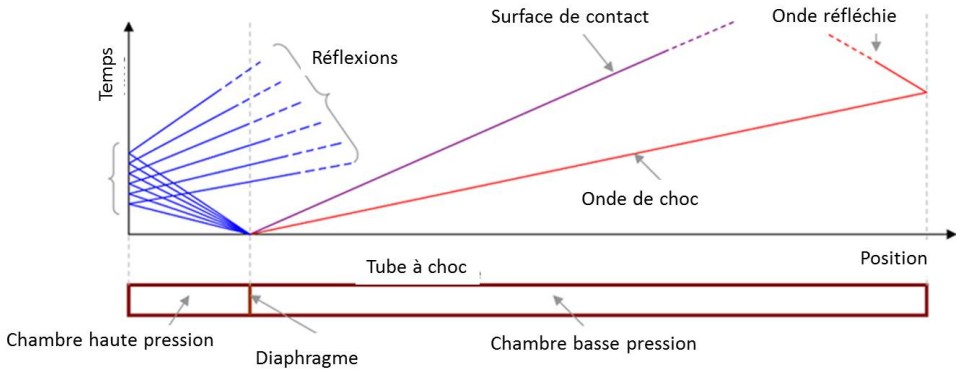


FIGURE 2.15 – Diagramme de marche dans un tube à choc

Pour l'étalonnage de capteurs de pression, il est nécessaire de connaître précisément l'amplitude de l'onde de choc générée. D'après la théorie du tube à choc, il est possible de déterminer la variation de pression par deux méthodes [8]. La première méthode consiste à connaître les conditions thermodynamiques de la chambre haute pression avant la rupture du diaphragme. En mesurant ces paramètres, il est possible de déterminer le nombre de Mach de l'onde en inversant la relation 2.10 et ensuite de déterminer la pression réfléchie via l'équation 2.11. La connaissance de grandeurs thermodynamiques de la chambre

haute pression avant rupture du diaphragme n'est pas toujours facile à maîtriser, à cause de problèmes d'homogénéisation de la température, et d'arrêt de remplissage, etc.

La deuxième méthode consiste à mesurer directement la vitesse de l'onde de choc avant la réflexion par des capteurs implantés le long du tube. Le nombre de Mach peut être alors déduit et ensuite il est possible de déterminer la pression réfléchie via la relation 2.11.

$$M_s = \frac{U_1}{a_1} \tag{2.9}$$

$$\frac{P_4}{P_1} = \frac{\gamma_1 - 1}{\gamma_1 + 1}\left[\frac{2\gamma_1}{\gamma_1 - 1}M_s^2 - 1\right]\left[1 - \frac{\frac{\gamma_4 - 1}{\gamma_4 + 1}\left(\frac{a_1}{a_4}\right)\left(M_s^2 - 1\right)}{M_s}\right]^{-\frac{2\gamma_4}{\gamma_4 - 1}} \tag{2.10}$$

$$P_5 = P_1\left(1 + \frac{2\gamma_1}{\gamma_1 + 1}(M_s^2 - 1)\right)\left(\frac{\frac{\gamma_1+1}{\gamma_1-1} + 2 - \frac{1}{1+\frac{2\gamma_1}{\gamma_1+1}(M_s^2-1)}}{1 + \frac{\gamma_1+1}{\gamma_1-1}\frac{1}{1+\frac{2\gamma_1}{\gamma_1+1}(M_s^2-1)}}\right) \tag{2.11}$$

où γ_1 et P_1, γ_4 et P_4 désignent respectivement les coefficients polytropiques et les pressions des chambres basse et haute pression avant la rupture du diaphragme, M_s le nombre de Mach de l'onde de choc incidente avant réflexion, U_1 la vitesse de l'onde de choc, P_5 la pression réfléchie en fond de tube, avec respectivement a_1 et a_4 la vitesse du son dans les chambres basse et haute pression.

Les équations 2.10 et 2.11 sont valables pour les gaz parfaits sans dissociation avec un coefficient polytropique γ contant. Une généralisation pour un γ variable dépendant de la température et avec la prise en compte de la couche limite peut par exemple être réalisé via un calcul numérique pour déterminer l'évolution des grandeurs thermodynamiques dans les conditions réelles.

2.5.2.2 Le tube à choc du CEA Gramat

En 2002, le CEA Gramat s'est doté d'un tube à choc, développé en collaboration avec la société VEGATEC, spécifiquement conçu pour l'étalonnage dynamique des capteurs de pression. Cette configuration implique l'utilisation de capteurs capables de mesurer avec exactitude le phénomène à observer. Or, si l'on sait, de manière précise, déterminer les caractéristiques statiques d'un capteur (offset, sensibilité, hystérésis, écart de linéarité, etc), il est beaucoup plus difficile de qualifier son aptitude à répondre de manière fidèle à une sollicitation transitoire. Ce banc de vérification permet ainsi de générer une sollicitation et d'évaluer le comportement dynamique des capteurs de pression utilisés lors des expérimentations au CEA Gramat. Pour que ce banc devienne une référence nationale, il nous faut maîtriser l'outil de calcul prédictif et réaliser une mesure plus précise de la vitesse de l'onde de choc et/ou de la température du gaz de l'état (2) et (5).

Les principales caractéristiques du tube à choc sont regroupées dans le tableau 2.7.

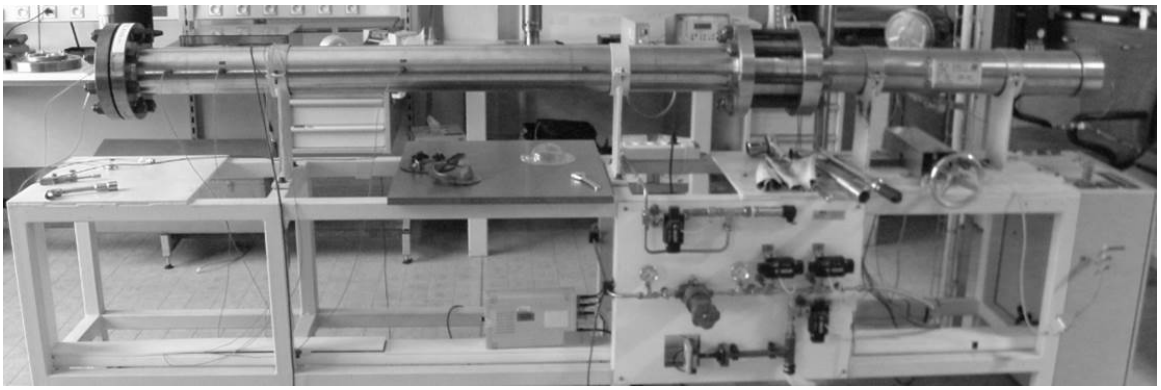


FIGURE 2.16 – Photographie du tube à choc du CEA Gramat

TABLEAU 2.7 – Principales caractéristiques du tube à choc du CEA Gramat

Caractéristiques	Valeurs
Pression maximale admissible	100 bar
Matériau constitutif du tube	acier inox Z2CN17.12
Fluide moteur	air, azote, hélium
Diamètre intérieur du tube	110 mm
Longueur de la chambre HP	900 mm
Longueur de la chambre BP	1800 mm
Volume de la chambre HP	8,5 litres
Volume de la chambre BP	17 litres
Distance entre PL1/PL2	15 cm
Distance entre PL2/PI2	50 cm
Distance entre PI2/PR1	7 cm

Le tube à choc comporte des emplacements pour mettre quatre capteurs incidents le long du tube. Ces capteurs sont repérés sur la figure 2.17 par PL1, PL2 et PI1, PI2. PL1 et PL2 permettent de mesurer la vitesse de l'onde de choc en se basant sur la mesure des temps d'arrivée de l'onde. Sur la tape de fond du tube, plusieurs capteurs représentés par PR1, PR2 et PR3 peuvent être caractérisés en pression réfléchie. PI1 et PI2 servent de caractérisation en pression incidente.

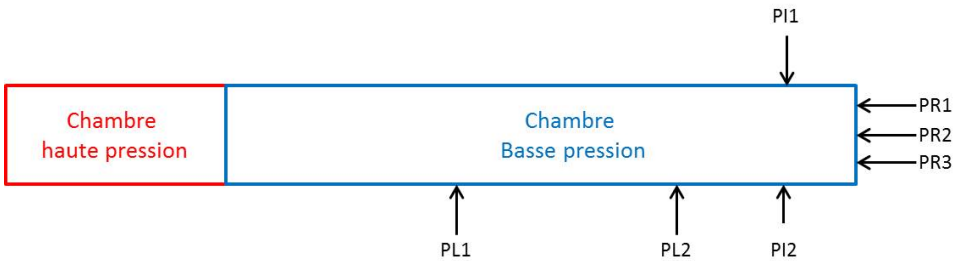


FIGURE 2.17 – Schéma du tube à choc du CEA Gramat

2.5.3 Caractérisation au tube à choc

Les trois capteurs testés sont représentés sur la figure 2.18 et leurs caractéristiques sont présentées dans le tableau 2.8.

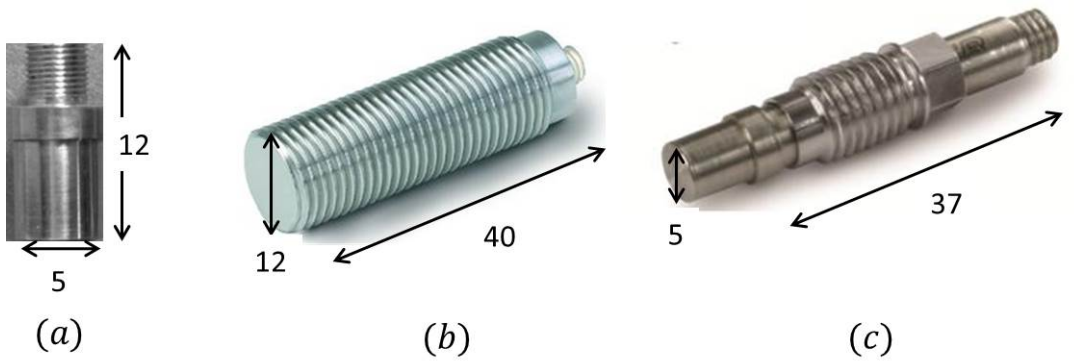


FIGURE 2.18 – Dimension (en mm) des capteurs piézoélectriques testés. (a) Müller M60 ; (b) PCB Tourmaline 134A24 ; (c) PCB 113B24

Chaque capteur a un conditionneur dédié permettant d'avoir une sensibilité totale du système (capteur + conditionneur) en mV/bar. Cette valeur est calibrée par le constructeur au moyen d'une vanne rapide s'ouvrant en quelques millisecondes. Elle est considérée généralement constante quelle que soit la fréquence du signal à mesurer. Une idée approximative du temps de montée ainsi que de la première fréquence de résonance sont également donnés par le constructeur. Une étape de calibrage au tube à choc est nécessaire afin de vérifier la sensibilité donnée par le constructeur.

Le capteur Müller M60 est utilisé avec un conditionneur commercial spécifique externe. Le capteur PCB Tourmaline a également un conditionneur externe. Seul le capteur utilisé comme référence, le PCB 113B24, a un conditionneur intégré. Dans le cas où le conditionneur n'est pas intégré au capteur, la portion de câble entre le capteur et le conditionneur influe directement sur la sensibilité ainsi que sur la fonction transfert. Cette portion de câble utilisée lors de la vérification du capteur au moyen du tube à choc doit alors être la même lors de l'utilisation de ce capteur sur les autres expérimentations de détonique.

TABLEAU 2.8 – Caractéristiques des capteurs testés

Nom	Müller	PCB Tourmaline	PCB-ref
Modèle	M60	134A24	113B24
Numéro de série	2021	1268	22472
Conditionneur	MCPA10	Inline ICP	ICP
Sensibilité (mV/bar)	5,6	72,5	73,0
Temps de montée (ns)	<100	>400	1000
Fréquence de résonance (kHz)	2000	>500	500

La figure 2.19(a) montre la pièce sur laquelle sont montés les capteurs à tester. La figure 2.19(b) montre l'installation de la pièce support sur la tape de fond du tube à choc.

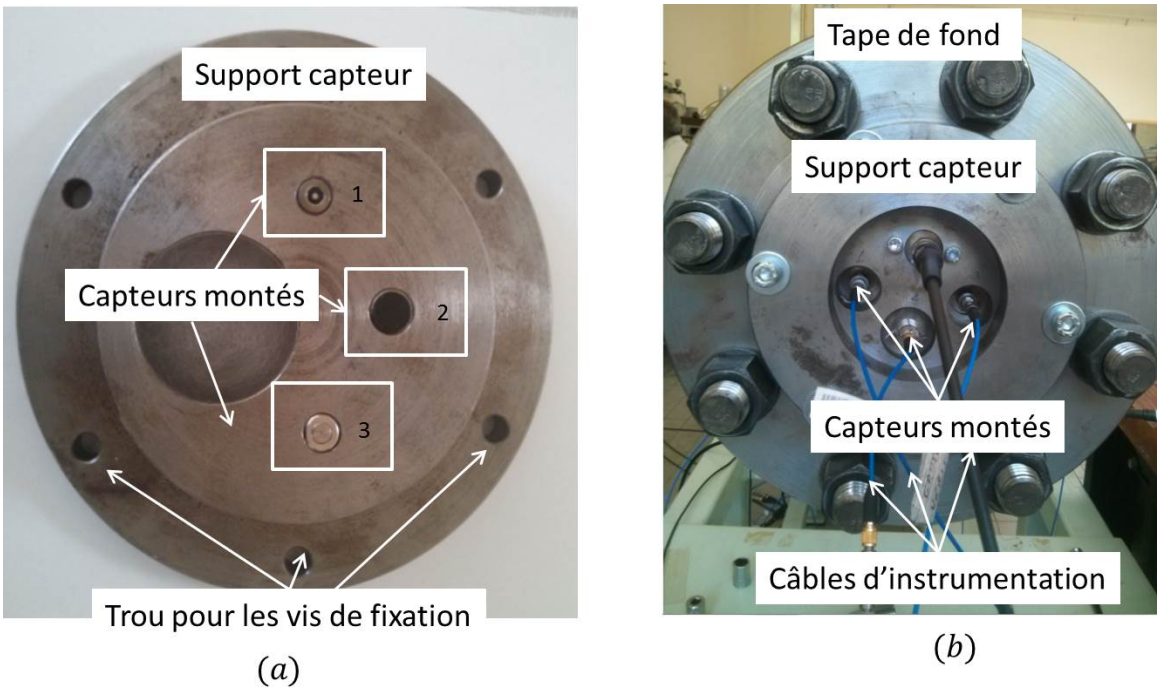


FIGURE 2.19 – Installation des capteurs à tester. (a) Face-avant du support des capteurs; (b) support monté en fond du TAC

Les conditions opératoires du tir sur TAC sont détaillées en annexe A.6.2. La figure 2.20 compare le régime transitoire des trois capteurs. L'analyse temporelle des signaux de mesure permet ainsi de déterminer le temps de montée, le pourcentage de dépassement lors du régime transitoire et la valeur de la pression palier.

Le capteur Müller M60 présente le meilleur temps de montée, seulement 40 ns contre 400 ns pour le capteur Tourmaline et 1 μs pour le capteur PCB de référence. En revanche, le capteur Müller présente les oscillations amorties les plus marquées en amplitude avec un premier dépassement de 145 % contre 40 % pour le capteur PCB Tourmaline et 36 % pour l'autre capteur PCB.

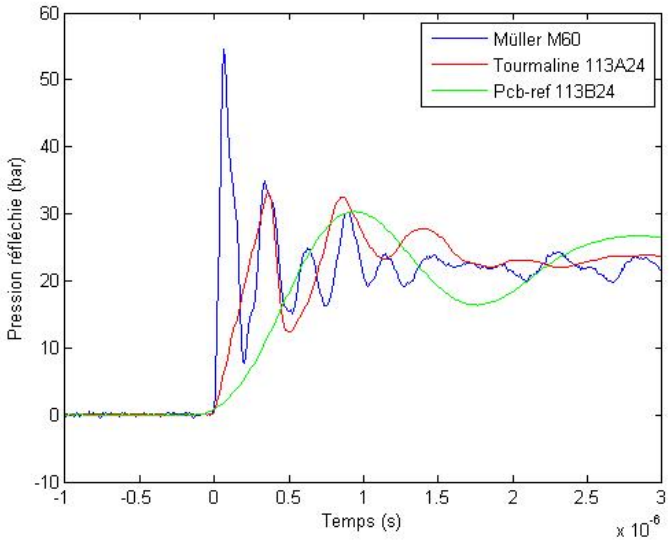


FIGURE 2.20 – Comparaison des capteurs testés sous TAC en pression réfléchie

A partir de la réponse temporelle des capteurs, il est possible de déterminer la réponse fréquentielle de ces capteurs (figure 2.21). Le capteur Müller M60 a la fréquence de coupure haute la plus élevée égale à 1 MHz et la première fréquence de résonance de 1.5 MHz la plus élevée des capteurs testés. Le capteur Tourmaline a une fréquence de coupure de 500 kHz et une fréquence de résonance de 1.8 MHz. Le capteur de PCB quartz de référence présente des performances dynamiques moins bonnes que les capteurs précédents avec une fréquence de coupure haute de 200 kHz et une fréquence de résonance à 500 kHz.

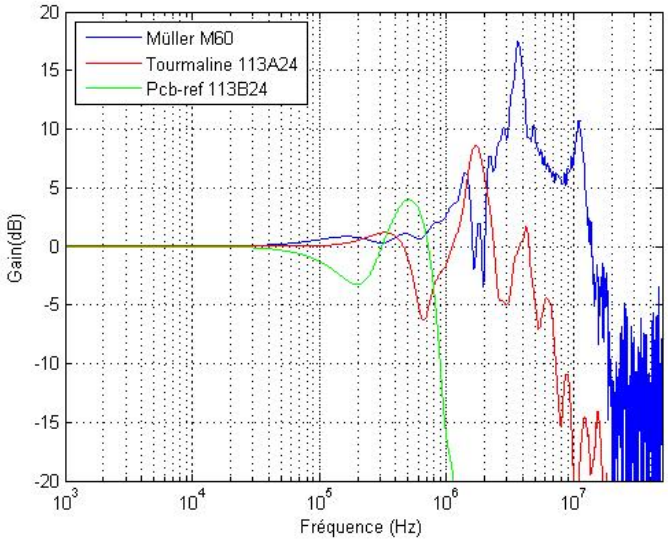


FIGURE 2.21 – Comparaison de la réponse fréquentielle des capteurs testés au tube à choc en pression réfléchie

L'ensemble des résultats sont regroupés dans le tableau 2.9.

TABLEAU 2.9 – Résultats obtenus sur les trois capteurs testés

Caractéristiques	M60	113A24	113B24
Temps de montée (ns) 10 à 90%	40	400	1000
Premier dépassement (%)	145	40	30
Fréquence de coupure haute (MHz) à -3 dB	1,0	0,5	0,2
Fréquence de coupure basse (Hz) à -3 dB	159	0.005	0,005
Fréquence de résonance (MHz)	3,9	1,8	0,5

Par rapport au capteur PCB de référence, le capteur Müller a un temps de montée 25 fois plus rapide, une fréquence de coupure haute 5 fois plus élevée et une fréquence de résonance 1,8 fois plus importante. Notons toutefois un dépassement et une phase d'oscillation lors du régime transitoire. La fréquence de coupure basse est obtenue via la documentation technique du constructeur. La phase de calibrage sous tube à choc ne permet pas déterminer cette fréquence de coupure car il faudrait pour cela acquérir le signal de mesure sur un régime plateau plus long afin de la mesurer. Un traitement spécifique de déconvolution de la réponse fréquentielle de la réponde du capteur reste à faire afin de diminuer ces défauts.

2.6 Développement d'un capteur prototype à base de PVDF

Nous avons vu que les capteurs à base de film PVDF avaient de bonnes performances pour la mesure dynamique de pression. L'objectif de cette partie est de voir s'il est possible de développer un capteur optimisé pour l'application de détonique.

2.6.1 Introduction

La transduction prototype développée repose sur un film PVDF monté sur un support. Le film PVDF est le LDT28K-01 de la socité Measurement-Specialties. Ce film a une épaisseur de 28 µm, des électrodes en argent sur ses deux faces ainsi qu'une protection en Mylar. La figure 2.22 donne les dimensions du LDT28K-01 et le tableau 2.10 résume les principales caractéristiques physiques du matériau PVDF utilisé [23].

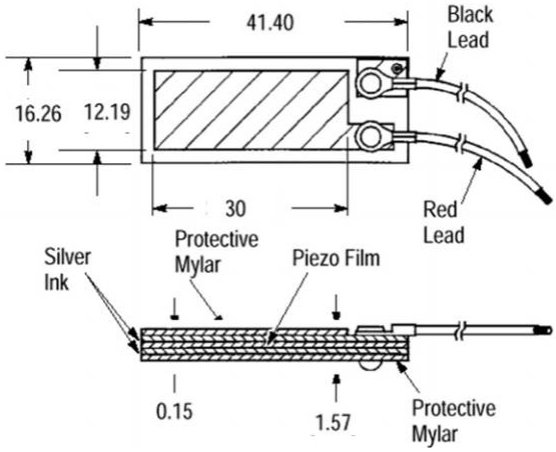


FIGURE 2.22 – Dimensions (en mm) du LDT28K de Measurement-Specialties

TABLEAU 2.10 – Caractéristiques du film PVDF

Paramètre	Symbôle	Valeur	Unité
Epaisseur	h	28	µm
Constante piézoélectrique	d_{33}	-33	pC/N
Capacité	C	380	pF/cm^2
Module d'Young	Y	2-4	GN/m^2
Vitesse du son	V_0	2.2	km/s

Pour la mesure dynamique de pression, ce film ne peut être utilisé tel quel. Il est reporté par collage sur un substrat en expoxy de type FR4. La reprise des contacts des électrodes se fait par colle conductrice. Un trou métallisé permet d'accéder au contact électrique par la face du dessous. Il est ensuite rebouché pour garantir l'étanchéité du dispositif. Des trous de fixation sont présents afin de pouvoir monter le prototype sur le tube à choc. La figure 2.23 montre une vue en coupe du montage à réaliser pour obtenir le prototype photographié sur la figure 2.24. Le conditionneur utilisé est l' amplificateur de charges développé précédemment.

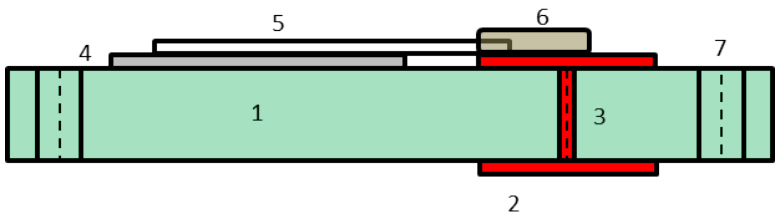


FIGURE 2.23 – Vue en coupe du montage à réaliser avec (1) substrat epoxy FR4, (2) électrode en cuivre, (3) trou métallisé, (4) colle, (5) film PVDF LDT28K-01, (6) colle conductrice, (7) trou de fixation

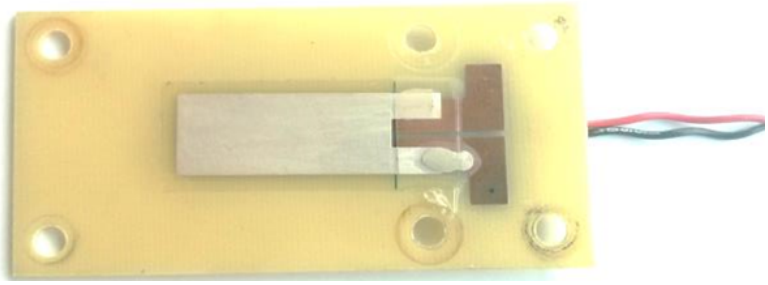


FIGURE 2.24 – Transducteur prototype réalisé

2.6.2 Caractérisation du transducteur PVDF par effet piézoélectrique inverse

Cette partie a pour but de tester la réponse du film PVDF LDT28K-01. Un étau permettra de mettre en contact et d'appliquer une précontrainte sur deux films LDT28K-01 nommés J1 et J2 sur la figure 2.25. J1 servira de source d'excitation. Un générateur de tension sera appliqué sur le film, afin que celui-ci se déforme via le principe de la piézoélectricité inverse et applique une contrainte sur J2. Les films J1 et J2 sont montés l'un sur l'autre. La tension générée par J2 sera directement mesurée par un oscilloscope. Un des avantages de ce dispositif est de pouvoir générer des profils de contraintes de formes variées avec des temps de montée extrêmement rapides. Il suffit de générer, via la source de tension V_{in}, le profil que l'on désire appliquer au film à caractériser. La difficulté de ce type de montage est d'évaluer le niveau de contrainte généré sans avoir préalablement caractérisé le transducteur. En revanche, ce montage suffit pour caractériser le régime transitoire.

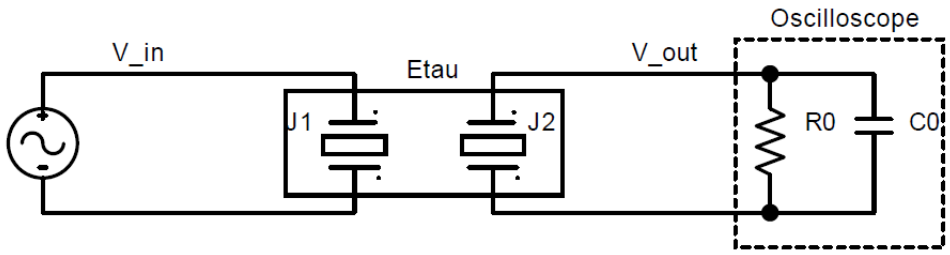
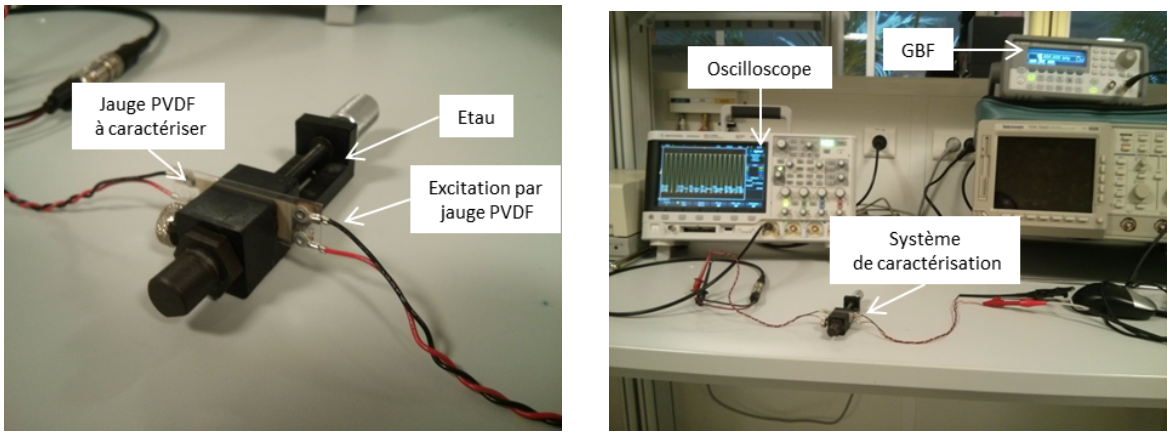


FIGURE 2.25 – Schéma du dispositif de caractérisation du transducteur J2

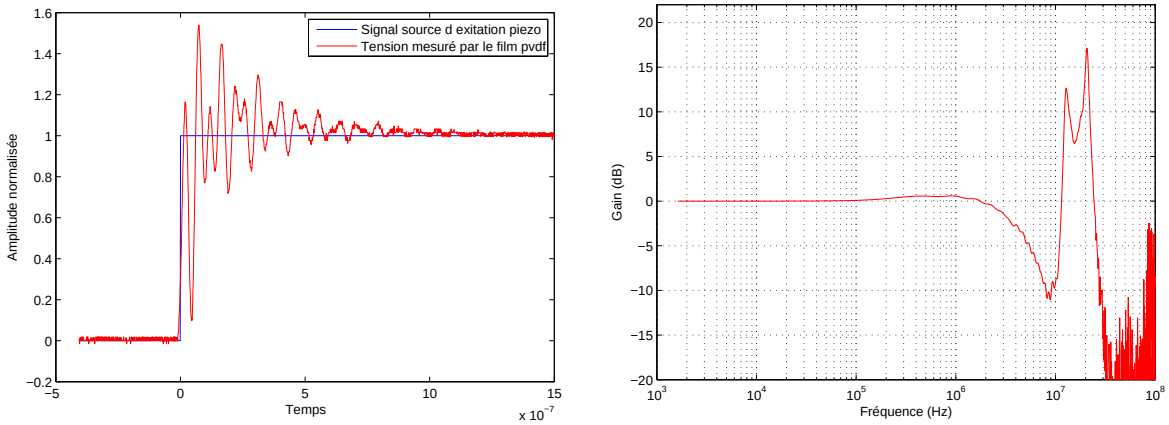
La figure 2.26 montre le dispositif expérimental utilisé.



(a) Films LDT28K-01 montés sur l'étau (b) Banc de caractérisation

FIGURE 2.26 – Dispositif expérimental de caractérisation de la réponse du film PVDF LDT28K-01

Afin de caractériser le transducteur J2, un échelon avec un temps de montée de 10 ns est appliqué au film. La réponse temporelle et la fonction de transfert du film PVDF sont visibles sur la figure 2.27. Un temps de montée de 50 ns et une bande passante à -3 dB de 3 MHz ont été mesurés. Ces premiers résultats permettent de confirmer le choix du PVDF comme transduction permettant de mesurer des variations de pression extrêmement rapides. La tension est normalisée par sa valeur palier. La fréquence de la coupure basse et la répétabilité n'ont pas été évaluées.

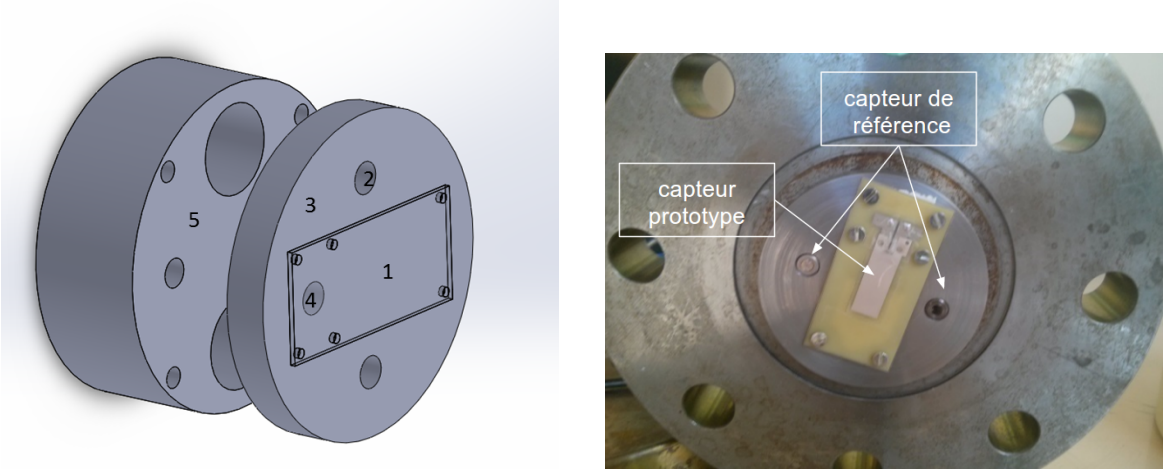


(a) Réponse temporelle (b) Réponse fréquentielle

FIGURE 2.27 – Résultats expérimentaux de caractérisation du transducteur par effet piézoélectrique inverse : tension d'entrée en bleu et tension mesurée en rouge

2.6.3 Caractérisation du transducteur PVDF prototype au tube à choc

Une pièce d'adaptation a été réalisée afin de permettre l'intégration du transducteur PVDF prototype et de deux capteurs piézoélectriques considérés comme les références. Un dessin CAO est présenté sur la figure 2.28(a) . La figure 2.28(b) montre le capteur PVDF prototype et deux capteurs PCB 113B24 de référence.



