



HAL
open science

Conception et réalisation d'un capteur MEMS multifonctions

Olivier Legendre

► **To cite this version:**

Olivier Legendre. Conception et réalisation d'un capteur MEMS multifonctions. Autre [cond-mat.other]. Université Paris Sud - Paris XI, 2013. Français. NNT : 2013PA112238 . tel-00931959

HAL Id: tel-00931959

<https://theses.hal.science/tel-00931959>

Submitted on 16 Jan 2014

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



UNIVERSITÉ
PARIS
SUD

Comprendre le monde,
construire l'avenir®

UNIVERSITE PARIS-SUD

*ECOLE DOCTORALE : Sciences et Technologies de l'Information des
Télécommunications et des Systèmes*

DISCIPLINE : PHYSIQUE

THESE DE DOCTORAT

Présentée par ;

Olivier LEGENDRE

Sujet :

Conception et Réalisation d'un Capteur MEMS Multifonctions

<i>M. Souhil MEGHERBI</i>	<i>Professeur (UPSUD)</i>	<i>(Directeur de thèse)</i>
<i>Mme Ming ZHANG</i>	<i>Maître de Conférence (UPSUD)</i>	<i>(Co-encadrante de these)</i>
<i>Mme. Gaëlle LISSORGUES</i>	<i>Professeure (ESIEE)</i>	<i>(Rapporteure)</i>
<i>M. Dimitri GALAYKO</i>	<i>Maître de Conférence (UPMC)</i>	<i>(Rapporteur)</i>
<i>M. Eric LABOURE</i>	<i>Professeur (UPSUD)</i>	<i>(Examineur)</i>
<i>M. Christophe SERRE</i>	<i>Maître de Conférence (Université Barcelonne)</i>	<i>(Examineur)</i>
<i>M. Elie LEFEUVRE</i>	<i>Maître de Conférence (UPSUD)</i>	<i>(Invité)</i>

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier ces Messieurs Jean-Michel Lourtioz, Claude Chappert et André de Lustrac, les trois directeurs successifs de l'Institut d'Electronique Fondamentale, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur Alain Bosseboeuf, Directeur de Recherche et responsable du département Micro Nanobio et Microsystèmes, pour m'avoir permis de m'intégrer au sein de son équipe. De plus, j'aimerais le remercier pour sa grande disponibilité et pour ses conseils scientifiques qui m'ont toujours été d'une aide précieuse. Qu'il soit assuré de tout mon dévouement.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur Eric Labouré, Professeur à l'Université Paris Sud, pour avoir accepté de participer au jury d'évaluation de cette thèse.

Je tiens à remercier Madame Gaëlle Lissorgues, Professeur à l'ESIEE-Paris, et Monsieur Dimitri Galayko, Maître de Conférences à L'Université Pierre et Marie Curie, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant d'en être les rapporteurs.

Ma plus sincère gratitude s'adresse à mon Directeur de Thèse, Monsieur Souhil Mégherbi, Professeur à l'Université Paris Sud, d'avoir dirigé ces travaux avec exigence, sérieux et bienveillance. J'espère Monsieur qu'ils sauront mériter la confiance que vous avez su leur accorder.

Je témoigne ma reconnaissance à Madame Ming Zhang, Maître de Conférences à l'Université Paris Sud, pour l'encadrement de cette thèse et la coordination du Projet ANR SYSRECAP. Je tiens à remercier Madame pour la confiance et l'autonomie qu'elle a su m'accorder et qui m'ont permis de mener à bien ces travaux.

Je remercie, entre autres, Hervé Mathias, Fabien Parrain, Elie Lefeuvre et Emile Martincic d'avoir su aimablement répondre avec pertinence à mes nombreuses interrogations. Je remercie pour leurs contributions Hervé Bertin pour la réalisation des puces SOIp, Frédéric Mailly et Olivier Garel pour la réalisation des puces Poly4k et Poly230, Xavier Leroux et Samson Edmond pour la réalisation d'un premier prototype de capteur.

Aussi, J'ai beaucoup apprécié collaborer avec Jérôme Juillard, Professeur à SupElec, et je tiens à lui exprimer particulièrement toute ma sympathie d'une part pour la confiance qu'il m'a accordé en m'invitant dans son laboratoire, ainsi que pour l'influence intellectuelle la plus sobre comme la plus éblouissante apportée à cette thèse.

Ces travaux ont été financés par L'Agence Nationale pour la Recherche à travers le projet SYSRECAP (ANR-08-SEGI-020-01). Ainsi, je remercie les membres des différents partenaires de ce projet (CEA-Léti, SupElec, ESIEE, E2V) pour leur contributions.

Je dédie ce modeste mémoire à mes deux grands-pères Michel Chaumet (ESSO) et Robert Legendre (ONERA, membre de l'Académie des Sciences). D'où qu'ils reposent, qu'ils trouvent en leur humble rejet l'un de leurs dignes traits qui leur est propre.

CHAPITRE 0. PROBLEMATIQUE DE LA RECHERCHE 1

0.A	État de l'art.....	1
0.B	Une problématique originale – l'intégration monolithique totale.	5
0.C	Développement de la démarche	7
0.C.1	Détermination du principe physique fort.....	11
0.C.2	Formalisation de la démarche	16
0.D	Conclusion	18
0.E	Organisation du mémoire	19
References du Chapitre 0.		23

CHAPITRE 1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT..... 27

1.A	Introduction.....	27
1.A.1	Équation fondamentale	29
1.A.2	Méthode en régime permanent.....	31
1.A.3	Limitations	33
1.A.4	Méthode en régime transitoire	34
<i>a</i>	<i>Méthode transitoire du fil chaud.....</i>	<i>34</i>
<i>b</i>	<i>La méthode du Laser-Flash.</i>	<i>37</i>
<i>c</i>	<i>La méthode 3ω.....</i>	<i>38</i>
1.A.5	Conclusion	39
1.B	Étude fondamentale – Modélisation.	40
1.B.1	Modélisation du micro capteur à fil chaud	41
<i>a</i>	<i>Etablissement du problème aux conditions limites</i>	<i>42</i>
<i>b</i>	<i>Résolution du problème aux conditions limites</i>	<i>44</i>
1.B.2	Application numériques.....	50
<i>a</i>	<i>Résultats Préliminaires.....</i>	<i>51</i>
<i>b</i>	<i>Influence de l'épaisseur de la couche de gaz.....</i>	<i>57</i>
<i>c</i>	<i>Influence de la capacité calorifique volumique du gaz.....</i>	<i>60</i>
<i>d</i>	<i>Influence de la conductivité thermique du gaz.....</i>	<i>62</i>
<i>e</i>	<i>Influence de la capacité calorifique volumique du filament.....</i>	<i>63</i>
<i>f</i>	<i>Établissement de règles de conception.....</i>	<i>64</i>
1.B.3	Conclusion.	65
1.C	Mesurage	66
1.C.1	Mesure à une seule inconnue	68
<i>a</i>	<i>Mesure de la pression à humidité et température données</i>	<i>75</i>
<i>b</i>	<i>Mesure de l'humidité à pression et température données</i>	<i>85</i>
<i>c</i>	<i>Méthode de sur-précision</i>	<i>87</i>
<i>d</i>	<i>Conclusion sur la mesure à une inconnue.....</i>	<i>92</i>

1.C.2	Mesure à deux inconnues.....	95
<i>a</i>	<i>Paramétrage nominal du mesurage</i>	97
<i>b</i>	<i>Implémentation du mesurage</i>	103
<i>c</i>	<i>Précision du mesurage</i>	107
<i>d</i>	<i>Méthode de sur-précision</i>	112
<i>e</i>	<i>Conclusion sur la méthode de mesurage à 2 inconnues</i>	118
1.D	Conclusion	120
Annexe A1. Propriétés de la réponse transitoire		122
<i>a</i>	<i>Réponse impulsionnelle</i>	122
<i>b</i>	<i>Réponse indicielle</i>	125
<i>c</i>	<i>Description spectrale de la réponse transitoire</i>	126
<i>d</i>	<i>Conclusion</i>	131
Annexe B1. Linéarité du terme de source		133
References du Chapitre 1.		137

CHAPITRE 2. FABRICATION..... 141

2.A	Les procédés de microfabrication de circuits intégrés	145
2.B	Le Post-traitement d'un procédé de microfabrication commerciale	149
2.B.1	La gravure anisotrope de volume par la face arrière	151
2.B.2	La gravure anisotrope de volume par la face avant.....	154
2.B.3	La gravure sacrificielle de couche mince en surface.....	157
2.C	Applications	158
2.C.1	Description du procédé commercial.....	159
2.C.2	Description de l'étape de gravure anisotropique en face avant en post traitement 164	
2.C.3	Résultats.....	164
2.D	Conclusion	167
References du Chapitre 2.		169

CHAPITRE 3. CARACTERISATION EN TEMPERATURE 173

3.A	Caractéristiques techniques d'un capteur de température	174
3.A.1	Thermomètre résistifs	174
3.A.2	Thermistors	178
<i>a</i>	<i>Les thermistors PTC</i>	179
<i>b</i>	<i>Les thermistors NTC</i>	180
3.A.3	Conclusion	182
3.B	Résultat expérimentaux	183
3.B.1	Caractéristique résistance nominale-température	183
<i>a</i>	<i>Méthode</i>	183
<i>b</i>	<i>Courbes caractéristiques et dispersion pour les jauges non-libérées</i>	185

3.B.2	Réponse transitoire et température ambiante.....	190
<i>a</i>	<i>Méthode</i>	191
<i>b</i>	<i>Courbes caractéristiques à auto-échauffement nul – stade impulsif</i>	196
<i>c</i>	<i>Rendement de la conversion puissance-signal</i>	204
<i>d</i>	<i>Conclusion</i>	214
3.C	Conclusion	215
	References du Chapitre 3	216

CHAPITRE 4. MESURAGE DE LA PRESSION DANS L'AZOTE 221

4.A	Introduction	221
4.A.1	Capteur de pression MEMS piezoresistifs.....	221
4.A.2	Limitation des capteurs de pression MEMS piezorésistifs	223
4.A.3	Jauges Pirani MEMS.	224
4.A.4	Réponse transitoire d'une jauge Pirani.....	225
4.B	Principe physique	226
4.C	Résultats expérimentaux	230
4.C.1	Protocole expérimental.	230
4.C.2	Résultats préliminaires	231
4.C.3	Paramétrage du mesurage – Procédure de calibration.....	232
4.C.4	Influence de la température ambiante.....	235
4.C.5	Mesurage de la pression.....	237
4.C.6	Synthèse.	240
4.D	Conclusion et perspectives	241
	Annexe A4. Résultats de simulation	243
	References du Chapitre 4	248

CHAPITRE 5. MESURAGE DE L'HUMIDITE DE L'AIR..... 253

5.A	Introduction	253
5.B	Contexte théorique	259
5.C	Protocole et résultats expérimentaux	263
5.D	Conclusion	272
	Annexe A5. Résultats de simulation	273
	References du Chapitre 5	279

CHAPITRE 6. METHODE D'AUTO-CALIBRATION A FAIBLE COUT APPLIQUEE A UN MEMS RESISTIF ACTIONNE THERMIQUEMENT. ... 285

6.A	Introduction.....	285
6.B	L'algorithme LIMBO.....	288
6.B.1	Variante standard de LIMBO.....	290
6.B.2	Variante amortie de LIMBO.....	291
6.B.3	Méthode LMS d'identification à partir d'observation numérique 16-bit pleine échelles.	292
6.B.4	Mise en œuvre de LIMBO.....	293
	<i>a Initialisation de la Méthode.....</i>	<i>293</i>
	<i>b Paramètre de relaxation.....</i>	<i>294</i>
	<i>c Ressources matérielle.....</i>	<i>295</i>
6.C	Électronique de conditionnement.....	296
6.D	Résultats expérimentaux et discussion.....	300
6.D.1	Résultats préliminaires.....	300
6.D.2	Evaluation de la constante de temps.....	301
6.D.3	Comparaison de LIMBO avec une méthode d'identification paramétrique LMS 16-bits.	303
	<i>a Comparaison en termes de constantes de temps.....</i>	<i>303</i>
	<i>b Comparaison en termes de fréquence de correction.....</i>	<i>306</i>
6.E	Conclusion et perspectives.....	309
Annexe A6. Fabrication des jauges SOI.....		311
	• <i>Etape A : structuration de la couche active.....</i>	<i>313</i>
	• <i>Etape B : dépôt isotrope d'une couche d'oxyde de silicium superficielle par voie thermique</i>	<i>316</i>
	• <i>Etape C : Ouverture de la couche de silice enterrée.....</i>	<i>318</i>
	• <i>Etape D : Métallisation par pulvérisation des plots de connexion.....</i>	<i>319</i>
	• <i>Etape E : sous-gravure du substrat par composition de gravure anisotropique puis isotropique depuis la face avant et libération.....</i>	<i>323</i>
	• <i>Résultat.....</i>	<i>323</i>
References du Chapitre 6.....		327

CONCLUSIONS GENERALES ET PERSPECTIVES.....	331
---	------------

Chapitre 0. Problématique de la recherche

En cohérence avec le projet de recherche ANR SysReCap, l'objectif de ce mémoire consiste à réaliser et l'évaluer un micro-capteur permettant simultanément de réaliser la mesure de la température, de la pression et de l'humidité d'un gaz, en n'utilisant qu'un seul élément sensible et un seul procédé de transduction. Dans ce chapitre, nous formulerons et développerons la problématique fondamentale et technique soulevée par l'étude rapportée dans ce mémoire. Nous proposons arbitrairement de désigner cette méthode particulière d'intégration par le terme "d'intégration monolithique totale".

Le chapitre ci-contre a pour objet de distinguer cette méthode d'intégration parmi la littérature des capteurs multifonctions, de la justifier, et d'établir le socle de la démarche sous-jacente à sa réalisation.

0.A État de l'art

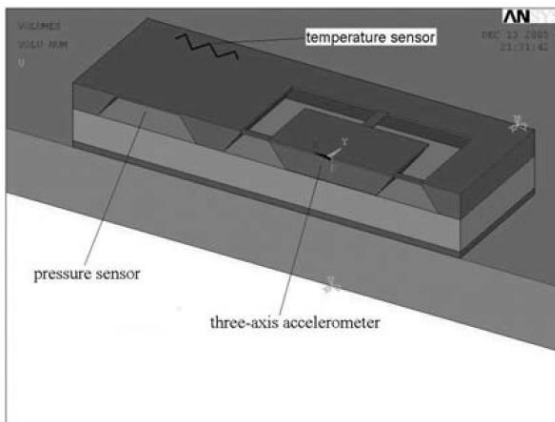
L'intégration monolithique de différents capteurs sur une même puce est un champ de recherche relativement récent. En 1997, P.Norlin et al. montrent la combinaison sur un même substrat de silicium de 6 micro-dispositifs permettant respectivement la détection de la pression, de la température, du débit et de la conductivité d'un fluide, ainsi que la transduction de la composition du fluide par l'absorption UV et la fluorescence d'un film constituant le dispositif.

Pour ces deux derniers paramètres, le dispositif est muni accessoirement d'une photodiode déportée par l'intermédiaire d'une fibre optique. Cette étude montre que la combinaison de six éléments sensibles sur une puce de 13×17mm offre des performances identiques à celles des 6 capteurs considérées individuellement. De manière générale, cette étude se distingue par un effort d'intégration visant à rapprocher au plus proche les uns des autres les 6 éléments sensibles. La difficulté notable consiste à rendre les procédés de micro-fabrication de chacun de ces éléments sensibles compatibles entre eux.

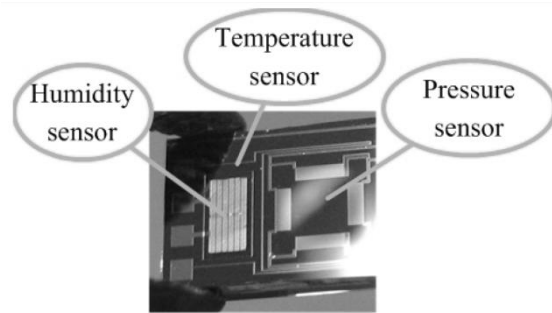
En effet, la perspective de miniaturisation des capteurs représente un enjeu industriel majeur, consiste en un vaste ensemble de défis techniques et touche à de nombreux champs de recherche scientifiques et d'applications commerciales. D'une part, ceci s'explique ainsi. Un capteur est invariablement constitué d'un élément sensible destiné à la transduction (i.e. traduction) d'un paramètre de l'environnement en un signal électrique, lu par un circuit électronique de conditionnement, avant d'être finalement interprété par l'utilisateur, éventuellement par l'intermédiaire d'un microcontrôleur. La précision de la mesure est d'autant plus importante que le conditionnement du signal est réalisé au voisinage le plus proche de l'élément sensible. Il convient ainsi de relier l'élément sensible à son électronique de conditionnement aussi conjointement que possible sur une même puce de silicium – c'est l'intégration monolithique.

Conjointement à cela, certaines variantes des procédés de fabrication utilisés en micro-électroniques peuvent réaliser une structuration hors plan du substrat de silicium. Ainsi il est possible de réaliser des microstructures en trois dimensions capables de se déformer [2] – ce sont les MEMS (Micro-Électro-Mechanical Systems). Les structures MEMS peuvent permettre de réaliser des membranes très fines et très larges utilisées par exemple pour réaliser des capteurs de pression [1] permettant de mesurer des pressions jusqu'à 10^{-5} de précision [3]. Cette même membrane peut être détournée pour ne plus être qu'ancrée par des liaisons mécaniques très fines et

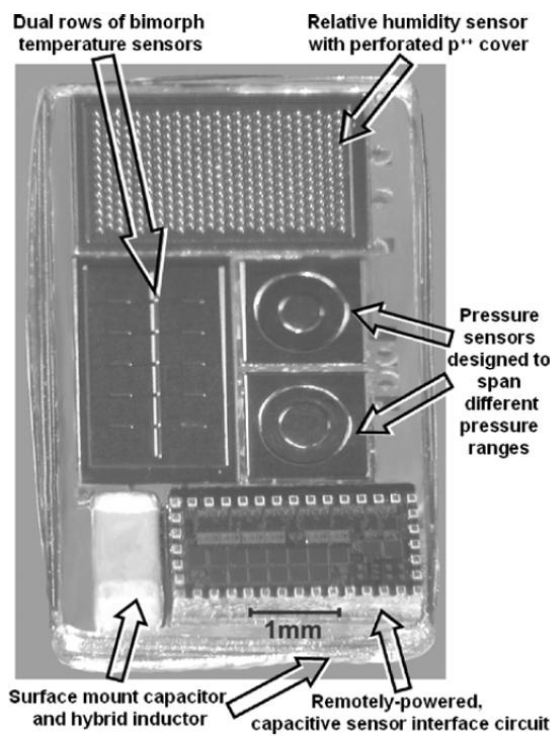
solidaire du substrat, permettant de réaliser des accéléromètres ou tout autre capteur inertielle [2] permettant de mesurer des accélérations avec une résolution au delà du μg . Cette même structure détournée peut aussi bien être réduite à un simple micro-filament qui est tantôt utilisé comme un oscillateur, à la manière d'une corde vibrante, permettant de réaliser des mesures de masses au-delà du fg [4]. Ce micro-filament a aussi la propriété de pouvoir chauffer très facilement puisqu'il est fin et long, ce qui est utilisé entre autre pour réaliser des mesures de vitesse de fluides dans [1] par exemple. La technologie MEMS permet la réalisation de bien d'autres types de structures qui répondent à de nombreuses applications commerciales. Ainsi, la possibilité de les regrouper de manière monolithique sur une même puce est avantageuse – et c'est dans le cadre de cette perspective que s'inscrit en précurseur l'étude de P.Norlin et. al. [1], comme d'autres [5-15], ainsi que dans une certaine mesure celle qui est rapportée dans ce mémoire. La Figure 0.1 illustre l'intégration monolithique conjointe des éléments sensibles sur un même substrat respectivement issus de différents exemples bibliographiques.



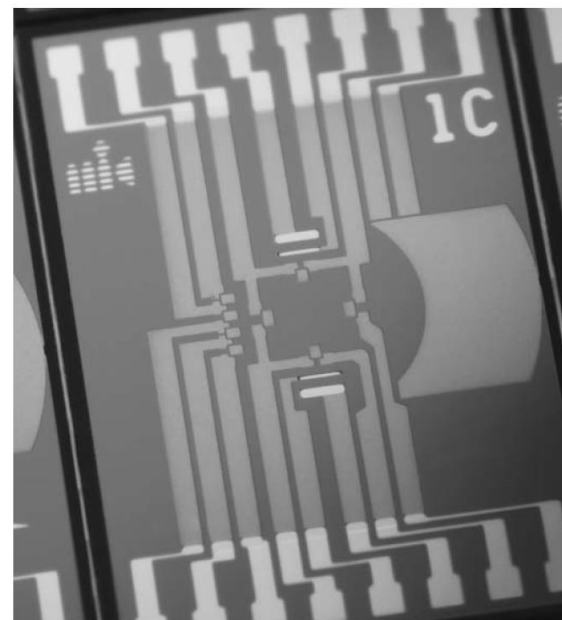
[5] (vue en coupe)



[9]



[6-8]



[11]

Figure 0.1 : Vue d'ensemble de quelques microcapteurs intégrés monolithiquement. Seul [6-8] intègre aussi sur la même puce l'étage (commun) de conditionnement du signal.

Le rapprochement d'autant de procédés de transduction que sont autant d'éléments sensibles sur une même puce de silicium conduit invariablement à l'utilisation de différents circuits de conditionnement du signal. Par exemple dans [1] l'électronique de conditionnement est

systématiquement absente de la puce de silicium sur laquelle sont intégrés les 6 capteurs et transducteurs. Ce dispositif regroupe cependant différents procédés de transduction.

Le capteur décrit dans [6-8] est probablement le dispositif de capteur multifonction le plus abouti de la littérature puisque outre les efforts d'intégration visant à rendre trois micro-capteurs (température, pression et d'humidité) compatibles avec un mutuel procédé de micro-fabrication, les procédés de transductions des trois capteurs sont identiques (transduction capacitive). Ce levier d'intégration conduit à ce que ces trois capteurs partagent avantageusement un mutuel étage de conditionnement (capacitance/fréquence) qui est traduite en une mesure par un microcontrôleur (via transmission sans fil des données). Cependant, cet étage de conditionnement (à capacités commutées) n'est pas réalisé dans la même technologie de micro-fabrication que les trois éléments sensibles, il n'en demeure que l'effort d'intégration est tout à fait remarquable. Dans la continuité de l'effort d'intégration, la puce de capteur et la puce de l'étage de conditionnement sont alors respectivement soudées sur un autre substrat, à la manière d'une intégration monolithique hybride.

0.B Une problématique originale – l'intégration monolithique totale.

L'originalité de notre étude vise, d'une certaine manière, à proposer une méthode transversale à celle proposée dans [6-8]. En effet, il s'agit dans le cas ci-contre de n'utiliser qu'un seul et unique élément sensible dont le procédé de micro-fabrication est idéalement prévu pour être compatible avec ceux permettant la réalisation de l'électronique de conditionnement. De plus, à la manière de [6-8] il s'agit là aussi de n'utiliser qu'un seul et mutuel procédé de transduction, pour que le procédé de conditionnement du signal soit là aussi mutualisé. L'objectif visé étant plus

précisément, dans le cadre de notre étude, de réaliser trois mesures (température, pression, humidité) avec un seul et unique élément sensible et un seul et mutuel étage électronique de conditionnement.

Schématiquement, comme illustré à la Figure 0.2, il ne s'agit plus seulement de rendre voisin sur une même puce les moyens de transduction (stratégie que nous référençons arbitrairement comme *intégration monolithique horizontale*), il s'agit cette fois de les combiner sur un même élément sensible. L'idée va même plus loin que cela puisqu'il ne s'agit pas seulement d'empiler verticalement, par exemple, les moyens de transductions sur une même structure MEMS (stratégie que nous référençons arbitrairement comme *intégration monolithique verticale*), il s'agit plus encore de n'utiliser qu'un unique et mutuel procédé de transduction qui soit à la fois sensible à l'influence de divers paramètres de l'environnement. C'est cette stratégie que nous appellerons arbitrairement *l'intégration monolithique totale*).

Notre objectif passera par la détermination d'un "principe physique" qui soit simultanément sensible à la pression, à l'humidité et à la température d'un échantillon gazeux. Ce "principe physique" devra permettre la différenciation de l'influence de ces trois paramètres, et que la réalisation de la transduction soit réalisable à faible coût. Enfin, la résolution des trois mesures doit être comparable à celle, par exemple, obtenue par le dispositif de [6-8].

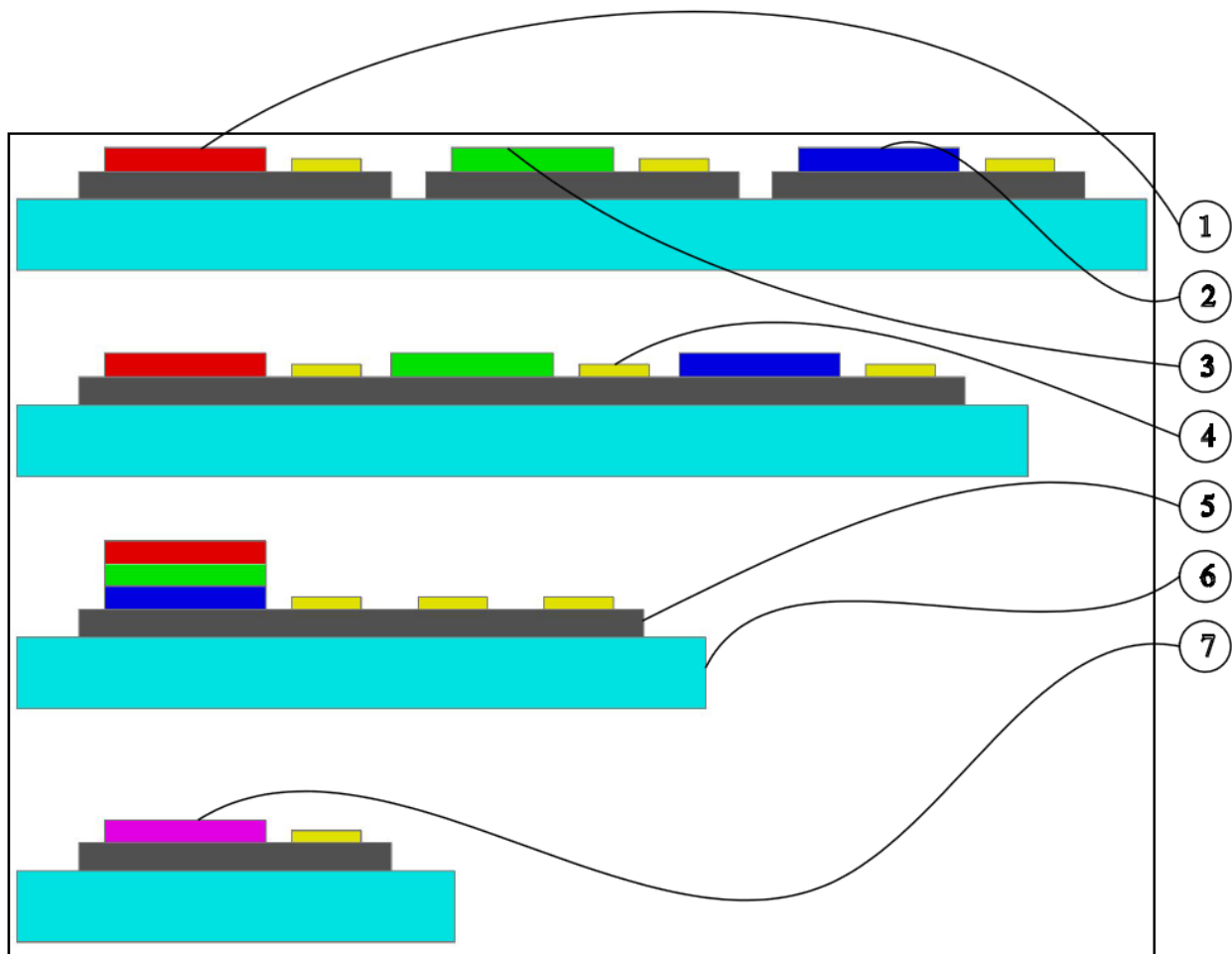


Figure 0.2 : Schématisation de 4 stratégies d'intégrations monolithiques de capteurs multifonctions, de haut en bas respectivement : intégration classique, monolithique horizontale, monolithique verticale, monolithique totale, constitué de différents éléments sensibles (par exemple température (1), pression (2), humidité (3), température+pression+humidité (7)), d'au moins un étage électronique de conditionnement (4), respectivement intégrés sur un même substrat de silicium (5), fixé à un support (6).

0.C Développement de la démarche

La démarche sous-jacente à la détermination même du capteur visé peut être exposée à travers l'exemple typique de la station météo de salon (stratégie d'intégration classique), telle qu'illustrée à la Figure 0.3. Ce dernier dispositif intègre conjointement sur un même support (en bois) un thermomètre, un baromètre et un hygromètre. Ces trois dispositifs de mesures sont

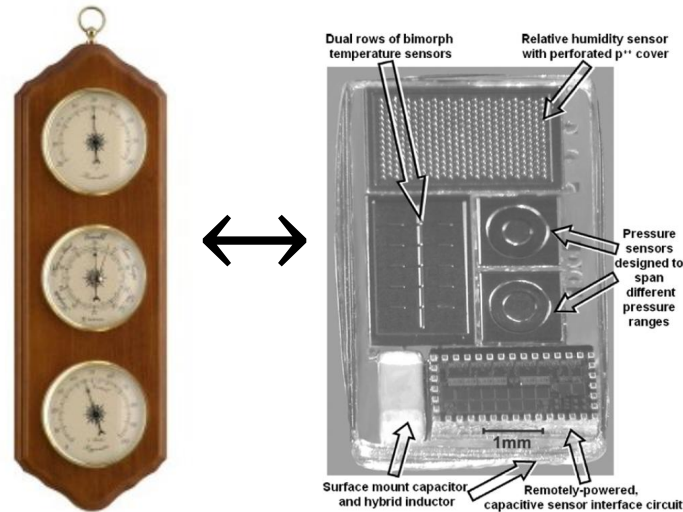


Figure 0.3 : Exemple typique d'une station météo de salon, comportant respectivement un thermomètre, un baromètre et un hygromètre, fonctionnant de manière indépendante entre eux. Cet exemple analogique à comme objet de se substituer à un exemple typique de micro-captive caractérisé par une intégration monolithique horizontale [6-8 par exemple]

respectivement composés d'un unique corps d'épreuve (analogue de l'élément sensible) et ils fonctionnent tous trois aussi indépendamment l'un de l'autre. De sorte que lorsque l'un des trois paramètres d'environnement change, il n'y a qu'une seule des trois aiguilles qui change significativement d'indication, l'indication des deux autres étant sensée changer de manière aussi négligeable que possible. Les mesures sont fortement découplées les unes des autres.

Le cas de notre stratégie d'intégration monolithique totale consistera à substituer aux trois principes de transduction de ce baromètre de salon un unique et mutuel élément sensible n'utilisant qu'un unique et mutuel principe de transduction, qui sera respectivement paramétré (i.e. réglé) pour réaliser les trois mesures. Il apparaîtra qu'immanquablement, lorsqu'un paramètre de l'environnement changera, les trois aiguilles (i.e. observations) vont simultanément changer d'indications de manière significative – ce qui dans le cas du baromètre de salon est tout particulièrement rédhibitoire. Cependant, une composante tout à fait spécifique de notre démarche consistera alors à appliquer un opérateur algébrique sur ces trois observations pour

réaliser une opération, dont le résultat fournira trois nouvelles observations qui n'évolueront alors significativement qu'en accord avec leur paramètre d'environnement respectif. Plus succinctement, notre démarche de conception se caractérisera notamment par le fait que le découplage des mesures n'est pas réalisé au niveau de la couche matérielle du capteur mais plus particulièrement au niveau du traitement de l'information extraite du capteur. Cette démarche est schématisée à la Figure 0.4.

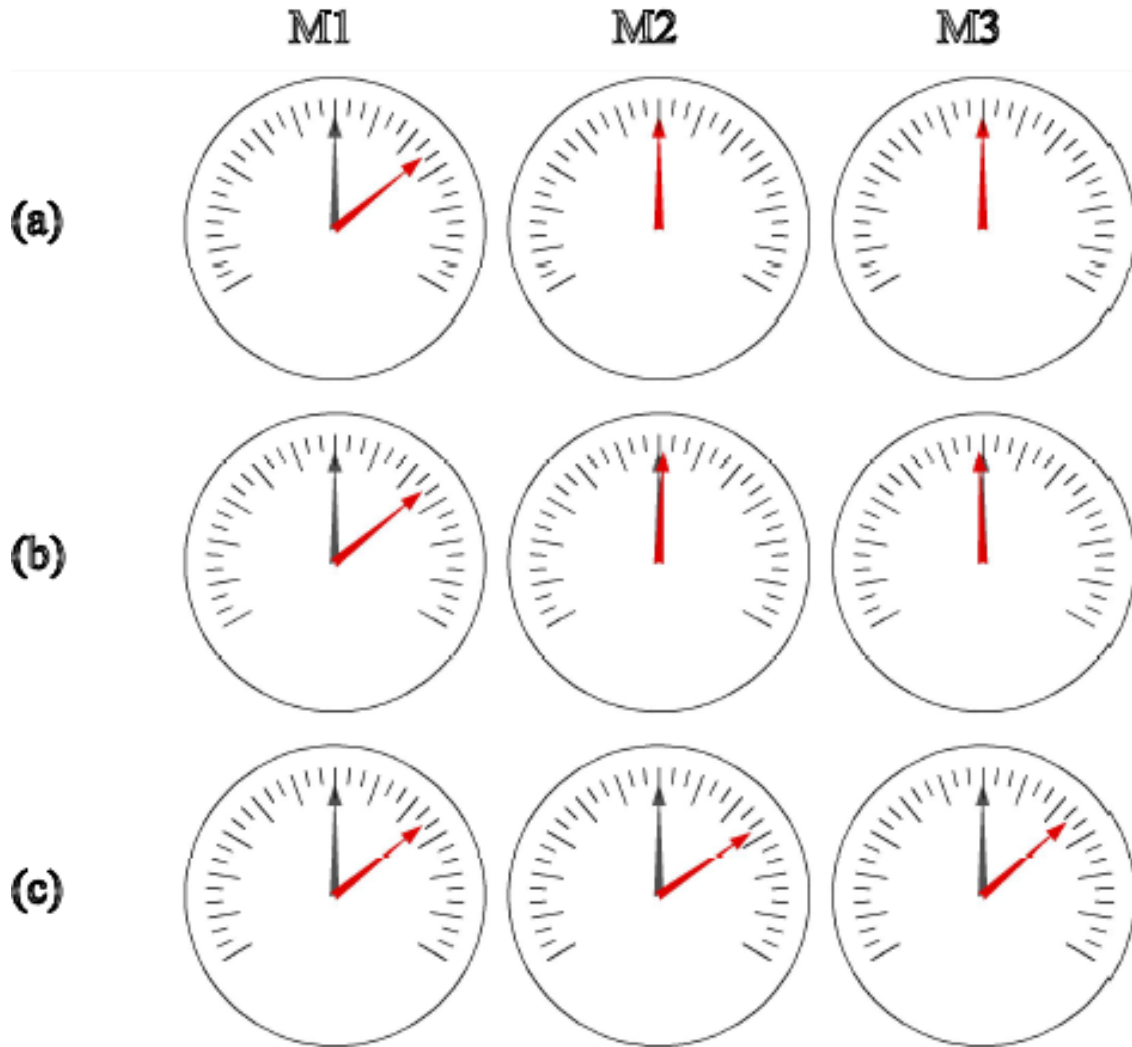


Figure 0.4 : Mesurage à trois mesurande (M1, M2 et M3) avant et après la variation d'un mesurande (indications grise et rouge respectivement) dans un cas idéal (a), cas classique (b) et dans un très mauvais cas (c) qui illustre relativement bien le cas d'étude rapporté dans ce mémoire. L'application d'un opérateur algébrique correctement choisi aux mesurandes (i.e. opérandes) duc cas (c) vise à obtenir des résultats semblables aux cas (b) ou (a) idéalement.

Le découplage du mesurage n'est alors possible qu'à la seule condition au moins que l'élément sensible soit régit par un principe physique fort dont les paramètres physiques dépendent des paramètres d'environnement de manière aussi découplée que possible. Le choix de ce principe

physique est un élément déterminant dans la conception de notre capteur – ou de tout autre capteur utilisant la méthode d'intégration monolithique totale que nous présentons.

0.C.1 Détermination du principe physique fort

Aussi, en cohérence avec le projet de recherche ANR SysReCap et s'inscrivant dans la continuité des travaux du laboratoire, notre capteur s'appuie au départ de l'étude sur le cas d'une *jauge Pirani*. En effet, une jauge Pirani est constituée de manière caractéristique par un filament *résistif* prévu pour chauffer par effet Joule – réagissant avec la conductivité thermique d'un échantillon gazeux qui dans certaines conditions (faible pression) dépend de la pression. Son inventeur éponyme était à l'époque de son invention en 1916 ingénieur chez OSRAM [17] – le célèbre fabricant allemand d'ampoule électrique – et Pirani fut lui-même l'inventeur du ballon fluorescent trop improprement appelé "tube néon" [18]. L'étude rapportée dans ce mémoire ne retiendra de la jauge Pirani qu'un seul élément, *il s'agit d'une sonde thermique*.

En effet, la diffusion de la chaleur est avantageusement un principe physique fort. En l'absence de mouvement d'air et en négligeant les pertes radiatives, l'équation de la chaleur est réduite à cette forme singulièrement simple :

$$\nabla \cdot (k\nabla\theta) + g = C \frac{\partial\theta}{\partial t} \quad (0.1)$$

où ∇ représente le vecteur gradient (qui agit sur l'espace uniquement), (\cdot) représente le produit scalaire, t représente le temps, g et θ représentent respectivement une densité volumique de source de chaleur et la température, puis k et C représentent respectivement la conductivité thermique et la capacité thermique volumique – les propriétés thermophysiques.

Par exemple, une jauge Pirani est constituée d'un filament résistif qui lorsqu'il est parcouru par un courant électrique produit de la quantité de chaleur par effet Joule (localement g est

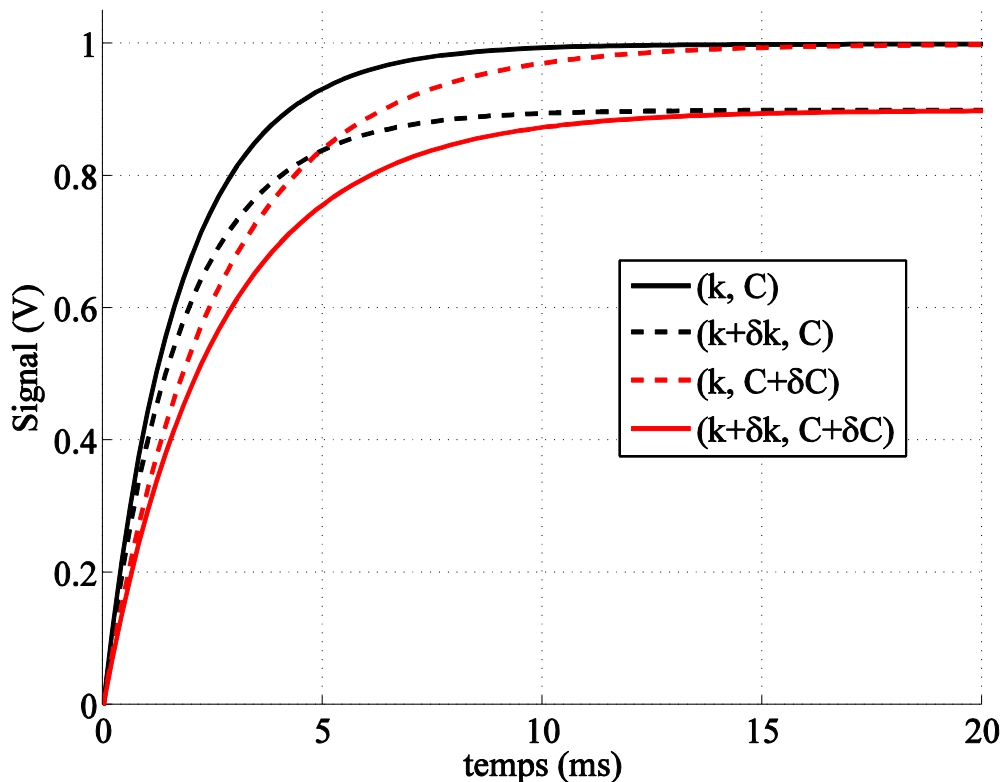


Figure 0.5 : Exemple typique de l'influence des propriétés thermophysiques ($k \rightarrow k + \delta k$, $C \rightarrow C + \delta C$) du gaz échantillon sur la réponse transitoire du capteur (supposée proportionnelle à l'augmentation de température de l'élément sensible). Dans un cas idéal, la conductivité thermique n'influe que sur le régime permanent et la capacité thermique volumique n'influe que sur la courbure du régime transitoire, tout deux de manière découplées.

strictement positif). En supposant qu'à l'état initial la jauge est à l'équilibre thermique avec son environnement gazeux, sa température va augmenter, donc sa résistivité électrique va changer puisqu'elle dépend intrinsèquement de la température, de sorte qu'avec un conditionnement du signal correctement choisi, il est possible de faire l'hypothèse que l'intensité de la source de chaleur est quasiment constante et d'obtenir un signal conditionné de la forme typique illustrée à la Figure 0.5.

Dans un cas idéal lorsque la conductivité thermique du gaz échantillon augmente, la température d'auto échauffement de l'élément sensible en régime permanent diminue et lorsque la

capacité thermique volumique du gaz échantillon augmente, la vitesse de chauffe diminue – ces deux effets étant dans des conditions favorables fortement découplés. Idéalement, de manière synthétique, la conductivité thermique et la capacité thermique volumique jouent *linéairement* sur l'échelle verticale et horizontale respectivement du graph illustré à la Figure 0.5. Ce cas idéal sous-entend cependant que les propriétés thermophysiques de l'élément sensible ne se conjuguent pas à celle de l'échantillon gazeux. C'est-à-dire que ce cas idéal sous-entend une *finesse* parfaite du capteur. Or ce n'est pas exactement le cas dans les faits, puisque le système comporte au moins 2 milieux hétérogènes – l'élément sensible et l'échantillon gazeux – ce qui rend l'interprétation de l'équation (0.1) plus délicate. Cependant une conception adéquate de l'élément sensible permet idéalement de s'approcher de ce cas de figure, ce qui est discuté de manière bien plus détaillée à la section 1.B.2 à partir d'une résolution analytique de l'équation de la chaleur dans le cas d'un modèle multicouche hétérogène.

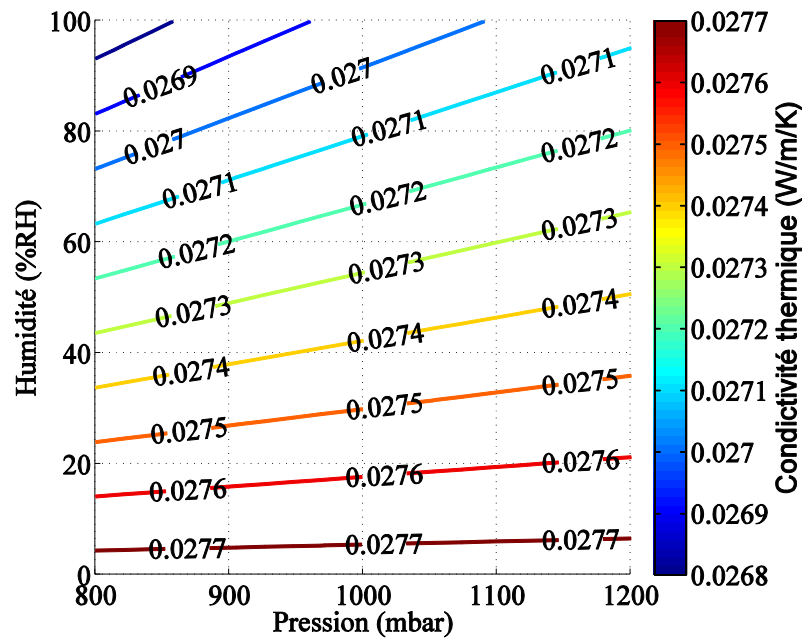
L'influence des paramètres thermophysiques de l'échantillon sur la réponse transitoire du capteur peut être considérée comme étant particulièrement découplée, malgré l'influence des paramètres thermophysiques de l'élément sensible qui peut être contenue cependant. Il est ensuite nécessaire que les paramètres de l'environnement (température, pression et humidité) agissent alors de manière aussi indépendante que possible sur ses paramètres thermophysiques.

Avantageusement, les paramètres thermophysiques de l'air ambiant dépendent simultanément de la température ambiante, de la pression de l'air et de la quantité de vapeur d'eau dissoute (arbitrairement quantifiée par *l'humidité relative* s'exprimant en %RH, voir chapitre 5 pour plus de détails). Les modèles de calculs de ces paramètres thermophysiques existants actuellement sont limités à une plage de variation de la pression relativement étroite (de 0.6 à 1.2 Atm), ce qui est le cas du modèle de référence international CIPM-2007 [22] permettant de déterminer la masse volumique de l'air (dont dépend linéairement la capacité thermique volumique de l'échantillon

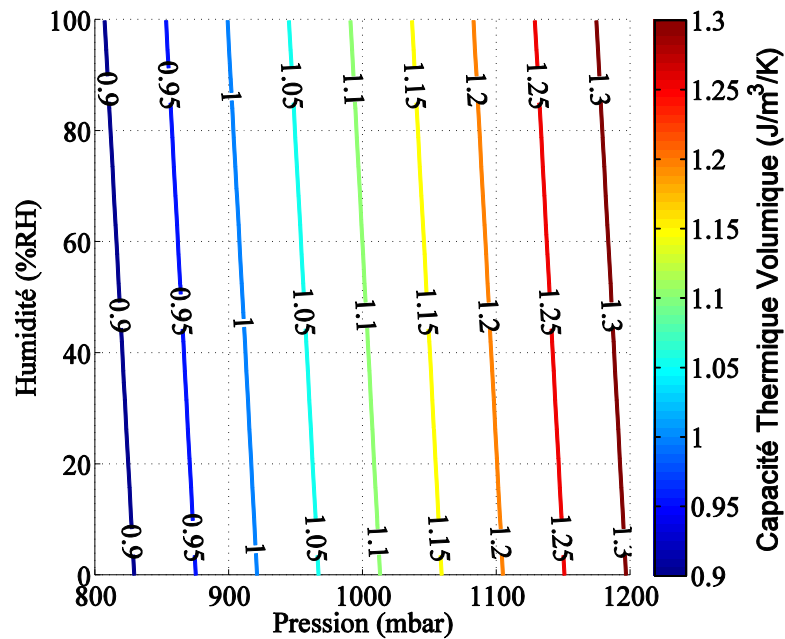
gazeux). Conjointement, Tsilingiris [23] propose en 2009 une approximation de sa capacité thermique massique et de sa conductivité thermique à partir d'une collection importante de modèles publiés antérieurement.

La Figure 0.6 illustre comment, à une température donnée, ces deux paramètres thermophysiques évoluent de manière relativement orthogonale et monotone avec la pression et l'humidité. Cette propriété est avantageusement conservée sur une large gamme de température ambiante.

Ainsi, par voie de conséquence, à *une température ambiante donnée*, pour un couple de pression et d'humidité (les mesurandes), il n'existe qu'un seul couple de paramètre thermophysique donc qu'une seule réponse transitoire du capteur, donc la possibilité d'en déduire conjointement un seul couple d'observation. Ceci assure, à première vue, une relation *biunivoque* entre les mesurandes et les observations. Dans le cas de figure de l'utilisation de l'équation de la chaleur (0.1) comme principe physique fort sous jacent à la méthode de transduction, la relation de cause à effet est *biunivoque à la seule condition* que la température ambiante soit connue et déterminée de manière indépendante. Avantageusement, la résistivité de l'élément sensible à l'instant initial du chauffage permet cette détermination indépendante de la température.



(a)



(b)

Figure 0.6 : Conductivité thermique (a, en W/m/K) et capacité thermique volumique (b, en J/m³/K) en fonction de la pression (en mbar) et de l'humidité (en %RH) à la température ambiante de 50°C [22, 23]. Cette figure montre que pour un couple donné de mesurande, il n'existe qu'un couple de paramètre thermophysique correspondant et de plus leurs gradients sont relativement orthogonaux entre eux.

0.C.2 *Formalisation de la démarche*

La discussion suivante à pour objet de formaliser plus précisément la description qualitative précédente. Elle aboutira à la reformuler sous la forme d'un problème linéaire caractéristique du problème envisagé.

Les mesurandes, notés (m_1, m_2, m_3) sont respectivement la pression, l'humidité et la température ambiante, respectivement notés (P, RH, T_S) d'un mélange gazeux, et dans le cas de figure précédent il s'agit de l'air ambiant. Ces trois mesurandes agissent sur différents paramètres physiques de l'environnement, notamment sur un triplet d'entre eux (p_1, p_2, p_3) qui sont respectivement la conductivité thermique et la capacité thermique volumique de l'échantillon gazeux puis la résistivité nominale (i.e. à l'instant initial du chauffage) de l'élément sensible, respectivement notés (k, C, ρ_{w0}) . Ainsi, au voisinage d'un triplet de condition expérimentales (m_1, m_2, m_3) donné, une faible variation des mesurandes, $(\delta m_1, \delta m_2, \delta m_3)$ se répercute en une variation des paramètres physiques de l'environnement $(\delta p_1, \delta p_2, \delta p_3)$, supposée elle aussi faible, par l'intermédiaire de la relation différentielle suivante :

$$|\delta p_1, \delta p_2, \delta p_3\rangle = |\delta k, \delta C, \delta \rho_{w0}\rangle = J_\xi |\delta m_1, \delta m_2, \delta m_3\rangle = J_\xi |\delta P, \delta RH, \delta T_S\rangle \quad (0.2)$$

où

$$J_{\hat{\varepsilon}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial p_1}{\partial m_1} & \frac{\partial p_1}{\partial m_2} & \frac{\partial p_1}{\partial m_3} \\ \frac{\partial p_2}{\partial m_1} & \frac{\partial p_2}{\partial m_2} & \frac{\partial p_2}{\partial m_3} \\ \frac{\partial p_3}{\partial m_1} & \frac{\partial p_3}{\partial m_2} & \frac{\partial p_3}{\partial m_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial k}{\partial P} & \frac{\partial k}{\partial RH} & \frac{\partial k}{\partial T_S} \\ \frac{\partial C}{\partial P} & \frac{\partial C}{\partial RH} & \frac{\partial C}{\partial T_S} \\ \frac{\partial \rho_{w0}}{\partial P} & \frac{\partial \rho_{w0}}{\partial RH} & \frac{\partial \rho_{w0}}{\partial T_S} \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} \frac{\partial k}{\partial P} & \frac{\partial k}{\partial RH} & \frac{\partial k}{\partial T_S} \\ \frac{\partial C}{\partial P} & \frac{\partial C}{\partial RH} & \frac{\partial C}{\partial T_S} \\ 0 & 0 & \frac{\partial \rho_{w0}}{\partial T_S} \end{bmatrix} \quad (0.3)$$

représente la matrice jacobienne de la conversion des mesurandes en paramètre physiques et où $|\hat{\varepsilon}\rangle$ est un vecteur colonne, cette relation découlant directement de l'expression de la différentielle.

Une actuation (i.e. un actionnement) spécifique de l'élément sensible (chauffage par effet Joule dans notre cas) permet de générer un signal transitoire (supposé correctement conditionné) à partir duquel sont déterminés trois observations (o_1, o_2, o_3) , qui correspondent respectivement à deux mesures (de temps, ce qui sera détaillé à la section 1.C) et à la mesure de la résistance nominale de l'élément sensible, respectivement notées (τ_1, τ_2, R_{w0}) . De sorte qu'il est possible d'écrire de la même manière que précédemment la relation entre les incertitudes suivante :

$$|\delta o_1, \delta o_2, \delta o_3\rangle = |\delta \tau_1, \delta \tau_2, \delta R_{w0}\rangle = J_{\hat{\varepsilon}} |\delta p_1, \delta p_2, \delta p_3\rangle = J_{\hat{\varepsilon}} |\delta k, \delta C, \delta \rho_{w0}\rangle \quad (0.4)$$

où

$$J_{\hat{\varepsilon}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial o_1}{\partial p_1} & \frac{\partial o_1}{\partial p_2} & \frac{\partial o_1}{\partial p_3} \\ \frac{\partial o_2}{\partial p_1} & \frac{\partial o_2}{\partial p_2} & \frac{\partial o_2}{\partial p_3} \\ \frac{\partial o_3}{\partial p_1} & \frac{\partial o_3}{\partial p_2} & \frac{\partial o_3}{\partial p_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \tau_1}{\partial k} & \frac{\partial \tau_1}{\partial C} & \frac{\partial \tau_1}{\partial \rho_{w0}} \\ \frac{\partial \tau_2}{\partial k} & \frac{\partial \tau_2}{\partial C} & \frac{\partial \tau_2}{\partial \rho_{w0}} \\ \frac{\partial R_{w0}}{\partial k} & \frac{\partial R_{w0}}{\partial C} & \frac{\partial R_{w0}}{\partial \rho_{w0}} \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} \frac{\partial \tau_1}{\partial k} & \frac{\partial \tau_1}{\partial C} & \frac{\partial \tau_1}{\partial \rho_{w0}} \\ \frac{\partial \tau_2}{\partial k} & \frac{\partial \tau_2}{\partial C} & \frac{\partial \tau_2}{\partial \rho_{w0}} \\ 0 & 0 & \frac{\partial R_{w0}}{\partial \rho_{w0}} \end{bmatrix} \quad (0.5)$$

représente la matrice jacobienne de la conversion des paramètres physique en observations.

Par substitution, il est possible d'écrire

$$|\delta o_1, \delta o_2, \delta o_3\rangle = J_{\hat{c}} J_{\hat{\varepsilon}} |\delta m_1, \delta m_2, \delta m_3\rangle \quad (0.6)$$

où il convient de remarquer que cette équation correspond à un système linéaire $\hat{A}|x\rangle = |b\rangle$, où \hat{A} et $|b\rangle$ sont les données du problème, $|x\rangle$ représentant la solution recherchée (i.e. les mesurandes). Aussi, les déterminants $\det(J_{\hat{c}})$ et $\det(J_{\hat{\varepsilon}})$ sont à priori non-nuls, de sorte que les deux matrices jacobiniennes sont respectivement inversibles et il vient

$$(J_{\hat{c}} J_{\hat{\varepsilon}})^{-1} = (J_{\hat{\varepsilon}})^{-1} (J_{\hat{c}})^{-1} \quad (0.7)$$

et aussi

$$|\delta m_1, \delta m_2, \delta m_3\rangle = ((J_{\hat{\varepsilon}})^{-1} (J_{\hat{c}})^{-1}) |\delta o_1, \delta o_2, \delta o_3\rangle \quad (0.8)$$

cette dernière relation permettant d'évaluer directement l'incertitude sur les mesurandes connaissant l'incertitude sur la détermination des observations et l'opérateur $((J_{\hat{\varepsilon}})^{-1} (J_{\hat{c}})^{-1})$ détermine la propagation des incertitudes dans l'expérience. Il convient de remarquer que dans le cas d'une station météo de salon idéale, chacune des matrices jacobiniennes sont diagonales, de sorte que $((J_{\hat{\varepsilon}})^{-1} (J_{\hat{c}})^{-1})$ l'est aussi et il n'y a pas de propagation d'erreur dans le mesurage..

0.D Conclusion

Après la présentation de l'objectif, ce premier chapitre a permis d'établir et de formuler la problématique soulevée par l'étude que nous rapportons dans ce mémoire.

Un recueil bibliographique aussi exhaustif que possible rapproche la problématique ci-contre à d'autres cas relativement semblables. Ceci permet de caractériser de manière synthétique les stratégies les plus abouties d'intégration des micro-dispositifs à multiples capteurs comme étant sous jacente à une stratégie *d'intégration monolithique horizontale* puisqu'ils sont

systématiquement intégrés l'un à côté de l'autre. Un exemple bibliographique très aboutit [6-8, le triplet de mesurande étant là aussi la température, la pression et l'humidité d'une ambiance gazeuse] utilise une mutualisation des principes de transductions des différents éléments sensibles afin de mutualiser l'étage de conditionnement du signal.

Par comparaison, l'originalité de la problématique que nous proposons consiste à augmenter le degré d'intégration en regroupant et mutualisant les principes de transduction, d'une part sur un même élément sensible permettant aussi une mutualisation de l'étage de conditionnement électronique du signal. Nous avons arbitrairement référencé cette dernière stratégie comme *intégration monolithique totale*.

Il apparaît d'une part que le choix de l'équation de la chaleur comme principe physique fort sous-jacent à la transduction permet l'établissement d'une relation biunivoque entre les mesurandes (température ambiante, pression et humidité) et un jeu limité de propriétés physiques (résistivité électrique nominale de l'élément sensible, conductivité thermique et capacité thermique volumique de l'échantillon gazeux). D'autre part, l'utilisation d'un micro-filament résistif permet l'établissement d'une relation biunivoque entre ces propriétés physiques et un jeu limité d'observations quantifiées de la réponse transitoire du capteur.

0.E Organisation du mémoire

Un premier chapitre, que le lecteur peut considérer plus directement comme une *étude de faisabilité*, aura comme objet de *valider quantitativement* les résultats établis dans ce chapitre-ci. Il rapprochera le capteur que nous proposons au cas éprouvé du *capteur à fil-chaud* et proposera une méthode robuste de résolution analytique de l'équation de la chaleur dans ce cas de figure. L'étude des solutions de ce modèle permettra d'en déduire un modèle électrique d'une part puis de déduire des règles de conceptions systématiques conditionnant la sensibilité de l'élément sensible.

Suite à quoi sera réalisée une définition précise de la méthode de mesurage qui sera validée en simulation sur un cas typique d'élément sensible. Ce chapitre validera ainsi quantitativement l'intérêt de la démarche d'intégration monolithique de capteurs soulevée dans ce mémoire.

Une fois la démarche validée et après la détermination d'un ensemble de règles de dimensionnement de l'élément sensible, le deuxième Chapitre aura comme objet de relater la microréalisation de trois variantes d'élément sensibles. Trois stratégies seront exposées, l'une complètement réalisée par des moyens industriels, l'une complètement réalisée au laboratoire et une dernière réalisée de manière mixte.

Une fois les capteurs réalisés, nous rapporterons dans le troisième chapitre la caractérisation du comportement des capteurs vis-à-vis de la température ambiante. Ce chapitre mettra d'une part de présenter la reproductibilité de la transduction température-résistivité des échantillons. D'autre part il mettra en évidence de manière détaillée le fait que l'une des variantes micro-réalisée (celle entièrement réalisée au laboratoire) possède un comportement impropre et déterminera précisément une conjonction de causes expliquant cela. La transduction température-résistance étant un élément central du fonctionnement du capteur présenté, ce troisième chapitre permettra aussi de définir un critère quantitatif permettant d'évaluer le rendement de la conversion de consommation énergétique en auto-échauffement. Il s'avère en effet parmi les variantes robustes que l'une d'entre elles a significativement de meilleurs atouts avérés et quantifiés pour convenir à l'usage auquel elles sont destinées – indépendamment de la sensibilité aux autres mesurandes.

Se focalisant plus particulièrement sur la variante la plus compétitive, nous présenterons dans le quatrième chapitre, une validation expérimentale de l'utilisation du capteur dans le cas pratique consistant au mesurage de la pression d'un gaz neutre exempt d'humidité avec une contribution de la température ambiante. Avantagusement ce cas de figure permet d'évaluer le capteur sur une étendue de mesure très large, c'est-à-dire plus particulièrement entre la pression atmosphérique et

11 bars. Ainsi, ce chapitre représentera une validation partielle de la problématique centrale de ce mémoire et est très essentiellement identique à l'article publié.

Dans la continuité de cette démarche de validation pas à pas, nous présenterons dans le cinquième chapitre une validation expérimentale de l'utilisation du capteur dans le cas pratique consistant au mesurage de l'humidité de l'air à une pression de référence (i.e. la pression de l'air est connue et constamment très proche de la pression atmosphérique) avec une contribution de la température ambiante. Ainsi, ce chapitre représentera une autre validation partielle de la problématique centrale de ce mémoire et est essentiellement semblable à l'article publié.

Cette étude étant réalisée dans le cadre aussi d'un partenariat entre différents laboratoires à travers le projet ANR, une étape du travail a consisté en l'évaluation expérimentale et l'implémentation d'une méthode algorithmique originale, et jusqu'alors théorique, de numérisation à faible coût de la réponse impulsionnelle finie (FIR) d'un dispositif (capteur et/ou actuateur), au laboratoire SupElec Sciences et Systèmes (E3S) sous l'encadrement de Prof. J.Juillard.. En effet, outre qu'il conserve l'électronique de conditionnement du capteur, ce principe de numérisation n'utilise qu'un unique comparateur de signal (Convertisseur Numérique Analogique 1-bit) pour, à partir d'observation binaires de la réponse transitoire du capteur activé par un signal binaire et pseudo-aléatoire, en déduire à travers une simple opération algébrique une numérisation N -bit, $N \gg 1$, de sa FIR. Outre la validation expérimentale de l'algorithme, cette étude rapporte comment nous avons d'une part déterminé le paramétrage du mesurage afin qu'il convienne au capteur ci-contre. D'autre part elle rapporte la détermination, par l'auteur de ce mémoire, d'une méthode très simple pour conditionner la lecture, par l'algorithme lui-même, du signal binaire, améliorant très significativement ses performances. Ce chapitre est essentiellement semblable à l'article publié.

Malheureusement, la validation expérimentale de la méthode de mesurage simultanément de la pression et de l'humidité en conjonction de la température ambiante n'est cependant pas rapportée

dans ce mémoire du fait d'une panne d'un outil de caractérisation (le générateur d'humidité) peu de temps avant le départ de la finalisation de la rédaction de ce mémoire.

References du Chapitre 0.

[1] : Norlin, P., Öhman, O., Ekström, B., & Forssén, L. (1998). A chemical micro analysis system for the measurement of pressure, flow rate, temperature, conductivity, UV-absorption and fluorescence. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 49(1), 34-39.

[2] : K.Petersen, "Silicon as a Mechanical Material", Proc. IEEE, vol. 70, no. 5, pp. 420-457, May 1982.

[3] : Stemme, E., & Stemme, G. (1990). A balanced dual-diaphragm resonant pressure sensor in silicon. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 37(3), 648-653.

[4] : Hanay, M. S., Kelber, S., Naik, A. K., Chi, D., Hentz, S., Bullard, E. C., ... & Roukes, M. L. (2012). Single-protein nanomechanical mass spectrometry in real time. *Nature Nanotechnology*, 7(9), 602-608.

[5] : X.Jingbo, Z.Yulong, J.Zhuangde and S.Jian, "A monolithic silicon multi-sensor for measuring three-axis acceleration, pressure and temperature", *Journal of Mechanical Science and Technology* 22 (2008) 731

[6] : A.D.DeHennis, K. D. Wise, "A Wireless Microsystem for the Remote Sensing of Pressure, Temperature, and Relative Humidity", *JOURNAL OF MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS*, VOL. 14, NO. 1, FEBRUARY 2005, pp.12-22

[7] : K.D. Wise, "Wireless Implantable MicroSystems: Coming Breakthroughs in Health Care," *IEEE VLSI Circuit Symposium,Honolulu*, pp. 106-109, June 2002

[8] : K.D. Wise, K. Najafi, R.D. Sacks, E.T. Zellers, "A Wireless Integrated Microsystem for Environmental Monitoring," *ISSCC Digestof Technical Papers*, Feb. 2004

[9] : C.Pang, Z.Zhao¹, J.Zhang, L. Shi, L.Du, Z.Fang, and Y. Liu, "An Advantageous Fabrication Technology to Integrate Pressure Sensor into Multi-sensor for Micro Weather Station", Proceedings of the 4th IEEE Int. Conf. on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems January 5-8, 2009, Shenzhen, China

[10] : Y. B. Gianchandani : "Challenges and Opportunities in Multi-Sensing Microsystems – A Case Study" {cahier des charges sommaires d'un multi-capteur adapté l'instrumentation médicale}

[11] : : A. Hyldgaard, O. Hansen, E.V. Thomsen, FISH&CHIPS: single chip silicon MEMS CTDL salinity, temperature, pressure and light sensor for use in fisheries research, in: IEEE MEMS 2005 Proceedings, Miami Beach, FL, USA, January 30–February 3, 2005, pp. 303–306. {

[12] : A. Hyldgaard, K.Birkelund, J.Janting, E.V. Thomsen, "Direct media exposure of MEMS multi-sensor systems, using a potted-tube packaging concept", Sensors and Actuators A 142 (2008) 398–404

[13] A. Hyldgaard, T. Olafsdóttir, M. Olesen, T. Hedegaard, O. Hansen, E.V. Thomsen, FISH & CHIPS: four electrode conductivity/salinity sensor on a silicon multi-sensor chip for fisheries research, in: IEEE Sensors 2005 Proceedings, Irvine, CA, USA, October 31–November 3, 2005, pp. 1124–1127.

[14] : M.Hautefeuille, B. O'Flynn, F. Peters, C. O'Mahony, "Miniaturised MultiMEMS sensor development", Microelectronics and reliability, 2009, vol. 49, no6, pp. 621-626 {temperature sensor, corrosion sensor, humidity sensor (polyimide), gas sensor, gas flow velocity sensor – et découplage des sensibilités croisées}

[15] : H. Zeng, Z. Zhao¹, H. Dong, Z. Fang and P. Guo, "Fabrication and Test of MEMS/NEMS based Polyimide Integrated Humidity, Temperature and Pressure Sensor",

Proceedings of the 1st IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems January 18 - 21, 2006, Zhuhai, China. { }

[16] :] : G. K. Fedder, R. T. Howe, T.-J. King Liu, E. P. Quevy, "Technologies for cofabricating MEMS and electronics," *Proceedings of IEEE*, vol. 96, pp. 306-322, 2008.

[17] : Pirani, M. (1906). Selbstzeigendes Vakuum-Messinstrument. *Verhandl. deut. Physik Ges*, 8, 686.

[18] : Redhead, P. A. (Ed.). (1997). *Vacuum Science and Technology: Pioneers of the 20th Century* (Vol. 2). American Inst. of Physics.

[19] : J.Fourrier, "Théorie analytique de la chaleur (Fourier)", Firmin Didot, père et fils, Paris, 1822

[20] : J.Fourrier, "Théorie analytique de la chaleur (Fourier)", Ed. Jacques Gabay, Sceaux, 1988

[21]: Liouville, J. (1837). Second Mémoire sur le développement des fonctions ou parties de fonctions en séries dont les divers termes sont assujétis à satisfaire à une même équation différentielle du second ordre, contenant un paramètre variable. *Journal de mathématiques pures et appliquées*, 16-35.

[22] : A. Picard, R.S. Davis, K. Fujii, "Revised formula for the density of moist air (CIPM-2007)", *Metrologia*, 45, 2008, 149-155.

[23] : P.T. Tsilingiris, "Thermophysical and transport properties of humid air at temperature range between 0 and 100 °C", *Energy Conversion and Management*, vol. 45-5, pp.1098-1110, 2008.

Chapitre 1.Principe de fonctionnement.

Ce chapitre à pour objet de décrire le Principe de fonctionnement du capteur réalisé dans le cadre du projet de recherche ANR SysReCap.

1.A Introduction

Trois mécanismes entrent en jeu lors du transport de l'énergie d'une région de l'espace à une autre sous l'influence d'un gradient de température, cette énergie consistant en l'énergie cinétique de vibration d'un atome ou 'une molécule, mis en évidence par sa température. Le premier mécanisme consiste en la transmission de l'énergie sous la forme d'une onde électromagnétique, c'est la diffusion radiative – plus couramment appelé la radiation - et le support de transport de l'énergie est alors un photon. Le deuxième mécanisme consiste en un transport de l'énergie par un mouvement d'ensemble de la matière subissant l'action d'une force, c'est la diffusion convective – ou plus couramment appelé la convection - et le support de l'énergie est un volume macroscopique de particule d'un fluide. Le troisième et dernier mécanisme consiste en une transmission de proche en proche de l'énergie par un mouvement individuel d'un élément de matière, c'est la conduction thermique, et son support est un phonon dans le cas d'un solide et c'est un atome ou une molécule dans le cas d'un fluide. Dans un cas très général, ces trois

mécanismes participent simultanément au transport de l'énergie mais leur contribution relative est très variable selon les cas. Par exemple dans le vide extrême, seule la radiation est contributive, la convection comme la conduction étant très largement négligeable. A l'intérieur d'un solide opaque seule la conduction est possible. Une description instantanée d'un échange de chaleur fait appel à un bilan de puissance. Aussi le terme "chaleur" lui-même est largement confondu de manière ambiguë dans la littérature (francophone et anglo-saxonne tout du moins) soit car il peut être homogène à une énergie ou à une puissance. Dans l'intégralité de ce mémoire, les termes "quantité de chaleur" et "flux de chaleur" sont invariablement homogènes à une puissance et dans la perspective des descriptions réalisées dans ce mémoire, une "source de chaleur" permet de produire de la "quantité de chaleur".

La gestion du transfert thermique est très importante dans de très nombreuses applications scientifiques ou industrielles. Historiquement l'élaboration d'une compréhension et d'une description de ces mécanismes de transfert thermiques a été d'un grand intérêt, de la conception de machine à vapeur, à la centrale nucléaire en passant par le moteur à explosion. De ces trois mécanismes, la conduction thermique est la plus simple à décrire en principe. En effet la loi de Fourier indique qu'à l'équilibre dynamique (i.e. indépendamment du temps), la quantité de chaleur transportée par conduction thermique par unité de surface est proportionnelle au gradient de température. Et le coefficient qui les relie est la conductivité thermique k , homogène à une puissance par unité de température et par unité de longueur. La conductivité thermique est une grandeur physique caractéristique d'un corps pur ou d'un mélange, qui ne dépend souvent que de la température, de la pression et de la composition du mélange. Plus particulièrement, dans le cas de certains solides, la conductivité thermique peut dépendre de la direction du flux de chaleur. Par exemple le bois conduit préférentiellement la chaleur le long des fibres ligneuses, c'est un matériau anisotrope du point de vue de la conduction thermique.

Considérer ces trois mécanismes ensemble complique très singulièrement la mesure des paramètres thermophysiques. Pour cette raison, la complexité de l'appareillage permettant leur mesure équivoque tranche singulièrement de la simplicité de la loi de Fourier.

1.A.1 Équation fondamentale

L'équation fondamentale de la conduction thermique, à l'équilibre dynamique, à l'intérieur d'un matériau qui relie le flux de chaleur q au gradient de température ∇T s'écrit

$$q = -k\nabla T \quad (1.1)$$

Il n'est pas possible de mesurer localement et avec précision un flux de chaleur comme un gradient de température. Les techniques expérimentales se basent alors sur une forme intégrale de cette équation, utilisant alors des conditions aux limites particulières, permettent de réduire le problème mathématique à une intégrale selon une seule dimension de l'espace. Ceci permet de réduire le problème différentiel précédent à la formulation algébrique :

$$Q = Ak\Delta T \quad (1.2)$$

où A est une constante de calibration dépendante du dispositif expérimental de mesure et de l'échantillon et ΔT est une différence de température entre deux points du dispositif. La géométrie du dispositif consiste généralement en deux plaques, deux cylindres concentriques, ou encore éventuellement en deux sphères concentriques, contenant entre eux l'échantillon.

L'équation (1.2) est utilisée dans les *méthodes en régime permanent*, qui sont utilisées dans de nombreuses applications. Elles consistent à mesurer une différence de température ΔT entre deux surfaces qui est générée par la quantité de flux de chaleur Q sur l'une des faces de l'échantillon. La détermination de la conductivité thermique k nécessite de connaître précisément la

température des surfaces aux limites de l'échantillon (établissant ainsi les conditions aux limites). En pratique il est particulièrement difficile, voire impossible, de générer des flux thermiques qui ne dépendent que d'une seule direction, en effet il existe systématiquement des gradients de températures sur les faces limites de l'échantillon, traduisant des flux le long de ces dernières – ces flux sont alors des pertes thermiques. Ainsi un effort tout particulier est mis en œuvre dans la conception du dispositif pour approcher au mieux cette condition et il en demeure systématiquement un coefficient de correction A .

Dans le cas d'applications où la production de chaleur dans le dispositif est variable dans le temps, pour que par exemple la réponse temporelle de la température mesurée à un endroit de l'échantillon puisse renseigner sur les paramètres thermophysiques, il faut considérer l'équation de conduction suivante :

$$\rho c_p \frac{\partial T}{\partial t} = \nabla \cdot [k \nabla T] \quad (1.3)$$

où ρ représente la masse volumique de l'échantillon (en kg/m^3), c_p sa capacité calorifique à pression constante – plus couramment appelée chaleur spécifique – (en J/kg/K) et t le temps (en s). Dans de nombreuses applications il est courant de négliger la dépendance des paramètres thermophysiques avec la température et de réduire l'équation précédente en :

$$\frac{\partial T}{\partial t} = \frac{k}{\rho c_p} \nabla^2 T = \alpha \nabla^2 T \quad (1.4)$$

dans laquelle la grandeur $\alpha = \frac{k}{\rho c_p}$ représente la diffusivité thermique de l'échantillon (en m^2/s), permettant de réduire l'influence de trois grandeurs physique en une seule.

Les applications expérimentales de la mesure des paramètres thermophysiques basée sur l'équation (1.4) génèrent un flux de chaleur dont l'intensité est contrôlés dans le temps sur l'une

des faces de l'échantillon et mesurent la température à ce même endroit ou éventuellement dans un autre lieu de l'échantillon. La plupart des applications sont spécifiquement conçues pour permettre une conduction de chaleur le long d'une seule direction, ce qui simplifie la mise en œuvre de la résolution de l'équation (1.4). Cette condition expérimentale ne pouvant être accomplie de manière ultime, des corrections appliquées à l'équation (1.4) sont nécessaires. Les techniques diffèrent principalement selon la nature de la source de chaleur ainsi que dans la géométrie utilisée pour la conception du dispositif. ρ et c_p peuvent dans certains cas être déterminées indépendamment de la conductivité thermique k en utilisant des méthodes gravimétriques et calorimétriques respectivement. Ainsi la grandeur qui est déterminée est en générale la diffusivité thermique, α , qui permet une mesure indirecte de la conductivité thermique, k .

1.A.2 Méthode en régime permanent.

La méthode en régime permanent permet de déterminer la conductivité thermique d'un fluide ou d'un solide et la géométrie principalement utilisée consiste à inclure l'échantillon entre deux plaques parallèles. L'utilisation de cylindres concentriques a été principalement utilisée par Le Neindre [1].