(a) (b)

FIGURE 2.28 – Montage du capteur sur le tube à choc. (a) Schéma de la tape de fond avec (1) transducteur prototype, (2) trou de passage pour un capteur de référence, (3) tape de fond, (4) trou de passage des câbles, (5) tape de fond existante ; (b) Système complet intégré.

La figure 2.29 illustre la réponse du transducteur PVDF prototype réalisé et des capteurs de référence dont les conditions opératoires sont résumées dans le tableau 2.11.

TABLEAU 2.11 – Conditions opératoires du tir au TAC

Paramètre	Valeur	Unité
Date	25/06/2015	-
Numéro	Tir 3	-
Pression de rupture	[5.13-6.30]	bar
Gaz moteur	He	-
Gaz de travail	air	bar
Pression départ	0,98	bar
Température de départ	23	°C

Le signal est composé d'un front de montée suivi d'un régime palier puis d'une phase de détente. D'un point de vue qualitatif, on remarque que le signal issu du capteur prototype est fortement bruité par des oscillations parasites. Avant le front de montée des valeurs négatives du signal sont présentes. L'allure générale du signal est restituée, on distingue également la présence des réflexions secondaires en fond de tube.

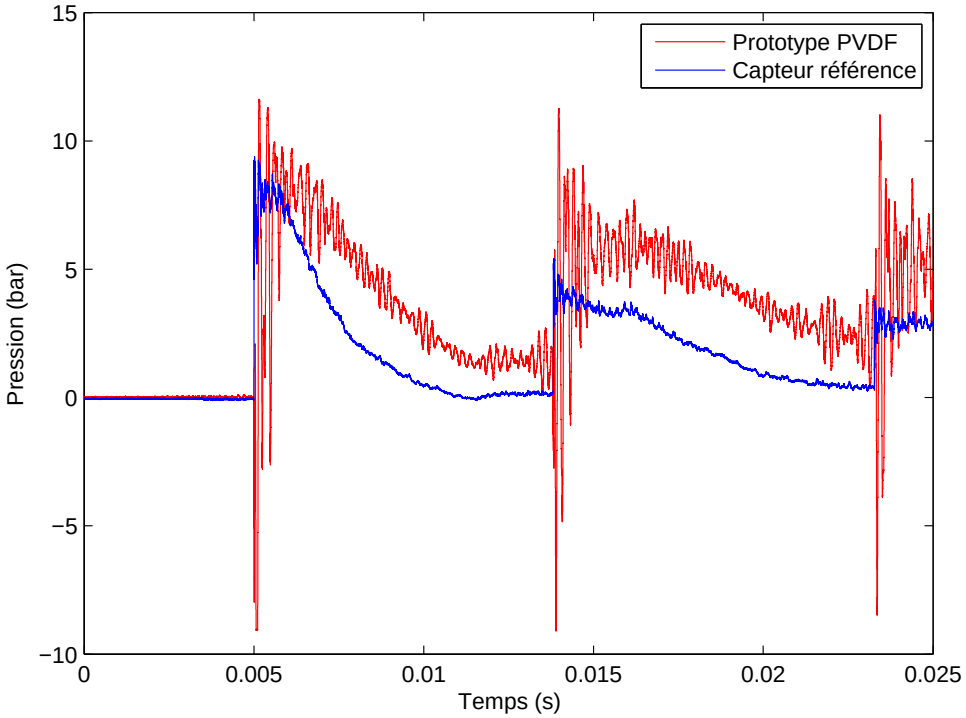


FIGURE 2.29 – Comparaison de la réponse du transducteur prototype PVDF avec un capteur de référence PCB113B24 au fond du tube à choc en mesurant la pression réfléchie P5

La figure 2.30 est un zoom sur le régime palier lors de la première réflexion. Le temps de montée mesuré par un capteur de référence est de 1 µs. En revanche, le temps de montée du prototype PVDF est difficilement mesurable à cause d'oscillations parasites trop importantes, associé à la nature du conditionneur.

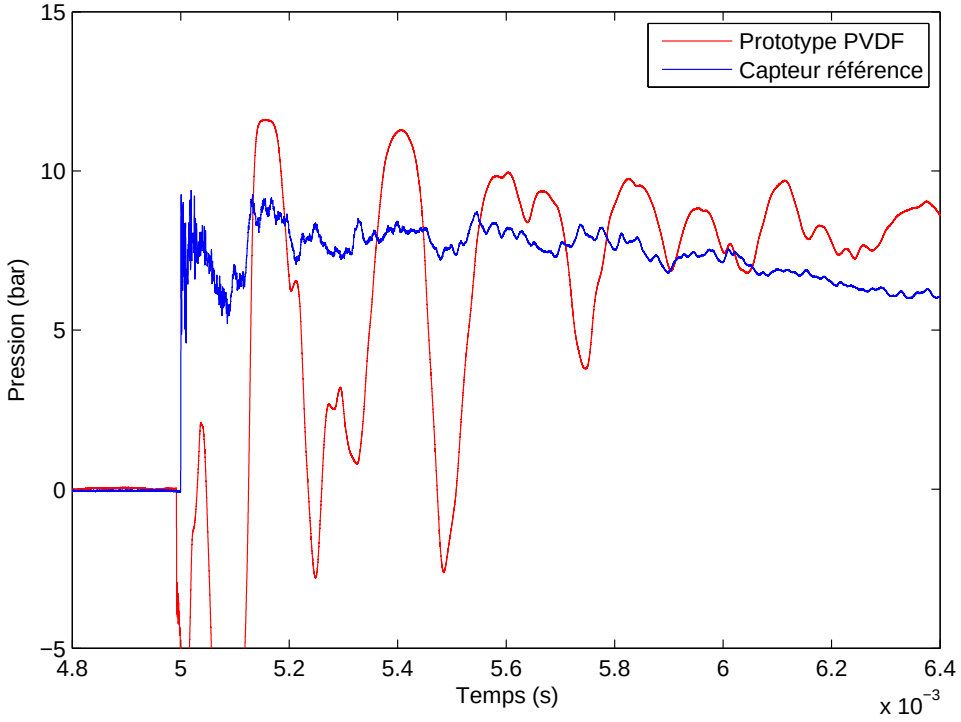


FIGURE 2.30 – Zoom sur le régime transitoire de la mesure en pression réfléchie P5

L'ensemble des perturbations du signal du prototype se retrouve en analysant la ré-

ponse en fréquence (figure 2.31). On trouve une réponse fréquentielle du capteur de référence avec une bande passante (à -3dB) de 100 kHz et une fréquence de résonance de 500 kHz. Cela est cohérent avec les données constructeur. En revanche, les performances dynamiques du prototype PVDF sont moins bonnes avec tout d'abord une bande passante de 1 kHz avec des résonances multiples dans la bande [3 kHz;30 kHz]. Le facteur de qualité de la résonance du prototype est de 5 dB supérieur à celle du capteur de référence, expliquant la forte amplitude des oscillations sur le signal temporel.

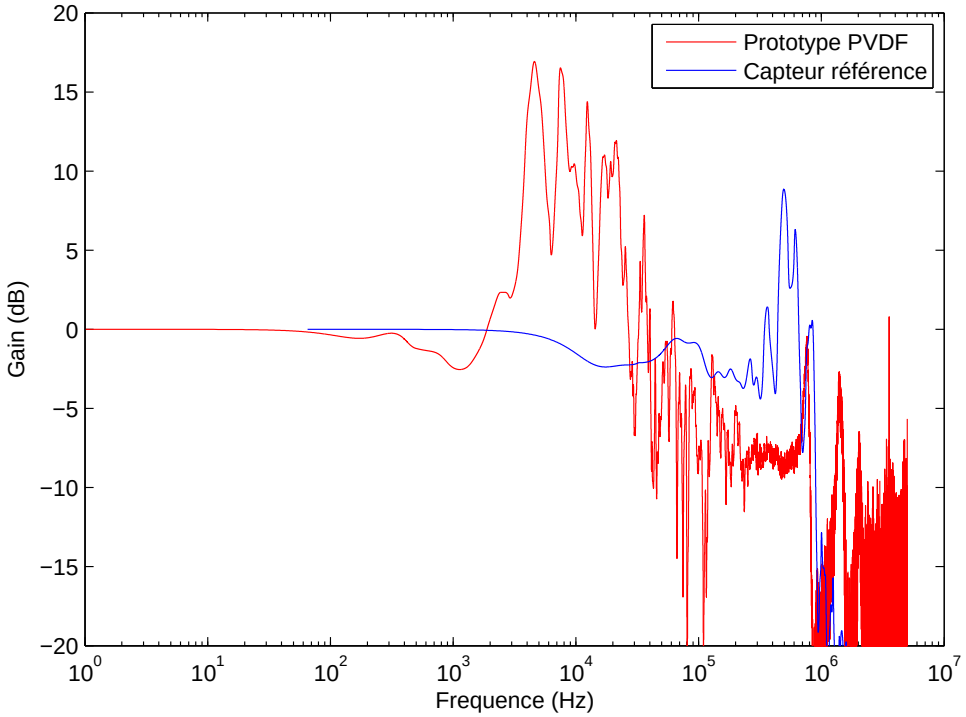


FIGURE 2.31 – Réponse fréquentielle du capteur prototype PVDF et du capteur de référence PCB113B24

Les fréquences de résonance mesurées du prototype PVDF sont de l'ordre du kHz, elles sont trop basses en fréquence pour être liées à la piézo-électricité du film PVDF. Elles correspondent aux résonances mécaniques de l'ensemble du montage. Lors de la réalisation de l'assemblage des différentes couches du prototype, des défauts d'homogènéité de l'épaisseur de colle et d'alignement des différentes couches créent des jeux mécaniques. Le contact entre le prototype et la tape de fond du tube à choc n'est pas parfaitement plan, un léger jeu persiste après le serrage des vis et permet à l'ensemble de vibrer lors de la réflexion de l'onde de choc sur le transducteur prototype. Ces oscillations dégradent considérablement la mesure en augmentant significativement le rapport signal sur bruit. La bande passante est également fortement diminuée en présence de ces oscillations mécaniques. La fréquence de résonance piézoélectrique de 20 MHz du film PVDF n'est pas présente sur la réponse fréquentielle. Matériau support, couches de protection, épaisseurs de colle sont autant d'éléments pouvant dégrader la fréquence de résonance finale du transducteur.

Le développement d'un capteur de pression spécifique est donc délicat et demande un investissement important qui dépasserait le cadre de cette thèse. Il a donc été décidé pour la suite d'utiliser le capteur PVDF Muller pour l'étude du système sans fil.

2.7 Conclusion

Ce chapitre a permis de mieux comprendre le fonctionnement d'un capteur de pression piézoélectrique puis de sélectionner le capteur le mieux adapté pour être utilisé dans le dispositif sans fil.

Un modèle électrique simple, basé sur des analogies mécanique/électrique, a été utilisé pour évaluer l'influence des différentes couches constitutives sur la réponse fréquentielle du capteur. Une minimisation de l'épaisseur de la couche piézoélectrique est nécessaire pour augmenter sa fréquence de résonance. Par ailleurs, la couche de protection thermique doit être minimisée et l'épaisseur du support du capteur augmentée.

Deux types de conditionneurs ont été conçus, réalisés et testés. Le choix du conditionneur s'est orienté sur l'amplificateur de charges. En effet, malgré une fréquence de coupure basse élevée pour la mesure des phases de régime palier ou de détente, il présente de bonnes performances pour la mesure du temps de montée et du pic de surpression lors du passage d'une onde de choc.

Enfin, grâce au tube à choc, une comparaison des performances de trois capteurs commerciaux a pu être réalisée. Les réponses dynamiques de ces capteurs ont été déterminées et analysées. Le capteur Müller M60 est un bon candidat pour la mesure du pic de surpression. En revanche sa fréquence de coupure basse trop élevée pose des problèmes sur la phase de détente Un transducteur prototype à base de film PVDF a été fabriqué afin d'évaluer les possibilités d'optimisation de ce type de transducteur. La caractérisation au tube à choc a mis en évidence des défauts d'intégration conduisant à une fréquence de résonance très faible (1 kHz) . Les jeux d'assemblage induisent une réponse temporelle bruitée par des oscillations parasites. Le transducteur choisi pour la suite des travaux sera donc le capteur Müller qui présente les meilleures performances dynamiques.

2.8 Références

[1] IEEE Standard on Piezoelectricity. *ANSI/IEEE Std 176-1987*, 1988. 48

[2] Proceedings of the 5th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators and Eurosensors III PVDF Film multifunction sensors. *Sensors and Actuators A : Physical*, 23(1) :883–885, 1990. 50

[3] C. Bartoli, M. Beug, T. Bruns, C. Elster, T. Esward, L. Klaus, A. Knott, M. Kobusch, S. Saxholm, and C. Schlegel. Traceable dynamic measurement of mechanical quantities : objectives and first results of this european project. *Int. J. Metrol. Qual. Eng.*, 3(3) :127–135, 2012. 65

[4] F. Bauer. Advances in piezoelectric pvdf shock compression sensors. In *Proceedings 10th International Symposium on Electrets*, pages 647–650, 1999. 50, 51

[5] F. Bauer. PVDF shock sensors : applications to polar materials and high explosives. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 47(6) :1448–1454, Nov 2000. 50, 51

[6] F. Bauer, E. Fousson, Q. Zhang, and L. Lee. Ferroelectric copolymers and terpolymers for electrostrictors : synthesis and properties. In *Proceedings 11th International Symposium on Electrets*, pages 355–358, 2002. 50, 51

[7] V. E. Bean. Dynamic pressure metrology. *Metrologia*, 30(6) :737, 1994. 65

[8] V. E. Bean, W. J. B. Jr, W. S. Hurst, and G. J. Rosasco. Development of a primary standard for the measurement of dynamic pressure and temperature. *Metrologia*, 30(6) :747, 1994. 65, 66

[9] R. S. Dahiya, M. Valle, G. Metta, and L. Lorenzelli. Spice model of lossy piezoelectric polymers. In *2008 17th IEEE International Symposium on the Applications of Ferroelectrics*, volume 3, pages 1–4, Feb 2008. 51, 57

[10] J. Damion. Means of dynamic calibration for pressure transducers. *Metrologia*, 30(6) :743, 1994. 65

[11] B. David. *Transducer Development For Explosive Measurements. Instrument.* Society of America - SECON, 1989. 49

[12] J. Ducarne. *Modélisation et optimisation de dispositifs non-linéaires d'amortissement de structures par systèmes piézoélectriques commutés.* Thèse de doctorat, CNAM, 2009. 47

[13] S. Fei and K. Deren. Quasi-static absolute calibration method of piezoelectric sensors for pressure measurement. In *Electric Information and Control Engineering (ICEICE), 2011 International Conference on*, pages 5213–5216, April 2011. 49

[14] J.-C. Godefroy. Pressions rapidement variables. *Editions T.I.*, 2016. 65, 66

[15] P. Gustavson. *PVDF Pressure Transducers for Shock Wave And Explosive Research.* Weapons Research And Technology Department, 1994. 50

[16] A. Kay. *Operational Amplifier Noise : Techniques and Tips for Analyzing and Reducing Noise.* Newnes, 2012. 62, 63

[17] N. Kroemer, W. Manthey, W. Kuenstler, R. Danz, and D. Geiss. Ultrasonic transducers using piezoelectric PVDF films. In *Electrets, 1988. (ISE 6) Proceedings., 6th International Symposium on Ultrasonic*, pages 379–383, Sept 1988. 51

[18] J. Luc, J. Bouvet, and B. Miossec. Estimation de l'incertitude d'étalonnage de capteurs de pression dynamique. *15th International Metrology Congress*, 2011. 65

[19] S. A. Morris and C. G. Hutchens. Implementation of mason's model on circuit analysis programs. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 33(3) :295–298, May 1986. 52, 53

[20] G. Samara, R. Graham, and F. Bauer. The role of high pressure in the study and applications of the ferroelectric polymer polyvinylidene fluoride and its copolymers. pages 577–582, Sep 1994. 50, 51

[21] A. Shirinov and W. Schomburg. Pressure sensor from a PVDF film. *Sensors and Actuators A : Physical*, 142(1) :48–55, 2008. 50

[22] B. Smith. *Electronic Amplifiers and Circuit Design (Analog Electronics Series)*. Wexford College Press, 2009. 63

[23] M. Specialties. *Piezo Film SensorsTechnical Manual*, 2016. 72

[24] J. van Deventer, T. Lofqvist, and J. Delsing. PSpice simulation of ultrasonic systems. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 47(4) :1014–1024, July 2000. 52

[25] P. L. Walter. Air blast and the science of dynamic pressure measurements. Technical report, PCB Piezotronics, 2005. 49

[26] L. Wang, L. Qin, and L. Li. Piezoelectric dynamic pressure sensor. In *Information and Automation (ICIA), 2010 IEEE International Conference on*, pages 906–911, June 2010. 49

[27] G. Wild and S. Hinckley. Pspice simulation of an electro-acoustic communications channel. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 57(4) :981–985, April 2010. 52, 53, 56

Chapitre 3

Étude d'un système de transmission sans fil

« *Make everything as simple as possible, but not simpler.* »

Albert Einstein

Sommaire

3.1 Introduction 82
3.2 Positionnement du système de transmission sans fil 82
3.2.1 Détermination du type d'interface de la solution sans fil 82
3.2.2 Présentation de l'architecture du système retenu 87
3.3 Conception de l'émetteur 88
3.3.1 Choix de la fréquence de la porteuse 88
3.3.2 Étude théorique et modélisation de l'oscillateur contrôlé en tension 89
3.3.3 Architecture de la partie émetteur 96
3.3.4 Réalisation de l'émetteur 97
3.4 Conception du récepteur 98
3.4.1 Dimensionnement du récepteur 98
3.4.2 Dossier de définition 103
3.4.3 Réalisation du prototype 104
3.5 Démodulation numérique 105
3.5.1 Programme de démodulation numérique 105
3.5.2 Calibrage temps réel 107
3.6 Conclusion 108
3.7 Références 109

3.1 Introduction

Une fois le signal de pression mesuré par le capteur, il reste à l'acheminer jusqu'au système d'acquisition souvent déporté lors des expérimentations de détonique. Afin de tester une alternative à la solution filaire, il est apparu nécessaire de s'intéresser à la solution sans fil. L'emploi d'une transmission analogique par modulation de fréquence est étudié, comparé aux solutions numériques classiques, et justifié. L'architecture interne de l'émetteur et du récepteur fait l'objet d'une analyse système afin de répondre aux contraintes fixées pour la transmission du signal de mesure. Un dossier de définition de la solution est rédigé.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre traite des performances et des limites du système réalisé dans le cadre de cette thèse.

3.2 Positionnement du système de transmission sans fil

3.2.1 Détermination du type d'interface de la solution sans fil

L'objectif de cette partie est de rechercher le type de technologie optimale pour la conception de l'interface émetteur-récepteur de la transmission sans fil répondant aux exigences détaillées dans la partie 1.5.4.

Une comparaison des performances des différentes solutions numériques existantes est réalisée afin de pouvoir déterminer si l'une d'entre elles peut convenir à l'application visée. Un comparatif entre l'architecture d'une transmission sans fil numérique et analogique est mené.

3.2.1.1 Comparaison des solutions numériques sans fil existantes

Cette partie a pour but de présenter et de comparer les solutions sans fil numériques existantes. Leurs caractéristiques en termes de débit, portée et consommation vont être comparées avec celles des performances de la solution sans fil souhaitée pour la transmission d'un signal de mesure de pression en environnement extrême.

La figure 3.1 compare les différentes solutions sans fil en fonction de leur débit. On remarque que, plus le débit est important, plus la fréquence de fonctionnement est élevée. Cela n'est pas surprenant puisqu'une fréquence de fonctionnement élevée permet d'avoir une bande passante plus grande et donc une capacité de canal plus importante. Le Wifi 802.11.ac et l'UWB sont les deux solutions sans fil permettant d'atteindre des débits de 100 Mbits/s jusqu'à 1 Gbit/s à l'heure actuelle. Pour l'application visée un débit de 1 Gbits/s par capteur est nécessaire.

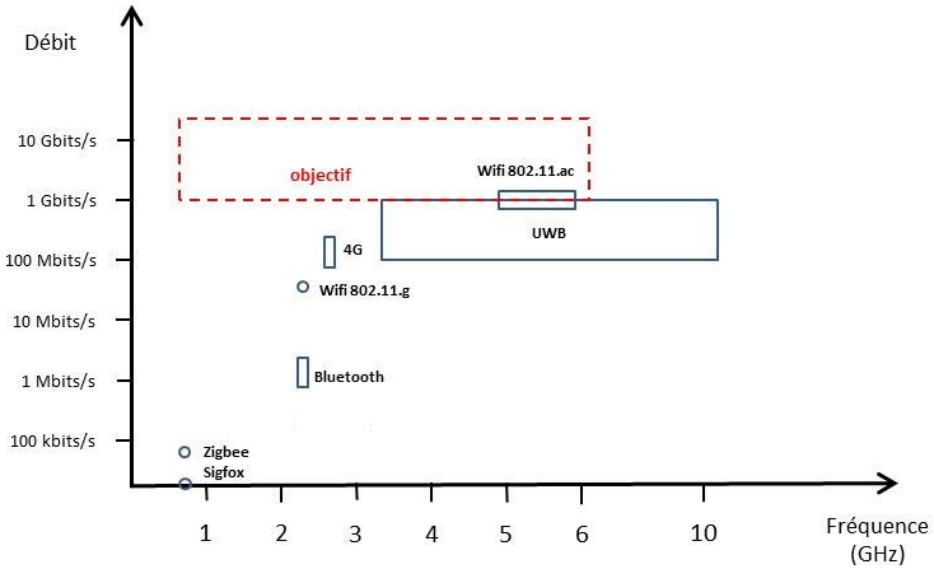


FIGURE 3.1 – Débit des différentes solutions numériques sans fil [2, 11]

La figure 3.2 compare différentes solutions sans fil en fonction de leur portée. Les solutions courte portée couvrent de l'ordre du mètre jusqu'à la dizaine de mètres. On y trouve généralement des solutions haut débit telles que l'UWB et le Wifi. Les solutions moyenne-portée telle que la technologie Zigbee permet d'atteindre la centaine de mètres. A puissance d'émission égale, plus la fréquence de fonctionnement est élevée plus les pertes de propagation le sont également, diminuant ainsi la portée et le débit maximal. Pour l'application visée, une portée jusqu'à 100 mètres est suffisante. Des solutions telles que la technologie Zigbee et le Wifi 802.11.g peuvent convenir en termes de portée, mais le débit du Zigbee est insuffisant.

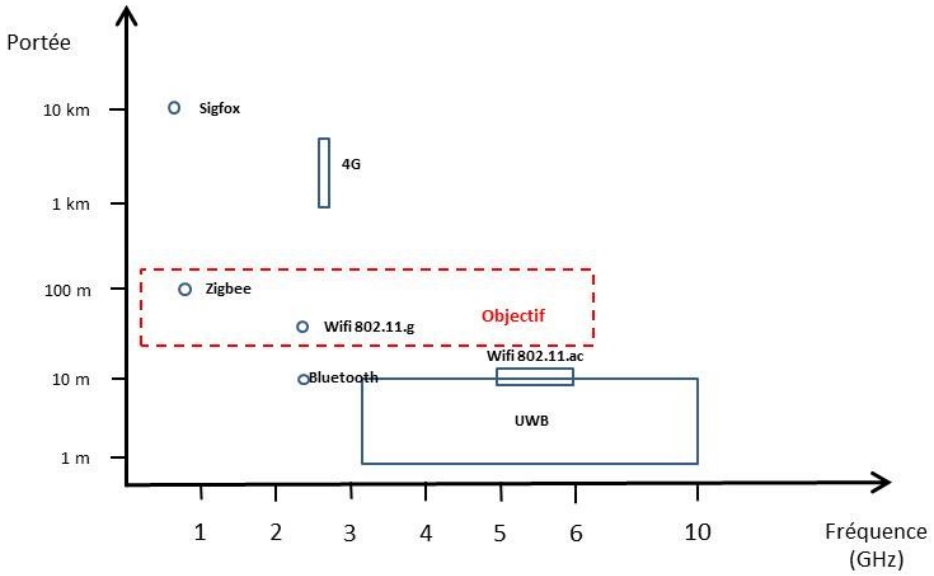


FIGURE 3.2 – Portée des différentes solutions numériques sans fil [2, 11]

La figure 3.3 compare différentes solutions sans fil en fonction de leur consommation. Les solutions basse consommation se situent entre 0,1 et 1 mW lors de l'émission.

Ces solutions sont généralement bas débit. On y trouve le Sigfox et la technologie Zigbee. Les solutions telles que l'UWB et le Bluetooth ont une consommation de 10 mW. Des consommations plus importantes de l'ordre de 1 W existent pour les solutions de type Wifi 802.11.g, Wifi 802.11.ac et 4G permettant d'atteindre des débits importants sur des portées conséquentes. On se fixe une consommation de l'ordre de 10 mW afin de pouvoir intégrer une batterie miniature du côté de l'émetteur, , compatible avec la sécurité pyrotechnique. Des solutions telles les technologies Zigbee, Bluetooth, Sigfox et UWB pourraient convenir en termes de consommation, mais leur portée ou leur débit sont insuffisants pour l'application visée excepté le Wifi.

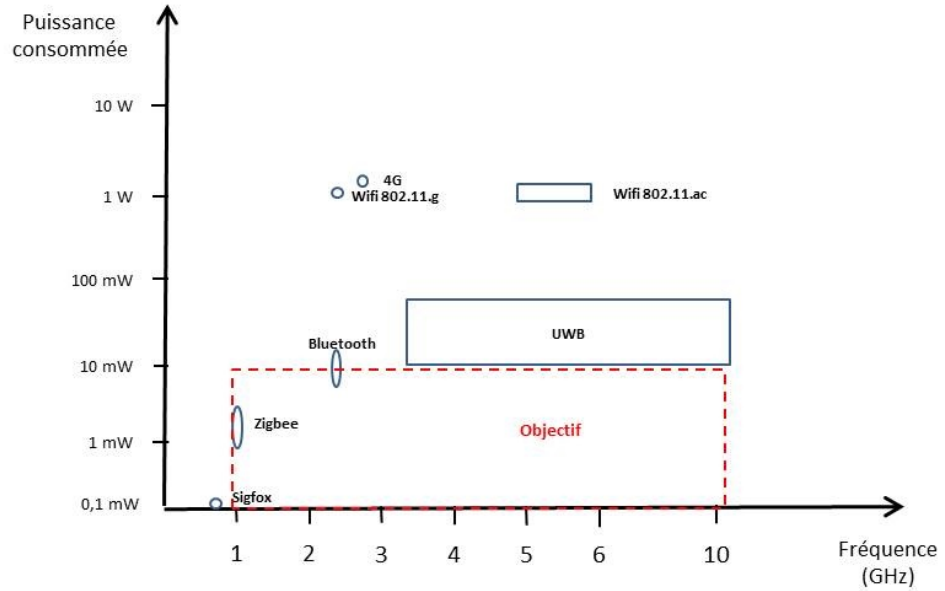


FIGURE 3.3 – Consommation des différentes solutions numériques sans fil [2, 11]

Aucune solution numérique sans fil existante ne permet de répondre à l'ensemble des contraintes de notre cahier des charges (débit $\geqslant$ 1 Gbits/s, portée jusqu'à 100 m et consommation <10 mW).

De plus, une bande passante minimale supérieure au GHz est nécessaire afin d'avoir le débit désiré. Une bande passante de cet ordre de grandeur demande de travailler avec des fréquences élevées (60 GHz ou supérieure). La montée en fréquence augmente l'atténuation lors du bilan de liaison réduisant ainsi considérablement la portée de la puissance d'émission à consommation égale. Cette étude a montré qu'aucune solution de transmission sans fil existante ne peut convenir pour l'application visée. En effet, il y a un compromis à trouver entre débit/portée/consommation et il faut en plus garantir une bande passante minimale de 1 GHz pour obtenir une capacité du canal suffisante pour garantir le débit souhaité. Une solution alternative à la transmission numérique sans fil doit être proposée. Le tableau 3.1 résume l'ensemble des caractéristiques des solutions numériques sans fil existantes.

TABLEAU 3.1 – Performances des solutions numériques sans fil existantes

Solution sans fil	Fréquence (GHz)	Débit (bit/s)	Portée (m)	Consommation (mW)	Références
Sigfox	0,86	0,1 à 1	300	0,01 à 10	[15]
Zigbee	0.868 2.4	100 k	100	1	[4, 6, 12]
Bluetooth	2,4	1 M	10	1 à 10	[6, 11, 12, 16]
Wifi 802.11.g	2,4	100 M	50	1000	[2, 11]
4G	0.868 2,6	100 M	1 k	1000	[2, 11]
UWB	3,1 à 5 6 à 10	1 G	1	100	[5, 6, 12, 17]
Wifi 802.11.ac	5	1 G	10	1000	[2, 11]

La partie suivante du rapport se concentre sur la réalisation d'une liaison analogique pour la transmission de signaux dynamiques en environnement extrême

3.2.1.2 Comparaison des architectures numériques et analogiques

Une solution numérique est généralement constituée d'un Convertisseur Analogique Numérique (CAN) et d'un micro-contrôleur dédié permettant ainsi d'effectuer des traitements de signaux et de gérer la transmission de données avec le module analogique. L'ensemble de ces composants augmente l'encombrement total, la consommation, la complexité, et le coût du système global.

Dans la solution analogique, le signal de mesure est directement le signal de commande permettant la modulation de fréquence d'un signal porteur. Le choix de cette fréquence est détaillé dans le chapitre 3.3.

La figure 3.4 montre le schéma bloc d'un capteur sans fil fonctionnant avec une transmission numérique et le schéma bloc d'un capteur sans fil fonctionnant avec un émetteur analogique.

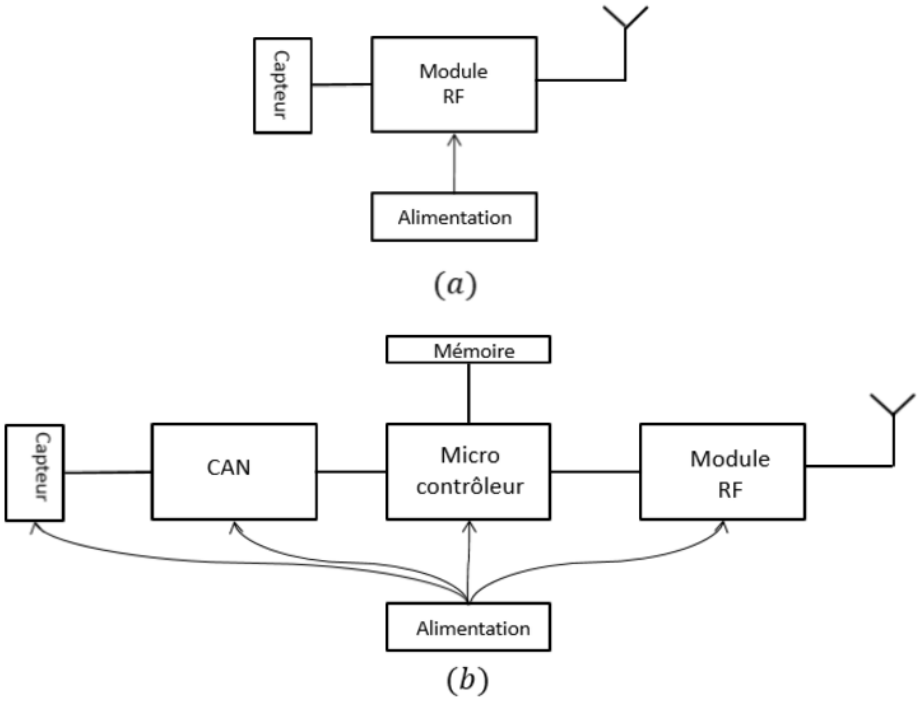


FIGURE 3.4 – Architecture d'un capteur sans fil. (a) Système analogique ; (b) Système numérique

La solution analogique offre, du fait de sa simplicité et de son architecture, un plus grand potentiel d'optimisation qui pourra permettre de satisfaire les performances requises.

La liaison analogique devra garantir une bande passante suffisante (10 MHz) afin de transmettre le signal de mesure sans distorsion notable.

Par ailleurs, la solution analogique consomme généralement moins d'énergie électrique qu'une solution numérique. L'encombrement et le coût d'une solution analogique sont également moins élevés que ceux d'un émetteur numérique.

Afin de minimiser le nombre de composants électroniques (processeur, convertisseur, mémoire), il a été choisi de transmettre en temps réel et de façon analogique le signal de mesure plutôt que de le stocker par exemple dans un enregistreur embarqué avant de récupérer les données.

Le principal défaut de la solution analogique est de diminuer le rapport signal sur bruit lors de la mesure. De plus, la simplicité de mise en oeuvre de l'émetteur se fait en contre-partie de l'augmentation de la complexité du récepteur. Le signal de mesure devra être numérisé à la fin de la chaîne de mesure afin de faciliter son exploitation et son traitement ultérieur [14].

Le tableau 3.2 regroupe les avantages et inconvénients des deux types de transmission de données.

TABLEAU 3.2 – Comparatif des architectures numérique et analogique

	Solution Numérique	**Solution Analogique**
Avantages	Traitement du signal embarqué possible Grande flexibilité Données numérisées	Simplicité de mise en œuvre Encombrement et coût réduits
Inconvénients	Complexité et coût Consommation / encombrement Débit insuffisant pour le multiplexeur	Complexité du récepteur Potentielle dégradation du SNR

3.2.2 Présentation de l'architecture du système retenu

Le système de transmission sans fil est composé d'un émetteur à raccorder à la sortie du capteur et d'un récepteur avec un traitement numérique du signal dédié. Il est représenté sur la figure 3.5.

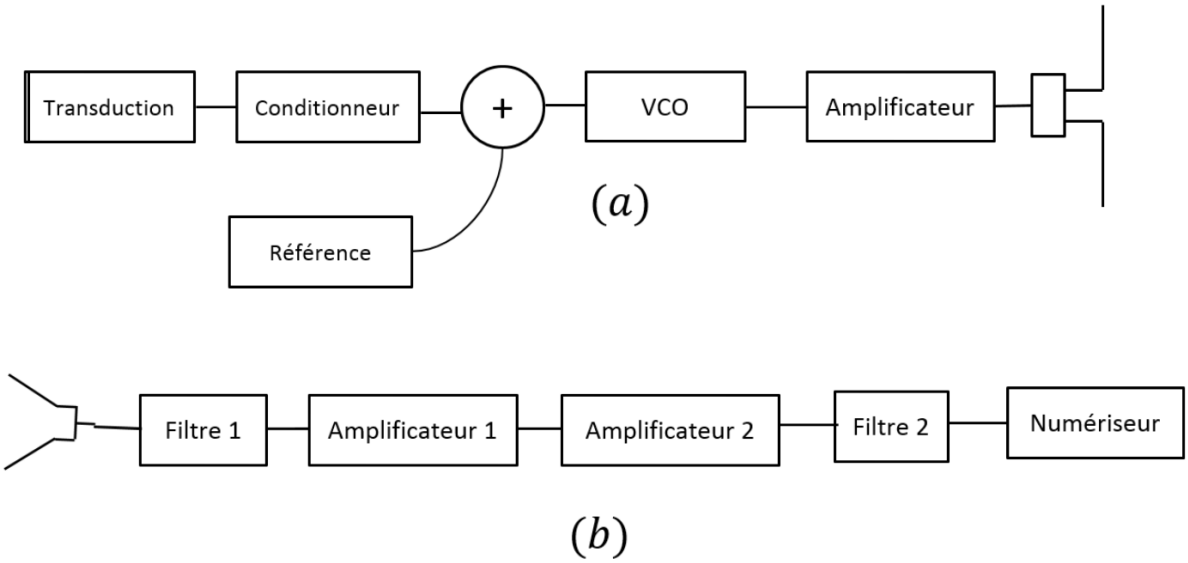


FIGURE 3.5 – Schéma bloc du système de transmission sans fil développé. (a) Émetteur relié au capteur ; (b) Récepteur du système de transmission sans fil

Le signal de sortie du capteur $s_m(t)$ module en fréquence un signal porteur hyperfréquence de fréquence f_0. La modulation de fréquence est réalisée par l'intermédiaire d'un oscillateur commandé en tension (VCO). Un amplificateur hyperfréquence à gain fixe permet d'augmenter la puissance du signal émis pour maximiser le rapport signal sur bruit (SNR) à la réception. Le signal est émis par une antenne omnidirectionnelle.

L'originalité de cet émetteur réside dans le fait d'avoir détourné l'utilisation primaire du VCO. En effet, les VCO sont principalement utilisés dans des systèmes en boucle fermée comme les synthétiseurs de fréquence. On les retrouve dans des systèmes comme les boucles à verrouillage de phase (PLL), les radars, les analyseurs de spectre [9]. Dans le système étudié, le VCO est directement utilisé en boucle ouverte sans contre-réaction et sans aucun composant hyperfréquence autour de lui. Le signal de commande de fréquence du VCO est directement lié au signal de mesure issu du conditionneur du capteur. L'émetteur est totalement analogique, l'information utile est codée dans les variations de fréquence autour de la fréquence porteuse du signal hyperfréquence f_0. Le signal

de référence ajouté au signal de commande du VCO permettra de déterminer la sensibilité du VCO lors de la phase de calibrage du système. On ajoute également un signal de référence généré juste avant la mesure afin de permettre de mesurer la caractéristique tension-fréquence du VCO lors de la mesure.

La partie réception est une solution couramment utilisée en hyperfréquence et en particulier en radio logiciel SDR (Software Defined Radio). La partie analogique du récepteur permet de filtrer et d'amplifier le signal reçu avant de le numériser.

Une fois l'action de numérisation réalisée, la démodulation numérique du signal peut avoir lieu. Elle permet de récupérer l'information utile, c'est-à-dire le signal modulant issu du capteur. Le signal de mesure est alors déduit grâce à la connaissance de la sensibilité du VCO qui a été mesurée durant la phase de calibrage et celle du capteur utilisé.

Des traitements du signal supplémentaires peuvent être aisément appliqués sur le signal dans le domaine du numérique, comme par exemple l'application d'un filtre de déconvolution permettant de déconvoluer la réponse dynamique de la chaîne de mesure afin d'obtenir une meilleure estimation de la grandeur physique.

La grandeur physique à mesurer est l'information utile initiale et celle-ci se trouve dans le « domaine Pression ». Le capteur convertit cette information en une information électrique « domaine Tension ». L'émetteur convertit l'information tension en une information de fréquence « domaine Fréquence ». Le récepteur reçoit l'information dans le « domaine Tension », ce signal est ensuite démodulé pour obtenir le signal modulant en fréquence « domaine Fréquence».

La connaissance précise des caractéristiques de l'émetteur et du capteur est indispensable pour revenir dans le « domaine Pression » et garantir ainsi la mesure sans fil avec fiabilité par un étalonnage préalable.

3.3 Conception de l'émetteur

L'élément central de l'architecture de l'émetteur est l'oscillateur commandé en tension (VCO). L'ensemble des performances dynamiques de la liaison réside sur les performances intrinsèques de ce composant. En effet, la connaissance de la fonction de transfert du VCO permet de fixer les limites en termes de bande passante. Malheureusement, la fonction de transfert du VCO ainsi que la fréquence de coupure haute ne sont généralement pas fournies par le constructeur. Une étude théorique et l'élaboration d'un modèle permettant la détermination de cette fonction de transfert sont développées dans cette partie. Une procédure de mesure de la fonction de transfert du VCO est également décrite. Les résultats obtenus sont validés expérimentalement et permettent de conclure sur l'adéquation du choix du modèle du VCO avec les performances requises pour l'application visée. L'architecture de l'émetteur et sa réalisation sont également présentées.

3.3.1 Choix de la fréquence de la porteuse

La fréquence de la porteuse du VCO a été fixée à 6 GHz. La valeur exacte de cette fréquence n'a pas d'importance particulière et pourra facilement être adapté selon le besoin. Travailler au delà du GHz permet d'avoir différents avantages. Tout d'abord, une bande passante de l'ensemble de la chaîne RF est de l'ordre de la centaine de MHz, suffisante pour la transmission du signal de mesure. Il conviendra de vérifier que cette fréquence permet de traverser la boule de feu sans perturbation notable de la qualité de la mesure.

De plus, les dimensions des composants RF de l'émetteur sont de l'ordre du centimètre, cela permet d'être relativement peu invasif lors du passage de l'onde de choc. Il

n'est pas possible d'augmenter la fréquence de la porteuse indéfiniment. Une augmentation de la fréquence se traduit par une augmentation des pertes de propagation lors de la transmission du signal de mesure. Ce phénomène est étudié et quantifié dans la partie 3.4.1.1.

3.3.2 Étude théorique et modélisation de l'oscillateur contrôlé en tension

Un VCO est un composant actif dont la fréquence $f(t)$ du signal de sortie $s(t)$ est directement liée à la tension du signal de commande $V_{tune}(t)$ par le facteur de sensibilité K. Ce dernier est déterminé par la pente de la caractéristique linéaire fréquence-tension. La figure 3.6 montre le schéma de principe de ce composant.

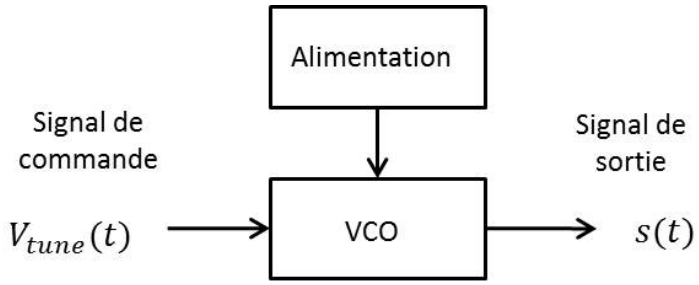


FIGURE 3.6 – Schéma de principe d'un VCO

Le signal de sortie du VCO est donné par la relation 3.1 [3].

$$s(t) = A \cdot \cos(2\pi f_0 t + 2\pi K \int_0^t V_{tune}(x) \cdot dx) \tag{3.1}$$

où A désigne l'amplitude du signal de sortie du VCO (en V), f_0 la fréquence de la porteuse (en Hz), K le facteur de sensibilité du VCO en (Hz/V) et V_{tune} la tension de commande (en V).

La fréquence instantanée du signal de sortie est donnée par la relation 3.2.

$$f(t) = f_0 + K \cdot V_{tune}(t) \tag{3.2}$$

Les caractéristiques importantes du VCO pour la conception du système de transmission sans fil sont :

— son facteur de sensibilité K en Hz/V,

— sa plage de fréquence de fonctionnement B_{out} en Hz,

— sa bande passante d'entrée B_{in}.

Le facteur de sensibilité K fixe les variations maximales de fréquence du signal de sortie $s(t)$ en fonction de l'amplitude du signal d'entrée $V_{tune}(t)$ (relation 3.2). Le signal de sortie a une fréquence comprise dans la plage de fonctionnement B_{out} du VCO. Enfin, les performances dynamiques de la transmission sans fil dépendent de la bande passante en entrée B_{in} du VCO. En effet, lors d'un régime transitoire de la tension de commande du VCO (V_{tune}), une variation de la fréquence du signal de sortie du VCO se produit. Le comportement du VCO est similaire à celui d'un filtre passe-bas avec sa propre fonction de transfert et sa propre fréquence de coupure haute [7].

La majeure partie des caractéristiques du VCO évoquées ci-dessus est fournie dans la documentation constructeur du composant. En revanche, la bande passante de l'entrée du VCO ainsi que sa fonction de transfert H_{vco} ne sont généralement pas données par le constructeur. Dans l'application visée de transmission de signaux dynamiques, la connaissance de ces caractéristiques est primordiale pour la conception du système. Une étude théorique de validation des performances du VCO est menée dans la section suivante afin de déterminer s'il est approprié pour la transmission sans fil avec une bande passante supérieure à 10 MHz.

3.3.2.1 Modélisation du comportement du VCO

Le comportement dynamique du VCO est modélisé afin de déterminer ses performances dynamiques en termes de fonction de transfert, bande passante et fréquence de coupure haute. De plus, le modèle permet d'étudier l'influence de la mise en cascade du capteur avec le VCO sur ses performances intrinsèques. La figure 3.7 donne le schéma électrique équivalent du port d'accès de commande du VCO relié à la sortie du conditionneur. La première partie du schéma électrique se compose d'un générateur de tension avec une résistance série R_0 correspondant à la résistance de sortie du conditionneur. L'entrée du port de commande du VCO est représentée par une topologie en Π dont la valeur de chaque élément (L_1, R_1, C_1, C_j) est donnée par le constructeur du VCO. La diode Varicap permet, lors d'un changement de tension à ses bornes de modifier sa capacité interne. Ce changement de capacité influe directement sur la fréquence de résonance du montage oscillant. L'impédance équivalente du montage de l'oscillateur interne du VCO est représentée par la mise en parallèle de la capacité C_3 et de la résistance R_3.

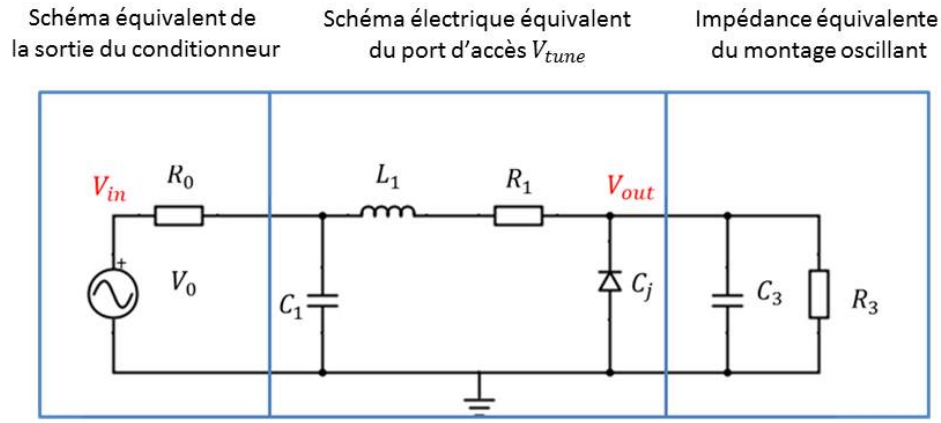


FIGURE 3.7 – Schéma électrique modélisant l'entrée du VCO

Il est possible grâce au schéma électrique de déterminer la réponse fréquentielle du VCO. Cette fonction de transfert est déterminée par $H_{VCO} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$. L'entrée du système étudié, la tension de sortie du capteur V_{in} et la sortie sont représentées par la tension aux bornes de la diode V_{out}. Dans la pratique, la fonction de transfert du VCO ne peut être directement mesurée, car nous n'avons pas accès à la tension aux bornes de la diode Varicap (V_{out}) qui se trouve à l'intérieur du boîtier du VCO.

La figure 3.8 montre la fonction de transfert du montage simulée avec le code Pspice pour différentes valeurs de l'impédance de sortie du conditionneur. Les valeurs utilisées dans ces simulations sont celles données dans la documentation constructeur du VCO

Hittite HMC358MS8G [8]. Pour maximiser la bande passante, il faut minimiser l'impédance de sortie du conditionneur qu'il est possible d'imposer à une valeur choisie. Le tableau 3.3 montre les valeurs de la fréquence de coupure haute du VCO en fonction de la résistance R_0. Pour un R_0 de 50 Ω, la valeur de la fréquence de coupure haute (à −3 dB) f_c du VCO est de 240 MHz. En revanche, si l'impédance de sortie est grande, le VCO peut avoir une bande passante insuffisante pour l'application visée, c'est le cas lorsque l'impédance de sortie du conditionneur est de 1 MΩ, la bande passante simulée n'est alors que de 200 kHz.

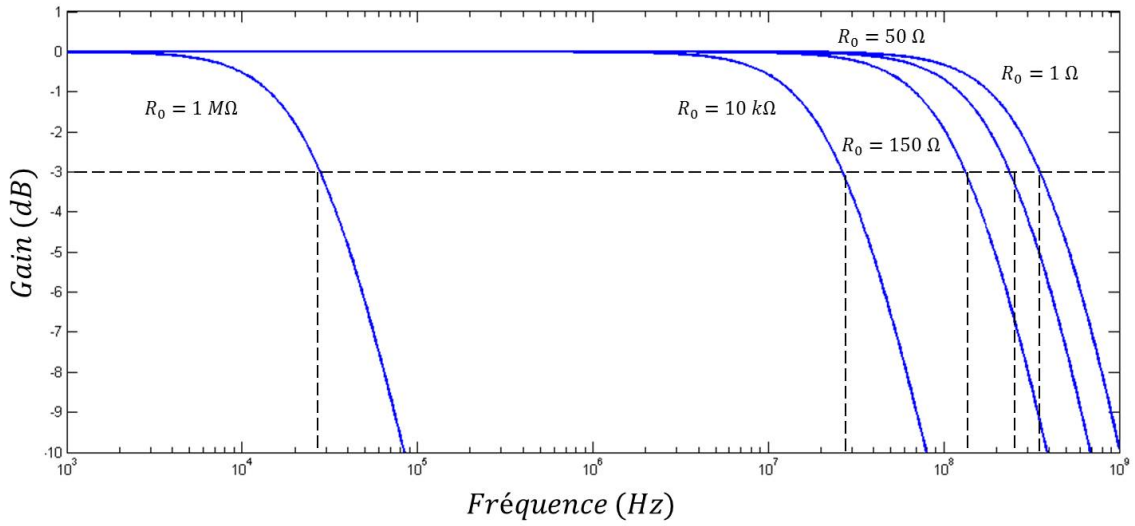


FIGURE 3.8 – Étude paramétrique de la réponse de transfert du VCO pour différentes impédances d'entrée R_0

TABLEAU 3.3 – Influence de la résistance R_0 sur la fréquence de coupure haute f_c du VCO

R_0 (Ω)	10^6	10^3	150	50	1
f_c (MHz)	$250 \cdot 10^{-}3$	17	137	240	310

Le modèle électrique développé pour le VCO a ainsi permis d'analyser sa réponse fréquentielle, qui correspond à celle d'un filtre passe-bas. Cette fonction de transfert ne présente pas d'ondulation dans la bande passante, ni de résonance marquée. Une fréquence de coupure haute de 240 MHz a été trouvée lors de la simulation pour une impédance de sortie du conditionneur de 50 Ω. La bande passante est supérieure d'un facteur 20 par rapport à celle requise pour la transmission sans fil à développer. Cela permettra de transmettre les signaux des capteurs à large bande passante développés dans le futur. La section suivante a pour objectif de mesurer la fonction transfert du VCO et de valider l'étude théorique.

3.3.2.2 Principe de la mesure de la fonction transfert du VCO

La méthode de mesure indirecte de la fonction transfert repose sur la mesure des harmoniques du signal de sortie du VCO pour une entrée sinusoïdale de fréquence f_m [7].

La relation 3.1 peut alors se mettre sous la forme de la relation 3.3. Le signal modulant est de type sinusoïdal d'amplitude A_m et de fréquence f_m.

$$s(t) = A \cdot \cos\left(\omega_c t + 2\pi \frac{K A_m}{f_m} \sin(\omega_m \cdot t)\right) \tag{3.3}$$

En définissant l'écart en fréquence comme $\Delta f_c = K A_m$, on définit l'indice de modulation comme $m_f = (\Delta f_c)/f_m$. Le signal modulé de sortie du VCO peut s'écrire suivant la relation 3.4.

$$s(t) = A \cdot \cos\left(\omega_c t + m_f \cdot \sin(\omega_m \cdot t)\right) \tag{3.4}$$

La décomposition en série de Fourier d'un tel signal fait intervenir les fonctions de Bessel J_n de première espèce d'ordre n. La relation 3.5 donne la décomposition spectrale du signal de sortie du VCO.

$$s(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) \cdot \cos\left((\omega_0 + n \cdot \omega_m)t\right) \tag{3.5}$$

L'harmonique de rang n est pondérée par la fonction de Bessel J_n évaluée pour l'indice de modulation m_f. La figure 3.9 illustre la représentation spectrale du signal de sortie du VCO modulée par une entrée sinusoïdale.

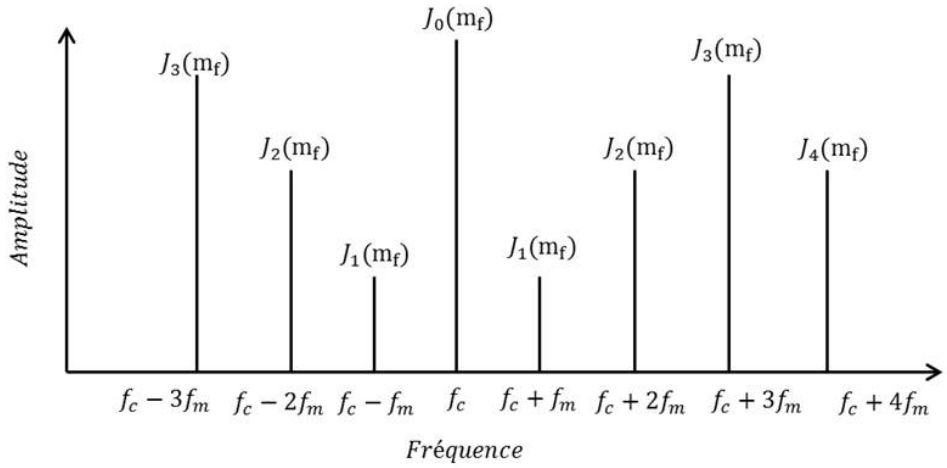


FIGURE 3.9 – Schéma d'une représentation fréquentielle d'un signal de sortie du VCO modulé par un signal sinusoïdal

L'amplitude mesurée d'une harmonique dépend également du gain de la fonction de transfert du VCO prise à la fréquence de l'harmonique en question $|H_{VCO}(f_m)|$. Le suivi de l'amplitude d'une harmonique (n=1) pour différentes valeurs de fréquence f_m du signal de commande V_{tune} permet de déterminer la fonction transfert du VCO. Cependant, l'indice de modulation $m_f = \frac{\Delta f_c}{f_m}$ doit rester identique entre les changements de fréquence. L'amplitude du signal modulant doit donc être modifiée pour permettre de changer l'excursion en fréquence Δf_c permettant ainsi de compenser l'augmentation de la fréquence f_m. En pratique, un indice de modulation $m_f = 2,4$ est choisi, car cette valeur annule l'amplitude de l'harmonique d'ordre 0 et facilite le réglage visuel de m_f lors d'un changement de fréquence.

3.3.2.3 Montage expérimental pour mesurer la fonction de transfert du VCO

Le montage expérimental utilisé pour la mesure de la fonction de transfert du VCO est représenté sur la Figure 3.10. Le montage est composé d'un générateur basse fréquence

(GBF) et d'une source de tension continue permettant de générer le signal de commande du VCO. La source de tension permet de fixer la fréquence de la porteuse du VCO. Un analyseur de spectre a pour rôle de déterminer le spectre du signal modulé de sortie du VCO. Le VCO caractérisé est le modèle HMC358MS8G de Hittite monté sur une carte d'évaluation [8]. La figure 3.11 montre une photo du dispositif expérimental mis en place.

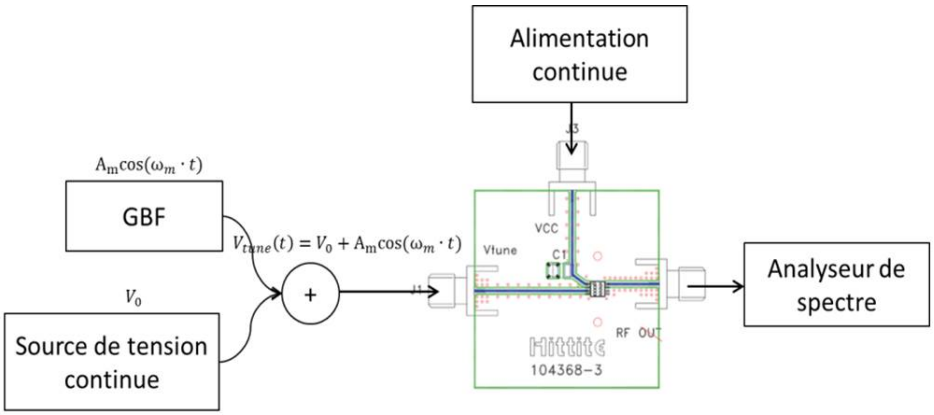


FIGURE 3.10 – Schéma du montage de mesure de la fonction de transfert du VCO

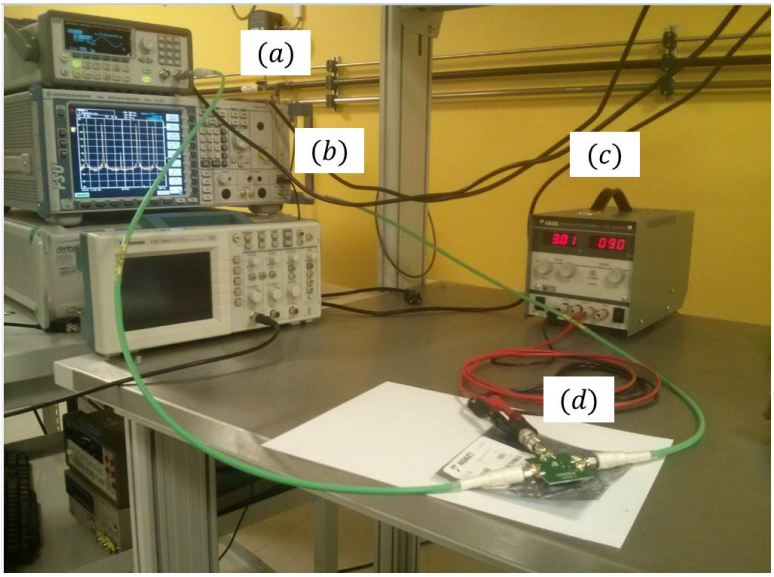


FIGURE 3.11 – Montage expérimental de mesure de la fonction transfert du VCO : (a) GBF Keithley 0 - 50 MHz ; (b) Analyseur de spectre Rohde&Schwarz FSU 20 MHz - 67 GHz ; (c) Alimentation DC ; (d) VCO Hittite HMC358MS8G

En faisant varier la fréquence du signal modulant et en compensant son amplitude pour garantir un indice de modulation m_f constant, les harmoniques du spectre se déplacent de fréquence en fréquence et leurs amplitudes sont affectées par la fonction de transfert du VCO. Lorsque la première harmonique a diminué de -3 dB, on note la valeur de la fréquence du signal modulant qui correspond alors à la bande passante du VCO.

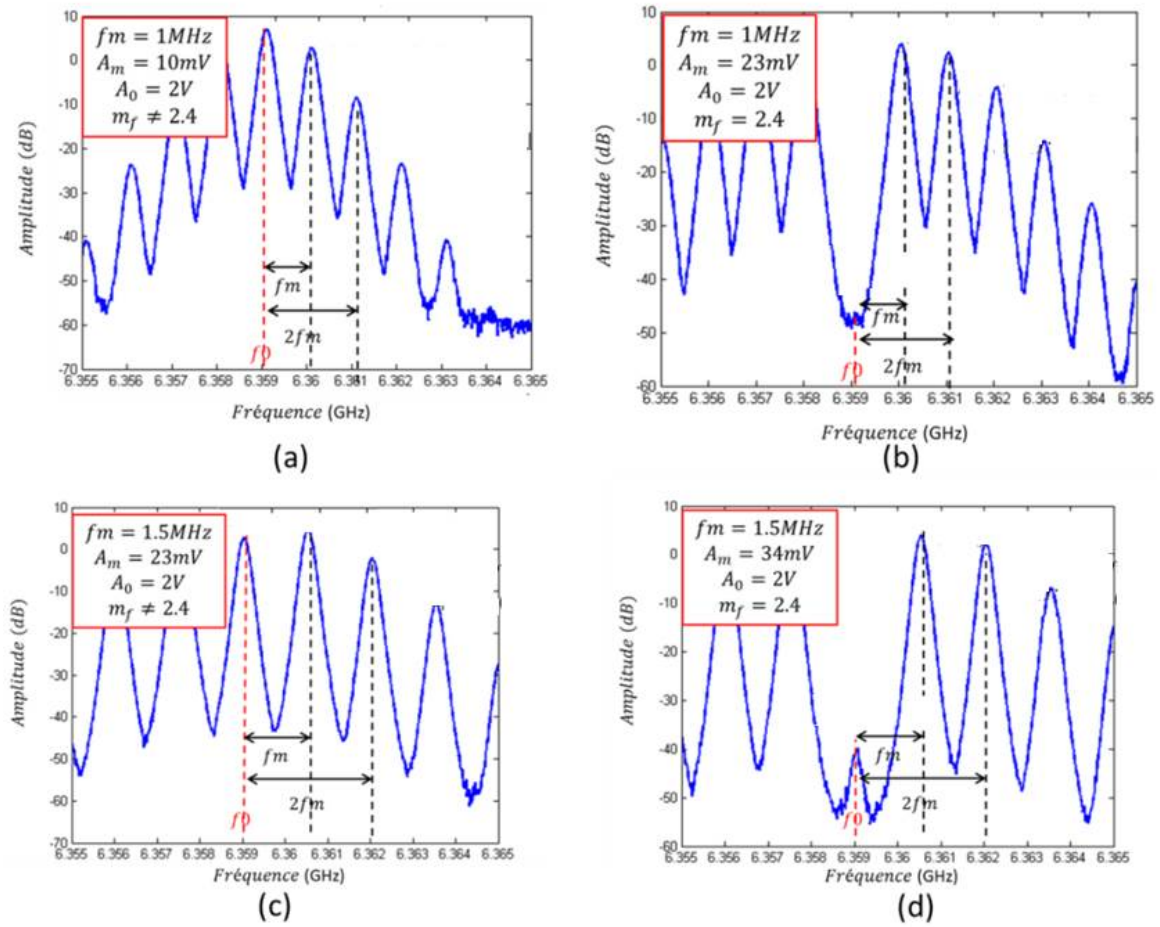


FIGURE 3.12 – Mesure du spectre du signal de sortie du VCO pour différentes fréquences et indices de modulation du signal de commande. (a) $f_m = 1$ MHz et $m_f \neq 2,4$; (b) $f_m = 1$ MHz et $m_f = 2,4$; (c) $f_m = 1,5$ MHz et $m_f \neq 2,4$; (d) $f_m = 1,5$ MHz et $m_f = 2,4$

En utilisant la méthode décrite ci-dessus, on mesure l'amplitude de la première harmonique du spectre pour un indice de modulation $m_f = 2,4$ sur la plage de fréquence du GBF limité à 50 MHz. La figure 3.12 montre une étape de la méthode de détermination de la mesure de la fonction de transfert du VCO. La variation de l'amplitude de l'harmonique 1 à indice de modulation $m_f = 2,4$ pour $f_m = 1,5$ MHz permet de déterminer le gain $| H_{VCO}(f_m) |$ à cette fréquence. En itérant cette démarche, on peut déterminer le gain de la fonction de transfert à plusieurs fréquences discrètes.

La figure 3.13 compare la fonction transfert du VCO déduite de la mesure avec celle simulée pour différentes valeurs de la résistance R_0. Une bande passante avec une résistance R_0 de 50 Ω a été mesurée à 150 MHz. La valeur simulée est de 240 MHz. Un écart avec la valeur simulée de l'ordre de 60 % est à noter. Cette différence s'explique par la difficulté d'estimer la valeur de l'impédance électrique (R_3, C_3) du schéma équivalent présentée dans la figure 3.7. Cette valeur n'est pas directement donnée par le constructeur, elle a été supposée négligeable vis-à-vis des autres grandeurs mises en jeu lors de l'étape de simulation. Néanmoins, le même ordre de grandeur de la valeur de la bande passante a été trouvé via la simulation et la mesure, ce qui suffit à dimensionner notre système. En effet, la bande passante mesurée reste supérieure d'un facteur 10 à celle requise pour la transmission. Cette valeur peut être maximisée en diminuant la résistance de sortie du conditionneur, tendance qui se retrouve vérifiée lors de la mesure.