Comme illustré à la Figure 1.1 Un échantillon est contenu dans le mince espace séparant deux plaques (supérieure et inférieure) toutes deux prévues en matériau conducteur de chaleur pour réduire les flux thermique dans ces dernières et elles qui sont séparés d'une distance d . Une faible quantité de puissance thermique Q est générée par effet Joule à l'intérieur de la plaque supérieure. Cette quantité de chaleur est diffusée vers la plaque inférieure en passant à travers la fine couche d'échantillon. L'échantillon et la plaque supérieure sont protégés par une plaque de garde dont la température est contrôlée pour qu'elle soit identique à celle de la plaque supérieure puis est

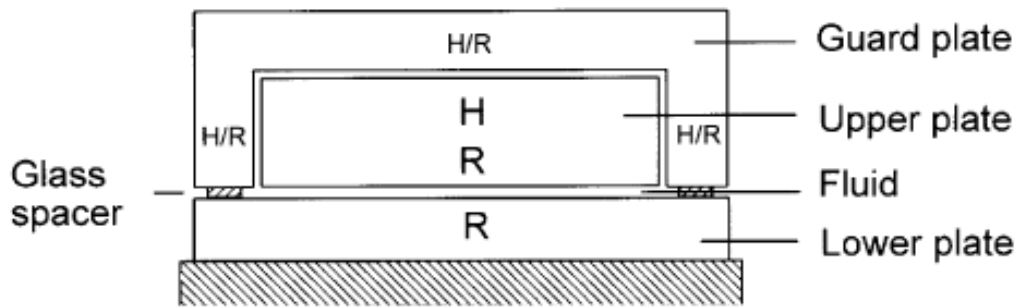


Figure 1.1 : Méthode en régime permanent utilisant des plaques parallèles. Ce procédé utilise différentes sophistications permettant de garantir au mieux un flux de chaleur unidirectionnel entre les deux surfaces de l'échantillon indicées R.

séparée de la plaque inférieure par des cales en matériau isolant. Cette plaque de garde permet de ne pas perturber la température des deux autres plaques et aussi d'éviter un transfert de chaleur entre la plaque supérieure et l'environnement extérieur. Elle permet aussi de limiter les variations dans la direction des gradients de température aux bords de l'échantillon.

La température des plaques supérieures et inférieures ainsi que les paramètres du signal électrique, permettant de générer la chaleur par effet Joule dans la plaque supérieure, sont finement contrôlés. La conductivité thermique est ensuite déduite de l'équation

$$Q = \frac{S}{d} k \Delta T \quad (1.5)$$

où S représente la surface en regard entre les plaques supérieures et inférieures et ΔT la différence de température entre ces deux plaques.

Des corrections doivent cependant prendre en compte l'existence de pertes thermiques. Si l'échantillon est transparent aux radiations thermiques, l'état de surface des plaques peut être prévu pour les limiter en réduisant leur émissivité, en effet de la chaleur est diffusée de manière

radiative entre les deux plaques à travers l'échantillon, cette quantité de chaleur devant alors être retranchée du bilan (1.5). En échange, si l'échantillon absorbe les radiations thermiques, il va produire de la chaleur, et il semble qu'un remède efficace concoure pour corriger cet effet soit proposé dans [2]. Lorsqu'une précision ultime n'est pas recherchée, les corrections usuelles consistent à déterminer un coefficient de calibration S/d en utilisant comme échantillon de calibration un matériau de conductivité thermique connu.

1.A.3 Limitations

Les instruments à plaques parallèles ont longtemps été utilisés pour la détermination de la conductivité thermique des fluides, notamment dans des conditions de température et de pression qui permettent l'étude de propriétés thermodynamiques particulières (points critiques d'un fluide, ...). Cependant une attention toute particulière doit accompagner la mise en œuvre des expériences. Les dispositifs les plus performants utilisent un espace entre les plaques de quelques centaines de micromètres seulement. Cela permet avantageusement de limiter les flux thermiques qui ne sont pas perpendiculaires aux surfaces entre les plaques. Ceci permet surtout de limiter considérablement le mouvement convectif dans l'échantillon fluide, mouvement d'ensemble qui finit par s'établir naturellement au fur et à mesure que l'équilibre thermique s'installe dans l'expérience. En effet, les mouvements de fluides sont instables et perturbent l'établissement d'un équilibre des gradients thermiques. Une faible différence de température entre les deux plaques est utilisée pour amoindrir les convections. A cela se rajoute un soin important qui est apporté pour assurer que la mise en parallèle des deux plaques et leur positionnement précis pour qu'elles soient normales au vecteur de la pesanteur, ce qui permet de limiter fortement la convection de chaleur qui subsisterait dans l'expérience [2]. En effet ce mode opératoire a été utilisé par [3,4] aux laboratoires Van Der Walls pour évaluer la conductivité thermique d'un fluide au point

critique, conditions dans lesquelles le fluide est particulièrement sujet aux mouvements convectifs, pour montrer que la conductivité d'un fluide augmente fortement à proximité immédiate des conditions critiques, et qu'elle est infinie en principe.

Pour les applications dans lesquelles l'échantillon est un solide, le dispositif de mesure ne varie pas en principe. L'espace entre les deux plaques est plus important puisqu'il n'est plus nécessaire de s'abstraire des mouvements convectifs et que la préparation d'échantillons solides fins est particulièrement coûteuse. La limitation principale et majeure réside alors en ce qu'assurer un contact thermique intime entre deux surfaces solides est alors particulièrement difficile. Cependant ces applications sont nombreuses et particulièrement utilisées dans l'industrie du bâtiment.(voir le document technique de Laboratoire National D'essai au sujet du banc de détermination de la conductivité thermique des matériaux isolant [5]).

1.A.4 Méthode en régime transitoire

Les méthodes qui utilisent le régime transitoire de la conduction thermiques sont beaucoup plus populaires que les précédentes. En général les méthodes transitoires ne nécessitent pas une mise en œuvre aussi soignée ni la même stabilité des flux thermiques. Ces méthodes sont aussi les seules qui permettent de profiter d'un facteur clé qui est la rapidité de la mesure – ce qui permet de s'abstraire fortement de la contribution des flux convectifs qui s'établissent peu à peu dans le dispositif.

a Méthode transitoire du fil chaud

La méthode transitoire du fil chaud permet de déterminer les paramètres thermophysique d'un échantillon en observant la réponse temporelle de la température lorsque qu'une différence de tension est brutalement appliquée aux bornes d'un filament électrique centré dans une enceinte

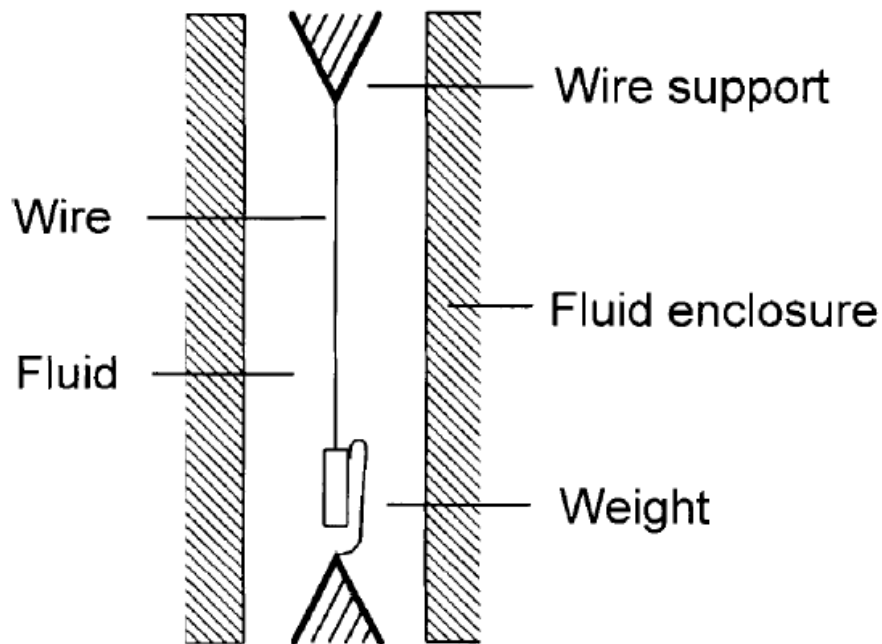


Figure 1.2 : Méthode du fil chaud

cylindrique qui contient le gaz échantillon, comme illustré à la Figure 1.2. Le fil étant résistif, il va produire une certaine quantité de chaleur par effet Joule, et va alors consister en une source de chaleur linéique dont l'intensité est presque constante. Le filament agissant comme une source de chaleur, il va générer un flux de chaleur à l'intérieur de l'échantillon qui l'entoure. Ce flux de chaleur, gouverné par les constantes thermophysiques de l'échantillon et les conditions aux limites du dispositif, va influencer sur la température du filament. Car avantageusement, le filament sert aussi de détecteur de température, du fait de la dépendance de sa résistance électrique avec la température. La variation transitoire de sa température est ensuite reliée aux paramètres thermophysiques de l'échantillon.

De manière ultime, il faut supposer que le fil est idéal, c'est-à-dire qu'il est infiniment long (flux de chaleur unidirectionnels dans l'échantillon), que sa conductivité thermique est infinie (conducteur parfait) et que sa capacité thermique est nulle (aucune inertie thermique), et que de

plus que les propriétés thermophysiques de l'échantillon, d'épaisseur infinie, sont indépendantes de la température et qu'il est parfaitement à l'équilibre thermodynamique avec le filament au temps initial $t = 0$ à la température ambiante T_S . De cette manière l'augmentation de température à la surface du filament, de rayon r_0 , à la température $T(t, r_0)$, est approximée par :

$$\Delta T(t, r_0) = T(t, r_0) - T_S = \frac{q}{4\pi k} \left[\log \left(\frac{4\alpha t}{r_0^2 C} \right) + \frac{r_0^2}{4\alpha t} \right] \quad (1.6)$$

où C est une constante de calibration. Si le rayon du fil est suffisamment fin, le terme en r_0^2 peut être négligé et la conductivité thermique peut être déterminée par la pente de la caractéristique ΔT - $\log(t)$. Comme en fait le cas idéal ne peut pas être atteint, les mesures dévient de ce modèle. Cependant seules quelques considérations annexes permettent de faire en sorte que ce modèle reste acceptable dans ces conditions expérimentales. Un excellent exemple de cette méthode est donné dans [6] qui utilise une version légèrement corrigée de l'équation (1.6).

La méthode transitoire du fil chaud date des années 30 et a été initialement utilisée pour déterminer la conductivité thermique de matériaux pulvérisés [7]. A partir des années 60 l'amélioration des possibilités de l'électronique permettant la mesure rapide de faibles variations de résistance a permis d'étendre cette expérience à d'autres matériaux.

Dans le cas où l'échantillon est un fluide, pour limiter les corrections dues à la capacité calorifique du filament, ce dernier est prévu très fin (quelques micromètres de rayon) en comparaison à une longueur importante du dispositif (15 à 20 cm). Un fil de platine est généralement utilisé parce que sa caractéristique résistance-température est particulièrement bien déterminée et qu'il est inerte à la corrosion. De plus, le platine est suffisamment ductile pour réaliser des filaments capillaires de 5 μm de diamètre. Si l'échantillon est conducteur électrique, le filament est recouvert d'un isolant et la théorie est modifiée pour tenir compte de cet effet [8].

L'illustration de ce type de dispositif est bien réalisée par l'étude de H. M. Roder du National Bureau of Standards américain dans [9], qui décrit précisément son appareillage de capteur à fil chaud et l'effort d'ingénierie mis en œuvre pour s'abstraire au mieux des différents effets de bords. Cette étude a permis entre autre de déterminer l'influence de la pression sur la conductivité thermique de l'hélium et de l'azote gazeux.

b ***La méthode du Laser-Flash.***

Une autre méthode transitoire est utilisée par exemple lorsque la température de l'échantillon doit être importante (en métallurgie par exemple). La Figure 1.3 présente le principe d'une expérience mettant en œuvre cette méthode. L'échantillon, un cylindre plat de rayon r_0 et d'épaisseur h , est illuminé sur l'une de ses faces plate par une impulsion laser, orientée suivant la génératrice de l'échantillon, de haute intensité et de très faible durée. L'absorption de l'énergie du faisceau laser par le front de l'échantillon produit une source de chaleur localement ponctuelle, qui est diffusée à travers l'échantillon vers la surface opposée, où la température est ensuite mesurée par un détecteur infrarouge. Les résultats sont ensuite interprétés en utilisant l'équation à une dimension (1.4) avec comme condition initiale une impulsion (spatiale et temporelle) de quantité de chaleur (i.e. une impulsion de puissance) à l'une des faces de l'échantillon.

L'augmentation transitoire de température (i.e. la réponse impulsionnelle) sur la face arrière de l'échantillon est donnée par

$$\Delta T(t, l) = T(t, l) - T_0 = \frac{Q}{\rho c_p h \pi r_0^2} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \exp\left(-\frac{n^2 \mu^2 \alpha t}{2}\right) \right] \quad (1.7)$$

où Q est la quantité de puissance absorbée par la surface frontale de l'échantillon lors de l'impulsion laser. La diffusivité thermique α est ensuite déterminée en mesurant le temps que met la température à décroître de moitié depuis sa valeur maximale. L'avantage de cette méthode est qu'elle ne nécessite aucun contact entre l'échantillon, le générateur de chaleur et le détecteur de température. Cette technique est particulièrement adaptée pour les hautes températures ambiantes ou les ambiances agressives.

Cette méthode est aussi utilisée dans de nombreuses autres applications et le critère semblant justifier son utilisation consiste à découpler le détecteur de température du générateur de température (la source de chaleur). Ces applications sont alors sensiblement semblables à la méthode transitoire du fil chaud en cela que l'élément sensible ne produit pas significativement de chaleur [10-12]. Ces variantes sont aussi utilisées dans le cas de micro-applications, comme par exemple dans les travaux [13, 14], qui permettent de relier les paramètres d'un échantillon sanguin aux paramètres thermophysiques de celui-ci.

c *La méthode 3ω*

Dans le cadre d'application basée sur l'aspect fréquentielle de la réponse transitoire de l'élément sensible du capteur à fil chaud, la détermination des propriétés thermo-physiques de l'échantillon utilise le plus couramment la méthode 3ω . Cette méthode permet de déterminer les propriétés thermo-physiques d'un échantillon à partir de l'amplitude du troisième harmonique de la réponse oscillante de l'élément sensible causée par le produit du courant de chauffe (à la

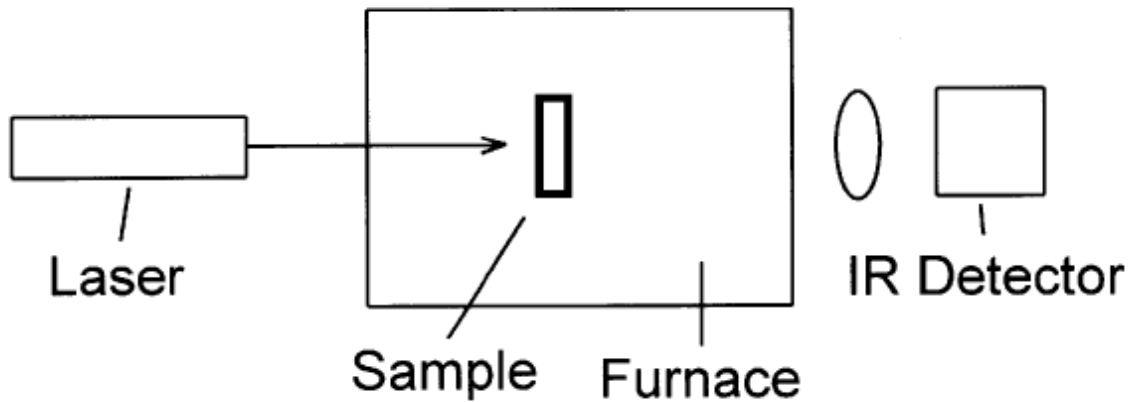


Figure 1.3 : Schéma de principe de la méthode du laser-flash

pulsation ω) et de sa variation de résistance induite par la variation de sa température (à la pulsation 2ω) [15-16].

1.A.5 Conclusion

Cette première section introductive a présenté de manière générale la mise en œuvre de différentes méthodes pour déterminer les paramètres thermophysiques d'un matériau, avec entre autre une description de la méthode du fil chaud, telle qu'appliquée en tant que standard métrologique primaire, en régime permanent ou transitoire ainsi que la description succincte de la méthode du laser Flash et de la méthode 3ω . Basée sur l'équation de diffusion de la chaleur, l'utilisation seule du régime permanent permet de mesurer la conductivité thermique d'un échantillon, alors que l'utilisation du régime transitoire, plus complète, permet de mesurer de manière découplée, sa capacité thermique volumique. La section suivante a comme objet de détailler plus précisément la nature physique des résultats expérimentaux mise en œuvre par la méthode à fil chaud.

1.B Étude fondamentale – Modélisation.

Le capteur que nous présentons dérive directement de la méthode transitoire du fil chaud. Comme cela apparaîtra plus précisément dans les chapitres suivants, ce capteur consiste rigoureusement en une miniaturisation à l'échelle du micro-capteur MEMS du procédé décrit dans la section 1.A.4a. Les technologies MEMS interdisent rigoureusement d'obtenir le degré de perfection de ces applications métrologiques. En effet, elles interdisent d'augmenter les dimensions de l'appareillage afin d'éliminer au mieux les différents effets de bords, pour obtenir ultimement un flux de chaleur unidirectionnel. Cette seconde section a pour objet de réaliser une étude fondamentale du capteur à fil chaud et de déterminer l'influence de ces non-idéalités du capteur sur le signal de mesure.

Dans une première partie, l'équation de la chaleur, est ramenée à sa forme la plus fondamentale, et la plus générale, l'équation de la continuité. Cette forme permet de clairement définir, dans le cadre d'une description locale des bilans énergétiques, les différentes contributions de la conduction et de la convection dans le transfert de chaleur. Dans une seconde partie, le capteur à fil chaud est modélisé analytiquement dans une géométrie simple, ce qui permettra clairement de définir les règles de conception du capteur MEMS permettant d'augmenter sa sensibilité avec les paramètres thermophysiques de l'échantillon. Les propriétés de la réponse transitoire du capteur seront aussi présentées. Dans une troisième partie, ce modèle sera affiné pour tenir compte de non-linéarités dont l'origine apparaîtra comme évidente, puis de prévoir leur influence sur la réponse transitoire du capteur.

1.B.1 Modélisation du micro capteur à fil chaud

La modélisation que nous proposons consiste à résoudre l'équation de conduction pour la méthode transitoire du fil chaud dans une géométrie cylindrique. L'élément sensible est représenté par un cylindre de rayon r_1 et de longueur L . Il est concentrique à un autre cylindre de rayon r_2 et de longueur L qui représente les parois (tantôt virtuelles) du dispositif, et l'espace entre ces deux cylindres contient l'échantillon gazeux. Plus généralement, il s'agit ici de résoudre l'équation de la chaleur dans un système constitué de deux milieux : le milieu (1) représentant l'élément sensible, de conductivité thermique k_1 et de capacité thermique volumique C_1 , et le milieu (2) représentant le volume d'échantillon, de conductivité thermique k_2 et de capacité thermique volumique C_2 , comme illustré sur la Figure 1.4. Dans ces conditions, le profil de température est représenté par une fonction définie par partie $\theta_i(x, r, t)$ dans $r_{i-1} \leq r \leq r_i$, $0 \leq x \leq L$ et $0 \leq t$, avec $r_0 = 0$, où l'indice i adresse le milieu considéré. La température et le flux thermique sont tous deux continus dans l'intégralité du système (notamment aux interfaces des milieux (1) et (2)) et dans le temps. Par convention, la température $\theta_i(x, r, t)$ est une grandeur qui est référencée additivement par rapport à la température ambiante T_S .

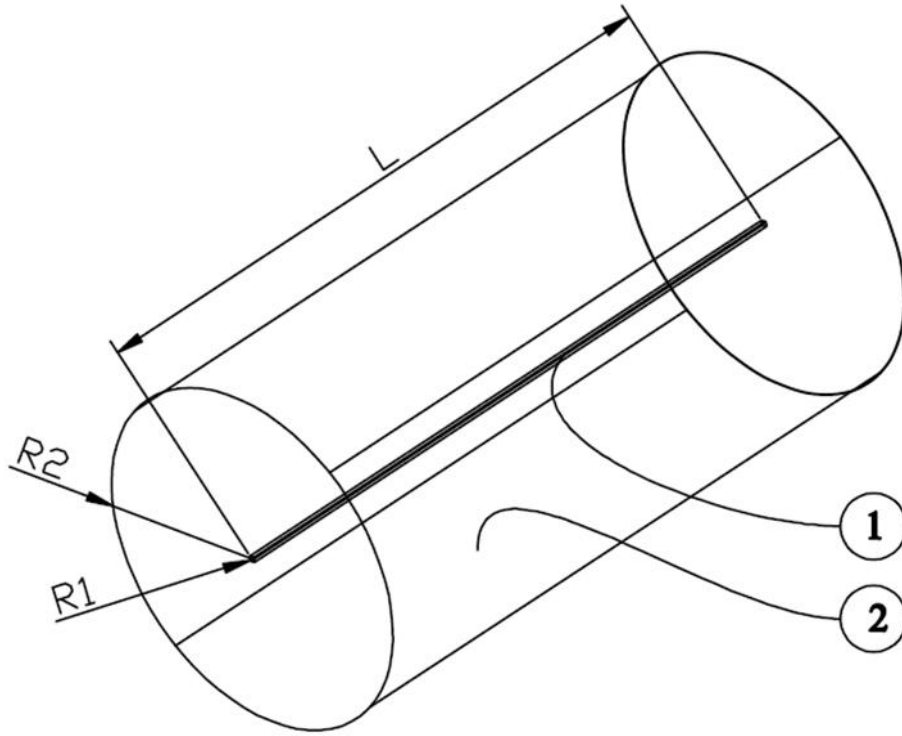


Figure 1.4 : Géométrie de modélisation du capteur à fil chaud

a ***Etablissement du problème aux conditions limites***

L'équation de conduction de la chaleur s'écrit, en négligeant les transferts thermiques par convection et en supposant les propriétés thermiques du système indépendante de la température $\theta_i(x, r, t)$, sous la forme suivante :

$$\alpha_i \nabla^2 \theta_i(x, r, t) + \frac{\alpha_i}{k_i} g(x, r, t) = \frac{\partial \theta_i(x, r, t)}{\partial t} \quad (1.8)$$

définie dans $0 \leq x \leq L$, $r_{i-1} \leq r \leq r_i$, $r_0 = 0$, $t > 0$, $i = 1, 2$. et assujettie aux conditions aux limites aux surface extérieures

la température est nulle et constante sur
la face extérieur en $x = 0$

$$\theta_i(0, r, t) = 0, \quad (1.9)$$

la température est nulle et constante sur la face extérieur en $x = L$ $\theta_i(L, r, t) = 0$ (1.10)

Par symétrie, le flux de chaleur radial est nul et constant au centre du filament $\frac{\partial \theta_1(x, 0, t)}{\partial r} = 0$ (1.11)

La température est nulle et constante sur la face extérieure en $r = r_2$ $\theta_2(x, r_2, t) = 0$ (1.12)

et aux conditions limites aux interfaces

Continuité de la température aux interfaces $\theta_1(x, r_1, t) = \theta_2(x, r_1, t)$ (1.13)

Continuité du flux de chaleur aux interfaces $k_1 \frac{\partial \theta_1(x, r_1, t)}{\partial r} = k_2 \frac{\partial \theta_2(x, r_1, t)}{\partial r}$ (1.14)

et à la condition initiale

Au temps initial la température du système est nulle (i.e. à la température ambiante) $\theta_i(x, r, 0) = 0$ (1.15)

où

$$\nabla^2 = \nabla_x^2 + \nabla_r^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} + \frac{\partial^2}{\partial r^2} \quad (1.16)$$

représente l'opérateur différentiel de Laplace dans la géométrie cylindrique, et $g(x, r, t)$ représente le terme de source de génération de chaleur, homogène à une densité volumique de puissance puis k_i et α_i représentent respectivement la conductivité thermique et la diffusivité thermique du milieu i , qui sont supposées indépendante de la température $\theta_i(x, r, t)$.

b *Résolution du problème aux conditions limites*

La démarche de résolution du problème aux conditions limites, multi-couche, à deux dimension dans l'espace, avec un terme de source, utilisée dans cette section fut, dans le cas particulier de l'équation de conduction, multicouche, avec terme de source, suggérée pour la première fois par Ozisik en 1986 dans [18] d'une manière légèrement différente.

Cette méthode de calcul est cependant limitée. La solution formelle $\theta(\mathbf{r}, t)$ du problème (1.11), où \mathbf{r} est un vecteur à plusieurs dimensions, n'est possible que pour des constantes physiques (k et C) dont les valeurs ne dépendent pas de la solution $\theta(\mathbf{r}, t)$. De plus il est nécessaire que ces constantes physiques ne dépendent que d'une seule direction de l'espace (dimension radiale dans le cas ci-contre). Lorsque ceci est vérifiée, la détermination de la solution est relativement directe.

Les solutions du problème aux conditions limites (1.8) sont déterminées en appliquant la méthode de la séparation des variables sous la forme

$$\theta_i(x, r, t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \Gamma_{n,m}(t) X_n(x) R_{i,n,m}(r) \quad (1.17)$$

définies dans $r_{i-1} \leq r \leq r_i$, $0 \leq x \leq L$, $t \geq 0$. Les fonctions décrivant la dépendance spatiale de la température $X_n(x)R_{i,n,m}(r)$ sont spécifiquement choisies pour réduire l'opérateur différentiel $\alpha_i \nabla^2$ (où α_i est une fonction qui ne dépend que de r) en un coefficient scalaire. En effet, dans ces conditions

$$\begin{aligned}
 \alpha_i \nabla^2 \theta_i(x, r, t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \alpha_i \nabla^2 X_n(x) R_{i,n,m}(r) \Gamma_{n,m}(t) \\
 &= \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left(\alpha_i \nabla_x^2 X_n(x) R_{i,n,m}(r) + \alpha_i X_n(x) \nabla_r^2 R_{i,n,m}(r) \right) \Gamma_{n,m}(t) \\
 &= \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} -\gamma_{m,n}^2 X_n(x) R_{i,n,m}(r) \Gamma_{n,m}(t)
 \end{aligned} \tag{1.18}$$

Il faut alors remarquer que:

- l'équation $\alpha_i \nabla^2 X_n(x) R_{i,n,m}(r) = -\gamma_{m,n}^2 X_n(x) R_{i,n,m}(r)$ est une équation aux valeurs propres tout à fait singulière. En effet l'opérateur $\alpha_i \nabla^2$ est un opérateur de Sturm-Liouville [17] et ses fonctions propres $X_n(x) R_{i,n,m}(r)$ ont des propriétés d'orthogonalité singulières qui seront utilisées plus loin.
- à ce stade, aucune hypothèse n'a besoin d'être faite sur l'allure du terme de source.
- *les valeurs propres $\gamma_{m,n}^2$ forment un spectre discret et dégénéré à valeur réel*, et ces valeurs propres sont indépendantes de l'espace et du temps. Ces valeurs propres dépendent par contre de la dépendance spatiale du terme de source et des constantes physiques du dispositif, en plus de ses dimensions et des conditions aux limites.

Ensuite, les fonctions $X_n(r)$ sont choisies de telles sorte qu'elles soient la solution du problème de Sturm-Liouville suivant :

$$\nabla_x^2 X_n(x) = -\beta_n^2 X_n(x) \tag{1.19}$$

avec les conditions aux limites

$$\text{Déduite de (1.12)} \quad X_n(0) = 0 \quad (1.20)$$

$$\text{Déduite de (1.13)} \quad X_n(L) = 0 \quad (1.21)$$

dont les solutions sont données par

$$X_n(x) = c_n \sin(\beta_n x) \quad (1.22)$$

où c_n représente une constante multiplicative arbitrairement imposée à 1, et avec les valeurs propres

$$\beta_n = \frac{(2n-1)\pi}{L} \quad (1.23)$$

En effet, l'équation (1.19) permet d'obtenir

$$\begin{aligned} \alpha_i \nabla^2 \theta_i(x, r, t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \alpha_i [\nabla_x^2 X_n(x) Ri_{n,m}(r) + X_n(x) \nabla_r^2 Ri_{n,m}(r)] \Gamma_{n,m}(t) \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \alpha_i [-\beta_n^2 Ri_{n,m}(r) + \nabla_r^2 Ri_{n,m}(r)] X_n(x) \Gamma_{n,m}(t) \end{aligned} \quad (1.24)$$

A la suite de quoi, les fonctions $Ri_{n,m}(r)$ sont telles qu'elles sont la solution du problème de Sturm-Liouville suivant :

$$\alpha_i \nabla_r^2 Ri_{n,m}(r) - \alpha_i \beta_n^2 Ri_{n,m}(r) = -\gamma_{n,m}^2 Ri_{n,m}(r) \quad (1.25)$$

assujetties aux conditions aux limites externes

$$\text{D\u00e9duite de (1.14)} \quad \frac{d}{dr} R_{1n,m}(0) = 0 \quad (1.26)$$

$$\text{D\u00e9duite de (1.15)} \quad R_{2n,m}(0) = 0 \quad (1.27)$$

et aux conditions limites aux interfaces

$$\text{D\u00e9duite de (1.16)} \quad R_{1n,m}(r_1) = R_{2n,m}(r_1) \quad (1.28)$$

$$\text{D\u00e9duite de (1.17)} \quad k_1 \frac{d}{dr} R_{1n,m}(r_1) = k_2 \frac{d}{dr} R_{2n,m}(r_1) \quad (1.29)$$

dont la solution g\u00e9n\u00e9rale est de la forme

$$R_{in,m}(r) = C_{in,m} J_0 \left(r \sqrt{\frac{\gamma_{n,m}^2}{\alpha_i} - \beta_n^2} \right) + D_{in,m} Y_0 \left(r \sqrt{\frac{\gamma_{n,m}^2}{\alpha_i} - \beta_n^2} \right) \quad (1.30)$$

o\u00f9 J_p et Y_p repr\u00e9sentent respectivement les fonctions de Bessel de premi\u00e8re et de seconde esp\u00e8ce d'ordre p , et $C_{in,m}$ et $D_{in,m}$ des constantes arbitraires.

A partir de la condition limite (1.26) il d\u00e9coule $D_{1n,m} = 0$ puis $C_{1n,m}$ est arbitrairement impos\u00e9 \u00e9gal \u00e0 1. Les conditions aux limites aux interfaces (1.28) et (1.29) permettent de d\u00e9finir $C_{2n,m}$ et $D_{2n,m}$ telles que

$$C_{2n,m} = \frac{k_2 w_2 J_0(w_1 r_1) Y_1(w_2 r_1) - k_1 w_1 J_1(w_1 r_1) Y_0(w_2 r_1)}{k_2 w_2 (J_0(w_2 r_1) Y_1(w_2 r_1) - J_1(w_2 r_1) Y_0(w_2 r_1))} \quad (1.31)$$

$$D_{2n,m} = \frac{k_1 w_1 J_1(w_1 r_1) J_0(w_2 r_1) - k_2 w_2 J_0(w_1 r_1) J_1(w_2 r_1)}{k_2 w_2 (J_0(w_2 r_1) Y_1(w_2 r_1) - J_1(w_2 r_1) Y_0(w_2 r_1))} \quad (1.32)$$

avec $w_1 = \sqrt{\frac{\gamma_{n,m}^2}{\alpha_1} - \beta_n^2}$ et $w_2 = \sqrt{\frac{\gamma_{n,m}^2}{\alpha_2} - \beta_n^2}$.

Finalement les valeurs propres $\gamma_{n,m}$ sont formées par l'ensemble des solutions de l'équation transcendante (1.27) et sont ordonnées telles que $0 < \gamma_{n,1} < \gamma_{n,2} < \dots < \gamma_{n,3} < \dots$. Les solutions d'une équation transcendente (par exemple $x = \tan(x)$) n'ont pas d'expression formelles et sont déterminée numériquement par l'outil informatique.

Puisque les fonctions $X_n(x)R_{i_{n,m}}(r)$, déterminée précédemment de manière formelle, sont les fonctions propres de l'opérateur de Sturm Liouville $\alpha_i \nabla^2$ associées à la valeur propre $-\gamma_{m,n}^2$, elles ont les propriétés d'orthogonalité suivantes [17 Ch 6.9]:

$$\langle R_{n,m} | R_{n,m'} \rangle = \int_0^R r \frac{k(r)}{\alpha(r)} R_{n,m}(r) R_{n,m'}(r) dr = \delta_{m,m'} = \begin{cases} 0 & \text{si } m \neq m' \\ N_{Rn,m} & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.33)$$

où $N_{Rn,m}$ représente la norme de la fonction $R_{n,m}(r) = R_{1_{n,m}}(r) \cup R_{2_{n,m}}(r)$.

$$\langle X_n | X_{n'} \rangle = \int_0^L X_n(x) X_{n'}(x) dx = \delta_{n,n'} = \begin{cases} 0 & \text{si } n \neq n' \\ N_{Xn} & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.34)$$

où N_{Xn} représente la norme de la fonction $X_n(x)$.

Ces propriétés sont importantes car elles permettent, par définition d'un opérateur de Sturm-Liouville, de décomposer toutes fonctions arbitrairement choisies $\frac{\alpha(r)}{k(r)}f(x, r, t)$ définies dans $[0, L] \otimes [0, R] \otimes [0, \infty]$, \otimes représentant le produit tensoriel d'espace vectoriel, sous la forme d'une combinaison linéaire de ces mêmes fonctions propres

$$\frac{\alpha(r)}{k(r)}f(x, r, t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} f_{n,m}^*(t) X_n(x) R_{n,m}(r) \quad (1.35)$$

où le coefficient $f_{n,m}^*(t)$ correspond à la projection normée de $f(x, r, t)$ sur la fonction $X_n(x)R_{n,m}(r)$, qui s'écrit :

$$f_{n,m}^*(t) = \frac{\langle X_n R_{n,m} | f \rangle}{\langle X_n R_{n,m} | X_n R_{n,m} \rangle} = \frac{1}{N_{X_n} N_{R_{n,m}}} \int_0^R \int_0^L f(x, r, t) X_n(x) r R_{n,m}(r) dx dr \quad (1.36)$$

En effet, ceci permet d'écrire par exemple :*

$$\frac{\alpha_i}{k_i} g_i(x, r, t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} g_{n,m}^*(t) X_n(x) R_{n,m}(r) \quad (1.37)$$

et de réduire l'équation (10.1) en

$$\alpha_i \nabla^2 \theta_i(x, r, t) + \frac{\alpha_i}{k_i} g_i(x, r, t) - \frac{\partial \theta_i(x, r, t)}{\partial t} = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \left(-\gamma_{n,m}^2 \Gamma_{n,m}(t) + g_{n,m}^*(t) - \frac{d}{dx} \Gamma_{n,m}(t) \right) X_n(x) R_{i,n,m}(r) = 0 \quad (1.38)$$

qui permet, en projetant sur chacun des vecteurs de la base orthogonale de vecteurs $|X_n(x)R_{n,m}(r)\rangle$, d'obtenir l'équation différentielle ordinaire suivante pour la fonction $\Gamma_{n,m}(t)$

$$\frac{d}{dt}\Gamma_{n,m}(t) = g_{n,m}^*(t) - \gamma_{n,m}^2\Gamma_{n,m}(t) \quad (1.39)$$

assujettie à la condition initiale

$$\Gamma_{n,m}(0) = 0 \quad (1.40)$$

Pour offrir le maximum de généralité à ce calcul, il est possible de montrer que

$$\Gamma_{n,m}(t) = g_{n,m}^*(t) * \exp(-\gamma_{n,m}^2 t) \quad (1.41)$$

où l'opérateur (*) représente l'opérateur produit de convolution, ce qui permet de déterminer la fonction $\Gamma_{n,m}(t)$ pour toute dépendance possible du terme de source, et ce dernier étant alors décrit par l'ensemble des coefficients $g_{n,m}^*(t)$.

Ainsi, la solution du problème aux conditions limites (1.8) est entièrement déterminé et est donné par :

$$\begin{aligned} \theta_i(x, r, t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} [\sin(\beta_n x)] & \left[C_{i_{n,m}} J_0 \left(r \sqrt{\frac{\gamma_{n,m}^2}{\alpha_i} - \beta_n^2} \right) \right. \\ & \left. + D_{i_{n,m}} Y_0 \left(r \sqrt{\frac{\gamma_{n,m}^2}{\alpha_i} - \beta_n^2} \right) \right] [g_{n,m}^*(t) * \exp(-\gamma_{n,m}^2 t)] \end{aligned} \quad (1.42)$$

1.B.2 Application numériques

Bien qu'elle ait une forme agréablement calibrée en une combinaison linéaire de fonctions dépendant chacune d'une seule et unique coordonnée de l'espace ou du temps, l'expression

(1.42) ne permet pas visiblement d'appréhender l'influence des constantes thermophysiques (k_i et C_i) et des dimensions du système sur l'augmentation de température $\theta_i(x, r, t)$, due à un terme de source $g_i(x, r, t)$. En effet, l'évaluation de (1.42) dépend complètement des valeurs propres $\gamma_{n,m}^2$, solutions de l'équation transcendante (1.27), qui n'ont pas rigoureusement d'expression analytique formelles. Cette section a pour objet, dans un premier temps, d'illustrer l'évaluation de (1.42) dans un cas générique et ressemblant relativement bien au cas typique de notre micro-capteur. A la suite de quoi sera étudiée plus précisément l'influence des paramètres thermophysique et des dimensions du dispositif sur la réponse transitoire du système. Ces résultats, bien que générés par un modèle de géométrie simplifiée (i.e. géométrie cylindrique), ils serviront de support d'analyse pour le dimensionnement de notre micro-capteur à fil chaud, et la simulation dans la suite de ce mémoire.

a ***Résultats Préliminaires***

Nous considérons dans un premier exemple un micro-capteur à fil chaud dans une forme typique avec un filament en silicium ($k_1 = 148$ W/K/m, $\rho_1 = 2330$ kg/m³, $c_{p_1} = 700$ J/kg/K) de longueur $L=1$ mm, de rayon $r_1 = 5$ μ m, dans un cylindre de rayon $r_2 = 1$ mm rempli d'air sec à la température ambiante $T_S = 20^\circ\text{C}$ et autour de la pression atmosphérique P exprimée en mbar. Les paramètres thermophysiques du gaz sont les suivants et sont ici évalués de manière simplifiée : $k_2 = 0.026$ W/K/m, $\rho_2 = 1.204 \times (P/1000)$ kg/m³, $c_{p_2} = 1006$ J/kg/K.

Le terme de source est choisi simplement de la manière suivante :

$$g(x, r, t) = \begin{cases} \frac{Q}{\pi r_1^2 L} f(t) & \text{si } 0 \leq r \leq r_1 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.43)$$

où Q correspond à la quantité totale de puissance générée dans le filament et $f(t)$ est une fonction scalaire décrivant l'évolution temporelle du terme de source.

Connaissant les dimensions du système et ses paramètres thermophysiques la première étape du calcul consiste à calculer les valeurs propres $\gamma_{n,m}^2$, solution de (1.27), $1 \leq n \leq N$, $1 \leq m \leq M$. En effet seules les $N \times M$ premières valeurs propres sont déterminés.

Connaissant alors les $N \times M$ premières valeurs propres du système $\gamma_{n,m}^2$, la deuxième étape consiste à projeter le terme de source (1.43) sur chacune des $N \times M$ fonctions propres du système $X_n(x)R_{i_{n,m}}(r)$ afin de déterminer les $N \times M$ coefficients $g_{n,m}^*(t) = g_{n,m}^* \otimes f(t)$ (qui se réduit donc au calcul des $g_{n,m}^*$). Cette projection peut se faire par intégration numérique ou analytique selon les cas.

Connaissant les valeurs propres les valeurs propres $\gamma_{n,m}^2$, les fonctions propres $X_n(x)R_{i_{n,m}}(r)$ et les coefficients $g_{n,m}^*$, il s'agit ensuite de déterminer le profil de température $\theta_i(x, r, t)$, ce qui est immédiat suivant la formule (1.42).

La Figure 1.5 et la Figure 1.6 présentent le profil de température en régime permanent dans la région $[0, L/2] \otimes [0, R] \otimes [t \rightarrow \infty]$ avec les conditions suivantes : $P=1000$ mbar, $Q = 1.5$ mW et $f(t)$ une fonction de heavyside (i.e. $f(t \geq 0) = 1$; 0 sinon). Ces figures montrent que la température maximale atteinte au milieu du filament (la partie la plus chaude) est alors d'environ 12°C au dessus de la température ambiante. La faible élévation de la température du filament, condition qui sera rencontrée très largement dans ce mémoire, justifie bien d'une part que les flux radiatifs sont alors très largement négligeables.

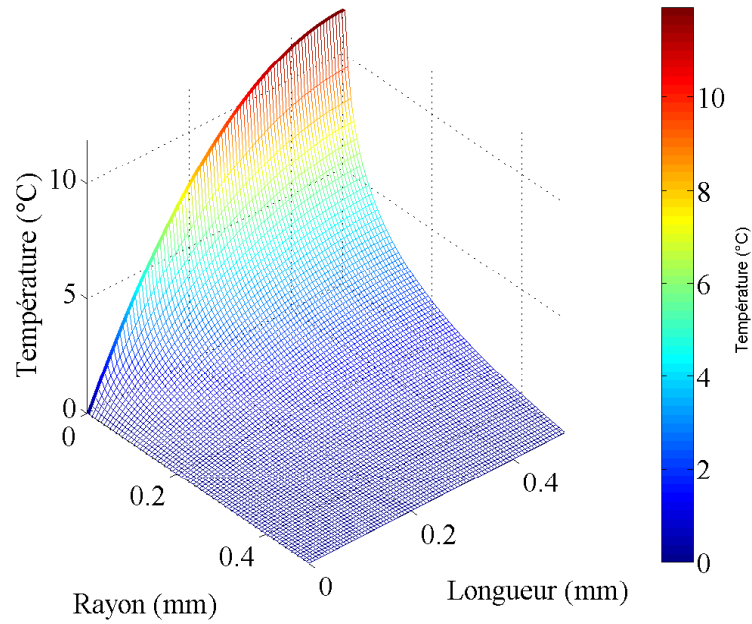


Figure 1.5 : Profil de température en régime permanent (en °C) en fonction de la longueur (en mm) et de du rayon (en mm) dans le demi plan $[0, L/2] \otimes [0, R]$.

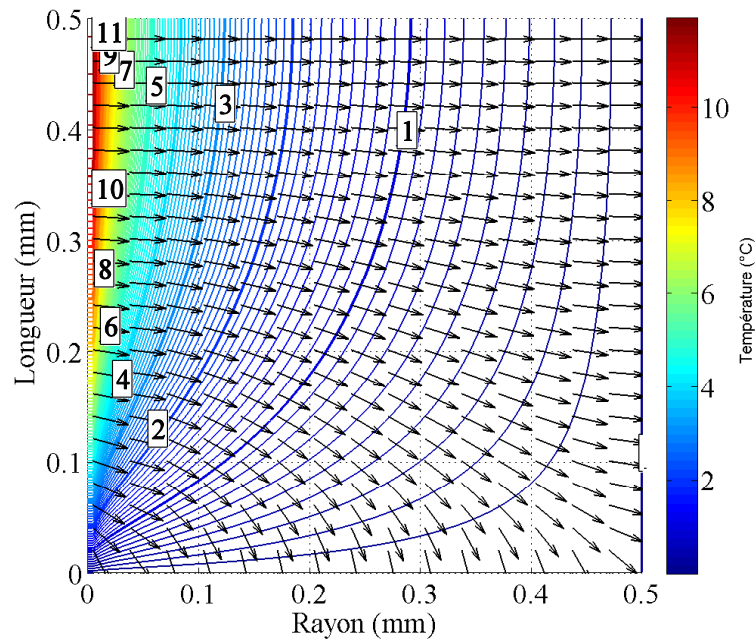


Figure 1.6 : Contour du profil de température en régime permanent (en °C) en fonction de la longueur (en mm) et de du rayon (en mm) dans le demi plan $[0, L/2] \otimes [0, R]$ ainsi que la direction du flux de chaleur (flèches).

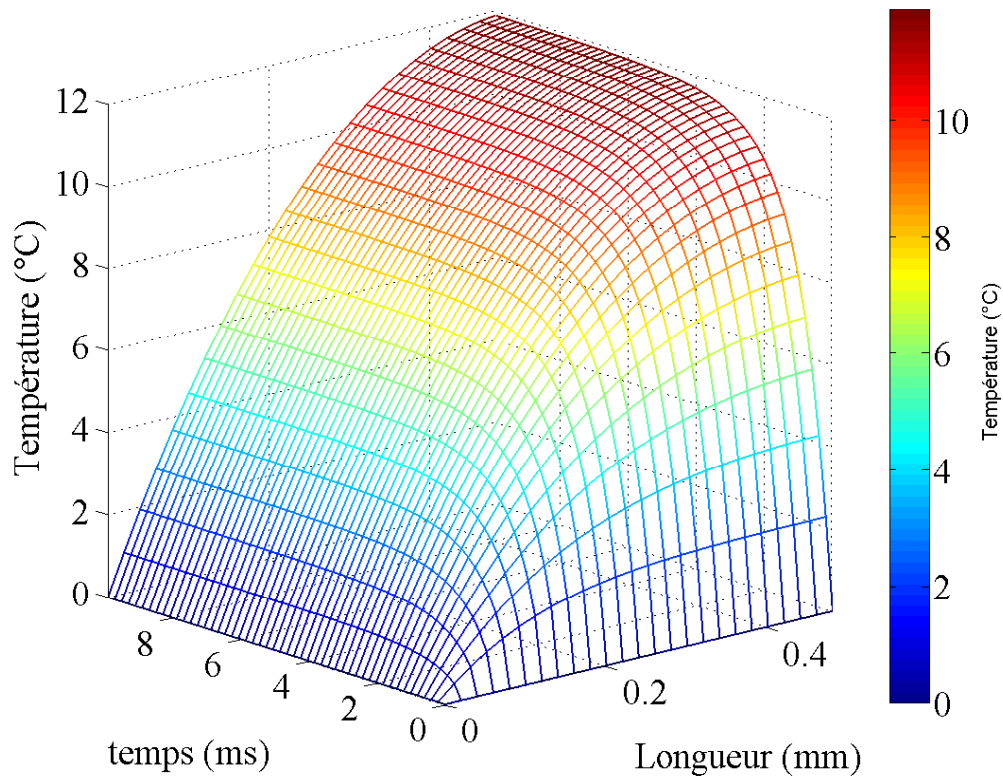


Figure 1.7 : Température au centre du filament (en °C) en fonction de la longueur (en mm) et du temps (en ms)

Ces figures montrent aussi clairement que le gradient de température n'est pas unidirectionnel, d'où la nécessité de prendre en compte le gradient de température selon x dans la résolution de l'équation de conduction (1.8).

La Figure 1.7 présente l'évolution en régime transitoire de la température au centre du filament $\theta_1(x, 0, t)$. Cette figure montre que le régime permanent est atteint environ après 5 ms de chauffe.

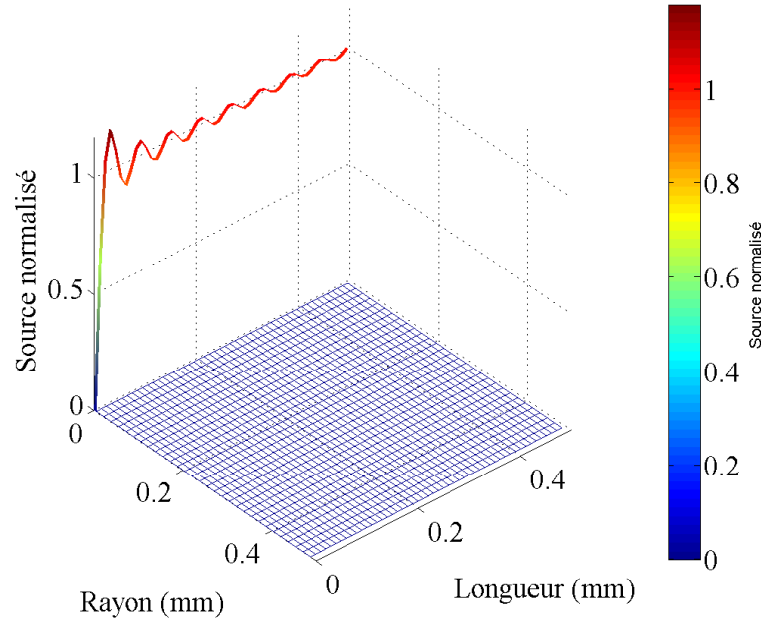


Figure 1.8 : représentation de $\alpha_i/k_i g_i(x, r, t) \times \left(Q/\pi r_1^2 L \right)^{-1}$ qui permet de vérifier la qualité de la synthèse du terme de source

La Figure 1.8 décrit la qualité avec laquelle est effectuée la projection du terme de source $\alpha_i/k_i g_i(x, r, t)$ sur l'espace des fonctions propres $X_n(x)R_{i,n,m}(r)$ avec $N = M = 30$. Dans cette

figure, le terme de source est normalisé par un facteur $\left(Q/\pi r_1^2 L \right)^{-1}$ afin de bien vérifier que les

amplitudes sont bien respectées lors de la synthèse (opération inverse de la projection).

L'oscillation rémanente dans le sous-espace $\alpha_i/k_i g_i(x, r, t)$ est due à la troncature de la sommation (1.42) sur les seuls $N \times M$ premiers termes. Une sommation sur un plus grand nombre de termes ferait apparaître une oscillation de Gibbs près des singularités de la fonction $\alpha_i/k_i g_i(x, r, t)$.

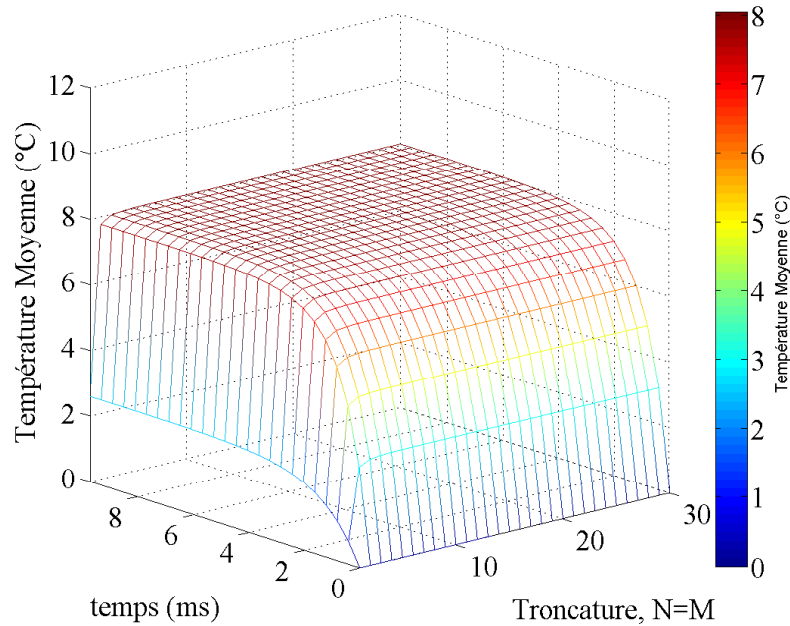


Figure 1.9 : Température moyenne du filament (en °C) en fonction du temps (en ms) pour différentes valeurs de la troncature (N, M) de la sommation (1.42). Seuls les premiers termes sont significatifs et la convergence est rapidement atteinte.

Il apparait qu'en fait seuls les premiers modes sont principalement contributifs à l'établissement de $\theta_i(x, r, t)$. En effet la combinaison linéaire des premiers modes propres converge assez rapidement et une troncature sur les $N = M = 30$ premiers termes offrent des résultats quasiment ultimes. La Figure 1.9 présente l'évolution temporelle de la température moyenne du filament $\Theta_1(t) = \langle \theta_1(x, r, t) \rangle$ pour différentes valeurs du couple (N, M) et montre bien que dans le cadre d'un calcul préliminaire une convergence de la sommation (1.42) est rapidement atteinte pour $N = M = 30$.

Ainsi, cette partie a présenté un ensemble de résultats préliminaire déterminés dans le cadre d'une géométrie cylindrique avec des dimensions et des constantes physiques se rapprochant grandement du cas d'un micro capteur typique – ce qui sera validé dans les chapitres suivant qui présenteront plus en détails les capteur micro-réalisés. Cette partie a permis de mettre en évidence l'allure du profil de température en régime permanent ou transitoire et validé la convergence

rapide du calcul du profil de température. Outre ces éléments, ce qu'il faut aussi retenir c'est qu'une consommation de 1.5mW de puissance permet dans ce cas là d'obtenir un échauffement du micro-capteur proche de 10°C et un régime transitoire d'une durée de quelques millisecondes. Ces ordres de grandeur sont importants à retenir. Les prochains exemples ci-dessous auront pour objet de déterminer l'influence d'une variation différents paramètres géométriques et thermophysiques sur la réponse transitoire, centrée autour des valeurs utilisées dans cet exemple ci-contre, afin d'en déduire un ensemble de règle de conception du micro-capteur.

b *Influence de l'épaisseur de la couche de gaz.*

Nous calculons une deuxième application numérique utilisant les mêmes paramètres d'analyse que précédemment, avec $N = M = 30$, $P = 1000$ mbar, en faisant varier le rayon r_2 des parois (virtuelles) du systèmes. Ceci permet d'évaluer son influence sur la réponse transitoire du micro-capteur à fil chaud (i.e. la température moyenne du filament) et les résultats d'analyses sont présentés à la Figure 1.10.

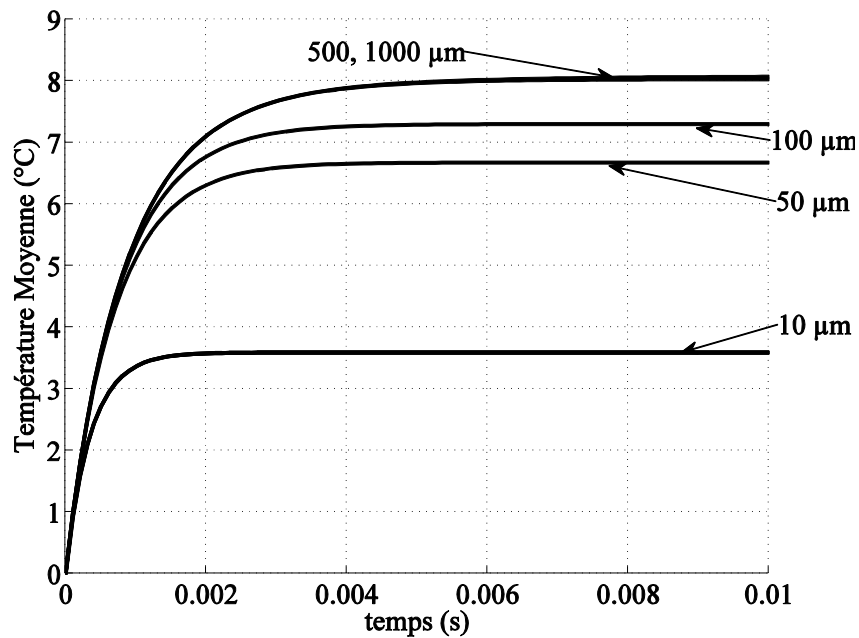


Figure 1.10 : Température moyenne du filament (en °C) en fonction du temps (en s) pour différentes valeurs du rayon r_2 .

Cette figure montre que lorsque le rayon r_2 est suffisamment grand (au dessus de 500 μm), il n'a plus significativement d'influence sur la réponse transitoire. Par contre, lorsque ce rayon diminue, l'établissement du régime permanent est plus rapide et l'amplitude du régime permanent diminue.

En effet, de manière qualitative, le modèle (1.8) suggère qu'il y a conservation du flux thermique à l'intérieur du système, de sorte qu'en régime permanent, l'intégralité de la quantité de chaleur Q produite dans le filament doit être identique à l'ensemble des pertes thermiques au niveau des limites externes du système. Ainsi, en utilisant la symétrie du système il est possible d'écrire

$$\begin{aligned}
 Q = & \overbrace{2 \times 2\pi k_1 \int_0^{r_1} \frac{\partial}{\partial x} \theta_1(0, r, \infty) r dr}^{Q_1} + \overbrace{2 \times 2\pi k_2 \int_{r_1}^{r_2} \frac{\partial}{\partial x} \theta_2(0, r, \infty) r dr}^{Q_2} \\
 & + \overbrace{2 \times 2\pi r k_2 \int_0^{L/2} \frac{\partial}{\partial r} \theta_2(x, r_2, \infty) dx}^{Q_3}
 \end{aligned} \tag{1.44}$$

où :

- le premier membre du terme de droite, noté Q_1 , correspond aux pertes thermiques du filament au niveau des point d'ancrage en $x = 0, L$,
- le second membre du terme de droite, noté Q_2 , représente les pertes thermiques de l'échantillon gazeux au niveau des bords en $x = 0, L$,
- le troisième membre du terme de droite, noté Q_3 , représente les pertes thermique de l'échantillon gazeux au niveau de la face externe en $r = r_2$.

La Figure 1.11 présente l'évolution de chacune de ces composantes des pertes thermiques, en régime permanent, en terme de fraction de Q ($Q = 1.5\text{mW}$) pour différente valeur du rayon r_2 . Cette figure montre bien que lorsque le rayon r_2 décroît, les pertes thermiques à travers le gaz augmentent. Ceci a pour effet de faire décroître la température moyenne du filament. Il convient aussi de remarquer que lorsque $r_2 = 500 \mu\text{m}$, près de 80% des pertes thermiques sont enregistrées aux points d'ancrage du filament (Q_1), les pertes thermiques restantes à travers le gaz s'échelonnent au titre de 9.25% sur les faces en $x = 0, L$ (Q_2) et 12.5% pour la face en $r = r_2$ (Q_3). En effet, bien que la surface de contact entre le filament et les bords en $x = 0, L$ soit très faible comparée à la surfaces des bords externes du dispositif, la conductivité du filament ($k_1 = 148 \text{ W/m/K}$) est beaucoup plus importante que celles à travers le gaz ($k_2 = 0.026 \text{ W/m/K}$). Ceci à pour effet de drainer les pertes thermiques hors du système.

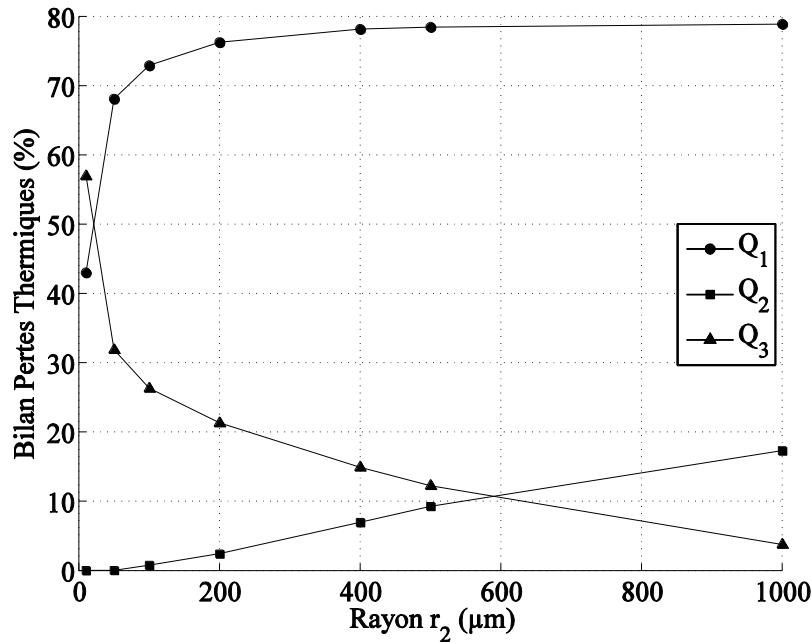


Figure 1.11 : Bilan des pertes thermiques (en %) sur chaque face du dispositif en fonction de r_2 (en μm)

De ce dernier graphe il convient d'en retenir que lorsque le rayon de la couche de gaz est suffisamment importante, les pertes thermique au niveau des point d'ancrage du filament devient constante et largement contributive, de sorte que le reste des pertes à travers le gaz diminuent (l'air étant beaucoup plus isolant).

c *Influence de la capacité calorifique volumique du gaz*

Nous calculons une nouvelle application numérique en utilisant les mêmes paramètres d'analyse que précédemment, pour 2 valeur du rayon des parois externes $r_2 = 500 \mu\text{m}$ ou $r_2 = 50\mu\text{m}$, en faisant varier la capacité calorifique volumique $C = \rho c_p$, entre 1.0 bar et 11 bar par pallier de 2.5 bar, afin d'évaluer son influence sur la réponse transitoire du micro-capteur à fil chaud. Les résultats du calcul sont présentés à la Figure 1.12.

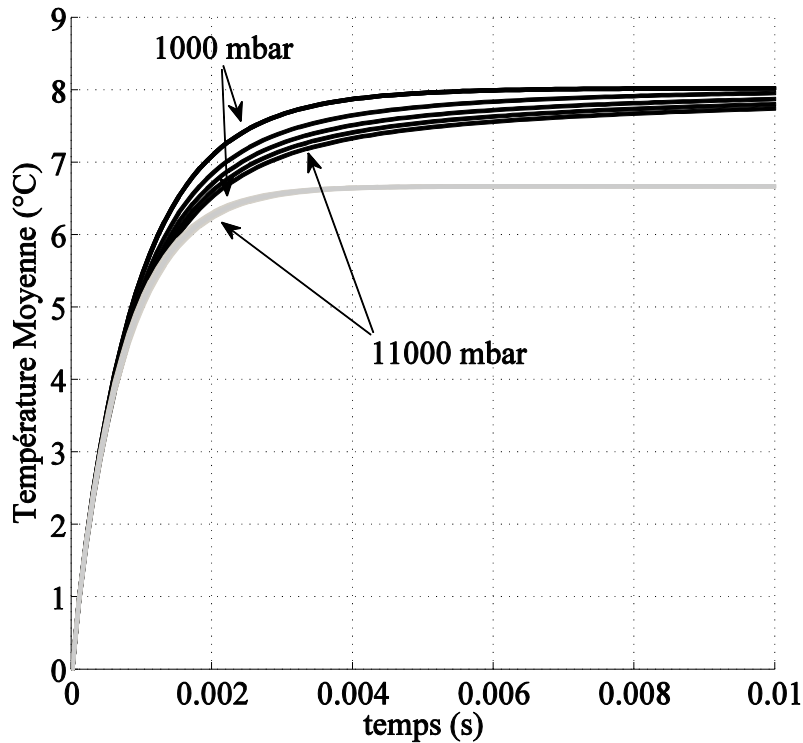


Figure 1.12 : Température moyenne du filament (en °C) en fonction du temps (en s) pour différentes valeurs de la pression et pour 2 valeurs distinctes du rayon r_2 , 500 μm (trait noir) et 50 μm (trait gris).

Cette figure montre clairement que pour que le micro-capteur à fil chaud soit sensible à la capacité calorifique volumique, il est nécessaire que le rayon r_2 de la paroi externe (virtuelle) du système soit importante. En effet, si le filament n'est pas suffisamment fin, en comparaison de l'épaisseur de la couche de gaz, la contribution de sa capacité calorifique volumique (constante) masque les variations de celle du gaz (qui sont relativement importante). De plus, l'influence de cette grandeur thermophysique n'a qu'uniquement pour effet de modifier la courbure de la réponse transitoire du capteur à fil chaud, et elle n'agit pas sur l'amplitude du régime permanent.

d *Influence de la conductivité thermique du gaz*

Nous calculons une nouvelle application numérique en utilisant les mêmes paramètres de simulation que précédemment, pour plusieurs valeurs de r_2 et en faisant varier k_2 entre 80% et 120% de sa valeur nominale et les résultats sont présentés à la figure 1.13. Cette figure montre que la conductivité thermique du gaz influence principalement l'amplitude du régime permanent sans particulièrement modifier la courbure du régime transitoire, indépendamment de l'épaisseur de la couche de gaz.

Ceci signifie que lorsque l'épaisseur de la couche de gaz diminue, puisque les pertes thermiques drainées par le gaz augmentent, un changement de la conductivité thermique du gaz a une influence sur la température du régime permanent d'autant plus importante. Par contre, en terme de valeur absolues, son influence sur l'amplitude du régime permanent est très similaire pour différentes valeurs largement distinctes du rayon r_2 . Ceci permet de constater que la sensibilité, en valeur absolue, du capteur à fil chaud vis-à-vis de la conductivité thermique du gaz échantillon est assez peu dépendante de la valeur de l'épaisseur de la couche de gaz.

Ces remarques sont identiques pour une variation de la conductivité thermique du filament k_1

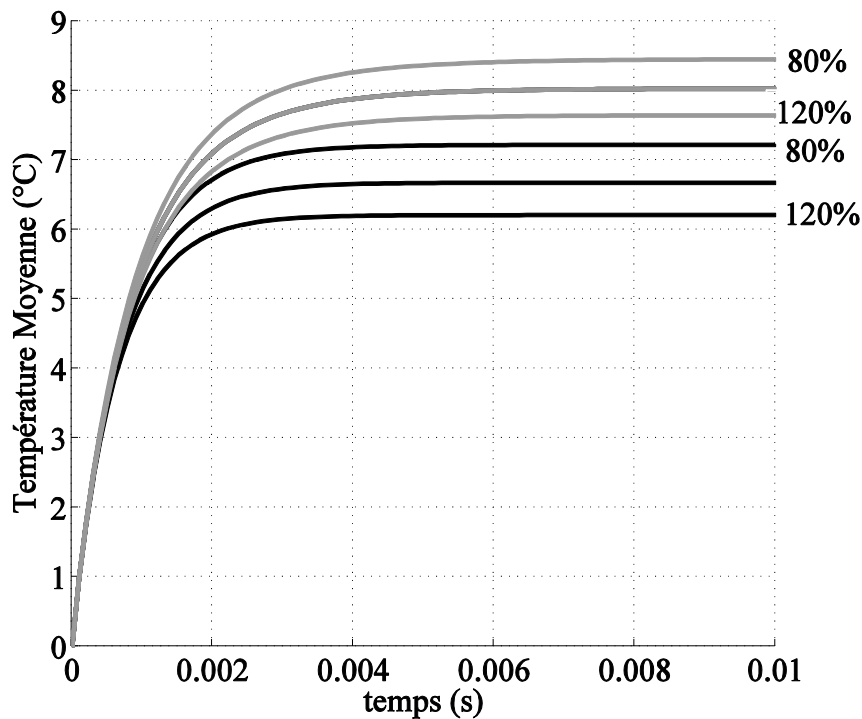


Figure 1.13 : Température moyenne du filament (en °C) en fonction du temps (en s) pour différentes valeurs de la conductivité thermique du gaz s'échelonnant entre 80% et 120% de sa valeur nominale (0.026W/m/K) par pallier de 20% pour $r_2 = 50\mu\text{m}$ (trait noir) et $r_2 = 500\mu\text{m}$ (trait gris),

e *Influence de la capacité calorifique volumique du filament.*

Nous calculons une nouvelle application numérique utilisant les mêmes paramètres d'analyse que précédemment, avec $P = 1.0$ bar, pour 2 valeur du rayon des parois externes $r_2 = 500 \mu\text{m}$, et $r_2 = 50 \mu\text{m}$ en faisant varier la capacité calorifique volumique du filament entre 80% et 120 % de sa valeur nominale de $8.96 \times 10^5 \text{ J/m}^3/\text{K}$ par pallier de 20%, afin d'évaluer son influence sur la réponse transitoire du micro-capteur à fil chaud et les résultats de calcul sont présentés à la Figure 1.14. Cette figure montre que lorsque la capacité calorifique volumique (qui traduit la quantité de

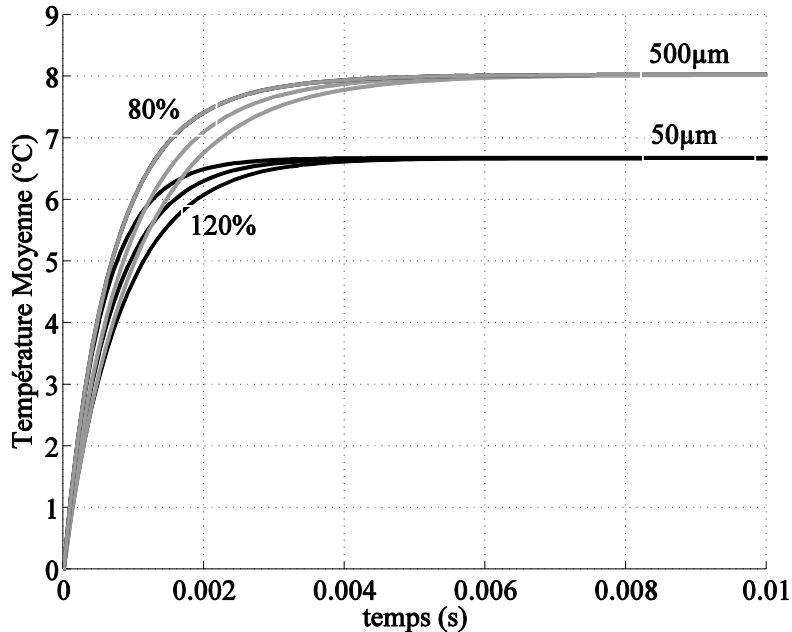


Figure 1.14 Température moyenne du filament (en °C) en fonction du temps (en s) pour différentes valeurs de capacité calorifique volumique du filament s'échelonnant entre 80% et 120% de sa valeur nominale par palier de 20%. pour deux valeurs distinctes de l'épaisseur de la couche de gaz $r_2=50\mu\text{m}$ (trait noir) et $r_2=500\mu\text{m}$

temps nécessaire pour injecter une quantité donnée de puissance par unité de volume du filament pour le faire chauffer d'1 °C) diminue, le filament s'échauffe plus rapidement.

f *Établissement de règles de conception*

Les applications numériques que nous avons calculées dans cette section nous ont permis d'illustrer l'allure du profil de température en régime permanent dans la géométrie utilisée pour modéliser le capteur à fil chaud. Puis d'évaluer la convergence de la méthode de calcul présenté en 1.B.1b qui nécessite en pratique une troncature lors de l'évaluation de la sommation (1.42). ceci permet de retenir que dans le cas générique utilisé en 1.B.2, les seuls $N \times M \equiv 30 \times 30$

premiers termes de la somme (1.42) permettent d'obtenir rapidement une convergence acceptable.

Ensuite, ces applications numériques permettent d'établir différentes règles de conception pour le dimensionnement du capteur. Les résultats remarquables permettant de définir les règles de conception sont principalement :

- d'utiliser une couche de gaz d'épaisseur importante puisqu'au dessus de la pression atmosphérique, la capacité calorifique volumique dépend largement de la pression, et que la sensibilité à cette grandeur est alors plus importante.
- d'utiliser une couche de gaz d'épaisseur importante puisque dans ces conditions l'échauffement du filament est plus important à puissance constante, augmentant ainsi l'amplitude du signal transitoire à puissance constante, et donc aussi la sensibilité.
- d'utiliser un filament relativement isolant (i.e. de faible conductivité thermique) puisque dans ces conditions le gradient de température aux bords du filament augmente, amplifiant l'échauffement global du filament.
- plus généralement, d'utiliser un filament long et fin entouré d'une couche de gaz d'épaisseur relativement importante, pour l'ensemble des raisons précédentes.

Cette étude est réalisée à partir de l'observation de la réponse transitoire (plus particulièrement la réponse indicielle) du capteur modélisé. Cette réponse transitoire est alors représentée en temps continu. De par la nature de la réponse transitoire, il existe d'autres représentations de cette réponse transitoire, ce qui est détaillé dans la suite de ce chapitre.

1.B.3 Conclusion.

Aux différents points soulignés ci-dessus, Nous avons présenté dans cette section la modélisation du capteur à fil chaud basée sur la résolution analytique du problème aux conditions

limites de l'équation de conduction de la chaleur dans le cas d'une géométrie simple, multicouche, à deux dimensions, basé sur un modèle de cylindres concentriques de longueur finies et de rayons finis. Cette géométrie simple permet une résolution analytique par la méthode de la séparation des variables. Ceci permet de mettre en évidence un effet tout particulièrement non-intuitif selon lequel la réponse transitoire du capteur à fil chaud est une combinaison linéaire de modes propres. A titre indicatif, une série d'applications numériques utilisant des dimensions et des valeurs de constantes physiques figurant relativement bien les conditions d'un micro-capteur MEMS. Leur résultat permettent d'établir des règles de dimensionnement du micro-capteur.

La section suivante aura comme objet d'établir la méthode de paramétrage du mesurage du capteur.

1.C Mesurage

La section 1.B a permis de présenter la nature de la réponse indicielle du capteur à fil chaud $\Theta_1(t)$ en termes d'une combinaison linéaire d'exponentielles à argument réel et a aussi présenté la méthode de transduction de cette réponse transitoire en un signal électrique $V_m(t)$ en utilisant comme circuit de conditionnement un pont de Wheatstone. Cette section-ci aura comme objet de décrire la manière dont est extraite l'information – donc la mesure – du signal conditionné $V_m(t)$. Deux cas de figure seront abordés.

Le premier cas de figure consiste à présenter la réalisation de la mesure de la pression (resp. de l'humidité) lorsque la température et l'humidité (resp. la pression) est connue. Ceci est le cas de figure le plus simple et peut être utilisé par exemple pour réaliser une mesure de la pression dans de l'azote sec avec une compensation en température, ou alors réaliser une mesure de l'humidité de l'air avec une compensation en pression et en température.

Le second cas de figure consiste à présenter la réalisation de la mesure de la pression et de l'humidité simultanément lorsque seule la température est connue. Ce dernier cas de figure représente spécifiquement l'objectif de ce mémoire.

Afin d'illustrer ces méthodes par un exemple simple, nous calculons une simulation de l'augmentation de la température moyenne dans le filament $\Theta_1(t)$ en utilisant le modèle présenté à la section 1.B.1, et les dimensions du dispositif sont systématiquement : $r_1=5 \mu\text{m}$, $r_2=500 \mu\text{m}$, $L=1 \text{ mm}$, $k_1=148 \text{ W/m/K}$, $c_{p1}= 700 \text{ J/kg/K}$ et $\rho_1= 2330 \text{ kg/m}^3$ (i.e. l'élément sensible est en silicium). Le signal transitoire du pont de mesure est déterminé avec une tension d'alimentation du pont de Wheatstone sous la forme d'une fonction d'échelon $e(t \geq 0) = 5\text{V}$.

Les mesures sont simulées en faisant varier la température T_S entre 25°C et 75°C , la pression entre 800 mbar et 1200 mbar et l'humidité relative entre $5\% \text{RH}$ et $95\% \text{RH}$. La détermination des paramètres thermo-physiques de l'échantillon utilisent le modèle CIPM pour la détermination de sa masse volumique ρ_2 et de sa capacité thermique massique c_{p2} et utilisent le modèle Tsilingiris pour la détermination de sa conductivité thermique k_2 .

De plus les résistances des jauges du pont de Wheatstone, R_w et R_{w0} , sont supposées toutes deux avoir une résistance nominale à 0°C de $4\text{k}\Omega$ et une caractéristique température-résistivité de la forme

$$R(T_S) = R(0^\circ\text{C})(1 + 2 \times 10^{-3}T + 1 \times 10^{-5}T^2) \quad (1.45)$$

comme illustré à la Figure 1.15 et le pont est supposé être équilibré à l'instant initial de sorte que $V_m(t = 0) = 0$.