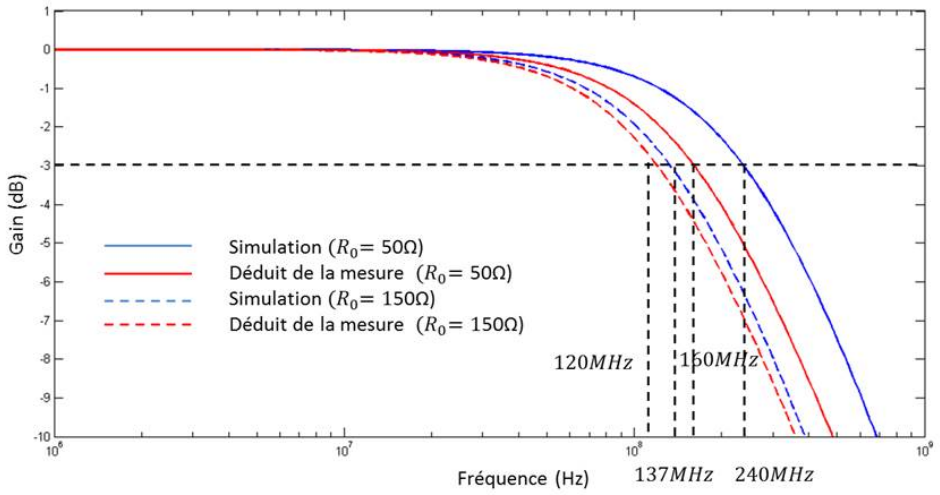


FIGURE 3.13 – Fonctions de transfert mesurées et simulées pour $R_0 = 50\ \Omega$et $R_0 = 150\ \Omega$

Une fois la fonction de transfert du VCO et la fréquence de coupure haute f_c déterminées, il est possible de calculer le temps de montée t_m du VCO lors d'une excitation de type échelon de tension. Dans notre cas, le temps de montée du VCO est de 2,2 ns. Le VCO caractérisé est donc approprié pour la transmission de signaux de mesure de pression ultra-rapide.

3.3.2.4 Bilan

Cette partie a permis d'étudier, de modéliser et de mesurer les performances dynamiques du comportement d'un VCO (HMC358MS8G de Hittite). La bande passante en entrée des VCO est rarement donnée par les constructeurs, car elle n'a que peu d'utilité lorsque il est mis en œuvre dans un système à boucle fermée. En effet, rares sont les cas où les performances dynamiques du VCO sont les facteurs limitants de l'ensemble du système.

Un VCO est rarement utilisé seul dans un montage à boucle ouverte comme dans le cadre de notre utilisation de transmission de signal de mesure dynamique. Dans ce type d'utilisation, il est nécessaire de connaître sa bande passante pour savoir s'il peut convenir pour l'application visée. Un schéma électrique équivalent a permis d'avoir une idée de l'ordre de grandeur de la bande passante. Pour maximiser celle-ci, il faut diminuer l'impédance de sortie du conditionneur et augmenter la fréquence de travail du VCO. La mesure de la fonction de transfert n'est pas aisée, car on ne peut pas accéder aux signaux de tensions internes. Une méthode de mesure indirecte a été utilisée pour caractériser sa bande passante. La principale limite de la méthode utilisée est qu'elle ne peut pas être facilement automatisable. La détermination de la fonction de transfert n'a pu être ainsi réalisée que sur quelques valeurs de fréquences. Alors, de nombreuses informations sur les performances dynamiques du VCO peuvent être estimées. Aucune résonance n'a été repérée sur la fonction de transfert, et la fréquence de coupure haute est du même ordre de grandeur que celle obtenue par la simulation avec Pspice. La valeur de la bande passante mesurée reste supérieure d'un facteur 10 à la valeur requise permettant ainsi d'assurer une transmission sans fil de manière optimale.

3.3.3 Architecture de la partie émetteur

L'architecture de l'émetteur développé pour la transmission sans fil est représentée sur la figure 3.14. Celui-ci est composé du VCO Hittite HMC358MS8G permettant la modulation en fréquence de l'onde porteuse. L'ensemble des caractéristiques du VCO utilisé est résumé dans le tableau 3.4. Un amplificateur HMC619LPS est ajouté en sortie du VCO assurant une puissance du signal de sortie de 20 dBm suffisant pour assurer un bon rapport signal sur bruit lors de la réception. Un circuit additionneur est nécessaire afin d'ajouter sur l'entrée de commande du VCO le signal du capteur et le signal de calibrage servant à la détermination la sensibilité lors de la mesure.

Une antenne de type dipôle demi-onde permet l'émission de l'onde électromagnétique. Ce type d'antenne a été retenu pour sa simplicité de fabrication, son encombrement réduit et son diagramme de rayonnement omnidirectionnel permettant une installation aisée du capteur sans fil. Ainsi aucun alignement précis n'est nécessaire avec l'antenne de réception lors de son installation.

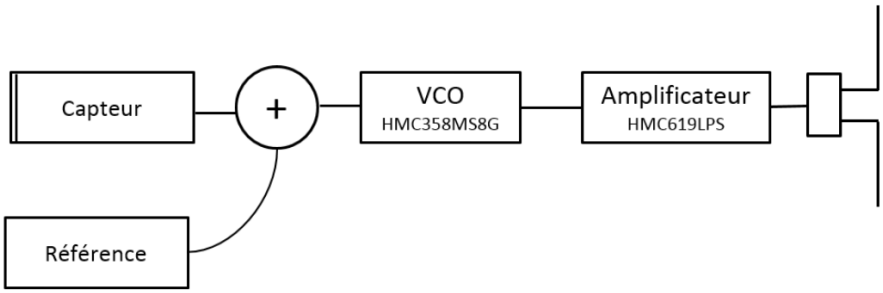


FIGURE 3.14 – Schéma bloc de l'émetteur hyperfréquence (HF) relié à un capteur

L'émetteur développé reste tout à fait générique. Tout capteur ayant un signal de sortie compatible avec le signal de commande de l'émetteur pourra être utilisable avec la transmission sans fil développée.

Pour garantir cet aspect générique facilement adaptable, une attention particulière est portée lors de la réalisation et de la mise en boîtier de l'émetteur sans fil.

Pour une utilisation dans une expérimentation de détonique, l'émission de l'émetteur doit être contrôlée. Lors de la mise en place de l'explosif, l'émetteur devra être éteint, aucune émission n'étant autorisée. Il sera alimenté quand tout le personnel sera rentré dans la salle de commande. Pour répondre à cette contrainte, l'alimentation de l'émetteur sera déportée de celui-ci et commandée de manière filaire depuis la salle de commande. Cette alimentation peut être intégrée dans le capteur sous la forme d'une batterie dans le futur.

TABLEAU 3.4 – Caractéristiques de l'émetteur développé

	Caractéristiques	Valeurs	Unité
VCO ***HMC358MS8G***	Fréquence de travail	5,8-6,8	GHz
	Puissance de sortie	10	dBm
	Tension de commande	0-10	V
	Sensibilité	150	MHz/V
	Bande passante (mesurée)	150	MHz
	Encombrement	5x3x1	mm^3
Amplificateur ***HMC619LPS***	Bande passante	0-10	GHz
	Gain	11	dBm
	Point de compression (-3dB)	27	dBm
	Figure de bruit	5	dB
Antenne ***Dipôle demi-onde***	Longueur	2,5	cm
	Gain	2,15	dBi
	Résistance	73	Ω
Alimentation ***Continue***	Tension	0-5	V
	Courant	500	mA

3.3.4 Réalisation de l'émetteur

La figure 3.15 présente l'émetteur prototype utilisé pour le système de transmission sans fil. Cet émetteur prototype est basé sur la carte d'évaluation du VCO d'Hittite [8].

Cette carte d'évaluation est composée du VCO monté sur un substrat Rogers4350 et possède trois connecteurs SMA permettant de le relier au capteur, à l'alimentation ainsi qu'à l'antenne d'émission (de type dipôle demi-onde).

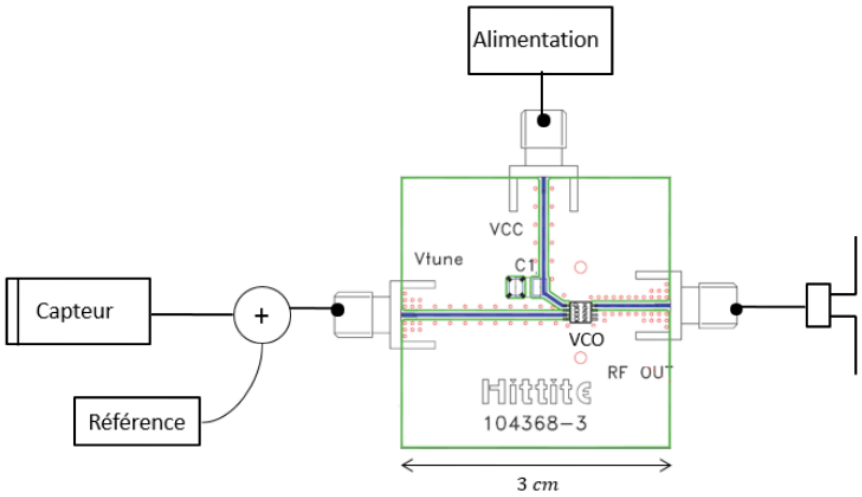


FIGURE 3.15 – Schéma de l'émetteur prototype utilisé pour la transmission sans fil

3.4 Conception du récepteur

L'émetteur précédemment développé a une architecture relativement simple lui permettant d'être bien adapté pour l'application visée (hautes performances, robustesse, faible encombrement et faible coût). Toutefois, la complexité est reportée dans la partie réception et démodulation. La partie réception a pour objectif de recevoir, d'amplifier et d'abaisser en fréquence le signal reçu en vue de sa numérisation. Toutes ces étapes doivent dégrader le moins possible le rapport signal sur bruit de la mesure. Une fois le signal numérisé, la démodulation numérique du signal permet de retrouver le signal modulant. Dans un premier temps, une étude système est présentée pour déterminer les performances de la chaîne de réception. Le dossier de définition et la réalisation du récepteur prototype sont présentés dans un second temps.

3.4.1 Dimensionnement du récepteur

L'objectif de cette partie est de déterminer l'ensemble des caractéristiques du récepteur. Un bilan de liaison permet de dimensionner le gain minimal du récepteur. Ce bilan de liaison est basé sur l'estimation des pertes de propagation déduites d'un modèle prenant en compte l'influence du sol et la hauteur respective des antennes d'émission et de réception. Une fois le gain minimal du récepteur trouvé, la figure de bruit du récepteur prototype est calculée. L'étude du rapport signal sur bruit en sortie du récepteur est ensuite menée. L'ensemble des caractéristiques du récepteur permettra enfin d'étudier plus en détail les performances et les limites du système de transmission sans fil.

3.4.1.1 Pertes de propagation

Les pertes de propagation L_{propa} atténuent l'amplitude de l'onde électromagnétique lors de sa propagation entre l'émetteur et le récepteur. L'équation 3.6 donne les pertes de propagation (en dB) en espace libre [1].

$$L_{propa} = 10 \cdot \log\left(\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2\right) \tag{3.6}$$

où λ désigne la longueur d'onde de l'onde électromagnétique émise et d la distance entre l'émetteur et le récepteur.

En présence du sol, une modélisation prenant en compte les réflexions sur celui-ci est nécessaire afin d'avoir une estimation plus précise des pertes de propagation qu'en considérant uniquement le modèle de propagation en espace libre. La figure 3.16 montre deux antennes séparées d'une distance d, à deux hauteurs respectives h_1 et h_2 du sol de permittivité relative ϵ_r. Le modèle prend en compte le trajet de deux rayons : celui qui passe par le chemin direct et celui ayant subi une réflexion sur le sol vont venir interférer au niveau de l'antenne de réception. L'amplitude du signal de réception dépend du déphasage entre ces deux rayons. Ce modèle est suffisant pour estimer l'ordre de grandeur des pertes de propagation et pour dimensionner l'amplification nécessaire de la chaîne de réception.

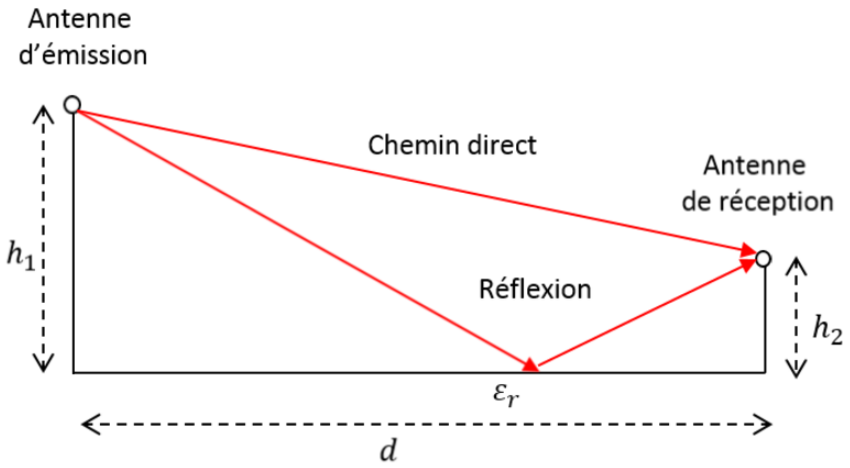


FIGURE 3.16 – Influence de la présence du sol

Un programme a été développé afin de permettre de calculer les pertes de propagation en fonction des différents paramètres d, h_1, h_2 et ϵ_r [10]. Le code source Matlab du programme est donné en annexe A.5.1. Le tableau 3.5 donne les valeurs des paramètres utilisés lors de la simulation. L'antenne émettrice associée au capteur est généralement placée en haut d'un mât d'instrumentation métallique d'une hauteur de 3 m. L'antenne réceptrice quant à elle est située à 1 m du sol à une distance de 20 m. La permittivité du sol ϵ_r pour la simulation a été choisie à 18 [1].

TABLEAU 3.5 – Paramètres de simulation numérique des pertes de propagation en présence du sol

Caractéristiques	Symbole	Valeurs	Unité
Hauteur antenne émettrice	h_1	3,0	m
Hauteur antenne réceptrice	h_2	1,0	m
Distance	d	20	m
Permittivité relative du sol	ϵ_r	18	-

La figure 3.17 montre les pertes de propagation simulées en fonction de la distance d. La polarisation de l'onde à une importance sur les pertes de propagation. Une onde à polarisation verticale sera moins sensible à l'atténuation liée à la présence du sol, qu'une onde à polarisation horizontale. Le type de polarisation verticale sera retenu pour le système de transmission développé. Les pertes de propagation L_{propa} théoriques en présence du sol pour une distance de 100 m sont de 85 dB à la fréquence de 6 GHz.

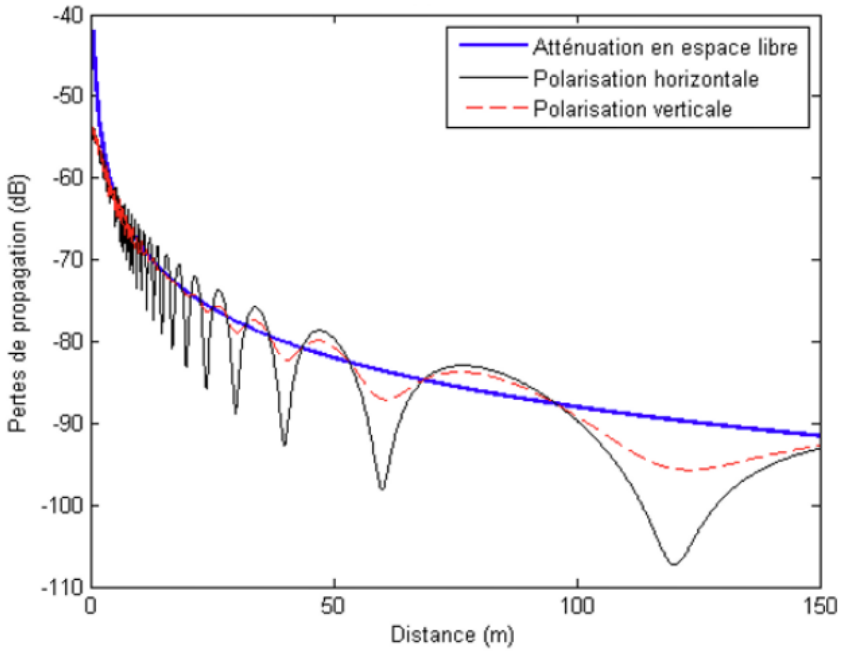


FIGURE 3.17 – Pertes de propagation d'une onde électromagnétique en fonction de sa polarisation en présence du sol

Si la boule de feu engendre la création d'un plasma il faut ajouter les pertes liées à celui-ci. L'étude de l'influence d'un plasma sur la liaison sans fil a été étudiée qualitativement via le travail d'Alexandre Lille qui a effectué un stage de fin d'étude dans l'équipe MINC. Son travail a permis de montrer que la liaison sans fil visée ne semble pas perturbée par la boule de feu générée dans les expérimentations de détonique.

3.4.1.2 Détermination du gain minimal du récepteur

Le récepteur a pour fonction d'amplifier le signal hyperfréquence reçu par l'antenne de réception. La figure 3.18 montre la chaîne complète de transmission sans fil, la puissance à l'entrée ainsi que le gain de chaque sous-système. Pour assurer une bonne numérisation du signal, il faut que l'amplitude du signal au niveau du numériseur soit supérieure à sa sensibilité minimale et également supérieure au plancher de bruit. Le récepteur doit avoir un gain G_r tel que la puissance du signal à l'entrée du numériseur P_{num} soit supérieure à une valeur seuil définie par une sensibilité minimale du numériseur considérée égale à 10 mV. L'équation 3.7 exprime la puissance du signal à l'entrée du numériseur en fonction des caractéristiques du système de transmission sans fil et des pertes de propagation.

$$P_{num} = P_{emis} - L_{propa} + G_{ar} + G_r \tag{3.7}$$

où P_{emis} désigne la puissance émise par l'antenne d'émission (en dBm), L_{propa} les pertes de propagation de l'onde électromagnétique (en dB), G_{ar} le gain de l'antenne de réception (en dB) et G_r le gain du récepteur à dimensionner (en dB).

La puissance du signal à l'entrée du numériseur P_{num} devant être supérieur à -5 dBm, le gain du système devra être ainsi supérieur à 45 dB.

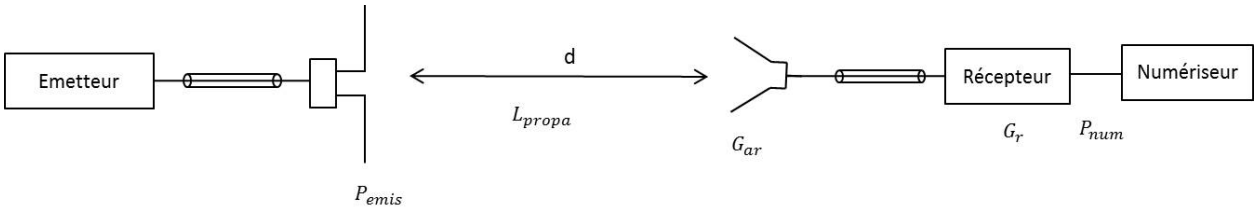


FIGURE 3.18 – Bilan de liaison du système de transmission sans fil

La figure 3.19 montre le schéma bloc du récepteur. Le gain total du récepteur se répartit à travers les différents éléments du système (équation 3.8).

$$G_r = G_{lna} + 2 \cdot G_{a_1} + G_{a_2} - L_{f1} - L_{f2} \tag{3.8}$$

où G_r désigne le gain global du récepteur (en dB), G_{lna} le gain de l'amplificateur faible bruit (en dB), G_{a_1} et G_{a_2} le gain des amplificateurs (en dB), et L_{f_i} et L_{f_i} les pertes d'insertion des filtres (en dB). En se basant sur les caractéristiques de chaque composant fournies dans la documentation constructeur résumées dans les tableaux 3.6 et 3.8, le gain global du récepteur peut être calculé. Le gain de réception théorique du récepteur est également de 55 dB.

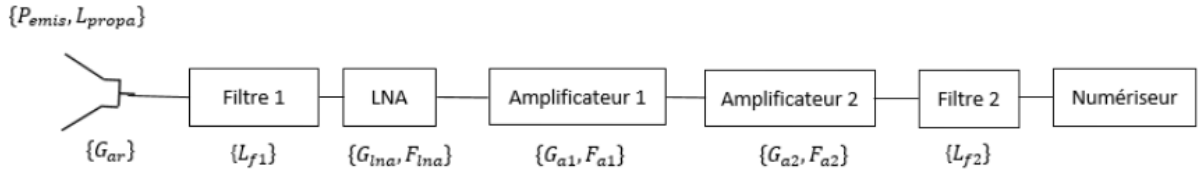


FIGURE 3.19 – Schéma bloc du récepteur

3.4.1.3 Détermination de la figure de bruit du récepteur

La figure de bruit d'un système F est la différence entre le rapport signal sur bruit en sortie SNR_{out} et le rapport signal sur bruit en entrée SNR_{in} du système. La relation 3.9 donne l'expression de la figure de bruit en dB.

$$F = SNR_{out} - SNR_{in} \tag{3.9}$$

L'amplification du signal utile s'accompagne d'une amplification du bruit et d'une diminution du rapport signal sur bruit (SNR). A partir d'un certain SNR limite, il ne sera plus possible de retrouver l'information utile dans le signal émis. Plus la figure de bruit du récepteur sera faible, meilleure sera la transmission sans fil. La figure de bruit du récepteur quantifie sa performance. Lors de la mise en cascade des blocs d'amplification, la figure de bruit du système complet peut être déduite grâce à la formule de Friis [1] en convertissant les valeurs en linéaire. L'équation 3.10, qui en découle, est appliquée au récepteur de la figure 3.19. On peut noter que le premier étage d'amplification fixe en grande partie les performances du système en termes de figure de bruit. C'est pour cette raison que l'on choisit un LNA en tête.

$$F = F_{lna} + \frac{F_{a1} - 1}{G_{lna}} + \frac{F_{f1} - 1}{G_{lna} G_{a1}} + \frac{F_{mel} - 1}{G_{lna} G_{a1} G_{f1}} + \frac{F_{a2} - 1}{G_{lna} G_{a1} G_{f1} G_{mel}} + \frac{F_{f2} - 1}{G_{lna} G_{a1} G_{f1} G_{mel} G_{a2}} \tag{3.10}$$

En utilisant la formule 3.10 avec les paramètres des composants résumés dans le tableau 3.8, la figure de bruit obtenue du système est de 1.8 dB.

3.4.1.4 Détermination du SNR en sortie du récepteur

L'objectif est de déterminer la valeur théorique du SNR en sortie du récepteur. Pour cela, il faut déterminer tout d'abord le rapport signal sur bruit en entrée du récepteur. La puissance reçue P_r est donnée par la formule 3.11.

$$P_r = P_{emis} - L_{propa} + G_{ar} \tag{3.11}$$

où P_r désigne la puissance reçue par le récepteur (en dBm), L_{propa} les pertes de propagation (en dB), et G_{ar} le gain de l'antenne de réception (en dB).

La puissance du bruit (en dBm) en entrée est liée principalement au bruit thermique donné par la formule 3.12.

$$P_b = 10 \cdot \log(k \cdot T \cdot B) \tag{3.12}$$

où P_b désigne la puissance du bruit (en W), k la constante de Boltzmann, T la température de l'antenne et B la bande passante du signal utile (en Hz).

Le rapport signal sur bruit en entrée SNR_{in} est déterminé par la relation 3.13 en convertissant les puissances en dBm.

$$SNR_{in} = P_r - P_b \tag{3.13}$$

A partir du SNR_{in} et connaissant la figure de bruit du récepteur, le SNR_{out} du système peut être déterminé grâce à la relation 3.9. On trouve alors SNR_{out} = 19 dB.

3.4.1.5 Bilan des caractéristiques du récepteur

Les principales caractéristiques du récepteur sont regroupées dans le tableau 3.6. Elles sont déterminées en se basant sur les données du constructeur de chaque élément du récepteur. Le tableau 3.8 résume ces paramètres clés.

TABLEAU 3.6 – Caractéristiques du récepteur

Caractéristiques	Symbole	Valeurs	Unité
Fréquence	f	5,8-6,8	GHz
Bande passante	B	250	MHz
Gain antenne de réception	G_{ar}	15	dBi
Gain récepteur	G_r	45	dB
Figure de bruit	F	1.8	dB

Le récepteur a un gain de 55 dB avec une figure de bruit de 1,8 dB. Dans la configuration du système utilisé pour l'application visée, un rapport signal sur bruit en sortie de 19 dB est attendu. Cela est largement suffisant pour permettre une démodulation efficace du signal et retrouver le signal de mesure. De nombreux degrés de liberté, tels que l'augmentation de la puissance d'émission et de la puissance de réception par l'ajout d'un

amplificateur, permettront d'adapter le système à diverses situations expérimentales. En effet, en cas d'atténuation du milieu éventuellement plus importante que prévue, il sera judicieux d'augmenter le gain du système pour garantir la qualité de la mesure.

3.4.2 Dossier de définition

Les composants nécessaires à la conception du récepteur et leurs principales caractéristiques, sont donnés dans le tableau 3.8.

La numérisation du signal de sortie du récepteur doit avoir les caractéristiques minimales regroupées dans le tableau 3.7. Le signal de sortie du récepteur est numérisé. Une fréquence d'échantillonnage de 40 Gech/s est utilisée afin de pouvoir démoduler le signal. La bande passante du numériseur doit être de 7 GHz minimum afin d'assurer une acquisition sans atténuation du signal RF. Enfin, la capacité de stockage du numériseur doit être supérieure à 40 Méchantillons, afin d'acquérir le signal de mesure sur plus de 1 ms.

TABLEAU 3.7 – Caractéristiques du numériseur à associer au récepteur

Caractéristiques	Valeurs	Unité
Bande passante	>7	GHz
Impédance d'entrée	50	Ω
Fréquence d'échantillonage	40	Géchantillons/s
Résolution verticale	8	bit
Profondeur mémoire	>40	Méchantillons

TABLEAU 3.8 – Caractéristiques des composants constituant le récepteur

	Caractéristiques	Valeurs	Unité
Antenne de réception	Type	Cornet	-
	Gain	15	dBi
	Angle d'ouverture	20	°
	Fréquence	5,9	GHz
Filtre 1 VHF-5050	Type	Passe-Haut	-
	Bande passante	5,6-9,7	GHz
	Bande d'arrêt	DC-5	GHz
	Pertes d'insertion	0,9	dB
LNA Hittite HMC902LP3E	Fréquence	5-10	GHz
	Gain	19	dB
	Figure de bruit	1,8	dB
	P1dB	16	dBm
Amplificateur 1 ZJL-6G+	Fréquence	0,002-6	GHz
	Gain	10	dB
	Figure de bruit	4,5	dB
	P1dB	9	dBm
Amplificateur 2 ZX60-V63+	Fréquence	0,002-6	GHz
	Gain	15	dB
	Figure de bruit	4,3	dB
	P1dB	18,5	dBm
Filtre 2 VBFZ-6260+	Type	Passe-Bande	-
	Bande passante	5,6-7	GHz
	Bande d'arrêt	4,2-9,3	GHz
	Pertes d'insertion	2,1	dB
Alimentation Continue	Tension	0-15	V
	Courant	500	mA

3.4.3 Réalisation du prototype

L'ensemble des composants constituant le récepteur sont des modules mis en boîtier comportant des connecteurs facilitant ainsi leurs interconnexions. Une maquette de démonstration a été réalisée. Elle est représentée sur la figure 3.20. Elle a servi de prototype d'évaluation et de support didactique de présentation.

Cette maquette est reliée à une alimentation externe utile pour l'ensemble des composants actifs du récepteur. Elle est également reliée via un câble coaxial à faibles pertes à l'antenne de réception qui est déportée à l'extérieur de la salle de commande lors des expérimentations de détonique. La sortie du récepteur doit être connectée à un numériseur ayant les caractéristiques données dans le tableau 3.7 pour permettre l'acquisition du signal modulé. Le traitement numérique sur le signal démodulé sera détaillé dans le

paragraphe suivant, il permet de remonter au signal de mesure. Normalement le LNA doit être avant le filtre mais ici nous préférons limiter la bande passante du signal avant le LNA car celui-ci à une bande passante trop importante.

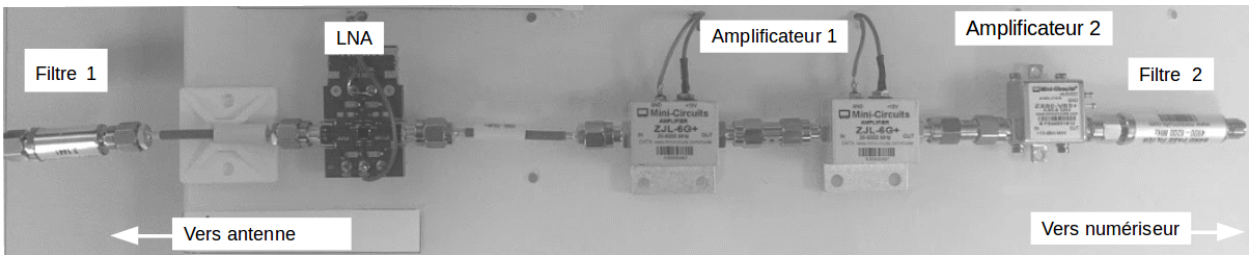


FIGURE 3.20 – Maquette prototype du récepteur du système de transmission sans fil

3.5 Démodulation numérique

L'objectif de cette partie est de décrire et de valider le programme développé pour la démodulation d'un signal de mesure dynamique. Un logigramme ainsi que les paramètres du programme sont présentés. Un exemple de démodulation d'un signal de référence est réalisé. La figure 3.21 présente l'ensemble de la chaîne de réception avec la partie associée au traitement numérique du signal. Le signal de sortie du récepteur n'est pas le signal de mesure, l'information utile est toujours dans la modulation en fréquence. Le premier traitement numérique appelé programme de démodulation a pour objectif de démoduler le signal reçu afin de déterminer le signal modulant en fréquence. Ensuite, un second traitement appelé post-traitement est appliqué au signal démodulé afin de remonter au signal de mesure.

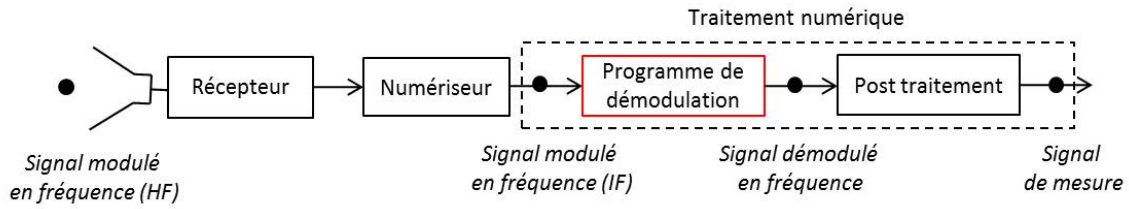


FIGURE 3.21 – Synoptique de la chaîne de réception avec la partie associée au traitement numérique

3.5.1 Programme de démodulation numérique

Le principe de la démodulation numérique utilisée repose sur la transformée de Fourier glissante. Une transformée de Fourier numérique de type FFT (Fast Fourier Transform) est réalisée sur une fenêtre rectangulaire de largeur fixe se déplaçant le long du signal à démoduler. La largeur de celle-ci détermine la bande passante du démodulateur. Le tronçon de signal sur lequel est appliqué la FFT est complétée par du zero-padding afin d'avoir la résolution fréquentielle choisie [13].

Le logigramme du programme de démodulation et son application sont présentés sur les figures 3.22. Un spectrogramme du signal se construit par itération à chaque décalage de la fenêtre. En parallèle, un algorithme de recherche du maximum permet de trouver la fréquence associée à la densité spectrale maximale du signal. Chaque fréquence ainsi trouvée permet de reconstruire le signal démodulé en fréquence.