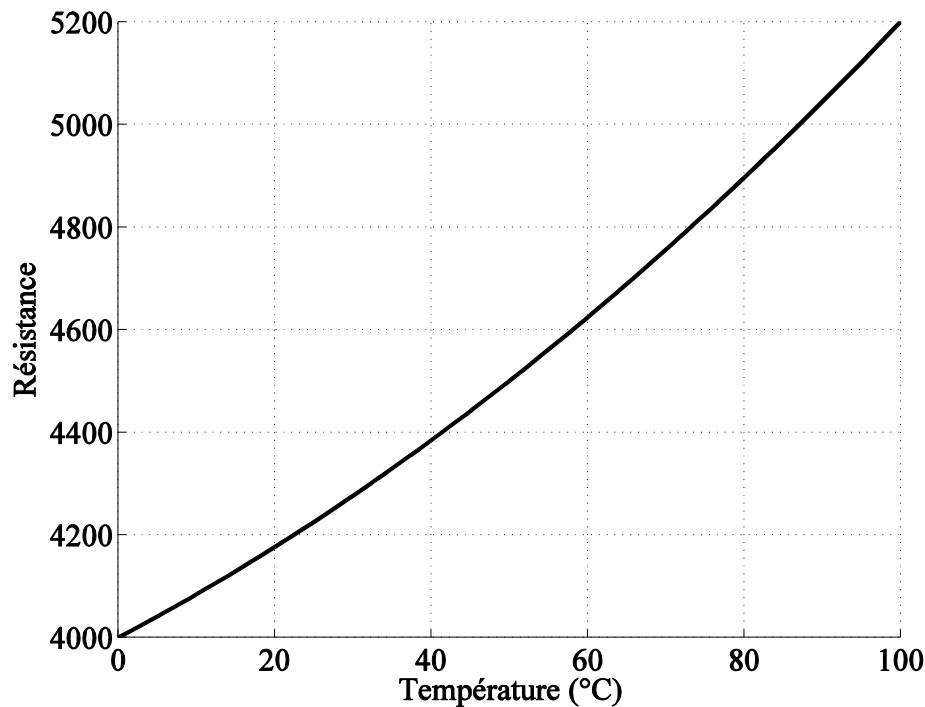


Figure 1.15 : Caractéristique de la résistance d'une jauge (en Ω) en fonction de la température (en $^{\circ}\text{C}$).

1.C.1 Mesure à une seule inconnue

Le capteur que nous décrivons dans ce mémoire vise des applications industrielles. Ce qui signifie entre autre que les moyens mis en œuvre pour déterminer la valeur des mesurandes doivent être aussi épurés que possible. De plus cette allègement n'a qu'un but, diminuer les coûts de conception, de production et d'utilisation entre autres, à performances constantes.

Un premier levier permettant de fortement limiter les coûts de conception et de production consiste à s'abstraire de l'implémentation d'un convertisseur analogique-numérique (ADC) d'une précision supérieur à 12-bits. En effet, au-delà de 12-bits de résolution, les moyens de production d'un ADC requièrent une calibration et un redimensionnement des résistances internes de l'ADC par des procédés extérieurs à la chaîne de productions habituelle des circuits intégrés (re-

calibration en post-procédé des résistances des références de tension internes par laser). Ceci à pour effet notamment d'augmenter le temps de conception et les coûts de production.

Pour se substituer à un ADC, nous proposons d'utiliser une horloge numérique pour réaliser une numérisation à haute résolution de la mesure. L'échantillonnage de la mesure est alors réalisée par un comparateur de signaux (i.e. ADC 1 bit).

A partir de cela, le principe de mesurage à une inconnue est défini de la manière suivante. La mesurage repose sur la mesure de la durée τ entre le temps initial de l'échauffement de l'élément sensible et la date à laquelle le signal transitoire $V_m(\tau)$ atteint la valeur d'un certain seuil de comparaison V_r . Puisqu'autour d'une température ambiante donnée les paramètres thermo-physique de l'échantillon varient de manière monotone en fonction autres conditions expérimentales (soit la pression, soit l'humidité), la durée τ est elle aussi sensé varier de manière monotone. De plus, lorsqu'une seule de ces variables est inconnue, il n'existe alors qu'une seule valeur de τ qui corresponde à la valeur du mesurande recherché. Ceci sera plus longuement détaillé dans la suite de cette section.

A titre indicatif, la Figure 1.16 présente l'enveloppe de la réponse indicielle du capteur modélisé que nous avons calculé avec $T_s=75^\circ\text{C}$ sur l'ensemble de la plage de variation de la pression et de l'humidité. Cette figure montre par exemple que le temps τ que met le signal transitoire du capteur pour atteindre par exemple $V_r=5\text{V}$ dépend significativement des conditions expérimentales. En complément, la **Figure 1.17** illustre, à titre indicatif, l'évolution du régime permanent de la réponse indicielle du capteur en fonction de la pression et de l'humidité que nous avons calculé pour deux valeurs distinctes de la température ambiante.

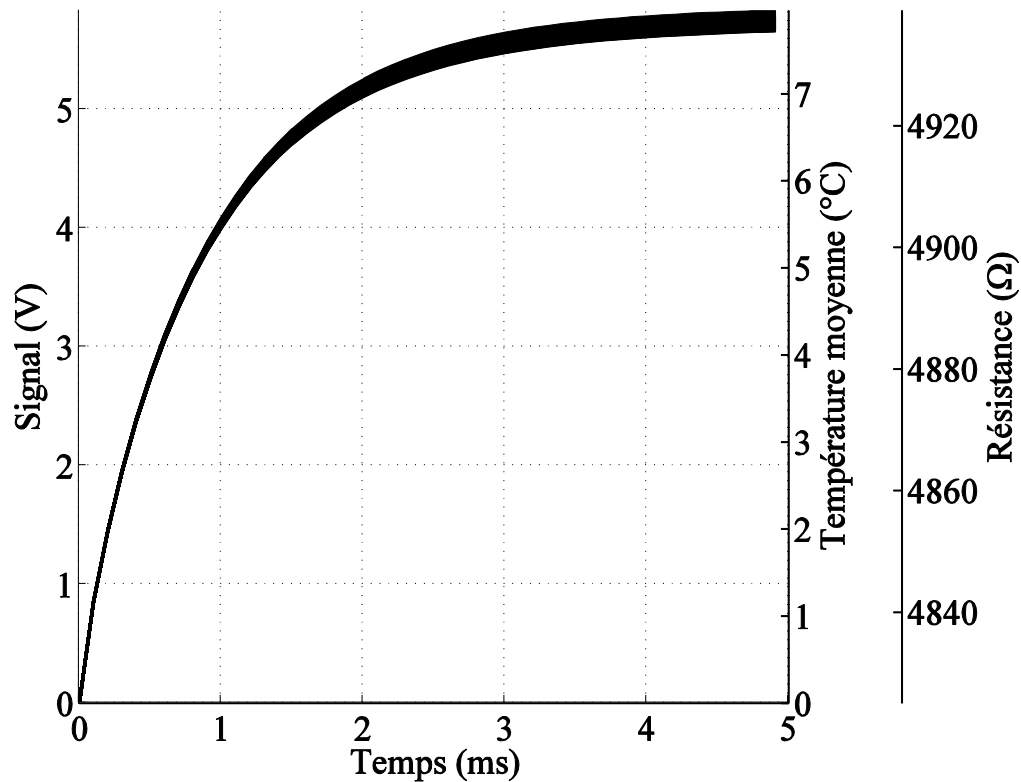


Figure 1.16: Réponse indicielle du capteur en termes de signal $V_m(t)$ (en V), en termes de température moyenne $\Theta_1(t)$ (en °C) et en termes de résistance $R_w(t)$ (en Ω) pour différentes valeurs de la pression entre 800 mbar et 1200 mbar et de l'humidité entre 5%RH et 95%RH pour $T_S=75^\circ\text{C}$.

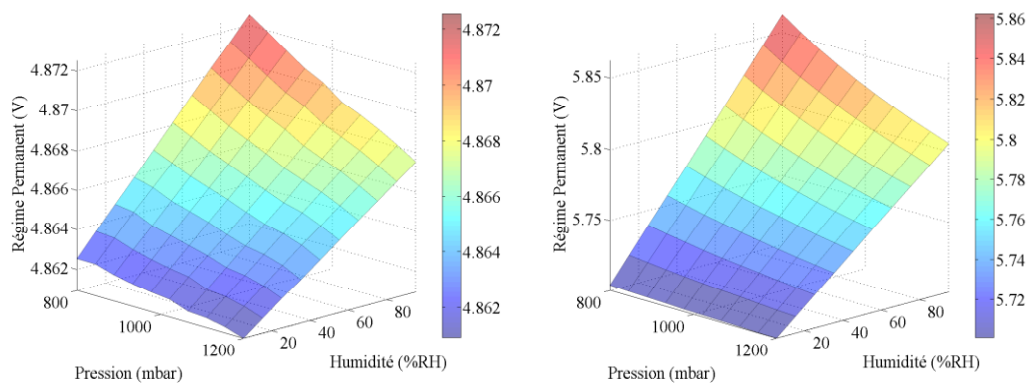


Figure 1.17 : Evolution de l'amplitude du régime permanent de la réponse indicielle du capteur (en V) en fonction de la pression (en mbar) et en fonction de l'humidité (en %RH) lorsque $T_S=25^\circ\text{C}$ (à gauche) et $T_S=75^\circ\text{C}$ (à droite).

Le seuil de comparaison V_r sera systématiquement évalué sous la forme d'un pourcentage de l'amplitude du signal en régime permanent déterminé à une pression de référence et à une valeur de l'humidité de référence. Ainsi V_r est systématiquement évalué par rapport à la valeur du signal en régime permanent, lorsque $P=1000$ mbar et $RH = 0\%RH$ et dépend de la température ambiante, ces conditions étant avantageusement relativement faciles à réaliser expérimentalement.

La Figure 1.18, illustre la variation de τ , à $T_s=75^\circ C$, que nous avons calculé pour un seuil de comparaison $V_r=80\%$. Cette figure permet de montrer clairement qu'à une valeur donnée de la pression (resp. de l'humidité), l'évolution de τ en fonction de l'humidité (resp. en fonction de la pression) est monotone. Ce motif de courbe sert directement de support pour la détermination des différentes courbes caractéristiques $P(\tau, RH)$ ou $RH(\tau, P)$ à une température ambiante et à un seuil de comparaison donné.

La suite de la description de la méthode de mesure utilisera comme support la mesure de pression à humidité et température connues, les raisonnements étant identiquement transposable à la mesure d'humidité.

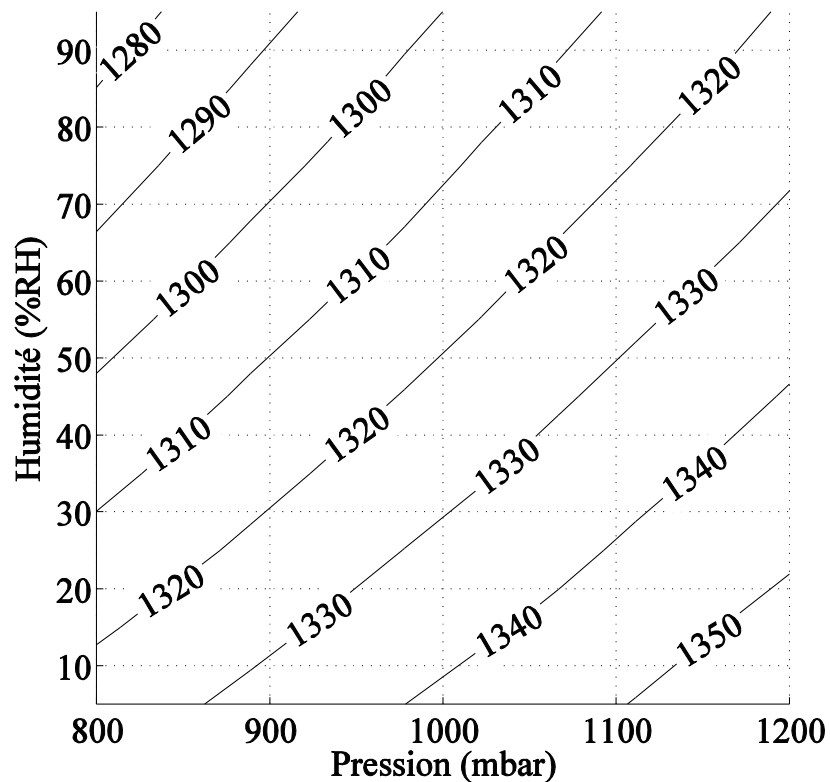


Figure 1.18 : Valeur de la mesure du temps τ (en μs) sous forme de ligne de niveau, en fonction de la pression (en mbar) et en fonction de l'humidité (en %RH) lorsque $T_S=75^\circ\text{C}$ et $V_r=80\%$. Cette figure permet de montrer qu'à une valeur donnée de la pression (resp. de l'humidité), l'évolution de τ en fonction de l'humidité (resp. en fonction de la pression) est monotone.

La première étape du paramétrage du mesurage consiste à déterminer une valeur optimale du seuil de comparai

son V_r , à une température ambiante donnée, indépendamment de la valeur de la pression et de l'humidité. Le critère permettant son choix optimal consiste à déterminer le seuil qui minimise (i.e. améliore au mieux) la variance du mesurage. Cette imprécision peut être assujettie à plusieurs sources, notamment l'imprécision sur la réalisation de la valeur de la référence de tension V_r et la présence naturelle du bruit électronique entre autre. Par soucis de simplicité, l'intégralité des imprécisions, en termes de tension, sont intégralement reportées sur une seule

imprécision du signal transitoire $V_m(t)$. Un choix relativement peu optimiste – mais crédible – de la valeur de cette imprécision consiste à utiliser une source d'erreur de déviation $\sigma = 0.25$ mV.

Dans ces conditions, concernant le signal transitoire du capteur, une imprécision σ sur la tension se répercute sur une imprécision de la mesure de temps $\delta\tau$ grâce à la relation

$$V_m(t) + \sigma = V_m(t + \delta\tau) \quad (1.46)$$

puisque la réponse transitoire du capteur est monotone.. Ainsi, en considérant qu'à l'instant t le signal transitoire du pont de mesure soit une variable aléatoire d'espérance $V_m(t)$ et de déviation standard σ , puis de considérer que la mesure de temps τ soit elle aussi une variable aléatoire d'espérance $E(\tau)$ et de déviation standard $\delta\tau$, en supposant une incertitude σ suffisamment faible pour que $V_m(E(\tau)) \gg \sigma$, un développement limité au premier ordre au voisinage de $E(\tau)$ permet d'écrire

$$V_m(E(\tau)) + \sigma \cong V_m(E(\tau)) + \delta\tau \frac{dV_m(E(\tau))}{dt} \quad (1.47)$$

Par identification, l'imprécision $\delta\tau$ est alors donnée par

$$\delta\tau = \frac{\sigma}{\frac{dV_m(E(\tau))}{dt}} \quad (1.48)$$

et cette incertitude en temps est alors directement proportionnelle à l'imprécision en tension σ , en plus d'être inversement proportionnelle à la pente de la réponse transitoire du capteur à l'instant $E(\tau) \equiv \tau$ (i.e. l'instant de commutation du comparateur de tension). Ainsi l'imprécision $\delta\tau$ est complètement déterminée par la connaissance de $V_m(t)$. La Figure 1.19 illustre l'évaluation de $\delta\tau$

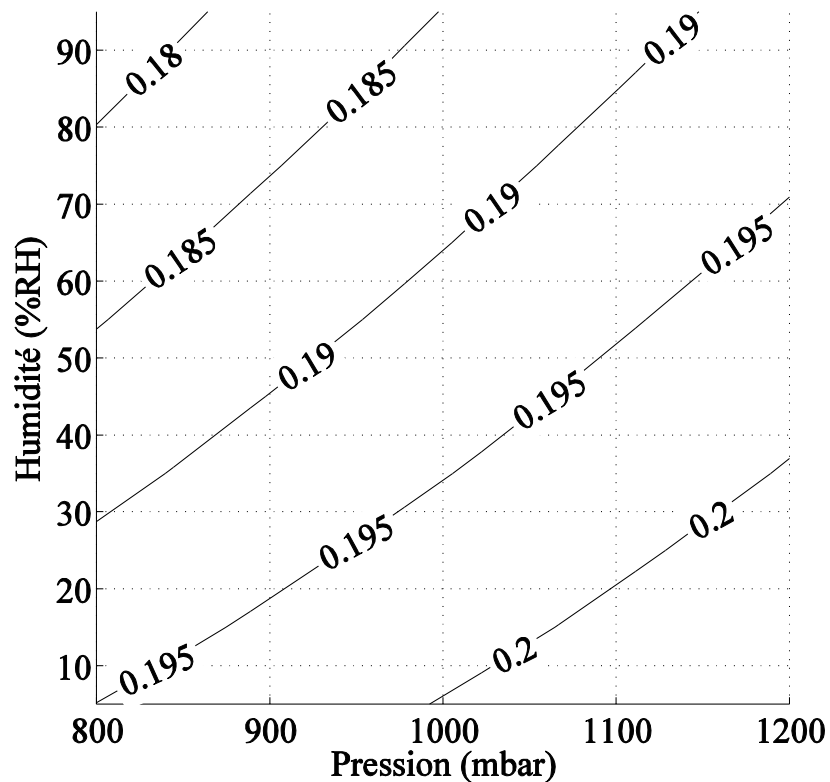


Figure 1.19 : Valeur de l'incertitude $\delta\tau$ (en μs) sous forme de ligne de niveau, en fonction de la pression (en mbar) et en fonction de l'humidité (en %RH) lorsque $T_S=75^\circ\text{C}$ et $V_r=80\%$.

en fonction de la pression et de l'humidité pour $T_S=75^\circ\text{C}$, et pour un seuil de comparaison arbitrairement choisi à $V_r=80\%$.

Le reste de l'analyse réalisé dans la suite de cette section est fondé sur la connaissance des courbes caractéristiques $\tau(P, RH)|_{V_r, T_S}$ ainsi que de son l'incertitude $\delta\tau(P, RH)|_{V_r, T_S}$. Toutes deux sont complètement déterminées à partir d'une collection nombreuse de réponses transitoires $V_m(t)$ à différentes pression, humidité et températures ainsi que par une estimation de l'incertitude en tension σ .

a *Mesure de la pression à humidité et température données*

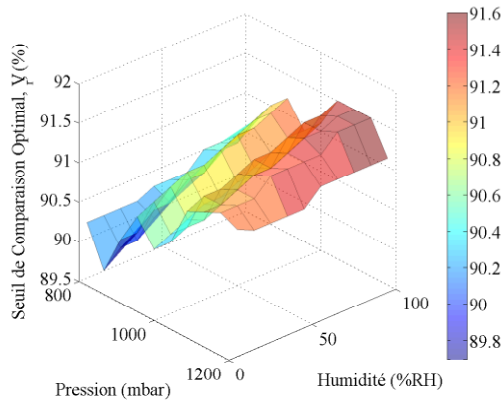
Cette section va déterminer le paramétrage optimal (puis nominal-optimal) du mesurage de la pression, considéré comme étant alors le mesurande, à une valeur connue à une incertitude près de l'humidité. La température ambiante T_S est elle aussi connue mais à une incertitude suffisamment faible pour être négligeable vis-à-vis de la détermination des mesurandes.

Dans ces conditions, la courbe caractéristique de la mesure $\tau(P, RH)|_{V_r, T_S}$ est interprétée sous sa forme réciproque $P(\tau, RH)|_{V_r, T_S}$ et l'incertitude δP sur le mesurande P est déterminée par

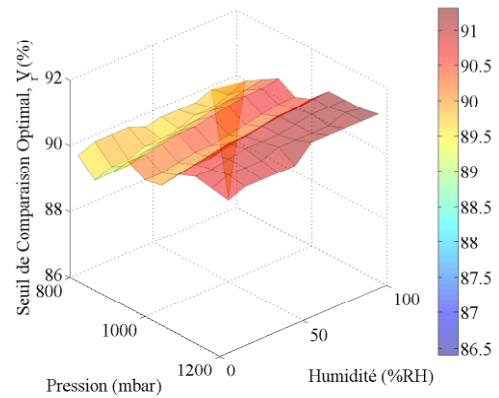
$$\delta P = \sqrt{\left(\left.\frac{\partial P(\tau, RH)}{\partial \tau}\right|_{V_r, T_S} \delta \tau\right)^2 + \left(\left.\frac{\partial P(\tau, RH)}{\partial RH}\right|_{V_r, T_S} \delta RH\right)^2} \quad (1.49)$$

en suivant la règle de la sommation des variances, où δRH est l'incertitude, supposée connue, sur la mesure de l'humidité, supposée elle aussi connue.

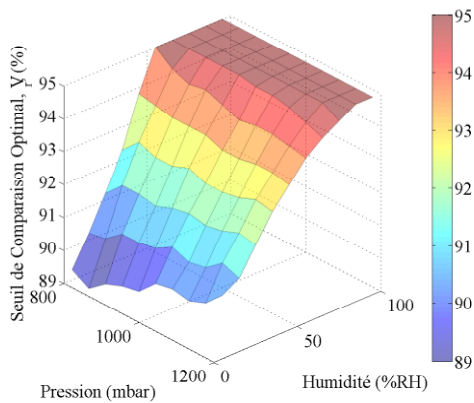
Le choix optimal de V_r est donc réalisé en cherchant, à une température donnée, un minimum à cette expression, ce qui est illustré à la Figure 1.20, que nous avons calculé pour différentes valeurs de la température ambiante T_S et pour différentes valeurs de l'incertitude sur l'humidité δRH . Cette figure montre que le seuil de comparaison optimal est relativement sensible à l'incertitude sur l'humidité.



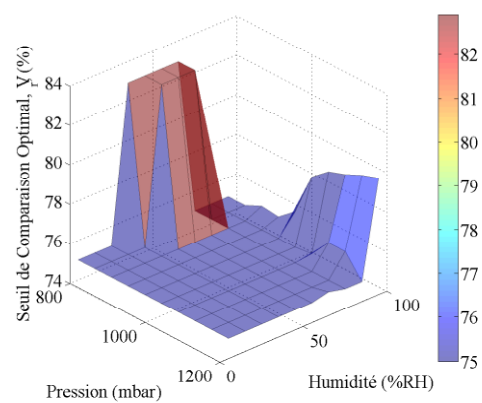
$T_S=25^\circ\text{C}$, $\delta H=0\%\text{RH}$



$T_S=25^\circ\text{C}$, $\delta H=1\%\text{RH}$



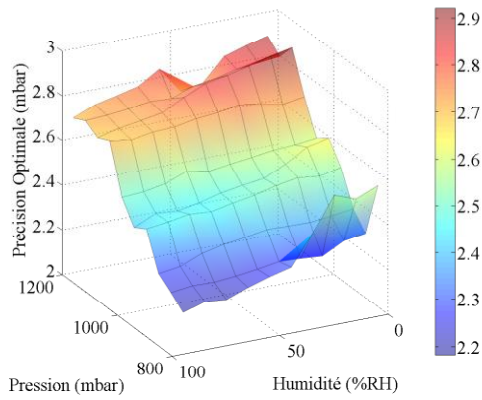
$T_S=75^\circ\text{C}$, $\delta H=0\%\text{RH}$



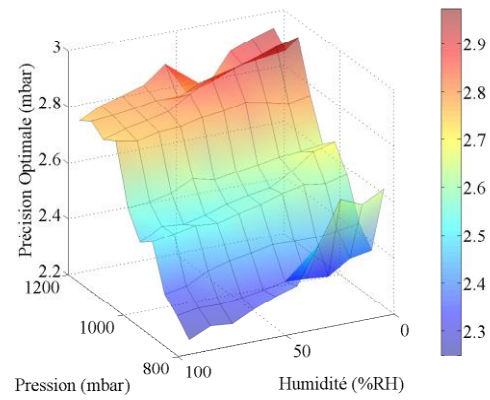
$T_S=75^\circ\text{C}$, $\delta H=1\%\text{RH}$

Figure 1.20 : Valeur du seuil de comparaison optimal, V_r (en %) en fonction de la pression (en mbar) et en fonction de l'humidité supposée connue (en %RH) pour différentes valeurs de la température ambiante T_S (en °C) et de l'incertitude sur l'humidité δH (en %RH).

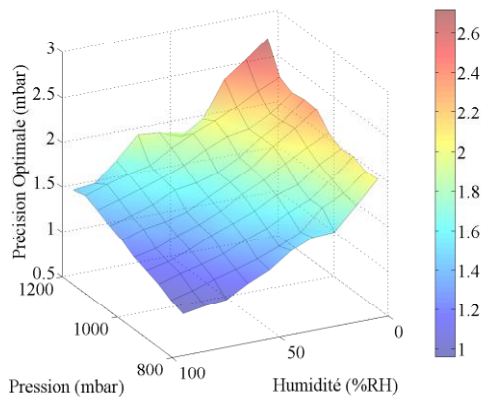
La Figure 1.21 présente la précision optimale que nous avons calculé à partir du seuil de comparaison optimal précédemment déterminé. Cette figure montre que la précision optimale sur



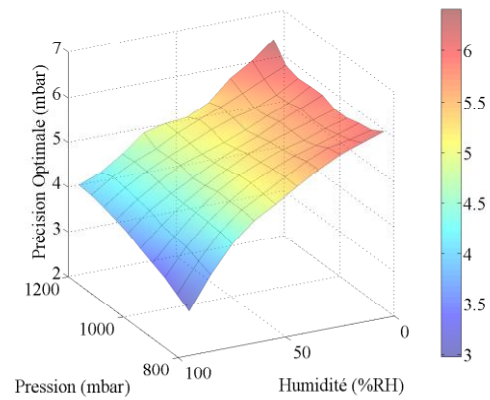
$T_S=25^\circ\text{C}$, $\delta H=0\%\text{RH}$



$T_S=25^\circ\text{C}$, $\delta H=1\%\text{RH}$



$T_S=75^\circ\text{C}$, $\delta H=0\%\text{RH}$



$T_S=75^\circ\text{C}$, $\delta H=1\%\text{RH}$

Figure 1.21 : Valeur de la précision optimale (en mbar), en fonction de la pression (en mbar) et en fonction de l'humidité supposée connue (en %RH) pour différentes valeurs de la température ambiante T_S (en $^\circ\text{C}$) et de l'incertitude sur l'humidité δH (en %RH).

la mesure de la pression est alors de l'ordre de quelques mbar. Cette figure montre aussi que cette précision est d'autant moins bonne que l'incertitude sur l'humidité est importante.

Le seuil de comparaison optimal déterminé précédemment, ainsi que la précision obtenue, dépend de la valeur du mesurande, ce qui est rédhibitoire. Il convient dès lors de déterminer un seuil de comparaison nominal, c'est-à-dire un seuil de comparaison ne dépendant pas de la valeur du mesurande. Le seuil de comparaison nominal-optimal correspond alors simplement au seuil de comparaison V_r qui, à une température, à une humidité et à une imprécision sur l'humidité données, minimise la précision du mesurage, ce qui est illustré pour différentes valeurs de la température ambiante T_S et pour différentes valeurs de l'incertitude sur l'humidité δRH à Figure 1.22. Les mêmes remarques que précédemment s'appliquent tout autant à ce cas de figure.

Il peut s'avérer utile d'utiliser une valeur nominale-optimale constante du seuil de comparaison V_r qui soit indépendante de la valeur, supposée connue, de l'humidité – mais qui reste assujétie à la température ambiante et à l'incertitude sur l'humidité. Ainsi, cette valeur du seuil de comparaison est choisie comme étant celle qui minimise, en moyenne sur la plage de variation de l'humidité cette fois, la précision du mesurage, ce qui est illustré à la Figure 1.23.

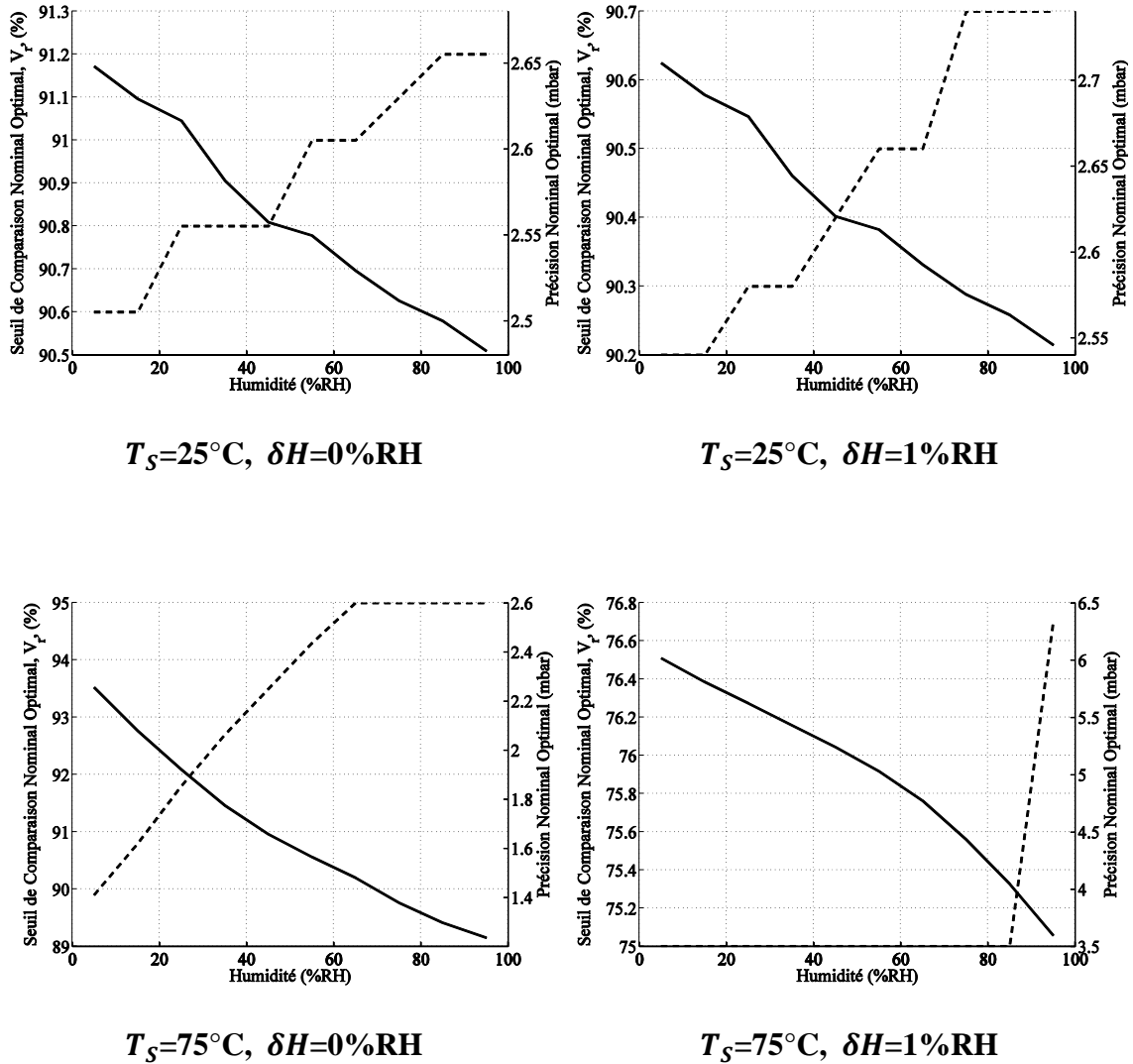


Figure 1.22 : Valeur de la précision optimale nominale (trait plein, en mbar) et du seuil de comparaison nominal optimal (pointillés, en %), en fonction de l'humidité, supposée connue, (en %RH) pour différentes valeurs de la température ambiante T_S (en $^\circ\text{C}$) et de l'incertitude sur l'humidité δH (en %RH).

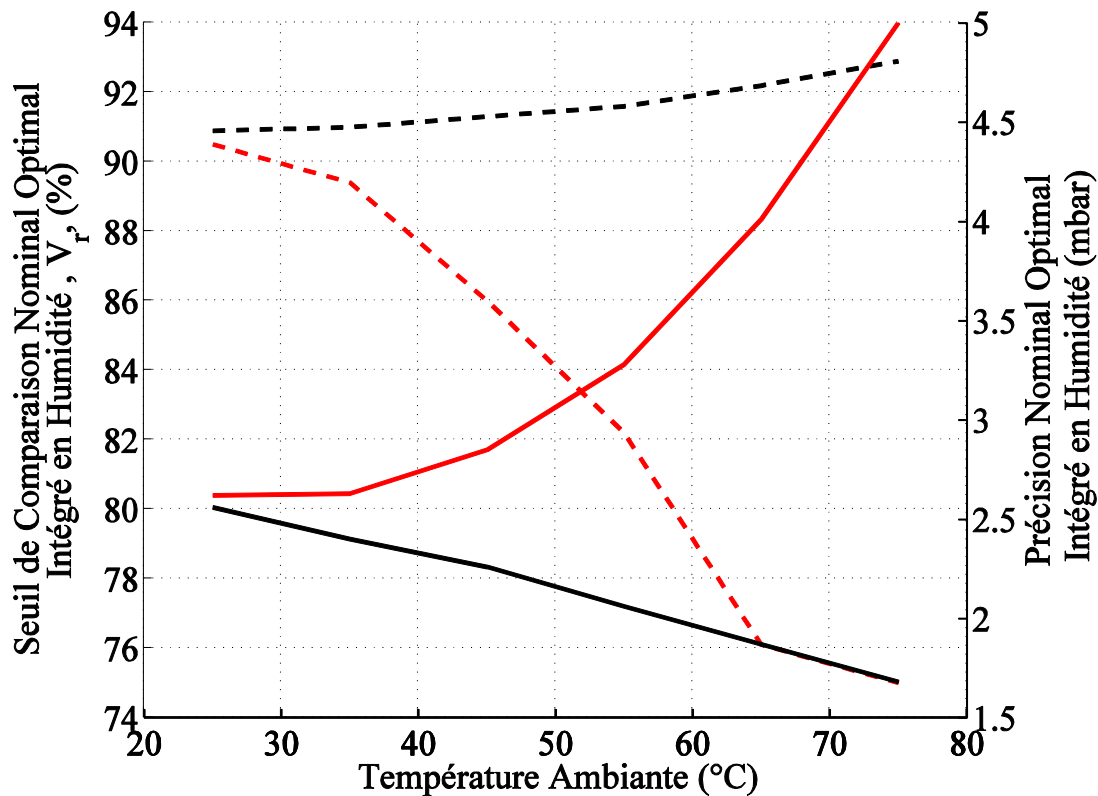


Figure 1.23 : Valeur de la précision optimale nominale (trait plein, en mbar) et du seuil de comparaison nominal optimal (pointillés, en %), intégré en humidité, en fonction de la température ambiante (en °C) lorsque l'incertitude sur l'humidité δH (en %RH) est supposée arbitrairement nulle (trais noirs) ou de 1%RH (trait rouges).

Ce seuil de comparaison (appelé arbitrairement le seuil nominal-optimal intégré en humidité) peut facilement être interpolé ou approximé par une fonction peu complexe (pour réduire les ressources matérielles du mesurage, notamment en ressource de calcul) ne dépendant que de la température ambiante T_5 et éventuellement de l'incertitude sur l'humidité δRH pour devenir un paramètre nominal du mesurage facilement contrôlable, un exemple d'approximation étant fourni au Tableau 3.1.

Le seuil de comparaison nominal-optimal intégré en humidité permet d'obtenir, pour toutes valeurs du mesurande et de l'humidité, une précision moyenne qui est avantageusement peu

différente de la précision optimale, tel qu'illustré par exemple à la Figure 1.21 à partir de résultats de calculs.

$$V_r(T_S) = \sum_{n=0}^3 a_n T_S^n$$

n	a_n lorsque $\delta H=0\%RH$	a_n lorsque $\delta H=1\%RH$
0	90.951	67.808
1	-0.0093783	1.8414
2	0.00019444	-0.044706
3	3.7037×10^{-6}	0.00028518

Tableau 3.1 : Approximation du seuil nominal-optimal intégré en humidité

De manière pratique, les courbes caractéristiques $P(\tau, RH)|_{V_r, T_S}$ doivent être stockées, d'une manière ou d'une autre, dans un microcontrôleur. Le volume des données stockées, ainsi que la complexité de leur traitement pour réaliser le mesurage, sont des paramètres qui peuvent avoir une influence critique sur le coût du dispositif si elle nécessitent des ressources importantes tant en espace mémoire qu'en quantité et complexité de calcul. Afin de réaliser avec une bonne résolution (i.e. faible biais et faible variance) et aussi avec des moyens épurés (i.e. faible ressources d'espace mémoire et de calcul), l'expression $P(\tau, RH)|_{V_r, T_S}$ est approximée par une expression polynômiale de la forme

$$P(\tau, RH)|_{V_r, T_S} = \sum_{i=0}^{D_\tau} \sum_{j=0}^{D_{RH}} a_{i,j}|_{V_r, T_S} \tau^i RH^j \quad (1.50)$$

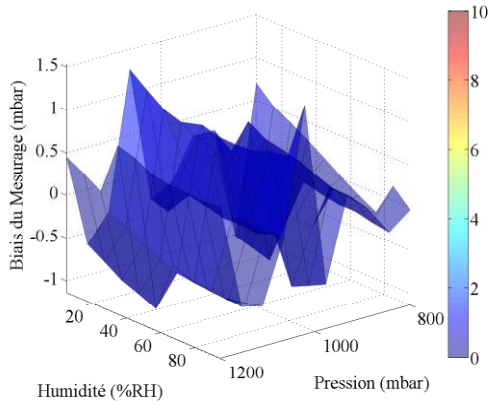
où D_τ et D_{RH} représentent le degrés du polynôme et $a_{i,j}$ ses coefficients (qui dépendent de V_r et de la température ambiante T_S). L'estimation des coefficients $a_{i,j}$ est facilement réalisable par résolution d'une équation linéaire. Cependant, une telle identification conduit à l'apparition d'un biais systématique lors de la réalisation d'une mesure.

De même, les coefficients $a_{i,j}|_{V_r, T_S}$ peuvent eux aussi s'approximer par une expression polynomiale en fonction de V_r et/ou de T_S , ajoutant un biais de mesure supplémentaire.

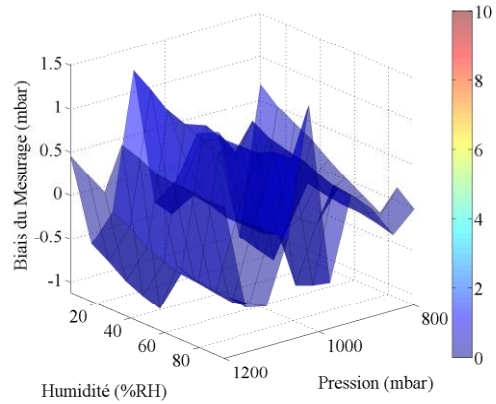
Afin de comparer l'importance du biais (systématique) par rapport à l'imprécision (aléatoire), une simulation de Monté Carlo est réalisée. Cette étude simule, à une température ambiante donnée, une mesure de temps $\tau(P_0, RH_0)$ utilisée comme référence, où P_0 et RH_0 sont supposés parfaitement connus. Une détermination en retour du résultat du mesurage est réalisée en utilisant une approximation polynomiale de la caractéristique $P(\tau \pm \delta\tau(P_0, RH_0)|_{V_r, T_S}, RH_0 \pm \delta RH)|_{V_r, T_S}$ de la forme (1.50) avec $D_{RH}=D_\tau=2$ et V_r correspond au seuil nominal-optimal intégré en humidité approximé avec les paramètres du Tableau 3.1.

Les incertitudes $\delta\tau(P_0, RH_0)|_{V_r, T_S}$ et δRH sont simulées par des distributions normales pseudo-aléatoires de moyenne nulle et de déviation standard correspondante. Ensuite le biais et précision du mesurage sont calculés à chacune des coordonnées P_0, RH_0 , ce que nous avons respectivement illustré à la Figure 1.24 et à la Figure 1.25.

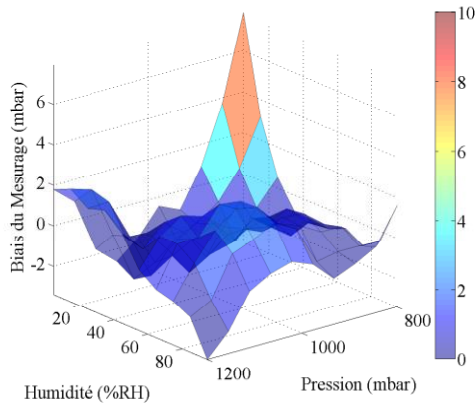
Cette étude de Monté-Carlo est cohérente avec l'étude précédente en ce que la précision diminue légèrement avec la température lorsque $\delta H=0\%RH$, alors qu'elle augmente sensiblement lorsque $\delta H=1\%RH$. De plus, à cause de l'approximation (1.73), si le biais est minime lorsque



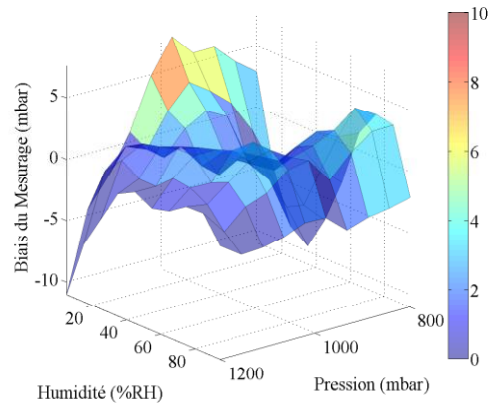
$$T_S = 25^\circ\text{C}, \delta H = 0\%RH$$



$$T_S = 25^\circ\text{C}, \delta H = 1\%RH$$



$$T_S = 75^\circ\text{C}, \delta H = 0\%RH$$



$$T_S = 75^\circ\text{C}, \delta H = 1\%RH$$

Figure 1.24 : Valeur du biais du mesurage (en mbar), en fonction de la pression (en mbar) et en fonction de l'humidité supposée connue (en %RH) pour différentes valeurs de la température ambiante T_S (en $^\circ\text{C}$) et de l'incertitude sur l'humidité δH (en %RH).

$T_S = 25^\circ\text{C}$, il peut être proche du 5mbar (0.5%) quand $T_S = 75^\circ\text{C}$. Ce phénomène est cependant peu sensible à l'élévation du degré de développement de l'approximation polynomiale de la caractéristique $P(\tau, RH)|_{v_r, T_S}$.

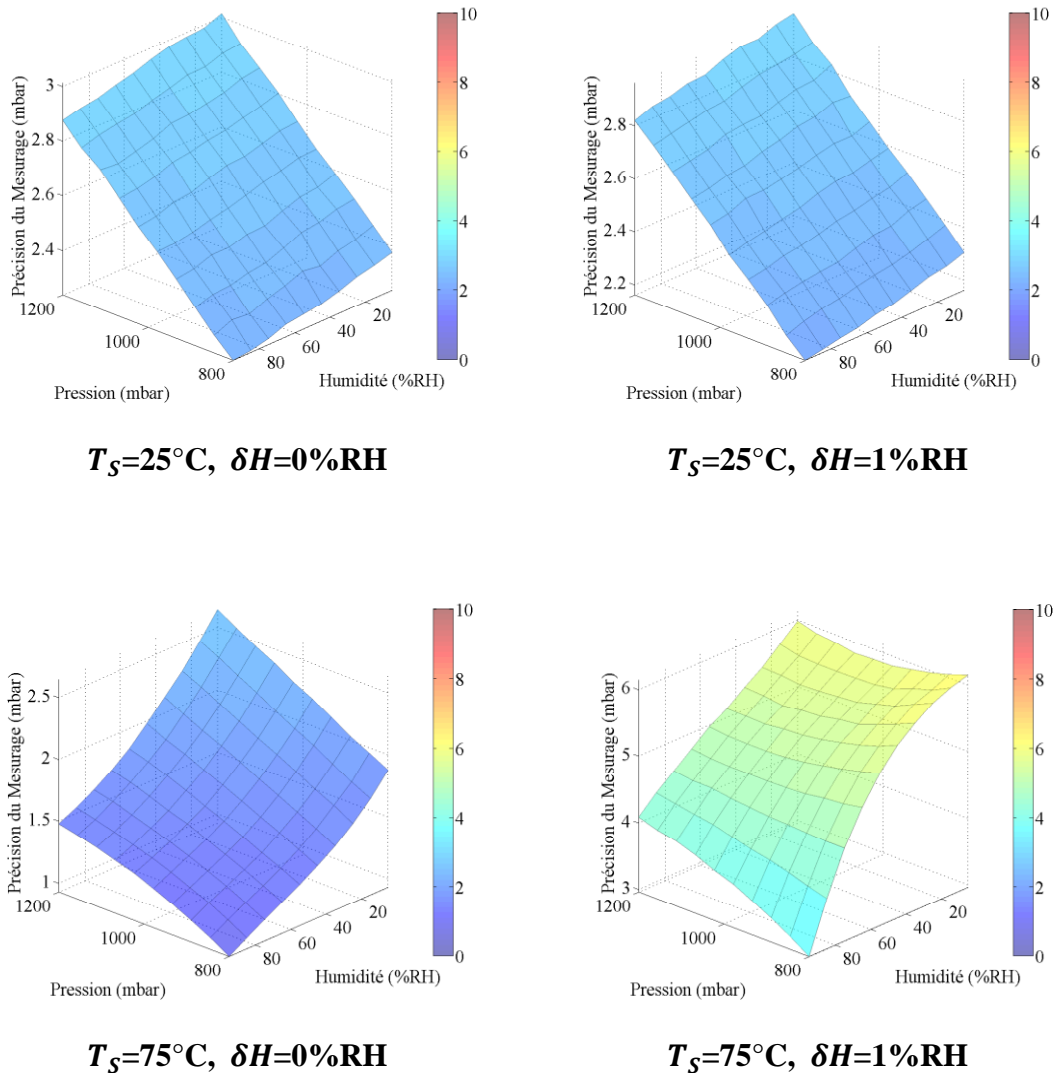


Figure 1.25 : Valeur de la précision du mesurage (en mbar), en fonction de la pression (en mbar) et en fonction de l'humidité supposée connue (en %RH) pour différentes valeurs de la température ambiante T_S (en $^\circ\text{C}$) et de l'incertitude sur l'humidité δH (en %RH).

Le Chapitre 4 de ce mémoire décrit une application expérimentale qui valide l'étude réalisée dans cette section-ci, dans un cas limite où l'humidité est nulle et constante. En effet, le gaz échantillon est alors un gaz de diazote sec. L'étendue de mesure est par contre plus importante puisque le mesurande varie entre 1000 mbar et 11000 mbar. Le capteur utilisé est légèrement différent de celui modélisé dans l'exemple figuratif ci-contre. En effet l'élément sensible est un

micro-fil de polysilicium recouvert d'une couche protectrice de nitrure de silicium, sa fabrication étant décrite au chapitre 2.

b *Mesure de l'humidité à pression et température données*

En utilisant la même méthode que précédemment, nous allons déterminer le paramétrage et la précision du mesurage de l'humidité, considérée comme étant alors le mesurande. Dans ces conditions, la courbe caractéristique de la mesure $\tau(P, RH)|_{V_r, T_S}$, est interprétée sous sa forme réciproque $H(\tau, P)|_{V_r, T_S}$ et la même démarche que précédemment est appliquée.

Dans le cas ci-contre, indépendamment de la température ambiante T_S , de la valeur de la pression P , et de l'incertitude sur la pression δP , le seuil nominal-optimal V_r tend systématiquement vers 100%. Nous choisissons alors arbitrairement de le prendre à 95%. La Figure 1.26 illustre la précision (nominale optimale intégrée en pression) pour différentes valeurs de la température ambiante T_S et pour différentes valeurs de l'incertitude sur la pression δP .

Cette figure montre que la précision est d'autant plus faible (i.e. meilleure) que la température ambiante est importante. Ceci s'explique du fait que la sensibilité du mesurage est alors d'autant plus importante (la précision étant par principe proportionnelle à la sensibilité). De plus, la précision du mesurage est particulièrement affectée par l'incertitude sur la pression δP lorsque la sensibilité du mesurage est faible.

Une étude de monté Carlo, telle que celle réalisée à la section précédente a été réalisée et montre que le biais du mesurage est négligeable et que la précision alors calculée est identique à celle obtenue lorsque les courbes caractéristiques $H(\tau, P)|_{V_r, T_S}$ sont approximées par une expression polynomiale.

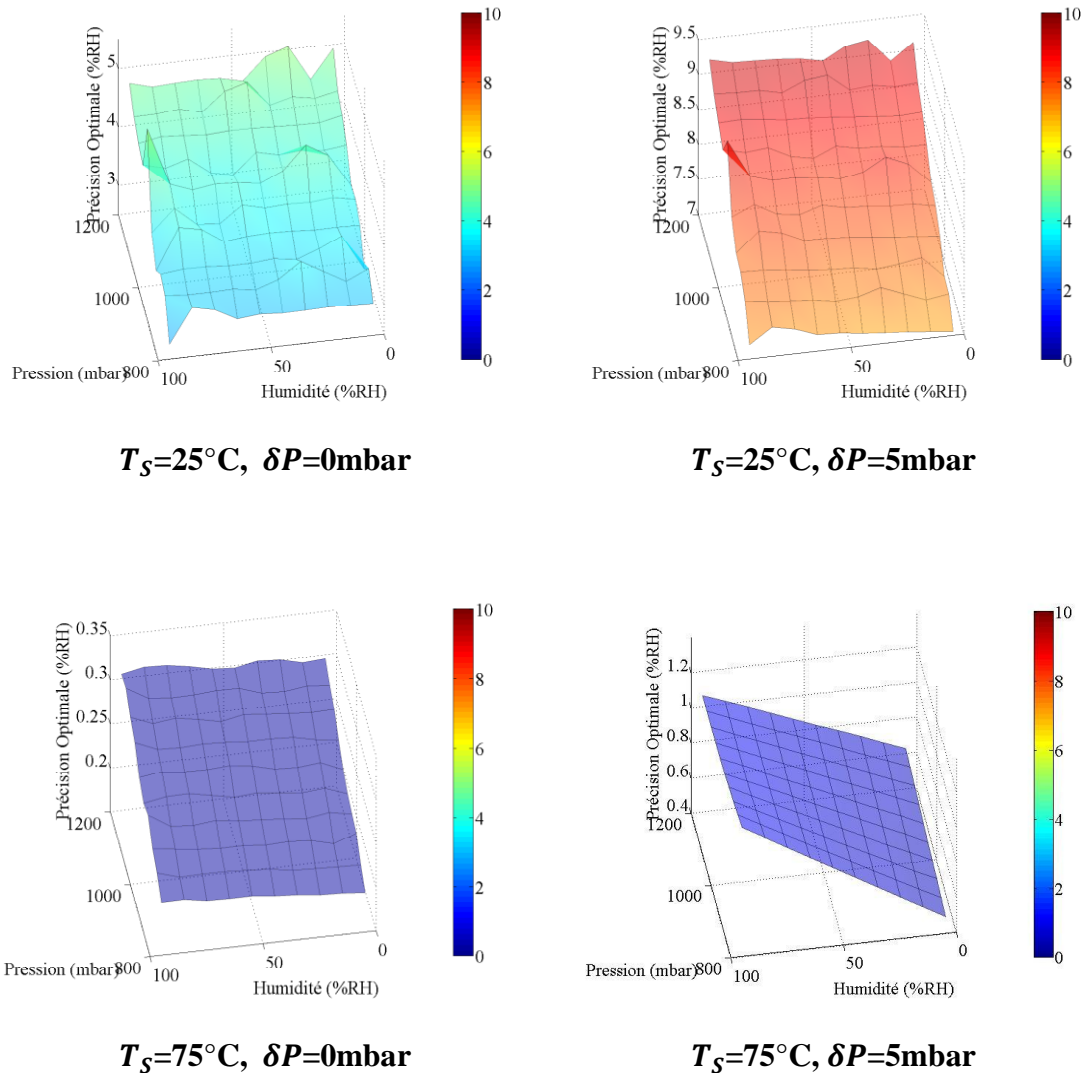


Figure 1.26 : Valeur de la précision du mesurage (en %RH), en fonction de la pression supposée connue (en mbar) et en fonction de l'humidité (en %RH) pour différentes valeurs de la température ambiante T_S (en $^\circ\text{C}$) et de l'incertitude sur la pression (en mbar).

Nous décrivons dans le Chapitre 5 de ce mémoire une application expérimentale qui valide l'étude réalisée dans cette section ci. Dans le cadre de cette étude expérimentale la pression est constante. Le capteur utilisé est légèrement différent de celui modélisé dans l'exemple figuratif ci-contre. En effet l'élément sensible est un micro-fil de polysilicium recouvert d'une couche protectrice de nitrure de silicium, sa fabrication étant décrite au chapitre 2. L'étude expérimentale

réalisée montre cependant que la précision du mesurage est significativement meilleure que l'exemple figuratif utilisé comme support de cette section.

c *Méthode de sur-précision*

L'utilisation d'une horloge numérique mesurant $\tau(P, RH)|_{V_r, T_S}$ permet de réaliser le mesurage avec un minimum de ressource matériel. Ces ressources matérielles sont d'autant plus épurées que l'information contenue dans les courbes caractéristiques $P(\tau, RH)|_{V_r, T_S}$ ou $RH(\tau, P)|_{V_r, T_S}$ est compressée à l'aide d'une approximation polynomiale, avantageusement de faible degré. Cette compression introduit un biais au mesurage qui est relativement faible et elle n'affecte pas significativement la précision du mesurage.

Il est ainsi tout à fait possible d'utiliser un ensemble de seuils de comparaison $\{V_{rj}\}$, dont la valeur s'échelonne raisonnablement autour de la valeur du seuil de comparaison (nominal-optimal, éventuellement intégré en pression ou en humidité selon le cas), pour obtenir un jeu de mesurages, supposés de précision et de biais comparable au cas de référence (nominal optimal éventuellement intégré). Lorsque les sources d'incertitudes sont indépendantes entre elles, la moyenne de ces différents mesurages mène à une précision significativement diminuée.

En effet, lorsque les différents seuils de comparaison $\{V_{rj}\}$ sont choisis très proches l'un de l'autre, tel qu'illustré à la Figure 1.27, les précisions de chacun des différents mesurages seront alors très proches les unes des autres. Ces incertitudes étant par principe des variables aléatoires indépendantes entre elles, la variance du mesurage moyenné sera alors égal à la variance de chacun des mesurages divisé par le nombre de mesurages (donc de seuil de comparaison).

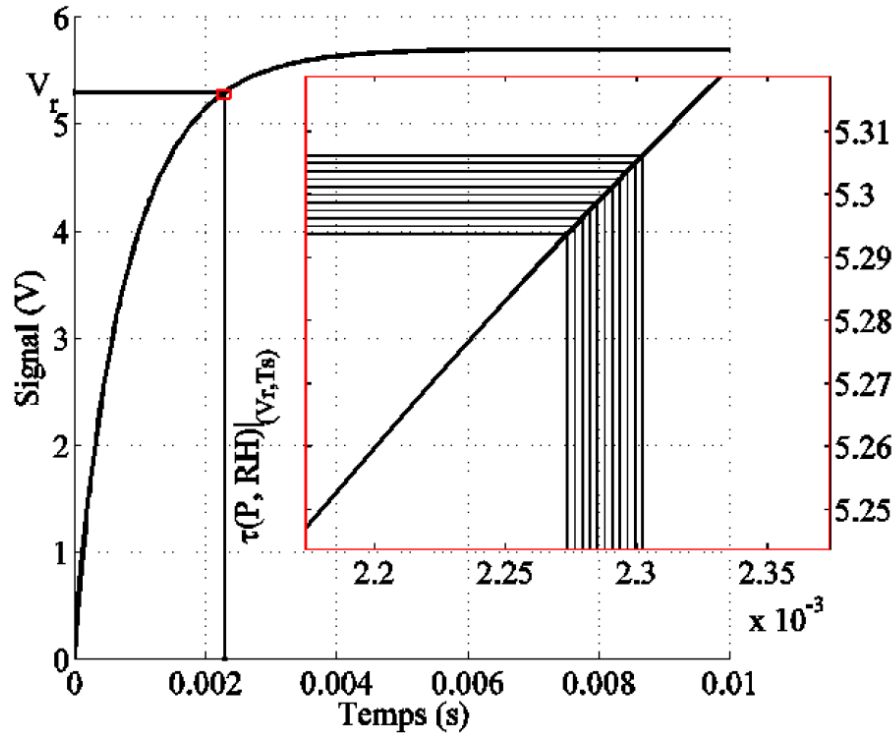


Figure 1.27 : Signal transitoire du capteur (en V) en fonction du temps (en s). Cette figure illustre schématiquement la méthode de sur-précision. Un ensemble conjoint de seuil de comparaison sont choisis pour s'échelonner régulièrement autour du seuil de comparaison nominal-optimal et sont régulièrement espacés entre eux, dans ce cas de figure, par une distance de $5 \times \sigma$. La variance de la moyenne des mesurages issus de $\tau(P, RH)|_{V_r, T_s}$ sera dès lors plus faible que leur variance respective, améliorant la précision du mesurage.

Ainsi, cette procédure permet d'améliorer, à faible coût, la précision du mesurage mais elle ne permet pas de réduire le biais du mesurage. Pour cette raison, nous proposons arbitrairement d'appeler cela la méthode de sur-précision.

Cette méthode est d'autant plus appropriée en pratique que les ressources de calcul, nécessaires à un unique mesurage, sont à la base réduites. Ainsi il est possible, dans un cas limite, de répartir le temps de calcul de chacun des mesurages durant le temps d'inactivité du capteur (le temps pendant lequel il refroidit pour retrouver les conditions initiales de la mesure).

La Figure 1.28 illustre de manière comparative l'amélioration en précision et la conservation du biais du mesurage dans un cas de figure où le mesurande est la pression, où l'humidité est

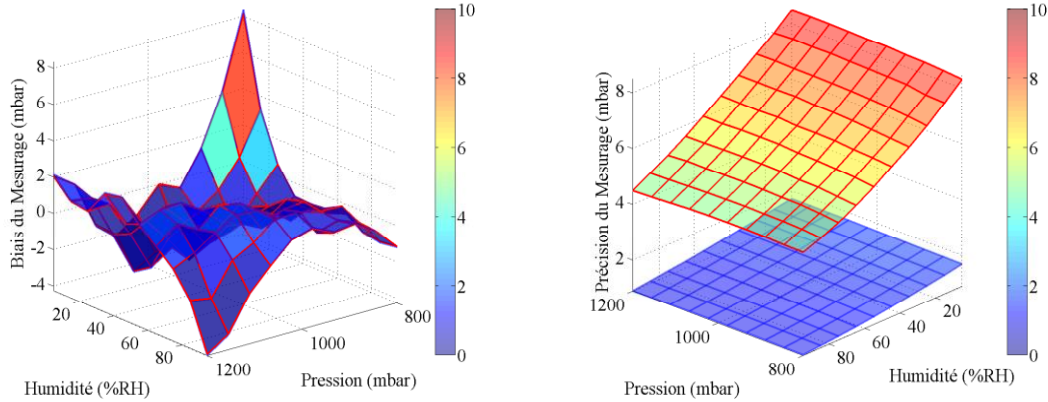


Figure 1.28 : Influence de la méthode de sur-précision, dans le cas où le mesurande est la pression (en mbar), sur le biais du mesurage (en mbar, figure de gauche) et sur la précision du mesurage (en mbar, figure de droite) en fonction du mesurande (en mbar) et en fonction de l'humidité (en %RH). Ce cas de figure utilise $T_S=75^\circ\text{C}$, 25 seuils de comparaisons régulièrement espacés autour du seuil de comparaison nominal-optimal intégré en humidité avec $V_{r,j} - V_{r,j+1}=5\sigma=1.25\text{mV}$ et en utilisant une approximation polynomiale des caractéristiques $P(\tau, RH)|_{V_r, T_S}$.

Les surfaces quadrillées en bleu ou en rouges représentent les résultats avec ou sans sur-précision respectivement. La méthode de sur-précision n'agit pas significativement sur le biais de mesure alors que la précision est améliorée par un facteur $\sqrt{25}$.

connue à une incertitude $\delta H=1\%RH$ et dans le cas où d'une température ambiante de $T_S=75^\circ\text{C}$.

Les caractéristiques $P(\tau, RH)|_{V_r, T_S}$ sont respectivement approximées par un polynôme de la forme (1.50) de degré $D_{RH} = D_\tau = 2$, et le jeu de seuils de comparaison $\{V_{r,j}\}$ utilisé correspond à un ensemble de 25 seuils régulièrement répartis autour du seuil de comparaison nominal-optimal intégré en humidité par un écart $V_{r,j} - V_{r,j+1}=5\sigma=1.25\text{mV}$. La précision est alors améliorée par un facteur $\sqrt{25} = 5$ alors que le biais est resté significativement inchangé.

L'amélioration des performances réalisée par la méthode de sur-précision, telle que décrite ci-dessus, est tout naturellement indépendante de la nature du mesurande, ainsi que des paramètres opératoires tels que la température ambiante, l'approximation réalisée sur les courbes caractéristiques du mesurande, et dans des cas raisonnables de l'amplitude des incertitudes σ et δH ou δP selon le cas.

Nous proposons dans la suite une manière d'implémenter la méthode de Sur-précision à partir de l'implémentation de 2 références de potentiel. Une première qui permet de réaliser le seuil de comparaison nominal-optimal $V_r(T_S)$, qui ne dépend alors que de la température ambiante T_S . Une seconde référence de potentiel, dont la valeur correspond à l'incrément de tension $\delta V_r = V_{rj+1} - V_{rj}$. De sorte que par addition, la méthode de sur-précision ne mette en œuvre qu'un seul seuil de comparaison, variable dans le temps et qui est incrémenté à chaque mesure de temps $\tau(P, RH)$, comme illustré à la Figure 1.29.

Ensuite, pour réduire la quantité de données à stocker dans la mémoire d'un microcontrôleur pour la réalisation de la méthode de sur-précision, les coefficients de l'approximation polynomiale sont respectivement approximés eux aussi par un polynômes.

Ainsi, le calcul de l'ensemble des courbes caractéristiques $P(\tau, RH)|_{V_r, T_S}$ se réduit à l'implémentation de l'approximation polynomiale suivantes

$$P(\tau, RH)|_{V_r, T_S} = \sum_{i=0}^{D_\tau} \sum_{j=0}^{D_{RH}} a_{i,j}|_{V_r(T_S)} (1 + b_{i,j}(T_S)k\delta V_r)\tau^i RH^j \quad (1.51)$$

dans le cas où le mesurande représente la pression et

$$RH(\tau, P)|_{V_r, T_S} = \sum_{i=0}^{D_\tau} \sum_{j=0}^{D_P} a_{i,j}|_{V_r(T_S)} (1 + b_{i,j}(T_S)k\delta V_r)\tau^i P^j \quad (1.52)$$

dans le cas où le mesurande représente l'humidité relative, où $a_{i,j}|_{V_r(T_S)}$ représente les coefficients de l'approximation de la caractéristique relative au seuil de comparaison nominale-optimal $V_r(T_S)$, où $k\delta V_r$ représente l'écart entre le seuil de comparaison nominal-optimal et le seuil de comparaison considéré dans la méthode de sur-précision, et où $b_{i,j}(T_S)$ représente

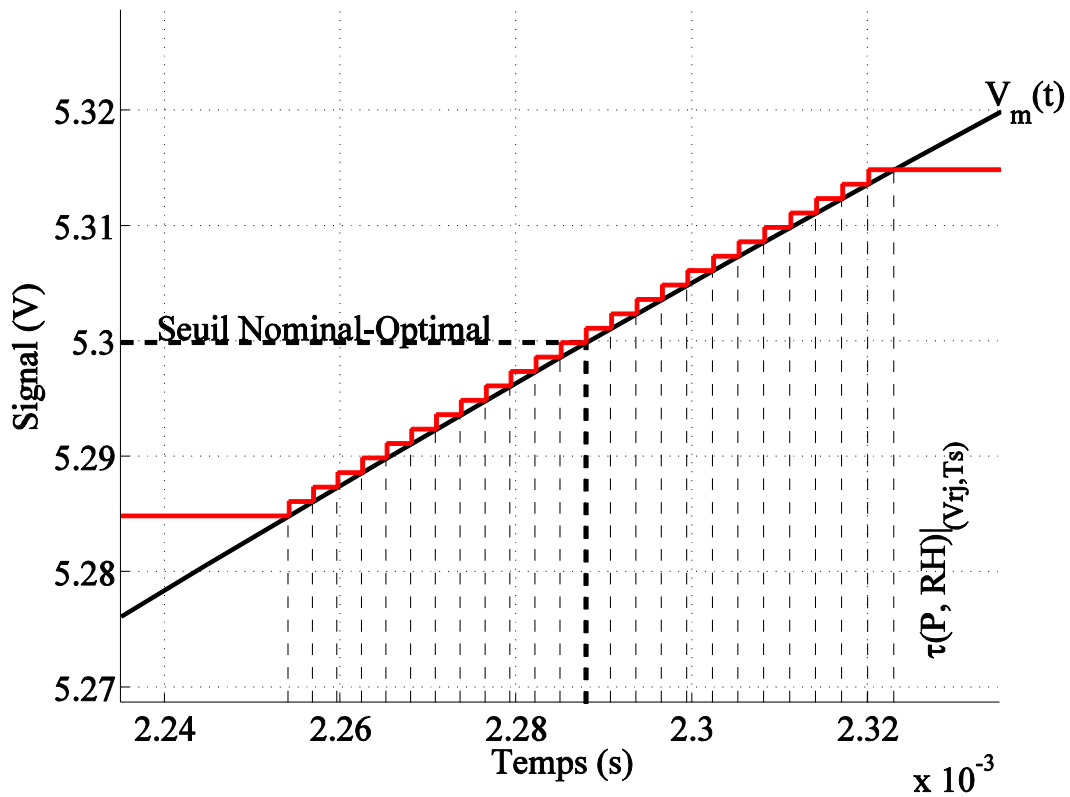


Figure 1.29 : Signal transitoire du capteur (trait noir) et seuil de comparaison variable (en rouge), (en V) en fonction du temps (en s). Cette figure illustre schématiquement la méthode de sur-précision en utilisant un seul et unique seuil de comparaison qui s'incrémente de part et d'autre de la valeur du seuil de comparaison nominal-optimal, l'incrément de tension étant alors une valeur indépendante (i.e. $V_{r,j} - V_{r,j+1} = \Delta V_r = 5\sigma$) des conditions opératoires du mesurage.

coefficient du premier degré de l'approximation au premier ordre de $a_{i,j}|_{V_r(T_S)+k\delta V_r}$. Cette compression des données réduit, à une température ambiante T_S donnée, la quantité de coefficients à stocker de $(D_\tau + 1) \times (D_X + 1) \times N_{V_r}$ à $(D_\tau + 1) \times (D_X + 1) \times 2$, où X indice le mesurande et N_{V_r} représente le nombre de seuils de comparaison utilisés par la méthode de sur-précision.

La réalisation d'une étude de Monté-Carlo montre que la compression de l'approximation des courbes caractéristiques n'introduit avantageusement pas de biais supplémentaire significatif sans augmenter l'imprécision.

d *Conclusion sur la mesure à une inconnue*

Cette section traitant du mesurage par un micro-fil chaud modélisé par le modèle analytique présenté à la section 1.B.1 lorsque seul un unique mesurande est considéré, la pression ou l'humidité relative selon le cas, et où l'autre paramètre d'environnement, l'humidité ou la pression respectivement, est connue à une incertitude près, en supposant la température connue avec une incertitude négligeable, a permis de montrer les éléments suivants :

- La méthode de mesurage est basée sur une mesure de temps, ceci permettant de s'abstraire de l'implémentation d'une ADC de haute précision (couteux), la numérisation étant alors réalisée par une horloge numérique. La conversion tension-temps est assurée par un simple comparateur de tension et la mesure de temps $\tau(P, RH)|_{T_S, V_r}$ consiste alors en la durée entre le début de chauffage de l'élément sensible et l'instant où le signal transitoire $V_m(t)$ atteint un seuil de comparaison, constant, V_r .
- La connaissance de $\tau(P, RH)|_{T_S, V_r}$, sur la plage de variation de la pression et de l'humidité relative (i.e. de 800 mbar à 1200 mbar et de 5%RH à 95 %RH dans ce cas de figure), permet de déterminer une courbe caractéristique réciproque $P(\tau, RH)|_{T_S, V_r}$, où $RH(\tau, P)|_{T_S, V_r}$, selon la nature du mesurande.
- Avantageusement, ces courbes caractéristiques peuvent être approximées par une expression polynomiale de faible degré, obtenu par une simple résolution d'équation

linéaire. Les coefficients $a_{i,j}|_{V_r, T_S}$ dudit polynôme sont cependant dépendants de la température ambiante T_S et du seuil de comparaison V_r .

- Une incertitude en tension σ sur le seuil de comparaison ou à cause du bruit électronique en sortie du circuit de conditionnement, conduit à une incertitude $\delta\tau(P, RH)|_{T_S, V_r}$ prédictible qui est proportionnelle à σ et inversement proportionnelle à $dV_m(\tau)/dt|_{P, RH}$ et qui est proportionnelle à σ . En conjonction avec une incertitude sur les paramètres expérimentaux, il est possible de prévoir l'incertitude sur la détermination du mesurande.
- A température ambiante donnée, et à une condition de pression et d'humidité donnée, il existe un seuil de comparaison qui minimise cette incertitude. C'est le seuil de comparaison optimal. La valeur de ce seuil dépend du mesurande, son utilisation est donc rédhibitoire.
- Selon la plage de variation du mesurande (la pression ou l'humidité respectivement), il existe un seuil de comparaison qui minimise l'espérance de l'incertitude de la détermination du mesurande, c'est le seuil de comparaison nominal-optimal. En plus de dépendre de la température ambiante T_S , ce seuil de comparaison nominal-optimal dépend des autres paramètres expérimentaux (l'humidité ou la pression respectivement) et de leur incertitude.
- Selon la nature du mesurande (la pression ou l'humidité respectivement), il existe avantageusement un seuil de comparaison qui minimise l'espérance de la précision du mesurage sur l'intégralité de la plage de variation des paramètres d'environnement (l'humidité ou la pression respectivement), c'est le seuil de comparaison nominal-optimal intégré. Ce seuil ne dépend que de la température ambiante T_S .

Avantageusement, le seuil de comparaison nominal-optimal intégré peut être approximé en fonction de la température par une expression polynomiale de faible degré.

- L'utilisation du seuil de comparaison nominal-optimal intégré permet d'obtenir une précision d'environ ± 2.5 mbar à 25°C et ± 4.5 mbar à 75°C lorsque l'incertitude sur l'humidité est de $\pm 1\%$ RH ou alors une précision de $\pm 8\%$ RH à 25°C et $\pm 0.7\%$ RH à 75°C lorsque l'incertitude sur la pression est de 5 mbar. Le biais du mesurage introduit par l'approximation polynomiale des courbes caractéristiques $P(\tau, RH)|_{T_s, V_r}$, où $RH(\tau, P)|_{T_s, V_r}$ selon la nature du mesurande, sont relativement limités.

Nous avons aussi décrit dans cette section une complication qui permet de signification réduire la précision du mesurage, c'est la méthode de sur-précision. Cette méthode réalise un mesurage correspondant à la moyenne d'un jeu, idéalement nombreux, de N_{V_r} mesurages obtenus respectivement pour des valeurs de seuil de comparaison choisies différentes et relativement proches du seuil de comparaison nominal-optimal (intégré). La précision du mesurage est alors améliorée par un facteur $\sqrt{N_{V_r}}$, sans diminuer cependant le biais du mesurage.

De plus peut s'implémenter à faible coût. En effet, l'utilisation d'un seuil de comparaison variable et incrémentale pour la réalisation des multiples (et idéalement nombreux) seuils de comparaison est proposée. De plus une méthode de compression de donnée permettant de réduire d'un facteur $N_{V_r}/2$ l'espace mémoire à allouer pour le stockage des multiples (et idéalement nombreuses) courbes caractéristiques, réciproques à chacun des seuils de comparaison, en utilisant une approximation au premier ordre des caractéristiques selon V_r a été présenté.

1.C.2 *Mesure à deux inconnues*

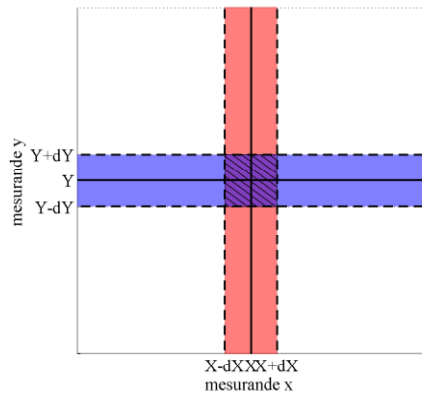
Cette section présente une variante de la méthode de mesure décrite dans la section précédente.

En réalisant deux mesures de temps dans des conditions indépendantes, c'est-à-dire à deux seuils de comparaison distincts, il est possible d'écrire le système d'équation suivant :

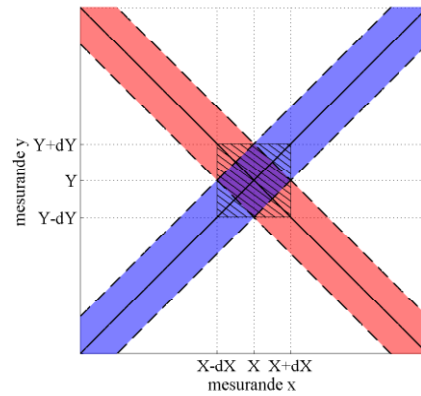
$$\begin{cases} x(\tau_1, y)|_{T_S, V_{r1}} & \text{à } V_{r1} \\ x(\tau_2, y)|_{T_S, V_{r2}} & \text{à } V_{r2} \end{cases} \quad (1.53)$$

où x et y représentent les solutions de ce système, c'est-à-dire les mesurandes. Il est éventuellement possible de déterminer la solution (X et Y) de ce système d'équation, pourvue qu'elle soit unique, dans l'espace de définition de x et de y (i.e. l'étendue de mesure de chacun des deux mesurandes). De plus il faut aussi qu'autour du voisinage de la solution, les équations constitutives du problème soient aussi linéairement indépendantes les unes des autres. Ceci équivaut à vérifier qu'une faible variation des données du problème (i.e. $\tau_1 \rightarrow \tau_1 + \delta\tau_1$ et $\tau_2 \rightarrow \tau_2 + \delta\tau_2$) ne se répercute que faiblement sur une variation des solution du problème (i.e. $X \rightarrow X + \delta X$ et $Y \rightarrow Y + \delta Y$). Pour que cette condition soit raisonnablement réalisée, il suffit que les pentes des fonctions $x(\tau_1, y)|_{T_S, V_{r1}}$ et $x(\tau_2, y)|_{T_S, V_{r2}}$ soient aussi orthogonales entres elles que possible. Ceci traduit la notion de conditionnement du problème (1.53).

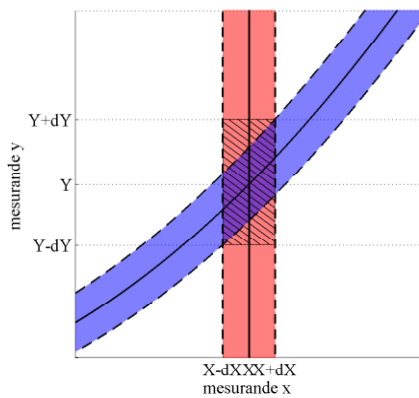
La Figure 1.30 présente par analogie différent cas de figure typiques. Cette figure illustre successivement différents cas typiques du problème (1.53) où les deux équations $x(\tau_1, y)|_{T_S, V_{r1}}$ et $x(\tau_2, y)|_{T_S, V_{r2}}$ sont représentées par des traits pleins, les équations $x(\tau_1 \pm \delta\tau_1, y)|_{T_S, V_{r1}}$ et $x(\tau_2 \pm \delta\tau_2, y)|_{T_S, V_{r2}}$ - représentant l'incertitude moyenne - sont représentées par des traits en



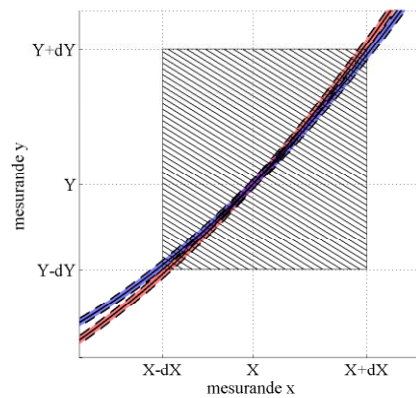
(a): Cas idéal



(b) : mesurages non-indépendant et orthogonaux



(b): Mesurage à 1 inconnue



(c) : mesurages à 2 inconnues mal conditionné

Figure 1.30 : équations $x(y, \tau_i)$, $i = 1, 2$, du problème (1.76) en fonction des mesurande x et y (trait plein), illustration de l'incertitude $x(y, \tau_i \pm \delta\tau_i)$ (traits en tiret) et la surface correspondante (rouge et bleu respectivement), l'incertitude $(X \pm \delta X, Y \pm \delta Y)$ sur la solution (X, Y) est représentée par une surface hachurée. Le cas (a) présente le cas idéal de mesurages indépendants et orthogonaux entre eux. Le cas (b) présente des mesurages dépendants l'un de l'autre et orthogonaux entre eux. Le cas (c) illustre le cas typique du mesurage à 1 inconnue discuté à la section précédente. Le cas (d) illustre le cas typique d'un mesurage à deux inconnues lorsque le problème est mal conditionné.

tirets. L'incertitude sur la détermination des solutions du problème est illustrée par une surface hachurée qui représente la limite selon l'abscisse respective des mesurandes.