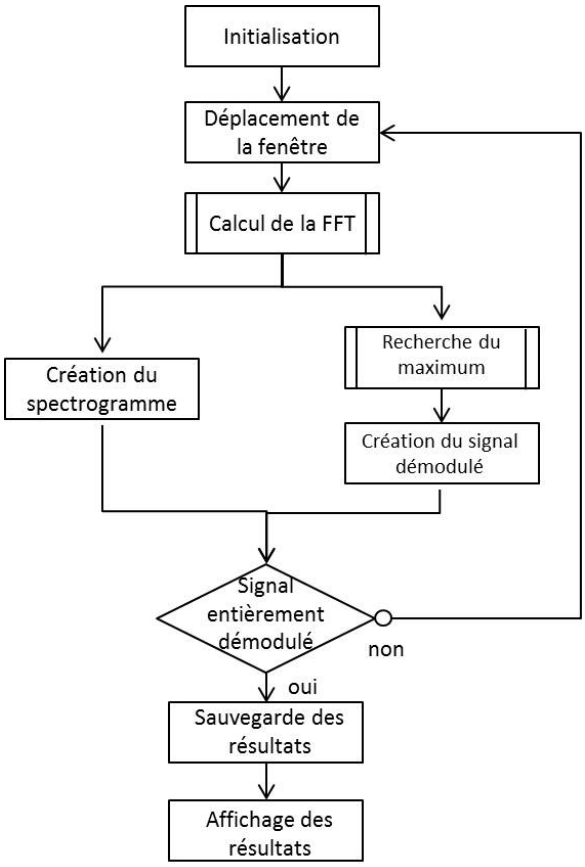


FIGURE 3.22 – Logigramme du programme de démodulation

Le programme de démodulation numérique est donné sous la forme d'un code Matlab en annexe A.5.2. Le choix d'un langage interprété pour réaliser la démodulation a été fait pour des raisons de facilité de mise en œuvre. En effet, l'adaptation du programme, pour qu'il réponde aux objectifs de chaque type d'utilisation, a été une contrainte majeure qu'il fallait respecter. Un langage compilé permettrait de fournir de meilleures performances en termes de rapidité d'exécution, celui-ci pourra être développé ultérieurement si besoin.

Les entrées et sorties du programme servant à la démodulation en fréquence sont données dans le tableau 3.9.

TABLEAU 3.9 – Paramètres d'entrée et de sortie du programme de démodulation numérique

	Paramètres	Type	Désignation
Entrée	s	Vecteur(Double)	Signal à démoduler
	fs	Nombre(Double)	Fréquence d'échantillonnage
	B	Nombre(Double)	Bande passante du démodulateur
	df	Nombre(Double)	Résolution fréquentielle
Sortie	spectrof	Matrice(double)	Matrice du spectrogramme
	time	Vecteur(Double)	Vecteur temps
	freq	Vecteur(Double)	Vecteur fréquence
	freqDemod	Vecteur(Double)	Vecteur signal démodulé

3.5.2 Calibrage temps réel

Afin de déterminer la sensibilité du VCO utilisé lors de la mesure, un calibrage temps réel de celui-ci est nécessaire. Un signal de référence est appliqué à l'entrée de commande du VCO juste avant la mesure. La figure 3.23(a) montre le type de signal de référence que l'on peut utiliser. Celui-ci est composé de deux arches de sinusoïde d'amplitude 500 mV. L'amplitude du signal de référence devra être supérieure à l'amplitude en tension maximale de la mesure du capteur. Le signal reçu est ensuite démodulé en fréquence (figure 3.23(b)).

Une fois le signal démodulé, la caractéristique (tension-fréquence) du VCO peut être déterminée. La figure 3.23(c) montre en bleu la caractéristique du VCO mesurée à partir du signal de référence et en rouge l'approximation par un polynôme du second ordre.

Cette phase de calibrage temps réel permet de s'affranchir des différentes sources de biais influants sur la sensibilité du VCO comme les biais liés à la température et à la variation de l'impédance de charge en entrée et sortie du VCO. Ce calibrage permet également de corriger les non-linéarités que peut avoir le VCO.

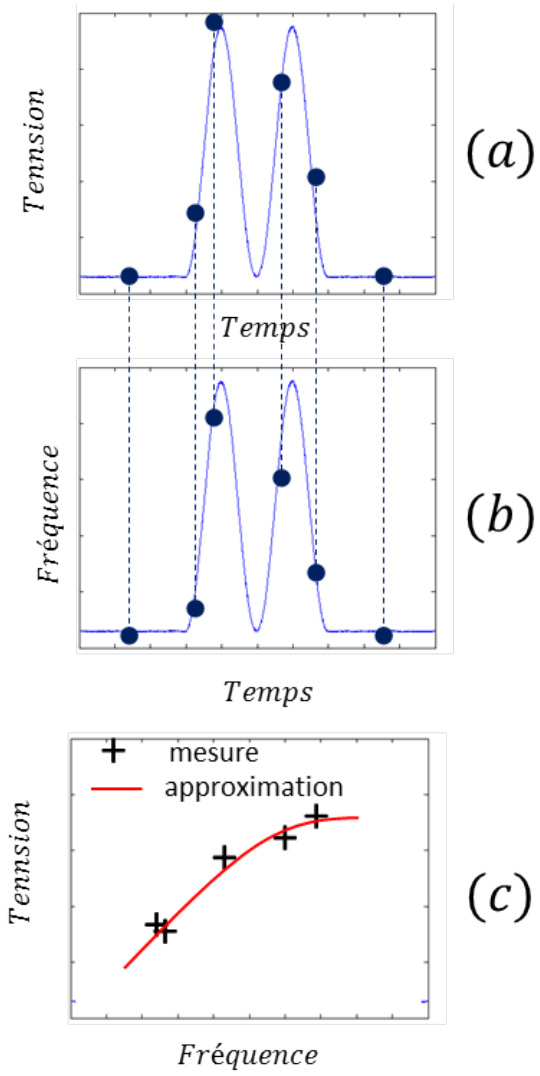


FIGURE 3.23 – Principe du calibrage temps réel. (a) signal de référence (commande du VCO) ; (b) signal de référence mesuré ; (c) caractéristique fréquence-tension du VCO.

3.6 Conclusion

Un système de transmission sans fil a été développée dans ce chapitre. il est basé sur une transmission analogique d'un signal modulé en fréquence. L'information issue du capteur est transmise en temps réel.

Une analyse système a permis de dimensionner l'ensemble des éléments de la chaîne de mesure. La mise en place d'une phase de calibrage avec un signal de référence connu est nécessaire afin de déterminer rigoureusement la caractéristique tension-fréquence du VCO. Le biais statique est compensable lors de la phase de calibrage du système. Cependant, l'incertitude liée à la bande passante du démodulateur reste à établir. L'analyse plus approfondie du lien entre bande passante et incertitude de mesure n'a malheureusement pas pu être investiguée durant la thèse.

3.7 Références

[1] C. Balanis. *Antenna Theory : Analysis and Design, 3rd Edition*. Wiley-Interscience, 2005. 98, 99, 101

[2] C. Beard and W. Stallings. *Wireless Communication Networks and Systems*. Pearson Education Limited, 2015. viii, 83, 84, 85

[3] M. Dominguez. Emetteur radio fréquence. *Techniques de l'ingénieur*, 1995. 89

[4] Firdaus, E. Nugroho, and A. Sahroni. Zigbee and wifi network interface on wireless sensor networks. In *Electrical Engineering and Informatics (MICEEI), 2014 Makassar International Conference on*, pages 54–58, Nov 2014. 85

[5] A. Hakiri, P. Berthou, J. Henaut, D. Dragomirescu, and T. Gayraud. Performance evaluation of wireless sensor network for spatial and aeronautic systems. In *Telecommunications (ICT), 2010 IEEE 17th International Conference on*, pages 879–886, April 2010. 85

[6] J. Henaut. *"Architecture de traitement du signal pour les couches physiques très haut débit pour les réseaux de capteur : Application à la métrologie dans un contexte aéronautique et spatial"*. PhD thesis, 2013. 85

[7] Hittite. *Determining the FM Bandwidth of a Wideband Varactor Tuned VCO*. Application note v00.1004. 89, 91

[8] Hittite. *MMIC VCO Buffer Amplifier, 5.8-6.8 GHz, HMC358MS8G*. https://www.hittite.com/products/view.html/view/HMC358MS8G. 91, 93, 97

[9] J. Kim, Y. Chih-Wei, and A. Willson. A programmable 25 mhz to 6 ghz rational-k/l frequency synthesizer with digital kvco compensation. In *Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on*, pages 2629–2632, May 2008. 87

[10] T. Kvaksrud. Range measurement in an open field environement. *Texas Instrument Design Note DN018*, 2008. 99

[11] H. Labiod, H. Afifi, and C. de Santis. *Wi-Fi, Bluetooth, Zigbee and WiMax*. Springer, 2007. viii, 83, 84, 85

[12] A. Lecointre, D. Dragomirescu, D. Dubuc, K. Grenier, P. Pons, H. Aubert, A. Muller, P. Berthou, T. Gayraut, and R. Plana. Miniaturized wireless sensor networks. *Invited paper for 2006 International Semiconductor Conference (CAS'2006)*, September 2006. 85

[13] R. G. Lyons. *Understanding Digital Signal Processing (3rd Edition)*. Prentice Hall, 2010. 105

[14] E. M.Chikhradze. Wireless system for identification blast and fire. *Military Aspects of Blast and Shock*, 2016. 86

[15] Sigfox. M2m and iot redifined through cost effective and energy optimized connectivity. Manual, 2015. 85

[16] H. Wang, W. Ren, Y. Shi, T. Zhou, and J. Qian. Design of portable heart rate acquisition instrument bases on bluetooth transmission. In *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM), 2011 7th International Conference on*, pages 1–4, Sept 2011. 85

[17] J. Zhang, P. Orlik, Z. Sahinoglu, A. Molisch, and P. Kinney. Uwb systems for wireless sensor networks. *Proceedings of the IEEE*, 97(2) :313–331, Feb 2009. 85

Chapitre 4

Mise en œuvre du système de transmission sans fil

« *La théorie, c'est quand on sait tout et que rien ne fonctionne. La pratique, c'est quand tout fonctionne et que personne ne sait pourquoi.* »

Albert Einstein

Sommaire

4.1 Introduction 112
4.2 Expérimentation du système sans fil et filaire 112
4.2.1 Objectifs 112
4.2.2 Dispositif expérimental 112
4.2.3 Présentation et analyse des résultats expérimentaux 113
4.3 Campagne d'expérimentations du système sur tube à choc 114
4.3.1 Objectifs 114
4.3.2 Dispositif expérimental 114
4.3.3 Résultats expérimentaux au tube à choc 115
4.4 Campagne d'expérimentations d'évaluation du système en conditions extrêmes 117
4.4.1 Objectifs 117
4.4.2 Dispositif expérimental 117
4.4.3 Résultats 118
4.5 Conclusion 126
4.6 Références 128

4.1 Introduction

Ce dernier chapitre est consacré aux expérimentations destinées à tester le système de transmission sans fil ainsi développé au cours de la thèse. Différentes campagnes d'expérimentations ont pour objectif de valider point par point le système. Dans un premier temps, le bilan de liaison et la validation de la bande passante du système de transmission sans fil seront évalués en l'absence d'explosion. Une mesure préliminaire au tube à choc permettra de valider les performances du système sans fil en termes de précision de la mesure. Ces étapes réalisées, l'influence du canal de transmission sur la mesure est évaluée. Enfin, la comparaison entre les transmission sans fil et filaire est présentée et les résultats obtenus sont commentés.

4.2 Expérimentation du système sans fil et filaire

4.2.1 Objectifs

La première campagne d'expérimentations mise en place a pour but de vérifier les points suivants :

— valider la transmission du signal sur une distance de 80 m,
— mesurer les performances du système sans fil en terme de bande passante et d'incertitude de mesure
— comparer les performances des systèmes sans fil et filaire.

4.2.2 Dispositif expérimental

La campagne d'expérimentations menée consiste à transmettre un signal de mesure sans fil de l'émetteur jusqu'au récepteur distant de 80 m. Le signal issu du capteur est simulé par un signal délivré par un générateur basse fréquence. L'ensemble du dispositif est représenté sur le schéma de la figure 4.1. Le signal du capteur est généré par un GBF utilisé en mode générateur de fonction arbitraire.
Les conditions expérimentales sont :

— 100 m de câble chargé par l'impédance du numériseur de 1 MΩ
— échelon généré par le GBF avec un temps de montée de 5 ns
— système sans fil distant de 80 m
— antenne d'émission et de réception positionnées à 1 m du sol.

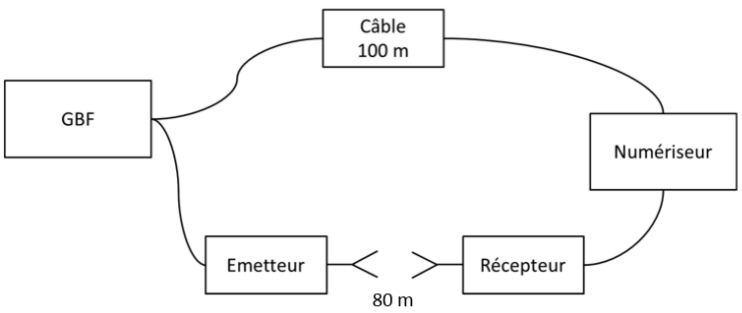


FIGURE 4.1 – Schéma de l'expérimentation

4.2.3 Présentation et analyse des résultats expérimentaux

Le signal enregistré est composé de deux parties. La première partie du signal permet le calibrage du système afin de mesurer la caractéristique tension-fréquence du VCO. La seconde partie quant à elle représente le signal à mesurer. La figure 4.2 illustre en bleu les points de mesure de cette caractéristique et en rouge l'approximation par un polynôme du second ordre.

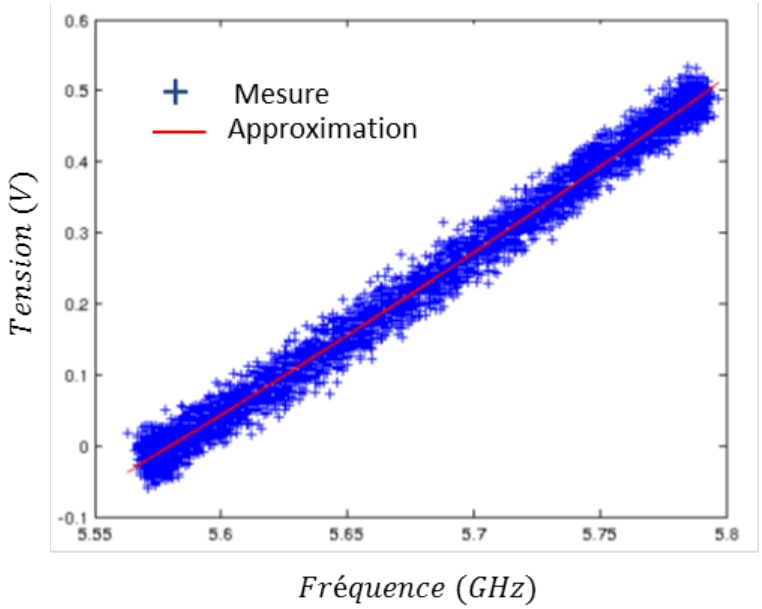


FIGURE 4.2 – Caractéristique du VCO mesurée via le calibrage temps réel

Une fois le signal démodulé en fréquence et la caractéristique inverse du VCO appliquée on obtient le signal de mesure. Les signaux issus du filaire et du système sans fil sont représentés sur la figure 4.3. La figure 4.3b est un zoom sur le front de montée du signal afin de comparer les performances dynamiques des deux systèmes de transmission.

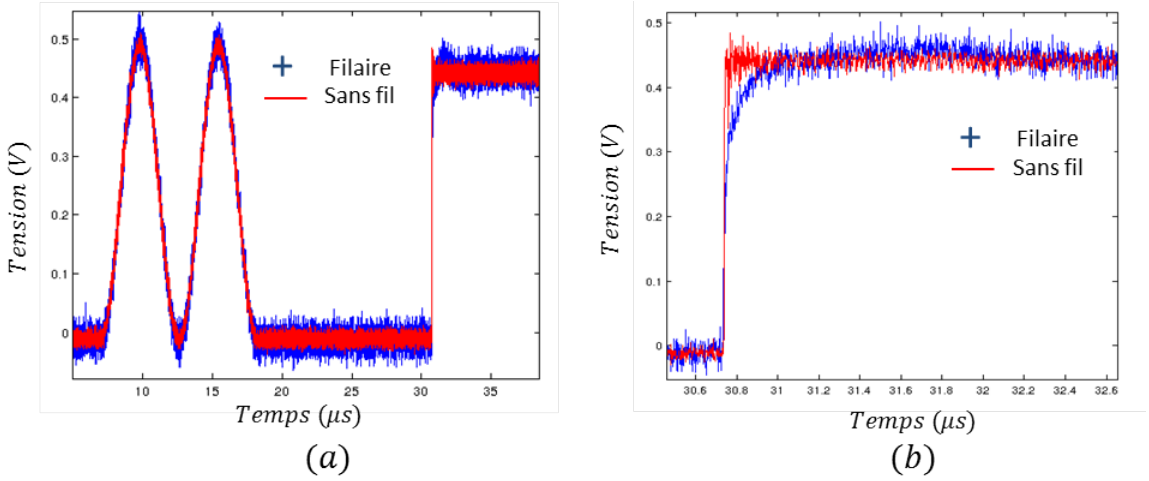


FIGURE 4.3 – Comparaison filaire et sans fil de la mesure. (a) signal de calibrage + signal du capteur simulé (échelon) ; (b) zoom sur le régime transitoire.

Remarques sur le régime transitoire :

On remarque que la bande passante du système sans fil est plus élevée que celle du système filaire. Des temps de montée à 10-90% de 6 ns contre 143 ns ont été mesurés (voir en annexe A.4). Le temps de réponse à 5% du système filaire est de 940 ms, du fait des réflexions dans la ligne présentant une sur-oscillation au niveau du régime transitoire. Il n'y a pas d'atténuation sur le signal filaire car la mesure est réalisée sur haute impédance.

TABLEAU 4.1 – Synthèse des performances du système filaire et sans fil

	Filaire 100 m (chargée sur 1MΩ)	Sans fil (bande passante 250 MHz)
Temps de montée (10-90%)	143 ns	6 ns
Temps de réponse (à 5%)	940 ns	6 ns
Biais statique	Non mesurée	10 % (*)

(*) ce biais peut être significativement réduit en ajustant la caractéristique du VCO estimée grâce à la calibration temps réel.

4.3 Campagne d'expérimentations du système sur tube à choc

4.3.1 Objectifs

Le système de transmission sans fil est évalué sur tube à choc. Les principaux objectifs sont de :

— tester l'ensemble de la chaîne de mesure (capteur + émetteur + récepteur) avec un signal dynamique de pression réel,

— vérifier que la bande passante du système est suffisante pour assurer une transmission du signal de mesure de manière optimale,

— quantifier l'erreur de mesure de la chaîne de transmission sans fil.

4.3.2 Dispositif expérimental

La campagne d'expérimentations consiste à transmettre sans liaison filaire le signal de mesure de pression réfléchie. Le capteur Müller est placé sur la tape de fond du tube à choc. La sortie du capteur est connectée à l'entrée de l'émetteur sans fil. Le récepteur, quant à lui, est placé à une distance de 10 m dans le laboratoire. Le signal de sortie du récepteur ainsi que le signal du capteur référence sont enregistrés via un oscilloscope. Une fois les signaux numérisés la démodulation peut être effectuée. Le signal de mesure de la grandeur physique transmise par le système sans fil est alors déduit du signal démodulé. Une comparaison entre le signal de référence et le signal transmis sans fil est réalisée. L'erreur de mesure de la chaîne de transmission sans fil est ensuite estimée. La figure 4.4 montre la disposition et le raccordement des différents éléments du système de transmission sans fil. La figure 4.5 montre l'implantation du système sans fil dans le laboratoire où est présent le tube à choc.

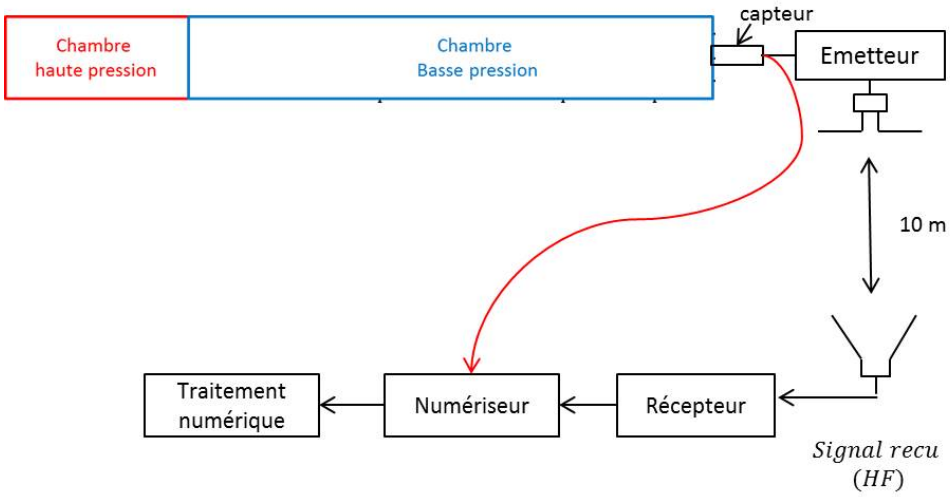


FIGURE 4.4 – Schéma d'implantation du système de transmission sans fil sur tube à choc

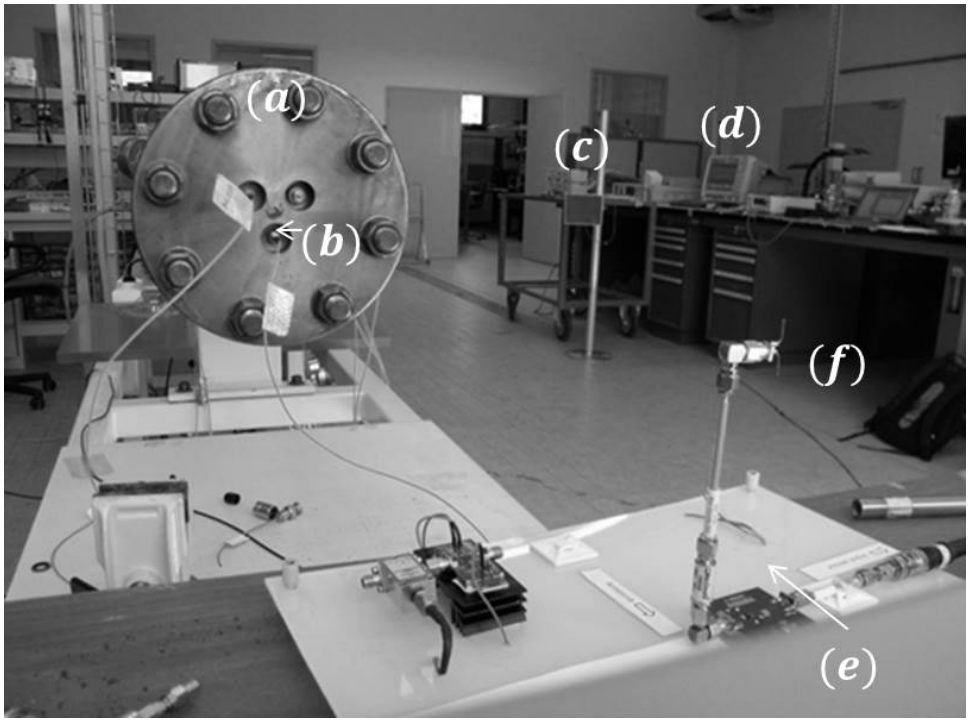


FIGURE 4.5 – Transmission sans fil sur tube à choc avec (a) fond du tube à choc, (b) capteurs de pression, (c) antenne réceptrice, (d) récepteur, (e) émetteur, (f) antenne émettrice

4.3.3 Résultats expérimentaux au tube à choc

Une fois le signal FM démodulé en fréquence et la caractéristique inverse du VCO appliquée on obtient le signal en tension appliqué à l'entrée du VCO. On tient compte ensuite de la sensibilité du capteur pour déduire la pression réfléchie. Les figures 4.6 et 4.7 illustrent les résultats obtenus par le système filaire et sans fil dans deux configurations différentes en bande passante du démodulateur FM.

La figure 4.6 montre le résultat du système filaire et du système sans fil utilisé avec une bande passante du démodulateur FM de 50 MHz. L'incertitude de mesure rajoutée par le système sans fil par rapport au filaire est négligeable (inférieure à l'incertitude de

mesure du capteur donnée par sa documentation constructeur qui est de l'ordre de 5%). En revanche un biais statique mesuré à 2.8 % est présent. Celui ci est lié à l'erreur sur l'approximation de la caractéristique tension-fréquence du VCO mesurée lors de la phase de calibrage. On peut facilement corriger ce biais en compensant la caractéristique inverse du VCO utilisée lors de la démodulation FM.

La figure 4.6 montre le système sans fil utilisé avec une bande passante du démodulateur FM 250 MHz. L'incertitude rajoutée par le système sans fil est de 1.8 %. Cette erreur vient de l'incertitude de mesure introduite lors de la détermination de la fréquence instantanée du signal. Le biais statique sur le signal de mesure est estimé à 2.3 %. Celui ci est du à l'erreur sur l'approximation de la caractéristique tension-fréquence du VCO mesurée lors de la phase de calibrage.

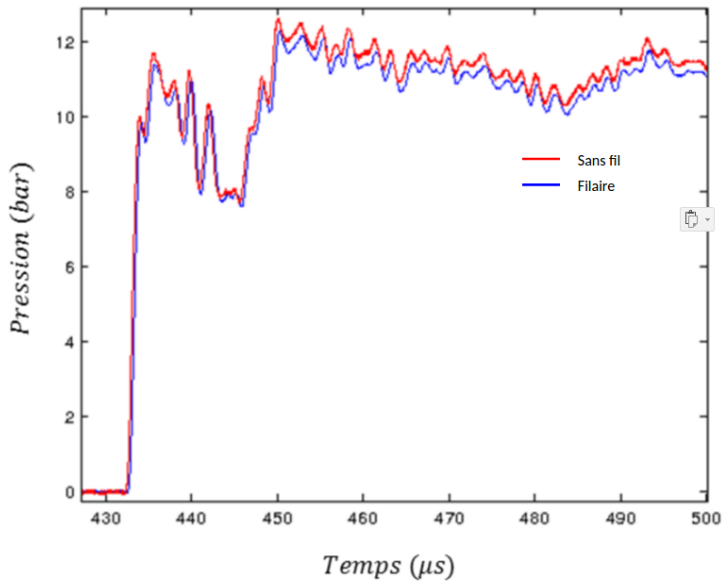


FIGURE 4.6 – Mesure de la pression réfléchie en utilisant le système filaire et le système sans fil avec une bande passante du démodulateur de 50 MHz

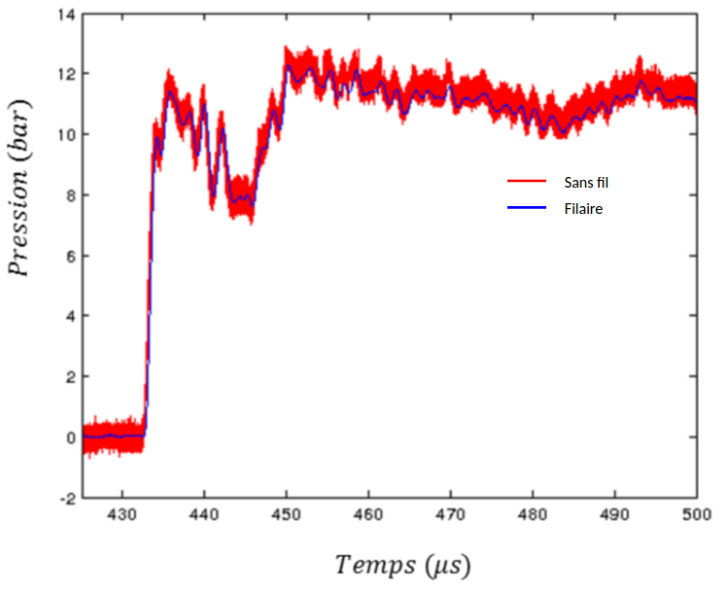


FIGURE 4.7 – Mesure de la pression réfléchie en utilisant le système filaire et le système sans fil avec une bande passante du démodulateur de 250 MHz

Le tableau 4.2 regroupe les performances de mesure pour les deux configurations du système sans fil utilisées. Un compromis entre incertitude de mesure et bande passante devra être trouvé. Plus la bande passante augmente, plus l'incertitude du démodulateur numérique augmente car l'estimation de la fréquence se fait sur une fenêtre temporelle plus faible.

TABLEAU 4.2 – Synthèse des performances du système sans fil

	Bande passante du démodulateur 50 MHz	Bande passante du démodulateur 250 MHz
Biais statique	2,8%	2,3%

4.4 Campagne d'expérimentations d'évaluation du système en conditions extrêmes

4.4.1 Objectifs

Les performances de la liaison sans fil en termes de bilan de puissance et de bande passante ont été validées via les expérimentations menées dans la section précédente. Il s'agit dans cette partie de mesurer la pression au sein de la boule de feu lors d'une explosion. Cette campagne d'expérimentations a pour objectifs principaux :

— la mesure des perturbations éventuelles sur la transmission sans fil,
— l'évaluation des performances de la chaîne de mesure sans fil,
— la détermination de l'erreur de mesure de la chaîne de mesure dynamique.

4.4.2 Dispositif expérimental

L'antenne du système de transmission sans fil est placé en haut d'un mât d'instrumentation se situant à 1,3 m de l'explosif. Différents capteurs sont mis en place lors de cette campagne d'expérimentations. Le tableau 4.3 synthétise l'ensemble du matériel utilisé ainsi que son emplacement sur la dalle de tir. Un capteur de type PCB Tourmaline 134A24 P1 est monté sur le mât d'instrumentation à 1 m du centre de la charge. Un capteur de référence de type PCB 113A24 est placé à la même distance de l'explosif afin de comparer les résultats mesurés. Un capteur Müller PVDF avec le conditionneur amplificateur de charge précédemment réalisé est monté en P5. Le capteur de référence P4 sont placés à 1,6 m du centre de l'explosif. L'explosif utilisé est une charge sphérique de TNT de 1 kg. Le rayon limite de la boule de feu générée lors de l'explosion de cette charge est de 1,54 m. L'évolution temporelle de la boule de feu est présentée en annexe figure A.20 à partir du dépouillement des images de vidéos numériques rapides. La boule de feu arrive à l'antenne dans la décroissance du signal de pression. Les conditions de pression et de température sont estimées à partir de calculs hydrodynamiques Alexia. La figure 4.8 présente le dispositif expérimental mis en place pour les expérimentations. Les capteurs et leur supports sont placés autour de l'explosif afin de mesurer la pression de l'onde de choc à différentes distances. La potence permet de suspendre la charge à la hauteur souhaitée. Des câbles enterrés relient cet emplacement à la salle de commande dans laquelle

se trouvent les baies d'acquisition ainsi que le personnel. Par ailleurs, les capteurs utilisés sont protégés par une protection thermique pour ralentir l'effet du pic de température qui arrive en même temps que le pic de pression.