Le cas (a) présente un cas idéal où les mesurages varient de manière indépendante de sorte que la détermination de la solution du problème (X, Y) et de l'incertitude sur la solution $(\delta X, \delta Y)$ est

triviale – C'est le cas typique d'une station météo de salon mesurant par exemple la pression et l'humidité indépendamment l'une de l'autre. Le cas (b) présente un cas où les mesurages ne varient pas de manière indépendante et où le problème (1.53) est idéalement conditionné. Le cas (c) présente le cas typique d'un mesurage à une inconnue tel que décrit à la section précédente, en effet le mesurand x et son incertitude sont connus indépendamment de la solution du problème (1.53). Le cas (d) présente un cas typique de problème mal conditionné dans lequel une faible incertitude sur la connaissance des données du problème se répercute de manière importante sur l'incertitude du mesurage. Ce dernier cas de figure représente assez bien les conditions dans lesquelles est réalisé le mesurage à deux inconnues dans le cas de notre capteur.

Nous réaliserons dans cette partie la description plus précise du paramétrage du mesurage à deux inconnues, avec comme cas de figure les mêmes paramètres de simulation que ceux utilisés dans la section précédente, traitant du mesurage à une inconnue. Finalement, avec comme soucis d'épurer les ressources matérielles à mettre en œuvre pour la réalisation du mesurage, nous présenterons un ensemble d'approximations et leur influence sur la précision et le biais du mesurage sera étudié.

a *Paramétrage nominal du mesurage*

Pour une pression $P_0=1000\text{mbar}$, une humidité $RH_0=50\%RH$, et une température ambiante $T_S = 75^\circ C$ données, la Figure 1.31 illustre un ensemble de courbe caractéristique $RH(\tau, P)|_{T_S, V_r}$ que nous avons calculé en faisant continument varier le seuil de comparaison V_r . Pour deux seuils de comparaison distincts (V_{r1}, V_{r2}) , le conditionnement du problème (1.53) est d'autant plus avantageux que ces seuils sont différents l'un de l'autre.

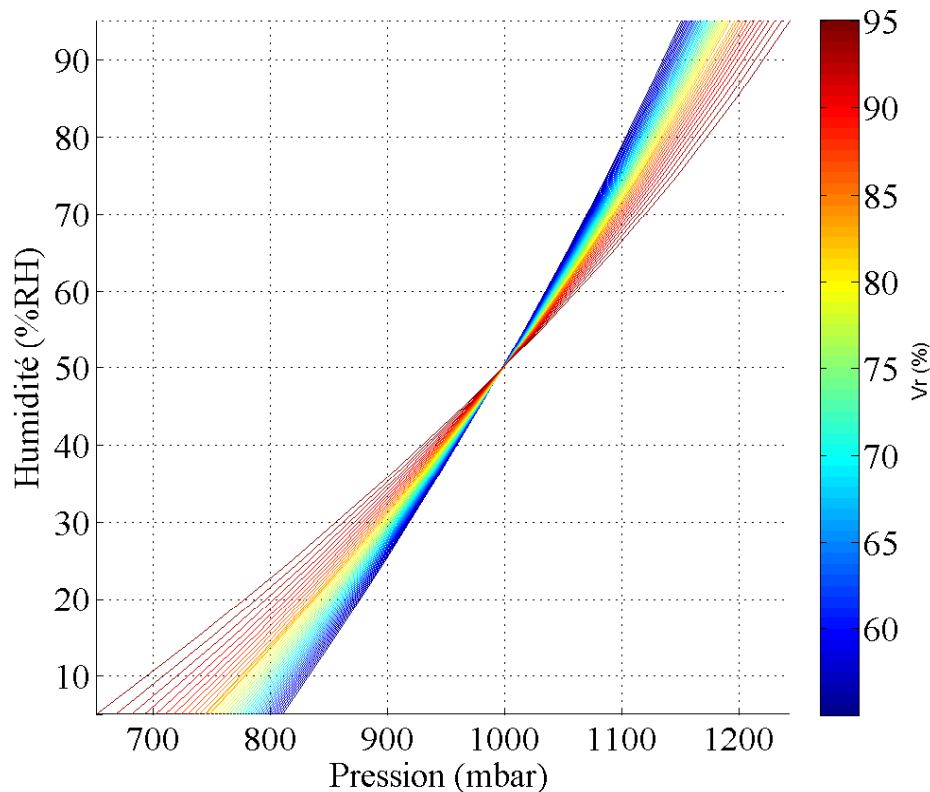


Figure 1.31 : Différentes courbes caractéristiques $P(\tau, RH)|_{T_s, V_r}$ obtenues pour $P_0=1000\text{mbar}$, $RH_0=50\%RH$, et $T_s=75^\circ\text{C}$ en faisant varier V_r (donc τ) entre 55% et 95%. En choisissant 2 seuils de comparaison V_r largement distincts, la solution (P_0, RH_0) du problème (1.76) devient avantageusement d'autant mieux conditionnée.

Cependant, augmenter sans raison la différence entre les seuils V_{r1} et V_{r2} ne garanti pas pour autant une précision optimale. En effet, l'incertitude sur la détermination des équation du problème dépend du choix des seuils de comparaison. De sorte que pour 2 valeurs distinctes de V_r , il est possible de déterminer l'intersection des surfaces comprises entre les courbes $RH(\tau + \delta\tau, P)|_{T_s, V_r}$ et $RH(\tau - \delta\tau, P)|_{T_s, V_r}$ pour chacun des 2 seuils V_r . Ainsi, à la manière présentée dans la Figure 1.30, l'incertitude $(\delta P_0, \delta RH_0)$ sur la détermination est alors définie arbitrairement (dans un premier temps) comme étant la moitié de la limite de cette surface d'intersection projetée sur l'abscisse du mesurande respectif. La Figure 1.32 illustre ainsi l'incertitude $(\delta P_0, \delta RH_0)$ de la solution (P_0, RH_0) du problème (1.53) dans le même cas de figure que

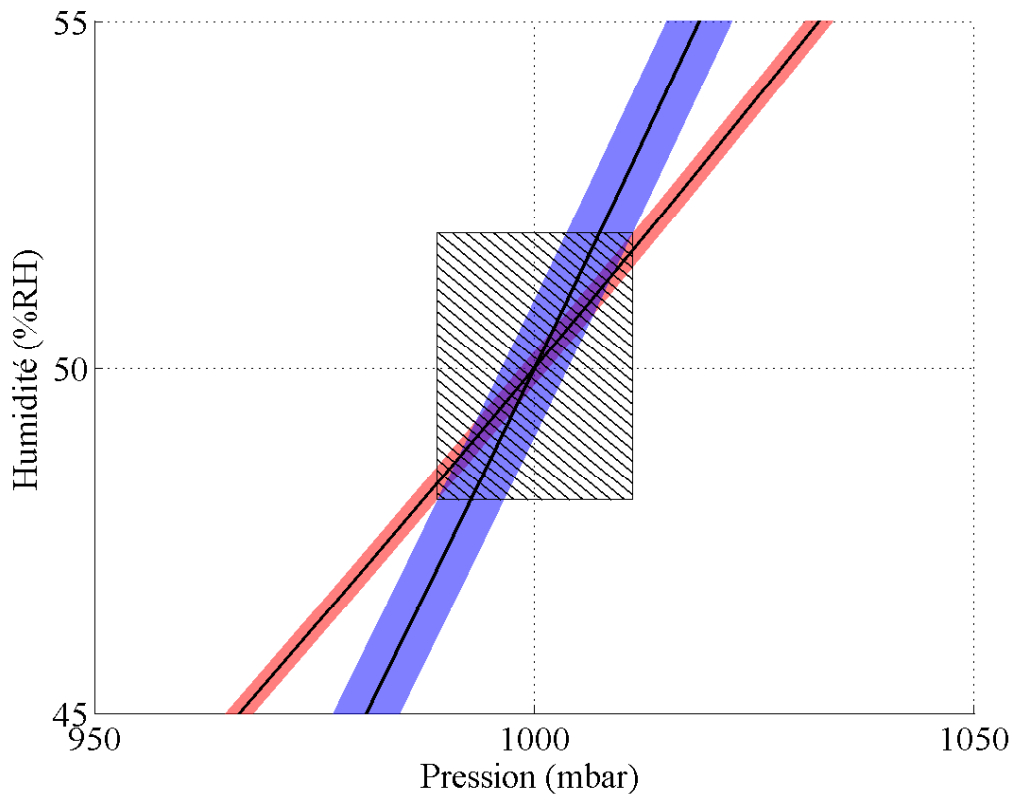


Figure 1.32 : Différentes courbes caractéristiques $RH(\tau, P)|_{T_S, V_r}$ obtenues pour $P_0=1000\text{mbar}$, $RH_0=50\%\text{RH}$, et $T_S=75^\circ\text{C}$ en faisant varier V_r (donc τ) entre 55% et 95%. En choisissant 2 seuils de comparaison V_r largement distincts, la solution (P_0, RH_0) du problème (1.76) devient avantageusement d'autant mieux conditionnée. (REFAIRE CAPTION)

précédemment en choisissant arbitrairement deux seuils V_r , 95% et 55%. Dans ce cas de figure, l'incertitude sur les mesurandes est $(\delta P_0=11.1 \text{ mbar}, \delta RH_0=1.92\%)$.

Ainsi, pour déterminer de manière univoque le paramétrage optimal du mesurage pour un couple (P_0, RH_0) donné des mesurandes, il convient de déterminer le couple de seuil (V_{r1}, V_{r2}) qui minimise, selon un certain critère, la précision du mesurage. Ce critère à minimiser est choisi arbitrairement comme étant la surface $\delta P_0 \times \delta RH_0$. La Figure 1.33 illustre la dépendance de ce critère d'optimisation en fonction du choix du couple (V_{r1}, V_{r2}) pour $(P_0=1000$

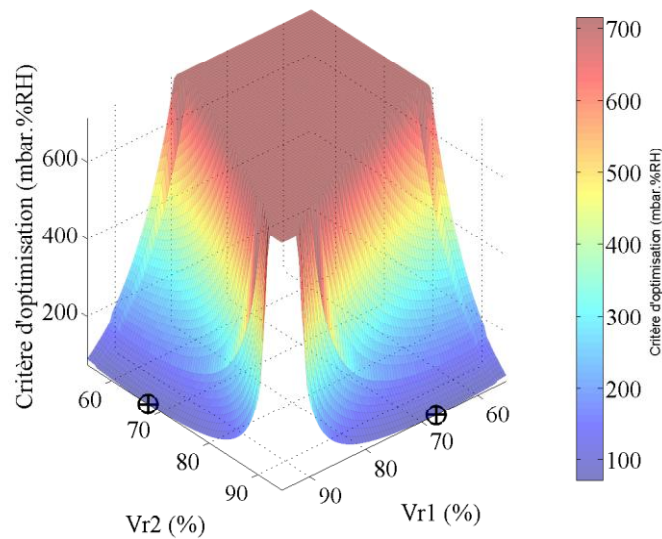


Figure 1.33 : Valeur du critère d'optimisation en fonction de Vr_1 et Vr_2 pour $(P_0=1000 \text{ mbar}, RH_0=50\%RH, T_S=75^\circ\text{C})$. Un marqueur indique le minimum de cette courbe à $Vr_1=95\%$ et $Vr_2 = 67.5\%$. A titre illustratif, cette fonction est arbitrairement saturée pour toute les valeurs supérieures à 10 fois sa valeur minimale.

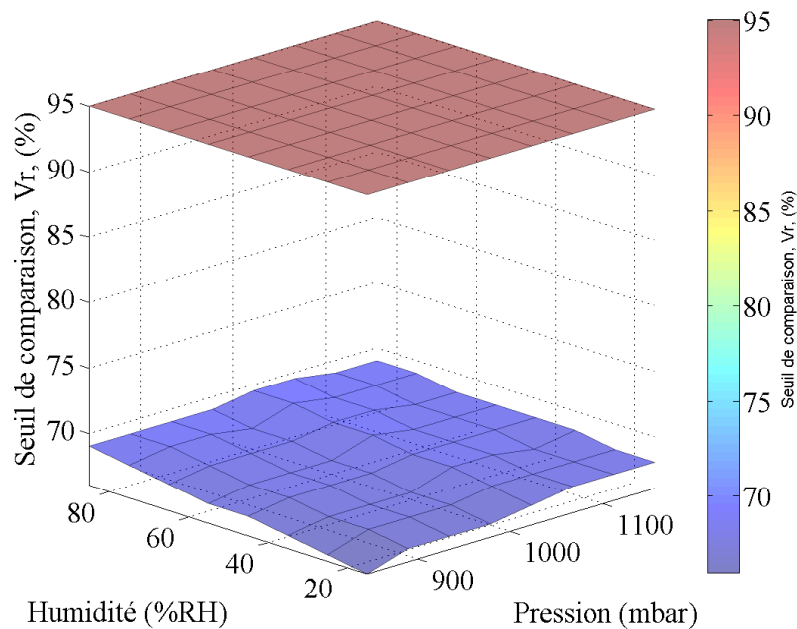
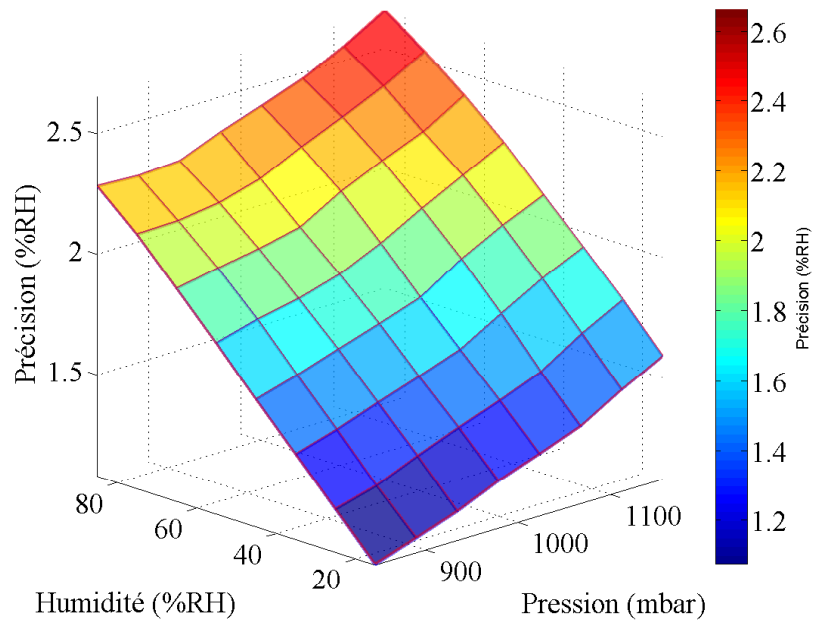
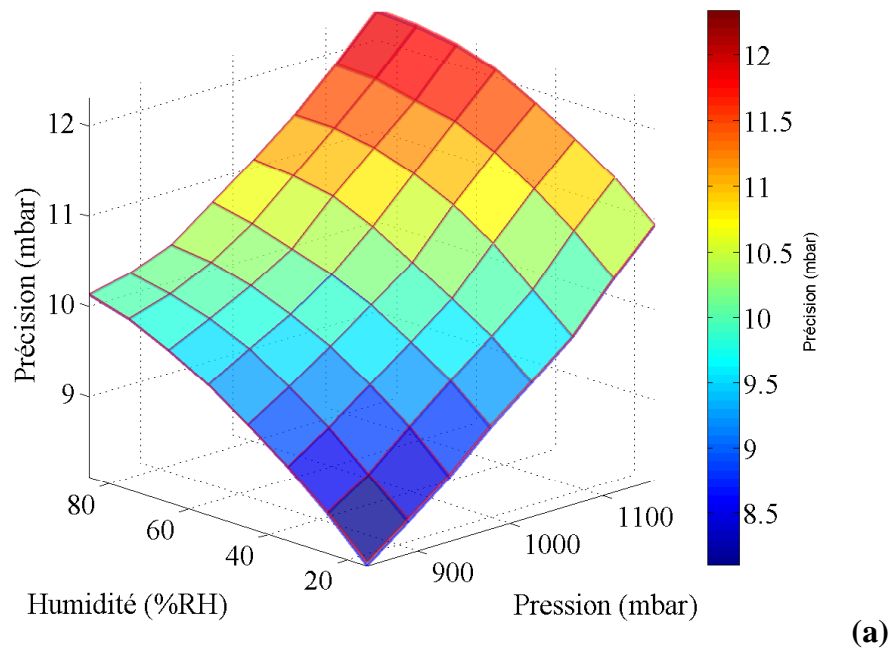


Figure 1.34 : Valeur des seuils de comparaison optimaux Vr_1 et Vr_2 (en %) avec $Vr_1 > Vr_2$, à $T_S=75^\circ\text{C}$, en fonction de la pression (en mbar) et de l'humidité (en %RH).

mbar, $RH_0=50\%RH$, $T_S=75^\circ\text{C}$), et montre que le couple de seuil minimisant ce critère d'optimisation est (95% et 67.5%).

Ainsi, la Figure 1.34 représente le couple (V_{r1}, V_{r2}) l'intégralité de la plage de variation de P et RH . Cette figure montre que le seuil V_{r1} , avec la convention $V_{r1} > V_{r2}$, est systématiquement optimal quand sa valeur est maximale (arbitrairement majorée à 95%). Cette figure montre aussi que le seuil V_{r2} dépend de la valeur des mesurandes (i.e. pression et humidité). Ainsi le choix de ce couple optimal de seuil de comparaison comme paramétrage optimal du mesurage est rédhibitoire.

Nous déterminons ensuite un choix nominal-optimal du couple de seuil de comparaison de tel sorte que l'espérance du critère d'optimisation sur l'intégralité de la plage de variation des mesurandes soit minimum. Dans le cas de figure précédent, le couple (V_{r1}, V_{r2}) nominal-optimal est respectivement (95% et 67%). La Figure 1.35 illustre la comparaison des précisions en pression et humidité à $T_S=75^\circ\text{C}$ en choisissant arbitrairement le couple de seuil optimal et le couple de seuil nominal-optimal. Cette figure montre que la perte de précision due au choix du couple de seuils de comparaison nominal-optimal est marginale.



(b)

Figure 1.35 : Précision du mesurage en termes de pression (a, en mbar) et en termes d'humidité (b, en %RH) en fonction de la pression (en mbar) et de l'humidité (en %RH), à $T_S=75^\circ\text{C}$ en choisissant le couple de seuil de comparaison optimal (trait bleu) et nominal-optimal (trait rouge). La perte de précision due au paramétrage nominal-optimal du mesurage est très peu significative (les courbes sont presque confondues).

Les valeurs nominales-optimales du couple de seuils de comparaison (V_{r1}, V_{r2}), ne dépendent plus dès lors que de la température ambiante T_S . La Figure 1.36 présente l'évolution de V_{r2} en fonction de la température ambiante, le seuil V_{r1} étant systématiquement, de manière nominale, optimal à 95%. A titre comparatif, la Figure 1.37 illustre la précision nominale-optimale (obtenue en paramétrant le mesurage avec le couple nominal-optimal de seuils de comparaison) en terme de pression et d'humidité à $T_S = 25^\circ C$. Dans ce cas de figure, la précision est relativement médiocre, notamment la précision en terme d'humidité.

b *Implémentation du mesurage*

L'essentiel de la discussions précédente a permis de présenter la méthode de paramétrage nominale-optimale du mesurage à deux inconnues (i.e. à deux mesurandes, la pression et l'humidité dans ce cas de figure), la température ambiante T_S étant alors supposée connue et avec une incertitude négligeable. Accessoirement, la discussion précédente trouve toute sa place lors de la réalisation de la calibration du mesurage.

Dans ce qui suit, nous décrivons la réalisation pratique du mesurage avec comme objectif de mettre en jeu un ensemble de ressource matérielles épurées, sans altérer la précision prédite précédemment et en rajoutant un biais au mesurage aussi limité que possible. Dans le cadre de la discussion suivante, les seuils de comparaison seront systématiquement choisis comme étant les valeurs nominales optimales déterminées précédemment.

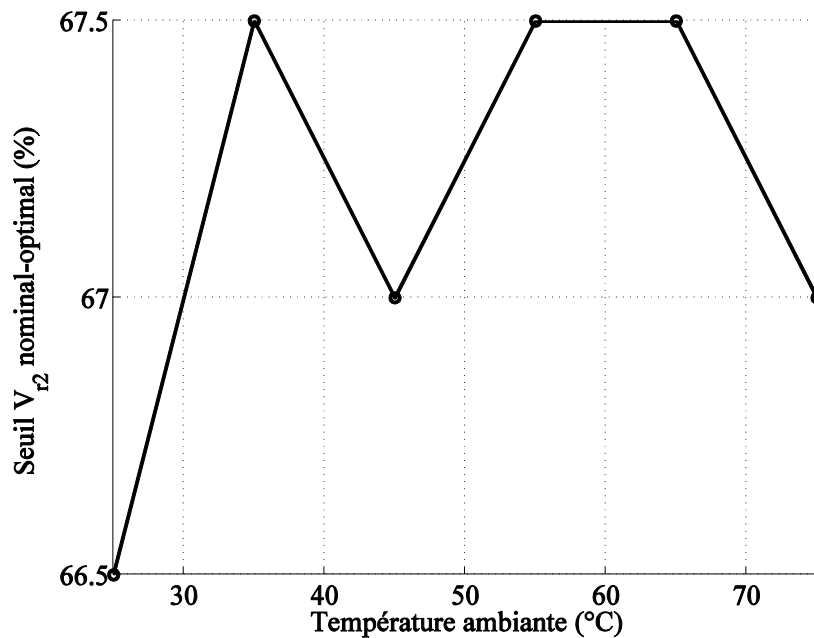


Figure 1.36 : Seuil V_{r2} nominal-optimal en fonction de la température ambiante. Le seuil V_{r1} nominal-optimal est systématiquement maximum, et égal à 95%. Le seuil V_{r2} ne dépend que peu de la température ambiante.

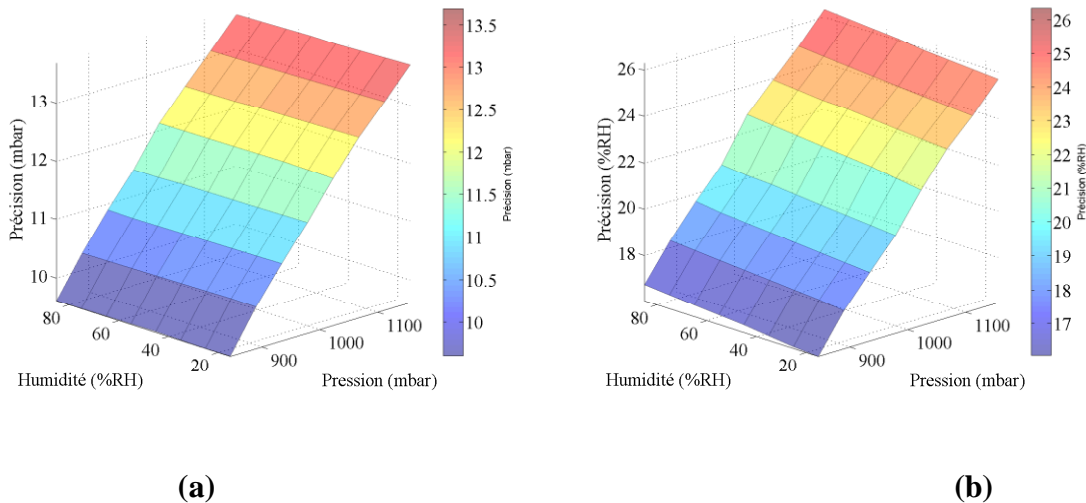


Figure 1.37 : Précision nominale-optimal du mesurage en termes de pression (a, en mbar) et en termes d'humidité (b, en %RH) en fonction de la pression (en mbar) et de l'humidité (en %RH), à $T_S=25^\circ\text{C}$. A cette température ambiante, la sensibilité à l'humidité étant si faible que les incertitudes du mesurages en deviennent significativement importantes.

Pour chacun des deux seuils de comparaison (V_{r1}, V_{r2}) , les courbes caractéristiques $RH(\tau_i, P)|_{T_S, V_{r_i}}$, $i=1,2$ sont respectivement approximées par une expression polynomiale de la forme (1.52). De sorte que lors du mesurage, les valeurs des mesurandes (P_0, RH_0) sont respectivement la solution de du problème (1.73), qui s'écrit alors plus particulièrement sous la forme

$$\begin{cases} \sum_{i=0}^{D_\tau} \sum_{j=0}^{D_P} a_{i,j}|_{V_{r1}, T_S} \tau_1^i P_0^j = \sum_{i=0}^{D_\tau} \sum_{j=0}^{D_P} a_{i,j}|_{V_{r2}, T_S} \tau_2^i P_0^j \\ RH_0 = \sum_{i=0}^{D_\tau} \sum_{j=0}^{D_P} a_{i,j}|_{V_{r2}, T_S} \tau_2^i P_0^j \end{cases} \quad (1.54)$$

où τ_1 et τ_2 , sont respectivement les mesures de temps obtenues avec les seuils V_{r1} et V_{r2} . Sachant que τ_1 et τ_2 ainsi que les coefficients $a_{i,j}|_{V_{rk}, T_S}$, $i = 1, \dots, D_\tau$; $j = 1, \dots, D_{RH}$, $k = 1,2$, sont connus (ils forment les données du problème), la première équation du système (1.54) – qui détermine accessoirement l'abscisse à laquelle se coupent les deux fonctions $P(\tau_i, RH)|_{T_S, V_{r_i}}$, $i=1,2$ – peut se réécrire avantageusement de la manière suivante :

$$\sum_{j=0}^{D_{RH}} b_j P_0^j = 0 \quad (1.55)$$

où

$$b_j = \sum_{i=0}^{D_\tau} \left(a_{i,j} |_{V_{r2}, T_S} \tau_2^i - a_{i,j} |_{V_{r1}, T_S} \tau_1^i \right) \quad (1.56)$$

est indirectement une donnée du problème. De sorte que la valeur P_0 est l'une des éventuellement multiples racines du polynôme (1.55). Connaissant la racine P_0 , la détermination de RH_0 est directe en utilisant la seconde équation du système (1.54).

Dans ces conditions, l'implémentation du mesurage est d'autant plus simple que les racines du polynôme (1.55) sont obtenues par calcul direct. Ceci est obtenu par exemple lorsque le degré du développement de l'approximation polynomiale des caractéristiques $RH(\tau_i, P)|_{T_S, V_{ri}}$ selon P est systématiquement $D_P = 2$. Dans ces conditions, la solution P_0 (i.e. la bonne des deux racines) de (1.75) est finalement systématiquement donnée par

$$\begin{cases} P_0 = \frac{-b_1 - \sqrt{b_1^2 - 4b_0b_2}}{2b_2} \\ RH_0 = \sum_{i=0}^{D_\tau=2} \sum_{j=0}^{D_P} a_{i,j} |_{V_{r2}, T_S} \tau_2^i P_0^j \end{cases} \quad (1.57)$$

De cette manière synthétique, la réalisation d'un mesurage ne demande que :

- de connaître la température ambiante T_S ,
- d'en déduire directement les deux seuils de comparaison nominaux-optimaux V_{r1} et V_{r2} (utilisation d'un abaque ou d'un modèle polynômial par exemple),
- ces seuils étant respectivement reliés à un ensemble comportant $(D_\tau + 1)(D_P + 1) = 3(D_P + 1)$ coefficients a_{ij} qui permettent d'approximer $RH(\tau_k, P)|_{T_S, V_{rk}}$, $k=1,2$, qui constitue alors un *modèle de mesure*.

- A partir d'un couple de mesure de temps donnant τ_1 et τ_2 , respectivement pour V_{r1} et V_{r2} , la détermination des mesurandes P_0 et RH_0 est directe et économique suivant (1.56) et (1.57).

Cependant, de la même manière que dans le cas d'un mesurage à une seule inconnue, l'approximation de $RH(\tau_i, P)|_{T_S, V_{ri}}$ par une expression polynomiale (ou par toute autre méthode d'approximation) introduit un biais au mesurage.

c *Précision du mesurage*

Une analyse de Monté Carlo est réalisée en simulant à chaque triplet d'étalon donné (P_0, RH_0, T_S) une série de 10^6 mesurages. Ceci permet de montrer que la précision obtenue par la méthode d'approximation puis la détermination directe des mesurandes, discutée ci-dessus, est améliorée de 27% vis-à-vis de la méthode de calcul direct, ce qui est illustré à la Figure 1.38. Ceci est dû simplement au fait que dans le cas de la méthode directe, la précision selon chacun des mesurande est donnée par la limite d'une surface d'intersection. Alors que dans le cas de la méthode de Monté Carlo c'est simplement la déviation standard du mesurande. Ceci est illustré à la Figure 1.39.

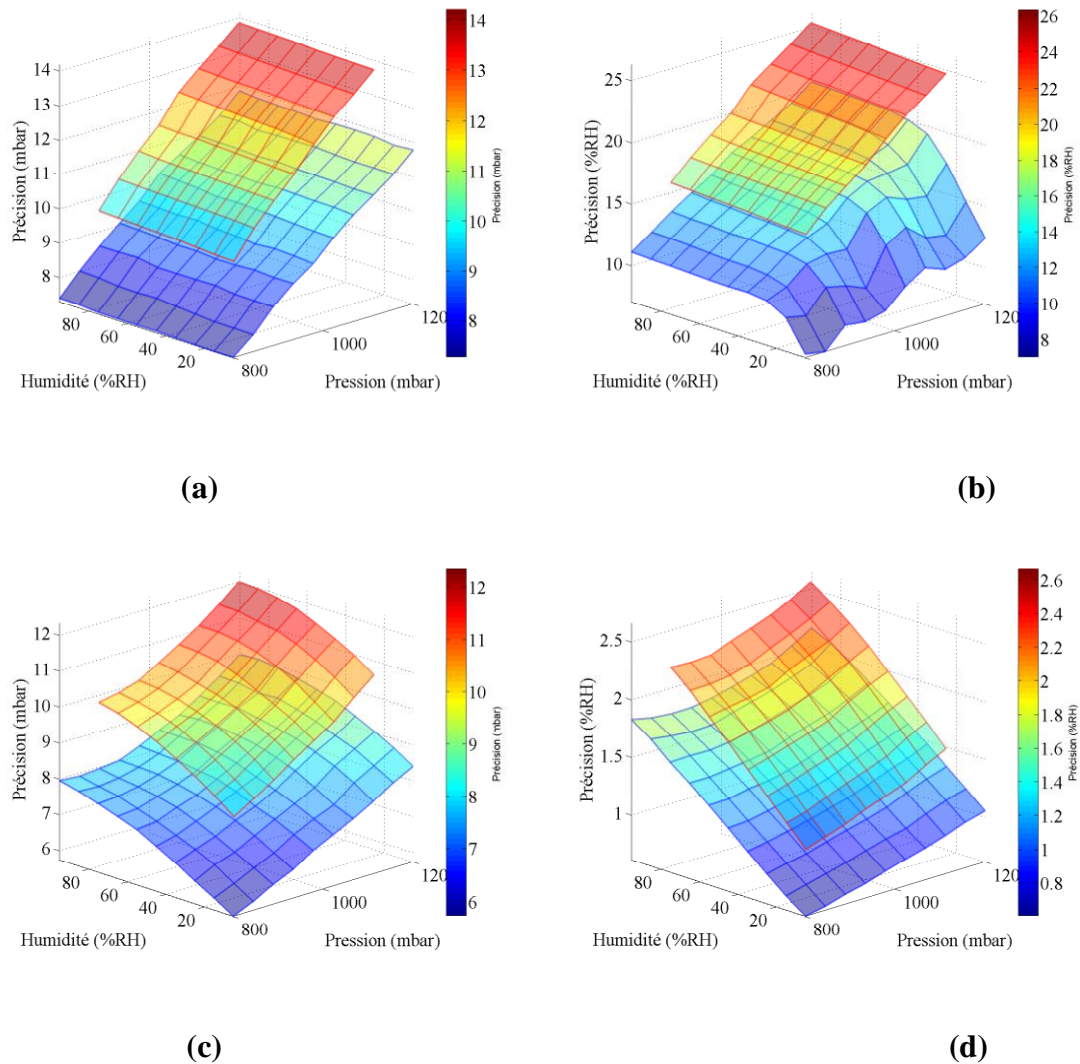
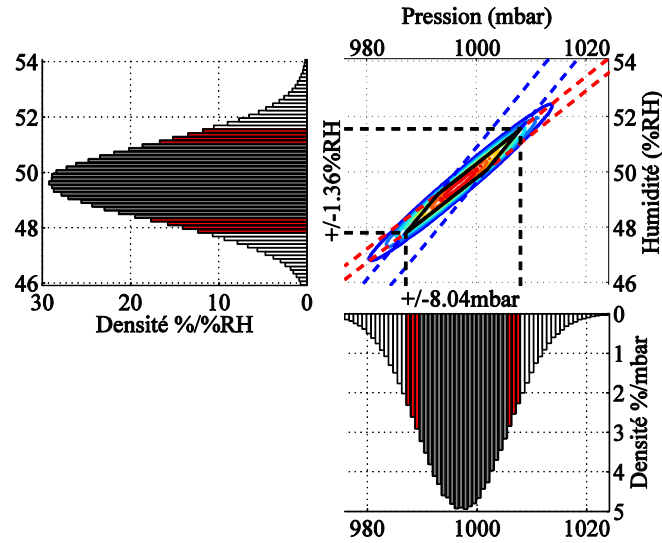
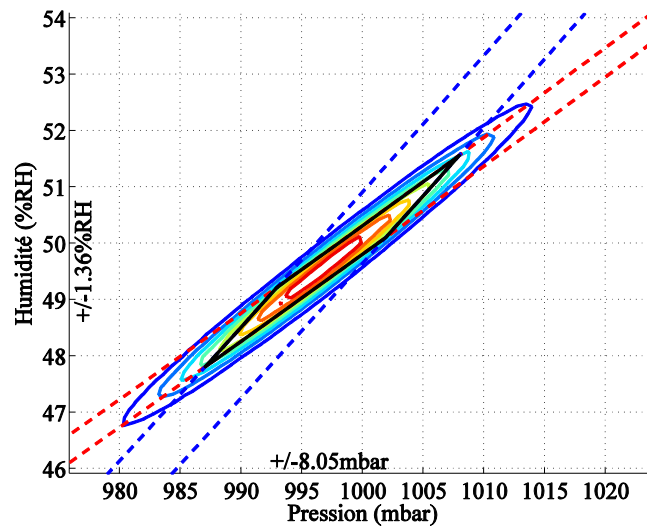


Figure 1.38 : Précision du mesurage en termes de pression (a et c, en mbar) et en termes d'humidité (b et d, en %RH) en fonction de la pression (en mbar) et de l'humidité (en %RH), à $T_S=25^\circ\text{C}$ (a et b) et à $T_S=75^\circ\text{C}$ (c et d), calculées directement (trait rouge) ou à partir d'une étude de Monté Carlo (traits rouges). La précision est finalement avantageusement réduite en moyenne de 27% par rapport à son calcul direct.

Cette même étude de Monté-Carlo est réalisée pour d'autres triplets d'étalons. La Figure 1.40 illustre par un ensemble d'histogrammes (à deux dimensions) représentant la densité de probabilité de présence du mesurage pour un ensemble discret de pression et d'humidité à deux températures ambiantes différentes. Cette figure permet d'illustrer de manière complémentaire la précision du mesurage et montre que la précision en pression évolue peu avec la température, alors que la précision en humidité est très largement dépendante de la température, en effet la sensibilité à l'humidité est d'autant plus forte que la température ambiante est importante.

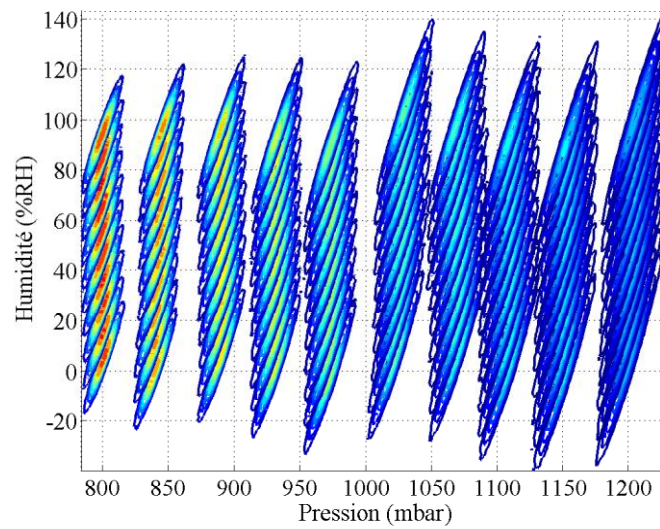


(a)

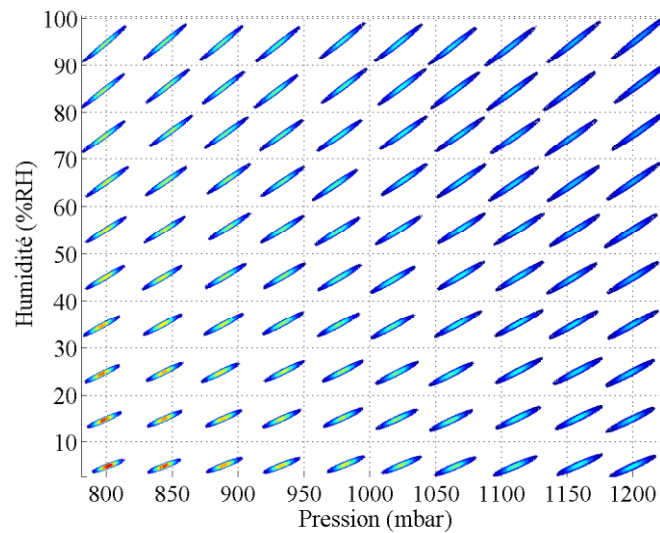


(b)

Figure 1.39 : Précision du mesurage en termes de pression (en mbar) et en termes d'humidité (en %RH) en fonction de la pression (en mbar) et de l'humidité (en %RH), à $P_0=1000\text{mbar}$, $RH_0=50\%RH$, $T_S=75^\circ\text{C}$. La figure (a) illustre l'histogramme à deux dimensions de la densité de probabilité de présence des mesurandes ainsi que leur projection sur leur abscisse respective. La précision obtenue par la méthode directe est illustré en rouge et celle par la méthode de monté Carlo est illustré en gris. La figure (b) illustré en détail l'histogramme à deux dimensions. La précision par la méthode de Monté-Carlo est de $\pm 8.05\text{mbar}$ et $\pm 1.36\%RH$.



(a)



(b)

Figure 1.40 : Densité de probabilité (i.e. dispersion) du mesurage à 25°C (a) et 75°C (b) en fonction de la pression (en mbar) et de l'humidité (en %RH). La précision du mesurage de la pression est peu dépendant de la température ambiante, alors que celle de l'humidité en est fortement (tantôt dramatiquement) dépendante.

d *Méthode de sur-précision*

La méthode de sur-précision repose sur la réalisation de multiples mesurages, chacun réalisés de manière indépendante, dont les paramétrages respectifs sont aussi proches que possible du paramétrage nominal-optimal du mesurage. Ainsi, d'une manière sensiblement identique à celle décrite pour le cas du mesurage à une inconnue, deux ensemble de seuils de comparaison $\{V_{r1}^{[k]}\}$ et $\{V_{r2}^{[k]}\}$, $k = -K, -K + 1, \dots, K - 1, K$ tels que $V_{ri}^{[k]} - V_{ri}^{[k+1]} = \delta V_r$, $i = 1, 2$, où δV_r représente l'incrément de tension entre ces différents seuils des comparaison qui s'échelonnent alors régulièrement autour du seuil de comparaison nominal-optimal respectif $V_{ri}^{[0]} \equiv V_{ri}$, $i = 1, 2$. A chacun de ces différents seuils de comparaison $V_{ri}^{[k]}$ correspond de manière réciproque d'une part une mesure de temps $\tau_i^{[k]}(P, RH)$ et d'autre part une courbe caractéristique $P(\tau_i^{[k]}, RH)$ ou $RH(\tau_i^{[k]}, P)$. De sorte que la combinaison de deux courbes caractéristiques indépendantes, $P(\tau_1^{[k1]}, RH)$ et $P(\tau_2^{[k2]}, RH)$, $(k1, k2) \in \llbracket -K, +K \rrbracket^2$ permet de former un problème dont la solution détermine les mesurandes $(P^{[k1, k2]}, RH^{[k1, k2]})$ assujettis à une incertitude $(\delta P^{[k1, k2]}, \delta RH^{[k1, k2]})$ qui statistiquement ne dépend que du choix du couple $(k1, k2)$, en plus de dépendre accessoirement de la température ambiante et de la valeur des mesurandes.

Si l'incrément δV_r est suffisamment faible, l'incertitude du mesurage devient raisonnablement indépendante du choix du couple $(k1, k2)$ et $(\delta P^{[k1, k2]}, \delta RH^{[k1, k2]}) = (\delta P_0, \delta RH_0)$. Ensuite, puisque les mesurages sont réalisés de manière indépendante, la moyenne de chacun des mesurages est assujettie à une incertitude réduite, dont les sources respectives sont indépendantes. Deux cas de figure seront étudiés.

Le premier est tel que $k_1 = k_2$. De sorte que la moyenne du mesurage s'écrive sous la forme

$$\langle P_0, RH_0 \rangle = \frac{1}{2K + 1} \sum_{k=-K}^K (P^{[k,k]}, RH^{[k,k]}) \quad (1.58)$$

et l'incertitude de cette moyenne peu raisonnablement être prédite comme étant

$$\langle \delta P_0, \delta RH_0 \rangle = \frac{1}{\sqrt{2K + 1}} (\delta P_0, \delta RH_0) \quad (1.59)$$

En effet dans ces conditions, les sources d'incertitudes sont supposées indépendantes entre elles.

Ce cas de figure est référencée comme *moyenne diagonale*

Le second est tel que k_1 et k_2 sont indépendants l'un de l'autre. De sorte que la moyenne du mesurage s'écrive sous la forme

$$\langle P_0, RH_0 \rangle = \left(\frac{1}{2K + 1} \right)^2 \sum_{k_1=-K}^K \sum_{k_2=-K}^K (P^{[k_1,k_2]}, RH^{[k_1,k_2]}) \quad (1.60)$$

et l'incertitude de cette moyenne peu raisonnablement être prédite comme étant :

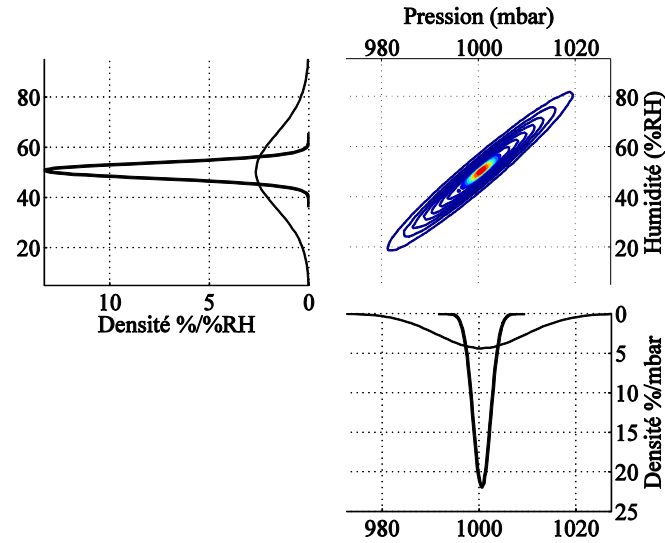
$$\langle \delta P_0, \delta RH_0 \rangle = \frac{1}{2K + 1} (\delta P_0, \delta RH_0) \quad (1.61)$$

Ce cas est référencé comme *moyenne globale*.

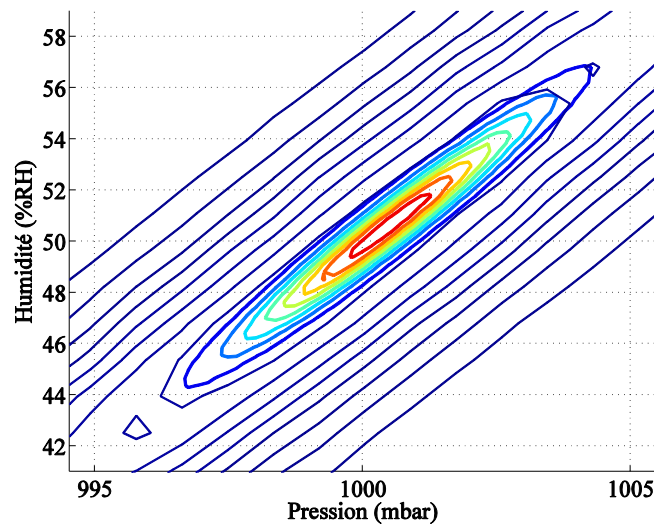
Pour le cas de la moyenne diagonale, nous réalisons une simulation en utilisant un ensemble de 10^6 mesurages indépendants, avec $K = 12$ (i.e. $2K + 1 = 25$, c'est-à-dire autant de seuils $\{V_{r1}^{[k]}\}$ s'échelonnant de part et d'autre de V_{ri}) et $\delta V_r = 5\sigma = 1.250$ mV, puis en utilisant comme support les caractéristiques $RH(\tau_i^{[k]}, P)$ approximées par une expression polynomiale de degrés $D_p = D_\tau = 2$ et un calcul direct des mesurandes. La Figure 1.41 illustre la comparaison de la

précision du mesurage à $P_0=1000\text{mbar}$, $RH_0=50\%RH$, $T_5=25^\circ\text{C}$, en simple précision (trait fins) et en sur-précision (trait épais). Dans ce cas de figures, la précision des mesurandes est de ± 9.11 mbar (resp. 1.82 mbar) et $\pm 15.0 \%RH$ (resp. 3.00 $\%RH$) pour la méthode de simple précision (resp. sur-précision). La précision est effectivement améliorée par un facteur $\sqrt{2K + 1}=5$. Le biais du mesurage est cependant quasiment inchangé, en effet ce biais est de 0.558mbar (resp. 0.563 mbar) et de +0.749%RH (resp. 0.754%RH) pour la méthode de simple précision (resp. sur précision).

Pour le cas de la moyenne globale, nous réalisons une simulation de Monte Carlo en utilisant les mêmes paramètres de simulation que précédemment et les résultats sont illustrés à la Figure 1.42. Dans ce cas de figures, la précision des mesurandes est de ± 9.11 mbar (resp. 0.364 mbar) et $\pm 15.0 \%RH$ (resp. 0.599 $\%RH$) pour la méthode de simple précision (resp. sur-précision). La précision est effectivement améliorée par un facteur $2K + 1=25$. Le biais du mesurage est cependant quasiment inchangé, en effet ce biais est de 0.558mbar (resp. 0.563 mbar) et de +0.749%RH (resp. 0.754%RH) pour la méthode de simple précision (resp. sur précision). Ceci montre que dans ces conditions, le biais du mesurage devient comparable à la précision du mesurage, attestant ainsi des possibilités d'ultimes résolutions qu'offre cette variante de la méthode de sur-précision dans le cas spécifique du mesurage à deux inconnues.

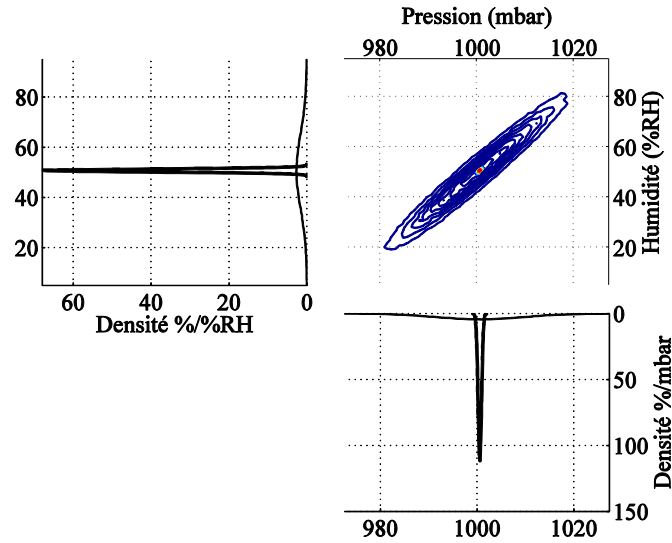


(a)

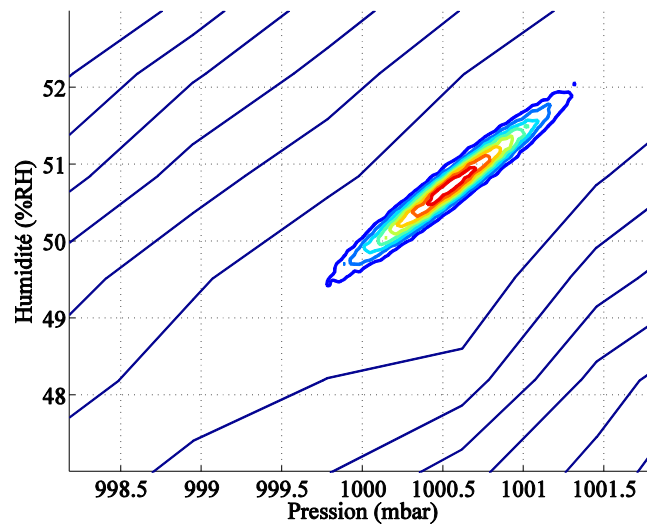


(b)

Figure 1.41 : Précision du mesurage en termes de pression (en mbar) et en termes d'humidité (en %RH) en fonction de la pression (en mbar) et de l'humidité (en %RH), à $P_0=1000\text{mbar}$, $RH_0=50\%RH$, $T_S=25^\circ\text{C}$. La figure (a) illustre l'histogramme à deux dimensions de la densité de probabilité de présence des mesurandes ainsi que leur projection sur leur abscisse respective. La figure (b) illustre en détail l'histogramme à deux dimensions. Les résultats de la méthode à simple précision (resp. sur-précision avec moyenne diagonale) sont représentés en traits fin (resp. traits épais).



(a)



(b)

Figure 1.42 : Précision du mesurage en termes de pression (en mbar) et en termes d'humidité (en %RH) en fonction de la pression (en mbar) et de l'humidité (en %RH), à $P_0=1000\text{mbar}$, $RH_0=50\%RH$, $T_S=25^\circ\text{C}$. La figure (a) illustre l'histogramme à deux dimensions de la densité de probabilité de présence des mesurandes ainsi que leur projection sur leur abscisse respective. La figure (b) illustre en détail l'histogramme à deux dimensions. Les résultats de la méthode à simple précision (resp. sur-précision avec moyenne globale) sont représentés en traits fin (resp. traits épais).

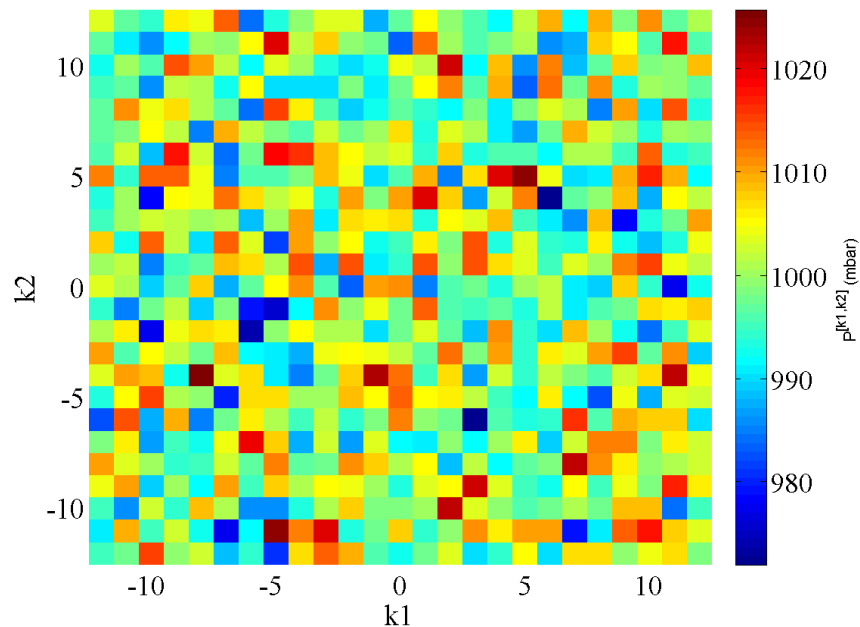


Figure 1.43 : Résultat d'un échantillon de mesure en termes de pression (en mbar) en fonction des indices $k1$ et $k2$ du choix du couple de seuil de comparaison ($V_{r1}^{[k1]}$, $V_{r2}^{[k2]}$), à $P_0=1000\text{mbar}$, $RH_0=50\%RH$, $T_S=25^\circ\text{C}$. L'absence de symétrie ou de structure sur cette figure témoigne d'une absence de corrélation le résultat du mesurage et le choix des indices $k1$ et $k2$.

En complément, et pour justifier la méthode de sur-précision à moyenne globale, l'incertitude des mesurages $P^{[k1,k2]}$ et $RH^{[k1,k2]}$, issus tous deux du couple de seuil de ($V_{r1}^{[k1]}$, $V_{r2}^{[k2]}$) ne sont pas significativement corrélés entre elles. En effet, la Figure 1.43 illustre, pour un échantillon de mesurage choisi de manière arbitraire la valeur du mesurage $P^{[k1,k2]}$ en fonction de $k1$ et $k2$. Cette figure montre clairement que la déviation du résultat (i.e. la précision) n'est pas corrélée à la valeur de $k1$ et $k2$ (i.e. du choix du couple de seuil de comparaison ($V_{r1}^{[k1]}$, $V_{r2}^{[k2]}$)) puisque cette matrice ne présente significativement aucune symétrie. Bien entendu, c'est la moyenne de ces valeurs qui est utilisé comme valeur pour la détermination du mesurande dans le cas de la méthode de sur-précision considérant $k1$ et $k2$ indépendants.

En conclusion de cette section il convient d'ajouter que l'intégralité des méthodes permettant d'alléger les ressources nécessaires à la réalisation d'un mesurage utilisant la méthode de sur-précision, telles que décrite dans le cas d'un mesurage à une inconnue, sont complètement applicable sans significatives modifications particulière au cas précis d'un mesurage à deux inconnues. Ceci permet de profiter des significatives propriétés d'amélioration de la précision du mesurage avec un coût de mise en œuvre relativement réduit.

e ***Conclusion sur la méthode de mesurage à 2 inconnues***

Nous avons présenté dans cette section la méthode de mesurage simultanée de deux mesurandes en utilisant le capteur que nous présentons. Précisément cette méthode de mesurage consiste spécifiquement en l'objectif de ce mémoire.

Cette section a présenté en détail la procédure de paramétrage nominale-optimale du mesurage de la pression et de l'humidité, lorsque température ambiante est connue avec une incertitude négligeable, réalisé à partir d'une collection nombreuse de réponses transitoires (simulées) $V_m(t)$ du capteur à fil chaud.

Il apparait clairement que cette méthode de mesure à deux inconnues est une variante du mesurage à une inconnue, tel que décrit dans la section 1.C.1. La différence fondamentale réside en ce que la détermination des deux mesurande est réalisée à partir de l'intersection de deux courbes caractéristiques, par exemple $RH(\tau_i, P)|_{T_s, V_{ri}}$ ou $P(\tau_i, RH)|_{T_s, V_{ri}}$ déterminées à partir de deux seuils de comparaison V_{ri} , $i=1,2$ distincts. Dans ces conditions, la précision du mesurage est largement dépendante du conditionnement du système d'équation, c'est-à-dire l'ouverture de l'angle entre les tangentes de ces deux courbes caractéristique au niveau de leur intersection. Plus ces courbes sont orthogonales entre elles, plus le découplage des mesurande est efficace.

A la manière du mesurage à une inconnue, cette section a permis de présenter la méthode de détermination optimale du couple de seuil de comparaison (V_{r1}, V_{r2}) permettant, à un jeu de condition opératoire donné d'obtenir une précision nominale et optimale.

Le paramétrage du mesurage étant réalisé – en temps qu'étape de calibration – une partie de cette section a présentée une méthode d'implémentation du mesurage permettant d'alléger autant que possible les ressources matérielles nécessaire. En effet, les courbes caractéristiques sont approximées par une expression polynomiale qui les résume à un jeu limité de coefficients. De cette manière la détermination des mesurandes se réduit à la résolution d'une équation linéaire. Le calcul des solutions de ce système d'équation est direct lorsque le développement de la courbe caractéristique selon l'un des mesurande est limité au second degré et ceci permet très avantageusement de réduire considérablement la complexité du calcul des mesurande – donc des ressources matérielles à mettre en œuvre pour réaliser le mesurage. Ce faisant, l'approximation des caractéristiques introduit un biais au mesurage, et avantageusement ce biais est relativement modéré dans le cas de figure étudié dans la section ci-contre.

Ensuite, un ensemble d'études de Monté Carlo est réalisé à différentes conditions opératoires pour illustrer la probabilité de présence des mesurandes – c'est-à-dire la résolution du mesurage – en utilisant la méthode de calcul directe des solutions puis d'approximation des caractéristiques. Ceci montre que la (simple-) précision du mesurage est significativement plus médiocre que dans le cas d'une mesure à une inconnue, parce que le conditionnement du problème est alors bien plus médiocre, ce qui d'une certaine manière n'est pas une surprise.

Une seconde partie a présenté, à la manière du mesurage à une inconnue, une implémentation de la méthode de "sur-précision" qui permet spécifiquement d'amplifier la précision du mesurage. Cette méthode est centrée sur l'utilisation d'un ensemble de $2 \times (2K + 1)$ mesure de temps, respectivement obtenues à partir de deux groupes de seuils de comparaison $V_{r1}^{[k1]}$ et $V_{r2}^{[k2]}$,

s'échelonnant respectivement autour du proche voisinage du couple nominal-optimal de seuils de comparaison, et où $(k1, k2) \in \llbracket -K, K \rrbracket^2$. Ceci permet d'obtenir jusqu'à $(2K + 1)^2$ couples indépendants de mesurandes $(P^{[k1, k2]}, RH^{[k1, k2]})$, respectivement issus de l'utilisation du couple de seuils $(V_{r1}^{[k1]}, V_{r2}^{[k2]})$.

Deux variantes ont été présentées, l'une d'entre elle améliorant la précision du mesurage d'un facteur $2K + 1$. D'une certaine manière l'implémentation de cette méthode de sur-précision est significativement identique à celle décrite pour le mesurage à une inconnue, de sorte que l'intégralité des méthodes permettant d'alléger les ressources nécessaires à leur implémentation peut être utilisée aussi dans ce cas de figure.

1.D Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe de fonctionnement et la faisabilité théorique du capteur faisant l'objet de ce mémoire. Nous avons présenté dans une première section différentes méthodes de mesure des paramètres thermophysiques d'un gaz, notre capteur étant plus précisément une variante de la méthode transitoire à fil chaud. Nous détaillons dans une seconde section la résolution analytique d'un modèle permettant de déterminer l'auto-échauffement transitoire du capteur tenant compte de la conductivité thermique et de la capacité thermique volumique du gaz, paramètres thermophysiques sensibles à l'humidité, la pression et la température ambiante du gaz échantillon. Ce modèle permettant la détermination de règles de conceptions du micro-capteur, nous présentons dans une troisième section différentes variantes de la méthode de mesurage permettant, à température ambiante connue, le mesurage conjointement de l'humidité et de la pression du gaz échantillon, l'élément sensible du capteur permettant

avantageusement la détermination de la température ambiante indépendamment de ces deux autres paramètres – ceci faisant l'objet plus particulièrement du chapitre 3.

Annexe A1. Propriétés de la réponse transitoire

Le calcul de l'évolution de la température dans le système nécessite dans un premier temps d'établir l'équation aux dérivées partielles, qui décrit localement la relation entre la température, les flux et sources de chaleur. L'équation aux dérivées partielles (1.8) utilisée en a n'est qu'un outil descriptif et local – un outil qualitatif - qui ne permet pas en tant que tel une étude quantitative du phénomène. Le calcul formel de la température ne peut être réalisé qu'après l'établissement de conditions aux limites externes du système. Ceci permet de former un problème aux conditions limites. La formalisation de la solution du problème ainsi posé ne dépend alors rigoureusement que des conditions limites (1.9) et des conditions initiales (1.15), en plus de dépendre des constantes physiques. En effet, à ce stade, l'évaluation formelle du profil de température (1.42), peut être réalisée sans faire la moindre hypothèse quant à l'allure du terme de source.

Il en découle que les valeurs propres du système sont constantes lorsque les paramètres physiques sont constants (et plus particulièrement indépendante du résultat $\theta_i(x, r, t)$ de (1.8), pour que le problème reste homogène). Ces valeurs propres $\gamma_{n,m}^2$ sont des grandeurs intrinsèques du système – elles représentent son empreinte digitale. Cependant, il n'existe pas de méthode permettant de mettre en évidence avec précision ce spectre de valeur propre.

a *Réponse impulsionnelle*

Plus particulièrement, dans le cas du capteur à fil chaud décrit dans ce chapitre, faire comme dans la section 1.B.2 l'hypothèse que la quantité de chaleur Q est par exemple intégralement

produite dans le filament de manière uniforme permet avantageusement de figer la dépendance spatiale du terme de source, de sorte que d'une manière générale

$$g(x, r, t) \equiv g(x, r) \otimes f(t) \quad (1.62)$$

où par exemple $g(x, r)$ représente une densité volumique de puissance par unité de puissance (donc homogène à la densité volumique d'une grandeur scalaire) et $f(t)$ représente la puissance totale générée dans le système au temps t .

Dans ces conditions, il est immédiatement possible d'identifier dans la décomposition du terme de source sur l'espace des fonctions propres $X_n(x)R_{i_{n,m}}(r)$

$$g_{n,m}^*(t) \equiv g_{n,m}^* f(t) \quad (1.63)$$

et d'obtenir

$$\theta_i(x, r, t) = f(t) * \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} g_{n,m}^* X_n(x) R_{i_{n,m}}(r) \exp(-\gamma_{n,m}^2 t) \quad (1.64)$$

où l'opérateur $*$ représente le produit de convolution.

Cette expression permet d'identifier la réponse impulsionnelle $h(x, r, t)$, pour à un terme de source donné:

$$h_i(x, r, t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} h_{i_{n,m}}(x, r, t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} g_{n,m}^* X_n(x) R_{i_{n,m}}(r) \exp(-\gamma_{n,m}^2 t) \quad (1.65)$$

ainsi définie par morceau entre r_{i-1} et r_i , homogène à une température par unité de puissance et par unité de temps.

L'élément sensible du capteur étant le filament lui-même, la seule composante directement mesurable de (1.65) est $h_1(x, r, t)$. Et puisqu'en fait seule une image globale de cette augmentation température est accessible expérimentalement, par exemple la température moyenne, il en découle que l'élément émergeant expérimentalement de (1.65) est alors donné par

$$h(t) = \frac{1}{\pi r_1^2 L} \int_0^L \int_0^{r_1} h_1(x, r, t) 2\pi r dr dx = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} h_{n,m} \exp(-\gamma_{n,m}^2 t) \quad (1.66)$$

et cette dernière expression permet d'identifier la nature de la réponse impulsionnelle sous la forme d'une combinaison linéaire de filtre passe bas du premier ordre, de gain $h_{n,m}$, et de fréquence de coupure $\gamma_{n,m}^2$. Par conséquent, lorsque le capteur à fil chaud est activé par un signal de puissance arbitraire $f(t)$, la réponse de l'élément sensible en terme de température, noté plus simplement $\Theta_1(t)$, s'écrira :

$$\Theta_1(t) = f(t) * h(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} h_{n,m} \{f(t) * \exp(-\gamma_{n,m}^2 t)\} \quad (1.67)$$

et correspond à la réponse d'un banc en parallèle de filtre passe bas $h_{n,m} \exp(-\gamma_{n,m}^2 t)$ respectivement excités par un signal $f(t)$, puis enfin de la sommation de chacune de leurs réponses respectives, comme ceci est illustré par le schéma-bloc de la Figure 1.44. Ceci correspond d'ailleurs par analogie au modèle électrique du capteur du point de vue de la température d'échauffement.

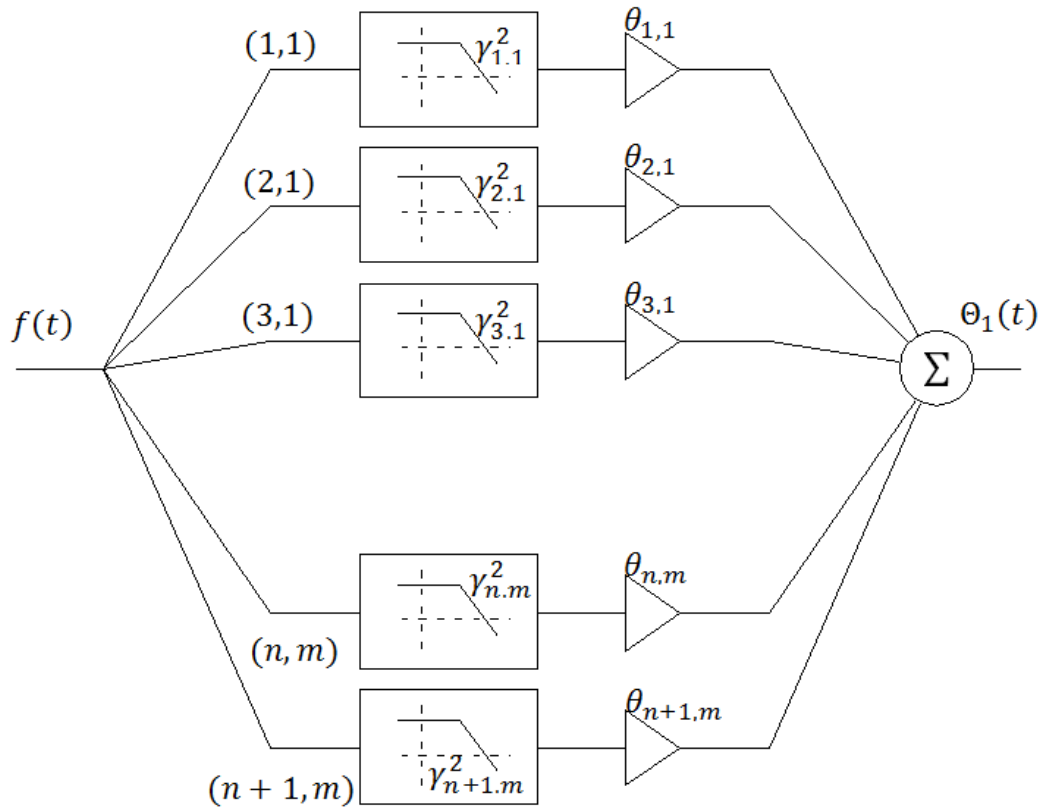


Figure 1.44 : Modèle électrique équivalent du capteur à fil chaud

Dans la suite de ce mémoire, le terme *réponse impulsionnelle du capteur* fera systématiquement référence à l'expression (1.67)

En conclusion de cette partie, la réponse impulsionnelle du système permet de définir de manière univoque la réponse transitoire de ce dernier, indépendamment de la dépendance temporelle $f(t)$ du terme de source. De plus cette réponse impulsionnelle est identifiée à la combinaison linéaire des réponses impulsionnelles de filtres passe-bas de fréquence de coupure $\gamma_{n,m}^2$ et de gain $h_{n,m}$.

b Réponse indicielle

En pratique, la réponse impulsionnelle du capteur n'est pas accessible immédiatement, entre autre du fait qu'elle n'est pas homogène à une grandeur aussi évocatrice que la température

moyenne de l'élément sensible (homogène à une température). Au contraire, la réponse indicielle est particulièrement simple à observer, puisqu'elle est homogène à une température, et qu'elle est facile à mettre en œuvre expérimentalement, comme ceci sera précisé dans la suite de ce mémoire.

La réponse indicielle correspond à la réponse transitoire de l'élément sensible lorsque la dépendance temporelle du terme de source est une fonction d'échelon, comme dans le cas des applications présentées à la section 1.B.2. Dans ces conditions, la réponse transitoire de l'élément sensible s'écrit

$$\Theta_1(t) = f(t) * h(t) = Q \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \theta_{n,m} (1 - \exp(-\gamma_{n,m}^2 t)) \quad (1.68)$$

et la réponse indicielle du capteur est alors une combinaison linéaire de courbes d'approches

$(1 - \exp(-\gamma_{n,m}^2 t))$, d'amplitude $\theta_{n,m} = h_{n,m} / \gamma_{n,m}^2$ et associées à la fréquence propre $\gamma_{n,m}^2$.

c *Description spectrale de la réponse transitoire*

L'un ou l'autre des choix entre une description de la réponse transitoire du système en termes de réponse indicielle ou impulsionnelle, permet invariablement d'introduire la notion de spectre fréquentiel de la réponse transitoire.

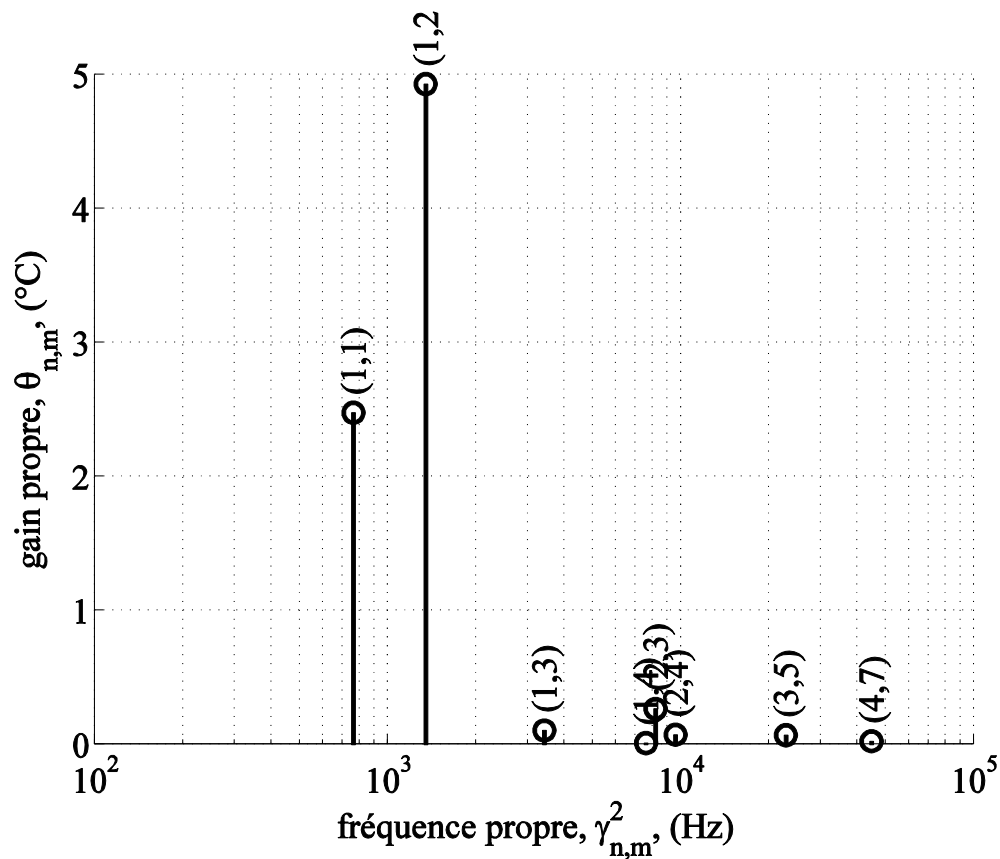


Figure 1.45 : Principaux pics du spectre $\theta_{n,m}(\gamma_{n,m}^2)$ de la réponse indiciale

En effet, la Figure 1.45 présente le spectre $\theta_{n,m}(\gamma_{n,m}^2)$ de l'application numérique 1.B.2a avec $P = 1000$ mbar, où seuls les éléments du spectre d'amplitudes supérieures à 0.01 °C sont représentés. Cette figure permet de mettre en évidence le fait que dans ces conditions d'analyse, quatre pics sont clairement significatifs, par amplitude décroissante les modes (1,2), (2,4) et (1,3)). Le mode (1,1) – pouvant être apparenté au mode fondamentale par analogie avec une analyse acoustique – n'est pas le mode ayant l'amplitude la plus importante. Ce spectre montre aussi que les principaux modes propres du capteur modélisé sont présents dans les plus basses fréquences. Cette observation concorde avec l'étude de convergence réalisée à la section 1.B.2.a qui indique qu'il n'est pas nécessaire de calculer les modes propres d'indice (n, m) élevés car ils

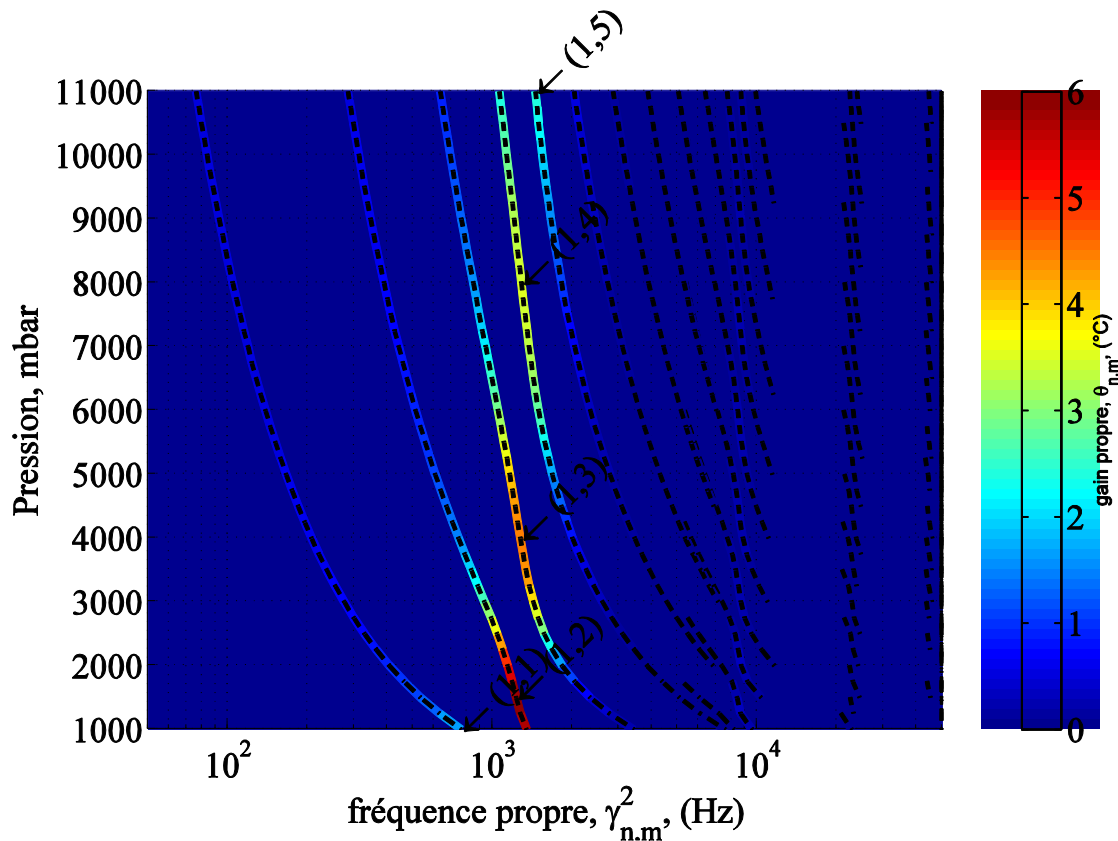


Figure 1.46 : Spectrogramme des principaux pics du spectre $\theta_{n,m}(\gamma_{n,m}^2)$ de la réponse indicielle lorsque la pression varie de 1 bar à 10 bars. L'indice des principaux modes propres sont indiqués et les traces de tous les modes propres sont représentées par une ligne en tiret

ont une amplitude négligeable et la suite $\sum_{n,m} \theta_{n,m}$, représentant littéralement l'amplitude en régime permanent de la réponse indicielle, est convergente.