TABLEAU 4.3 – Positionnement de capteurs mis en place

Désignation	Capteur	Conditionneur
P1	Tourmaline et syst. sans fil	Inline ICP
P2	PCB-ref (113A24)	ICP
P5	Müller 2021	Ampli LAAS 10 pF
P4	PCB-ref (113A24)	ICP
Cam1	Caméra ultra-rapide	-
Cam2	Caméra ultra-rapide	-

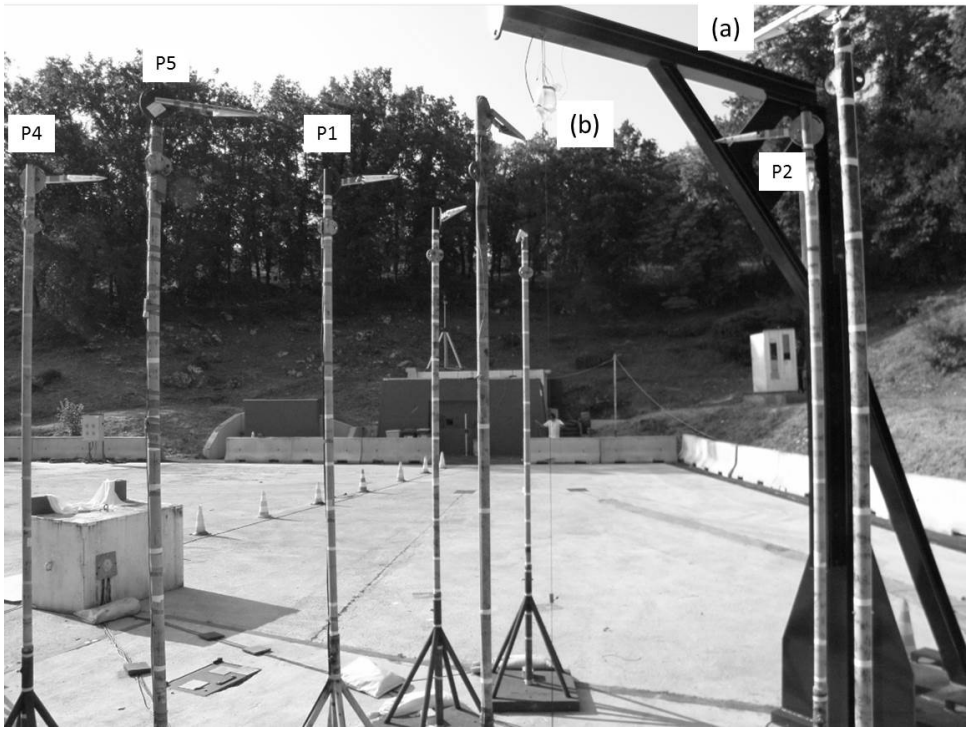


FIGURE 4.8 – Vue du site d'expérimentation avec explosif; avec (P1-P5) les différent mâts, (a) la potence et (b) l'emplacement de la charge explosive

4.4.3 Résultats

4.4.3.1 Évaluation de la transmission sans fil sans capteur

L'expérience n°1 a pour objectif de quantifier les perturbations éventuelles sur la transmission sans fil liées à la présence de la boule de feu et de l'environnement extrême pouvant s'accompagner d'un front de ionisation. L'amplitude du signal reçu au cours de l'explosion ainsi que la fréquence du signal démodulé sont les deux paramètres clés étudiés. Pour réaliser cette première étude sans capteur, l'émetteur sans fil émet un signal à fréquence fixe de 6 GHz, afin de simuler la porteuse transmettant la mesure. Toute variation de ce signal en fréquence ou en amplitude est liée aux perturbations du milieu environnant. La figure 4.9 présente le schéma du dispositif expérimental mis en place pour l'expérimentation n°1. La chaîne de réception est protégée dans la salle de commande et

l'antenne de reception est positionnée devant le bunker. Le signal de commande du VCO de l'émetteur est numérisé afin de servir de référence. La mise en marche de l'émetteur est activée à distance, à l'aide d'un câble, une fois que le personnel est dans la salle de commande pour des raisons de sécurité.

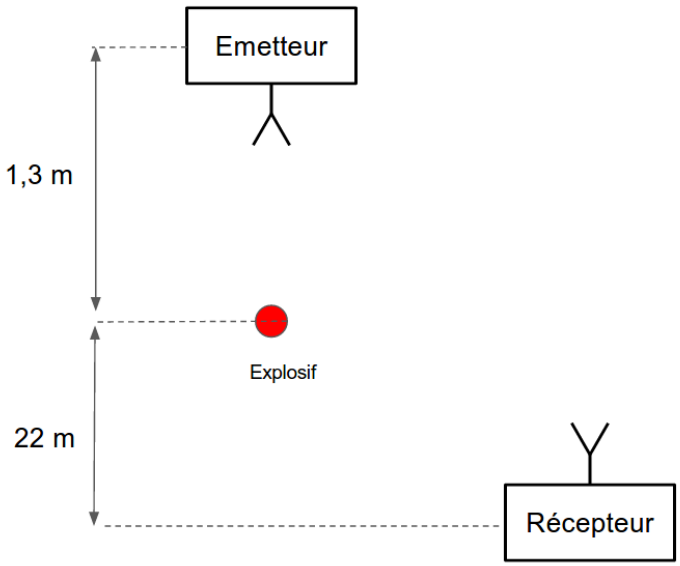


FIGURE 4.9 – Schéma d'implantation du système de transmission sans fil sans capteur.

La figure 4.10 montre des images de l'explosion et l'expansion de la boule de feu de 0 à 20 ms après l'explosion. On est limité à 20 ms à cause de la profondeur mémoire de l'oscilloscope. La boule de feu (BDF) s'étend jusqu'à son rayon maximal de 1,6 m, l'onde de choc se détache et continue sa propagation. La boule de feu se consume et finie par s'éteindre. La figure 4.10(c) présente la boule de feu au niveau du capteur P1. A cet instant là, l'émetteur du système sans fil n'est pas dans la boule de feu. En revanche, la boule de feu se trouve sur le chemin direct de l'onde électromagnétique émise par l'émetteur. A partir des instants représentés par la figure 4.10(d) jusqu'à la figure 4.10(f), le système sans fil est entièrement dans la boule de feu. Le système est alors soumis à des conditions extrêmes de pression, de température ainsi qu'à de fortes vibrations suite au passage de l'onde de choc. L'annexe A.6.4 donne les mesures de capteurs présents lors de l'expérimentation. Une comparaison des résultats de mesure et ceux obtenus lors d'une simulation numérique est également présentée. Enfin l'exploitation des images de l'explosion a permis de déterminer l'évolution temporelle du rayon de la boule de feu. Le tableau 4.4 présente la chronologie de l'explosion. Le temps, le numéro de la figure correspondante, le rayon approximatif de la boule de feu ainsi que la position du système sont répertoriés par ordre chronologique d'apparition. Les conditions extrêmes de pression (P), température (T) ainsi que de vibrations (V) sont référencées. Enfin, une analyse des signaux reçus permet de quantifier les perturbations en amplitude et en fréquence représentées respectivement par (A) et (F) dans le tableau 4.4.

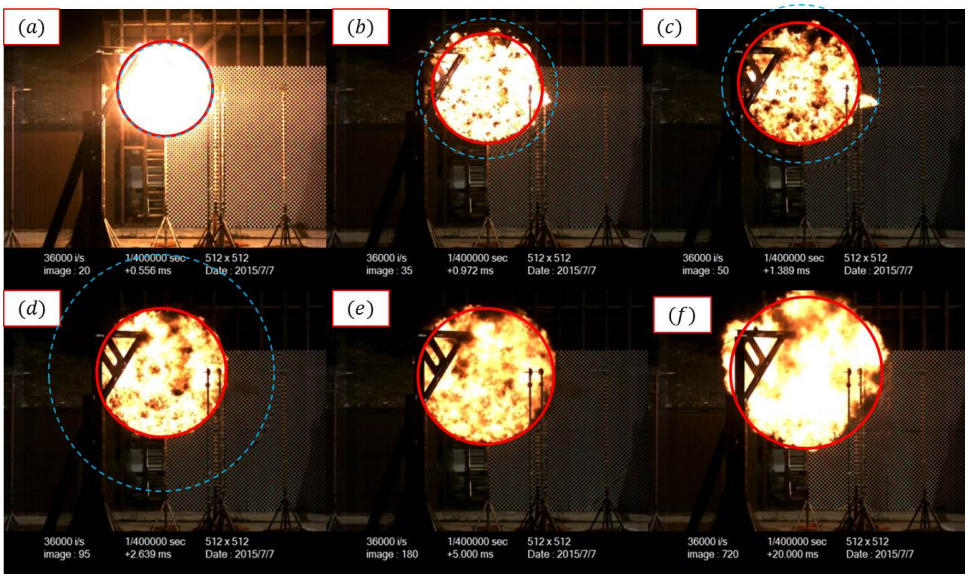


FIGURE 4.10 – Images extraites des vidéos ultra-rapides prises au cours de l'explosion n°1. Un cercle rouge représente le rayon de la boule de feu et le cercle bleu présente le front d'onde de choc.

TABLEAU 4.4 – Chronologie de l'explosion n°1

Temps (ms)	Figure 4.10	Rayon (m) de la BDF	Syst. dans la BDF	Conditions extrêmes	Perturbations signal HF
≤ 0,5	-	≤ 1 m	non	aucune	aucune
0,56	(a)	≃ 1 m	non	aucune	aucune
0,97	(b)	1,1 m	non	(T,P)	aucune
1,39	(c)	1,2 m	non	(T,V)	A
2,64	(d)	1,4 m	oui	(T,V)	A
5,00	(e)	1,5 m	oui	(T,V)	A
20,0	(f)	1,6 m	oui	(T,V)	(A,F)

Les figures 4.11 et 4.12 représentent les différents signaux issus du processus de démodulation numérique du sytème de mesure sans fil. Sur ces figures sont synchronisés (cercle rouge avec une lettre) les instants clés de l'explosion du tableau 4.4 et de la figure 4.10. La figure 4.11 montre la première partie du signal de 0 à 15 ms. Durant cette phase, l'émetteur est dans la boule de feu à partir de la figure 4.10(d) mais aucune perturbation n'est présente sur le signal. Seule une variation de fréquence de l'ordre de 0,15 MHz, liée à la résolution de l'algorithme de démodulation, est présente sur la figure 4.11(d). L'écart relatif par rapport à la fréquence de la porteuse est de l'ordre de 1 %, il est acceptable pour l'application visée et n'est pas lié à la présence de la boule de feu.

La figure 4.12 représente les différents signaux issus du processus de démodulation numérique sur la fenêtre temporelle de 10 à 30 ms. Durant cette phase, l'onde de choc s'est totalement détachée de la boule de feu, la pression dans celle-ci est proche de la pression atmosphérique initiale. En revanche, la température reste élevée, car elle est liée à la présence des gaz chauds de la postcombustion des produits de détonation avec l'oxygène de l'air. Des vibrations relativement importantes des mâts d'instrumentation ainsi que des câbles de mesure sont présentes suite au passage de l'onde de choc et des principales ondes réfléchies. On note sur la figure 4.12(b) une forte atténuation (jusqu'à -15 dB) sur

la puissance du signal reçu à 14 et 17 µs. En revanche, la fréquence du signal démodulé reste relativement stable, seul un pic d'amplitude de 20 MHz, soit 20 % de la fréquence de la porteuse, est présent au temps t = 27 ms. Cette variation est liée à la démodulation numérique. En effet, à partir d'un certain seuil du signal à démoduler, l'algorithme de démodulation n'est plus en mesure de démoduler le signal de manière optimale. Cette variation ne semble donc pas provenir de la présence de la boule de feu, mais d'une limite du système. L'erreur est causée par les fluctuations de fréquence du VCO et par l'erreur commise par le programme lors de la démodulation numérique. Cette erreur fait donc partie des limites intrinsèques du système de transmission sans fil développé qui ont été étudiées dans la partie précédente.

Par ailleurs, les variations d'amplitude ne sont pas présentes durant la première phase du signal de 0 à 5 ms malgré la présence du système dans la boule de feu. Cela signifie que la boule de feu est transparente pour le système de transmission sans fil. Les perturbations lors de l'explosion liées aux fortes vibrations des mâts d'instrumentation peuvent expliquer la variation en amplitude du signal reçu durant l'explosion [4, 5]. Des mesures complémentaires avec un émetteur totalement intégré dans le même boîtier que celui du capteur permettront de valider cette hypothèse.

Notons que pour le système de mesure sans fil développé, seules les perturbations sur la fréquence de la porteuse engendrent du bruit sur la mesure une fois le signal démodulé [3]. L'expérience n°1 a permis de vérifier la fonctionnalité du système de transmission sans fil en environnement extrême.

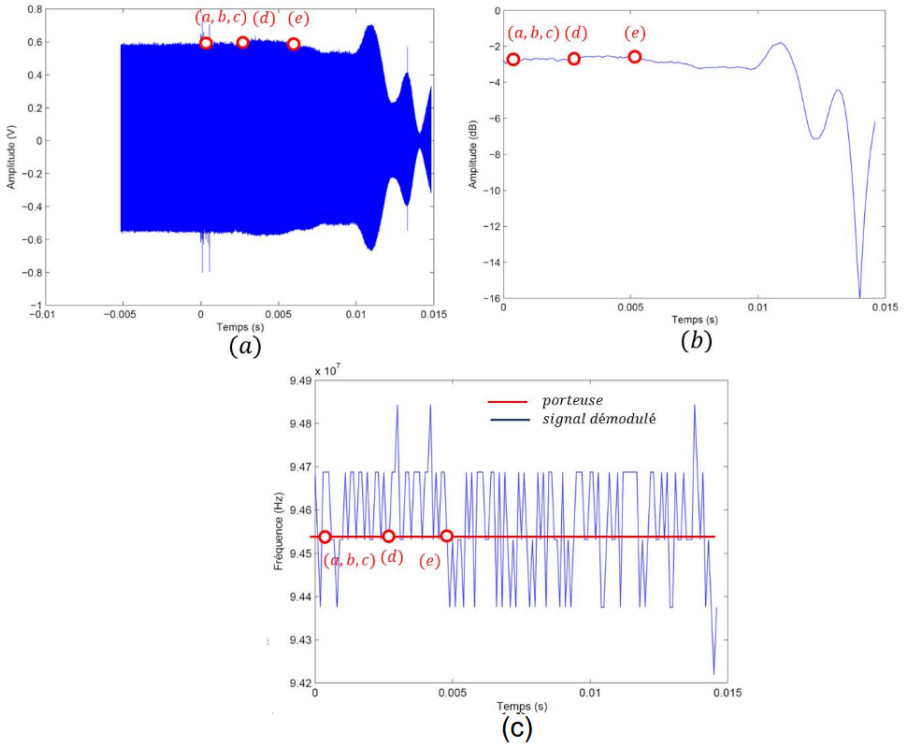


FIGURE 4.11 – Traitement du signal reçu de 0 à 15 ms . (a) Signal modulé en fréquence ; (b) Amplitude du signal reçu ; (c) Signal démodulé en fréquence

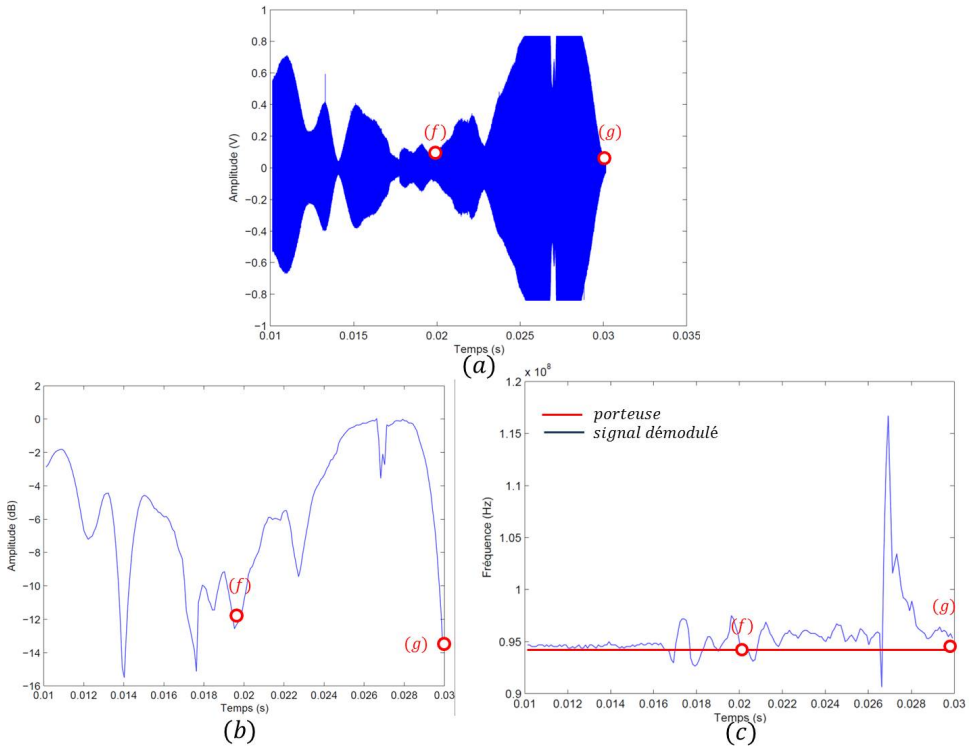


FIGURE 4.12 – Traitement du signal reçu de 10 à 30 ms. (a) Signal modulé en fréquence ; (b) Amplitude du signal reçu ; (c) Signal démodulé en fréquence

4.4.3.2 Évaluation de la transmission sans fil avec capteur

La possibilité de transmettre un signal à travers la boule de feu a été démontrée précédemment. Le capteur PVDF P1 (Müller M60) est cette fois-ci directement relié à l'émetteur. Le conditionneur utilisé est l'amplificateur de charge précédemment réalisé afin d'éviter la désadaptation d'impédance entre le conditionneur commercial et le circuit RF ainsi que de minimiser l'encombrement de la solution. Le schéma du dispositif expérimental est présenté sur la figure 4.13. Cette figure donne juste une indication sur les distances relatives du capteur et de la charge. Le positionnement exact sur la dalle n'est pas celui mentionné par les figures et peut varier d'une manipulation à l'autre. La disposition de l'ensemble des autres capteurs reste identique à celle de l'expérimentation précédente selon le tableau 4.3. Le signal de mesure de sortie du capteur est également acheminé par câble jusqu'au numériseur de la salle de commande afin de servir de référence. Le dispositif est mis en marche une fois que tout le personnel est rentré dans la salle de commande. Différentes images chronologiques de l'explosion n°2 sont présentées sur la figure 4.14. Les instants capturés correspondent aux moments où l'onde de choc arrive et dépasse respectivement les mâts d'instrumentation du capteur P1 et du capteur P2 (figure 4.14(c,d)).

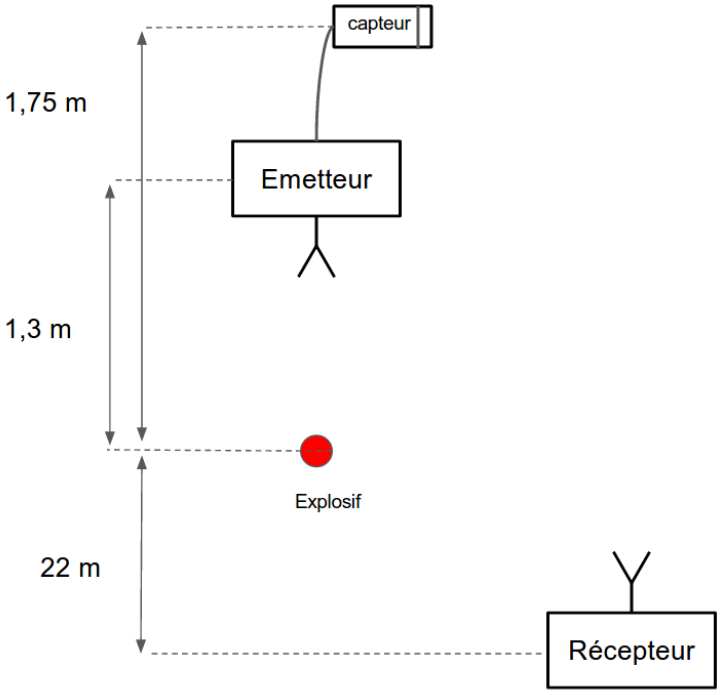


FIGURE 4.13 – Schéma d'implantation du système de transmission sans fil avec capteur

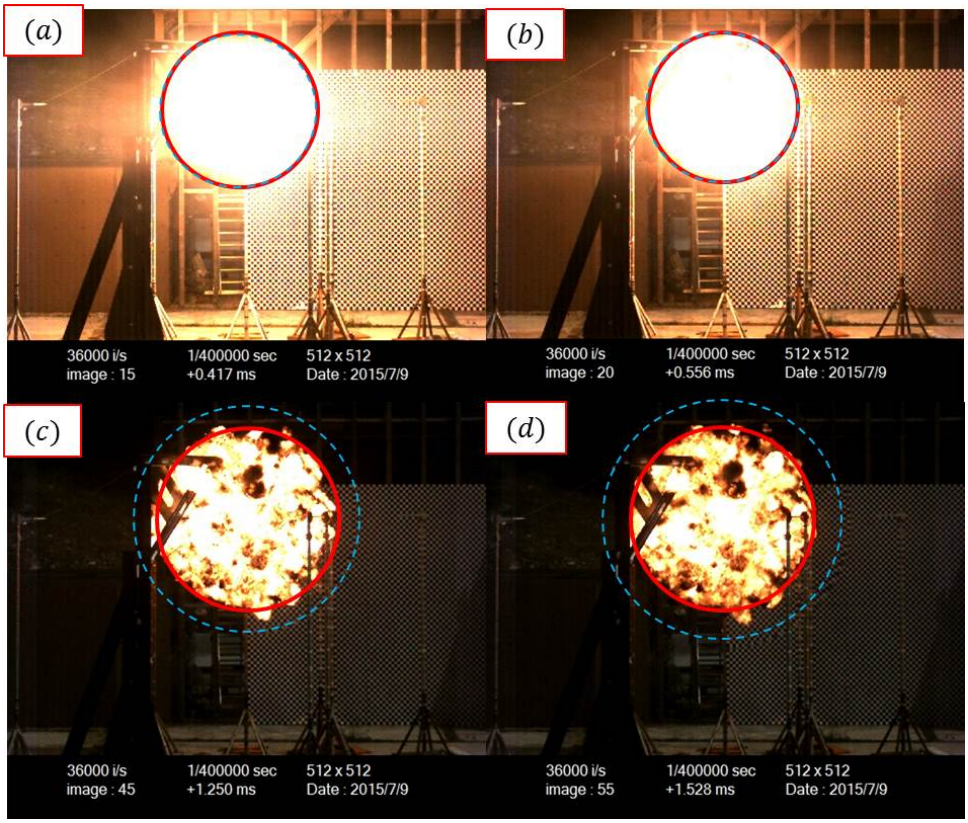


FIGURE 4.14 – Images extraites des vidéos ultra-rapides prises au cours de l'explosion n°2. Un cercle rouge représente le rayon de la boule de feu et le cercle bleu présente le front d'onde de choc.

Du début de l'explosion jusqu'au moment où le rayon de la boule de feu atteint P1, le système de transmission sans fil n'est pas dans la boule de feu (figure 4.14(c)) et aucune

perturbation n'est à noter sur le signal de mesure. La boule de feu continue de s'étendre jusqu'à son rayon limite de 1,6 m et atteint P5 (figure 4.14(d)). Durant cette phase, l'émetteur est entièrement recouvert par la boule de feu. La pression arrivant sur le capteur est mesurée et le signal de mesure transmis instantanément d'abord en champ libre, puis dans la BDF lors de la phase de détente. Le tableau 4.5 permet de résumer chronologiquement les principaux évènements cités. La figure 4.15(a) montre le signal modulé en fréquence et la figure 4.15(b) le signal démodulé en fréquence. Les cercles rouges (indexés par une lettre) indiquent les moments clés de l'explosion qui sont référencés dans le tableau 4.5 et sur la figure 4.14.

TABLEAU 4.5 – Chronologie de l'explosion 2

Temps (ms)	Figure 4.14	Rayon (m) de la BDF	Syst. dans la BDF	Conditions extrêmes	Perturbations signal HF
≤ 0.40	-	≤ 1m	non	non	non
0,50	(a)	1 m	non	non	aucune
0,56	(b)	1,1 m	non	(T,P)	aucune
1,25	(c)	1,6 m	oui	(T,V)	A
1,60	(d)	1,6 m	oui	(T,V)	A

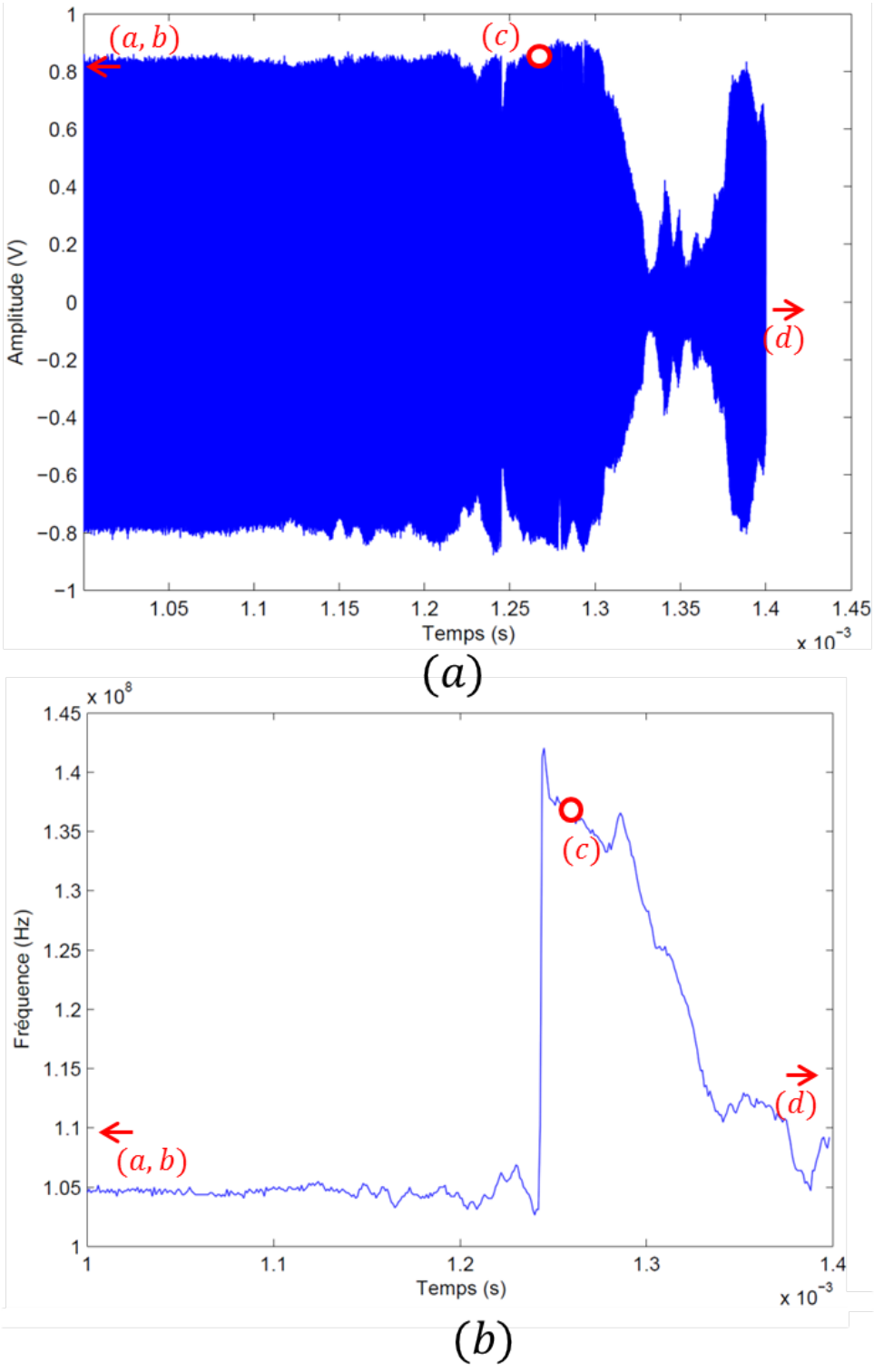


FIGURE 4.15 – (a) Signal modulé en fréquence ; (b) Signal démodulé

4.4.3.3 Robustesse du système sans fil

La figure 4.16(a) montre le système sans fil avant l'expérience de détonique. La figure 4.16(b) montre le système après l'explosion. Un dépôt de suie vient recouvrir l'intégralité du dispositif. Le dispositif reste entièrement fonctionnel sans subir de dysfonctionnement notable sur la transmission du signal. L 'émetteur n'était pas intégré dans un boîtier, ce qui pouvait le rendre vulnérable face à l'environnement extrême présent lors de la me-

sure. Par ailleurs, afin d' éviter le dépôt de suie sur le VCO celui-ci pourra être intégré dans un boîtier hermétique ou recouvert d'une résine isolante. Une déformation notable de l'alignement des brins de l'antenne dipôle demi-onde a été constatée (4.16(c)). Cependant, la déformation de l'antenne émettrice au cours de la mesure n'a pas généré de perturbations sur le signal transmis grâce à la modulation FM [1, 2]. Cette déformation entraîne une variation d'amplitude mais pas de fréquence donc la mesure du signal ne sera pas perturbée. Il faudra s'assurer cependant que la sensibilité du capteur piézoélectrique n'a pas changé entre deux tirs consécutifs.

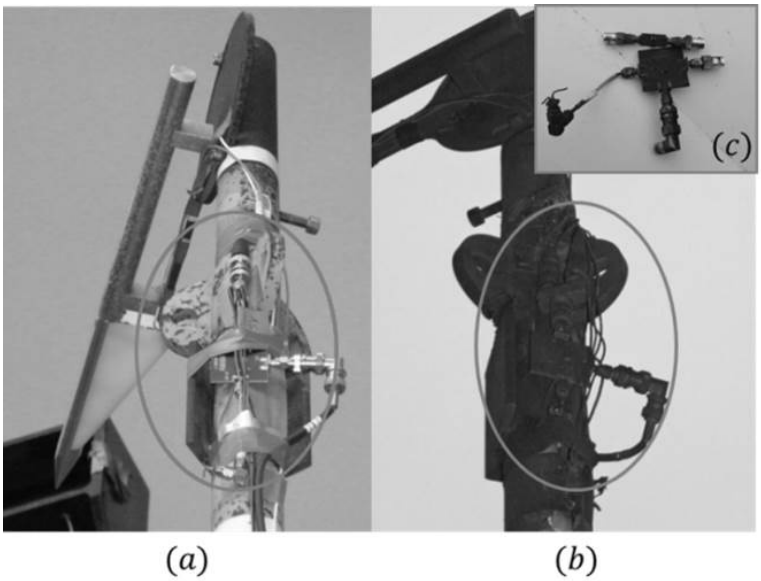


FIGURE 4.16 – Système sans fil utilisé durant l'expérience de détonique. (a) Avant explosion; (b) Après explosion; (c) Zoom sur la carte électronique

4.5 Conclusion

Cette dernière partie a permis d'évaluer le système de transmission sans fil étape par étape pour la mesure dynamique de pression en environnement extrême. Une première expérimentation a permis de tester la capacité du système à transmettre sur une distance de 80 m des signaux avec des fronts de montée de 6 ns avec une incertitude de mesure de 5.8 %. La mise en place de la technique du calibrage temps réel permet de diminuer le biais de mesure. L'expérimentation au tube à choc a permis de valider la capacité du système à transmettre des signaux issus d'un capteur de pression.

Le système sans fil développé a été également testé dans un environnement extrême via deux campagnes de mesure en détonique. Ces expérimentations ont permis de valider la transmission d'une onde électromagnétique de 6 GHz à travers une boule de feu. La transmission d'un signal de mesure a été réalisée. Cependant au moment de ces expérimentations, le système sans fil ne comportait pas encore de calibrage temps réel ce qui a conduit à des erreurs importantes sur l'estimation du pic de surpression.

Une étude plus approfondie de la robustesse du système dans environnement sévère ainsi que la répétabilité du système devront être réalisées de manière plus approfondie. De plus, au vu de la complexité de mise en place d'une expérimentation de détonique, une expérimentation à échelle réduite étant plus facile à mettre en place permettrait de pouvoir réaliser de nombreux tests et ainsi pouvoir caractériser la robustesse et la répétabilité du système de manière efficace.

Une autre perspective de la thèse serait de refaire les mesures avec le système comportant le calibrage temps réel afin de pouvoir revenir à une mesure de la pression. La décorrelation de la réponse fréquentielle de la chaîne de mesure devra aussi être mise en place ainsi que l'estimation de l'erreur de mesure sur la valeur du pic de surpression.

4.6 Références

[1] C. Balanis. *Antenna Theory : Analysis and Design, 3rd Edition*. Wiley-Interscience, 2005. 126

[2] C. Beard and W. Stallings. *Wireless Communication Networks and Systems*. Pearson Education Limited, 2015. 126

[3] M. Dominguez. Emetteur radio fréquence. *Techniques de l'ingénieur*, 1995. 121

[4] P. L. Walter. Air blast and the science of dynamic pressure measurements. Technical report, PCB Piezotronics, 2005. 121

[5] P. L. Walter. Shock and blast measurement - rise time capability of measurement systems. Technical report, PCB Piezotronics, 2005. 121

Conclusion générale

Contributions de la thèse

Élément sensible et conditionneur

Certains signaux de pression ont un spectre en fréquence le plus souvent supérieur à la bande passante de la chaîne de mesure. En adoptant un modèle théorique de la chaîne de mesure, il est possible de les quantifier exactement permettant ainsi une meilleure interprétation des résultats. La connaissance de sa fonction de transfert est primordiale pour pouvoir interpréter et corriger de manière fiable les signaux de mesure. L'augmentation de la fréquence de coupure haute n'est pas le seul paramètre à prendre en compte. La fréquence de résonance, le facteur de qualité et la fréquence de coupure basse sont autant de paramètres importants.