Lorsque la pression du gaz échantillon varie, par exemple, la capacité calorifique volumique du gaz varie, et par conséquent, ce spectre s'en trouve modifié. Ceci est illustré par la Figure 1.46, qui présente à la manière d'un spectrogramme, l'évolution des modes les plus significatifs du spectre $\theta_{n,m}(\gamma_{n,m}^2)$ en fonction de la pression, en faisant l'hypothèse que seule la capacité thermique volumique n'est influencée par la pression. La Figure 1.47 et la Figure 1.48 détaillent l'évolution de l'amplitude et de la fréquence propre des pics de ce spectrogramme en fonction de la pression.

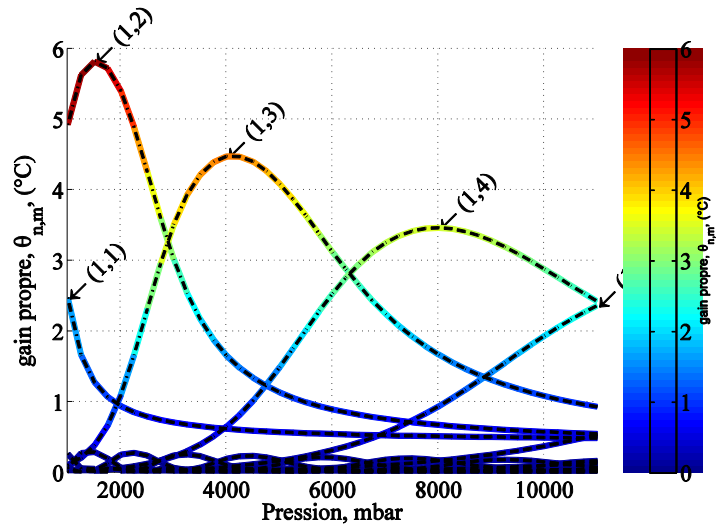


Figure 1.47 : Évolution de l'amplitude des modes de la réponse indicielle en fonction de la pression. L'indice des principaux modes propres est indiqué et les traces de tous les modes propres sont représentées par une ligne en tiret.

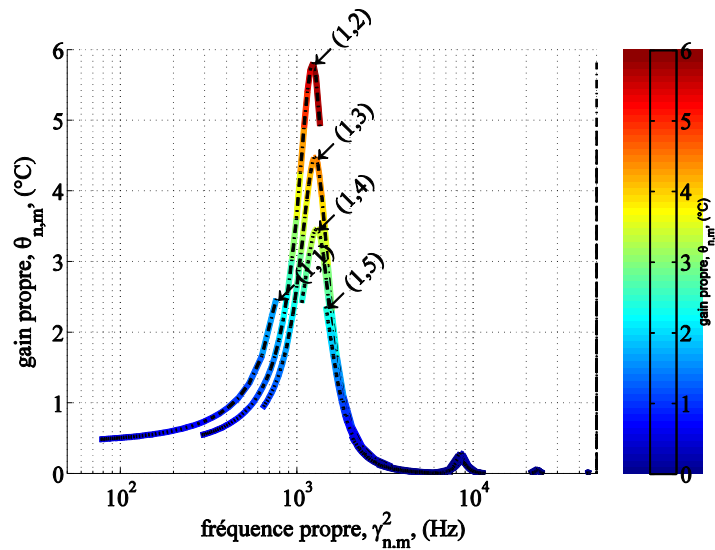


Figure 1.48 : : Évolution de l'amplitude des modes de la réponse indicielle en fonction de la pression. L'indice des principaux modes propres est indiqué et les traces de tous les modes propres sont représentées par une ligne en tiret.

Une première constatation réside en ce que malgré la simplicité de la géométrie utilisée et malgré la simplicité des relations entre les constantes thermophysiques de cette simulation avec la pression (qui en fait sont relativement proche de la réalité), l'évolution du spectre $\theta_{n,m}(\gamma_{n,m}^2)$ est particulièrement non intuitive.

Une seconde constatation réside en ce que lorsque la pression augmente, les fréquences des propres modes se concentrent toutes vers les basses fréquences. Ceci explique et détaille la raison pour laquelle le capteur à fil chaud s'échauffe d'autant plus lentement que la pression augmente, comme illustré en 1.B.2c.

Des trois figures précédentes il faut aussi remarquer que le mode dominant, c'est-à-dire celui qui à la plus grande amplitude, n'est pas forcément celui qui est dominant à une autre pression – ce qui est plus particulièrement visible sur la Figure 1.47.

Par contre il est possible de remarquer que lorsque la pression change, les modes propres semblent « circuler », ou semble « adhérer », sur une enveloppe qui évolue peu avec la pression. En effet, cette enveloppe présente une série de ventres vers 1200 Hz, 8500 Hz, 23000 Hz et 44000 Hz – ce qui est particulièrement visible sur la Figure 1.48. Une analyse plus précise (qui n'est pas illustrée) montre que chacun de ces ventres correspondent systématiquement à la zone spectrale (i.e. la gamme de fréquence) dans laquelle chacun des membres de la $n^{\text{ième}}$ famille de mode propre $\theta_{n,m}(\gamma_{n,m}^2)$ atteint sa valeur maximale. En effet le ventre autour de 1200 Hz (respectivement 8500 Hz, 23000 Hz, 44000 Hz) n'est peuplé que par des membres de la famille $\theta_{1,m}(\gamma_{1,m}^2)$ (respectivement $\theta_{2,m}(\gamma_{2,m}^2)$, $\theta_{3,m}(\gamma_{3,m}^2)$, $\theta_{4,m}(\gamma_{4,m}^2)$). Chacune de ces famille est sous-jacente à la contribution de la fonction propre (spatiale) $X_n(x)R_{n,m}(r)$. Plus rigoureusement, chacune de ces familles est sous-jacente à la valeur $g_{n,m}$ de la projection de la fonction propre $X_n(x)R_{n,m}(r)$ sur le terme de source $g(x, y, t) \equiv g(x, y)$.

d *Conclusion*

L'étude des propriétés de la réponse transitoire du capteur à fil chaud, modélisé à la manière de la section 1.B.1, a mises en évidence dans cette section sont les suivantes

- Le capteur à fil chaud consiste rigoureusement en un transducteur d'un signal d'entrée, homogène à une puissance thermique, en un signal de sortie, homogène à une température.
- Le capteur à fil chaud se comporte comme un banc en parallèle de filtres passe-bas du premier ordre ayant chacun une fréquence de coupure et un gain respectivement égal à la fréquence propre $\gamma_{n,m}^2$ et au coefficient du mode propre associé $h_{n,m}$ du profil de la température (dans les illustrations utilisées, le profil consistant en la température moyenne du filament par exemple). Ceci constitue son modèle électrique. Tant que l'équation d'évolution (le problème au conditions limites par exemple) reste homogène (i.e. les paramètres physiques et géométriques sont constants), la fonction de transfert est indépendante du signal d'entrée.
- De manière équivalente, la réponse impulsionnelle du capteur à fil chaud est une combinaison linéaire de fonctions propres $\exp(-\gamma_{n,m}^2 t)$ d'amplitude $h_{n,m}$ associée à une fréquence propre unique $\gamma_{n,m}^2$
- Identiquement, la réponse indicelle du capteur est une combinaison linéaire de fonctions propres $(1 - \exp(-\gamma_{n,m}^2 t))$, d'amplitude $\theta_{n,m} = \frac{h_{n,m}}{\gamma_{n,m}^2}$, associées à une fréquence propre $\gamma_{n,m}^2$.
- Il est ainsi possible de déduire des résultats de la modélisation un spectre analytique du signal transitoire.

- Le spectre de la réponse indicielle montre clairement que seul un nombre restreint de modes propres sont significatifs dans la synthèse de la réponse transitoire. Ces modes propres sont présent vers les basses fréquences.
- A mesure que la pression augmente, les différents modes propres de la réponse indicielle se condensent vers les basses fréquences.

L'objet principal de cette section est d'introduire la possibilité d'une description de la réponse transitoire du capteur à fil chaud dans un espace réciproque. La justification de cette approche est évidente. En effet, bien qu'il y ai une relation biunivoque entre la description de la réponse transitoire en temps continu et celle sous la forme d'un spectre (l'un équivaut à l'autre), l'information fournie par l'une ou l'autre des deux représentations est très largement différente.

Aussi, de nombreux autres phénomènes physiques ont une réponse transitoire qui s'exprime sous la forme d'une combinaison linéaire d'exponentielles à argument réel. comme évoqué en ouverture de cette section, il n'existe pas encore en 2012 d'outil d'analyse permettant d'analyser avec précision un continuum spectral d'exponentielles à argument réel. Par contre il existe différentes méthodes permettant de déterminer ces spectres lorsqu'ils sont discrets. Une étude détaillée traitant de la difficulté et de l'imprécision de ce type d'analyse est donnée dans la très complète revue bibliographique de référence [19].

A défaut de l'utiliser comme outil d'analyse, nous utiliserons, dans le reste de ce mémoire, la méthode d'identification de Steiglitz-Mcbride qui constitue une variante de la méthode de Prony, à la manière d'un outil d'approximation des réponses indicielles ou impulsionnelles du capteur. En effet, les constantes de temps que l'on peut déduire du modèle paramétrique fournit par cette méthode sont imprécise et dépendent fortement du bruit expérimental (bruit de fond ou bruit de quantification), mais l'approximation des courbes est cependant de qualité très suffisante pour l'utilisation qu'il en est faite alors.

Annexe B1. Linéarité du terme de source

Les réponses transitoires précédemment calculées font indirectement l'hypothèse qu'il y a une relation linéaire entre l'amplitude du terme de source et l'amplitude de la réponse indicelle. Nous étudierons dans cette section l'influence de la variation de la résistivité de l'élément sensible sur le terme de source.

Nous nous placerons dans le cas de faibles augmentations de température de l'élément sensible. Ainsi, ces faibles augmentations de température conduisent à une augmentation de la résistance de l'élément sensible d'autant moins importante qu'elle est proportionnelle, au premier ordre, au coefficient de température du matériau, qui généralement est de l'ordre de 10^{-3} .

De plus, le conditionnement de la réponse transitoire du capteur est réalisé par un pont de Wheatstone, illustré à la Figure 1.49. La branche de droite est constituée de l'élément sensible du capteur $R_w(T_S + \theta(t))$ et d'une résistance idéalement identique à l'élément sensible (c'est-à-dire réalisée dans le même matériau et constituée d'une manière aussi identique que possible à l'élément sensible) notée $R_{w0}(T_S)$, qui ne s'échauffe pas. La branche de gauche est constituée de deux résistances de conception identiques dont les valeurs sont déterminées de manière à équilibrer le pont au temps initial. Le pont est alimenté par une tension $e(t)$ et la différence de potentiel au borne de la branche diagonale est amplifié par un amplificateur d'instrumentation de gain G de sorte à fournir un signal $V_m(t)$ avec $V_m(t = 0) = V_{min}$ (supposé connu).

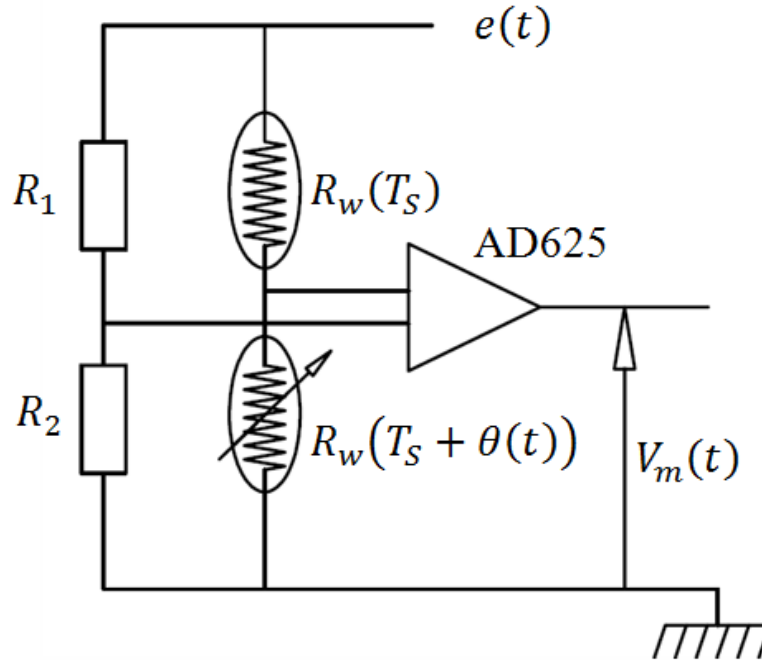


Figure 1.49 : Electronique de conditionnement du signal du capteur.

En effet, l'amplificateur d'instrumentation est un modèle d'amplificateur qui permet, par principe, d'amplifier la différence entre deux différences de potentiel comptées à partir de la masse du circuit, et de référer leur différence amplifiée vis-à-vis de la masse du circuit. Ce circuit permet de réaliser le conditionnement du signal transitoire du capteur.

Dans ces conditions, le signal de sortie $V_m(t)$ est donné par

$$V_m(t) = \left(\frac{R_w(T_S + \Theta_1(t))}{R_{w0}(T_S) + R_w(T_S + \Theta_1(t))} - \xi \right) Ge(t) \quad (1.69)$$

où

$$\xi = \frac{R_2(T_S)}{R_1(T_S) + R_2(T_S)} \quad (1.70)$$

est une constante puisque R_1 et R_2 sont toutes deux constitués d'un même matériau, leur résistivité évolue avec la température de manière identique.

Il convient aussi de remarquer que l'utilisation du pont de Wheatstone n'est rigoureusement équivalente, du point de vue de l'actionnement de l'élément sensible, ni à une production de chaleur par une source courant constante ni par une source de tension constante. Ceci est aussi un élément singulier.

En effet, en supposant que $e(t)$ est une fonction d'échelon d'amplitude e , le courant est évalué par $i(t) = e/(R_{w0} + R_w(t))$ et la tension aux bornes de l'élément sensible, noté $v(t)$ est donnée par $eR_w(t)/(R_{w0} + R_w(t))$, à un facteur additif près. Aussi la puissance générée par l'élément sensible est donnée par $Q(t) = e^2 R_w(t)/(R_{w0} + R_w(t))^2$. Par conséquent, en utilisant une dépendance de la résistivité de R_w de la forme

$$R_w(T_S + \theta(x)) = R_w(T_S) \left(1 + \sum_{n=1}^D a_n(T_S) \theta(x)^n \right) \quad (1.71)$$

la puissance $Q(t)$ est alors donnée par

$$Q(t) = e^2 \frac{R_w(T_S)(1 + \sum_{n \leq 1} a_n(T_S) \Theta_1(t)^n)}{(R_{w0}(T_S) + R_w(T_S)(1 + \sum_{n \leq 1} a_n(T_S) \Theta_1(t)^n))^2} \cong \quad (1.72)$$

En supposant $R_{w0}(T_S) = R_w(T_S)$, cette expression devient

$$\begin{aligned}
Q(t) &= \frac{e^2}{R_w(T_S)} \frac{(1 + \sum_{n \leq 1} a_n(T_S) \Theta_1(t)^n)}{4 \left(1 + \frac{1}{2} \sum_{n \leq 1} a_n(T_S) \Theta_1(t)^n\right)^2} \\
&\cong \frac{e^2}{4R_w(T_S)} \left(1 + \sum_{n \leq 1} a_n(T_S) \Theta_1(t)^n\right) \left(1 - \sum_{n \leq 1} a_n(T_S) \Theta_1(t)^n\right) \quad (1.73) \\
&= \frac{e^2}{4R_w(T_S)} \left(1 + \left(\sum_{n \leq 1} a_n(T_S) \Theta_1(t)^n\right)^2\right) \cong \frac{e^2}{4R_w(T_S)}
\end{aligned}$$

puisque en supposant $\sum_{n \leq 1} a_n(T_S) \Theta_1(t)^n$ comme une variation du premier ordre, $(\sum_{n \leq 1} a_n(T_S) \Theta_1(t)^n)^2$ est alors une variation du second ordre. Ainsi, jusqu'au second ordre, la puissance thermique produite dans le filament par un signal échelon de tension $e(t)$ est constante, même quand la résistance du filament change du fait de l'échauffement.

References du Chapitre 1.

[1] : B. Le Neindre, Contribution à l' étude expérimentale de la conductivité thermique de quelques fluides a haute température et à haute pression , Ph.D. thesis, Université de Paris, 1969.

[2] : M. Sirota, Steady-State Measurements for Thermal Conductivity, in A. Nagashima, G. V. Sengers, and W. A. Wakeham (eds.), Experimental Thermodynamics. Vol. III. Measurement of the Transport Properties of Fluids, London: Blackwell Scientific Publications, 1991, chap. 6.

[3] : R. Mostert, H. R. van der Berg, and P. S. van der Gulik, The thermal conductivity of ethane in the critical region, J. Chem. Phys., 92, 5454-5462, 1990.

[4] : E. Sakonidou, The thermal conductivity of methane and ethane mixtures around the critical point, Ph.D. thesis, University of Amsterdam, 1996.

[5] : <http://www.metrologie-francaise.fr/fr/dossiers/proprietes-thermiques-materiaux.pdf> page 8/17

[6] : H. Xie, H. Gu, M. Fujii and X. Zhang, "Short Hot Wire Technique for Measuring the Thermal Conductivity and Thermal Diffusivity of Various Materials", Meas. Sci. Technol. vol. 17 pp. 208, 2006

[7] : S. S. Kistler , A. G. Caldwell, "Thermal Conductivity of Silica Aërogel", Ind. Eng. Chem., 1934, 26 (6), pp 658–662

[8] : Y. Nagasaka and A. Nagashima, "Absolute measurements of the thermal conductivity of electrically conducting liquids by the transient-hot wire method", J. Phys., E, vol. 14, pp. 1435, 1981.

[9] : H.M. Roder, "A Transient Hot Wire thermal conductivity Apparaturd for fluids", J. Res. Natl. Bur. Stand. Vol. 86, No. 5, p. 457, 1981.

[10] : AK Knudsen, SH Delzer, CA Langhoff “Laser flash thermal conductivity apparatus and method” - US Patent 4,928,254, 1990.

[11] : H. WangetR. B. Dinwiddie, “Reliability of laser flash thermal diffusivity measurements of the thermal barrier coatings”, *Journal of Thermal Spray Technology* Volume 9, Number 2 (2000), 210-214

[12] : Tetsuya Baba and Akira Ono”Improvement of the laser flash method to reduce uncertainty in thermal diffusivity measurements”, 2001 *Meas. Sci. Technol.* 12 2046

[13] : Bong Seop Kwak, Hyung Joon Kim ; Hyun Ok Kim ; Hyo-II Jung “Direct photo-thermal diagnosis of anemia using platinum resistance temperature detector , in *Proc IEEE Sensor Conference*, 2010, pp. 1230 – 1233.

[14] : Bong Seop Kwak , Beom Seok Kim , Suk-Heung Song , Hyun Ok Kim , Hyung Hee Cho and Hyo-II Jung, ”Direct measurement of the in vitro hemoglobin content of erythrocytes using the photo-thermal effect of the heme group”, *Analyst*, 2010,135, n0. 9, 2365-2371

[15] A. Griesinger, K. Spindler and E. Hahne, “Periodisches Hitzdrahtverfahren zur Messung von Wärme- und Temperaturleitfähigkeit von geringen Stoffmengen”, *Heat Mass Transfer*, vol. 32, pp. 419–25, 1997

[16] D.W. Oh, A. Jain, J.K. Eaton, K.E. Goodson and J.S. Lee, “Thermal conductivity measurement and sedimentation detection of aluminum oxide nanofluids by using the 3ω method”, *Int. J. Heat Fluid Flow* vol. 294, pp. 1456–61, 2008.

[17] : M. Özisik, *Boundary Value Problems of Heat Conduction*. New York: Dover, 1968.

[18] : M.D. Mikhailov, M.N. Ozisik, “Transient conduction in a three-dimensional composite slab”, *International Journal of Heat and Mass Transfer*, Volume 29, Issue 2, February 1986, Pages 340-342

[19] : Istratov, A. A., & Vyvenko, O. F. (1999). Exponential analysis in physical phenomena. *Review of Scientific Instruments*, 70(2), 1233-1257.

Chapitre 2. Fabrication

Le projet de recherche ANR SysReCap demande la réalisation d'un capteur MEMS, ainsi ce chapitre a pour objet de présenter les quelques stratégies de microfabrication traditionnellement utilisés pour la réalisation d'un dispositif de capteur MEMS, dont découle le capteur utilisé. Ceci permettra de mettre en évidence de manière comparative les avantages et les désavantages de différents procédés courants de microfabrication. La description exhaustive de l'ensemble des procédés d'obtention d'un capteur MEMS fait l'objet de nombreux traités qui résument un champ d'étude scientifique relativement récent et extrêmement prolifique. Ces procédés répondent à de très nombreux défis techniques comme à de multiples applications industrielles ayant d'ores et déjà profondément modifié notre quotidien. De sorte que ce chapitre ne relatera que les stratégies et les procédés de micro-fabrication traditionnellement orientés pour répondre aux contraintes de conception du capteur que nous proposons dans ce mémoire, sans pour autant s'interdire de conserver un point de vue général.

Les procédés de microfabrication des dispositifs MEMS sont des variantes des procédés de microfabrication des circuits électroniques. La littérature pionnière dans ce champ de recherche fut initialement limitée à une communauté de physiciens spécialistes, orientés vers la description des propriétés mécaniques du silicium à partir de la théorie quantique, tels que Shochley, Barden, Brattain, Smith, Hall, etc. Cette littérature se démocratisait par la publication d'un article de séminaire de Petersen en 1982, *Silicon as a Mechanical Material* [1]. Dans cet article, Petersen décrit l'état de l'art du microusinage du silicium et propose des méthodes permettant de fabriquer

une large variété de dispositifs électromécaniques en silicium et ce papier est probablement l'article le plus cité en MEMS et compte plus de 1000 citations depuis sa rédaction.

Aussi parmi les premières applications industrielles de la technologie MEMS concerne la production commerciale de capteurs de pression qui sont encore utilisés actuellement suivant les mêmes procédés de microfabrication qu'à l'époque de leur création [2] à la manière de Blockbuster de l'industrie biotechnologie.

En effet, la technologie MEMS des capteurs de pression piezo-électrique, dont un exemple historique est présenté dans [3] et illustré à la Figure 2.1, est un dominant incontestable du marché des capteurs de pression et une part importante du marché du capteur MEMS actuel. Ces capteurs ont été développés à partir de puces de circuits intégrés contenant préalablement le circuit de conditionnement du signal, sur lesquelles sont alloués un espace qui est gravé profondément en face arrière jusqu'à obtenir de très fines membranes munies de jauges de déformation. Ces jauges nécessitent l'implantation de diodes dans le substrat afin de garantir une isolation des transducteurs piezo-résistifs. Plus simplement, une première étape est réalisée dans une usine de micro-électronique (un fondeur dans le jargon). La gravure et l'implantation sont alors réalisées par le fabricant de capteur. Cette deuxième étape étant à l'époque sous-jacente à des secrets de fabrication, elle fut forcément développée dans le laboratoire du fabricant de capteur – qui ne bénéficie pas forcément des outils techniques et des moyens de production d'une usine de fabrication de circuits intégrés. De sorte que seules de très rares entreprises pionnières ayant survécues aux pertes financières de nombreux échecs de réalisation de prototypes de préséries ont seulement survécues [2]. Ces dernières entreprises (Keller en étant le plus emblématique représentant) se partagent depuis lors le marché du capteur de pression MEMS, et l'implantation de nouveaux acteurs dans ce marché est très peu probable, à plus forte raison parce que le marché est rendu parfois opaque [2].

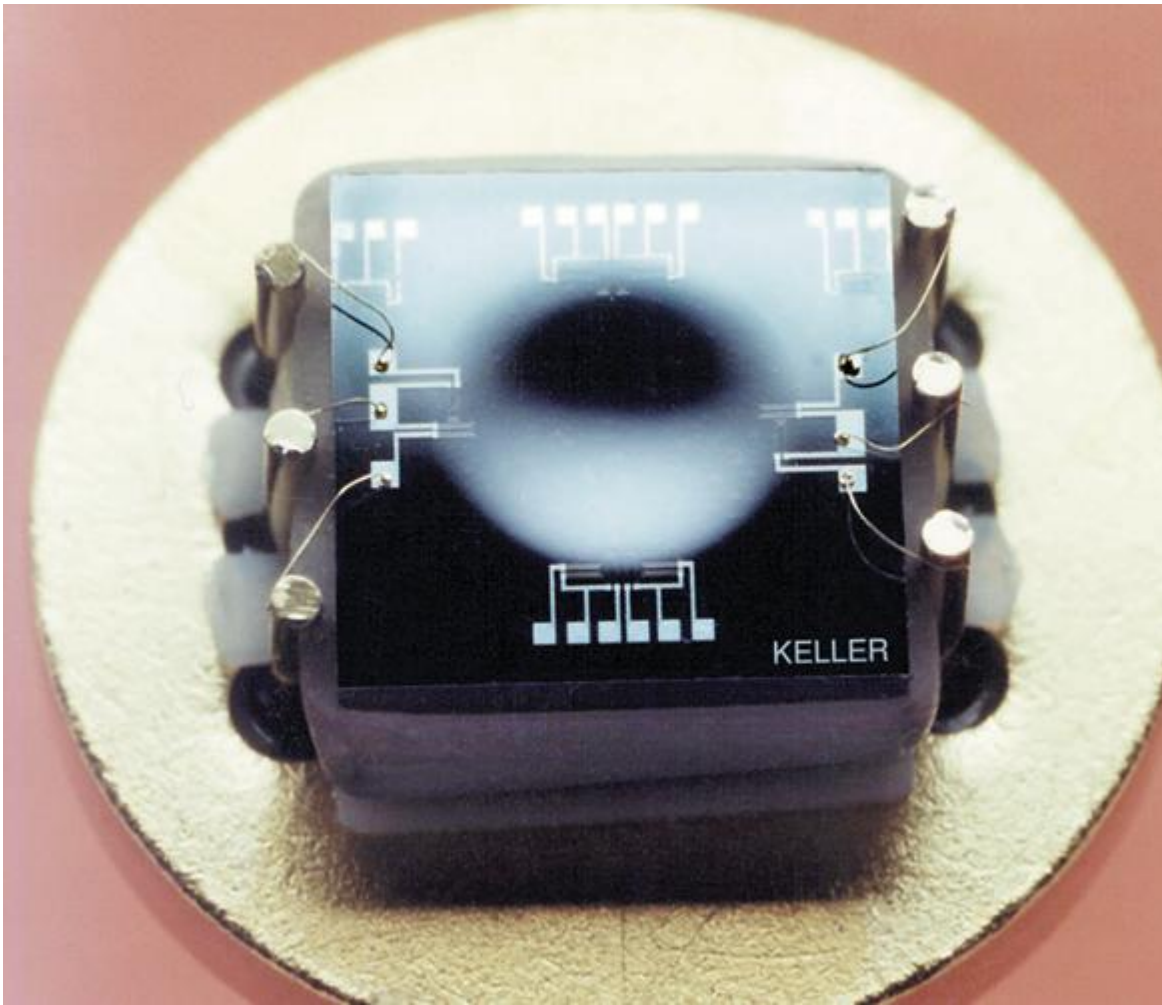


Figure 2.1 : Exemple de capteur de pression piezorésistif Keller®. La puce de silicium (vu de face) est gravée en face arrière jusqu'à obtenir une fine membrane qui se déforme sous l'effet de la pression régnant dans la cavité arrière scellée dans du verre. Des jauges de contraintes traduisent la déformation de la membrane en un signal électrique.

D'autres laboratoires, et parmi les plus prestigieux acteurs de ce secteur citons entre autre Garry K. Fedder de l'Université de Carnegie Mellon, ont comme stratégie de réaliser l'intégralité du procédé MEMS et l'intégration du circuit de conditionnement par leurs propres moyens de production. Ceci est alors possible si le procédé MEMS dédié contient l'intégralité des étapes de fabrication du circuit micro-électronique. Par exemple le procédé développé par Carnegie Mellon University [4] permet de réaliser des accéléromètres MEMS à 3 degrés de liberté en utilisant

plusieurs couches de polysilicium (conducteur électrique) séparées entre elles par des couches isolantes utilisant des matériaux couramment utilisés en micro-électronique ou par des vias conducteurs. De sorte que la fabrication du capteur MEMS et de l'électronique de conditionnement se réalisent en même temps.

De manière inverse, profitant de ses nombreuses similitudes avec la microélectronique quant à leurs moyens d'obtention, quelques fondeurs industriels offrent commercialement la possibilité d'intégralement réaliser un capteur MEMS. Et ce avec un taux de reproductibilité et de fiabilité contracté. De telle sorte que le coût de prototypage d'une application compatible avec ces procédés standardisés est tout particulièrement bas. Le développement comme la production industriel de capteurs MEMS est dès lors grandement facilité car cette stratégie réalise dès le départ des prototypes de présérie à un coût minime directement compatible avec une production de masse réalisée dans des conditions optimales (la reproductibilité est maximale). Ceci facilite grandement le développement de l'entreprise, et ceci constitue un levier puissant pour la recherche et le développement d'applications nouvelles d'un laboratoire de recherche scientifique.

Ainsi, trois stratégies, essentiellement, se démarquent : une stratégie hybride utilisant un procédé commercial puis un micro-usinage dans les locaux du laboratoire; une stratégie complètement réalisée par les moyens du laboratoire ou encore une stratégie complètement sous-traitée.

Ce chapitre, décrira plus particulièrement la réalisation d'une variantes du capteur que nous proposons, qui utilise une stratégie hybride. Dans une première section, les techniques de microfabrication commerciales usuelles en microélectronique seront brièvement proposées. Dans une seconde section, les techniques de microfabrication propres aux MEMS – les techniques de microusinages - seront plus particulièrement décrites, dans le cas de la réalisation de capteurs

thermiques en couche mince. Une troisième section détaillera le procédé de fabrication hybride plus particulièrement utilisés pour la micro-fabrication d'une variante du capteur que nous proposons.

2.A Les procédés de microfabrication de circuits intégrés

Les procédés de microfabrication sont complexes, ils se résument à la combinaison minutieuse de cinq étapes fondamentales :

- le choix d'un substrat,
- le dépôt ou la croissance de couches minces,
- la gravure de couche mince,
- l'implantation et la diffusion de dopants
- puis la mise en forme par lithographie.

La première étape consiste à choisir le substrat sur lequel sera constitué le circuit microfabriqué. Bien qu'étant déterminant, le choix du substrat est l'étape la plus simple et consiste à choisir une dimension de wafer (2, 4, 6, 8 ou 12 pouces de diamètre), son épaisseur, une concentration de porteur minoritaire dans le silicium du substrat puis leur type.

Une deuxième étape consiste à mettre en place différentes couches hétérogènes de matériaux dont les propriétés (isolantes, conductrices, semi-conductrices, ...) permettront d'assurer le routage selon la troisième dimension (l'épaisseur du microdispositif) de la circulation de l'influx électronique à travers le microdispositif. Deux méthodes permettent de réaliser une couche mince soit par consommation superficielle de matériau soit par dépôt superficiel. Concernant les techniques de microfabrication commerciale, la croissance de couches minces se limite

généralement à la réalisation, dans un four à haute température, d'une couche mince d'oxyde de silicium isolante par consommation superficielle du silicium. A l'inverse, le dépôt de couches minces consiste à évaporer, à pulvériser ou à déposer par vapeur chimique (PECVD ou LPCVD), etc.... des couches métalliques, semi-conductrices ou isolantes, comme l'aluminium, le polysilicium, l'oxyde de silicium et le nitrure de silicium.

Une étape de gravure permet de structurer, dans le plan du wafer, chacune des différentes couches minces. La gravure utilise des produits chimiques en phase liquide, gazeuse ou plasma pour graver les couches déposées après l'étape de photolithographie. La combinaison de la lithographie et de la gravure assure la mise en forme des couches minces et permet par exemple d'assurer le routage, dans le plan du wafer, de la circulation de l'influx électronique à travers le microdispositif.

Une étape d'implantation consiste à ajouter localement des dopants (i.e. des porteurs de charge minoritaires) à l'intérieur du réseau cristallin du silicium, afin de former des transistors ou d'autres structures semiconductrices. L'utilisation de l'implantation ionique et la diffusion de porteurs minoritaire sont les plus courantes.

La lithographie est l'étape la plus connue du grand public puisque c'est une étape systématiquement utilisée pour la réalisation d'un circuit imprimé classique. Cette étape consiste plus particulièrement en un dépôt d'une couche de résine photosensible positive (resp négative), prévue pour se dissoudre (resp. rester inerte) lorsqu'elle est baignée dans une solution de révélation, après avoir été insolée, à travers masque de lithogravure muni de zones transparentes et opaques représentant le dessin des fins motifs à imprimer dans la résine.

Ces cinq étapes sont les principales. Cependant les procédés commerciaux de microfabrication comptent de nombreux autres type d'étapes, comme le nettoyage du substrat, la planarisation, les

recuits thermiques, etc. qui influencent grandement la qualité des transistors, mais elles ajoutent habituellement peu au nombre des couches et à leur géométrie.

Par exemple, un procédé typique de microfabrication d'un circuit intégré donne l'empilement de couches suivant, dans l'ordre de réalisation et du bas vers le haut [Montreal] :

Substrat de silicium de 500-700 μm d'épaisseur ;

Implantation ionique et diffusion des puits ;

Croissance d'un oxyde de champ de 1 μm d'épaisseur ;

Croissance d'oxyde de grille de quelques dizaines de nanomètres d'épaisseur ;

Dépôt d'une couche de polysilicium d'environ un tiers de micron d'épaisseur ;

Croissance d'un oxyde inter-polysilicium de quelques nanomètres d'épaisseur ;

Implantation ionique et diffusion des transistors ;

Dépôt d'une couche de polysilicium qui fait environ un tiers de micron d'épaisseur ;

Un autre exemple décrit un autre procédé typique de microfabrication utilisant l'empilement de couches suivant, dans l'ordre de réalisation et du bas vers le haut [6] :

Dépôt d'une couche d'oxyde de silicium d'un micron d'épaisseur pour isoler le silicium ou le polysilicium de la couche métallique ;

Dépôt d'une couche métallique d'un micron d'épaisseur ;

Dépôt successif de couches d'oxyde de silicium pour agir comme isolant entre les couches métalliques et de couches métalliques de façon à obtenir le nombre de couches conductrices désirées ;

Dépôt d'une couche d'oxyde et de nitrure de silicium finalement pour agir comme couche de passivation.

Il est bien entendu que toutes ces couches peuvent être mises en forme. Cependant, des règles précises de mise en forme, établies par le fabricant, doivent être suivies et ce sont des règles de conception propres à chacun des procédés.

Il est important de mentionner que pour un *fabricant* de capteurs, l'utilisation d'un procédé de fabrication commercial présente de nombreux avantages : il n'est pas nécessaire d'avoir à disposition en interne les moyens industriels permettant de réaliser chacune de ces étapes (appareillage complexe, main d'œuvre, entretien curatif et préventif rigoureux, ...) et de développer l'optimisation de chacun des procédés complexes de la microfabrication. Les coûts de fabrication sur un même wafer de très nombreux dispositifs sont ainsi relativement modestes. Les performances électriques sont connues et garanties par le manufacturier qui possède l'ensemble des ressources pour assurer une production à grand volume avec un très haut degré de reproductibilité garanti.

Pour un *concepteur* de capteurs, un avantage supplémentaire à recourir à un procédé commercial consiste en la possibilité d'intégrer son capteur à un circuit électronique d'excitation, de conditionnement du signal et de traitement du signal sur une même puce de silicium. Par contre, le concepteur fait face à de nombreuses autres contraintes : il ne peut pas choisir les couches et leur ordre d'empilement, il ne peut pas choisir les épaisseurs et les propriétés mécaniques des couches déposées. Le manufacturier ne lui garantit pas leurs épaisseurs et leurs propriétés mécaniques. D'ailleurs, bien souvent les épaisseurs et les propriétés mécaniques ne sont pas connues du concepteur et si celui-ci les connaît à un certain moment, il est toujours possible que le manufacturier change les propriétés des couches selon ses exigences (mis à niveau du procédé vis-à-vis de la demande du marché par exemple, optimisation du rendement de la chaîne de production, etc...).

Malgré tous, les désavantages techniques et les avantages économiques sous-jacents à l'utilisation d'un procédé de microfabrication commercial font en sorte que les systèmes MEMS fabriqués à partir d'un procédé industriel de circuit de microélectronique demeurent des dispositifs prometteurs, techniquement et commercialement.

2.B Le Post-traitement d'un procédé de microfabrication commerciale

Après la microfabrication commerciale d'un éventuel circuit de microélectronique, le manufacturier de capteurs peut procéder aux étapes dites de post-procédé. Ces étapes peuvent consister en d'autres étapes traditionnelles supplémentaires : dépôt, gravure, et mise en forme de couches minces supplémentaires. Ces dernières étapes sont plus particulièrement relatives à d'autres significativement distinctes des méthodes ci-contre et ont été développées spécifiquement pour les MEMS. Ce sont les techniques de micro-usinage.

Dans le cas des capteurs thermiques MEMS, il existe principalement trois techniques de micro-usinage qui consistent en la gravure anisotrope par la face arrière du wafer, en la gravure anisotrope par la face arrière du wafer et en la gravure sacrificielle d'une couche mince en surface du procédé commercial. Ces trois techniques ont pour but invariablement de libérer au dessus du substrat une structure suspendue, une membrane, un pont ou une structure en porte-à-faux (i.e. ancrée sur le substrat en une seule liaison mécanique), cette structure constituant généralement l'élément sensible de capteur MEMS. Les deux premières techniques permettent d'obtenir une libération à partir de la gravure du substrat de silicium. La troisième technique grave l'une couche mince du procédé commercial afin de dégager les autres couches qui sont au-dessus de celle-ci. La Figure 2.2 illustre ces trois méthodes traditionnelles.

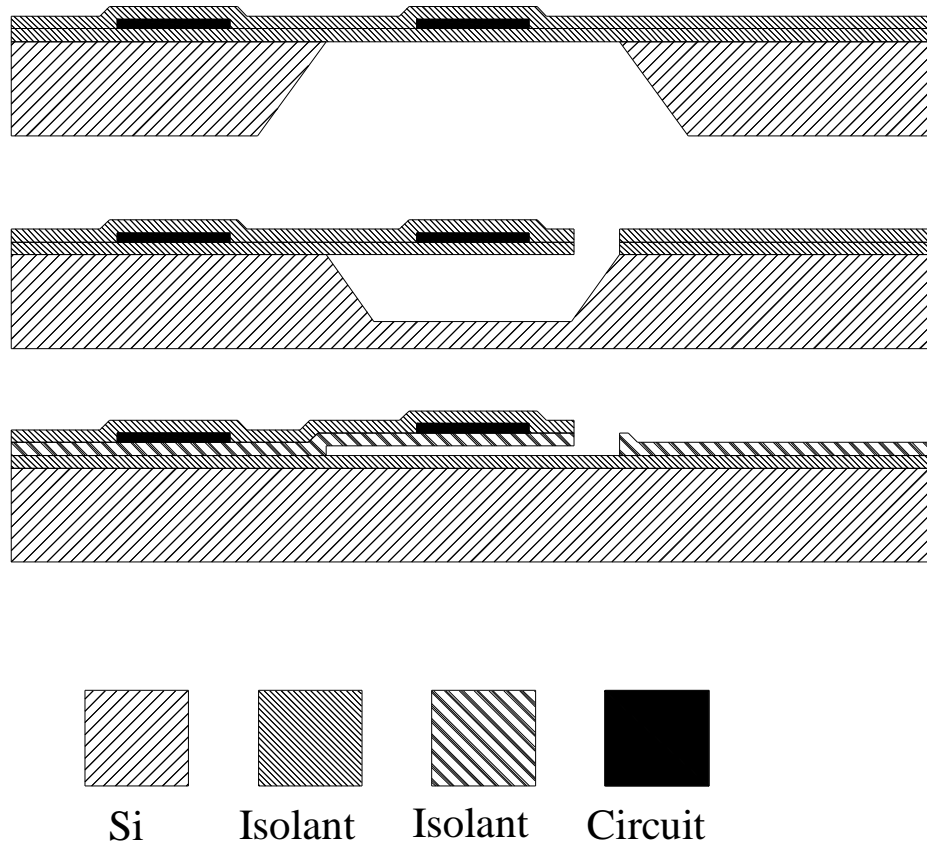


Figure 2.2 : Stratégies de libération d'une structure MEMS, de haut en bas, la gravure anisotrope depuis la face arrière, la gravure anisotrope depuis la face avant, la gravure par consommation d'une couche sacrificielle. Ces méthodes peuvent comporter des variantes.

D'autres techniques existent aussi pour obtenir une structure suspendue. Elles sont moins répandues pour les dispositifs thermiques spécifiquement conçus pour la fabrication en grand volume. La soudure de substrat de silicium ou de substrat de verre consiste en l'une de ces techniques [Guillaume 7-8-9]. La mise en forme par laser [10] est une autre technique. Enfin, le dynamisme de recherche et développement en ingénierie des procédés dans le domaine des MEMS fait en sorte qu'il est possible de développer bien plus avant la liste de ces techniques de micro-usinage développées depuis les années 90.

Les sections suivantes détaillent les trois principales techniques de micro-usinage citées précédemment, ainsi que leurs avantages comparatifs pour les capteurs thermiques plus particulièrement.

2.B.1 La gravure anisotrope de volume par la face arrière

La Figure 2.3 illustre un procédé de fabrication typique utilisant la gravure anisotrope de volume par la face arrière du wafer. Ce procédé se déroule de la manière suivante. D'abord, le substrat de silicium est réalisé selon le procédé de microfabrication commercial. La post fabrication commence alors par le dépôt d'une couche de passivation en oxyde de silicium dans cet exemple sur l'ensemble de la face arrière, prévue pour agir à la manière d'un masque de gravure, si le procédé commercial ne l'a pas réalisée précédemment (étape A). A l'aide d'une aligneuse de masque double face, on effectue la mise en forme de l'oxyde de silicium (photolithographie et gravure) au dos du substrat pour définir les ouvertures pour l'étape de gravure anisotropique (étape B). Le wafer est alors déposé dans une solution de gravure anisotrope dont les divers paramètres sont contrôlés (température, concentration, ...) le temps nécessaire à la gravure pour se réaliser (étape C). La gravure est arrêtée dans certains cas lorsque le wafer est retiré de la solution de gravure puis rincé pour neutraliser la solution. Dans d'autres cas, la gravure s'arrête naturellement lorsque le front de gravure atteint une région qui se grave très lentement.

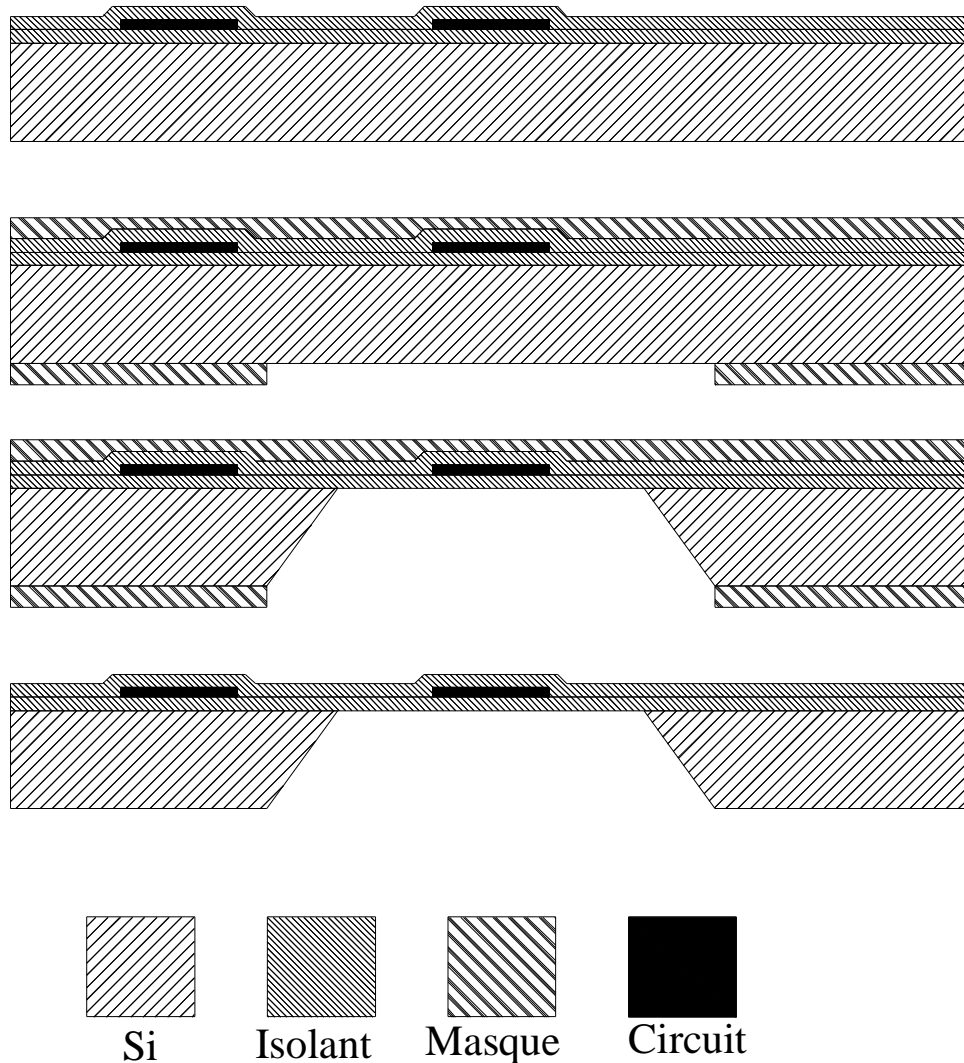


Figure 2.3 : Schématisation du procédé de fabrication utilisant la méthode de la gravure anisotrope depuis la face arrière du substrat. Le circuit électronique est représenté sur la face supérieure

Les solutions liquide de graveurs anisotropes traditionnels sont l'EDP, le KOH et le TMAH (Les solutions liquides sont les moins couteuse à procéder). On les nomme graveurs anisotropes parce que la vitesse de gravure n'est pas uniforme dans toutes les directions. En effet, par voie liquide, la vitesse est différente selon l'orientation du plan cristallin du silicium. Si les rapports entre les vitesses de gravure sont suffisamment grands, on remarque que la gravure affiche des facettes orientée selon l'orientation du plan cristallin - ce sont les plans qui se gravent lentement.

Les rapports de vitesse varient selon la nature de l'agent de gravure, la température et les conditions ambiantes et en général le plan qui se grave le plus lentement est le plan $\{111\}$. La première conséquence de cette gravure anisotrope par voie liquide est que la sous-gravure, c'est-à-dire la gravure sous le masque de gravure, peut être contrôlée. En effet, sur un wafer $\{100\}$ traditionnel, l'ouverture en surface résultera en un rectangle fait de directions $\{100\}$ le plus grand possible [11] et ses arrêtes seront perpendiculaires au méplat du wafer.

La seconde conséquence est que la cavité aura la forme d'une pyramide. Les faces latérales de cette pyramide font un angle de 54° avec la base. Ceci constitue un élément dont doit tenir compte le dimensionnement de l'ouverture dans le masque de gravure.

Les considérations pratiques sont alors les suivantes. Tout d'abord, bien que les couches isolantes qui servent de masque de gravure soient gravées plus lentement, leur taux de gravure n'est pas nul. C'est-à-dire que les couches de passivation à la surface externes du dispositif sont consommées, tantôt dans des quantités non-négligeables. Il est ainsi nécessaire de s'assurer que la couche de masque de gravure sur la face arrière, et la couche de passivation sur la face avant, soient suffisamment épaisse. Il est alors utile dans certains cas de protéger la face avant contre la gravure anisotrope. Trois méthodes sont principalement choisies. Le dépôt d'une couche isolante protectrice (en résine photosensible par exemple), la modification ou le choix de la solution de gravure de façon à s'assurer que les couches métalliques ne sont pas attaquées par exemple, ou encore l'utilisation d'un support mécanique qui protège efficacement la face avant (un wafer vierge collé sur la face avant).

Il est nécessaire de considérer le fait que dans le cas d'un substrat de $500\ \mu\text{m}$ d'épaisseur, la gravure anisotropique, par voie liquide, depuis la face arrière nécessite une ouverture minimale de $726\ \mu\text{m}$ de coté uniquement pour accéder ponctuellement à la face avant. Cet élément signifie

aussi que la gravure anisotropique par voie liquide consomme une grande partie du volume du substrat, le fragilisant si la densité de trou est importante.

Un autre élément à considérer consiste à remarquer que lors de la photolithographie du masque de gravure le dispositif doit être couché sur la face avant, afin de rendre la face arrière accessible, représentant ainsi une situation propice à l'endommagement de cette dernière (égratignures). Ces deux considérations expliquent les réticences des fonderies industrielles à réaliser l'ensemble des étapes de réalisation du circuit électronique avant cette étape de gravure de la face arrière.

Pour plus de détails sur la gravure anisotrope voir les ref suivantes [3 et 57 de Mont]

2.B.2 La gravure anisotrope de volume par la face avant

Les procédés de fabrication utilisant la gravure anisotrope depuis face avant du wafer se déroulent d'une façon tout à fait analogue aux procédés de fabrication utilisant la face arrière comme accès à la face avant. La post fabrication commence par la réception du wafer depuis la fonderie industrielle (étape A) dont le procédé est prévu afin de mettre à disposition des surfaces ajourée à travers la couche de passivation, mettant à nu le silicium du wafer. Avantageusement cette pratique économise en post-traitement une étape d'alignement de photolithographie avec une aligneuse double face et une étape de gravure du masque de gravure. Le wafer est ensuite placé dans une solution de gravure anisotrope selon les mêmes critères qu'à la section 2.B.1, le temps nécessaire à la gravure pour se réaliser (étape B). La gravure est arrêtée lorsque le wafer est retiré de la solution de gravure puis rincé pour neutraliser la solution.

Les graveurs anisotropes ainsi que les considérations les entourant sont identiques à ce qui est exposé à la section 2.B.1. Cependant, La durée de la gravure n'est toutefois plus seulement

uniquement dépendante de la profondeur atteinte par le front de gravure, mais aussi du temps nécessaire à réaliser la gravure sous l'intégralité de la surface de la structure destinée à être libérée du wafer (i.e. le pont ou le cantilever). Par conséquent, lorsque la structure à libérer est initialement précontrainte, présentant donc un taux important de contraintes mécaniques résiduelles des procédés de fabrication réalisés en amont, ces arêtes pointues sont autant de zones de concentration des contraintes qui peuvent donner lieu à un éclatement, localement, de la structure lorsque cette dernière se déformera suite à la détente des contraintes résiduelles.

Un premier jeu de précautions permettant de réduire le risque de rupture de la structure lors des premiers instants de la libération consiste à éliminer la présence de couches de matériaux hétérogène sur la structure à libérer. Cette première solution est rarement satisfaite puisque les couches de passivation et d'interface entre la structure et le substrat sont généralement nécessaires autour de la structure et font généralement partie intégrante de cette dernière.

Une seconde précaution consiste alors à dessiner le motif de la structure à libérer pour qu'elle ne présente pas d'amorce de point de rupture, notamment en présentant des saillies concaves sous forme de coins anguleux. Il convient alors d'adoucir les angles concaves au niveau des liaisons mécaniques de la structure. En effet, ceci permet de diluer localement la concentration des contraintes non-compressives au niveau des zones critiques.

Un autre ensemble de précaution consiste à employer des techniques de compensation [12] et l'utilisation de Cantheler [13]. La première méthode consiste à orienter la structure, dans le plan du wafer, pour que la concentration de contrainte soit minimale. La seconde méthode, développée par l'Université de Concordia, est propre à l'utilisation de structures en cantilever (qui ne possède de liaison mécanique avec le substrat que sur un bord de la structure). Elle consiste à solidariser le cantilever à une structure sacrificielle annexe, qui est prévue pour être consommée lors de la gravure anisotrope, qui est aussi prévue pour se graver suffisamment lentement pour maintenir la

structure cantilever en position lorsque des premiers instants de sa libération. Bien qu'ingénieuse, cette méthode augmente la dimension de la cavité au dessus de laquelle est suspendue la structure utile.

Ainsi, à la différence de la gravure depuis la face arrière, la profondeur de la gravure anisotrope par la face avant, c'est-à-dire la hauteur au dessus de laquelle la structure est suspendue, peut être réglée si le rapport d'aspect de la structure est favorable (structure peu larges et très longues). Dans ces conditions, la gravure peut être moyennement profonde et atteindre typiquement 100 à 300 μm de profondeur.

Autre avantage, le wafer n'est pas fragilisé par la consommation excessive du substrat lors du post-traitement. De plus, cette méthode ne nécessite pas de lithographie de la face arrière éliminant le risque de mise en contact de la face avant structurée avec le support de l'appareillage. Plus avantageusement encore, cette méthode ne nécessite pas de lithographie spécifique puisque le masque de gravure peut être structuré lors de la première étape de microfabrication par le fondeur industriel, de sorte que la gravure peut être faite immédiatement après réception.

Réciproquement, une structuration significative hors-plan de la face avant contraint fortement, à défaut d'interdire, tout éventuel futur dépôt de résine photosensible sur la face avant pour déposer par exemple une couche de matériau sensible qui ne peut être réalisé lors de la fabrication commerciale. En effet, les trous profonds nuisent à la qualité de l'étalement de la résine photosensible, et par conséquent à la qualité de son développement par photolithographie.

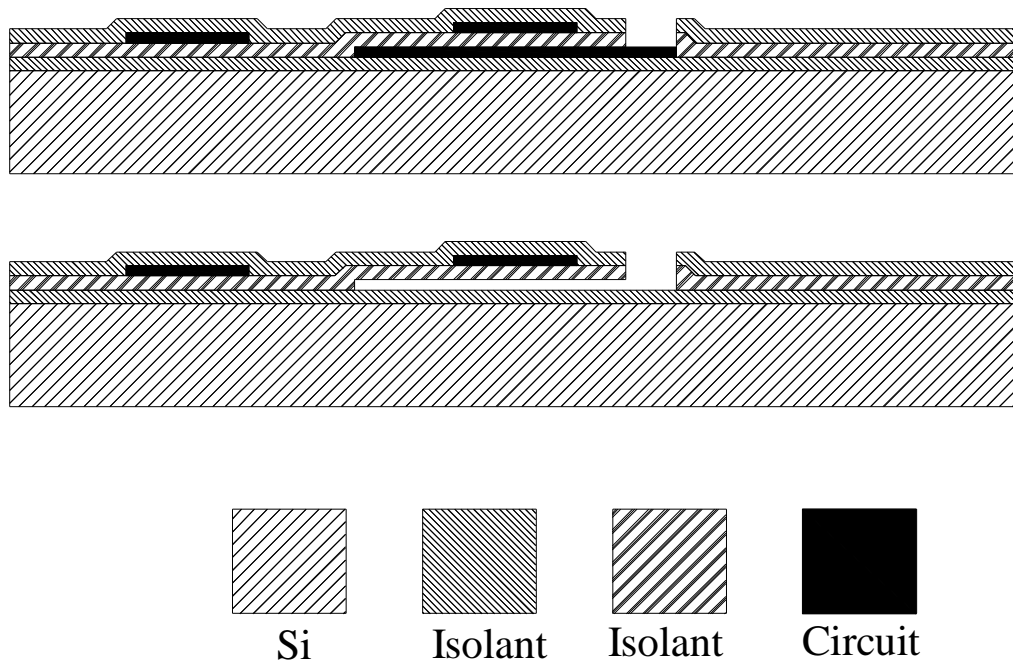


Figure 2.4 Schématisation du procédé de fabrication utilisant la méthode de la gravure d'une couche mince sacrificielle. Le circuit électronique est représenté sur la face supérieure

2.B.3 La gravure sacrificielle de couche mince en surface

La Figure 2.4 illustre le principe d'un procédé de fabrication typique utilisant la gravure sacrificielle en surface. Cette méthode consiste à graver un ou plusieurs éléments de l'ensemble de couches qui constitue l'interface entre la structure à libérer et le substrat. Les produits constituant la solution de gravure sont habituellement trop corrosifs pour espérer la conservation d'une éventuelle couche de matériau sensible, de sorte que la libération doit le cas échéant être réalisée en premier lieu.

Ce principe de gravure est prévu pour utiliser un accès à la couche sacrificielle par une ouverture de la couche de passivation du procédé commercial lors de l'étape de mise à nu des plots de connexion métallique du circuit électronique par exemple. Ainsi la couche métallique (en

aluminium plus couramment) peut être prévue pour constituer la couche sacrificielle. Cette méthode de libération est par exemple nécessaire si le procédé commercial ne fournit pas de fenêtre d'opération dans l'organisation du procédé pour mettre à nu le silicium du substrat. En conséquence de quoi une éventuelle gravure anisotrope de la face avant en post traitement oblige une ouverture des couches du procédé commercial pour accéder au substrat, rendant cette dernière méthode généralement moins compétitive.

Bien que la profondeur de libération maximale soit très largement inférieure à celles obtenues par les deux premières méthodes de libération décrite ci-contre, cette méthode de gravure est compatible avec l'éventualité de dépôts ultérieurs de couches minces, puisque le wafer est alors très peu structuré hors plan, ce qui nuit alors peu au dépôt ultérieur de résines photosensibles.

2.C Applications

Afin de valider les performances pures comme l'intérêt économique du capteur que nous proposons, nous avons utilisé, entre autre, un capteur issu d'un procédé de microfabrication hybride. En effet, une variante du capteur est réalisée en utilisant une composition d'un procédé de microfabrication commercial typique de la microélectronique puis est ensuite constitué d'une étape de post-traitement.

En tant que telle, cette variante est constituée de couches qui, en termes de type de matériaux, d'ordre d'empilement, d'épaisseur, est complètement compatible avec les procédés de microfabrication de circuits microélectroniques intégrés CMOS traditionnels.

En termes de stratégie de microréalisation, cette variante est caractérisée par une première étape de réalisation selon un procédé commercial, réalisée chez un fondeur industriel, permettant de produire éventuellement un circuit intégré mais surtout dans la cas de figure ci-contre de réaliser la structuration de l'intégralité des différentes couches minces de l'élément sensible du

capteur, selon des procédés optimisés et garantis par le fabricant lui-même. Une seconde étape de réalisation est réalisée quant à elle au laboratoire et consiste à libérer du substrat l'élément sensible préalablement structuré et détourné. Cette dernière opération est très avantageusement réalisée par une unique étape de micro-usinage. Cette étape consiste en une gravure anisotropique par voie liquide depuis la face avant afin de réaliser une sous-gravure de l'ordre de la centaine de micromètre.

Cette variante illustre l'intérêt, du point de vue du fabricant comme du concepteur de capteur, d'une stratégie de réalisation combinant l'utilisation d'un capteur dont l'élément sensible est constitué d'une manière significativement identique à celle d'un circuit microélectronique, et d'une étape de libération réalisée en interne (i.e. au laboratoire).

Cette variante est aussi celle qui de toutes utilise un élément sensible réalisé avec un ensemble de couches complètement compatibles avec un procédé CMOS. L'intérêt d'une telle éventualité est très avantageusement significatif quant à ses applications. En effet, c'est la seule variante qui peut se prévaloir de l'éventualité d'un circuit de conditionnement intégré au capteur de manière monolithique

2.C.1 Description du procédé commercial

Présentés de manière plus détaillée, ces capteurs ont été réalisés en 2007 selon le procédé PICS de NXP Semiconductors et ont été libérés au laboratoire à la même époque. Il convient de mentionner expressément que ces capteurs n'ont pas été conçus et réalisés avec comme finalité attendue l'usage qu'il en a été fait et explicité dans ce mémoire. Leur utilisation, telle que nous la relatons est un détournement de leurs propriétés vers une finalité propre à celle explicitée dans ce mémoire. En effet, comme ceci apparaîtra en aval de cette discussion, les propriétés de ces structures MEMS sont particulièrement avantageuses et conclusives.

La technologie PICS fut initialement développée en 2004 par la division semiconducteur de Phillips, reformatée en une unité indépendante NXP Semiconductor à l'automne 2006, dont une partie est depuis le printemps 2009 propriété de IPDia.

Selon la cellule commerciale sous-traitante EMG2 « *La technologie PICS, [aujourd'hui développée] par IPDIA offre la possibilité d'intégrer efficacement sur une seule puce de silicium, quelques dizaines à plusieurs centaines de composants passifs comme des résistances, des capacités, des inductances, des diodes Zener et bien d'autres fonctions similaires. La taille d'une carte électronique peut ainsi être réduite de manière impressionnante en remplaçant les produits [CMS (Composants Montés en Surface)] standards par un seul composant monolithique plus compact. Ceci induit également des réductions de coûts intéressant pour des performances souvent meilleures. C'est donc la solution idéale pour miniaturiser des systèmes et faire des économies. »*

En effet cette technologie permet avantageusement de réaliser sur une unique puce de silicium un véritable PCB (Printed Circuit Board – circuit imprimé) en éliminant notamment l'ajout de composants discrets passif. Ceci permet très avantageusement la soudure d'autres puces de silicium réalisées avec des technologies plus spécifiques (processeurs, unité de télécommunication sans-fil, unité d'alimentation sans fil, capteurs, ...) afin principalement de d'optimiser sur un même front les couts de réalisation, l'encombrement, et tout spécifiquement les performances en terme de bruit et de consommation d'un système de capteur ou de télécommunication RF.

Cette technologie ne permet pas, en tant que telle, de réaliser des transistors, ce qui est impératif pour la réalisation d'un processeur ou d'un circuit intégré monolithique. Néanmoins, l'épaisseur des couches et les matériaux constitutifs de la technologie PICS, telles qu'utilisées dans la fabrication du capteur décrit dans cette section, sont très similaires à ce qui peut être

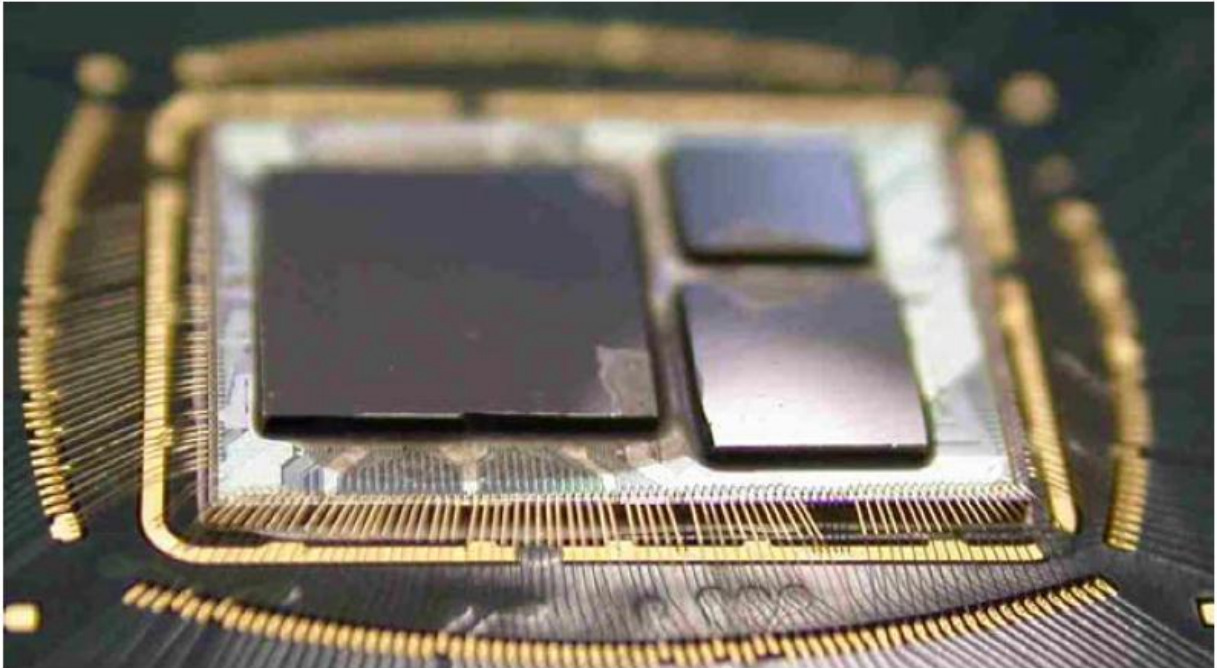


Figure 2.5 : Exemple d'intégration multi-bloc sur un substrat PICS. Trois puces actives (processeurs) de silicium issues de différentes technologies CMOS sont assemblées sur un substrat PICS passif [16].

retrouvé dans une technologie plus particulièrement orientée vers la fabrication de circuits intégrés. La technologie PICS peut être étendue à bien d'autres finalités que celle présentée dans ce mémoire, divers autres exemples de publications peuvent être librement consultés sur le serveur de IPDia.

De sorte, qu'au minimum, le capteur présenté peut être compris comme étant réalisé sur un support optimisé pour l'intégration multi-bloc sur substrat silicium (flip-flip chip) [16], tel qu'illustré à la Figure 2.5. Tout au plus, ce même capteur peut être aussi compris comme étant tout à fait à même d'être identiquement réalisé au préalable dans une technologie commerciale compatible avec la microfabrication de circuit intégré. Et ceci afin de constituer un système intégré monolithique, tout particulièrement semblable à ce qui est présenté dans les références suivantes [17-18], l'étape de post-fabrication étant alors significativement identique.

Plus particulièrement, cette technologie d'intégration, utilise au maximum 11 niveaux de masques et 8 couches physiques différentes, dans l'ordre de réalisation et du bas vers le haut :

Substrat de silicium de 250-675 μm d'épaisseur ;

Implantation ionique et diffusion des puits () ;*

Une couche d'implantation de pores ()*

Dépôt d'une couche isolante pleine plaque de 45 nm d'épaisseur (oxyde (10 nm), nitrure (15 nm), oxyde (10 nm)) ;

Dépôt d'une couche de polysilicium de 800 nm d'épaisseur;

Dépôt d'une couche isolante d'oxyde de silicium de 300 nm d'épaisseur ;

Dépôt d'une première couche métallique d'interconnexion (aluminium) de 1 μm d'épaisseur () ;*

Dépôt d'une seconde couche isolante d'oxyde de silicium de 500 nm ou 300 nm d'épaisseur ;

Dépôt d'une seconde couche métallique pour la connectique externe de 3 μm d'épaisseur ;

Dépôt d'une couche de passivation en nitrure de silicium de 1.5 μm d'épaisseur.

comme illustré à la Figure 2.6. L'ensemble des couches isolantes sont ouvertes pour mettre à jour le substrat de silicium afin de réaliser sa gravure en tant qu'étapes de post-traitement. Cependant la dernière couche de passivation est systématiquement ouverte lors du procédé commercial pour mettre à jour les plots de connexion en aluminium.

Il convient d'apprécier qu'une discussion plus détaillée des différentes étapes de fabrication du procédé commercial serait basée alors sur des éléments techniques qui constituent dans les faits des secrets industriels de fabrication et qui ne sont en aucun cas fournis ni au concepteur ni à l'utilisateur du produit de microfabrication.

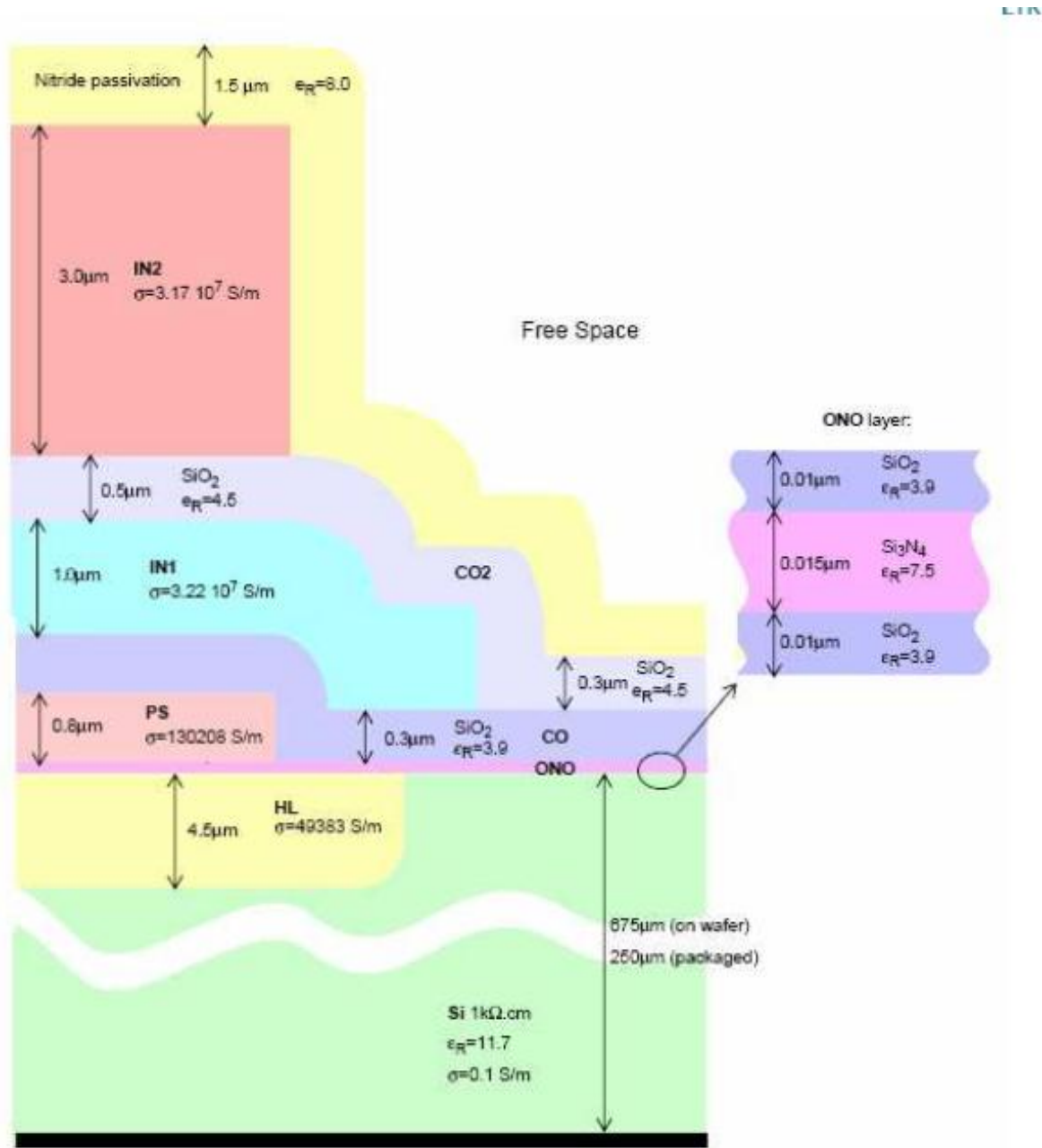


Figure 16 : Couches du substrat PICs

Figure 2.6 : Profil de température en régime permanent [ref Stage NXP]

2.C.2 Description de l'étape de gravure anisotropique en face avant en post traitement

L'étape de post-traitement fut réalisée au laboratoire en 2006 après réception par envoi postal du lot de puces microfabriquées. Cette étape de libération consiste en une gravure anisotropique par la face avant du substrat. Cette étape de post-traitement est réalisée par gravure par voie liquide utilisant comme agent de gravure le TMAH (hydroxyde de tétraméthylammonium). Cette solution de gravure a été spécialement optimisée afin que l'agent de gravure grave très préférentiellement le silicium mis à nus vis-à-vis de l'aluminium ajouré des plots de connexion, afin de d'obtenir des cavités bien définies sans dégradation de la structure suspendue. Cette optimisation de la solution de gravure consiste à utiliser un mélange ternaire d'une solution de TMAH à la fraction massique de 5% avec une solution binaire de dopant consistant en un mélange à 30g/L d'acide salicylique et à 5g/L de persulfate d'ammonium. Cette solution de gravure permet de sous-graver le substrat à 80°C (température idéalement suffisamment faible pour être compatible avec un circuit intégré CMOS) avec une sélectivité très significative. De plus amples détails sur l'optimisation de cette solution de gravure sont disponibles à la référence suivante [19].