Des solutions de traitement de signaux permettent d'améliorer les signaux de mesure de façon plus ou moins significative. Il y a un compromis à trouver entre l'amplitude des oscillations parasites et la restitution temporelle de l'échelon de pression. Des méthodes de traitement de signal de déconvolution plus avancées comme la résolution de problèmes inverses semblent fournir un compromis optimal entre performances dynamiques et réduction des oscillations parasites. La principale limite de cette méthode se trouve dans la détermination précise de la réponse fréquentielle. Celle-ci n'est pas toujours aisée à déterminer et peut varier d'un montage à un autre, à cause de la propagation de l'onde acoustique dans le support notamment.

La modélisation électrique d'un capteur de pression piézoélectrique à plusieurs couches a été réalisée. L'étude de l'influence de ces couches sur la réponse fréquentielle du capteur a permis de déterminer des règles élémentaires de conception. Une miniaturisation de l'épaisseur de la transduction piézoélectrique est nécessaire en vue d'augmenter sa fréquence de résonance. En revanche, l'étude a également permis de montrer que la couche de protection thermique ainsi que le support et le boîtier du capteur doivent être judicieusement choisis en vue de conserver des performances dynamiques optimales. Enfin, grâce au tube à choc, une comparaison de capteurs commerciaux a pu être réalisée. Le capteur Müller est un bon candidat pour la mesure de surpression aérienne notamment pour sa réponse temporelle extrêmement rapide, mais présente malgré tout une fréquence de coupure basse élevée. Il est à noter qu'en prenant en compte le défilement de l'onde de choc sur la surface du capteur lors d'une mesure incidente il est alors physiquement inévitable d'avoir un temps de monté sur le signal mesuré. Ce temps de monté étant lié à la dimension du capteur et à la vitesse de l'onde de choc.

Transmission sans fil

Cette thèse a permis de montrer qu'une solution de mesure sans fil peut être une alternative à la solution filaire pour la transmission d'un signal de mesure ultra-rapide dans une boule de feu lors d'une explosion. Une estimation de l'incertitude de mesure reste à réaliser. Cette analyse permettra d'évaluer la fiabilité du système sans fil développé dans cette thèse.

L'objectif visé sur la bande passante du système de mesure sans fil était de 1 MHz. Cet objectif est globalement atteint. En effet le système de transmission sans fil développé présente une bande passante entre 10 et 50 MHz selon la configuration choisie. Concernant la mesure à basse fréquence il est à noter que la transmission sans fil peut transmettre un signal jusqu'à une fréquence nulle (signal continu). Cependant lors de la mise

en oeuvre du système , le capteur et conditionneur utilisés avaient une fréquence de coupure basse non nulle filtrant ainsi les composantes continues du signal à mesurer. Pour la suite, le travail sur la fréquence de coupure basse d'un capteur est à améliorer et n'a pas pu être traité dans cette thèse.

Concernant l'erreur de mesure , le système sans fil proposé est compatible avec une erreur maximale admissible de 5%. Cependant il est à noter qu'un compromis entre bande passante et erreur de mesure est à trouver. Pour cela la suite de cette étude pourra permettre de mettre en équation l'erreur de mesure en fonction de la bande passante et ainsi permettre de trouver un régime optimal en fonction des objectifs de l'application visée.

La gamme de pression visée de 1 à 100 bar ne semble pas poser de problème concernant la transmission sans fil et le capteur de pression utilisé.

La température et les conditions extrêmes sont à prendre en compte. Le système développé dans cette étude permet par son aspect de transmission temps réel d'envoyer le signal de mesure avant de subir le choc de température pouvant influencer la qualité de la mesure voire même le détruire. Des solutions de calibration temps réel restent à développer afin de rendre le système plus robuste à des variations internes de température avant et pendant la mesure.

Par ailleurs, dans le cadre des expérimentations de la thèse, la transmission d'un signal électromagnétique à travers la boule de feu est possible sans perturbation notable sur l'information transmise codée en variation de fréquence (FM).

De plus, la volonté d'avoir des capteurs ayant une bande passante de plus en plus étendue pour mesurer des régimes ultra-rapides se heurte à une limitation physique. En effet, un compromis entre bande passante et incertitude de mesure existe. Plus la bande passante de la chaîne de mesure est importante, plus l'erreur commise sur l'estimation de la grandeur physique à mesurer est importante. Un point de fonctionnement optimal a été trouvé pour une bande passante de 150 MHz et 250 MHz, et pourra être adapté selon l' application donnée.

Afin de diminuer les erreurs systématiques de mesure liées aux biais introduits sur la sensibilité du VCO, une phase de calibrage est nécessaire avant la mesure.

Les perspectives de la thèse

A court terme

La principale limite du système sans fil est la nécessité de réaliser des phases de calibrage du VCO avant la mesure pour pouvoir démoduler le signal et accéder au signal de pression. Cette phase de calibrage peut être, dans le futur, automatisée et intégrée directement dans l'émetteur sans fil. Le signal de calibrage généré devra quant à lui avoir une incertitude de mesure inférieure à 1% afin de permettre une bonne approximation de la caractéristique du VCO et éviter l'apparition d'un biais statique lors de la mesure.

Pour finaliser l'étape de calibrage du système il reste à définir le type de signal de référence à utiliser afin de minimiser l'erreur de mesure. Une fois ce signal de référence choisi, il faudra être en mesure de pouvoir synthétiser ce signal de manière reproductible et de le déclencher juste avant l'explosion. Pour cela un système de déclenchement à distance synchronisé sur le déclencheur de l'explosif devra être mis en place. Afin de pouvoir augmenter la précision de mesure en environnement extrême, il serait intéressant de penser à un système de calibration temps réel pendant la mesure. Par exemple avec une architecture mettant en jeu deux composants de type VCO, un servant à la modulation du signal de mesure et un servant de référence de fréquence. Cette architecture pourrait permettre d'être insensible à une fluctuation de la température du système pendant la mesure et

pouvoir ainsi réaliser des mesures en environnement extrême durant un temps de mesure effective plus important.

Par ailleurs, pour la mesure de la phase de détente, l'architecture du conditionneur reste à améliorer. Un travail sur l'optimisation de sa fréquence de coupure basse permettra de mesurer fidèlement le signal de pression lors de la phase de détente. En effet, pouvoir mesurer précisément les phénomènes au temps courts tels que le front de montée et le pic de surpression mais aussi les phénomènes au temps longs tel que la phase de décroissance du signal de pression, permettrait d'estimer précisément l'impulsion du signal.

Afin d'étudier plus rigoureusement la durée de vie et la fiabilité du système de mesure développé, une étude devra être menée afin de prendre en compte notamment les pertes de performances si le système de mesure est réutilisé d'un tir à l'autre.

Enfin, le système étant actif, une source d'alimentation est nécessaire. Aujourd'hui le système est alimenté via des câbles, mais ces derniers pourraient être remplacés par une batterie miniature intégrée dans le capteur le rendant ainsi autonome en énergie. Une télécommande pourrait aussi être développée afin de mettre le système sous tension à distance.

A long terme

Le dispositif sans fil réalisé s'adapte bien sur une structure de réseau de capteurs. Une analyse permettrait de déterminer les contraintes sur le nombre maximal de capteurs interrogeables simultanément par le système sans fil proposé. Ce réseau de capteurs sans fil permettrait l'étude au plus proche de l'explosion avec la possibilité de mesurer un nombre plus important de grandeurs physiques à différentes positions dans la boule de feu.

Les nouveaux développements sur les éléments sensibles ayant une bande passante supérieure à la dizaine de MHz pourront facilement être intégrés à la solution de transmission réalisée dans cette thèse afin d'acheminer de manière fiable le signal de mesure. Une thèse menée par Jérôme Riondet a pour objectif l'optimisation de ce capteur à membrane et à jauges de contraintes en silicium afin d'augmenter la bande passante du capteur au dessus de la dizaine de MHz.

Liste des publications issues de la thèse

Revues internationales à comité de lecture

— J. Fourmann, A. Coustou, H. Aubert, P. Pons, J. Luc, A. Lefrançois, M. Lavayssière, A. Osmont, "Remote Measurement of Peak Static Overpressure in Air Blast", in preparation for submission to Transactions on Instrumentation and Measurement

Congrès internationaux à comité de lecture et actes

— J. Fourmann, A. Coustou, H. Aubert, P. Pons, J. Luc, A. Lefrançois, M. Lavayssière, A. Osmont, "Remote Measurement of Peak Static Overpressure in Air Blast", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, June 26 - July 1, 2016.

— J. Fourmann, A. Coustou, H. Aubert, P. Pons, J. Luc, A. Lefrançois, M. Lavayssière, A. Osmont, "Wireless Sensors for the Incident Pressure Measurement in Air Blast", European Microwave Week, October 3-7, 2016.

— J. Fourmann, A. Coustou, H. Aubert, P. Pons, J. Luc, A. Lefrançois, M. Lavayssière, A. Osmont, "Wireless Pressure Measurement in Air Blast using PVDF sensors", IEEE Sensors, October 30 - November 2, 2016

Congrès nationaux

— J. Fourmann, A. Coustou, H. Aubert, P. Pons, J. Luc, A. Lefrançois, M. Lavayssière, A. Osmont, "Mesure ultra-rapide à distance et sans fil de la surpression aérienne en environnement extrême", Journées Nationales Microondes (JNM), Jun 2015.

Annexe A

Annexes

Sommaire

A.1 Schéma électrique des conditionneurs III
A.1.1 Amplificateur de charges III
A.1.2 Amplificateur de tension IV
A.2 Tabulation des fonctions de Bessel V
A.3 Caractérisation thermique du VCO VI
A.4 Définition du temps de montée et temps de réponse d'un signal temporel VII
A.5 Programme Matlab VIII
A.5.1 Calcul des pertes de propagation avec la prise en compte du sol . . VIII
A.5.2 Démodulation numérique VIII
A.6 Cahier d'expérimentation XI
A.6.1 Tir TAC 26/06/15 XI
A.6.2 Tir TAC 24/06/15 XIV
A.6.3 Tir TAC 01/07/15 XVII
A.6.4 Tir TNT 07/07/15 XX

A.1 Schéma électrique des conditionneurs

A.1.1 Amplificateur de charges

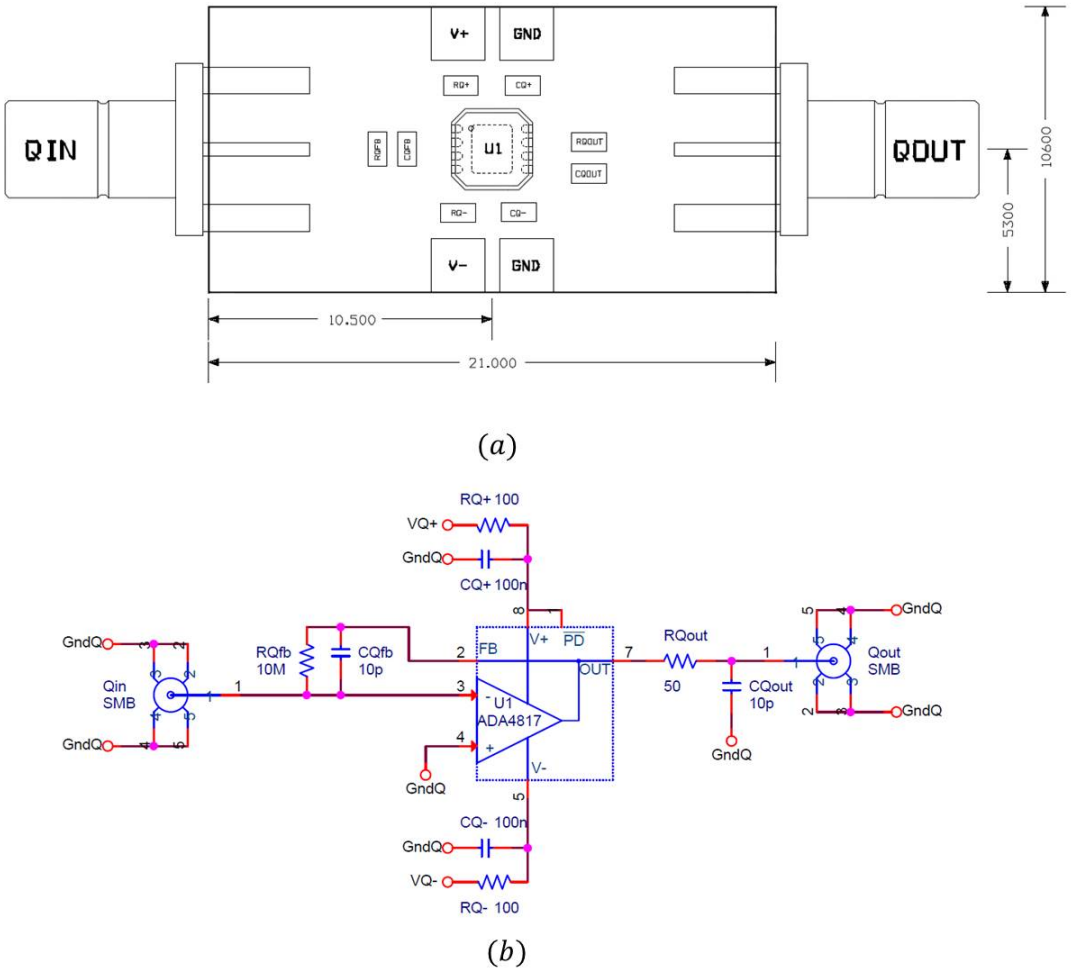


FIGURE A.1 – Schéma électrique de l'amplificateur de charges. (a) Plan d'implantation ; (b) Schéma électrique

A.1.2 Amplificateur de tension

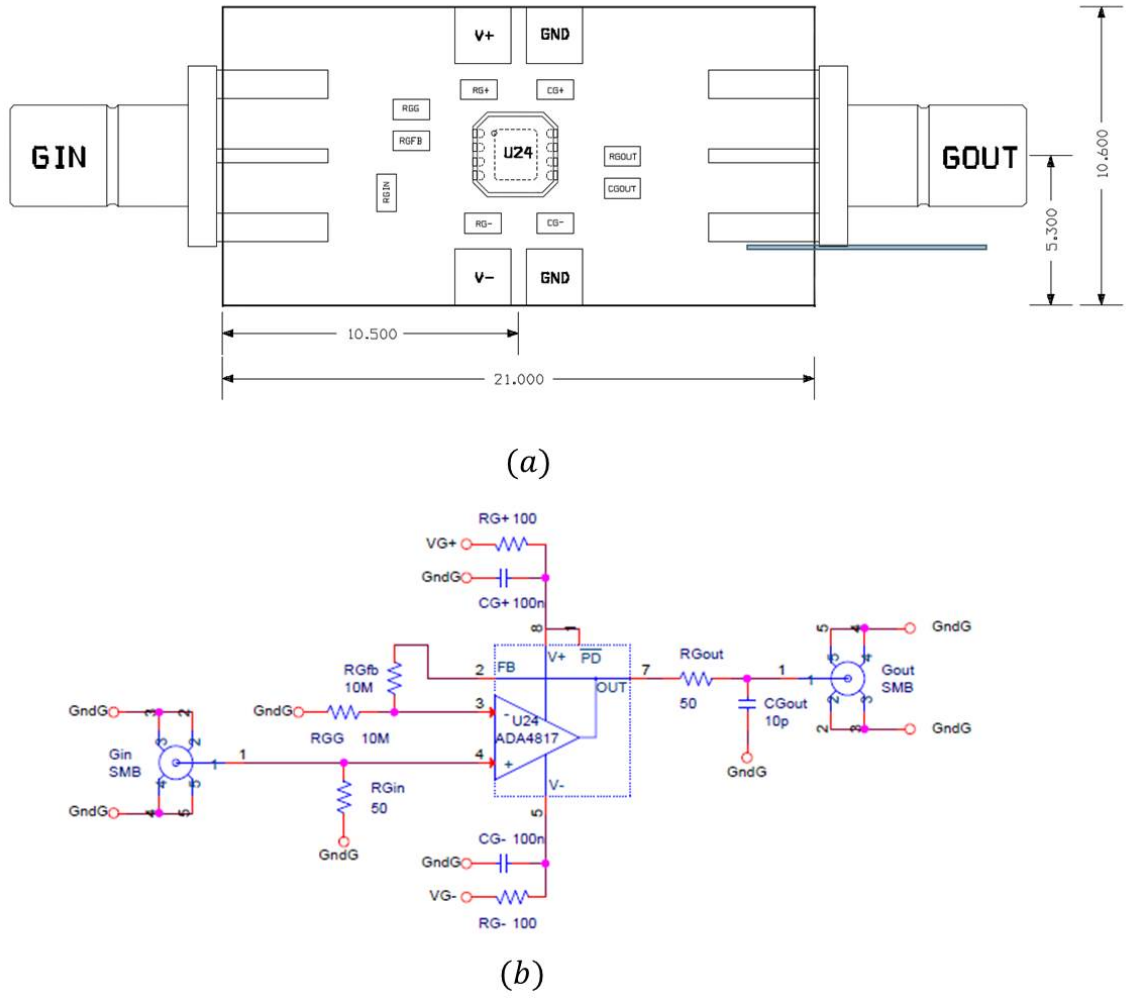


FIGURE A.2 – Schéma électrique de l'amplificateur de tension. (a) Plan d'implantation ; (b) Schéma électrique

A.2 Tabulation des fonctions de Bessel

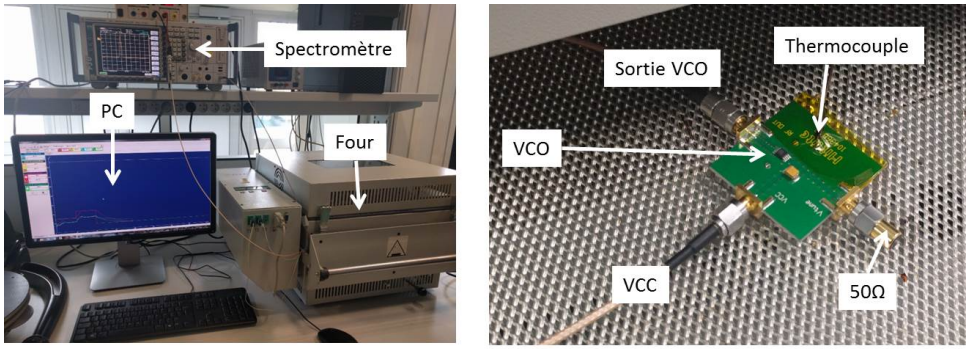
La tableau A.3 donne les valeurs des fonctions de Bessel pour différentes valeurs de l'indice de modulation.

m_f \ J	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7	J_8	J_9	J_{10}	J_{11}	J_{12}	J_{13}	J_{14}	J_{15}	J_{16}
0,00	1,00	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
0,25	0,98	0,12	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
0,5	0,94	0,24	0,03	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
1,0	0,77	0,44	0,11	0,02	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
1,5	0,51	0,56	0,23	0,06	0,01	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
2,0	0,22	0,58	0,35	0,13	0,03	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
2,5	-0,05	0,50	0,45	0,22	0,07	0,02	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
3,0	-0,26	0,34	0,49	0,31	0,13	0,04	0,01	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–
4,0	-0,40	-0,07	0,36	0,43	0,28	0,13	0,05	0,02	–	–	–	–	–	–	–	–	–
5,0	-0,18	-0,33	0,05	0,36	0,39	0,26	0,13	0,05	0,02	–	–	–	–	–	–	–	–
6,0	0,15	-0,28	-0,24	0,11	0,36	0,36	0,25	0,13	0,06	0,02	–	–	–	–	–	–	–
7,0	0,30	0,00	-0,30	-0,17	0,16	0,35	0,34	0,23	0,13	0,06	0,02	–	–	–	–	–	–
8,0	0,17	0,23	-0,11	-0,29	-0,10	0,19	0,34	0,32	0,22	0,13	0,06	0,03	–	–	–	–	–
9,0	-0,09	0,24	0,14	-0,18	-0,27	-0,06	0,20	0,33	0,30	0,21	0,12	0,06	0,03	0,01	–	–	–
10,0	-0,25	0,04	0,25	0,06	-0,22	-0,23	-0,01	0,22	0,31	0,29	0,20	0,12	0,06	0,03	0,01	–	–
12,0	0,05	-0,22	-0,08	0,20	0,18	-0,07	-0,24	-0,17	0,05	0,23	0,30	0,27	0,20	0,12	0,07	0,03	0,01
15,0	-0,01	0,21	0,04	-0,19	-0,12	0,13	0,21	0,03	-0,17	-0,22	-0,09	0,10	0,24	0,28	0,25	0,18	0,12

FIGURE A.3 – Fonctions de Bessel pour différents indices de modulation

A.3 Caractérisation thermique du VCO

Afin de caractériser la dépendance de la sensibilité du VCO en fonction de la température une expérimentation a été réalisée. Le VCO est placé dans un four contrôlé en température (A.4). La fréquence du VCO a été mesurée pour différents paliers de température dans la plage maximale du four de 20-110 °C. La figure A.5 montre l'écart de fréquence mesuré par rapport à la fréquence du VCO à la température de 20 °C. La variation de l'écart de fréquence en fonction de la température est linéaire. Une valeur de 1,1 MHz/°C a été obtenue.



(a) (b)

FIGURE A.4 – Montage expérimental pour mesurer l'influence de la température sur la sensibilité du VCO.

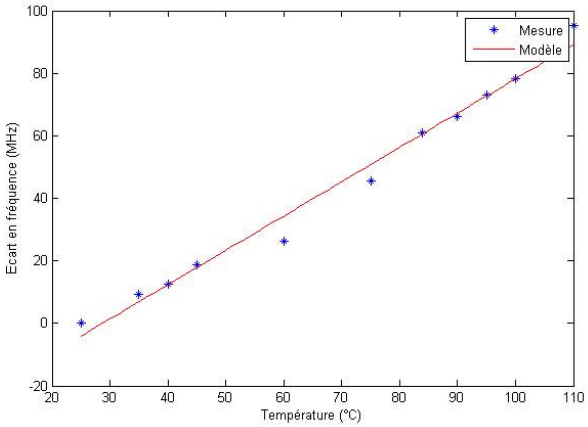


FIGURE A.5 – Écart de fréquence du VCO en fonction de sa température

A.4 Définition du temps de montée et temps de réponse d'un signal temporel

Le temps de montée et le temps de réponse lors de la réponse d'un système à une échelon sont définis de la manière suivante :

— temps de montée à 10-90% de la valeur palier du signal

— temps de réponse à ± 5% de la valeur palier du signal

La figure A.6 illustre comment sont mesurés ces temps.

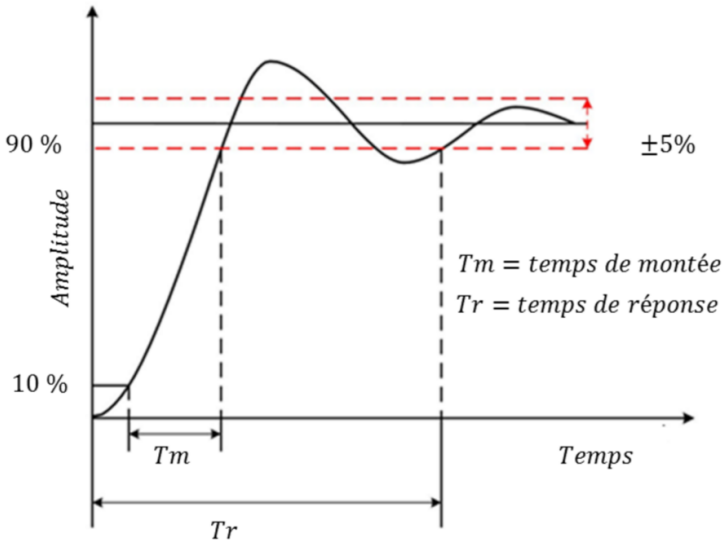


FIGURE A.6 – Représentation du temps de montée et du temps de réponse

A.5 Programme Matlab

A.5.1 Calcul des pertes de propagation avec la prise en compte du sol

```
function retvar=friis_equation_with_ground_presence(h1,h2,d,freq,er,pol)

% friis_equation_with_ground_presence(h1,h2,d,freq,er,pol)
% This function calculate the loss of a radio link with ground presence
% h1: Transmitting antenna elevation above ground.
% h2: Receiving antenna elevation above ground.
% d: Distance between the two antennas (projected onto ground plane)
% er: Relative permittivity of ground.
% pol: Polarization of signal 'H'=horizontal, 'V'=vertical
% freq: Signal frequency in Hz
% Transmitting and receiving antenna assumed ideal isotropic G=0dB
% ************************************************************************

c=299.972458e6; % Speed of light in vaccum [m/s]
Gr=1; % Antenna Gain receiving antenna.
Gt=1; % Antenna Gain transmitting antenna.
Pt=1e-3; % Energy to the transmitting antenna [Watt]
lambda=c/freq; % m
phi=atan((h1+h2)./d); % phi incident angle to ground.
direct_wave=sqrt(abs(h1-h2)^2+d.^2);% Distance, traveled direct wave
refl_wave=sqrt(d.^2+(h1+h2)^2); % Distance, traveled reflected wave
if (pol=='H') % horizontal polarization reflection coefficient
 gamma=(sin(phi)-sqrt(er-cos(phi).^2))./(sin(phi)+sqrt(er-cos(phi).^2));
else
if (pol=='V')% vertical polarization reflection coefficient
 gamma=(er.*sin(phi)-sqrt(er-cos(phi).^2))./(er.*sin(phi)+sqrt(er-cos(phi).^2));

else
 error([pol,' is not an valid polarization']);
end %if
end %if
length_diff=refl_wave-direct_wave;
cos_phase_diff=cos(length_diff.*2*pi/lambda).*sign(gamma);

Direct_energy=Pt*Gt*Gr*lambda^2./((4*pi*direct_wave).^2);
reflected_energy=Pt*Gt*Gr*lambda^2./((4*pi*refl_wave).^2).*abs(gamma);
Total_received_energy=Direct_energy+cos_phase_diff.*reflected_energy;
Total_received_energy_dBm=10*log10(Total_received_energy*1e3);
retvar=Total_received_energy_dBm;
%end function
```

A.5.2 Démodulation numérique

```
function [spectrof,time,freq,info] = spectro(x,fs,fp,tailleFenaitre,zeroPadCoef,
fview,recouvrement)
% spectrof = matrice spectrogramme
% freq = vecteur frequence (Hz)
% time = vecteur temps (s)
% info = objet regroupant les informations du traitement et post traitement
%
% x = signal a demoduler
% fs = frequence d'echantillonage
% fp = frequence de la porteuse
% tailleFenaitre = nombre de periode de la porteuse dans  la fenetre
% zeroPadCoef = coef de zeropading
```

```
% fview = fmin et fmax du spectrogramme
% recouvrement = pourcentage de recouvrement des fenetres
% ploting = plot resultat

%% calcul largeur fenetre
largeurFenetreSecond=tailleFenaitre*1/fp;
largeurFenetreIdc=largeurFenetreSecond*fs;

%% Programme
%init
idc2=0;
idc1=1;
i=1;
f=[];
time=[];
spectrof=[];

decalage=largeurFenetreIdc*recouvrement;

while idc2<length(x)-largeurFenetreIdc
    idc2=idc1+largeurFenetreIdc;
    x_fenetre=x(floor(idc1):floor(idc2));

    %% fft process
    L=length(x_fenetre);
    NFFT = zeroPadCoef*2^nextpow2(L);
    S=fft(x_fenetre,NFFT)/L;
    Sf=2*abs(S(1:NFFT/2+1));
    f = fs/2*linspace(0,1,NFFT/2+1);

    [temp minx1]=min(abs(f-fview(1)));
    [temp maxx2]=min(abs(f-fview(2)));

    sf=Sf(minx1:maxx2);
    freq=f(minx1:maxx2);

    %% construction spectro
    spectrof=[spectrof ;sf];
    time=[time (idc1+idc2)/(2*fs)];
    %decalage fenetre
    idc1=idc1+decalage;
end
info.pouvoirSeparateur=2*fs/L;
info.resolutionFFT=fs/NFFT;
end
```

```
function [ freq, time, info] = demod(x,fs,fp,tailleFenaitre,zeroPadCoef,recouvrement
)
% spectrof = matrice spectrogramme
% freq = vecteur frequence (Hz)
% time = vecteur temps (s)
% info = objet regroupant les informations du traitement et post traitement
%
% x = signal a demoduler
% fs = frequence d'echantillonage
% fp = frequence de la porteuse
% tailleFenaitre = nombre de periode de la porteuse dans  la fenetre
% zeroPadCoef = coef de zeropading
% fview = fmin et fmax du spectrogramme
% recouvrement = pourcentage de recouvrement des fenetres
```

```
% ploting = plot resultat

%% calcul largeur fenetre
largeurFenetreSecond=tailleFenaitre*1/fp;
largeurFenetreIdc=largeurFenetreSecond*fs;
%% Programme
% init
idc2=0;
idc1=1;
i=1;
freq=[];
time=[];
decalage=largeurFenetreIdc*recouvrement;
while idc2<length(x)-largeurFenetreIdc
    idc2=idc1+largeurFenetreIdc;
    x_fenetre=x(floor(idc1):floor(idc2));
    %% process fft
    L=length(x_fenetre);
    NFFT = zeroPadCoef*2^nextpow2(L);
    X=fft(x_fenetre,NFFT)/L;

    f = fs/2*linspace(0,1,NFFT/2+1);
    Xmax=max(X(1:floor(NFFT/2)+1));
    idcMax=find(X==Xmax);
    fmax=f(idcMax);

    %% save output
    freq=[freq fmax];
    time=[time (idc1+idc2)/(2*fs)];
    %% move windows
    idc1=idc1+decalage;
end

%info
info.pouvoirSeparateur=2*fs/(L);
info.resolutionFFT=fs/NFFT;
info.freqMean=mean(freq);
info.freqMax=max(freq);
info.freqMin=min(freq);
info.deltaF=max(freq)-min(freq);

end
```

A.6 Cahier d'expérimentation

Ce cahier d'expérimentation permet de recenser les tirs principaux réalisés sur tube à choc et ceux avec explosif en champ libre. Ils ont permis de tester la solution sans fil développée à différentes étapes d'avancement. L'ensemble des conditions opératoires et les résultats expérimentaux obtenus lors des expérimentations sont détaillés.

Les mesures réalisées au TAC ont toutes été comparées avec les niveaux de pression issue de calcul théorique du TAC. On trouve que les résultats sont en accord et on n'a pas constaté des artefacts du fait de l'éventuelle hétérogénéité de l'onde de choc générée au sein de ce tube.