2.C.3 Résultats

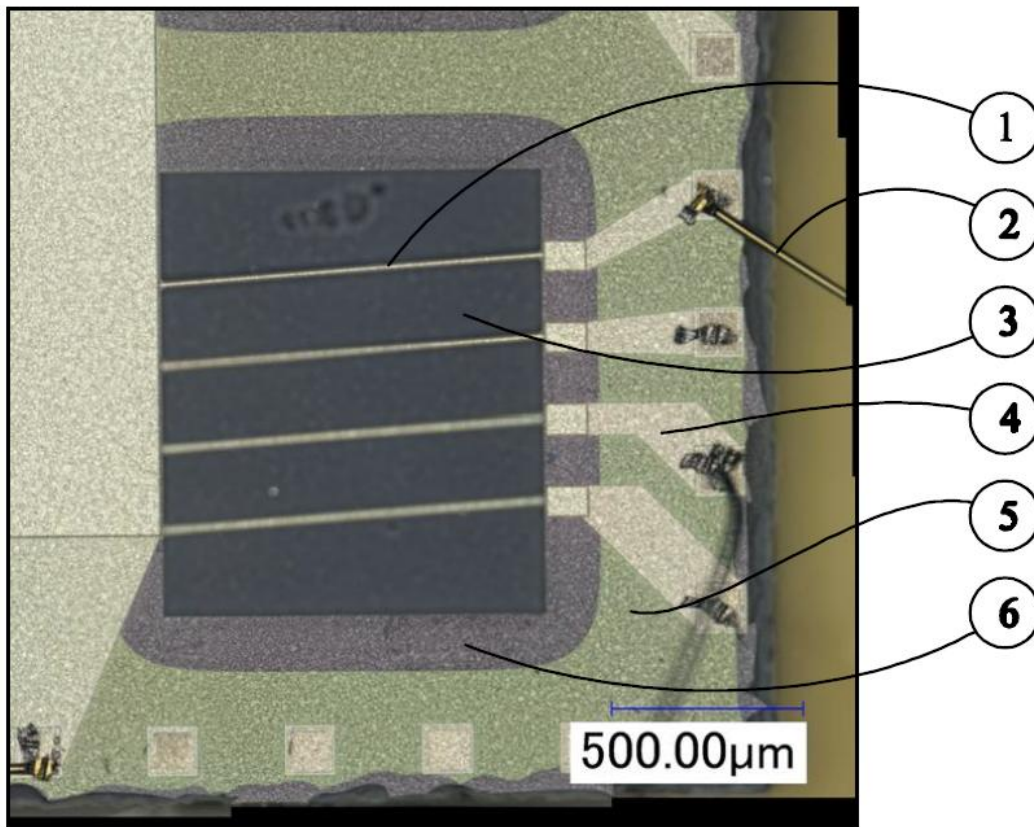
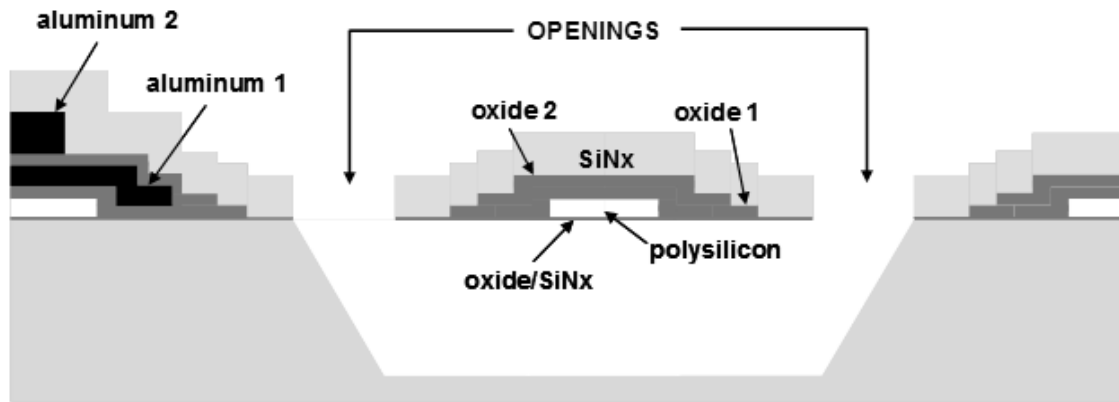
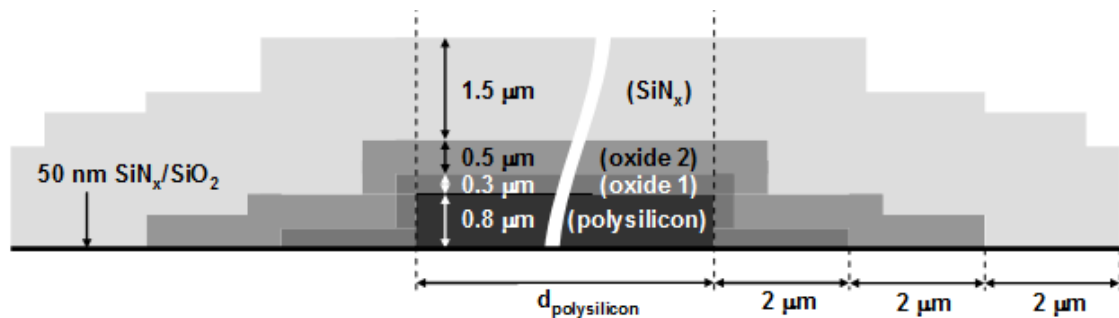


Figure 2.8 : Exemple du détail d'une puce présentant une matrice de capteurs systématiquement libérés. Cette vue frontale, munie d'une échelle de $500\mu\text{m}$, présente un μ -fil (1), connecté à des plots en aluminium (2) suspendue au dessus d'une ouverture du substrat de silicium (3). Cette photo montre aussi les pistes en aluminium (4) pour le routage du signal, la couche de passivation en oxyde/nitride de silicium (5) vue aussi par transparence au dessus de la sous-gravure du substrat (6). Chaque capteur fait 1mm de longueur

Un exemple de puce microfabriquées par procédé industriel puis microusinées en post traitement sont illustrées à la Figure 2.8. Ces puces se composent d'une matrice de filaments groupés selon un ensemble de largeurs distinctes constituant un élément de conception paramétrique. Chaque filament fait 1 mm de longueur et la couche physique utilisée comme piste résistive est la couche de polysilicium du procédé commercial. Cette couche résistive est recouverte de différentes couches de passivation, comme illustré à la Figure 2.9 qui présente une vue en coupe schématique.2.C.3



(a)



(b)

Figure 2.9 : Vue en coupe schématique présentant l'empilement des différentes couches du procédé (a) et en détail celles de l'élément sensible (b).

Avantageusement, les couches isolantes de chacun des filaments ont été latéralement sur-gravé de $2\ \mu\text{m}$ de chaque côté, vis-à-vis des dessins de masques. En effet ceci affine le micro-fil Ce phénomène, ainsi que les différentes marches du profil d'épaisseur des couches profondes d'oxydes sont attribués à des sur-gravures ayant eu lieu lors de la structuration des différentes couches lors du procédé commercial et ne sont pas attribuées à la sous-gravure TMAH. La sous-gravure du substrat de silicium est mesurée, par profilométrie optique, à environ $150\ \mu\text{m}$ sur les échantillons testés.

De manière caractéristique et distinctive, l'élément sensible du capteur, réalisé selon cette variante de procédé de microfabrication, est constitué :

- d'une piste résistive en polysilicium, qui présente des caractéristique résistance-température proche de celle d'un métal, en termes de linéarité comme en ordre de grandeur, ce qui apparaîtra comme un levier fondamentalement avantageux tout au long du reste de ce mémoire ;
- d'une couche de passivation en nitrure de silicium, qui présente une inertie particulièrement élevée vis-à-vis des ambiances chimiques usuelles, notamment en termes d'interactions physicochimiques de surface vis-à-vis de la vapeur d'eau, ce qui apparaîtra comme un levier fondamentalement avantageux au chapitre 5 traitant de la mesure de l'humidité;
- de couches minces structurées de telle sorte qu'elles permettent la constitution de filament présentant avantageusement des sections particulièrement faibles et des longueurs élevées ;
- d'une piste résistive de section droite extrêmement faible, qui combinée à une longueur appréciablement élevée, présentent une résistance électrique de valeur importante et particulièrement avantageuse.

2.D Conclusion

Plus encore, et cette discussion n'est pas anecdotique, ce qui distingue intrinsèquement cette variante de capteur est que l'élément sensible est constitué, essentiellement, par un corps de matériaux inertes assurant la structure mécanique de l'élément sensible (i.e. la substance mécanique, idéalement inerte et étanche chimiquement), assurant la *contenance* de la structure thermoélectrique (i.e. la substance réactive). En d'autres termes, la couche de passivation, en plus d'assurer le rôle de barrière étanche, assure aussi le rôle de structure portante, permettant avantageusement de réduire la section de la piste résistive (i.e. l'élément réactif) du capteur dans

des quantités voulues, selon les possibilités avantageuse du procédé commercial. En effet, la structure résistive n'a pas besoin d'avoir des dimensions suffisamment imposante pour ne pas rompre sous l'effet des contraintes mécaniques résiduelles (sans rapport aucun avec les effets de la gravité).

Ces différents arguments concourent à singulariser cette dernière variante du capteur et d'une manière telle qu'elle constitue un candidat particulièrement prometteur.

La fabrication d'une autre variante du capteur sera décrite en annexe du Chapitre 6.

References du Chapitre 2.

[1] : K.Petersen, "Silicon as a Mechanical Material", Proc. IEEE, vol. 70, no. 5, pp. 420-457, May 1982.

[2] : internet Keller

[3]: K. Wen Hsiung, J. Hyncek and S.F. Boettcher 1979, "Development of a miniature pressure transducer for biomedical applications", IEEE Trans. Electron Devices, vol.26, pp. 1896–1905, 1979.

[4] : G. K. Fedder, R. T. Howe, T.-J. King Liu, E. P. Quevy, "Technologies for cofabricating MEMS and electronics," Proceedings of IEEE, vol. 96, pp. 306-322, 2008.

[5] : S.Leclerc, " Capteurs thermiques micro-usinés: analyse et proposition d'une nouvelle technique de conception et de fabrication.", École polytechnique de Montréal. Département de génie physique et de génie des matériaux, (2000).

MontRéal ou procédé CMOS de base

[6] : Wu Jiangfeng, Fedder G K and Carle L R 2002 A low-noise low-offset chopper-stabilized capacitive-readout amplifier for CMOS MEMS accelerometers Proc. ISSCC 2002 pp 428–78.

[7] : S. Lani, "Étude de procédés d'encapsulation sur tranche sous vide ou quasi-hermétique pour les microsystems (opto)électronmécaniques", Manuscrit de thèse, Université Paris Sud, 2007.

[8] : S. Lani, A. Bosseboeuf, O. Garel, F. Parrain, N. Isac, D. Bouville, X. Leroux, "Multilayer Au-Si eutectic wafer bonding with microstructured sealing rings", ECS Transactions, vol. 16(8), pp. 147-154, 2008.

[9] : Schelcher, G., Fabbri, F., Lefeuvre, E., Brault, S., Coste, P., Dufour-Gergam, E., & Parrain, F. (2011). Modeling and characterization of micropirani vacuum gauges manufactured by a low-temperature film transfer process. *Microelectromechanical Systems, Journal of*, 20(5), 1184-1191.

[10] : R. Puers, S. Reyntjens, D. De Dbruyker, "The NanoPirani – an extremely miniaturized pressure sensor fabricated by focused ion beam rapid prototyping", *Sens. & Act. A* vol.97, no. 98, pp. 208-214, 2002.

[11] : K. Peterson. "Dynamic micromechanics on silicon : techniques and devices". *IEEE Trans- Elec- Dev.*, vol. 25, pp. 1231 – 1239 , 1978.

[12] : OFFEREINS. HL. SANDMAIER, H.. MARUSCYK. K-. KOHL. K. et PLETTNER. "A. (1992). Compensating corner undercutting of (100) silicon in KOH". *Sensors and materials*. vol.3, pp.127-133.

[13] : NASEH, S. (1995). Experimental investigation of anisotropic etching of silicon in tetra-methyl ammonium hydroxide. *Mémoire de maîtrise*. Université Concordia. Canada.

[14] : <http://www.ee.washington.edu/people/faculty/darling/ee502a11/SCREAMProcess.pdf>

[15] : K. A. Shaw, Z. L. Zhang, and N. C. MacDonald, "SCREAM I: A single mask, single-crystal silicon, reactive ion etching process for microelectromechanical structures," *Sens. Actuators A*, vol. 40, p. 63, 1994

[16] : F. Murray, F. LeCornec, S. Bardy, C. Bunel, J. Verhoeven, E. Heuvel, J. Klootwijk, and F. Roozeboom, "Silicon-Based System-in-Package : Breakthroughs in Miniaturization and 'Nano'-integration supported by Very High Quality Passives and System Level Design Tools", *Proc. MRS* 2006.

[17] : O. Leman, F. Mailly, L. Latorre and P. Nouet, HDL Modeling of convective accelerometers for system design and optimization, *Sens. Actuators A* 142 (2008), p. 178-184.

[18] : [9] O. Leman, A. Chaehoi, F. Maily, L. Latorre, P. Nouet, “Modeling and system-level simulation of a CMOS convective accelerometer”, *Solid-State Electronics*, Volume 51, Issues 11-12, pp. 1609-1617, 2007.

[19] : F. Maily, N. Dumas, N. Pous, L. Latorre, O. Garel, E. Martincic, et Al, “Pirani Pressure Sensor for Smart Wafer-Level Packaging”, *Sens. Actuators A, Phys*, vol. 156, no. 1, pp. 201-207, 2009.

Chapitre 3. Caractérisation en température

Dans la continuité directe des thèmes précédemment abordés, ce chapitre a pour objet d'introduire le comportement de l'élément sensible avec la température ambiante. En effet, la résistance nominale de l'élément sensible est indépendante de la pression et l'humidité du gaz échantillon, et ceci constitue un levier permettant de limiter la propagation des incertitudes lors du mesurage de la pression et de l'humidité.

Parce que l'élément sensible du capteur à fil chaud est par principe un transducteur température/résistance, sa réaction en réponse à un changement de la température ambiante d'une part, puis à un gradient de température interne par effet Joule est déterminante. L'étude expérimentale de ces deux "facettes" du capteur constitue plus exactement, l'objet du présent chapitre.

Ainsi, ce chapitre est organisé de la manière suivante : Une première partie introductive évoquera les caractéristiques que doivent idéalement satisfaire un capteur de température. Une seconde partie décrira les résultats de caractérisation.

3.A Caractéristiques techniques d'un capteur de température

3.A.1 *Thermomètre résistifs*

Une manière particulièrement courante pour réaliser un capteur de température consiste à utiliser un capteur de température résistif (Resistive Temperature Detector, RTD). Ce principe de capteur permet d'obtenir une mesure de la température avec une haute précision. Les RTD utilisées par l'industrie permettent de conserver à long terme une résolution de $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$ et les thermomètres standards à résistance de platine (Standart Platinum Resistive Thermometer, SPRT) permettent une précision de $\pm 0.0001^{\circ}\text{C}$.

En effet, certains métaux permettent d'obtenir une variation prédictive de leur résistivité avec la température, et dans de très nombreux cas quand la température augmente, la résistance augmente. Les RTD utilisent cette propriété du matériau pour mesurer la température. L'élément sensible d'une RTD est généralement constitué par un filament de faible section, bobiné, réalisé en un matériau de haute pureté, traditionnellement en cuivre, en nickel ou en platine. Pour les technologies de RTD réalisées en couches minces, une fine couche de platine est déposée à la surface d'un substrat en céramique. En effet, le platine représente le matériau le plus pratique parmi tous ceux disponibles puisqu'il est inerte chimiquement, résiste plus particulièrement à l'oxydation aérienne et fonctionne jusqu'à de hautes températures.

En général les RTD sont prévues pour être polarisées par un courant électrique constant (1.00 mA couramment). En conséquence, leurs résistance, dépendante de la température, est traduite en une différence de potentiel aux bornes du capteur qui est lue par un voltmètre numérique très généralement pourvu d'un calculateur qui converti la tension en une valeur du mesurandes.

Autrement, des abaques d'interpolation sont utilisés pour déduire la relation température-résistance. Cette technique, comme son étalonnage, est relativement simple à mettre en œuvre. En laboratoire, lorsqu'une haute précision est requise, un équipement de mesure plus sophistiqué est nécessaire, utilisant des ponts résistifs de haute précision, des fonctions de traitement du signal spéciales, permettant de compenser l'auto-échauffement comme les effets thermoélectriques, et ceci permet d'atteindre jusqu'à 0.1 ppm de précision.

La valeur de la résistance d'une RTD, bien que dominée par la température ambiante, puis à moindre mesure par les effets d'auto-échauffement, est influencée entre autre par la déformation de la jauge, comme par les impuretés présentes dans le matériau de l'élément sensible. La loi de Mathiessen écrit que la résistivité ρ d'un conducteur métallique, couramment mesurée en $\Omega.m$, est dépendante de la température, des impuretés et de la déformation de sorte qu'elle puisse s'écrire :

$$\rho(\text{totale}) = \rho(\text{température}) + \rho(\text{impuretés}) + \rho(\text{déformations}) \quad (3.1)$$

de sorte que seule une attention toute particulière dans la conception d'une RTD permet de faire en sorte que sa résistivité ne dépende que de sa température. La résistance nominale du capteur faisant l'objet de ce mémoire est également très bien décrite par cette relation.

La sensibilité d'une RTD, sa précision et son étendue de mesure dépend du choix du matériau constituant de l'élément sensible.

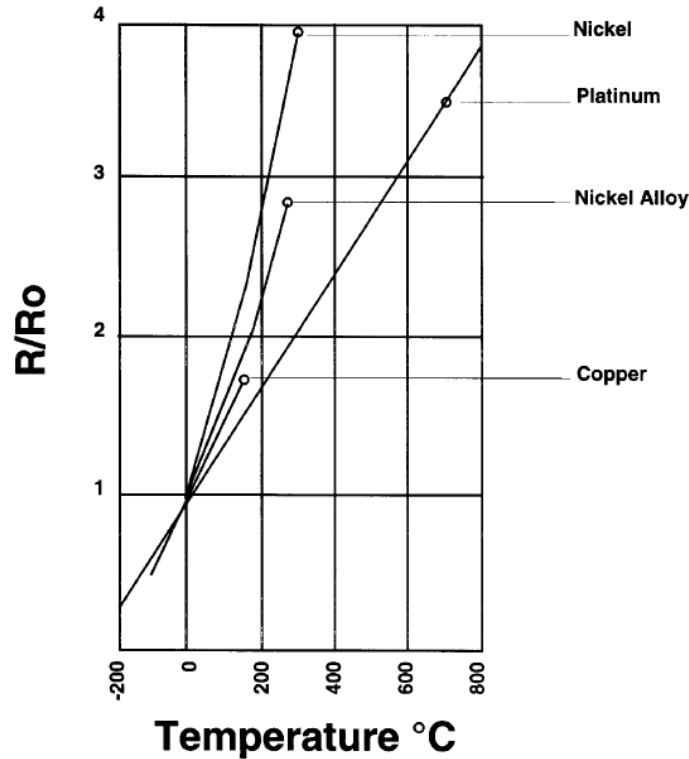


Figure 3.1 : Courbe caractéristique de la résistivité normalisée à 0°C en fonction de la température ambiante (en °C) pour différents matériaux constituant communément l'élément sensible d'une RTD. Le platine est celui qui de loin à la plus grande étendue de mesure possible tout en conservant une forte linéarité.

La sensibilité d'un thermomètre résistif est définie comme la variation relative de résistance d'un capteur par unité de température ($\Delta R/R/1^\circ C$, évaluée couramment en $\%/^\circ C$). La Figure 3.1 permet de rendre compte de la sensibilité de différents métaux utilisés pour les RTD.

Bien que le nickel ait la plus grande sensibilité, la pente de sa sensibilité (i.e. linéarité) est variable en dessous de 300 °C. Le platine est considéré comme le matériau le plus adapté pour les RTD puisque sa caractéristique résistivité-température est la plus linéaire et la plus reproductible sur une large gamme de température. Le platine offre surtout la meilleure stabilité à long terme, à la différence du nickel et surtout du cuivre qui s'oxydent au dessus de 150°C.

Très couramment, la sensibilité moyenne d'une RTD est définie comme sa variation relative de résistance par unité de température entre 0°C et 100°C. En effet, à pression ambiante, ces deux conditions sont très faciles à mettre en œuvre simultanément. Ce coefficient moyen est appelé en pratique le "alpha", noté α et s'exprime en $^{\circ}\text{C}^{-1}$, et il est calculé de la manière suivante.

$$\alpha = \frac{R_{100^{\circ}\text{C}} - R_{0^{\circ}\text{C}}}{R_{0^{\circ}\text{C}} \times 1^{\circ}\text{C}} \quad (3.2)$$

où $R_{0^{\circ}\text{C}}$ et $R_{100^{\circ}\text{C}}$ sont respectivement la résistance du capteur à 0°C et 100°C. Le nickel possède le meilleur alpha, 0,00672 $^{\circ}\text{C}^{-1}$, alors que pour le cuivre il est de 0.00427 $^{\circ}\text{C}^{-1}$.

Dans le cas du platine, la norme IEC 751 [1] demande que les RTD de type Pt100 soient standardisées avec un coefficient α de 0.0038500 $^{\circ}\text{C}^{-1}$. et une $R_{0^{\circ}\text{C}}$ de 100.0 Ω .

Les RTD conçues en couches minces sont très petites, une unité ayant par exemple la forme d'une cellule carrée de moins de 2 mm de côtés. Elles sont produites en utilisant des procédés de fabrication identiques aux procédés de microréalisation évoqués au chapitre 2. Une couche mince de matériau est préalablement déposée pleine plaque sur un substrat en céramique. Cette couche de matériau est ensuite structurée par photolithographie et permet de dessiner un motif de résistance sur le substrat en céramique. La surface de l'élément sensible est ensuite recouverte par du verre pour le protéger de l'humidité et des contaminants.

Dans ces conditions, pour une RTD typique, la gamme de température d'utilisation varie de - 50 $^{\circ}\text{C}$ à 400 $^{\circ}\text{C}$ et la précision va de 0.5 $^{\circ}\text{C}$ jusqu'à 2.0 $^{\circ}\text{C}$. Tant que les fils de soudures sont protégés, ces capteurs sont particulièrement robustes. Leur précision est alors limitée par l'auto-échauffement, l'hystérésis (inertie thermique de l'ensemble) et une faible stabilité à long terme.

Les écarts de mesure dus à l'auto-échauffement ont comme origine une quantité de chaleur produite par effet Joule dans l'élément sensible du capteur à cause du courant constant qui le

traverse, d'une manière très identique à celle évoquée au chapitre 1. Cet effet indésirable résulte en une température mesurée qui est supérieure à la température de l'environnement. L'erreur d'auto-échauffement est largement dépendante de l'application, de sorte qu'elle peut être négligeable ou supérieure à 1°C si certaines précautions ne sont pas prises. Les erreurs d'auto-échauffement sont importantes si les transferts thermiques entre le capteur et l'application sont mauvais, ou si un courant excessif est utilisé pour faire la mesure de la résistance.

Les précautions usuelles à prendre sont les suivantes :

- Limiter la quantité de chaleur produite dans le capteur. Un compromis doit être trouvé entre la quantité de signal ($R \times I$) et la quantité de chaleur produite ($R \times I^2$). Typiquement un courant de mesure de 1 mA est utilisé.
- Utiliser un capteur avec une faible résistance thermique. Plus la résistance thermique est faible (en ajoutant d'un jeu d'ailettes de refroidissement par exemple), mieux la chaleur produite est dissipée dans le milieu ambiant, et plus faible est l'augmentation de la température interne du capteur. Empiriquement un moyen de déterminer la résistance thermique est de déterminer la constante de temps du dispositif. Plus elle est importante, plus faible est la résistance thermique.
- Maximiser l'intimité du contact thermique entre le capteur et l'application, en utilisant de la graisse thermique et des surfaces de contact lisse et préalablement nettoyées.

3.A.2 *Thermistors*

A la différence d'une RTD, l'élément sensible d'un thermistor est une céramique semi-conductrice. En comparaison, une RTD possède un faible coefficient α , de 0.4 %. $^{\circ}\text{C}^{-1}$ à 0.6 %. $^{\circ}\text{C}^{-1}$. Selon le matériau qui le constitue, un thermistor peut présenter un coefficient de

température positif (les PTC) ou un coefficient de température négatif (les NTC), bien plus important en valeur absolue.

a ***Les thermistors PTC***

Deux types de PTC sont disponibles. Les thermistors PTC en silicium, dont le principe repose sur la caractéristique résistivité-température, relativement linéaire, d'un substrat de silicium dopé. Ces capteurs ont un coefficient α généralement compris entre $0.7 \text{ \%} \cdot \text{°C}^{-1}$ et $0.8 \text{ \%} \cdot \text{°C}^{-1}$. Tout naturellement, les PTC en silicium sont très majoritairement utilisées pour réaliser la compensation en température du fonctionnement d'un circuit intégré [2].

Les interrupteurs PTC forment un autre type de PTC et sont utilisés pour la protection en surtension de cartes électroniques [3]. Les matériaux les constituants sont très généralement des composés de plomb, de titanates de strontium et de baryum. La Figure 3.2 présente la caractéristique résistivité-température typique d'un interrupteur PTC.

Aux faible températures, jusqu'à $T(R_{min})$ la valeur de la résistance de la PTC est faible et le coefficient de température est faible et négatif de l'ordre de $1 \text{ \%} \cdot \text{°C}^{-1}$. Au delà d'une température de seuil, la résistivité augmente très fortement avec la température. Dans sa zone interrupteur, entre $T(R_{min})$ et $T(R_{max})$, le coefficient de température peut atteindre des valeurs très importante, jusqu'à près de $100 \text{ \%} \cdot \text{°C}^{-1}$ et la résistance devient alors très importante. Au dessus de la zone interrupteur, la résistance atteint une valeur maximale, R_{max} , et le coefficient de température redevient négatif. Les températures de seuil peuvent être modulées selon la composition de la céramique semi-conductrice et varient habituellement entre 80 °C et 240 °C . Les applications des ces interrupteurs-PCT sont typiquement la protection contre les surchauffes, la limitation de courant, la régulation de puissance.

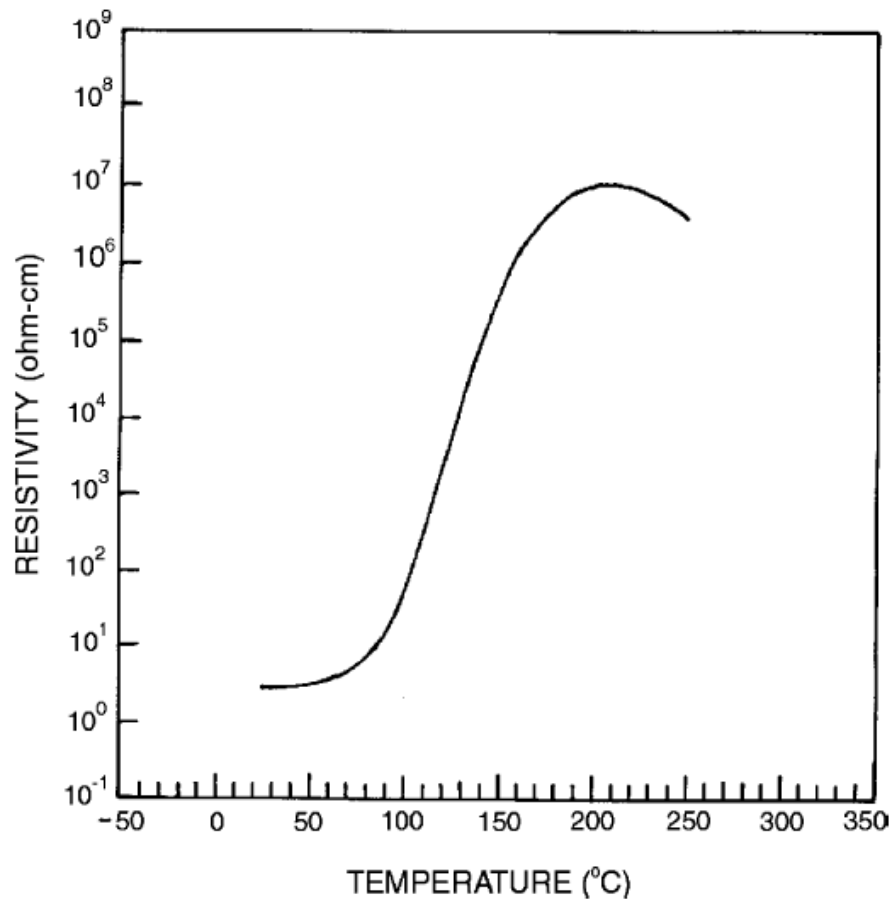


Figure 3.2 : Courbe caractéristique typique de la résistivité d'une PTC en fonction de la température ambiante (en °C). [3]

b *Les thermistors NTC*

Les thermistors NTC sont constitués d'oxydes de chrome, de cobalt, de cuivre, de fer, de manganèse, de nickel et de titane (métaux de transition de la quatrième période de la classification périodique des éléments). Ces thermistors possèdent alors une résistivité qui décroît de manière monotone avec la température. La caractéristique résistivité-température est non-linéaire et ressemble à la caractéristique des semi-conducteurs intrinsèques pour lesquels la dépendance de la résistance avec la température provient de l'excitation des porteurs de charges à

travers une unique bande d'énergie. De sorte que le logarithme de la résistance varie presque linéairement avec l'inverse de la température absolue [4, 5].

A cause de la non-linéarité de la caractéristique résistivité-température, le coefficient de température d'une NTC varie continuellement avec la température. Selon les matériaux dont est constitué l'élément sensible, le coefficient de température varie entre $-3 \text{ \%} \cdot \text{°C}^{-1}$ et $-5 \text{ \%} \cdot \text{°C}^{-1}$ à 25°C , de $-6.5 \text{ \%} \cdot \text{°C}^{-1}$ à $-11.5 \text{ \%} \cdot \text{°C}^{-1}$ à -70°C puis de -2.2 à $-3.6 \text{ \%} \cdot \text{°C}^{-1}$ à 100°C . Cependant la linéarité de la courbe $\log(R)$ en fonction de $1/T$ est relativement appréciable [6].

En supposant l'auto-échauffement du thermistor NTC comme étant négligeable, la caractéristique résistance-température est approximativement donnée par [7-9]:

$$\log(R_T) = A + \frac{\beta}{T} \quad (3.3)$$

où T représente la température absolue, en K , puis A et β représentent respectivement des constantes du matériau constitutif de l'élément sensible. En posant R_{T_0} la résistance du capteur à la température T_0 , il vient :

$$R_T = R_{T_0} \exp\left(\beta \frac{T_0 - T}{T \cdot T_0}\right) \quad (3.4)$$

Le coefficient de température α d'un thermistor NTC est alors défini comme :

$$\alpha = \frac{1}{R_T} \frac{dR_T}{dT} = -\frac{\beta}{T^2} \quad (3.5)$$

L'équation (3.3) permet d'approximer la résistance d'un thermistor NTC de sorte que son expression réciproque produise un écart de température allant de 0.01°C à 0.3°C sur une gamme de mesure allant de 0°C à 50°C [6]. Utiliser un polynôme en puissance successives de $1/T$

permet de réduire l'erreur d'interpolation de la mesure. Le degré du polynôme considéré dépend alors de la précision souhaitée, de la gamme de température envisagée, ainsi que du matériau constituant l'élément sensible. L'équation de Steinhart and Hart [9] est couramment utilisée et se formule de la manière suivante :

$$\frac{1}{T} = \alpha_0 + \alpha_1 \ln(R_T) + \alpha_3 \ln(R_T)^3 \quad (3.6)$$

qui produit une erreur de 0.001°C sur une gamme de température allant de 0°C à 70°C.

3.A.3 Conclusion

Dans cette section introductive, nous avons présenté les principales caractéristiques des principaux capteurs de températures. Ces derniers se regroupent très généralement en trois groupes. Les RTD ou sondes résistives de températures, principalement métalliques, dont la plus courante est la sonde Pt100 qui sont principalement caractérisés par une très forte linéarité. Les thermistors PTC, constitués d'une céramique ou de silicium spécifiquement dopé, ont comme principale caractéristique – outre leur coefficient de température positif – d'avoir une sensibilité à la température qui est extrême bien que fortement non-linéaire et profondément variable d'un matériau à l'autre. Les thermistors NTC, constitués eux aussi d'une céramique ou de silicium spécifiquement dopé, ont comme principale caractéristique – outre leur coefficient de température négatif – d'avoir une sensibilité à la température relativement forte qui peut avantageusement et avec une bonne précision se décrire par l'équation de Steinhart and Hart.

Indépendamment de leur nature, les considérations générales entourant leur utilisation consistent à s'affranchir d'une part des contraintes résiduelles dues aux déformations de l'élément sensible et d'autre part de l'auto-échauffement de l'élément sensible lorsqu'il est parcouru par un courant électrique – deux sources classiques de biais de mesure.

Ces dernières considérations seront tout particulièrement étudiées expérimentalement dans le cas des capteurs micro-réalisés, ce qui fait l'objet de la section suivante.

3.B Résultat expérimentaux

Les premiers résultats de caractérisations des capteurs issus de la variante de micro-capteur que nous présentons sont détaillés dans cette section. Une première partie présente ce capteurs à la manière d'un capteur de température, tel que présenté en introduction de ce chapitre, c'est-à-dire en présentant l'évolution de la résistance nominale des capteurs en fonction de la température ambiante. La deuxième partie de cette étude expérimentale présente sa réponse transitoire, et s'évertuera à l'évaluer en fonction de son rendement consommation/échauffement. En effet, c'est un critère de performance qui permet sa comparaison.

3.B.1 *Caractéristique résistance nominale- température*

a *Méthode*

A la manière d'une RTD le capteur est polarisée par un courant constant de 1 mA et la tension aux bornes d'une jauge *non-libérée* est mesurée pour en retour déterminer la caractéristique résistance nominale / température d'une jauge non-libérée par la méthode 4 fils.

En effet le capteur est réalisé sur un substrat de silicium qui constitue un très bon conducteur thermique ($k = 148 \text{ W/m/K}$), en comparaison d'une céramique qui peut tantôt poser des problèmes de dissipation de chaleur pour certaines RTD. Ainsi, l'auto-échauffement de l'élément sensible d'une jauge non-libérée est significativement très largement moindre que celui d'une

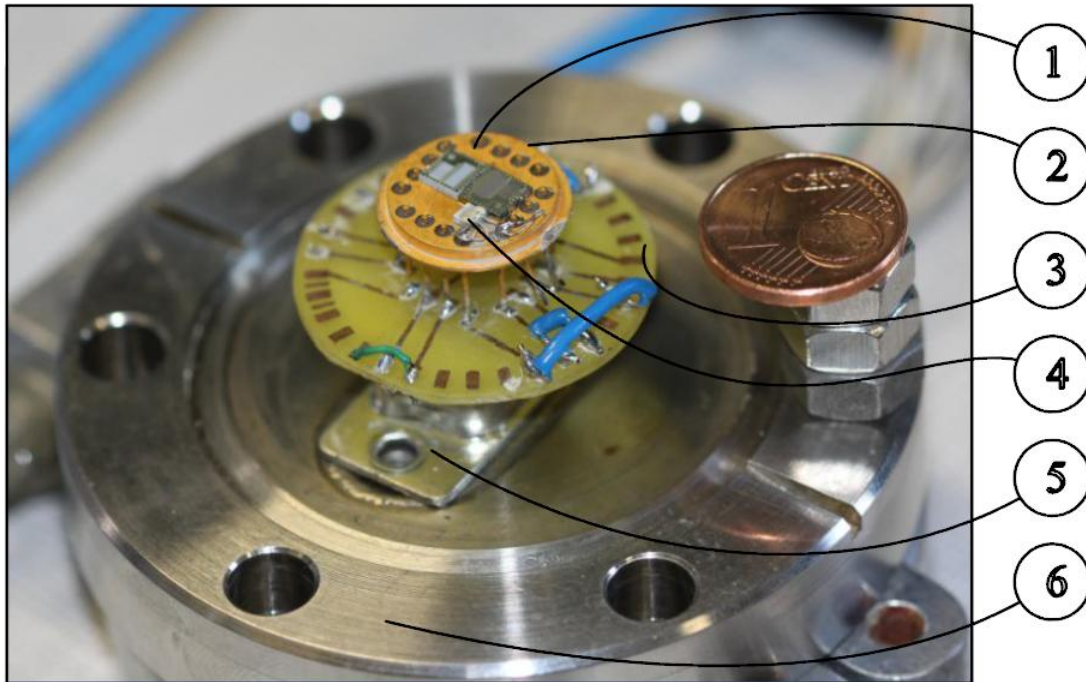


Figure 3.3 : Capteur en polysilicium (1) montées sur un support TO16 (2) soudé à une PCB (3) qui comporte une jauge Pt100 pour la mesure de référence (4) et une connectique DB9 (5) prévue pour être fixée dans un passe-câble étanche (6).

jauge libérée, puisque le contact entre la jauge et le substrat est alors particulièrement intime, la très fine couche d'isolant électrique ayant alors un effet très négligeable.

La source de courant utilisée est la source de courant interne d'un multimètre numérique de laboratoire (Agilent 34411A) programmée via son bus SCPI pour qu'il réalise une mesure 4 fils avec un calibre de résistance typique imposé autour de $1\text{ k}\Omega$ (ce qui détermine le courant constant à 1 mA), le multimètre calculant la valeur de la résistance.

Les jauges sont confinées dans une cuve étanche dont le volume interne est de l'ordre de la dizaine de cm^3 et les parois sont en acier et épaisses d'environ 1 cm , munies d'ouvertures et d'une prise étanche de type DB9 (prise typique d'une liaison série). Cette prise étanche permet jusqu'à la transmission simultanée de 9 signaux indépendants. En effet, ce choix de passe câble

étanche est très avantageux pour les mesures plus complexes. Finalement, chacune des jauges est préalablement fixée à un PCB traditionnel muni d'une connectique DB9 s'enfichant dans le passe câble de la cuve, comme illustré à la Figure 3.3.

La température ambiante est imposée en enfermant la cuve étanche contenant les jauges testées dans une étuve de laboratoire (utilisée traditionnellement pour sécher les produits de réaction usuels ou pour réaliser la cuisson de résines). Les jauges étant encloses dans la cuve de mesure, elles ne sont pas perturbées par le flux d'air pulsé de l'étuve qui perturberait autrement très fortement la mesure. A titre indicatif, la cuve de mesure joue un rôle de filtre passe bas qui filtre les rapides oscillations comme la dynamique de l'asservissement de la température interne de l'étuve.

La température est mesurée à l'intérieur de la cuve étanche par une jauge de température Pt100 de 1.5 mm de côté dont le substrat de céramique la constituant est plaquée au plus près du substrat de silicium des jauges testées. Le contact thermique est assuré par une graisse thermique prévue à cet effet.

Le suivi des mesures est réalisé par la mise en réseau des liaisons GPIB des différents appareils avec l'ordinateur, qui compile les différentes mesures réalisées avec un débit de une série de mesure par seconde environ.

b *Courbes caractéristiques et dispersion pour les jauges non-libérées*

Les principales sources de dispersion des paramètres de fabrication des jauges non-libérées ont comme origine par exemple :

- la dispersion statistique de l'alignement entre eux des différents masques de lithographie,
- la résolution de la révélation d'une résine photosensible,
- la dispersion dans l'homogénéité en épaisseur d'un dépôt de couche mince ou de l'étalement d'une résine photosensible,
- la présence d'impuretés dans les matériaux constitutifs,

et d'autres encore. La présence de contraintes résiduelles n'est cependant pas un facteur d'influence puisque les jauges non-libérées sont par principe complètement solidaires du substrat et elles ne se déforment pas significativement sous l'effet de l'auto-échauffement (le substrat drainant la chaleur produite au sein du filament).

Ces imprécisions concourent à l'obtention par exemple de filaments de longueur ou de section différentes ou aux propriétés électriques différentes. Même si tous les paramètres de fonctionnement d'un dispositif sont très proches d'un échantillon à l'autre, ils ne sont pas identiques. Et les petites dispersions de ces paramètres concourent à une dispersion de la mesure, donc à une erreur de biais qui affecte la résolution de la mesure.

Les résultats expérimentaux suivants présentent et détaillent la dispersion des paramètres électriques des éléments sensibles non-libérés pour les variantes poly230 et poly4k

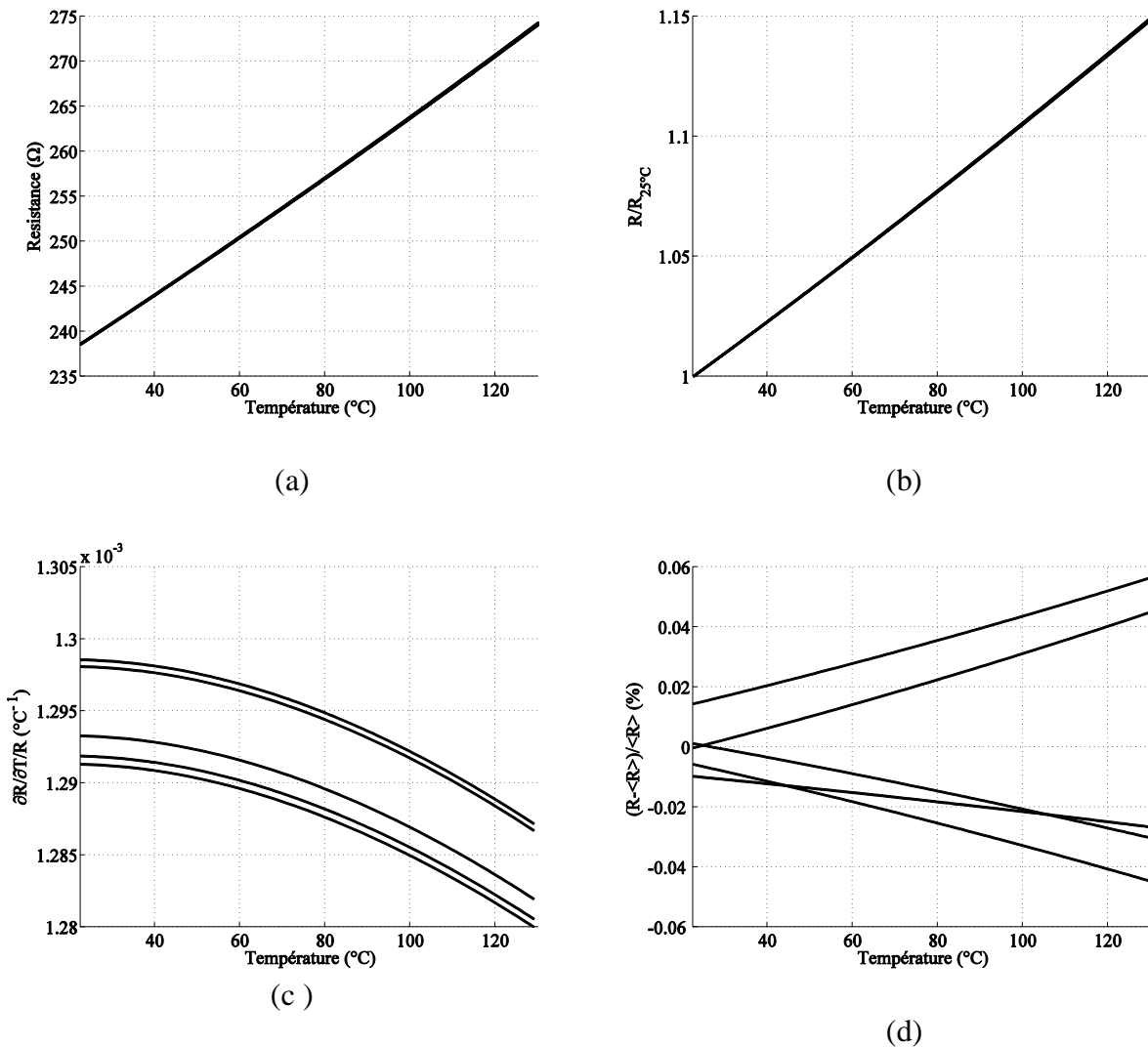


Figure 3.4 : Résistance nominale (a, en Ω), et normalisée à 25°C (b), sensibilité (c, en $^{\circ}\text{C}^{-1}$) et écart relatif à la moyenne (d, en %) de 5 échantillons de jauges non-libérée de la variante poly230.

La Figure 3.4 illustre la dispersion des caractéristiques résistance-température des jauges poly230. La dispersion des valeurs est modérée, pour toutes les températures comprises entre 25°C et 120°C , à moins de 0.1% près, ce qui témoigne d'une bonne reproductibilité du procédé de fabrication. Cette erreur est très probablement majorée par les éventuelles non-

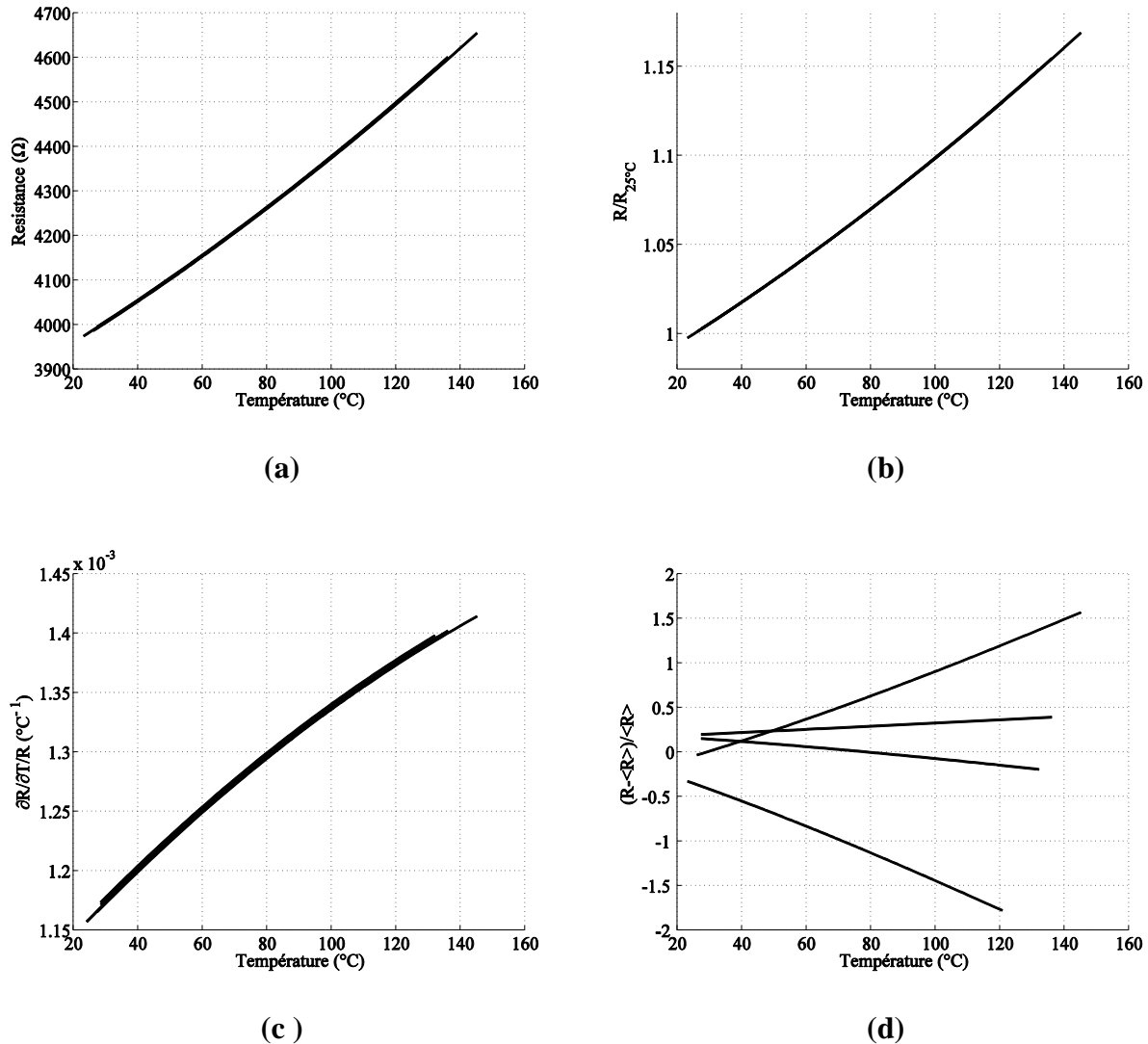


Figure 3.5 : Résistance nominale (a, en Ω), et normalisée à 25°C (b), sensibilité (c, en $^{\circ}\text{C}^{-1}$) et écart relatif à la moyenne (d, en %) de 4 échantillons de jauges non-libérée de la variante poly4k.

reproductibilités du procédé de mesure (soudure à l'intérieur de la cuve, contacts électriques tantôt aléatoires des pinces de sondes de mesure, ...)

La Figure 3.5 illustre la dispersion des caractéristiques résistance-température des jauges poly4k. La dispersion des valeurs est modérée, pour toutes les températures comprises entre 25°C et 120°C , à environ 1.5% près, ce qui témoigne, là encore, d'une relativement bonne reproductibilité du procédé de fabrication.

TABLEAU 3.1
 Dispersion des données interpolées
 $R(T) = R_{0^{\circ}C}(1 + \alpha_1 T + \alpha_2 T^2)$

Jauges Poly4k

<i>jauge</i>	$R_{0^{\circ}C}$	α_1	α_2
<i>1</i>	3846,473	0,001088	2,12E-06
<i>2</i>	3861,042	0,001108	2,14E-06
<i>3</i>	3823,386	0,001086	2,12E-06
<i>4</i>	3838,185	0,001068	2,09E-06
<i>5</i>	3847,913	0,001096	2,13E-06
<i>std</i>	±13,86354	±1,46E-05	±1,82E-08
<i>std/mean</i> (%)	±0,36071	±1,340435	±0,857163

Jauges Poly230

<i>jauge</i>	$R_{0^{\circ}C}$	α_1	α_2
<i>1</i>	231,5416	0,001295	8,59E-07
<i>2</i>	232,1598	0,001298	9,09E-07
<i>3</i>	231,2711	0,001296	8,69E-07
<i>4</i>	231,6723	0,001299	9,13E-07
<i>5</i>	232,0906	0,001288	7,55E-07
<i>std</i>	±0,375073	±4,44E-06	±6,37E-08
<i>std/mean</i> (%)	±0,161846	±0,343121	±7,401599

Dans chacun des cas, la caractéristique est approximée par un polynôme de degrés 2, puis compilée dans le tableau 3.1 qui indique aussi la déviation standard (l'écart moyen par rapport à la moyenne) de chacun des paramètres. Les informations remarquables sont que pour les capteurs micro-réalisés en polysilicium, la dispersion de la valeur nominale des résistances est de l'ordre de 0.1 % (0.36% et 0.16% pour les jauges 4k et 230 respectivement) et dans les échantillons testés, les coefficients de température du premier ordre, α_1 , sont eux aussi relativement peu dispersés.

Cette section-ci, nous nous sommes concentré sur les jauges non-libérées, afin d'abstraire leur étude d'un éventuel auto-échauffement, la section suivante aura comme objet de caractériser

l'effet de la température ambiante sur le régime transitoire d'un couple de jauges comportant une jauge libérée, ainsi assujettie à l'auto-échauffement.

3.B.2 Réponse transitoire et température ambiante.

D'une certaine manière, puisque les filaments libérés sont prévus pour être utilisés à la manière d'un capteur à fil chaud, ils sont spécifiquement prévus pour être des mauvais capteurs de température, selon la section 3.A, puisqu'ils sont intrinsèquement prévus pour générer de la chaleur, idéalement le plus possible pour une consommation minimale.

En plaçant deux éléments sensibles l'un libéré, l'autre non, dans l'une des branche verticale d'un pont de Wheatstone, comme dans le cas d'un mesurage typique décrit au chapitre 1, puis en polarisant un court instant ce dernier par une tension constante, en supposant le dispositif comme étant initialement à l'équilibre thermique avec son environnement, la tension mesurée aux tous-premiers instant de la polarisation est indépendante de l'auto-échauffement du capteur. De sorte que si la caractéristique résistance température de la jauge non-libérée est connue, il est possible de déterminer l'évolution de la résistance nominale de la jauge libérée avec la température – hors échauffement.

Intuitivement, les résistances nominales des deux jauges devraient évoluer de manière identique avec la température. En fait, ce n'est pas ce qui est systématiquement observé. En effet, la déformation due à la relaxation des contraintes mécaniques des jauges ayant subit une libération introduit une certaine dérive de sa résistance nominale.

Dans ces conditions, la réponse différentielle du pont Wheatstone n'est plus indépendante de la température ambiante car sa capacité de rejection de mode commun dépend spécifiquement du

fait que les couples de résistances composant respectivement ses deux branches verticales ont une caractéristique résistance-température identique.

De plus, les propriétés thermophysiques de l'échantillon gazeux, comme celle des matériaux constituant l'élément sensible libéré varient avec la température, affectant l'amplitude de la réponse transitoire en régime permanent. La conséquence directe de cela est une dépendance du rendement de la conversion consommation/échauffement avec la température ambiante. En effet, il apparaît que ce dernier paramètre permet de classer les différentes variantes par un critère supportant la comparaison.

Ainsi cette section est organisée de la manière suivante. Une première partie a pour objet de décrire la méthode de caractérisation utilisée pour déterminer la résistance nominale d'une jauge libérée, qui seront analysés dans une deuxième partie. Une variante de cette méthode permet ensuite d'observer le régime permanent de la réponse transitoire, à partir duquel peut être déterminé en retour une évaluation de l'auto-échauffement d'une jauge libérée, ce qui permet ensuite l'évaluation de ses performances en termes de rendement de conversion, objet d'une troisième partie précédant conclusions et discussions.

a *Méthode*

Les filaments micro-réalisés sont placés dans un pont de Wheatstone comme illustré à la Figure 3.6, dont la branche verticale de droite est respectivement constituée d'un filament non-libéré en haut et d'un filament libéré en bas, et dont la branche verticale de gauche est constituée d'un couple de résistance discrète de technologies identiques afin d'assurer une réjection de l'influence de la température sur cette branche spécifique. Le pont est polarisé par une tension $e(t)$ et la tension sous-jacente aux bornes de la branche diagonale est amplifiée par un

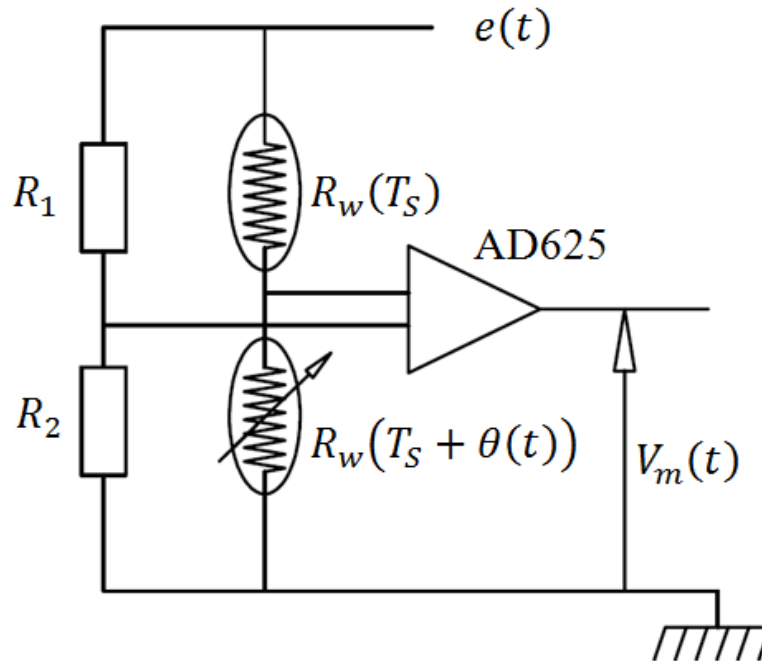


Figure 3.6 : Circuit de conditionnement du signal transitoire

amplificateur d'instrumentation (AD625) de gain $G = 200$, qui permet d'indexer cette différence de potentiel amplifiée vis-à-vis de la masse du circuit.

Les jauges micro-usinées sont disposées dans une cuve étanche, elle-même disposée à l'intérieur d'une étuve de laboratoire, de la même manière qu'à la section 3.B.1. L'amplificateur d'instrumentation et la branche de gauche du pont de Wheatstone sont à l'extérieur de l'étuve. En effet, les amplificateurs d'instrumentation sont très généralement munis d'un dispositif d'arrêt d'urgence qui est prévu pour se déclencher dès lors que la température du circuit dépasse une valeur de consigne (ici $65\text{ }^{\circ}\text{C}$ environ, variable d'un amplificateur à l'autre). De plus, le fonctionnement de ce circuit dépend de la température de son environnement. Ainsi, pour s'abstraire de ces deux complications, et pour n'étudier de la réponse transitoire du capteur que la seule influence de la température sur l'élément sensible, seules ces dernières sont dans l'étuve.

Par contre, le point milieu du pont de résistance formé par les jauges micro-réalisées est spécifiquement prévu pour être relié à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur

d'instrumentation par le câble le plus court possible (moins de 10cm dans l'ensemble des expériences décrites dans cette section). En effet, il apparait que le point milieu de l'autre branche est très stable (les pistes sont celles du PCB et sont très courtes), de sorte que les moindres perturbations que moissonnent le câble de liaison sont alors amplifiées d'un facteur G – et assez fâcheusement ces perturbation sont largement pourvues d'oscillation basses fréquences 50 Hz-100 Hz. De plus, L'étuve est munie de relais électromécaniques, qui lors de commutations de la résistance de chauffe du dispositif produisent des impulsions électromagnétiques qui affectent alors le signal transitoire d'autant plus que le circuit de conditionnement est muni d'une antenne (le câble de liaison). Cependant, l'excédent de bruit moissonné par le câble séparant le capteur du dispositif de conditionnement est, an aval de l'amplification, strictement inférieur, en moyenne, à 0.25 mV, comparés à des signaux d'amplitudes supérieurs à plusieurs volts. De sorte qu'un suivi, de qualité respectable, de l'influence d'un gradient temporel de température sur la réponse transitoire est facilité par la réalisation d'une intégration (i.e. moyenne) des signaux transitoire d'une part et par l'établissement d'une lente variation de la température ambiante avec une étude éteinte d'autre part.

Ainsi, le pont de Wheatstone est polarisé par un train d'impulsions dont

- la fréquence de répétition est imposée à 14.323 Hz,
- la durée d'une séquence, variable selon les jauges et les expériences, est au maximum de l'ordre de 10 ms,
- l'amplitude est de 5.0V (vis-à-vis de la masse du circuit), de sorte que le filament sous-gravé puisse refroidir au moins 10 fois plus longtemps qu'il ne s'échauffe – permettant alors d'accomplir relativement bien la condition initiale d'équilibre thermique.

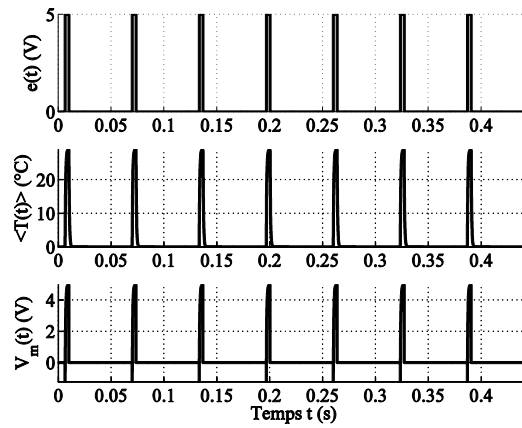
La Figure 3.7 représente schématiquement la séquence des signaux expérimentaux. Pour des raisons qui apparaitront plus clairement en aval de cette présentation, la branche de gauche du

Le pont de Wheatstone est réglé avec une résistance variable de calibre adéquat (0-100 Ω est un compromis très pratique) de sorte que, périodiquement, aux premiers instants de l'échauffement du filament libéré le signal $V_m(t)$ soit significativement négatif. Bien que la valeur des résistances R_1 et R_2 n'ait guère d'importance, il est impératif de connaître leur valeur avec précision (mesure 2 fils au multi-mètre numérique avec une résistance de connexion préalablement mesurée), et elles sont d'environ 3.3k Ω .

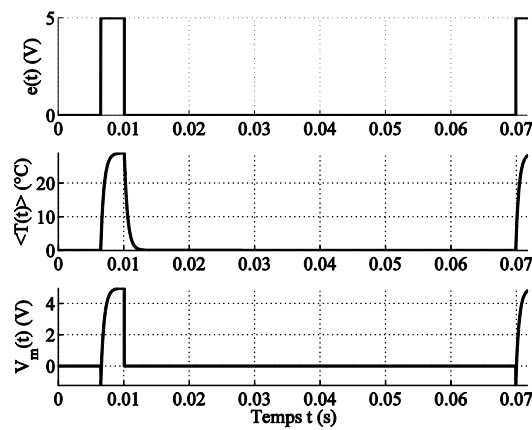
Grace à la périodicité – prévue pour être peu corrélée avec le 50 Hz du réseau – du train d'impulsion, le signal transitoire des jauges est lu par un oscilloscope (qui permet de visualiser dans d'excellente condition l'influence des réglages du pont) qui est synchronisé sur les fronts montant du signal de polarisation. Cette corrélation polarisation/réponse permet à l'oscilloscope de réaliser l'intégration des bruits décorrelés parasitant le signal transitoire des jauges et de n'en retenir que la structure systématique.

L'oscilloscope 8-bits TDS2024 et les différents multimètres sont pilotés via leur bus GPIB par commandes SCPI, de sorte à ce que l'oscilloscope soit utilisé à la manière d'un convertisseur analogique/numérique (8-bits) et que les résultats numérisés des différents appareils puissent être systématiquement et continuellement enregistrés et traités en temps réel par l'ordinateur.

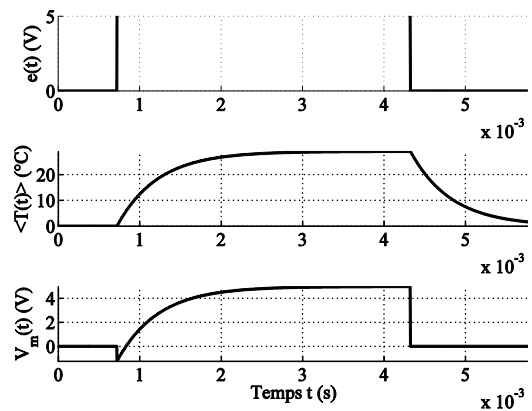
La température à l'intérieur de la cuve contenant les jauges est continuellement enregistrée sur ordinateur, est mesurée par une sonde Pt100 dans les mêmes conditions qu'à la section 3.B.1.



(a)



(b)



(c)

Figure 3.7 : Schématisation du train d'impulsion typique du signal de polarisation (en V), de l'auto-échauffement en moyenne de la jauge libérée (en °C) et de la réponse du circuit de conditionnement (en V) en fonction du temps (en s) à différentes échelle temporelles (a, b, et c).

b *Courbes caractéristiques à auto-échauffement nul – stade impulsif.*

Afin de déterminer la résistance nominale des jauges libérées, c'est-à-dire leur résistance lorsque l'auto-échauffement est quasi-nul, une impulsion de tension de très brève durée est utilisée pour polariser le pont de Wheatstone. En effet, puisque cette impulsion est très brève, à l'issue de la polarisation la jauge libérée est très peu auto-échauffée. Par conséquent la réponse de la jauge est dite être à son stade impulsif. La fréquence du train d'impulsion peut être ainsi largement augmentée afin de réaliser une moyenne des signaux transitoire qui ne soit plus significativement dépendants de la vitesse d'évolution de la température ambiante à l'intérieur de la cuve.

La Figure 3.8 présente un enregistrement des signaux transitoire au stade impulsif, la durée de polarisation du pont est alors d'environ $57 \mu\text{s}$. Cette figure montre qu'à l'instant initial de la polarisation, une excursion du signal de plusieurs Volts apparait. Cette excursion est très probablement due à un temps de polarisation de l'étage d'entrée de l'amplificateur (en effet, l'amplitude de cette excursion est variable d'un amplificateur à l'autre). Puisque pendant cette excursion la jauge libérée est polarisée et donc chauffe, afin de déterminer sa résistance nominale, une extrapolation de la valeur du signal transitoire à l'instant initial de la polarisation, $V_m(t = 0)$, est réalisée en prolongeant linéairement le signal transitoire vers $t = 0$ lorsque que l'excursion cesse de le masquer, c'est-à-dire au-delà de $t \approx 20 \mu\text{s}$, et un échantillon de ce résultat est présenté à la Figure 3.9.

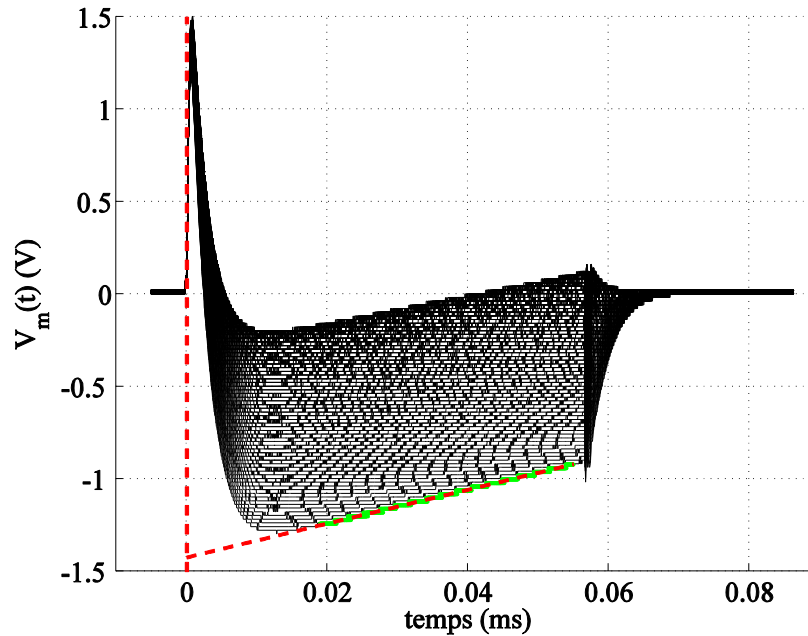


Figure 3.8 : Compilation en fonction de la température ambiante de réponses transitoires (en V) en fonction du temps (en ms) au stade impulsif (i.e. aux tout premiers instant de l'auto-échauffement). Cette figure présente d'une part la méthode d'extrapolation du signal transitoire à l'origine de l'impulsion. D'autre part cette figure montre l'effet de filtrage passe-bas de l'amplificateur d'instrumentation (visible entre 0 et 10 μ s).

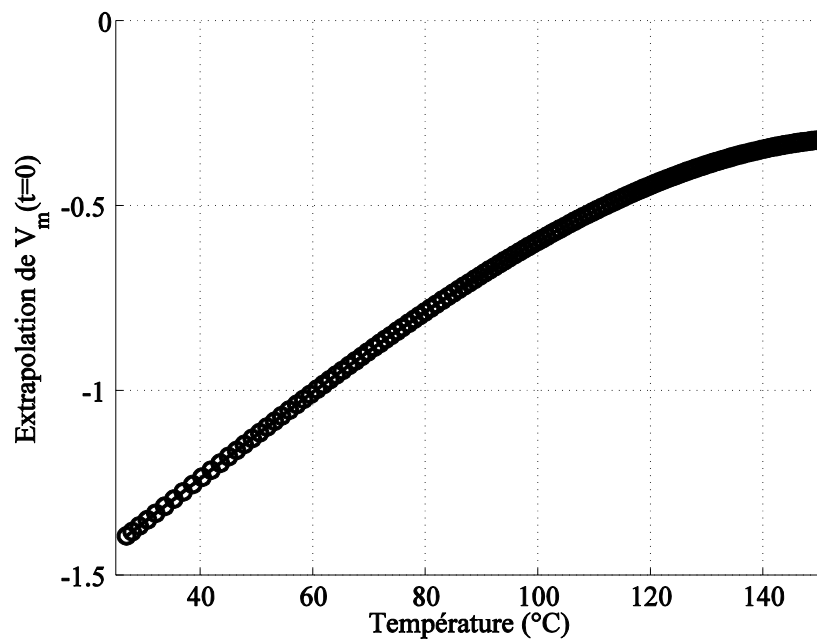


Figure 3.9 : Tension de décalage extrapolée à $t=0$ en fonction de la température ambiante.

Connaissant la température ambiante T_S , la valeur la résistance de la jauge non-libérée $R_{w0}(T_S)$ est déduite à partir de son polynôme d'interpolation déterminé à la section précédente. Connaissant de plus la valeur de la tension $e(t)$, le gain G de l'amplification, la valeur du couple de résistance R_1 et R_2 , la valeur nominale de la résistance libérée, $R_w(T_S, t = 0)$ peut en être déduite à partir de la formule suivante :

$$R_w(t) = \frac{\eta}{1 - \eta} R_{w0}; \eta = \frac{V_m(t)}{Ge(t)} + \xi ; \xi = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (3.7)$$

Les figures suivantes présentent les valeurs nominales des résistances des jauges libérées micro-réalisées.

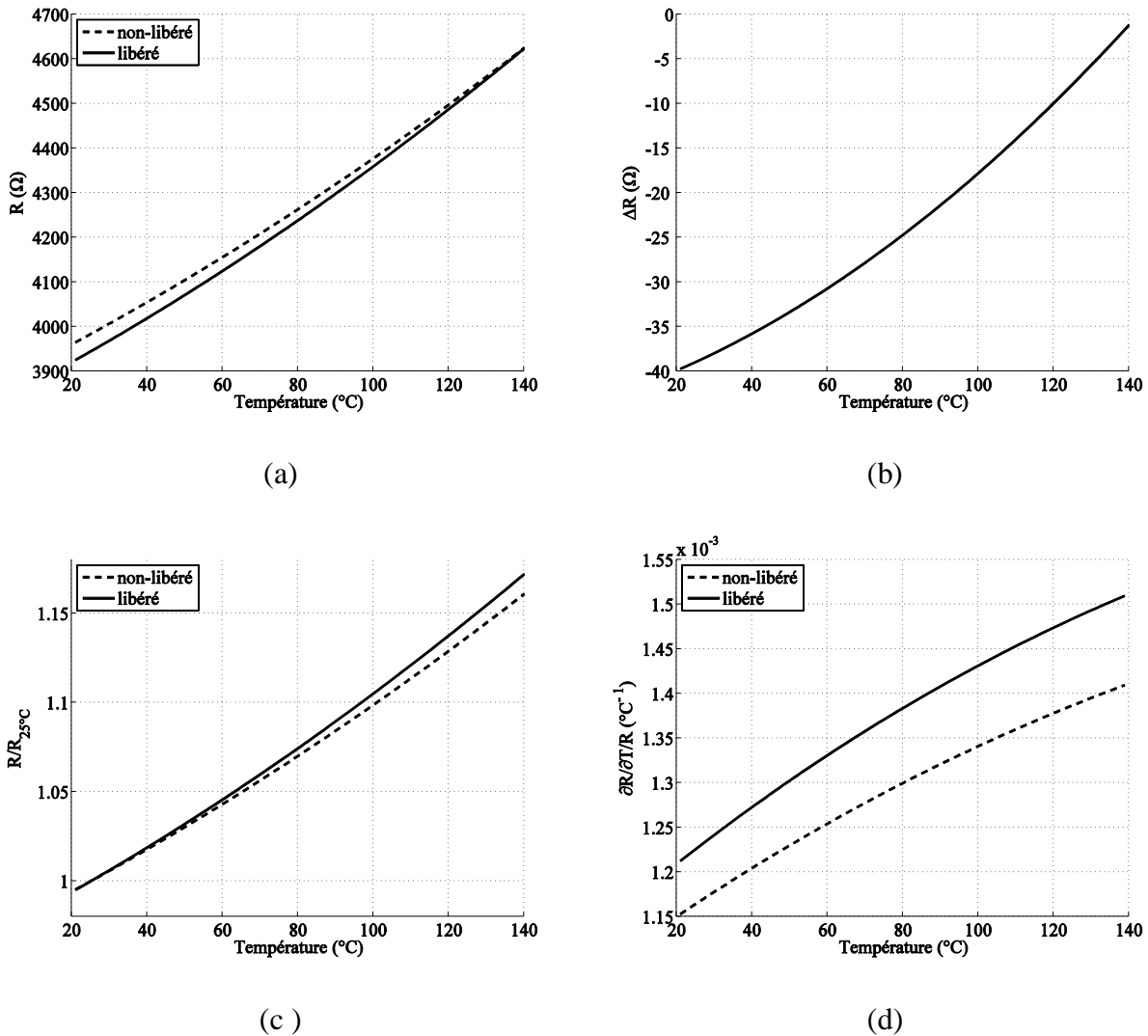


Figure 3.10 : Résistance nominale (en Ω) de la jauge libérée (trait plein) et moyenne de la jauge non-libérée (pointillé), leur écart absolue (en Ω), leur valeurs normalisée à 25°C et leur sensibilité (en $^{\circ}\text{C}^{-1}$) pour la variante Poly4k

Seule une unique jauge Poly4k libérée est disponible. La Figure 3.10 permet de mettre en évidence que la technologie en polysilicium permet de réaliser des jauges aux caractéristiques nominales (i.e. à auto-échauffement nul) très linéaire (a). Cette figure montre aussi que la linéarité de sa caractéristique change cependant sensiblement lorsqu'elle est libérée (b et c) puis que le coefficient de linéarité de la jauge libérée varie de +4.85% par rapport à son homologue non-libéré – ce qui est significatif.

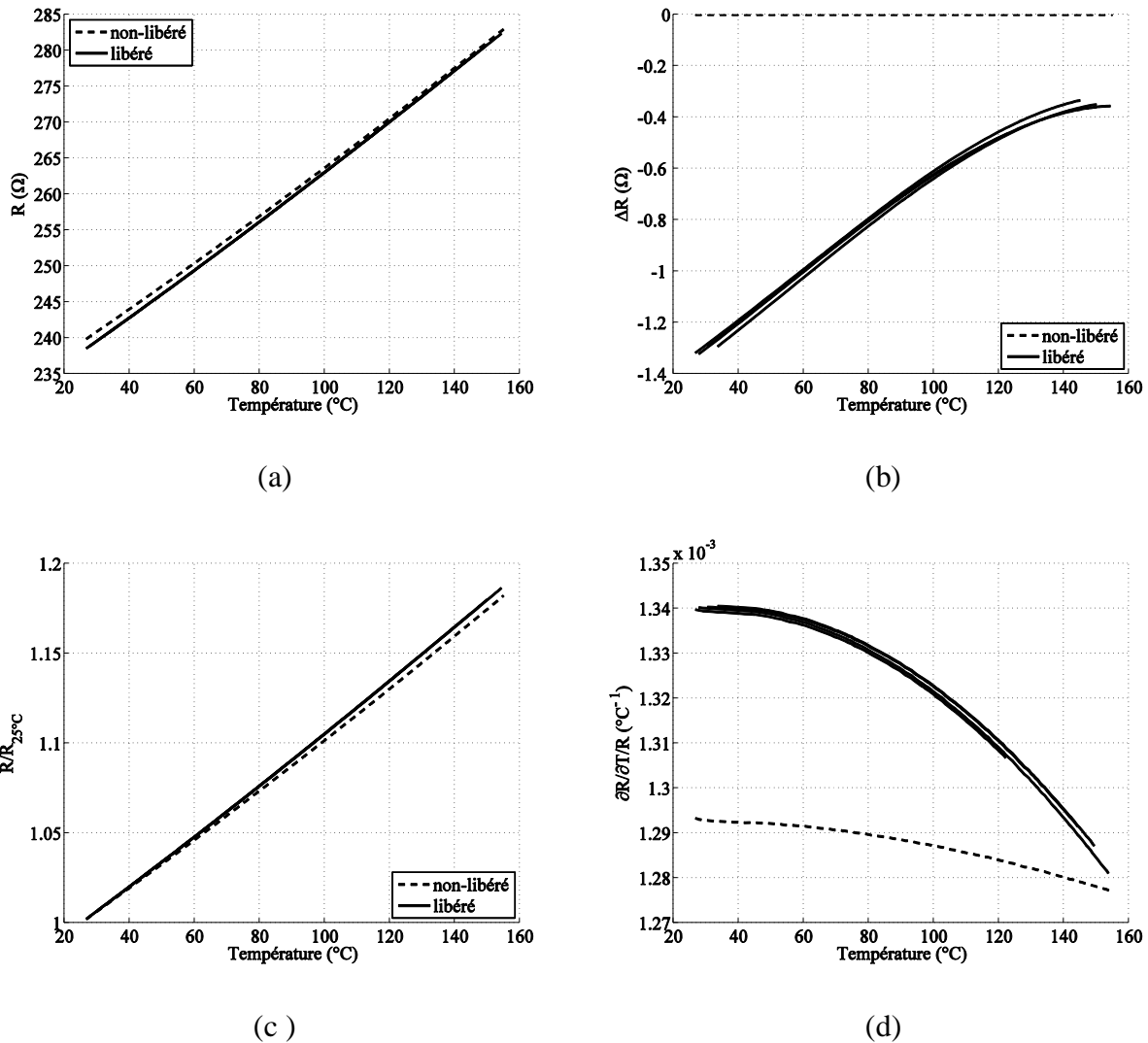


Figure 3.11 : Résistance nominale (en Ω) de différentes jauges libérées (trait plein) et moyenne de la jauge non-libérée (pointillé), leur écart absolue (en Ω), leur valeurs normalisée à 25°C et leur sensibilité (en $^\circ\text{C}^{-1}$) pour la variante Poly230

Plusieurs jauges Poly230 libérées sont disponibles. La Figure 3.11 permet de mettre en évidence que la technologie en polysilicium permet de réaliser là aussi des jauges aux caractéristiques nominales (i.e. à auto-échauffement nul) très linéaire (a). Cette figure montre aussi que dans le cas ci-contre la linéarité des caractéristique change sensiblement peu lorsqu'elles sont libérée (b et c) bien que la variation du coefficient de linéarité varie près de trois fois plus avec la température que son homologue non-libéré – ce qui est significatif.

TABLEAU 3.2
Dispersion des données interpolées
 $R(T) = R_{0^{\circ}C}(1 + \alpha_1 T + \alpha_2 T^2)$

Jauges Poly4k

<i>jaug</i> e	$R_{0^{\circ}C}$	α_1	α_2
<i>1</i>	3830.312	0.001137	2.44E-06

Jauges Poly230

<i>jaug</i> e	$R_{0^{\circ}C}$	α_1	α_2
<i>1</i>	229.993	0.001367	7.09E-07
<i>2</i>	230.010	0.001366	7.08E-07
<i>3</i>	229.999	0.001366	7.19E-07
<i>4</i>	229.968	0.001367	7.19E-07
<i>std</i>	$\pm 0,018$	$\pm 2.74E-07$	$\pm 5.90E-09$
<i>std/mean</i> (%)	$\pm 0,0078$	$\pm 0,020$	± 0.826

Dans chacun des cas, la caractéristique est approximée par un polynôme de degrés 2 qui sont compilés dans le Tableau 3.2 qui indique aussi la déviation standard (l'écart moyen par rapport à la moyenne) de chacun des paramètres. Les informations remarquables sont que pour la variante POly230, la dispersion de la valeur nominale et du coefficient de température des résistances est faible et de l'ordre de 0.01 % .

L'explication proposée pour expliquer la variation des coefficients de température entre les jauges libérées et celle non-libérées consiste à évoquer la piezorésistivité du polysilicium. En effet, dans le cas de cette technologie, les jauges sont constituées d'une piste résistive en polysilicium contenue entre différentes couches de matériaux de nature différente, à la manière d'un sandwich (terme technique) hétérogène. Ces matériaux de dilatent différemment sous l'influence de la température ambiante. Cette dilatation différentielle a pour conséquence de faire flamber (i.e. de déformer et de courber) le filament, agissant sur les contraintes mécaniques à

l'intérieur de la couche de polysilicium. Le polysilicium est un matériau ayant des propriétés piezorésistives, bien connues et couramment utilisées pour la réalisation de jauges de contraintes en technologies MEMS [17-24]. A titre indicatif à la différence du silicium cristallin, ses coefficients de piezorésistivité sont indépendants de la direction considérée, le matériau étant globalement isotrope.

L'amplitude des contraintes mécaniques est différente selon que la jauge est libérée (une grande partie des contraintes est relaxée) ou non. En tant que tel, le flambage des jauges libérées est sans effet sur la valeur de sa résistance, puisqu'intégralement (i.e. d'un bout à l'autre du filament), le courant les traversant rencontre autant de zones comprimées que distendues sous l'effet du seul flambage. Dans ces conditions, le *facteur de jauge transversal* est intégralement nul [25-28] puisqu'il est sous-jacent à l'application d'un moment fléchissant alors intégralement nul.

Cependant, les matériaux de passivations, présents principalement sur la couche supérieure de la jauge, sont contraints en compression. Par conséquent, lorsque la jauge est libérée, ces couches ont pour effet d'allonger le filament, et de détendre longitudinalement la couche de polysilicium en comparaison de celle de la jauge non-libérée. Ainsi, de manière intégrale, le *facteur de jauge longitudinal* est différent de celui de la jauge non-libérée. Cette libération des contraintes ajoute une certaine résistance propre au facteur de jauge longitudinal. Cette résistance supplémentaire due à la déformation de la jauge libérée est sensée augmenter linéairement avec la température ambiante (dans les conditions d'utilisation du filament, rarement supérieures à 150°C). Par contre, le coefficient de linéarité, même en supposant qu'il varie légèrement avec la température, est à priori distinct du coefficient de température de la résistivité intrinsèque du matériau résistif de la jauge. La conséquence de cela est une modification, en fait minime absolument mais très

significative lors de mesures différentielles, du coefficient de linéarité de la résistivité "efficace" de la jauge, lorsqu'elle est libérée.

Cette explication semble corrélée avec l'analyse de l'augmentation avec la température ambiante de la résistance nominale des jauges libérées dans les trois cas de figure précédents. En effet, la résistance nominale normalisée à 25°C de la variante Poly4k (resp. Poly 230) augmente de 116.1% et 117.2% (resp. 115.7% et 116.2%) entre 25 et 140°C, pour les variantes non-libérée et libérée respectivement, soit un écart de 1.1% (resp. -0.5%). ce qui signifie que relativement, la résistance nominale de la variante Poly4k augmente relativement plus avec la température que dans le cas de la variante Poly230. Or puisque, la variante Poly4k est la plus fine des deux, elle contient en proportion plus de constituant de passivation (nitrures/oxydes de silicium) qui participent d'autant plus à la déformation.

Ainsi, cette discussion tend à corroborer l'hypothèse selon laquelle ce sont les matériaux de passivation présents sur la jauge, entre autre empilés de manière non-homogène (voir section 2.A), qui déforment et élongent la jauge libérée (en comparaison de ce qu'elle serait si elle était intégralement constituée de silicium comme le substrat imposant la longueur du dispositif). De sorte que la dilatation différentielle sous l'effet de la température ambiante augmente intégralement le facteur de jauge longitudinal, affectant la résistance nominale de la jauge, et plus particulièrement son coefficient de température. L'effet visible est représenté par des jauges structurées identiquement mais qui ont des coefficients de température légèrement différents selon qu'elles sont libérées ou non, ce qui affecte la réjection de mode commun du pont de conditionnement (i.e. la tension de décalage du pont de conditionnement varie avec la température), d'autant plus qu'en proportion la quantité de matériaux de passivation est importante.

Une étude plus poussée consistant en l'évaluation quantitative de la dilatation différentielle d'un empilement multicouche de matériaux, bien que largement étudié dans la littérature [29-41], est cependant particulièrement sophistiquée, et ne sera pas abordé plus avant dans le cadre de ce mémoire.

c Rendement de la conversion puissance-signal

La section précédente a permis l'évaluation de la résistance nominale (i.e. à auto-échauffement nul) des jauges libérées en utilisant la réponse transitoire au voisinage immédiat du départ de la chauffe de la jauge libérée, afin de pouvoir s'abstraire de l'auto-échauffement de ces dernières (i.e. régime impulsif). Cette section-ci aura comme objet d'évaluer, pour chacune des variantes, l'augmentation transitoire de la résistance d'une jauge libérée due spécifiquement à son auto-échauffement. Ceci permettra d'une part de familiariser mieux encore le lecteur avec le comportement d'un micro-fil chauffant dans le cas d'un branchement dans un pont de Wheatstone. D'autre part, à l'issue de la description de ces résultats expérimentaux, une première qualification objective et quantifiée des différentes variantes de jauges sera ainsi réalisée. Cette méthode permet avantageusement d'évaluer le rendement énergétique de la conversion (consommation/résistance). En effet, ce dernier paramètre permet de quantifier l'un des plus importants paramètres de performance d'un micro-capteur à fil chaud. Ce paramètre prend d'autant plus d'importance que les applications visées ont comme critère de cahier des charges majeur d'avoir à se conformer à une faible consommation énergétique (applications nomades avec utilisation d'une pile).

Pour commencer, cette section présente, à titre indicatif, pour chacune des variantes étudiées l'enveloppe de la réponse transitoire du pont de mesures différentielles pour différentes valeurs de la température ambiante, généralement comprise entre environ 25°C et 100°C, ce qui est illustré à

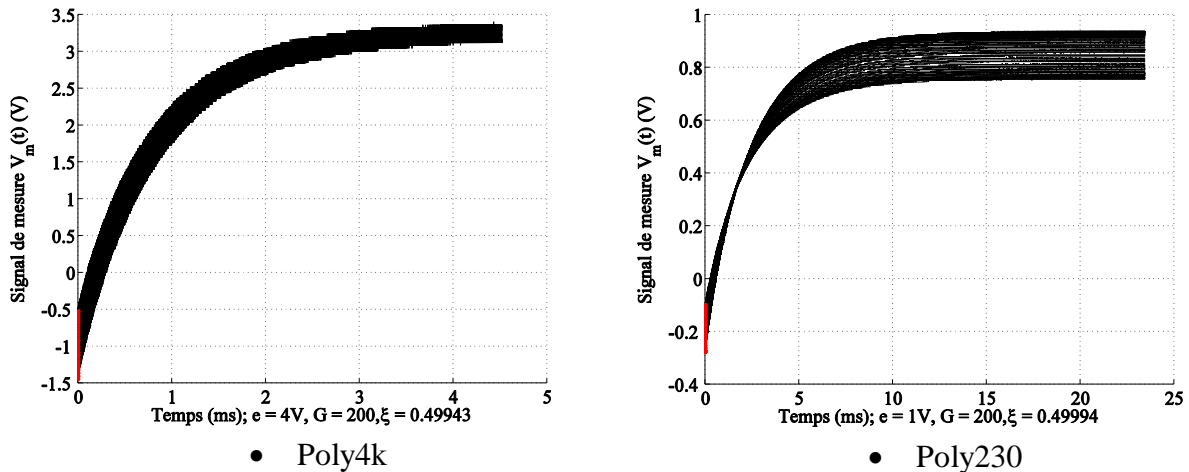


Figure 3.12 : Echantillons de réponses transitoires à différentes température pour les jauge : Poly4k, Poly230. La trace rouge met en évidence l'évolution de la tension de décalage en fonction de la température

la Figure 3.12, dans les conditions standards de pression. Les conditions expérimentales sont dans le cas présent identiques à celles qui ont permis l'obtention des résultats de la section précédente. Cette figure est fournie à titre indicative car, en tant que telle, elle ne permet en aucune manière de tirer de conclusions pertinentes quant aux performances des jauges ni même quant à leur sensibilité à la température. En effet, ces signaux sont linéairement dépendants du gain de l'amplification et de la valeur de la tension de polarisation (linéairement pour la tension de décalage et à la puissance 3 pour l'amplitude du signal transitoire). Cette conjonction d'influences rend toutes déductions à ce stade particulièrement hâtives.

Une première observation permet cependant de remarquer que la durée du régime transitoire est invariablement d'environ 10 ms, après quoi est atteint le régime permanent, cette durée étant variable d'une jauge à l'autre, ce qui est plus particulièrement décrit théoriquement au chapitre 1. Dans la continuation de l'extraction de quelques ordres de grandeur utiles et significatifs, l'utilisation d'un gain relativement modéré, associé à une tension de polarisation $e(t)$ de quelques Volts, permet dans tous les cas d'obtenir un signal ayant une amplitude de l'ordre du Volt. En accord avec les résultats de la section précédente, la température ambiante affecte la

réponse transitoire par une tension de décalage, assujettie à la légère différence des coefficients de température entre une jauge libérée et une jauge non-libérée.

Les figures suivantes décrivent ces signaux transitoires de manière plus précise de sorte à pouvoir ensuite réaliser un premier comparatif entre ces jauges. A titre récapitulatif, chacune de ces figures présente systématiquement (a) une évaluation en retour de la résistance de la jauge libérée, $R_w(t)$, à partir de l'équation (3.7) où $R_{w0}(T_S)$ est déterminée à partir du polynôme d'interpolation fournit au tableau 3.1. Ainsi, en projetant $R_w(t)$ sur la courbe caractéristique de $R_w(T_S)$, déterminée par le polynôme d'interpolation fournit au tableau 3.2, il est possible d'en déterminer en retour l'augmentation de la température moyenne de l'élément sensible de la jauge $\Theta_1(t)$. Cette dernière valeur correspond à l'auto-échauffement moyen de la jauge libérée, et consiste au résultat compilé à la figure (b). Les figures (c) et (d) indiquent respectivement l'évolution de la puissance thermique consommée par la jauge libérée $R_w \cdot (e/(R_w + R_{w0}))^2$ ainsi que le courant $e/(R_w + R_{w0})$ la traversant en fonction de la température, déterminés systématiquement par la valeur des résistances nominales $R_w(t = 0)$ des jauges – ces deux dernière grandeurs évoluant cependant très peu en fonction de l'augmentation transitoire de $R_w(t)$. Les figures (e) et (f) indiquent quant à elles l'évolution du rendement de chacune des jauges en fonction de la température ambiante, respectivement évalué en termes d'auto-échauffement, systématiquement en régime permanent, par unité de puissance consommée ou par unité de courant (au carré) consommé.

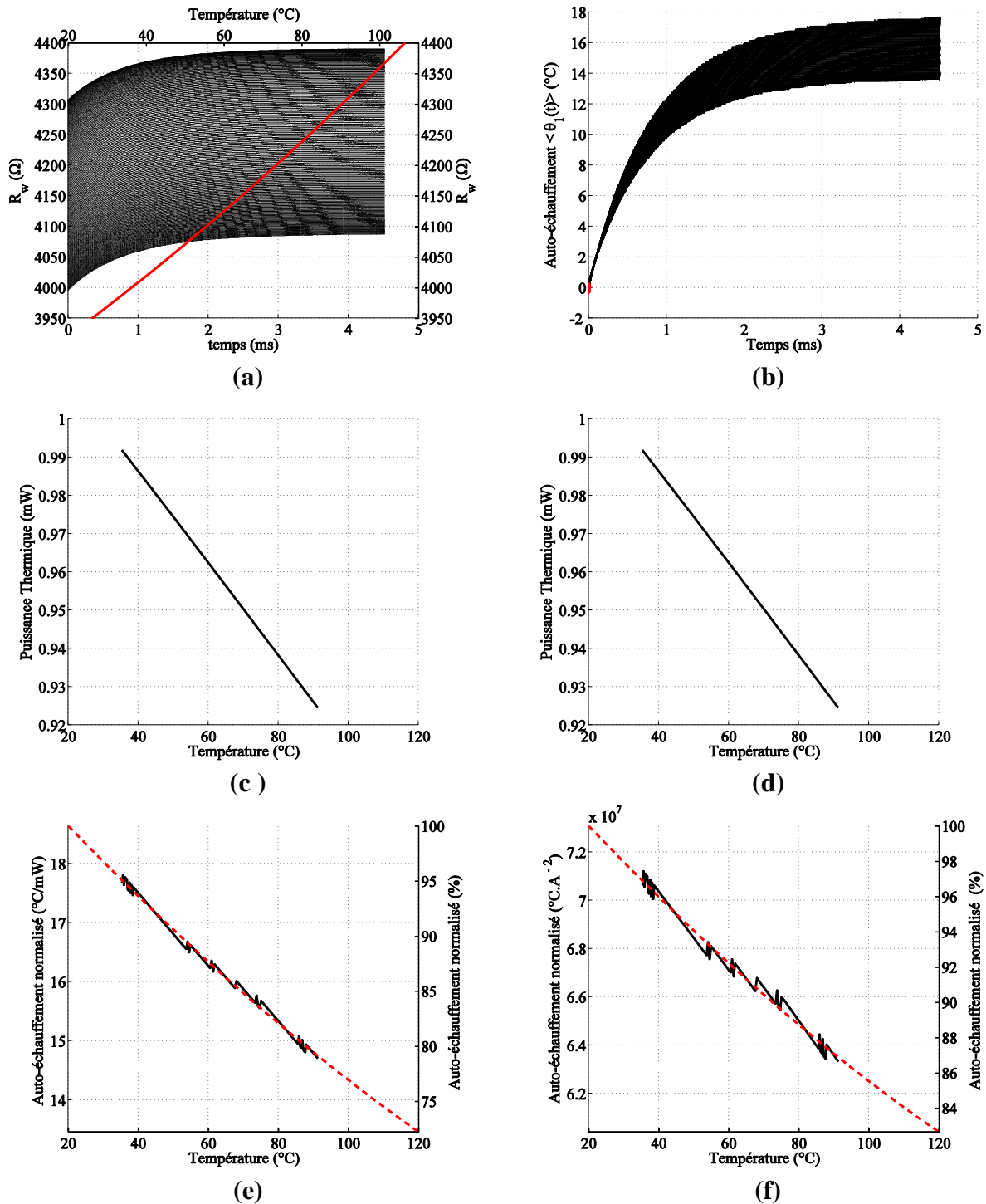


Figure 3.13 : (a) Evolution de la résistance de la jauge libérée (en Ω) en fonction du temps (en ms, échelle inférieure) et caractéristique en fonction de la température ambiante (rouge, en $^{\circ}\text{C}$, échelle supérieure). (b) auto-échauffement moyen (en $^{\circ}\text{C}$) en fonction du temps (en ms). (c) et (d) respectivement puissance (en mW) et courant (en mA) consommés en fonction de la température ambiante (en $^{\circ}\text{C}$). (e) et (f) : rendement de l'auto-échauffement respectivement par unité de puissance (en $^{\circ}\text{C}/\text{mW}$) ou par unité de courant consommés (en $^{\circ}\text{C}/\text{A}^2$) et extrapolation, pour la variante Poly4k.

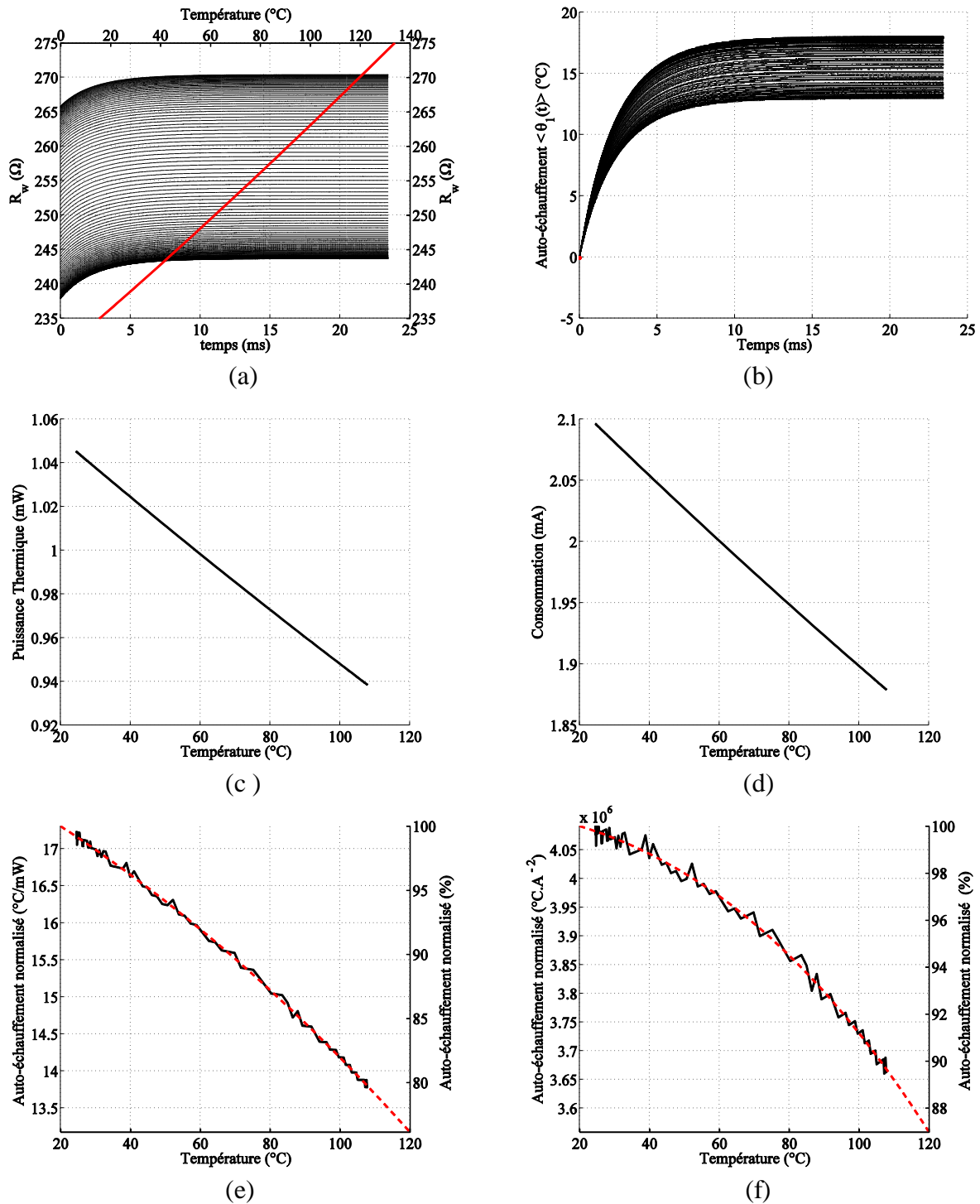


Figure 3.14 : (a) evolution de la résistance de la jauge libérée (en Ω) en fonction du temps (en ms, échelle inférieure) et caractéristique en fonction de la température ambiante (rouge, en $^{\circ}\text{C}$, échelle supérieure). (b) auto-échauffement moyen (en $^{\circ}\text{C}$) en fonction du temps (en ms). (c) et (d) respectivement puissance (en mW) et courant (en mA) consommés en fonction de la température ambiante (en $^{\circ}\text{C}$). (e) et (f) : rendement de l'auto-échauffement respectivement par unité de puissance (en $^{\circ}\text{C}/\text{mW}$) ou par unité de courant consommés (en $^{\circ}\text{C}/\text{A}^2$) et extrapolation, pour la variante Poly230.

De plus, ces deux manières d'évaluer stricto-sensu le rendement de la conversion consommation/échauffement d'une jauge avec comme support soit la puissance consommée ou soit le courant consommé sont respectives à deux finalités clairement distinctes. En effet, par analogie, un barrage hydro-électrique, une centrale nucléaire ou à charbon stockent de l'énergie potentielle (respectivement mécanique ou chimique) débitée sous forme de puissance. Ce sont des centrales de puissance et leur performances sont comparées entre elles en termes de Wh ..

Au contraire, un accumulateur ou une pile-montre stockent des charges électriques (du potentiel chimique), débité sous la forme d'un courant électrique. Ce sont des centrales de courant électrique et leur performances sont comparés entre elles en termes de Ah . Ainsi, dans le cas d'une application nomade – donc dépendante d'une batterie – le critère canonique permettant d'évaluer l'efficacité d'une jauge vis-à-vis d'une autre est, entre autre, la quantité de température produite par unité de courant. Si le capteur est branché sur une prise murale reliée au réseau électrique national, le rendement en termes de quantité de température produite par unité de puissance est plus approprié, puisque la quantité de courant disponible est alors illimitée. Il convient d'évoquer que l'augmentation de la résistance de la jauge libérée en régime transitoire affecte ces deux dernières valeur de rendement, cependant très peu. En effet, et à titre indicatif, le courant de polarisation traversant la jauge libérée est diminuée, grâce au pont de conditionnement, de -1% en moyenne, sur la gamme de température étudiée, respectivement pour les jauges Poly4k et Poly230. Identiquement la puissance thermique produite dans la jauge libérée est diminuée de -0.0035%, 0.0004% respectivement. Ceci montre que ces valeurs qualificatives restent constantes dans la durée de l'expérience (entre le départ et la fin de l'échauffement de la jauge libérée) et conforte ainsi l'utilisation de la valeur nominale des résistances des jauges libérées pour leurs calculs respectifs.

Les résultats ci-contre permettent en effet d'étoffer l'analyse des différentes variantes de jauges par une discussion plus concrète. La principale observation quant à la lecture des planches de courbes précédentes consiste à remarquer que dans chacun des cas, le rendement des jauges décroît quant la température ambiante augmente.

Entre 20°C et 120°C la conductivité thermique de l'air sec augmente linéairement de 0.026 W/m/K à 0.0332 W/m/K, soit une augmentation de 27.7%. Une augmentation de la conductivité thermique de l'air signifie que l'air devient un bien meilleur conducteur thermique (à cause notamment d'une augmentation de l'agitation thermique comme du libre parcours moyen des molécules de gaz). Par conséquent la quantité de chaleur produite dans le filament diffuse plus favorablement dans l'environnement, et la température moyenne de la jauge s'en trouve diminuée, de même que son rendement. Comme évoqué à la section 1.B.2d, évaluant l'effet d'une variation de la conductivité thermique du gaz sur la température moyenne du filament, ces deux paramètres sont reliés par une relation relativement linéaire, du moins pour des variations de la conductivité thermique du gaz raisonnable.

De plus, la dépendance de la conductivité thermique avec la température ambiante des matériaux constitutifs de l'élément sensible est aussi à prendre en compte. En effet, l'étude réalisée dans [42] montre qu'au voisinage de 300K la conductivité thermique du polysilicium (dont sont constituées partiellement les jauge Poly4k et Poly230) diminue (non-linéairement) lorsque la température ambiante augmente. L'étude réalisée à la section 1.B.2d, évaluant l'effet d'une variation de la conductivité thermique de l'élément sensible sur l'auto-échauffement moyen a montré que lorsque la conductivité thermique de l'élément sensible diminue, son échauffement moyen augmente, pour des raisons très similaires à celles invoquées précédemment, mais allant en sens inverse. Par conséquent, la perte de rendement due à la contribution de l'augmentation de la conductivité thermique de l'air quand la température ambiante augmente est modérée par la

contribution en sens inverse de la diminution de la conductivité thermique de l'élément sensible. Plus simplement, ces deux effets s'opposant, ils sont en compétition, avec des conséquences relativement favorable concernant la stabilisation des dérives du rendement de la jauge comme de ses paramètres de fonctionnement en fonction de la température ambiante d'utilisation.

Ces deux éléments d'analyse convergent qualitativement avec l'observation des faits. En effet, l'élément constitutif en proportion très majoritaire des jauges réalisées en polysilicium est le nitrure de silicium. Ce matériau est particulièrement réputé dans l'industrie de pointe pour ses propriétés thermophysiques à haute température (passivation ou matériau massif de roulements à bille "céramique" - comme sur mon vélo), et notamment pour leur inertie vis-à-vis de la température (lire la très fine étude de [43-44] concernant l'effet de la température sur les propriétés thermophysiques membranes de nitrure de silicium). Cependant, puisqu'il s'agit d'un matériau vitreux et amorphe, sa conductivité thermique absolument faible augmente (légèrement) avec la température. Les jauges Poly4k et Poly230 contiennent en proportion relativement peu de polysilicium (voir section 2.C.3), de sorte que la conductivité thermique de ce dernier est relativement peu contributive et la conductivité thermique du filament est principalement gouvernée par celle du nitrure de silicium. De sorte que la diminution de rendement en fonction d'une température ambiante croissante de cette technologie de jauge s'en trouve significativement amplifiée par son matériau constitutif majoritaire. Cependant, en proportion, la jauge Poly4k contient moins de polysilicium que la jauge Poly230. Par conséquent la jauge 4k profite moins de la capacité de modération du polysilicium que la jauge Poly 230 vis-à-vis de la perte de rendement en cas de température croissante. En effet la perte de rendement extrapolée entre 20°C et 120° est dans ces conditions de 23.9% et 27.8% pour les jauges Poly230 et Poly4k respectivement.

Une analyse quantitative de ce phénomène, validant cette analyse qualitative, peut être réalisée à partir du modèle décrit à la section 1.B.2.

En Complément de l'analyse précédente, nous faisons remarquer aussi que la tension de polarisation affecte linéairement l'amplitude de la réponse transitoire du pont de mesure différentielle. En plus de cela elle affecte, à température ambiante constante, de manière quadratique l'amplitude de la puissance générée dans la jauge libérée, donc d'affecter de manière quadratique l'amplitude de l'auto-échauffement, en effet cette puissance est donnée par

$$P_w(T_S) = R_w(T_S) \left(\frac{e}{R_{w0}(T_S) + R_w(T_S)} \right)^2 \propto e^2 \quad (3.8)$$

et qui ne varie (quasiment) pas en fonction de la variation transitoire de la résistance R_w de la jauge libérée. Comme à température ambiante donnée, l'auto-échauffement varie linéairement avec la puissance $P_w(T_S)$ générée par effet Joule à l'intérieur de la jauge libérée, l'amplitude de la réponse transitoire est donné par

$$\begin{aligned} V_m(t \rightarrow \infty) - V_m(t = 0) &= Ge \left(\frac{R_w(T_S, t \rightarrow \infty)}{R_{w0}(T_S) + R_w(T_S, t \rightarrow \infty)} - \frac{R_w(T_S)}{R_{w0}(T_S) + R_w(T_S)} \right) \\ &= \frac{R_w(T_S)Ge}{R_{w0}(T_S) + R_w(T_S)} \frac{1 + \frac{\delta R_w(T_S, t \rightarrow \infty)}{R_w(T_S, t \rightarrow \infty)}}{1 + \frac{\delta R_w(T_S, t \rightarrow \infty)}{R_{w0}(T_S) + R_w(T_S, t \rightarrow \infty)}} \end{aligned} \quad (3.9)$$

où

$$\delta R_w(T_S, t \rightarrow \infty) = R_w(T_S, t \rightarrow \infty) - R_w(T_S) \cong R_w(T_S)(1 + \tilde{\alpha}(T_S) \langle \Theta_1(t) \rangle) \quad (3.10)$$

correspond à l'augmentation transitoire de la résistance de la jauge libérée, et où $\tilde{\alpha}(T_S)$ correspond au coefficient de température moyen de la résistivité de la jauge libérée au voisinage de la température ambiante T_S . Au premier ordre, on peut ainsi montrer sommairement que

$$V_m(t \rightarrow \infty) - V_m(t = 0) \propto Ge^3 \quad (3.11)$$

Cette relation non linéaire est finement vérifiée dans les faits et sur l'intégralité de la gamme de température étudiée.

En conclusion de l'analyse des planches de figures précédentes, la comparaison des rendements calculés pour chacune des jauges est réalisée ci-dessous, permettant très avantageusement de les qualifier caractéristiquement.

- Les jauges Poly 4k et Poly230 ont toutes deux des rendements en termes de puissance comparables. Par exemple, la génération de 1 mW de quantité de chaleur dans l'élément sensible permet de faire chauffer celui-ci, en moyenne, de 18.6°C et de 17.3°C à $T = 20.0^\circ\text{C}$ puis de 13.5°C et 13.2°C à $T_S = 120^\circ\text{C}$ pour les jauges Poly4k et Poly230 respectivement.
- Au contraire, comparées aux jauges Poly 4k, les jauges Poly230 ont un rendement en termes de puissance entre 17.9 et 17 fois plus faible à 20°C et 120°C respectivement. Par exemple, la consommation de 1 mA de courant dans l'élément sensible permet de faire chauffer celui-ci, en moyenne, de 73.1°C et de 4.09°C à $T = 20.0^\circ\text{C}$ puis de 60.4°C et 3.56°C à $T_S = 120^\circ\text{C}$ pour les jauges Poly4k et Poly230 respectivement.

Cette étude permet de montrer indiscutablement que l'évaluation du rendement de la conversion consommation-échauffement est une grandeur qu'il convient maîtriser et qui permet de classer différentes technologies de jauges de manière univoque. En effet, deux jauges ayant un même rendement en terme de puissance peuvent avoir des rendements en termes de courant différents de plus d'un ordre de grandeur.

d *Conclusion*

Nous avons présenté dans cette section la méthode de détermination de la résistance nominale d'une jauge libérée. Cette méthode, appliquée aux diverses variantes de capteur micro-réalisés, montre qu'invariablement les caractéristiques d'une jauge sont affectées par sa libération, très probablement de fait d'un effet de piezorésistance conjuguée à un facteur de jauge longitudinal non-nul. Ainsi, cette altération, même minime, des caractéristiques de la résistance nominale ont comme conséquence que la tension de décalage du signal transitoire du capteur est dépendante de la température, faiblement cependant.

Une variante de la méthode expérimentale nominale permet d'observer le régime impulsif de la réponse transitoire. Puisque les caractéristiques résistance/température sont connues, il est possible d'en déduire en retour l'auto-échauffement moyen des jauges. Ce dernier est rapporté à la consommation instantanée – en puissance ou en courant - du signal transitoire afin de définir un critère de rendement permettant de comparer les différentes variantes de jauges entre-elles. Il apparaît ainsi que la variante Poly4k et Poly230 ont un rendement en terme de puissance significativement semblable. En effet, ces dernières consommant 1 mW s'échauffent en moyenne de 18°C environ, à la température ambiante de 20°C. Cependant leurs rendements en termes de courant consommé diffèrent d'un ordre de grandeur. En effet, les variantes Poly4k et Poly230

consommant 1 mA de courant s'échauffent en moyenne de 73°C et 4.1°C environ à la température ambiante de 20°C.

3.C Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les différents protocoles permettant de caractériser l'influence de la température ambiante sur la réponse transitoire du capteur faisant l'objet de ce mémoire. Nous avons présenté dans une première section différentes caractéristiques propres aux capteurs de température, les variantes Poly4k et Poly230 de notre capteur étant plus précisément des variantes de RTD. Nous avons présenté dans une seconde section d'une part la caractéristique résistance-température en régime impulsif du capteur, cette caractéristique étant par principe indépendante de la nature du gaz échantillon, notamment de ses paramètres thermophysiques – constituant un accès indépendant à la température ambiante. D'autre part, cette seconde section a permis de présenter l'influence de la température ambiante sur la réponse transitoire du capteur, notamment son influence sur le rendement électrothermique de l'élément sensible, qui diminue lorsque la température augmente. Aussi, nous avons présenté le rendement électrothermique comme étant un élément caractéristique d'une technologie de fabrication puisqu'il permet de mettre en évidence le rendement de la conversion consommation/température (en termes de puissance ou de courant).

References du Chapitre 3.

[1] : Kita, J.; Rettig, F.; Moos, R.; Drue, K.; Thust, H. Hot plate gas sensors - Are ceramics better? Int.J. Appl. Ceram. Technol. 2005, 2, 383-389.

[2] : [4] Z. He, et al., " Effect of additives on the electrical properties of a (Ba_{0.92}Sr_{0.08}) TiO₃-based positive temperature coefficient resistor" , J. Eur. Ceram. Soc. 22 (2002) 2143–2148.

[3] : Chih-Kuo Liang a,*, Chen-Che Tsai " Evaluation of a novel PTC thermistor for telecom overcurrent protection " Sensors and Actuators A 121 (2005) 443–449

[4] : w35x M.Lee, M. Yoo, " Detectivity of thin-film NTC thermal sensors "Sens.Actuators A 96 (2002) 97.

[5] : H. Kuttner, G. Urban, A. Jachimowicz, F. Kohl, F. Olcaytug, P.Goiser, Microminiaturized thermistor arrays for temperature gradient,flow and perfusion measurements, Sens. Actuators, A 25–27_1991. 641–645.

[6] : sensor Handbook

[7] . Ilić D., Butorac J., Fercović L. "Temperature measurements by means of NTC resistors and a two-parameter approximation curve", Measurement, 2008. – Vol. 41(3). –pp.294–299.

[8]. Chiachung Chen. "Evaluation of resistance–temperature calibration equations for NTC thermistors" Measurement, 2009. – Vol. 42(7). – P. 1103–1111.

[9] : Steinhart I. S., Hart S.R. "Calibration curves for thermistors" Deep Sea Research, 1968. – Vol. 15(3). – P. 497–503.

[10] : Kishanlal Premchand, Bharath Bethala, "Bulk silicon based temperature sensor" (2005). Graduate School Theses and Dissertations. Paper 726.

[11] : C.H. Cho "EXPERIMENTAL CHARACTERIZATION OF THE TEMPERATURE DEPENDENCE OF THE PIEZORESISTIVE COEFFICIENTS OF SILICON" (2007) , Graduate School Theses and Dissertations.

[12] : A. Chouiyakh et B. Lang, " Modifications des caractéristiques électriques de contacts métal-silicium par bombardement d'ions argon de faible énergie", *Revue Phys. Appl.* 19 (1984) 971-978

[13] : Muller, R. S., T. I. Kamins, and M. Chen. *Device Electronics for Integrated Circuits*, 3rd ed., New York: John Wiley & Sons, 2003.

[14]. Streetman, B., and S. K. Banerjee. "Solid State Electronic Devices", 6th ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2006.

[15]. Sze, S. M. "Semiconductor Devices: Physics and Technology", 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, 2002.

[16] : Banerjee, K., A. Amerasekera, G. Dixit, and C. Hu. "Temperature and Current Effect on Small-Geometry-Contact Resistance", *Technical Digest of International Electron Devices Meeting*, (1999), 115.

[17] : R.K. Gupta & Al, "Material Property Measurements of Micromechanical Polysilicon Beams", in *Proc. Microlythography and Metrology in Micromachining II* (1996)

[18] : Kwok Siong Teh, Liwei Lin "Time-dependent buckling phenomena of polysilicon micro beams", *Microelectronics Journal* 30 (1999) 1169–1172

[19] W.N. Sharpe Jr., B. Yuan, R.L. Edwards, R. Vaidyanathan, Measurements of Young's modulus, Poisson's ratio, and tensile strength of

polysilicon, *Proceedings of the Tenth IEEE International Workshop On Mems*, Nagoya, Japan, 1997, pp. 424–429.

- [20] S. Brown, W.V. Arsdell, C.L. Muhlstein, Materials reliability in MEMS devices, Proceedings of the Ninth IEEE International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, 1997, pp. 591–593.
- [21] L. Lin, A.P. Pisano, R.T. Howe, Micro strain gauge with mechanical amplifier, IEEE/ASME J. MEMS 6 (4) (1997) 313–321.
- [22] S. Bouwstra, E. De Weerd, M. Elwenspoek, In situ phosphorus-doped polysilicon for excitation and detection in micromechanical resonators, Sensors and Actuators A: Physical 24 (3) (1990) 227–235.
- [23] J.W. Judy, T. Tamagawa, D.L. Polla, Surface micromachined linear thermal microactuator, 1990 IEEE International Electron Devices Meeting, 1990, pp. 629–632.
- [24] : DAVID THOMAS MARTIN, " DESIGN, FABRICATION, AND CHARACTERIZATION OF A MEMS DUAL-BACKPLATE CAPACITIVE MICROPHONE", (2007), Graduate School Theses and Dissertations.
- [25] : Toriyama,T., and S. Sugiyama, Analysis of Piezoresistance in p-type Silicon for Mechanical Sensors, Microelectromechanical Systems, Journal of, 2002. 11: p. 598–604.
- [26] : Yamada, k., et al., Nonlinearity of the Piezoresistance Effect of p-type Silicon Diffused Layers, IEEE Transactions on Electron Devices, 1982. ED-29: p. 71–77.
- [27] : Tufte,O.N., and E.L. Stelzer, Piezoresistive Properties of Silicon Diffused Layers, Journal of Applied Physics, 1963. 34: p. 313–318.
- [28] : Kerr,D.R., and A.G. Milnes, Piezoresistance of Diffused Layers in Cubic Semiconductors, Journal of Applied Physics, 1963. 34: p. 727–731.

[29] : Maier-Schneider,D., J. Maibach, and E. Obermeier, A New Analytical Solution for the Load-Deflection of Square Membranes, *Microelectromechanical Systems, Journal of*, 1995. 4: p. 238–241.

[30] : Mauro J. Kobrinsky, Erik R. Deutsch, and Stephen D. Senturia,"Effect of Support Compliance and Residual Stress on the Shape of Doubly Supported Surface-Micromachined Beams", *JOURNAL OF MICROELECTROMECHANICAL SYSTEMS*, VOL. 9, NO. 3, SEPTEMBER 2000

[31] : R. L. Mullen, M. Mehregany, M. P. Omar, and W. H. Ko, “Theoretical modeling of boundary conditions in microfabricated beams,” in *Proc. IEEE Microelectromech. Syst.*, Nara, Japan, 1991, pp. 154–159.

[32] : [19] D. O. Brush and B. O. Almroth, *Buckling of Bars, Plates, and Shells*. New York: McGraw-Hill, 1975.

[33] : Noor, A.K., Peters, J.M., 1992. Thermomechanical buckling of multilayered composite plates. *J. Eng. Mech.* 118, 351±366.

[34] : Noor, A.K., Starnes Jr., J.H., Peters, J.M., 1993. Thermomechanical buckling and postbuckling of multilayered composite panels. *Composite Structures* 23, 233±251.

[35] : Roderick, G.L. 1980. Prediction of cyclic growth of cracks and debonds on aluminum sheets reinforced with boron/epoxy. In:

[36] : Lenoe, E.M., Oplinger, D.W., Burke, J.J. (Eds.), *Fibrous Composites in Structural Design*. Plenum Press, New York, pp. 467-481.

[37] : Sih, G.C., Hong, T.B., 1989. Integrity of edge-debonded patch on cracked panel. *Theoretical and Applied Fracture Mechanics* 12, pp.121-143.

[38] : Simitses, G.J., 1986. *An Introduction to the Elastic Stability of Structures*. Krieger Publishing Company, Malabar, Florida, pp.125-127.

[39] : Singh, G., Venkatswara Rao, G., Iyengar, N.G.R., 1993. Thermal post buckling behavior of rectangular antisymmetric cross-ply composite plates. *Acta Mechanica* 98, pp.39-50.

[40] : Tauchert, T.R., 1991. Thermally induced flexure, buckling, and vibration of plates. *Appl. Mech. Rev.* 44, pp.347-360.

[41] : Timoshenko, S., 1925. Analysis of bi-metal thermostats. *J. Optical Society of America and Review of Scientific Instruments* 11, pp.233-255.

[42] : S. Uma, A. D. McConnell, M. Asheghi, K. Kurabayashi, and K. E. Goodson, " Temperature-Dependent Thermal Conductivity of Undoped Polycrystalline Silicon Layers ", *International Journal of Thermophysics*, Vol. 22, No. 2, 2001

[43] B. L. Zink, F. Hellman, " Specific heat and thermal conductivity of low-stress amorphous Si-N membranes", *Solid State Comm.* 129, 199 (2004).

[44] : B. L. Zink, B. Revaz, J. J. Cherry, and F. Hellman, " Measurement of thermal conductivity of thin films with a Si-N membrane-based microcalorimeter", *REVIEW OF SCIENTIFIC INSTRUMENTS* 76, 024901 (2005)

Chapitre 4. Mesurage de la pression dans l'azote

4.A Introduction

Plusieurs instruments de mesures ont été proposés pour mesurer la pression d'un fluide avec un micro-capteur MEMS. Ces capteurs incluent entre autre l'usage de la réflexion optique [1], l'interférométrie [2], la détection capacitive [3], les transistors à effets de champs [4], et les piezorésistance [5], ces derniers formant la classe la plus aboutie des micro-capteurs de pression et sont traités plus en détail ci dessous.

4.A.1 *Capteur de pression MEMS piezoresistifs*

En effet les capteurs de pression MEMS en silicium sont une classe de capteurs de pression qui permettent l'emploi de techniques compatibles avec les technologies et les procédés de fabrication de circuits intégrés, afin de réaliser de fin diaphragmes sur un substrat de silicium. Les capteurs de pression MEMS ont peu à peu remplacés leurs équivalents mécaniques et ont conquis au fil des ans 80% du marché du capteur de pression. Les avantages qui ne peuvent être obtenu que pas le silicium sont nombreux. Le silicium est un matériau aux propriétés mécaniques idéales qui ne présente aucun hystérésis (comme c'est le cas d'un mécanisme) et qui est élastique jusqu'à sa limite de rupture (il n'est jamais plastique). Il résiste mieux à la charge que l'acier et leurs modules d'Young sont équivalent [6]. L'effet piezorésistif, caractérisé par le facteur de jauge

longitudinal, est typiquement proche de 2 pour la plupart des métaux usuels, 10 à 40 pour le silicium polycristallin (polysilicium), et de 50 à 150 pour le silicium monocristallin [7-9], soit près de deux ordres de magnitude supplémentaire que pour un métal. L'usage du silicium est très largement répandu dans la réalisation de circuits intégrés dont les procédés de fabrication sont les plus fiables et fournissent des techniques de dimensionnement de très haute précision. Un substrat de silicium permet de réaliser plusieurs centaines de puces de capteur avec une très haute reproductibilité à un coût très faible. De plus l'électronique nécessaire au conditionnement du signal peut être intégrée sur la même puce pour une taille finale de quelques millimètres [10]. Tous ces facteurs clés participent au succès des capteurs de pression micro-usinés.

Pour réaliser la jauge de contrainte, un dopant de type p , typiquement du bore, est diffusé à l'intérieur du diaphragme de silicium dopé n aux endroits les plus sensibles à la déformation afin de former des résistances qui sont électriquement isolées du diaphragme ainsi qu'entre elles par des jonctions p - n inverses. De sorte que la jauge de contrainte, le diaphragme et l'ensemble du support de la puce sont toutes comprises dans le même élément de silicium monocristallin, réalisant ainsi un exemple d'intégration monolithique. La structure résultante ne produit ni hystérésis ni fluage et ne réagit pas vis-à-vis des dilatations thermiques des matériaux. Cependant le corps de silicium doit encore être monté sur un support, dont les propriétés mécaniques peuvent être différentes de celui du silicium. Il est donc important d'isoler les contraintes entre le support de capteur et l'élément sensible qui peuvent autrement produire une dérive à long terme du capteur et un comportement indésirable face à la température. Le support du capteur est souvent réalisé par un wafer en verre ou en silicium. Pour les mesures différentielles, une ouverture du support doit préalablement être réalisée. La soudure entre deux wafers est réalisée sous vide, ce qui permet de fournir une référence de pression, qui est scellée [6,11]. De nombreux packagings sont disponibles dans une large variété de plastiques, métaux ou céramiques.

Beaucoup peuvent être soudés à un circuit imprimé. D'autres proposent un diaphragme annexe inerte chimiquement et un fluide de transfert incompressible afin isoler l'élément sensible d'une éventuelle ambiance corrosive. Ces capteurs sont destinés à une large gamme d'application pour l'industrie, le médicale, l'automobile, l'aérospatiale ou encore à l'usage militaire.

4.A.2 Limitation des capteurs de pression MEMS piezorésistifs

Les limitations des micro-capteurs de pression piezorésistifs sont décrites dans ce paragraphe. Malgré l'importance relative de la piezorésistivité des jauges de contrainte en silicium, la variation relative de résistance pleine échelle est typiquement de 1% à 2% seulement (soit 10 mV/V à 20 mV/V pour une sortie non-amplifiée). Pour obtenir une résolution de 0.1% pleine échelle, la reproductibilité, l'hystérésis, la linéarité et la stabilité de la résistance de la jauge doit être contrôlé ou compensé de quelques parties par million (ppm). De plus la déformation des jauges de contraintes est aussi particulièrement sensible à la température. Il y a principalement deux source de dérive de température : le coefficient de température (TCR) de la résistivité de la jauge de contrainte (proche de 0.1%) ; et le coefficient de température du facteur de jauge (proche de -0.1%), qui cause une diminution de la sensibilité lorsque la température augmente. Une méthode élémentaire pour s'affranchir de ces contraintes consiste à monter les quatre jauges de contraintes dont les résistances et les TCR sont très proches l'unes de l'autre pour constituer un pont de Wheatstone. Leurs formes sont déterminées de sorte qu'elles soient alignées avec la direction principale des contraintes sur le diaphragme pour que deux jauges de contraintes produisent une augmentation de résistance quand les deux autres produisent une diminution de résistance, produisant un déséquilibre du pont de mesures différentielles. Puisque les TCR sont

identiques, la variation de résistance du fait de la température étant alors identique pour les quatre jauges de contraintes, l'équilibre du pont n'est pas modifié.

Une autre limitation majeure des capteurs de pression piezorésistifs en silicium consiste en la non-linéarité de la réponse à la pression provenant de la non-linéarité de la déformation de la membrane par la pression. Aussi, la non-linéarité des caractéristiques piezorésistives du silicium sont à considérer. Cet écart à la linéarité peut être compensée par un circuit analogique. Les dispositifs les plus précis utilisent couramment une compensation numérique par micro-processeur et la mémorisation des coefficients de correction pour compenser les défauts de température et de non-linéarité. Les meilleurs capteurs de pression piezorésistifs en silicium actuels fournissent une résolution inférieure à 0.1% pleine échelle et une stabilité à long terme de 0.1% pleine échelle par an. La compensation de température couvre une gamme allant de -40°C à 85°C. L'offre commerciale disponible couvre une gamme allant de 10 kPa à 70 MPa (0.1 à 700 bars). Les prix à l'an 2000 sont de 5USD à 20USD pour les dispositifs non compensés ; et de 10USD à 50USD pour les dispositifs compensés (utilisant une correction par laser des résistances).

4.A.3 Jauges Pirani MEMS.

Alors que les méthodes précédentes utilisent la déformation de l'élément sensible comme support de la mesure de la pression, une autre approche consiste à utiliser la dépendance des paramètres thermo-physique d'un gaz avec la pression. Cette approche est principalement utilisée par les jauges Pirani, qui utilisent la dépendance à la pression de la conductivité thermique d'une mince couche de gaz [12,13]. Les jauges Pirani sont une variante de la méthode du fil chaud décrite au chapitre 1. Cette méthode aboutie actuellement à la conception, la réalisation et la validation de jauges micro-jauges Pirani complètement compatible avec les standard

technologiques et les procédés de fabrication des circuits intégrés, permettant une complète intégration monolithique du capteur avec son électronique dédié [14-18]. Une limitation majeure réside en ce que, de part la nature même du principe physique impliqué spécifiquement par les jauges Pirani, qui sera détaillé dans la suite de ce chapitre, la plupart des micro-jauges Pirani ont une étendue de mesure limitée et n'atteignent pas la pression atmosphérique [19-21]. Néanmoins, les variantes ultimes de ces capteurs, les nano-jauges Pirani, permettent de déplacer et centrer cette étendue de mesure vers la pression atmosphérique [22,23]. Puisque les jauges Pirani dérivent de la méthode du fil chaud, la mesure de la pression utilise comme support le régime permanent de l'établissement de la température dans l'élément sensible du capteur.

4.A.4 Réponse transitoire d'une jauge Pirani

Les propriétés thermo-physiques d'un échantillon gazeux dépendent simultanément de la pression et de la température. Jitchin and Ludwig [24], ont étudiés, pour la première fois en 2004, plus spécifiquement, le régime transitoire d'une jauge Pirani de 16 mm de diamètre du commerce, et ont observés que son régime transitoire continu de varier au-delà de l'étendue de mesure du régime permanent (entre 0.01 mbar et 100 mbar). Leur conclusion furent que cette propriété pourrait être utilisée pour étendre l'étendue de mesure d'une jauge Pirani vers la pression atmosphérique.

Il semble cependant que ces travaux souffrent d'un certain manque de précision. En effet, les dimensions de leur appareillage et la température élevée du filament (110°C) font que le dispositif étudié est particulièrement sensible aux transferts de chaleurs convectifs. La convection thermique correspond à un transport de la chaleur par la mise en mouvement d'ensemble du fluide sous l'effet d'une force, la gravitation. Les dimensions de l'appareillage de [24] (38mm de long, 16mm de diamètre et un filament en tungstène de 10 μ m de diamètre) font qu'au fur et à

mesure que la densité du fluide augmente, proportionnellement avec la pression, la présence de d'écoulement turbulents tend à faire osciller la réponse du capteur à des fréquence relativement basses, ce qui est largement visible à la figure 4 de [24] au-delà de 0.1s de refroidissement de l'élément sensible pour les plus hautes valeurs de la pression. De plus, les transferts convectifs de chaleur étant par nature dépendant du vecteur d'accélération de la pesanteur, les résultats de [24] sont très probablement hautement dépendants de l'orientation du dispositif de mesure, ce qui n'est pas documenté dans leur étude.

Nous avons indépendamment reproduit cependant une variante du protocole de [24] avec une jauge Pirani micro-usinée. Ceci a permis de démontrer, pour la première fois dans le cas d'un micro-capteur, que la FIR d'une micro-jauge Pirani est sensible à la pression, au voisinage de la pression atmosphérique et hors de l'étendue de mesure traditionnelle, même lorsque la conductivité thermique de l'échantillon reste constante [25]. La méthode mise en œuvre, très semblable à celle décrite dans ce chapitre, permet un minimum d'interférence des transferts convectifs du fait de la faible température de chauffage de la jauge.

La suite de ce chapitre, basé sur la référence [26], démontre expérimentalement, pour la première fois, que la méthode transitoire du fil court chauffant peut être utilisée pour réaliser la mesure de la pression avec une haute précision, dans du diazote, entre 1 bar (la pression atmosphérique) et 11 bar, et que cette gamme de mesure peut être étendue largement au-delà de 11 bar. L'influence de la température ambiante sur le mesurage est aussi prise en compte.

4.B Principe physique

Les principes physiques décrivant le comportement de la réponse transitoire d'un fil chauffant ont été décrits dans le chapitre 1. Cette section a pour objet de préciser le comportement des

constantes thermophysiques du diazote en fonction de la pression et de la température dans les conditions expérimentales dans lesquelles s'effectuent les expériences réalisées.

A l'échelle du micro-dispositif, la dépendance à la pression de la conductivité thermique de l'échantillon gazeux est gouvernée, dans les faits, par l'épaisseur de la couche de gaz entre la source chaude et la source froide. En effet, selon la valeur de la pression, donc de la densité du gaz, cette épaisseur peut devenir du même ordre de grandeur que le libre parcours moyen d'une molécule du gaz. La relation entre la conductivité thermique du gaz et l'épaisseur de la couche de gaz est donné par :

$$k_2 = \frac{a_1}{\sqrt{T_S}} \frac{P P_t}{P + P_t} d \quad (4.1)$$

$$P_t = \frac{a_2}{d} \quad (4.2)$$

où P et P_t sont respectivement la pression ambiante du gaz et la pression dite de transition, toutes deux exprimées en Pa, T_S la température ambiante, évaluée en K, d l'épaisseur de la couche de gaz, évaluée en m, et les constantes $a_1=14.33 \text{ Wm}^{-2}\text{K}^{-1/2}\text{Pa}^{-1}$ et $a_2 = 3.139 \times 10^{-2} \text{ Pa m}$ sont des constantes thermodynamiques détaillées dans [22,23]. La pression de transition P_t représente la pression à laquelle la conductivité thermique de la couche de gaz, k_2 , est la plus sensible à la pression. La relation (4.2) montre que la réduction de l'épaisseur de la couche de gaz permet de déplacer la pression de transition vers les hautes pression. Ceci correspond au levier même de la conception des micro- et nano-jauges Pirani et est illustré à la Figure 4.1.

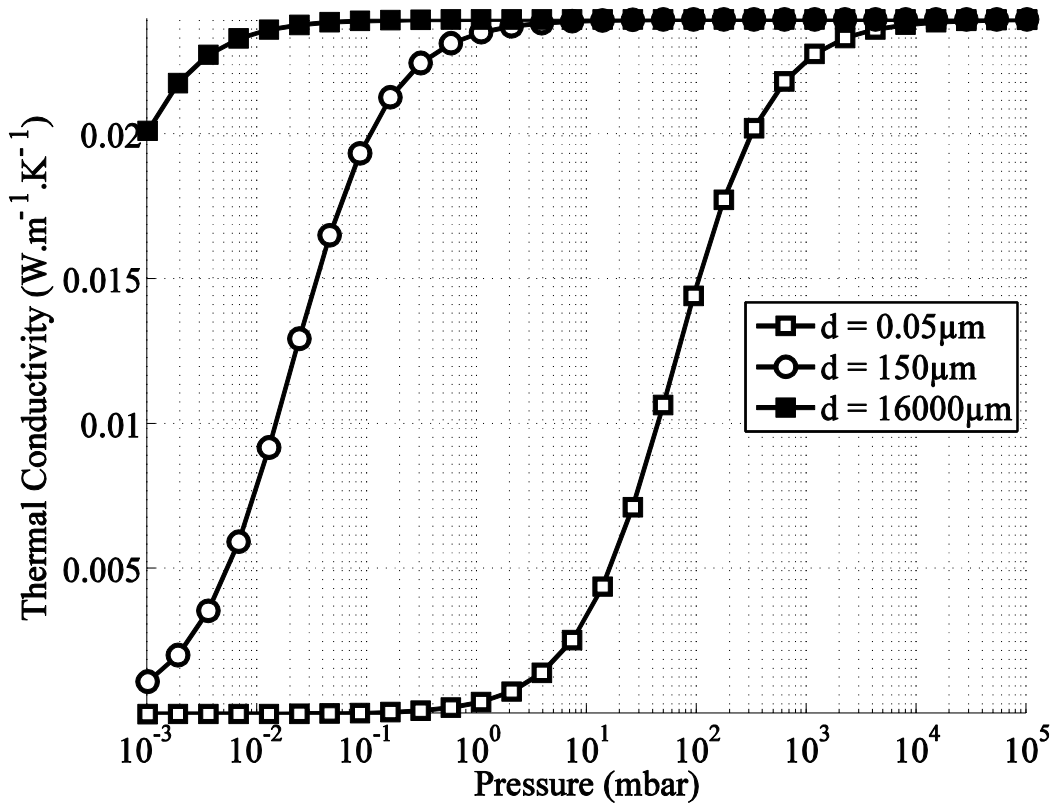


Figure 4.1 Conductivité thermique k_2 du diazote (en $\text{Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$) en fonction de la pression (en mbar) pour différentes valeurs de l'épaisseur de la couche de gaz $d=50\text{nm}$ [16], $150\mu\text{m}$ (Poly4k) and 16mm [24].

Dans le cas des capteurs que nous traitons, la sous-gravure du substrat est suffisamment importante (systématiquement supérieure à $100\mu\text{m}$) pour que la contribution de l'épaisseur de la couche d'air à la conductivité thermique de l'échantillon gazeux soit négligeable dans la gamme de pression d'intérêt – c'est-à-dire au dessus de la pression atmosphérique. Ceci aussi distingue caractéristiquement les cas de capteurs que nous présentons au cas d'une jauge Pirani.

Ainsi, les valeurs des constantes thermophysiques à prendre en compte sont les valeurs classiques du gaz échantillon dans la gamme de pression et de température d'intérêt. Les références [27, 28] fournissent l'ensemble de ces grandeurs dans le cas d'un gaz de diazote entre 23°C et 150°C et entre la pression atmosphérique et jusqu'à 100bars. La Figure 4.2 et la Figure

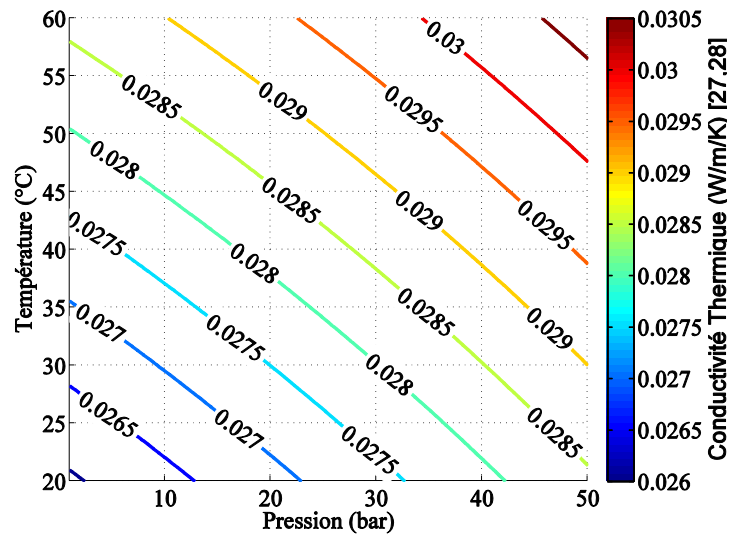


Figure 4.2 : Conductivité thermique du diazote (en W/m/K) en fonction de la pression (en bar) et en fonction de la température ambiante (en °C).

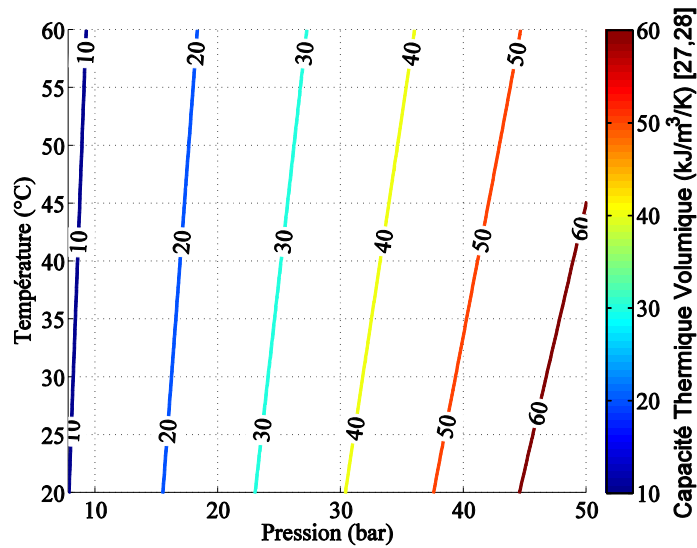


Figure 4.3 : Capacité thermique volumique du diazote (en $\text{kJ/m}^3 / \text{K}$) en fonction de la pression (en bar) et en fonction de la température ambiante (en °C).

4.3 illustrent respectivement l'évolution de la conductivité thermique et de la capacité calorifique volumique du diazote sur cette gamme de température et de pression.

Ces figures montrent que la sensibilité de la capacité thermique volumique (dont dépend fortement la vitesse de chauffe du capteur) est en fonction de la pression très significative.

4.C Résultats expérimentaux

La dépendance des propriétés de thermophysiques de l'échantillon gazeux vis-à-vis de la pression influe sur la réponse transitoire de la température moyenne d'auto-échauffement $\theta_1(t, T_s, P)$ de l'élément sensible. Nous détaillons dans cette section le protocole expérimental, l'application de la méthode de mesurage (à une inconnue) décrite à la section 1.C.1 – notamment la détermination du seuil de comparaison nominal-optimal V_r utilisé pour déclencher l'arrêt de l'horloge numérique - ainsi que les caractéristiques et la précision du mesurage. L'influence de la température ambiante est également étudiée. Les capteurs utilisés sont les jauges Poly4k.

4.C.1 *Protocole expérimental.*

Une puce de capteur Poly4k (contenant les éléments sensibles libérés et non-libérés) est montée sur un support de puce (chip carrier) TO-16, qui est directement brasé sur un PCB traditionnel. Un soin particulier est apporté pour que la branche reliant les éléments sensibles à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur d'instrumentation soit aussi courte que possible. Le pont de Wheatstone est polarisé par un signal d'entrée échelon $e(t)$ (0-5V, long de 8.0 ms environ), et le signal aux bornes de la branche différentiel est amplifié par un amplificateur d'instrumentation AD625 de gain $G = 100$, alimenté par une source symétrique $\pm 15V$, afin de fournir le signal transitoire amplifié $V_m(t)$.

La réponse transitoire est enregistrée par un oscilloscope Agilent TDS-2024, utilisé à la manière d'un ADC 8-bits. L'horloge numérique est un compteur universel Agilent 53131A universel et le seuil de comparaison V_r est une référence de tension interne au compteur universel,

piloté par bus SCPI. De manière évidente, le compteur universel (ADC 1bit) et l'oscilloscope (ADC 8bit) fonctionnent de manière indépendante.

La cuve de test consiste en une cuve cylindrique de 50 cm³ environ, munie de passe câble et reliée au détendeur d'une bouteille d'azote comprimée. Ce protocole, tel quel, ne permet la caractérisation qu'au dessus de la pression atmosphérique. La pression et la température à l'intérieur de la cuve est mesurée par un capteur Keller 33 de 0.05% de résolution et par une jauge Pt100 montée sur support TO-16 avec graisse thermique et câblée par la méthode 4 fils à l'extérieur du passe câble étanche. Les résultats de mesure sont obtenus par de lentes variations de la pression afin d'éviter les chocs thermique dans l'enceinte.

La température moyenne d'auto-échauffement en régime transitoire (la réponse indicielle) de l'élément sensible libéré est calculée par l'équation (3.7).

4.C.2 Résultats préliminaires

A la manière de la méthode de mesurage à une inconnue ou l'humidité est connue (elle est nulle), le mesurage de la pression est réalisé à partir de la mesure du temps $\tau(P, T_S)$ entre la détection du front montant de $e(t)$ (qui déclenche l'horloge du compteur universel) et entre le moment où le front montant de $V_m(t)$ atteint le seuil de comparaison V_r . Nous présentons à la Figure 4.4 une compilation de différents enregistrements de réponses indicielles à différentes pressions, lorsque $T_S=24^\circ\text{C}$, ainsi que la température d'auto-échauffement $\Theta_1(t)$ déterminée. Cette figure montre de manière préliminaire que la vitesse d'échauffement de l'élément sensible dépend significativement de la pression sur la gamme 1bar – 11bars.

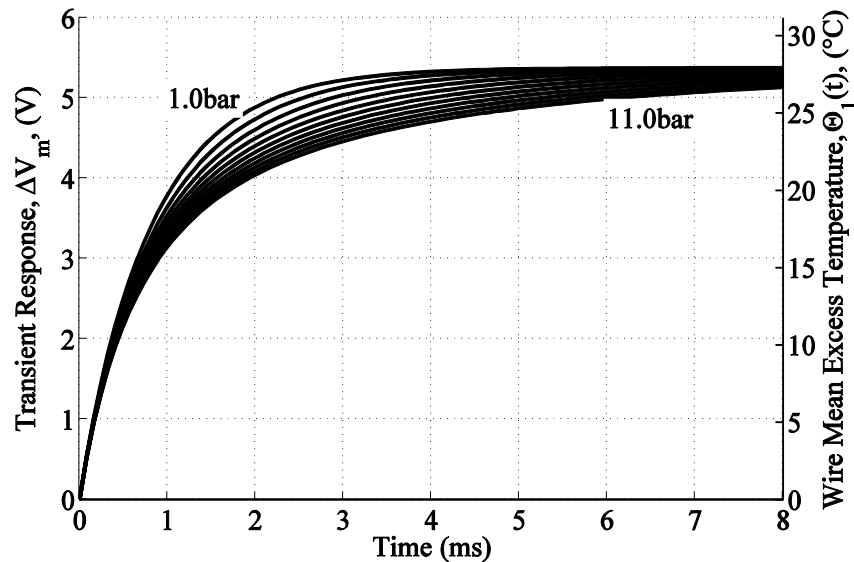


Figure 4.4 : Réponse transitoire V_m (en V) et température moyenne d'auto-échauffement Θ_1 (en °C) en fonction du temps (en ms) pour différentes valeurs de la pression entre 1.0 bar et 11.0 bars

Etant donné ces résultats préliminaires, nous décrivons dans la section suivante la procédure de détermination du paramétrage du seuil de comparaison nominal-optimal V_r permettant d'obtenir une espérance de précision optimale sur la gamme de pression étudiée.

4.C.3 Paramétrage du mesurage – Procédure de calibration

Dans le cadre de cette section, la température ambiante est supposée connue et constante. Un large échantillon de réponses transitoires est préalablement enregistré. Du fait d'un bruit de quantification très important, les données sont approximées par la méthode d'estimation paramétrique de Steiglitz-McBride [25, 29-30]. En effet, cette méthode permet d'estimer la FIR du système dont la réponse indicelle approxime au mieux (critère LMS) les signaux

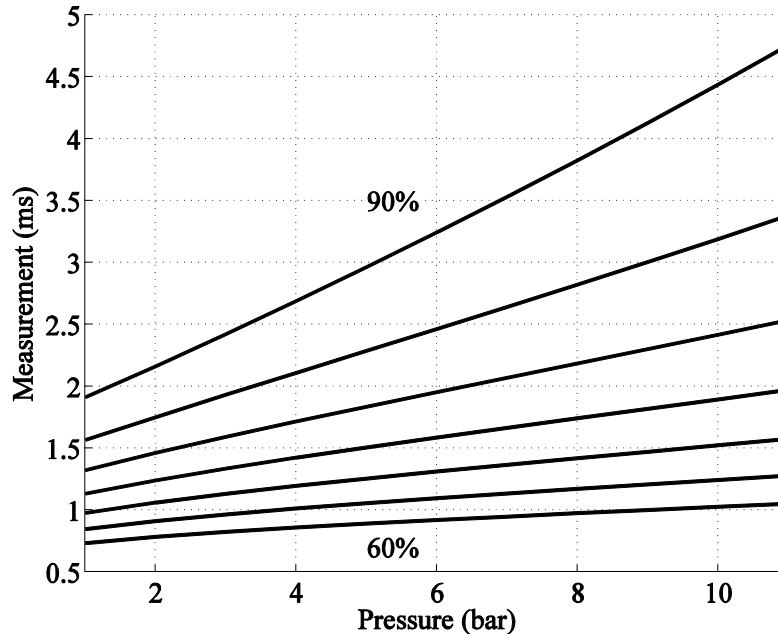


Figure 4.5 : Courbes caractéristiques du capteur (en ms) en fonction de la pression (en bar) pour différentes valeurs du seuil de comparaison V_r (en %) variant entre 60% et 90% par paliers de 5%.

expérimentaux enregistrés. Cette méthode permet plus particulièrement de filtrer le bruit de quantification (i.e. lisser les courbes) sans pour autant altérer la courbure des signaux.

Par interpolation (polynômes de Lagrange), un ensemble de courbes caractéristiques $\tau(P, T_S, V_r)$ du capteur sont déterminées respectivement pour un large ensemble de seuil de comparaison, ce qui est illustré à la Figure 4.5. De la même manière qu'à la section 1.C.1, le seuil de comparaison est référencé vis-à-vis de $V_{min} = V_m(t = 0)$ puis est exprimé comme un pourcentage de l'amplitude de la réponse du capteur en régime permanent, à une température de référence de 20°C et à une pression de référence de 1013mbar qui correspond à $\Delta V_{m,ref} = 5.379V$. Il est ainsi possible de remarquer que chacune des caractéristiques à un comportement significativement linéaire avec la pression.

L'incertitude en terme de temps $\delta\tau$ correspondante à chacune de ces caractéristiques est calculée à partir de l'équation (1.68) avec $\sigma = 250\mu V$ mesuré. Connaissant les courbes

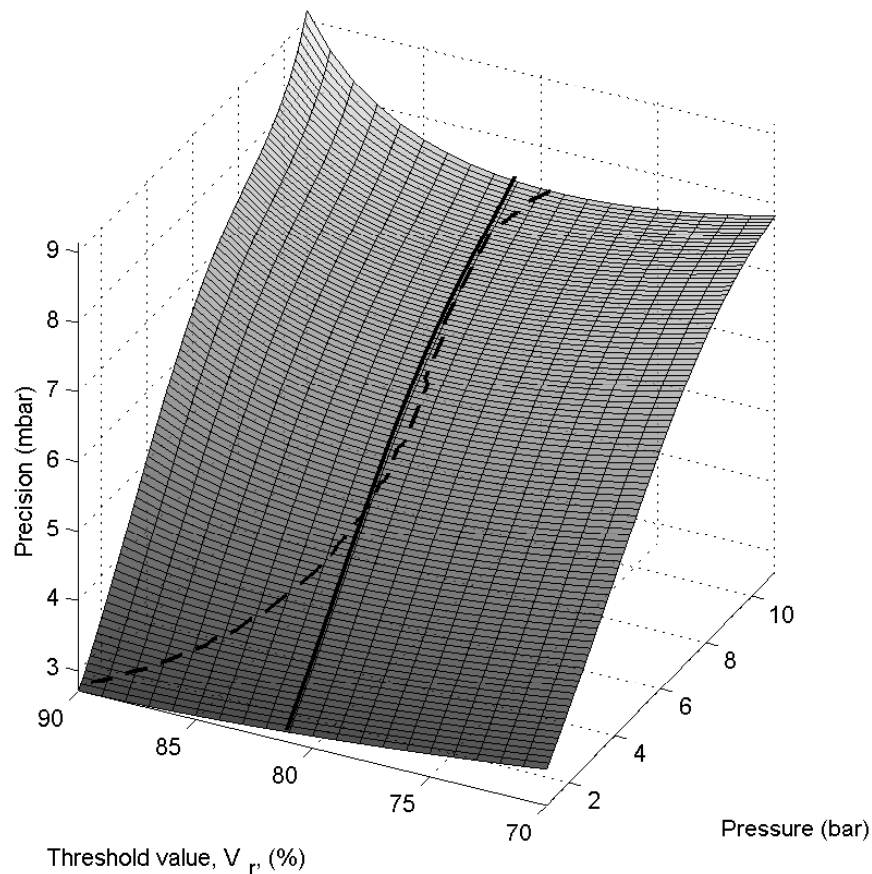


Figure 4.6 : Précision du mesurage (en mbar) en fonction de la pression (en bar) et du seuil de comparaison (en %). Le trait en tiret indique la précision optimale et le trait plein indique la précision nominale optimale.

caractéristiques, l'imprécision $\delta\tau$ sur τ est reliée de manière affine à une imprécision δP sur P , qui est calculée par l'équation (1.69) avec $\delta RH=0\%RH$.

La valeur nominale-optimale du seuil de comparaison correspond à celle qui minimise la précision δP sur l'intégralité de l'étendue de mesure. La Figure 4.6 présente la précision sur le mesurande $\delta P(P, T_S, V_r)$ en fonction de la pression et en fonction du seuil de comparaison à $T_S=23^\circ\text{C}$ ainsi que la valeur optimale de V_r en fonction de la pression puis sa valeur nominale-optimale ($0.814 \Delta V_{m,ref}$ at 23°C).

De manière remarquable, à pression donnée, la différence entre la précision optimale et la précision nominale optimale est peu significative et est de 2% dans le cas le plus défavorable. Ceci montre accessoirement que le choix du seuil nominal-optimal, bien qu'altérant légèrement la précision, simplifie significativement la procédure de mesurage. En effet, il n'est alors pas utile d'injecter en retour (par rétroaction) la valeur du mesurande dans le paramétrage du mesurage (la valeur du seuil optimal dépendant du mesurande).

4.C.4 Influence de la température ambiante

Un protocole expérimental, très proche du précédent, est utilisé pour étudier l'influence de la température ambiante sur le paramétrage du mesurage entre 20°C et 80°C. La seule différence significative consiste à disposer l'enceinte de mesure dans une étuve, à la manière du protocole décrit à la section 3.b.2.a, le circuit de conditionnement étant placé à l'extérieur de l'étuve pour s'abstraire de l'influence de la température ambiante sur le circuit de conditionnement. Puisque le conditionnement du signal n'est pas réalisé au voisinage le plus proche de l'élément sensible, un taux significatif de bruit de fond se superpose au signal. De sorte que les performances du capteur en terme de précision seront extrapolées en utilisant la même valeur de σ que dans le cas de la section précédente. Etant donné la dérive connue de la tension de décalage V_{min} avec la température ambiante, la valeur absolue du seuil de comparaison programmé dans le compteur universel est systématiquement mise à jour en fonction de la valeur de la température ambiante mesurée par la jauge Pt100.

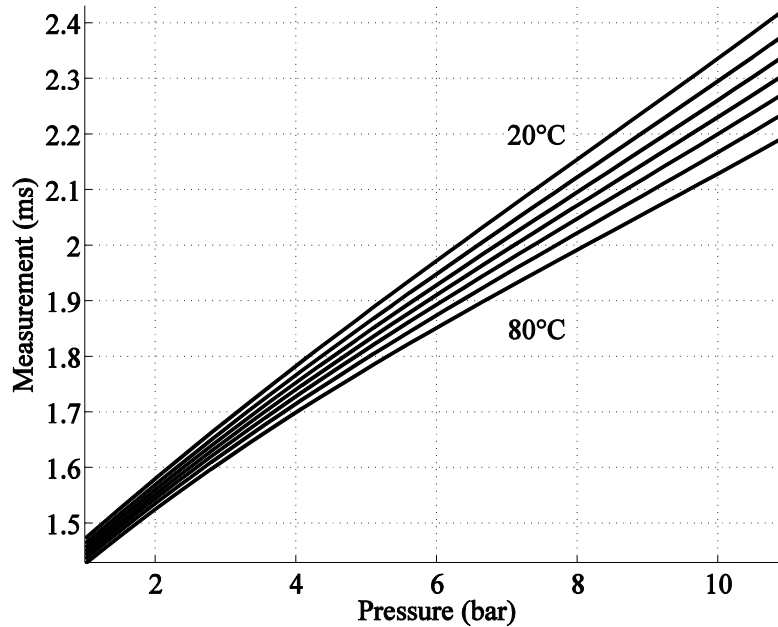


Figure 4.7 : Courbes caractéristiques nominales optimales (en ms) en fonction de la pression (en bar) pour différentes valeurs de la température ambiante (en °C) variant entre 20°C et 80°C par paliers de 10°C.