A.6.1 Tir TAC 26/06/15

Configuration du tir

TABLEAU A.1 – Informations du tir

Information	Valeur
Date	26/06/15
Heure	11h00m
Nom	tir6

TABLEAU A.2 – Capteurs montés sur le tube à choc

Capteur	SN	Position TAC	Conditionneur	Sensibilité (mV/bar)	Voie Acquisition
Pcb-ref	22472	PR1	ICP pF	73,0	A1
Tourmaline	113A24	PR2	ICP inline	72,5	A2
Müller 1008	1008	PR3	LAAS 100 pF	25,0	A3
Pcb 113B21	22439	PL3	ICP	364	B1
Pcb 113A26	11834	PL2	ICP	146	B2
Pcb 113A26	1833	PL1	ICP	147	B3

TABLEAU A.3 – Conditions initiales du tir

Paramètre	Valeur	Unité
Gaz moteur	He	-
Pression départ	0,98	bar
Température départ	23,5	°C
Pression rupture	18,6	bar
Température rupture	45,2	°C

Résultats théoriques

TABLEAU A.4 – Résultats théoriques (WiSTL)

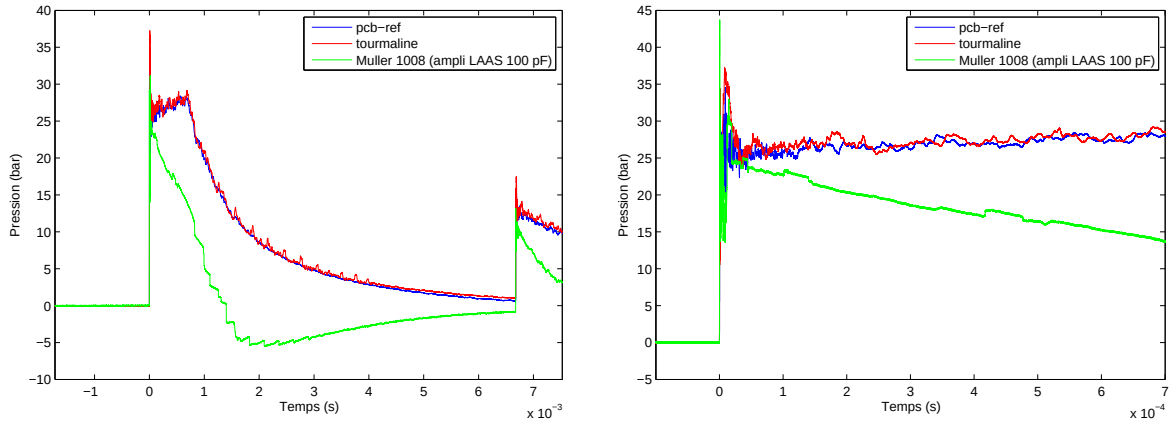
Grandeur	Etat 1	Etat 2	Etat 4	Etat 5	Unité
Pression	0,098	0,65	1,86	2,68	MPa
Température	296	608	296	986	K
Masse volumique	1,16	3,70	3,02	9.49	$kg \cdot m^{-3}$
Vitesse du son	345	494	1012	630	$m \cdot s^{-1}$

où l'état 1 décrit le milieu de travail, l'état 2 le milieu de choqué, l'état 4 le milieu moteur et l'état 5 milieu ayant subit la réflection en fin de tube à choc.

TABLEAU A.5 – Résultats théoriques (WiSTL)

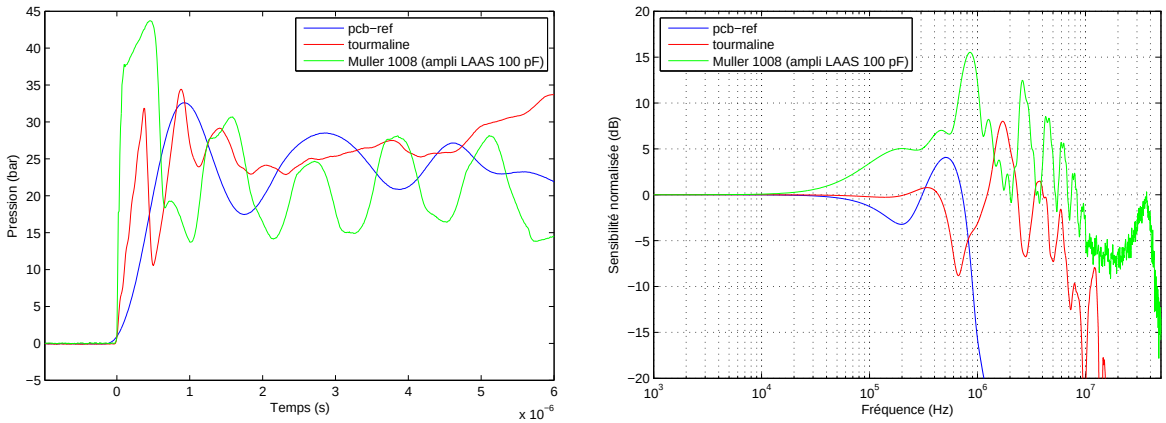
Paramètre	Valeur	Unité
Vitesse de l'onde initiale	831	$m \cdot s^{-1}$
Nombre de Mach	2,41	-
Vitesse de l'onde réfléchie	373	$m \cdot s^{-1}$
Nombre de Mach de l'onde réfléchie	1,91	-

Mesures



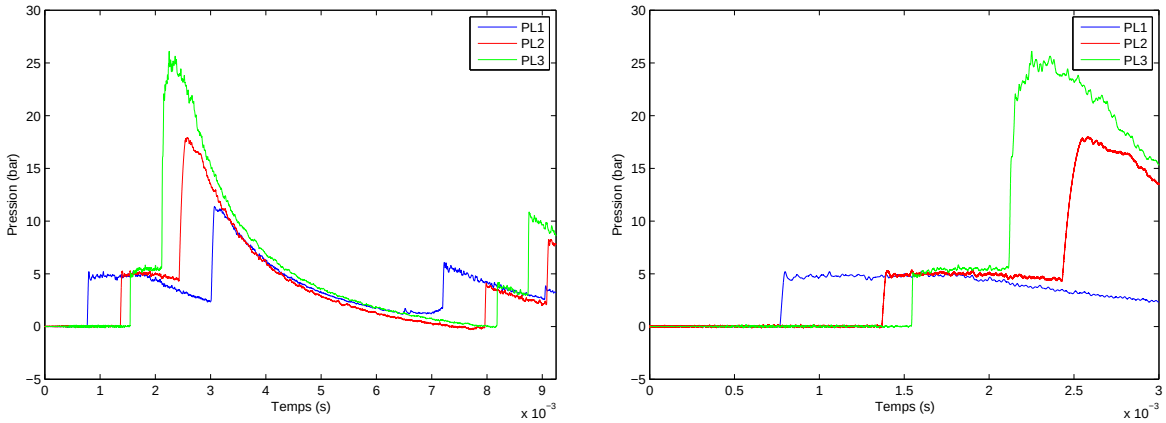
(a) (b)

FIGURE A.7 – Pression réfléchie mesurée en fond de tube à choc. (a) Vue globale, (b) Zoom sur le premier palier.



(a) (b)

FIGURE A.8 – Mesure du régime transitoire des capteurs sur tube à choc. (a) Visualisation temporelle ; (b) Visualisation fréquentielle.



(a) (b)

FIGURE A.9 – Mesure de la pression incidente pour trois positions sur tube à choc. (a) Vue globale ; (b) Zoom sur le premier front de montée.

Analyse

TABLEAU A.6 – Analyse de la pression réfléchie mesurée sur tube à choc

Valeur	PR1	PR2	PR3	Unité
Pression	27,0	27,0	26.8	bar
Écart type	0,7	0,7	-	bar
Temps de montée	610	340	210	ns
Dépassement	45	40	95	%
Bande passante (-3dB)	0,8	2,4	10	MHz
Fréquence de résonance 1	0,54	1,7	0,8	MHz
Fréquence de résonance 2	-	3,8	2,5	MHz

TABLEAU A.7 – Analyse de la pression incidente mesurée sur tube à choc

Valeur	PL1	PL2	PL3	Unité
Pression	4,7	4,9	5,4	bar
Ecart type	0.1	0.1	0,11	bar
Temps de montée	20	19	5,2	µs
Dépassement	-	-	-	%
Bande passante (-3dB)	20	20	70	kHz
Fréquence de résonance 1	-	-	-	kHz
Fréquence de résonance 2	-	-	-	kHz

A.6.2 Tir TAC 24/06/15

Configuration du tir

TABLEAU A.8 – Informations du tir

Information	Valeur
Date	24/06/15
Heure	15h45m
Nom	tir1

TABLEAU A.9 – Capteurs montés sur le tube à choc

Capteur	SN	Position TAC	Conditionneur	Sensibilité (mV/bar)	Voie Acquisition
Müller	2021	PR1	Müller MPCA10	5.6	A1
Tourmaline	113A24	PR2	ICP inline	72.5	A2
Pcb 113A26	22472	PR3	ICP	146	A3
Pcb 113B21	22439	PL3	ICP	364	B1
Pcb 113A26	11834	PL2	ICP	146	B2
Pcb 113A26	1833	PL1	ICP	147	B3

TABLEAU A.10 – Conditions initiales du tir

Paramètre	Valeur	Unité
Gaz moteur	N_2	-
Pression départ	0,98	bar
Température départ	23,5	°C
Pression rupture	64,5	bar
Température rupture	94,5	°C

Résultats théoriques

TABLEAU A.11 – Résultats théoriques (WiSTL)

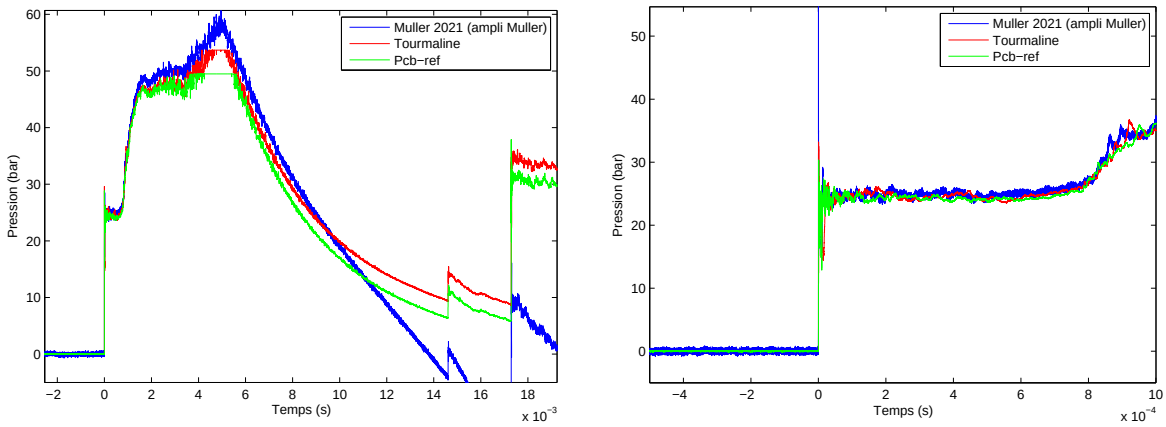
Grandeur	Etat 1	Etat 2	Etat 4	Etat 5	Unité
Pression	9,85e-2	5,61e-1	6,45	2,14	MPa
Température	296	561	296	881	K
Masse volumique	1,16	3,48	73,5	8,45	$kg \cdot m^{-3}$
Vitesse du son	345	475	350	595	$m \cdot s^{-1}$

où l'état 1 décrit le milieu de travail, l'état 2 le milieu de choqué, l'état 4 le milieu moteur et l'état 5 milieu ayant subit la réflection en fin de tube à choc.

TABLEAU A.12 – Résultats théoriques (WiSTL)

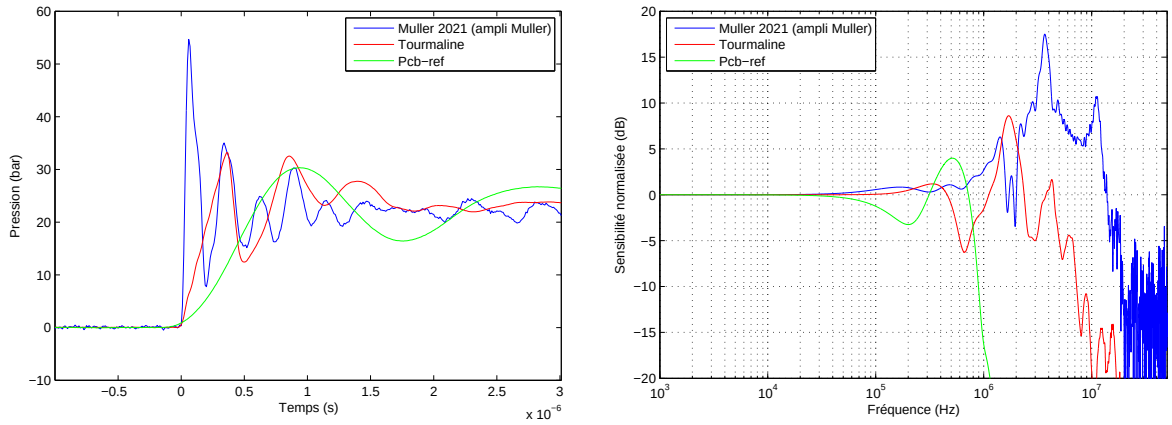
Paramètre	Valeur	Unité
Vitesse de l'onde initiale	773	$m \cdot s^{-1}$
Nombre de Mach	2,24	-
Vitesse de l'onde réfléchie	361	$m \cdot s^{-1}$
Nombre de Mach de l'onde réfléchie	1,84	-

Mesures



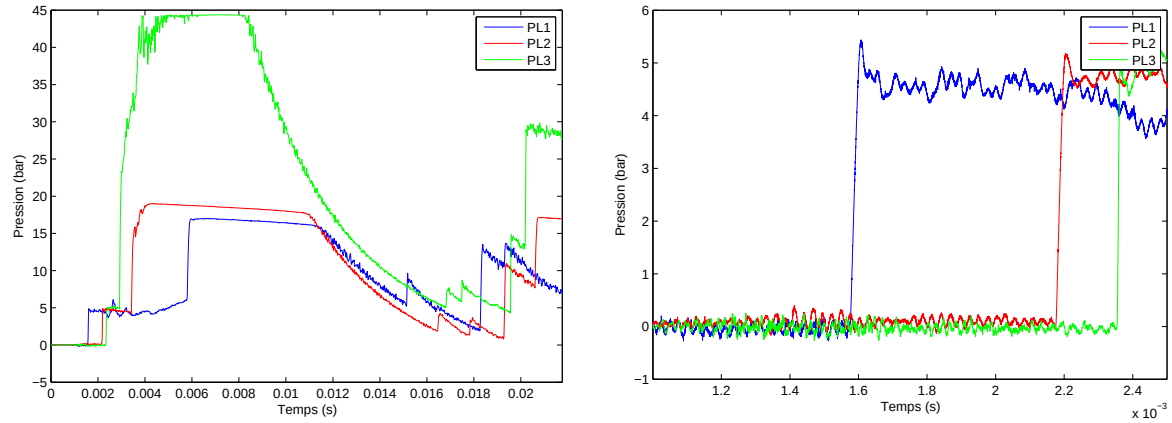
(a) (b)

FIGURE A.10 – Pression réfléchie mesurée en fond de tube à choc. (a) Vue globale, (b) Zoom sur le premier palier.



(a) (b)

FIGURE A.11 – Mesure du régime transitoire des capteurs sur tube à choc. (a) Visualisation temporelle ; (b) Visualisation fréquentielle.



(a) (b)

FIGURE A.12 – Mesure de la pression incidente pour trois positions sur tube à choc. (a) Vue globale ; (b) Zoom sur le premier front de montée.

Analyse

TABLEAU A.13 – Analyse de la pression réfléchie mesurée sur tube à choc

Valeur	PR1	PR2	PR3	Unité
Pression	24,3	24,5	24,2	bar
Écart type	0,57	0,79	0,96	bar
Temps de montée	40	300	620	ns
Dépassement	145	40	36	%
Bande passante (-3dB)	14	4,7	0,79	MHz
Fréquence de résonance 1	3,7	1,7	0,52	MHz
Fréquence de résonance 2	11	4,3	-	MHz

TABLEAU A.14 – Analyse de la pression incidente mesurée sur tube à choc

Valeur	PL1	PL2	PL3	Unité
Pression	4,5	4,7	5,0	bar
Ecart type	0,14	0,11	0,11	bar
Temps de montée	21	19	5.4	µs
Dépassement	-	-	-	%
Bande passante (-3dB)	21	21	61	kHz
Fréquence de résonance 1	-	-	-	kHz
Fréquence de résonance 2	-	-	-	kHz

A.6.3 Tir TAC 01/07/15

Configuration du tir

TABLEAU A.15 – Informations du tir

Information	Valeur
Date	01/07/15
Heure	11h37m
Nom	tir4

TABLEAU A.16 – Capteurs montés sur le tube à choc

Capteur	SN	Position TAC	Conditionneur	Sensibilité (mV/bar)	Voie Acquisition
Tourmaline	113A24	PR1	ICP inline	72,5	A1
Pcb-ref	22472	PR2	ICP	73	A2
Müller	1008	PR3	LAAS 100 pF	18	Émetteur RF
Pcb 113B21	22439	PL3	ICP	364	B1
Pcb 113A26	11834	PL2	ICP	146	B2
Pcb 113A26	1833	PL1	ICP	147	B3

TABLEAU A.17 – Conditions initiales du tir

Paramètre	Valeur	Unité
Gaz moteur	He	-
Pression départ	0,98	bar
Température départ	24,6	°C
Pression rupture	18,5	bar
Température rupture	29,3	°C

Résultats théoriques

TABLEAU A.18 – Résultats théoriques (WiSTL)

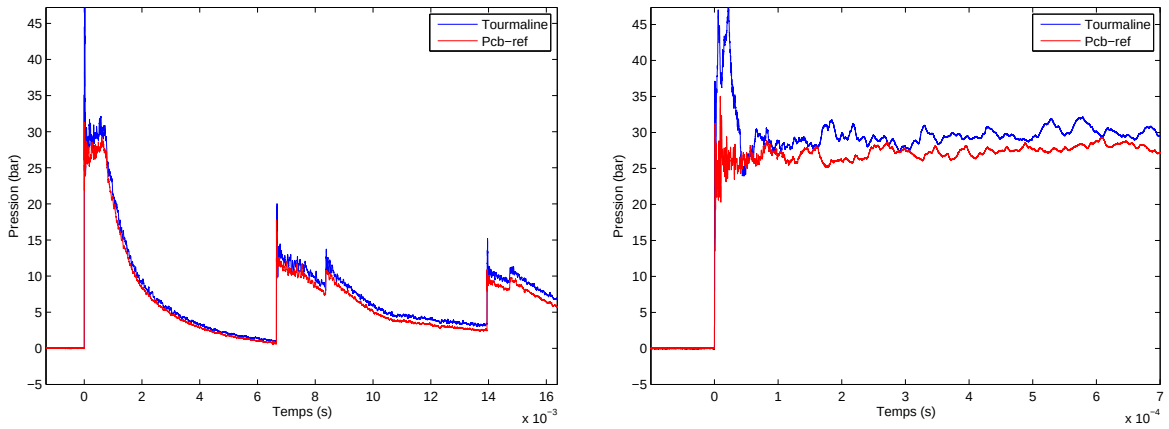
Grandeur	Etat 1	Etat 2	Etat 4	Etat 5	Unité
Pression	9,85e-2	5,61e-1	6,45	2,14	MPa
Température	296	561	296	881	K
Masse volumique	1,16	3,48	73,5	8,45	$kg \cdot m^{-3}$
Vitesse du son	345	475	350	595	$m \cdot s^{-1}$

où l'état 1 décrit le milieu de travail, l'état 2 le milieu de choqué, l'état 4 le milieu moteur et l'état 5 milieu ayant subit la réflection en fin de tube à choc.

TABLEAU A.19 – Résultats théoriques (WiSTL)

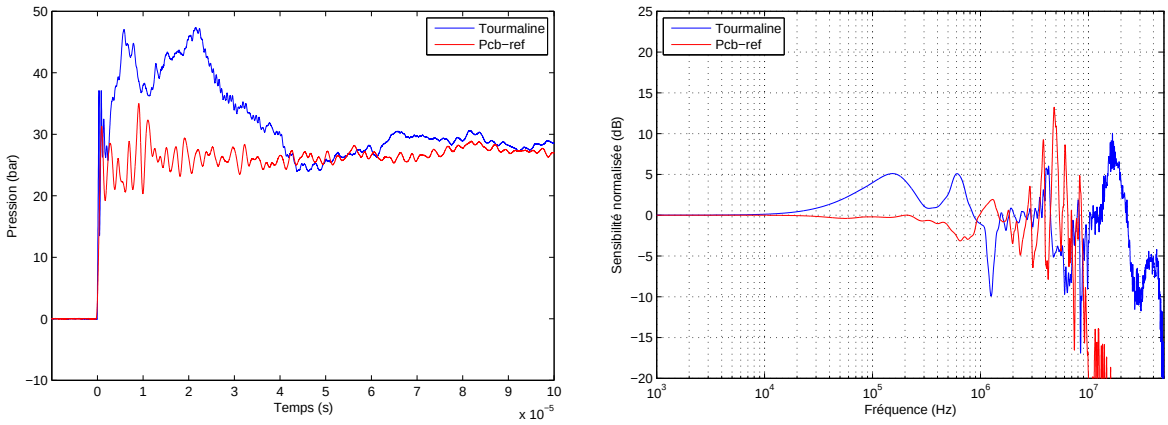
Paramètre	Valeur	Unité
Vitesse de l'onde initiale	773	$m \cdot s^{-1}$
Nombre de Mach de l'onde initiale	2,24	-
Vitesse de l'onde réfléchie	361	$m \cdot s^{-1}$
Nombre de Mach de l'onde réfléchie	1,84	-

Mesures



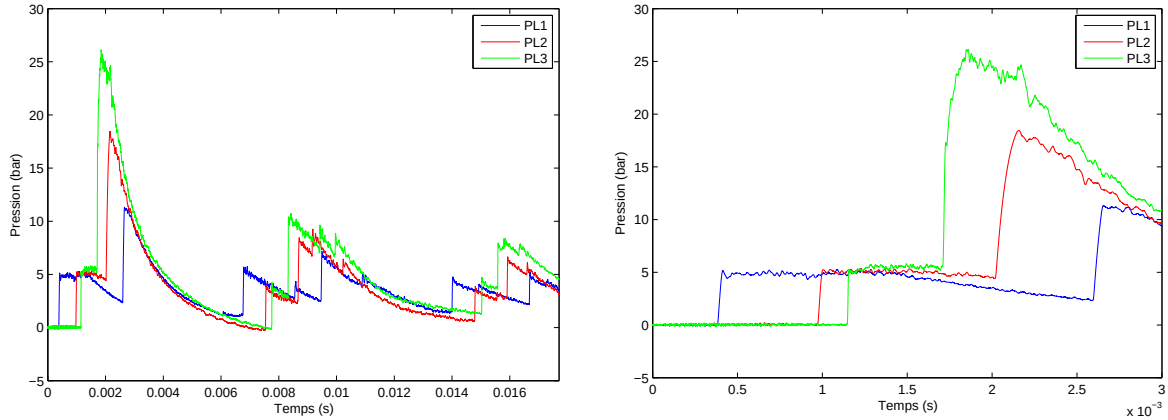
(a) (b)

FIGURE A.13 – Pression réfléchie mesurée en fond de tube à choc. (a) Vue globale, (b) Zoom sur le premier palier.



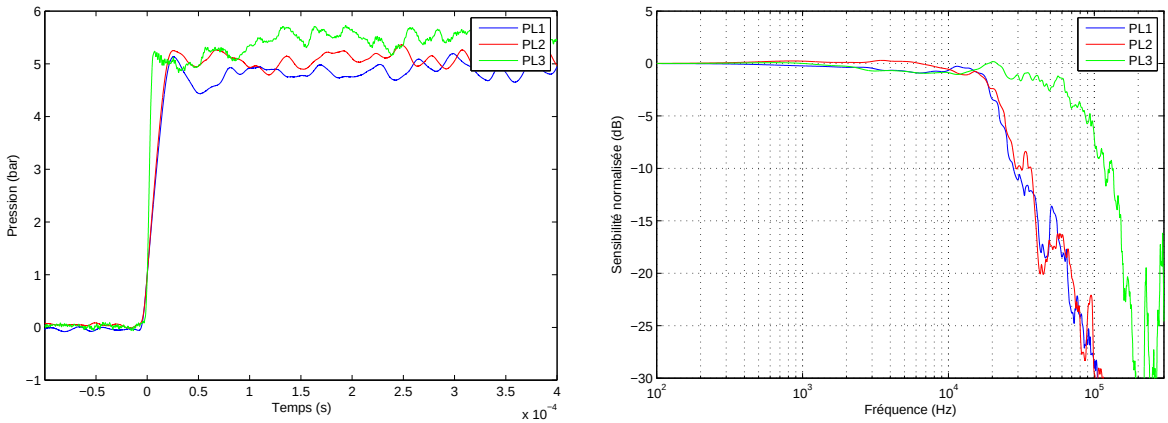
(a) (b)

FIGURE A.14 – Mesure du régime transitoire des capteurs sur tube à choc. (a) Visualisation temporelle ; (b) Visualisation fréquentielle.



(a) (b)

FIGURE A.15 – Mesure de la pression incidente pour trois positions sur tube à choc. (a) Vue globale ; (b) Zoom sur le premier front de montée.



(a) (b)

FIGURE A.16 – Mesure du régime transitoire des capteurs sur tube à choc. (a) Visualisation temporelle ; (b) Visualisation fréquentielle.

Analyse

TABLEAU A.20 – Analyse de la pression réfléchie mesurée sur tube à choc

Valeur	PR1	PR2	Unité
Pression	27,6	27,38	bar
Ecart type	0,9	0,8	bar
Temps de montée	290	710	ns
Dépassement	37	14	%
Bande passante (-3dB)	2,5	0,87	MHz
Fréquence de résonance 1	1,7	0,480	MHz
Fréquence de résonance 2	4,2	-	MHz

TABLEAU A.21 – Analyse de la pression incidente mesurée sur tube à choc

Valeur	PL1	PL2	PL3	Unité
Pression	4,8	5,1	5,51	bar
Ecart type	0,1	0,1	0,1	bar
Dépassement	-	-	-	%
Bande passante (-3dB)	22	22	70	kHz
Fréquence de résonance 1	-	-	-	kHz
Fréquence de résonance 2	-	-	-	kHz

A.6.4 Tir TNT 07/07/15

TABLEAU A.22 – Informations du tir

Information	Valeur
Date	07/07/15
Heure	11h00m
Charge TNT	1,00 kg
Nom	tir1Ste

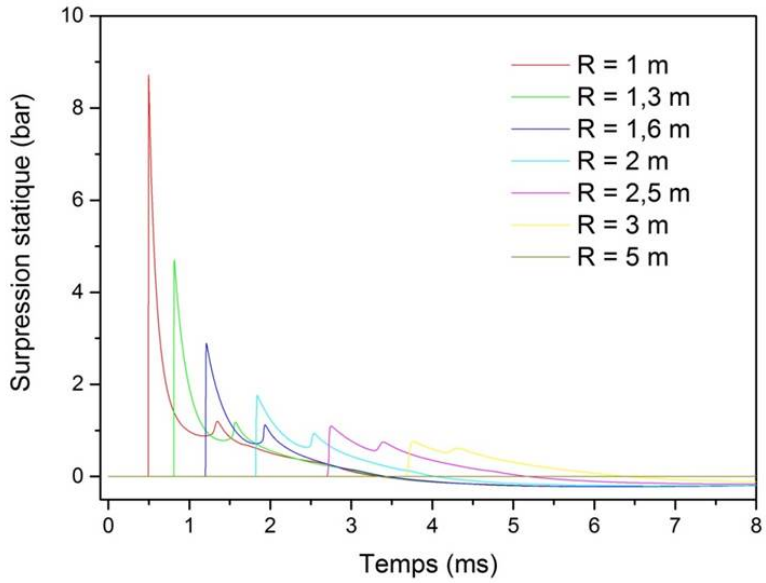


FIGURE A.17 – Calcul hydrodynamique Alexia TNT 1 kg en champ libre, surpression statique en fonction du temps, avec énergie de post-combustion constante

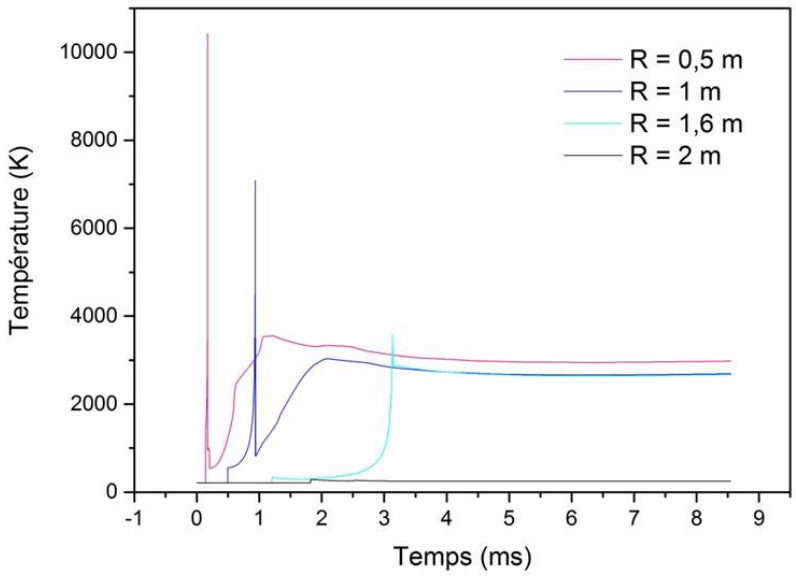


FIGURE A.18 – Calcul hydrodynamique Alexia TNT 1 kg en champ libre, température en fonction du temps, avec énergie de post-combustion constante

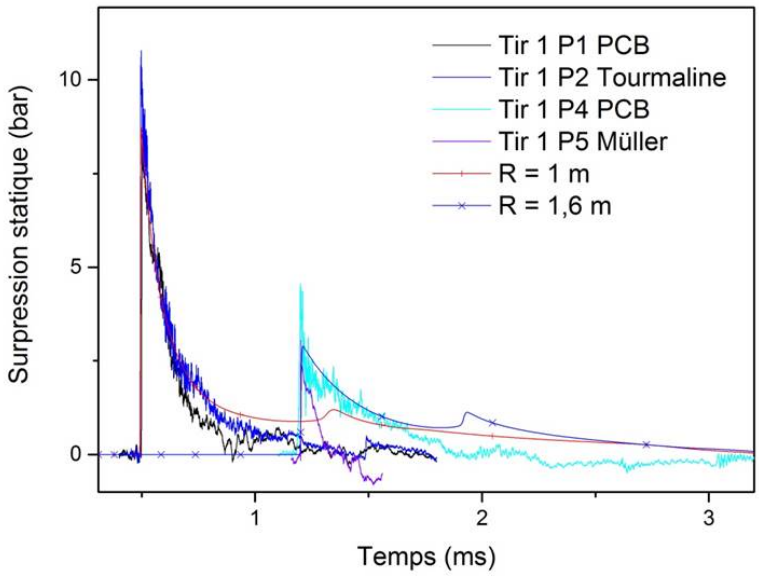


FIGURE A.19 – Comparaison expérience-calculs Alexia TNT 1 kg en champ libre tir n°1, surpression statique en fonction du temps, avec énergie de post-combustion constante, à 1,0 et 1,6 m

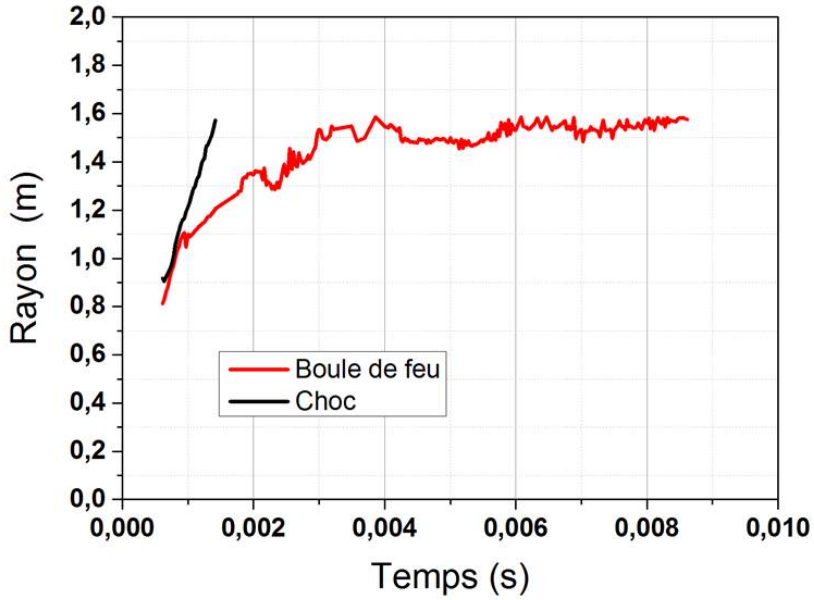


FIGURE A.20 – Dépouillement film VNUR (Vidéo Numérique Ultra-Rapide) du tir 1 d'une charge TNT 1 kg en champ libre