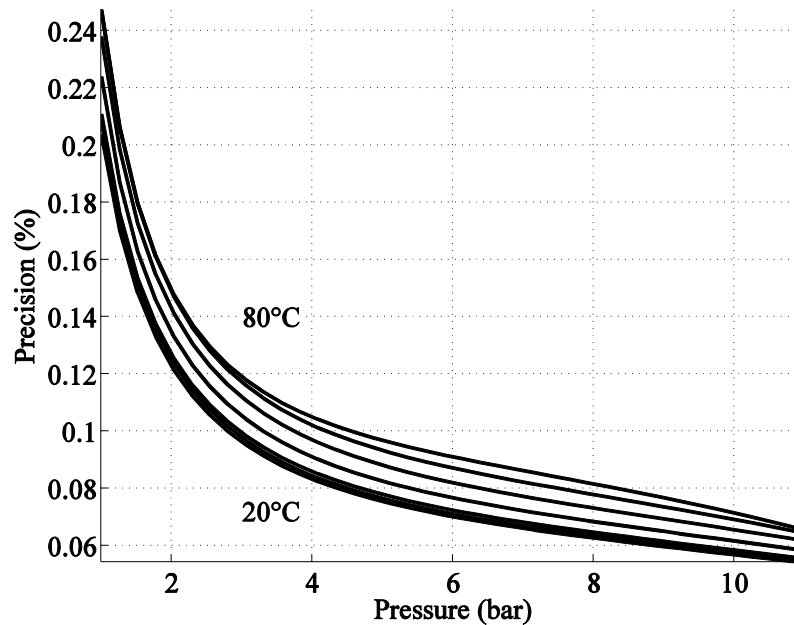


Figure 4.8 : Précision relative nominale-optimale (en %) en fonction de la pression (en bar) pour différentes valeurs de la température ambiante (en °C) variant entre 20°C et 80°C par paliers de 10°C.

La Figure 4.7 présente l'influence de la température ambiante sur les courbes caractéristiques du capteur en utilisant arbitrairement un seuil de comparaison nominal $V_r=0.814$ $\Delta V_{m,ref}$ indépendant de la température ambiante, ce qui a un effet marginal sur la précision, tout en simplifiant significativement la procédure de mesurage. Cette figure montre que les courbes caractéristiques présentent une faible dérive en fonction de la température ambiante, bien que significative, tout en conservant un caractère linéaire très significatif.

La Figure 4.8 présente la précision relative nominale respective à chacune des courbes caractéristiques prédite selon l'équation (1.68). Cette figure montre entre autre que la température ambiante n'affecte pas significativement la précision nominale du mesurage.

4.C.5 Mesurage de la pression

La procédure de calibration décrite précédemment permet de réaliser un paramétrage nominale du mesurage de la pression. La section ci-contre à comme objet de valider cette procédure de calibration.

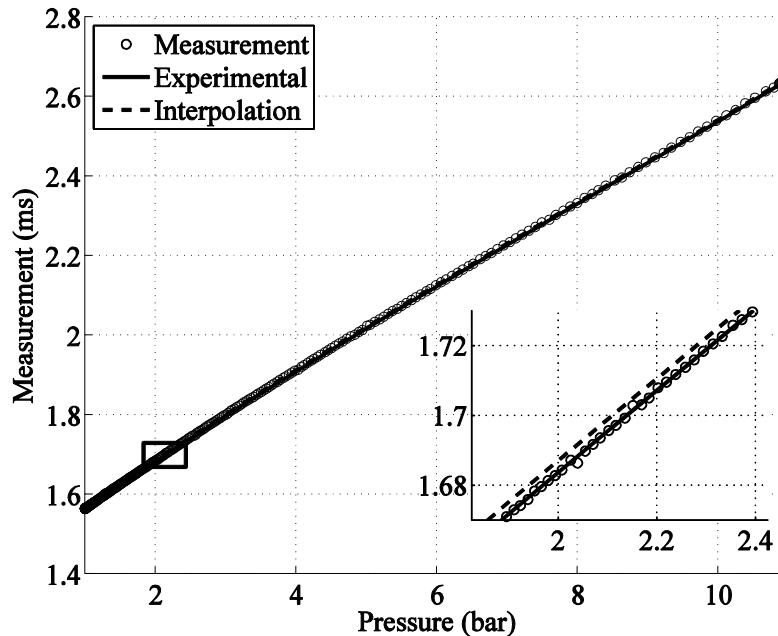


Figure 4.9 : Caractéristique (en ms) en fonction de la pression (en bar) à 23°C et avec $V_r=0.832 \Delta V_{m,ref}$.

La Figure 4.9 présente une collection de mesure $\tau(P, T_S, V_r)$ réalisée à 23°C en utilisant une valeur nominale du seuil de comparaison de $V_r=0.832 \Delta V_{m,ref}$, relativement proche de la valeur nominale-optimale. En effet, une faible déviation du seuil de comparaison n'affecte que marginalement la précision du mesurage. Cependant le mesurage de la pression est réalisé à partir de courbes caractéristiques respectives au seuil de comparaison utilisé. Cette figure montre que la courbe caractéristique obtenue par mesurage direct est très significativement en accord avec la courbe caractéristique prédite à partir d'interpolation du signal numérisé par le convertisseur 8-bit de l'oscilloscope.

Cependant la procédure d'interpolation utilisée introduit un biais qui est de 30mbar dans le cas le plus défavorable. Ce biais peut être significativement réduit par l'utilisation d'une part d'un convertisseur analogique-numérique de plus haute résolution ou d'autre part par l'utilisation d'une autre méthode de filtrage du bruit de quantification. En effet, la procédure d'interpolation pour la

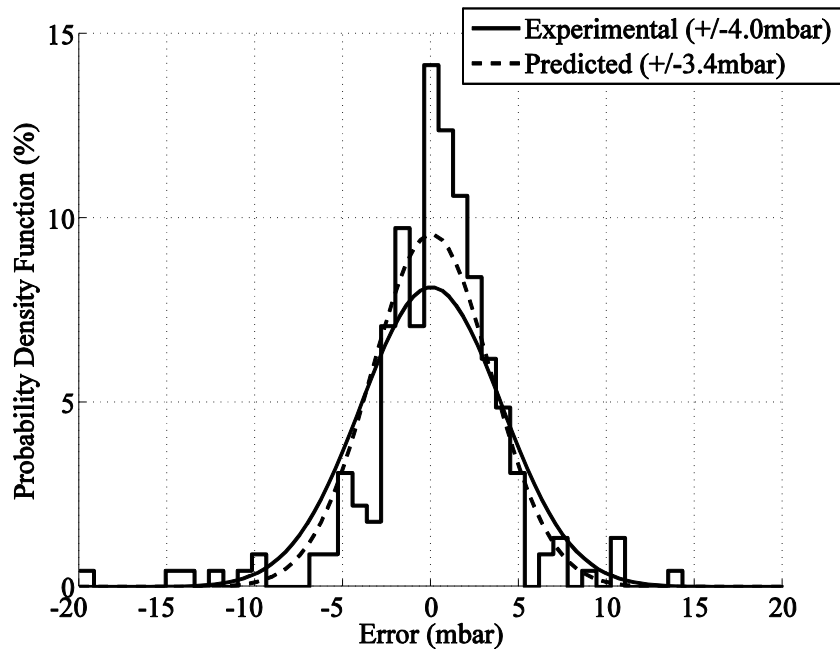


Figure 4.10 : Histogramme du mesurage (en mbar) intégré entre 1 bar et 2 bar à 23°C avec $V_r=0.832 \Delta V_{m,ref}$.

détermination des courbes caractéristiques n'est alors plus dépendante d'une méthode d'estimation paramétrique (qui spécifiquement est à l'origine du biais) et ne se limite plus qu'éventuellement à un lissage locale du signal analogique (par polynôme de Lagrange par exemple ou un polynôme de faible degré) afin de garantir la monotonie du signal au voisinage de la comparaison.

En complément de la figure précédente, la Figure 4.10 présente la précision relative du mesurage sous forme d'un histogramme intégrant tout les mesurages entre 1bar et 2 bars, en utilisant la courbe caractéristique expérimentale (à biais nul). Cette figure démontre entre autre d'une part que la précision prédite est en accord avec la précision mesurée, lorsque la source de bruit équivalente est considérée comme étant une distribution normale. D'autre part, cette figure montre que la distribution de l'erreur est néanmoins significativement plus centrée que dans le cas d'une distribution normale, à déviation standard égales.

4.C.6 Synthèse.

Par extrapolation des résultats expérimentaux précédemment décrits, réalisées dans des conditions nominales, les performances nominales optimales du capteur Poly4k, lorsqu'il est polarisé par un signal $e(t) = 0-5\text{ V}$ sont les suivantes.

- *_ La sensibilité est de 111ns/mbar à 20°C (resp. 102ns/mbar à 80°C) lorsque le mesurande est de 1bar puis de 93ns/mbar à 20°C (resp. 72ns/mbar à 80°C) lorsque le mesurande est de 11 bars.*
- *_ La précision est de 2.1mbar ou 0.21% à 20°C (resp. 2.5mbar ou 0.25% à 80°C) lorsque le mesurande est de 1 bar puis 6.0 mbar ou 0.055% à 20°C (resp. 7.3 mbar ou 0.067% à 80°C) lorsque le mesurande est de 11 bars.*
- *_ La consommation de l'élément sensible libéré est de 1.58mW et 631μA à 20°C puis 1.47mW ou 586μA à 80°C.*

Ces performances, associées à la linéarité significative des courbes caractéristiques et leur faible dérive vis-à-vis de la température ambiante, sont encourageantes étant donné la nature de preuve de concept de cette étude.

Nous mentionnons de plus que l'influence de la convection naturelle est insignifiante étant donné que le résultat du mesurage n'est pas affecté par l'orientation de l'élément sensible vis-à-vis du vecteur de l'accélération de la pesanteur dans les conditions d'utilisation précédemment décrites.

Par contre, une significative augmentation de l'amplitude de $e(t)$ associée à une significativement plus longue durée de l'échauffement à durée de refroidissement constante se répercute en une significative augmentation de l'imprécision et du biais du mesurage.

4.D Conclusion et perspectives

Ce chapitre, tiré essentiellement de [ref nous26] présente, en tant que telle, une méthode innovante pour réaliser le mesurage de la pression d'un gaz dont la composition chimique est connue précisément (en l'occurrence de l'azote sec) sur une étendue de mesure (1bar – 11bars) jamais atteinte par un élément sensible de ce calibre (un micro-fil MEMS dont la profondeur de sous-gravure est de 150 μ m). L'élément sensible est un micro-fil MEMS de polysilicium recouvert d'une couche de passivation en nitrure de silicium et sa résistance nominale est proche de 4k Ω . La technologie de microfabrication de l'élément sensible est compatible d'une part avec un procédé industriel CMOS et un procédé de gravure du substrat par la face avant (FSBM) par agent aqueux, ce qui est considéré comme un des procédés d'intégration les plus économiques existant.

En plus des performances en terme de précision cités précédemment, le mesurage utilise un comparateur de signal (ADC 1-bit) comme procédé de numérisation du signal analogique, la résolution numérique étant reporté sur l'utilisation d'une horloge numérique dont la fréquence doit être au moins de 10MHz dans le cas ci-contre. Ceci est avantageux puisque la méthode de mesurage ne nécessite pas l'implémentation d'une ADC N -bit, $N \gg 1$, couteux en termes de consommation, de temps de conception et en termes de surface de silicium.

Très avantageusement, l'étendue de mesure de ce capteur peut être étendue bien au-delà de 11bars sans que cela ne change sensiblement la méthode de mesurage. Ce même capteur peut aussi être utilisé sur une gamme de pression en dessous de 10mbar, puisqu'il est dérivé d'une jauge Pirani prévue à cet effet particulièrement.

D'une part, les performances en termes de précision peuvent être raisonnablement améliorées en utilisant une intégration monolithique de l'électronique de conditionnement. D'autre part, l'utilisation de la méthode de sur-précision décrite à la section 1.C.2.d, associée à une horloge

permettant le sur-échantillonnage (100Mhz par exemple), permettrait de diminuer significativement la précision du mesurage (le bus SCPI du compteur universel utilisé ne se prêtant pas à cet exercice).

Annexe A4. Résultats de simulation

Le complément suivant a pour objet de présenter l'utilisation du modèle analytique décrit à la section 1.B.1. afin de mettre en évidence sa cohérence avec les résultats expérimentaux présentés dans ce chapitre. En effet, les hypothèses fortes de ce modèle (symétrie, homogénéité des constantes physiques), bien qu'elles rendent la procédure de calcul relativement simple, ne permettent pas de prédire le comportement expérimental du capteur avec une haute résolution. En revanche, ces hypothèses sont suffisantes pour appréhender de manière prédictive son comportement général, avec une marge d'erreur raisonnable. Ce complément a ainsi comme objet de valider cela dans le cas du mesurage de la pression dans l'azote.

Les constantes thermophysiques du capteur utilisées dans la simulation à 2 couches sont d'une part fournies au tableau 4.1 pour l'élément sensible, où

$$k_1 = \frac{\sum_{n=\text{matériaux}} k_n S_n}{\sum_{n=\text{matériaux}} S_n} \quad (4.3)$$

$$C_1 = \frac{\sum_{n=\text{matériaux}} c_{p_n} \rho_n S_n}{\sum_{n=\text{matériaux}} S_n} \quad (4.4)$$

$$\rho_1 = \frac{\sum_{n=\text{matériaux}} \rho_n S_n}{\sum_{n=\text{matériaux}} S_n} \quad (4.5)$$

TABLEAU 4.1
Constantes Thermophysiques de l'élément sensible
Jauges Poly4k

<i>Matériau</i>	<i>k</i> (W/m/K)	<i>c_p</i> (kJ/kg/K)	<i>ρ</i> (kg/m ³)	<i>Surface</i> (μm ²)
PolySi	50	753	2330	1.54
SiN_x	1.82	430	3440	15.12
SiO₂	1.3	130	2200	3.8
Totale	5.34	408	3126	20.4

et où finalement

$$c_{p_1} = C_1/\rho_1 \quad (4.6)$$

Pour le gaz échantillon, les constantes thermophysiques sont déduites de [27, 28] et sont illustrées à la Figure 4.2 et la Figure 4.3. La résistance des jauges Poly4k non-libérée et libérée sont fournies au tableau 3.1 (jauge 1) et au tableau 3.2 respectivement. Les autres paramètres sont identiques à ceux utilisés expérimentalement. Le rayon apparent r_1 du micro-filament est déduit à partir de sa section droite, considéré comme étant alors circulaire. Le rayon r_2 est choisi comme étant égal à 250μm, à partir d'un compromis arbitraire entre les 150μm de sous-gravure du substrat de silicium et une épaisseur de gaz nettement supérieure au dessus de ce dernier.

La Figure 4.11 permet de présenter l'allure de la réponse transitoire (indicielle) du capteur ainsi que celle de l'auto-échauffement de la jauge libérée pour différentes valeurs de la pression du gaz échantillon à 20°C. Cette figure est, qualitativement, tout à fait comparable à la Figure 4.4, qui présente les mêmes valeurs observées expérimentalement. Cependant, il convient de remarquer que la simulation fournit un auto-échauffement environ 1.3 fois plus important que les valeurs déduites expérimentalement. En effet, il apparait clairement que le rendement électrothermique évalué en termes de puissance, au voisinage de la pression atmosphérique, des

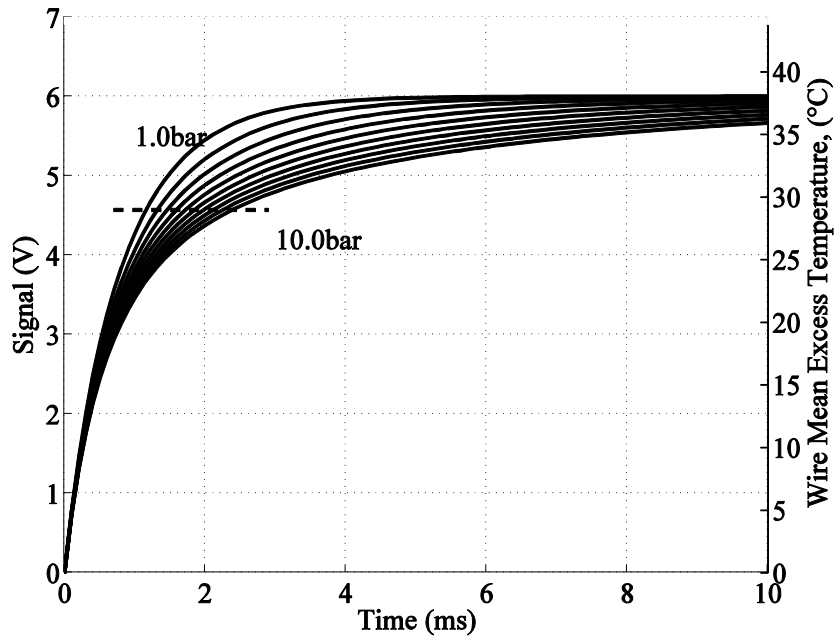


Figure 4.11 : Simulation de la réponse indiciale du capteur (en V) et de l'auto-échauffement de l'élément sensible (en °C) en fonction du temps (en ms) pour différentes valeurs de la pression du gaz échantillon entre 1.0 bar et 10.0 bar par paliers de 1.0 bar et température en régime permanent. Le trait en tirets indique le seuil de comparaison nominal utilisé expérimentalement.

résultats de simulation est lui aussi environ 1.3 fois plus important que celui évalué expérimentalement à la section 3.B.2.c. Ce même facteur est respecté entre 20°C et 80°C.

Ceci est très probablement causé par l'hypothèse d'homogénéité du modèle selon laquelle les constantes thermophysiques sont constantes et indépendantes de l'auto-échauffement. En effet, l'auto-échauffement de l'azote a pour effet d'augmenter sa conductivité thermique, le rendant plus conducteur d'un point de vue thermique, faisant baisser la température moyenne du micro-filament. Une remarque comparable peut être envisagée pour les matériaux constituant l'élément sensible.

La Figure 4.12 présente la simulation directe des courbes caractéristiques $\tau(T_s, P, V_r)$ sur la gamme de pression et de température d'intérêt, déterminées à partir du seuil de comparaison nominal utilisé expérimentalement. Cette figure montre quantitativement que les ordres de

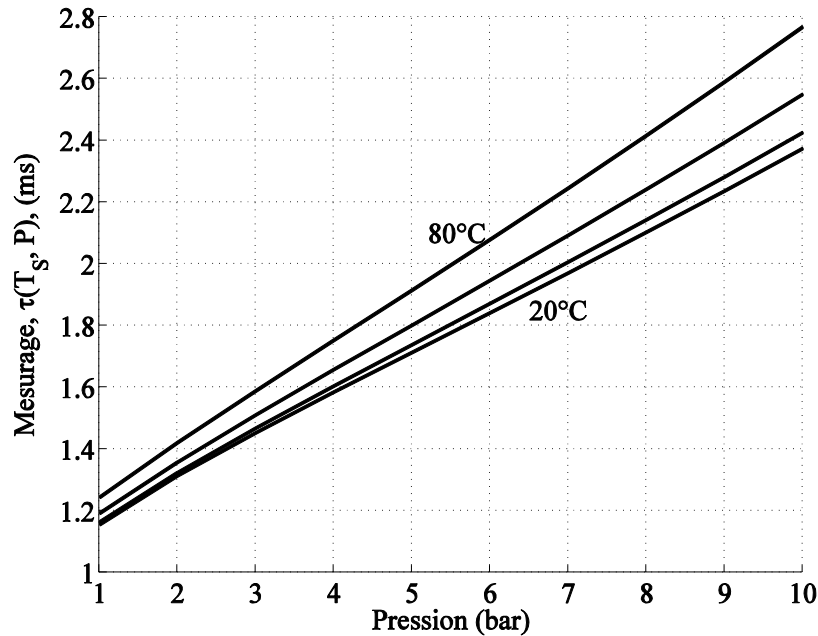


Figure 4.12 : Simulation des courbes caractéristiques du mesurage (en ms) en fonction de la pression (en bar) pour différentes valeurs de la température ambiante entre 20°C et 80°C par paliers de 20°C.

grandeur obtenus expérimentalement sont sensiblement respectés par la simulation. Cependant, la simulation montre que le mesurage de la pression est alors environ 1.75 fois plus sensible qu'expérimentalement. Comme observé expérimentalement, la température ambiante n'affecte pas fortement ces caractéristiques, bien que leur tendance en fonction de la température ambiante ne soit pas identiques entre-elles.

Il n'empêche que ces résultats indiquent clairement que le modèle analytique présenté à la section 1.B.1. est, dans une certaine mesure, sensiblement comparable à l'expérience – moyennant éventuellement l'utilisation de facteurs correctifs que nous n'avons pas cependant pris le parti d'employer.

References du Chapitre 4.

[1] L. Tenerz, L. Smith and B. Hok 1991 “A fiberoptic silicon pressure microsensor for measurements in coronary arteries” in Proc. Solid-State Sensors Actuat, Transducers, May 91, pp 1021–1023

[2] T. Katsumata, Y. Haga, K. Minami and M. Esashi 2000 “Micromachined 125 μm diameter ultra miniature fiber-optic pressure sensor for catheter” Trans. Inst. Electr. Eng. Jpn E, vol. 120, pp. 58–63,

[3] J. Ji, S.T. Cho, Y. Zhang, K. Najafi and K.D. Wise, “An ultraminiature CMOS pressure sensor for a multiplexed cardiovascular catheter IEEE Trans”,. Electron Devices, vol. 39, pp. 2260–2267, 1992.

[4] E. Hynes, M. O’Neill, D. McAuliffe, H. Berney, W. A. Lane, G. Kelly and M. Hill, “Development and characterisation of a surface micromachined FET pressure sensor on a CMOS” Sensors Actuators A, vol. 76, pp. 283–292, 1999.

[5] K. Wen Hsiung, J. Hyncek and S.F. Boettcher 1979, “Development of a miniature pressure transducer for biomedical applications“, IEEE Trans. Electron Devices, vol.26, pp. 1896–1905, 1979.

[6] : Petersen, K. E. (1982). Silicon as a mechanical material. *Proceedings of the IEEE*, 70(5), 420-457.

[7] : Smith, C. S. (1954). Piezoresistance effect in germanium and silicon. *Physical review*, 94(1), 42.

- [8] : Tufte, O. N., & Stelzer, E. L. (1963). Piezoresistive properties of silicon diffused layers. *Journal of Applied Physics*, 34(2), 313-318.
- [9] : Schubert, D., Jenschke, W., Uhlig, T., & Schmidt, F. M. (1987). Piezoresistive properties of polycrystalline and crystalline silicon films. *Sensors and actuators*, 11(2), 145-155.
- [10] : Wolfenbuttel, R. F. (Ed.). (1995). *Silicon sensors and circuits: on-chip compatibility* (Vol. 3). Springer.
- [11] : Shankland, E. P. (1991). Piezoresistive silicon pressure sensors. *Sensors Magazine*, 22, 22-26.
- [12] M. V. Pirani, 1906 "Selbstzeigendes vakuum-messinstrument", *Deutsch. Phys. Ges.*, vol.24, pp. 686–94
- [13] M. Ruschitzka and W. Jitschin, *Physikalische Grundlagen des Waermeleitungs-Vakuummeters Vak. Prax.* vol. 1, pp. 37–43, 1993.
- [14] C.H. Mastrangelo and R.S. Muller, "Microfabricated thermal absolute-pressure sensor with on-chip digital front-end processor", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 26 pp. 1998–2007, 1991.
- [15] O. Paul, A. Haeberli, P. Malcovati and H. Baltes, "Novel integrated thermal pressure gauge and read-out circuit by CMOS IC Technology", in *Proc. IEEE Int. Electron Devices*, 1994, pp 131–4
- [16] O. Paul and H. Baltes, "Thermal vacuum sensor by CMOS IC Technology and sacrificial metal etching", *Sensors Mater*, vol.6, pp. 245–9, 1994.
- [17] O. Paul and H. Baltes "Novel fully CMOS-compatible vacuum sensor", *Sensors Actuators A* vol. 46-47, pp. 143–146, 1995.

- [18] A. Haeberli, O. Paul, P. Malcovati, M. Faccio, F. Maloberti and H. Baltes, “CMOS integration of a thermal pressure sensor system”, in Proc IEEE Int. Symp. on Circuits and Syst., 1996, pp 377–80
- [19] G. Bedoe, W. Kraus and R. Mueller, “Comparison of different micromechanical vacuum sensors”, *Sensors Actuators A* vol. 85, pp. 181–188, 2000
- [20] J.S. Shie, B.C. Chou and Y.M. Chen, “High performance Pirani vacuum gauge“ *J. Vac. Sci. Technol.* vol. 13, pp. 2972–2979, 1995.
- [21] A.W. Herwaarden, D.C. Van Duyn and J. Groeneweg, “Small-size sensors based on silicon thermopiles”, *Sensors Actuators A*, vol.25, no.27, pp. 565–569, 1991.
- [22] M. Doms, A. Bekesch and J. Mueller, “A microfabricated Pirani pressure sensor operating near atmospheric pressure”, *J. Microtech. Microeng.* vol. 15, pp. 1504-1510, 2005.
- [23] R. Puers, S. Reyntjens, D. De Dbruyker, “The NanoPirani – an extremely miniaturized pressure sensor fabricated by focused ion beam rapid prototyping”, *Sens. & Act. A* vol.97, no. 98, pp. 208-214, 2002.
- [24] W W. Jitchin and S. Ludwig, “Dynamical behavior of the pirani sensor,” *Vacuum*, vol. 75, no. 2, pp. 169–176, Jul. 2004.
- [25] Legendre, O., Bertin, H., Garel, O., Zhang, M., Mathias, H., Mergherbi, S., ... & Maily, F. (2012). High-Resolution Micro-Pirani Pressure Sensor With Transient Response Processing and Time-Constant Evaluation. *Sensors Journal, IEEE, 12*(10), 3090-3097.
- [26] : O.Legendre, H.Bertin, H.Mathias, S.Megherbi, F.Maily, "Novel Pressure Sensing Method based on the Transient Response of a Thermally Actuated Micro-Wire", *IEEE Sensor Journal* (soumis le 9 Octobre 2012).
- [27] : Haran, K. N., Maitland, G. C., Mustafa, M., & Wakeham, W. A. (1983). The Thermal Conductivity of Argon, Nitrogen and Carbon Monoxide in the Temperature Range 300—430 K

at Pressures up to 10 MPa. *Berichte der Bunsengesellschaft für physikalische Chemie*, 87(8), 657-663.

[28] : Sun, L., & Venart, J. E. S. (2005). Thermal conductivity, thermal diffusivity, and heat capacity of gaseous argon and nitrogen. *International journal of thermophysics*, 26(2), 325-372.

[29] : P. Strica and T. Söderström, "The Steiglitz-McBride identification algorithm revisited – convergence and accuracy aspect," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 26, no. 3, pp. 712–717, Jun. 1981

[30] : Legendre, O., Bertin, H., Mathias, H., Megherbi, S., Juillard, J., Colinet, E., & Jafari, K. (2013). A low-cost built-in self-test method for thermally actuated resistive MEMS sensors. *Sensors and Actuators A: Physical*.

Chapitre 5. Mesurage de l'humidité de l'air

5.A Introduction

Les capteurs d'humidité sont utilisés dans le cadre d'un large éventail de domaines d'applications comme par exemple dans l'agriculture, pour le contrôle climatique, le stockage des aliments et des appareils électroménagers, entre autres. Afin de répondre aux exigences de détection de ces nombreuses applications industrielles et commerciales, les capteurs d'humidité doivent permettre d'atteindre conjointement une sensibilité élevée sur une large plage de température et d'humidité, tant avec un faible hystérésis qu'avec une réponse linéaire. D'autres exigences importantes concernent une bonne la stabilité à long terme, un faible temps de réponse, puis une faible consommation. En outre, la compatibilité avec les technologies de fabrication des circuits intégrés est une caractéristique souhaitable des capteurs d'humidité. Différents types de capteurs d'humidité sont aujourd'hui disponibles et ils peuvent être classés selon le principe de détection qu'ils utilisent, résistifs, mécaniques, gravimétriques, capacitifs, puis enfin les capteurs thermiques.

Les capteurs d'humidité de type résistifs utilisent principalement comme matériau sensible une céramique, un polymère ou un électrolyte. Les céramiques telles que TiO_2 , $MnWO_4$, C_2O , et Al_2O_3 , ont été étudiées comme matériaux hygroscopique [1-4]. En dehors de leur bonne stabilité chimique, les céramique ne sont pas généralement compatibles avec les technologies standards de

fabrication des circuits intégrés et leurs caractéristiques résistives sont non-linéaires vis-à-vis de l'humidité. Les polymères tels que le PVA (alcool polyvinylique), le TA (phtalocyanino-silicium), ou encore le nafion permettent de fournir une impédance sensible à l'humidité relative [5], cependant les caractéristiques sont elles aussi fortement non linéaires. A titre d'exemple, le capteur de Dunmore, qui était l'un des premier capteurs d'humidité produit en masse, développé par le NIST dans les années 1940 et encore aujourd'hui d'actualité. Il est constitué d'un enroulement à double fils de palladium sur un substrat cylindrique en polyvynilacetate revêtu d'un mélange de liant et de chlorure de lithium ou de bromure de lithium en solution saturée. L'étendue de mesure est déterminée par la concentration de LiBr ou LiCl dans le substrat, et des précisions de 0,1% dans la gamme 1% -2% RH peuvent être atteintes [6]. Outre la présence d'un fort hystérésis, l'inconvénient majeur de ces capteurs électrolytiques est qu'ils nécessitent un entretien régulier de la solution électrolytique pour garantir le fonctionnement stable de l'appareil, car il y a un risque de lessivage du substrat à saturation d'humidité.

Un autre type récent de capteur d'humidité utilise des nano-filament résistifs et cette approche semble prometteuse. L'élément sensible [7] est constitué d'un nanotube de 250 nm de diamètre de SnO_2 , suspendu au dessus d'une sous-gravure d'un substrat de silicium puis collé à des électrodes par brasage Pt/Au. La résistance du nano-fil est de l'ordre de $10M\Omega$ et la sensibilité est d'environ 60%/ % HR, ce qui est très élevé. La caractéristique est apparemment linéaire, mais le temps de réponse semble être de l'ordre de la minute et l'étude ne discute pas clairement la présence d'hystérésis. L'auteur indique cependant qu'une telle technologie de capteurs surpasse les capteurs d'humidité antérieurement basés sur des nanotubes de carbone [8, 9]. Cependant, le processus de mise en place du nano-fil n'est, en tant que tel, pas compatible avec les technologies de fabrication de circuits intégrés. Il ne semble pas raisonnablement fournir une reproductibilité élevée. Cette étude ne documente pas non plus le vieillissement d'un tel élément sensible.

Il est bien connu que les molécules d'eau ont comme propriété de dilater la matière organique, telle que les cheveux humains, les textiles ou les fibres plastiques. Les capteurs d'humidité mécanique modernes utilisent l'influence de l'humidité sur les contraintes mécaniques induites dans des films de polyimide [10]. La déformation de structures en porte à faux (cantilevers) contenant du polyimide est utilisé pour la fabrication de micro-capteur d'humidité par transduction piézoélectrique [11] ou capacitive [12]. Le principal inconvénient de ces capteurs est leur forte sensibilité croisée avec la température ambiante. Un autre problème est l'apparition de contraintes mécaniques intrinsèques, variables au sein d'un même lots fabriqué, en raison du processus de fabrication. Afin d'immuniser la réponse du dispositif d'une telle dérive, des méthodes d'auto-calibration (self-test) sont nécessaires pour obtenir une résolution optimale [13].

Les capteurs d'humidité de type gravimétrique reposent sur le principe que le changement de masse, due à l'adsorption d'humidité, modifie la fréquence de résonance d'un résonateur. Ce principe de conception s'adapte à des dispositifs tels que les microbalances à quartz (QCM) [14] ou par ondes acoustiques de surface (SAW) [15]. Dans ces dispositifs, la condensation de la vapeur d'eau sur l'élément sensible est forcée par un module Peltier, qui est un élément complémentaire du capteur d'humidité. En effet, lorsque la température de l'élément sensible atteint la température de rosée (ou de gel) de l'ambiance gazeuse, l'eau se condense sur sa surface, ce qui conduit à un changement brusque de la masse de l'élément sensible, diminuant sensiblement sa fréquence de résonance. La précision est de 0,02 ppm de la concentration volumique en vapeur d'eau du gaz. La détection gravimétrique peut tantôt être remplacée par une détection optique et le principe est le plus souvent utilisé en tant que normes primaires ou secondaires pour des travaux d'étalonnage et pour l'analyse de traces. Ces capteurs sont cependant coûteux et nécessitent un entretien périodique, car ils sont particulièrement sensibles à la contamination.

La détection capacitive est la technique la plus utilisée pour les capteurs d'humidité. Cette méthode repose sur la sensibilité de la constante diélectrique de couches minces de certains matériaux sur une large plage d'humidité. Le matériau le plus largement utilisé comme diélectrique sensible à l'humidité sont des films de polyimide, car ils offrent une sensibilité élevée, une réponse linéaire, un temps de réponse faible et une faible consommation énergétique [16-20]. En outre, les films de poly-imide sont compatibles avec les technologies de fabrication de circuits intégrés, permettant une intégration monolithique du capteur et de l'électronique de conditionnement au sein de la même puce. Néanmoins, les films de poly-imide souffrent d'une faible stabilité à long terme. L'hystérésis est aussi généralement une problématique importante de ces capteurs capacitifs. En effet, l'hystérésis provient d'une présence d'eau absorbée à l'intérieur de la masse même du polymère. En effet l'eau se fixe durablement à l'intérieur de volumes lacunaires (clusters) au sein de la structure du polymère. Les clusters d'eau peut également déformer le polymère et raccourcir ainsi la durée de vie du capteur [21]. Un tel problème peut être éliminé en utilisant un dispositif annexe supplémentaire prévu pour chauffer l'élément sensible (soit faisant partie de la puce ou intégré de manière annexe), ce qui augmente le coût du dispositif [17]. Cet objet est intrinsèquement éliminé avec la détection de l'humidité selon l'approche des capteurs de conductivité thermique décrite ci-dessous

Les capteurs d'humidité thermiques reposent sur une dépendance de la conductivité thermique d'une ambiance gazeuse avec sa concentration en vapeur d'eau, principe qui est amplifié à température élevée. Ce principe de capteur a été décrit pour la première fois en 1994 par Kimura [22-24]. Cette méthode peut être décrite comme suit. Tandis que le capteur est utilisé à la température ambiante, un micro-actuateur thermique chauffe l'air ambiant à une température prescrite élevée, proche de 500°C, afin de modifier la conductivité thermique du gaz (qui dépend sensiblement de la température) dans le voisinage immédiat de l'élément sensible. L'élément clef

repose sur le fait que la sensibilité en température de la conductivité thermique du gaz dépend significativement de l'humidité lorsque la température du gaz est élevée. La mesure de l'humidité est enfin linéairement reliée à la quantité de puissance nécessaire pour maintenir la température de consigne de l'actuateur thermique – qui de ce fait est l'élément sensible du capteur. Cette méthode a été mise en œuvre à travers différentes variantes [25-27], et certaines d'entre elles sont compatibles avec les technologies de fabrication des circuits intégrés. Les avantages sont nombreux : la réponse est linéaire, une forte stabilité à long terme, un faible hystérésis, une faible consommation énergétique (1.38mW [26]), et un temps de réponse rapide que se soit selon une augmentation ou une diminution du niveau d'humidité. Cette dernière caractéristique est difficilement atteinte par les capteurs basés sur une réaction physicochimique entre le gaz et la surface de l'élément sensible. En effet, cette approche ne nécessite singulièrement aucune forme de matériau sensible à l'humidité, comme les autres méthodes décrites précédemment, ce qui peut être rentable en termes de temps de conception. Ce type d'approche de détection est aussi fondamentalement basé sur le suivi de la réponse en régime permanent du micro-élément chauffant.

Nous décrivons dans la suite de ce chapitre une approche innovante, proche de la précédente, en ce qu'il s'agit d'un capteur d'humidité basé sur la réponse transitoire d'un micro-dispositif chauffant (un micro-fil) entourée d'air humide. De manière caractéristique, la réponse en régime permanent d'un tel dispositif n'implique qu'un seul paramètre thermophysique du gaz échantillon, sa conductivité thermique. Comme détaillé au chapitre 1, sa réponse transitoire dépend fondamentalement d'un autre paramètre thermophysique complémentaire, la capacité calorifique spécifique volumique du gaz humide, qui dépend elle aussi de la concentration en vapeur d'eau du mélange gazeux environnant l'élément sensible.

Le fonctionnement en régime permanent des capteurs d'humidité thermiques antérieurs sont d'autre part intrinsèquement vulnérable aux transferts de chaleur par convection, puisqu'ils mettent en œuvre de forts gradients de température à l'intérieur de l'échantillon fluide [28-32]. D'une part, la convection thermique est intrinsèquement sensible à la direction du vecteur de l'accélération de la gravitation terrestre. Cette propriété a d'ailleurs été largement utilisée pour la réalisation de capteurs inertiels actionnés thermiquement [29] en utilisant un confinement du gaz environnant. D'autre part, dans de telles applications, le régime permanent du gradient de température est aussi enclin à produire une mise en mouvement d'ensemble de la masse de gaz. En conséquence, il est raisonnable de supposer que les capteurs thermiques tels que ceux décrits dans [22-27] sont assujettis à des dérives de mesure selon leur orientation d'une part et selon des oscillations du signal sur une gamme de fréquence particulièrement gênante (i.e. à basse fréquence). L'étude de cette éventuelle limitation de l'approche précédemment décrite n'a pas été documentée dans la littérature concernée, bien qu'elle soit diagnostiquée dans le cas – très similaire - de la mesure de la conductivité thermique par la méthode du fil chaud.

Dans notre cas, le chauffage en régime transitoire par un signal échelon est par nature bien moins assujetti à cet effet de bord puisque :

- au début de l'échauffement, le système est supposé être à l'équilibre thermodynamique. Autrement dit, il n'y a pas de gradient de température significatif pour mettre en mouvement la masse gazeuse environnante.
- le temps de chauffage est assez court (# 2 ms) et la température d'auto-échauffement du filament est relativement basse (# +30 ° C au-dessus de la température ambiante), pour ne pas accélérer significativement le mouvement d'ensemble de la masse gazeuse environnante, durant cette étape.

- le temps de refroidissement entre les deux étapes de chauffage successives est assez long (# 25ms) afin d'assurer un retour aux conditions initiales.

A la suite de la précédente section introductive, le reste de ce chapitre, basé sur la référence [48], est organisé ainsi. Une seconde section précisera la nature des ordres de grandeur engagés. Une description complète du protocole expérimental ainsi que l'évaluation et la discussion des performances du capteur fait l'objet d'une troisième section, avant de conclure dans une quatrième section.

Aussi, une récente étude [34] est intéressante en cela qu'elle met une œuvre une méthode expérimentale qui semble, à première vue, très semblables à celle que nous proposons dans ce chapitre. Compte tenu des résultats de la présente étude, nous pouvons raisonnablement suggérer que les auteurs de la méthode en question sont en fait significativement dans l'erreur et que leurs conclusions sont erronées. Ceci sera discuté à la fin de la section IV à la lumière de nos résultats expérimentaux, afin particulièrement de justifier l'originalité de ce travail.

5.B Contexte théorique.

L'air humide est un mélange d'air sec et d'eau à l'état gazeux, plus couramment appelée vapeur d'eau. Il y a plusieurs façons d'exprimer la concentration de vapeur d'eau d'un gaz, plus couramment appelée l'humidité, et n'en rapporterons que trois d'entre elles:

- *L'humidité absolue* représente la masse de vapeur d'eau par unité de volume du gaz. Les effets de la température et de la pression sont, hors saturation du mélange, décrits par la loi du gaz.
- *La fraction molaire* en vapeur d'eau x_v représente le rapport entre le nombre de moles de vapeur d'eau et le nombre total de moles présents du mélange gazeux. Ce paramètre

est relativement le plus simple à traiter mais il est beaucoup moins utilisé en pratique que le suivant.

- *L'humidité relative* (RH) est rigoureusement définie comme étant le rapport entre la fraction molaire en vapeur d'eau dans le mélange gazeux x_v et la fraction molaire en vapeur d'eau du mélange de gaz saturé en humidité x_{sv} , à la température ambiante considérée. Il est généralement exprimé en pourcentage (%RH). Puisque la concentration maximale en vapeur d'eau dépend fortement de la température, l'humidité relative dépend elle aussi fortement de la température, *pour une même teneur en vapeur d'eau* (i.e. pour une même fraction molaire).

Les paragraphes suivants ont comme objet d'illustrer la sensibilité des propriétés thermophysiques de l'air humide en fonction de l'humidité relative pour la plage de température ambiante d'intérêt. Ces résultats théoriques sont calculés à partir des formules rapportées dans [35]. Cette référence bibliographique fournit un modèle d'approximation complet et détaillé issu d'une vaste enquête bibliographique rassemblant des données expérimentales et des analyses théoriques. Avantageusement, ces résultats sont très significativement compatibles avec les formules déterminées par le Comité International des Poids et Mesures (CIPM) [36, 37] qui sont cependant plus difficiles à utiliser.

En effet, nous considérons qu'il est important de fournir une idée des ordres de grandeur de concentration en eau dans l'air sur la gamme d'intérêt en température ambiante. La Figure 5.1 présente en superposition l'évolution de la fraction molaire en vapeur d'eau et de l'humidité absolue, à différentes températures ambiantes, en fonction de l'humidité relative. Cette figure montre qu'à basse température la teneur en eau dans l'air est très faible, même à 100% d'humidité relative (i.e. à saturation). Aussi, pour une valeur donnée du RH, la teneur en eau dépend alors fortement de la température ambiante.

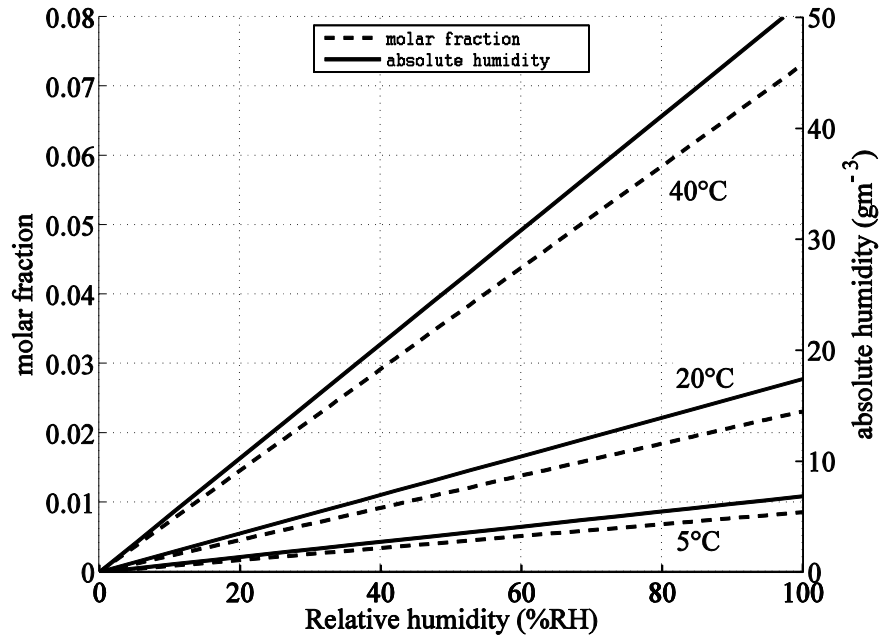


Figure 5.1 : Fraction molaire (en %) et humidité absolue (en g/m³) en fonction de l'humidité relative (en %RH) à différentes températures ambiantes (en °C) [35].

Aussi, les propriétés thermophysiques de l'air humide sont différentes de celles de l'air sec, selon la teneur en vapeur d'eau. La conductivité thermique k et la capacité thermique volumique C de l'air humide sont respectivement tracées, à différentes valeurs de l'humidité relative, en fonction de la température ambiante à la Figure 5.2 et à la Figure 5.3. Bien qu'aux faibles températures, une augmentation de l'humidité relative jusqu'à son niveau de saturation ne conduise pas à un changements sensible à la fois de k et C , ses effets conduisent à 0,50% de baisse pour k et 0,26% de hausse pour C à environ 20°C et à 19,9% de baisse puis 24,4% de hausse, pour k et C respectivement à environ 100 ° C. Ceci est essentiellement un effet de la discussion réalisée au paragraphe précédent en ce que le contenu absolu en vapeur d'eau d'un mélange froid est très faible absolument.

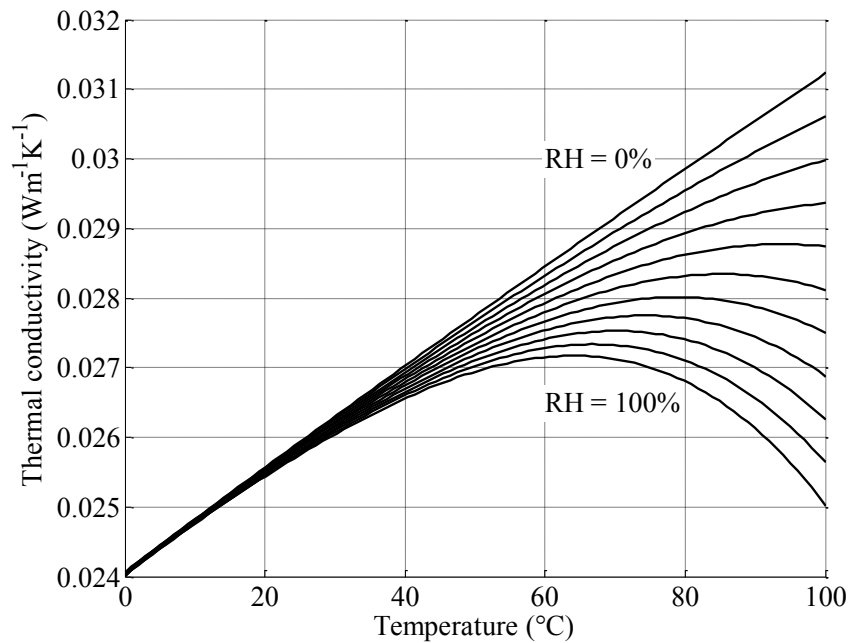


Figure 5.2 : Conductivité thermique de l'air humide (en W/m/K) en fonction de la température ambiante (en °C) pour différente valeur de l'humidité relative (en %RH) variant entre 0%RH et 100%RH par paliers de 10%RH [35].

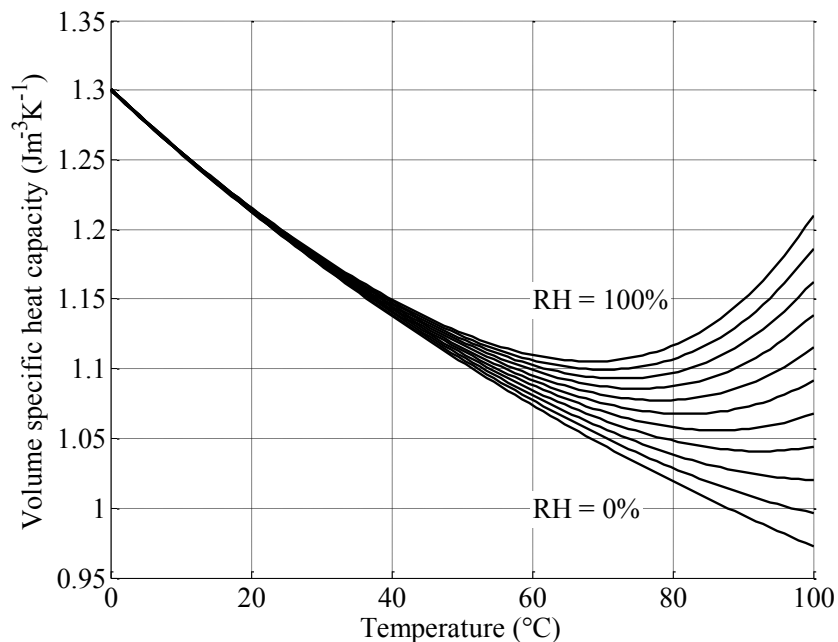


Figure 5.3 : Capacité thermique volumique de l'air humide (en mJ/m³/K) en fonction de la température ambiante (en °C) pour différente valeur de l'humidité relative (en %RH) variant entre 0%RH et 100%RH par paliers de 10%RH [35].

Avantageusement, la sensibilité à l'humidité de la diffusivité thermique de l'échantillon gazeux, $\alpha = k/C$, qui gouverne fortement la dynamique de l'échauffement du gaz, est amplifiée tant par celle de la conductivité thermique et de la capacité thermique volumique de ce dernier, à température ambiante donnée. En effet, une augmentation de l'humidité relative entraîne alors une diminution de k et une augmentation de C , donc une diminution encore plus significative de α qui se répercute alors en un ralentissement de la vitesse de chauffe de l'élément sensible.

5.C Protocole et résultats expérimentaux

Le protocole expérimental consiste en un générateur d'humidité de précision (PHG), de EdgeTech Corporation USA, qui génère un mélange d'air sec et d'air humide saturé, dont la fraction et la température sont contrôlées. L'asservissement de l'humidité est réalisée par un hygromètre optique à point de rosée qui permet une résolution de +/- 0.1% sur une longue période. Le PHG assure également l'asservissement de la température du mélange avec +/- 0,1°C de résolution jusqu'à 45°C. Un changement brusque de +/-10%RH d'humidité relative, suivi en temps réel par la sortie analogique du PHG, peut être atteint en moins de 10 minutes, ceci suffisamment rapide pour étudier le temps de réponse du capteur présenté ici.

Une puce de capteur Poly4k (contenant les éléments sensibles libérés et non-libérés) est montée sur un support de puce (chip carrier) TO-16, qui est directement soudé sur un PCB traditionnel. Un soin particulier est apporté pour que la branche reliant les éléments sensibles à l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur d'instrumentation soit aussi courte que possible. Le pont de Wheatstone est polarisé par un signal d'entrée échelon $e(t)$ (0-5V, long de 8.0 ms environ), et le signal aux bornes de la branche différentielle est amplifiée par un amplificateur d'instrumentation AD625 de gain $G = 100$, alimenté par une source symétrique +/-15V, afin de fournir le signal transitoire amplifié $V_m(t)$. D'autre part, la puce de capteur est protégée par un

capot perforé (trou de 3mm de diamètre) afin de protéger le capteur du brassage de l'air significatif à l'intérieur de l'enceinte ventilée du PGH, brassage nécessaire pour réaliser l'intimité du mélange d'air sec et d'air saturé.

La réponse transitoire du capteur est enregistrée avec un oscilloscope Agilent TDS-2024, utilisé à la manière d'un ADC 8-bits. L'horloge numérique est un compteur universel Agilent 53131A et le seuil de comparaison V_r est une référence de tension interne au compteur universel, piloté par bus SCPI. De manière évidente, le compteur universel (ADC 1bit) et l'oscilloscope (ADC 8bit) fonctionnent de manière indépendante. La puce de capteur est montée à l'intérieur de l'enceinte du PGH, munie de passe câble étanches, qui est ventilée en permanence par le mélange d'air humide contrôlé.

Le mesurage de l'humidité lui-même ne repose que sur un ADC 1-bit associé à une référence de tension V_r (un comparateur de tension) et la résolution numérique est reportée sur la fréquence de l'horloge numérique. Cette horloge est représentée ici par le compteur universel Agilent 53131A qui mesure le temps $\tau(V_r, RH)$ entre le début de la polarisation du pont (le départ de l'échauffement du capteur) et le moment précis où $V_m(t)$ franchit le seuil de comparaison V_r . Le paramétrage nominal-optimal du mesurage est réalisé, à partir d'enregistrement de réponses transitoire, de la même manière que dans le chapitre précédent est V_r correspond à 81.1% de l'amplitude du signal en régime permanent.

Un enregistrement de deux heures et demie de données expérimentales est présenté à la Figure 5.4, à la température ambiante de 20°C, où l'humidité est modifiée de 10%RH à 80%RH par paliers de 10%RH.

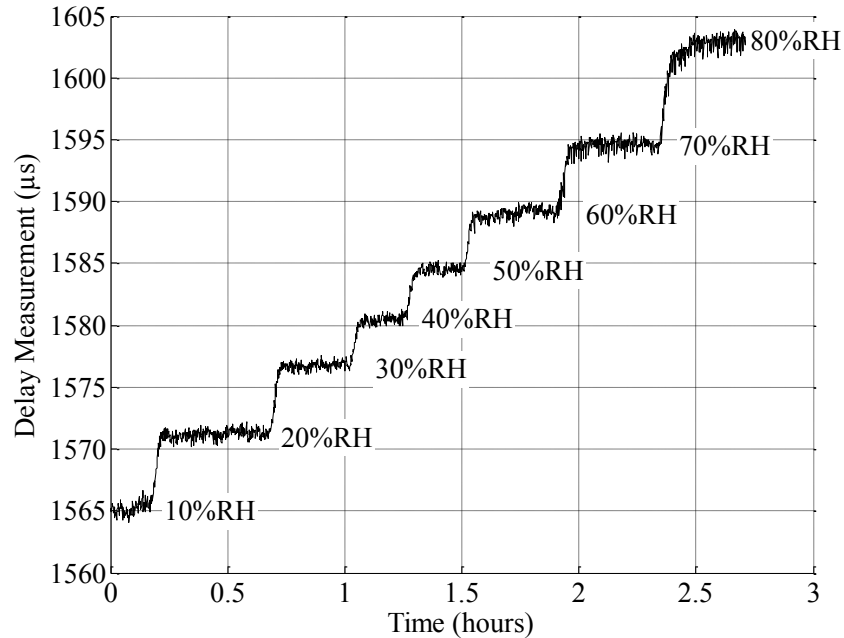


Figure 5.4 : Enregistrement brut du mesurage (en μs) en fonction du temps (en heures) pour différentes valeurs de l'humidité relative variant entre 10 %RH et 80 %RH par paliers de 10%RH à 20°C.

L'asservissement de l'humidité en dessous de 10%RH à 20°C est difficile à réaliser avec le PHG, d'autant plus après que l'enceinte ventilée ait été remplie avec un mélange d'humidité élevée. Ceci est habituel avec un tel appareillage quand par exemple il contient des pièces supplémentaires telles qu'un circuit de mesure et son câblage. En effet, ces éléments supplémentaires (la carte du circuit imprimé, le revêtement des câbles électriques, les polymères du dispositif,...) ont tendance à retenir une partie tantôt significative de l'eau contenue dans le mélange humide. Cette eau est ensuite relarguée dans le mélange gazeux sec. De sorte que le temps nécessaire à assécher l'ambiance gazeuse correspond alors au temps nécessaire à assécher le dispositif supplémentaire. Ce temps est alors suffisamment élevé pour saturer le dessicant du PHG (dessicant qui assèche l'air du laboratoire alors relativement plus humide). De sorte que la plupart des auteurs, comme par exemple, Okcan et Akin dans [26] ainsi que EJ Connolly, PJ

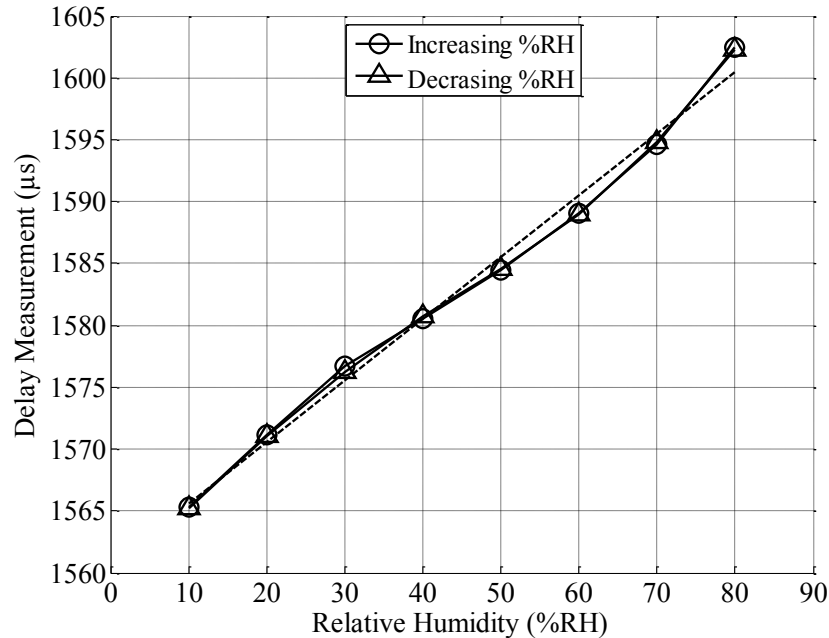


Figure 5.5 : Courbes caractéristiques (en μs) en fonction de l'humidité relative (en %RH) à 20°C .

française et Al [45], restreignent l'étendue de mesure au dessus de 20%RH et 10%RH respectivement.

La Figure 5.5 présente la courbe caractéristique du capteur Poly4k dans la plage de 10%RH à 80% HR à 20°C . Cette caractéristique est relativement linéaire et la sensibilité moyenne est de $0.497\mu\text{s} / \%\text{RH}$ avec une erreur de non-linéarité maximale inférieure à 3%RH autour de 60%RH. L'étude expérimentale ne montre pas d'hystérésis significatif selon que l'humidité augmente ou décroisse.

La résolution en temps, mesurée lors des expériences dans l'enceinte du PHG, est de $0.749\mu\text{s}$, qu'il convient de rapporter à la résolution en temps obtenue lors du protocole expérimental – très similaire – du mesurage de la pression dans l'azote sec, qui est alors de $0.233\mu\text{s}$. Cette différence significative est due au ventilateur du PHG qui d'une part, associé aux différents relais électromécaniques et à la pompe d'air produisent ensemble un bruit de fond significatif, et d'autre

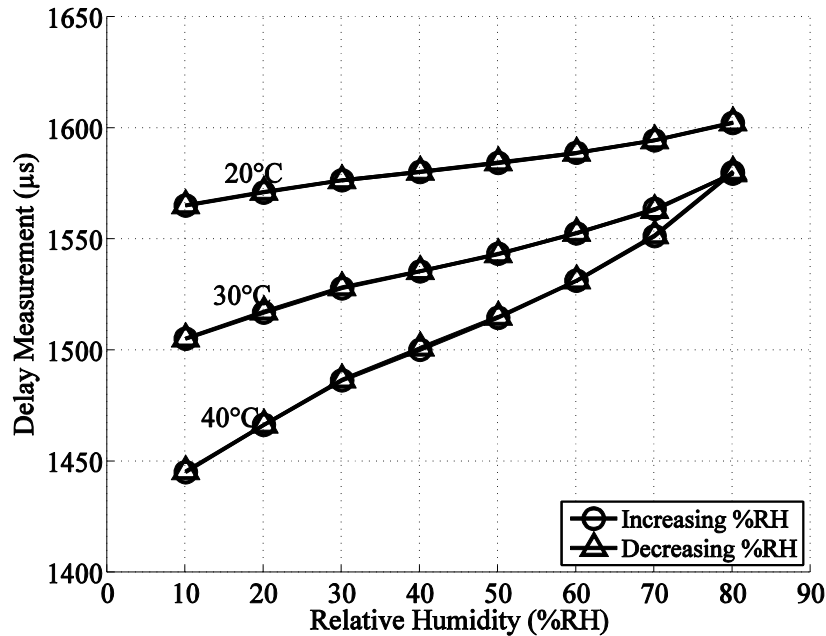


Figure 5.6 : Courbes caractéristiques (en µs) en fonction de l'humidité relative (en %RH) à différentes températures ambiantes (en °C).

part réalise un brassage de l'air qui fait osciller la réponse transitoire du capteur sur une gamme de fréquence particulièrement problématique (les basses fréquences), l'origine de ces deux sources étant facile à mettre en évidence puisqu'elles cessent à la mise à l'arrêt du PHG. De sorte que dans des conditions normales d'utilisation du capteur (i.e. sans PHG), la résolution en temps est de $0.233\mu\text{s}$. Ceci permet de déduire raisonnablement, par extrapolation, une précision du mesurage de $0.48\%RH$ à 20°C , ce qui est en deçà de l'exigence en résolution des capteurs d'humidité, autour de $2\text{-}3\%RH$.

En complément des résultats précédents, la Figure 5.6 présente les caractéristiques à différentes températures.. Cette figure montre que la sensibilité moyenne des courbes augmente lorsque la température augmente et est de 0.497 , 0.945 et $1.740 \mu\text{s}/\%RH$, à 20°C , 30°C et 40°C respectivement, soit une augmentation d'un facteur 1.97 à 30°C et 3.63 à 40°C par rapport à la sensibilité à 20°C .

En outre, nous avons démontré que son temps de réponse est quasiment immédiat et est très significativement inférieur au temps de réponse du PHG. En effet, la procédure suivante le montre clairement. L'ambiance gazeuse dans l'enceinte du PHG est réglée à la température ambiante (pas d'asservissement en température) et pour que l'humidité soit significativement faible (10%RH) ou très humide (80%RH). Après stabilisation du mélange, l'enceinte est ouverte à l'air ambiant extérieur, d'humidité connu et de température égale à la température du mélange initial), et la réponse du capteur atteint immédiatement et de manière stable, la valeur qui correspond à celle de l'humidité ambiante de la salle d'expérimentation. De plus, il a été également démontré que la réponse du capteur ne dérive pas selon l'orientation du capteur vis-à-vis de la direction du vecteur de l'accélération de la pesanteur. Pas de dérive non plus n'a été observée après une longue période de temps, même dans l'atmosphère d'utilisation habituelle (en dehors d'une salle blanche par exemple). Ceci est attendu car le revêtement de nitrure de silicium, recouvrant l'élément sensible, est le plus souvent utilisé comme étant une excellente barrière étanche à l'humidité [43, 44], même pour des revêtements de quelques dizaines de nanomètres d'épaisseur.

Enfin, la consommation de puissance électrique requise par l'élément sensible de ce capteur est de 1.58mW à 20°C, qui est proche de celle des autres capteurs rapportés dans [26]. En plus des performances en terme de précision citées précédemment, le mesurage utilise un comparateur de signal (ADC 1-bit) comme procédé de numérisation du signal analogique, la résolution numérique étant reporté sur la fréquence de l'horloge numérique, dont la fréquence doit être au moins de 4MHz dans le cas ci-contre. Ceci est avantageux puisque la méthode de mesurage ne nécessite pas l'implémentation d'une ADC N -bit coûteux en termes de consommation, de temps de conception et en termes de surface de silicium.

Toutefois, étant donné que la résolution du capteur dépend entièrement de la sensibilité du comparateur de signal, un soin particulier à sa conception peut améliorer la résolution du capteur. Aussi, en tant que problème général dans le cas de capteur utilisant un procédé FSBM, il convient de souligner que le fond de la cavité du capteur peut être contaminé par des poussières dans un environnement de fonctionnement réel, ce qui peut causer éventuellement une dérive à long terme de la réponse du capteur [26]. Ce problème peut être réduit ou évité avec une protection (packaging) approprié [49-50].

Récemment (en 2012), une méthode de mesurage de l'humidité, utilisant comme élément sensible un micro-fil de polysilicium ($450\mu\text{m} \times 1\mu\text{m} \times 75\mu\text{m}$), très semblable à la celle que nous présentons dans ce chapitre, en ce qu'elle utilise la réponse transitoire de l'élément sensible chauffant comme support sensible à l'humidité, a été publié dans un colloque international [34]. Nous tenons d'une part à préciser la distinction, non anecdotique, entre les deux protocoles, à la lumière des résultats expérimentaux présentés. Le protocole en question utilise comme support de la mesure le temps de refroidissement de l'élément sensible après qu'il ait été chauffé pendant 10 minutes à environ 50°C (La température ambiante n'étant pas précisée et apparemment d'environ 28°C et apparemment variable, ce qui correspond à un auto-échauffement d'environ 20°C , ce qui est 2 fois plus faible que dans notre protocole) par un courant de polarisation connu. En substance, ce protocole est semblable au notre (mesures de temps par exemple), la FIR du capteur étant par principe identique qu'il chauffe ou qu'il refroidisse.

Toutefois, les observations faites sont dramatiquement différentes de celle que nous pouvons réaliser, en cela que l'ordre de grandeur des constantes de temps du protocole en question est dramatiquement distinct du notre, bien que les dimensions de l'élément sensible soient sensiblement du même ordre de grandeur. En effet, le temps d'établissement du régime

permanent est alors d'environ 400s (voir Figure 7 et Figure 8 de [34]), alors que dans notre cas il est d'environ 10 ms, soit un facteur 40000 les différenciant.

Plus précisément, il apparaît clairement dans [34] que leur réponse transitoire est composée de segments décroissants, une première partie très courte (très peu documentée, durant laquelle, raisonnablement, la température moyenne de l'élément sensible décroît) et une seconde partie très longue dans laquelle la résistance de l'élément sensible augmente (son α étant négatif) lentement laissant penser que sa température moyenne décroît elle aussi de la même manière.

L'interprétation faite de ces observations expérimentales consiste à impliquer de manière fortement contributive le transfert thermique par convection, puisque ce dernier est relié à la viscosité du mélange humide, qui dépend significativement de la concentration en vapeur d'eau [35].

Aussi, outre la présence d'une tension de décalage, très probablement due à une variation de la température ambiante dans le protocole, ce paramètre n'étant cependant pas documenté et abstraction faite de ce décalage, la réponse du capteur est relativement beaucoup plus sensible que dans notre cas – la tension de décalage amplifiant, le cas échéant, dramatiquement cette sensibilité. De plus, dans le protocole en question, la réponse en régime permanent de l'élément sensible est dramatiquement plus sensible à la concentration du mélange que dans notre cas, abstraction faite de la tension de décalage du protocole en question.

Moyennant un doute légitime quand au contrôle de la température ambiante dans le protocole en question, nous ne doutons pas particulièrement des observations expérimentales faites. Nous doutons cependant des interprétations faites. Plus particulièrement, nous appuyons l'idée comme quoi les processus physiques impliqués dans l'étude de [34] ne sont pas ceux qui sont cités. En effet, nous pensons plus raisonnablement que la seconde partie du régime transitoire est gouverné pas des processus de physisorption au niveau de l'élément sensible, c'est-à-dire de relargage

d'eau par le micro-fil de polysilicium. En effet, s'agissant de phénomène de diffusion, les réponses transitoires sont très semblable en apparence (la diffusion chimique et la diffusion de chaleur sont gouvernées par des équations singulièrement identiques).

En effet, notre capteur est recouvert de nitrure de silicium, agissant comme barrière imperméable à la diffusion d'eau dans le polysilicium [43, 44], caractère clairement documenté même pour des épaisseurs extrêmement faible. De plus le procédé LPCVD de déposition du polysilicium utilisé dans [34] est connu pour réaliser un état de surface nano-poreux qui, en augmentant dramatiquement la surface d'échange avec l'environnement, le rend particulièrement enclin à la chimi/physi-sorption avec un environnement d'air humide [45, 46]. Un effet caractéristique de ce phénomène est que la conductivité électrique de surface du corps de polysilicium (ou matériau équivalent) varie alors significativement avec la quantité d'eau adsorbée, reliée à l'équilibre chimique avec la concentration en eau du gaz échantillon.

Ce principe étant d'ailleurs parfaitement documenté par E.J. Connolly, P.J. French et Al [45, 46], en régime transitoire, dans le cas d'un élément sensible en polysilicium nano-poreux déposé par LPCVD, les temps de réponse étant cette fois compatible avec ceux de [34]. D'autre part ce même principe est utilisé, dans le cas d'une détection résistive, dans le cas de nano-filament de SnO_2 ou de carbone [7-9 et leurs références], qui ont des temps de réponse eux aussi comparables avec [34].

Ainsi, il est fort douteux que les résultats revendiqués par [34] puissent être attribués à la dépendance à humidité des propriétés thermophysiques de l'air, comme dans notre cas, mais il est beaucoup plus raisonnable de les attribuer à un processus de chimisorption et/ou une physisorption de molécules d'eau sur un matériau nano-poreux et résistif, modifiant alors sa conductivité électrique, les constante de temps étant gouvernées par des processus de diffusion physicochimique et non des processus de diffusion thermique.

5.D Conclusion

Nous avons détaillé dans ce chapitre une utilisation du micro-capteur à fil chaud que nous présentons en tant que capteur d'humidité relative basé sur la sensibilité de sa durée de chauffage avec l'humidité. En plus de ne pas avantageusement nécessiter d'être constitué d'un matériau sensible à l'humidité comme l'immense majorité des capteurs d'humidité, ce capteur présente une précision semblable, un temps de réponse très rapide, un très faible hystérésis et bénéficie d'une dérive à long terme prévue pour être minime ainsi qu'une compatibilité avec les technologies de fabrication des circuits intégrés pour l'intégration monolithique. Cette variante de capteur d'humidité thermique se distingue de par une faible température de chauffage de l'élément sensible, juste suffisante pour obtenir un rapport signal sur bruit convenable, permettant de minimiser sa consommation. Aussi, le procédé de numérisation de la réponse du capteur est économique, puisque la mesure repose fondamentalement sur l'utilisation d'une horloge numérique, constitutive du microcontrôleur annexe par exemple. Cet ensemble de caractéristiques rendent ce procédé de capteur d'humidité particulièrement économique, en terme de coût de conception, de fabrication, et d'utilisation.

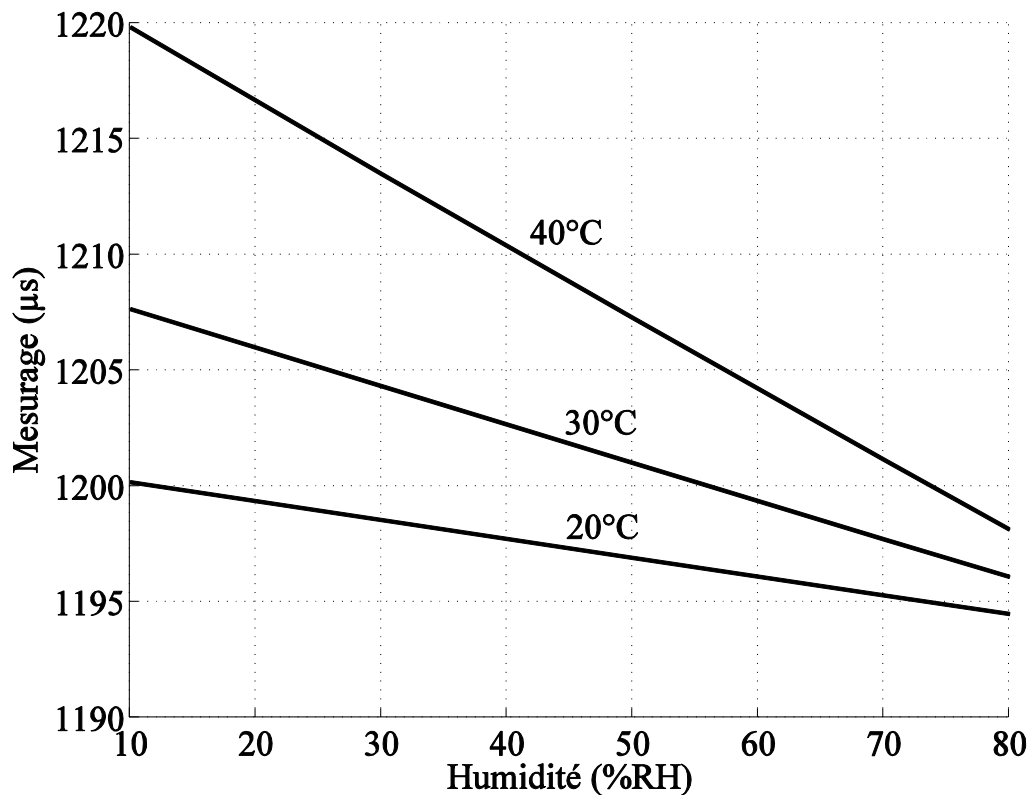
La variante présentée dans ce chapitre permet d'obtenir à 20°C une précision de 0.48%RH, une caractéristique relativement linéaire dont la sensibilité moyenne est de $0.497\mu\text{s} / \%\text{RH}$, avec une erreur de non-linéarité maximale de 3%RH autour de 60%RH d'humidité relative, dans la plage de 10%RH à 80%RH ainsi que la consommation énergétique de 1.58mW intégré en pratique sur moins de 2 ms pour une seule mesure.

Nous avons également présenté à l'attention du lecteur les éléments important qui permettent de distinguer notre méthode d'une autre qui pourrait lui être rapprochée, qui pourtant semble reposer sur des principes physiques clairement distincts.

Annexe A5. Résultats de simulation

Le complément suivant a pour objet de mettre en évidence la cohérence entre les résultats expérimentaux décrits dans ce chapitre avec ceux issus du modèle analytique décrit à la section 1.B.1. Les mêmes paramètres de simulation que ceux utilisés à l'annexe A4 seront utilisés dans le complément ci-contre. En revanche, les constantes thermo-physiques du gaz échantillon sont calculées à partir de [35].

La Figure 5.7 présente la simulation des courbes caractéristiques $\tau(T_S, P, V_r)$ sur la gamme d'humidité et de température d'intérêt, déterminées à partir du seuil de comparaison nominal utilisé expérimentalement. Les résultats présentés à cette figure sont singulièrement différents des



2

Figure 5.7 : Courbes caractéristiques simulée à différentes température ambiantes

résultats expérimentaux. En effet, en modélisation, la sensibilité est, en valeur absolue, environ 6 fois plus faible qu'expérimentalement. De plus, en modélisation, la sensibilité est négative alors qu'expérimentalement elle est positive. Cependant, en modélisation, la tendance avec la température ambiante est sensiblement identique qu'expérimentalement. En effet, en modélisation (resp. expérimentalement) la sensibilité est augmenté d'un facteur 2.03 (resp. 1.97) à 30°C et 3.80 (resp. 3.63) à 40°C, par rapport à la sensibilité à 20°C.

L'écart en valeur absolue et en signe des sensibilités entre le cas expérimental et de modélisation est un élément significatif. De plus ce comportement est vérifié sur d'autres jauges (poly230) et l'expérience et le modèle diverge systématiquement sur ce point.

Pour expliquer cet écart, nous rapprocherons les résultats de modélisation avec les résultats expérimentaux du cas des capteurs d'humidité thermiques [22-27]. A titre indicatif, la Figure 5.8 permet de présenter l'allure de la réponse transitoire (indicielle) de l'auto-échauffement du capteur à différentes valeurs de l'humidité relative et à différentes valeurs de la température ambiante, notamment en détaillant l'évolution de la réponse en régime permanent.

En effet, ces capteurs sont fondés sur le principe que *localement* lorsque le gaz est chauffé, d'une part sa conductivité thermique augmente et d'autre part cette augmentation dépend de l'humidité (x_v) du gaz, d'autant plus sensiblement que l'augmentation de température est importante. De sorte que, pour simplifier, lorsque le filament est chauffé par une puissance électrique P_w donnée, sa température d'auto-échauffement en régime permanent *diminue* lorsque l'humidité du gaz augmente.

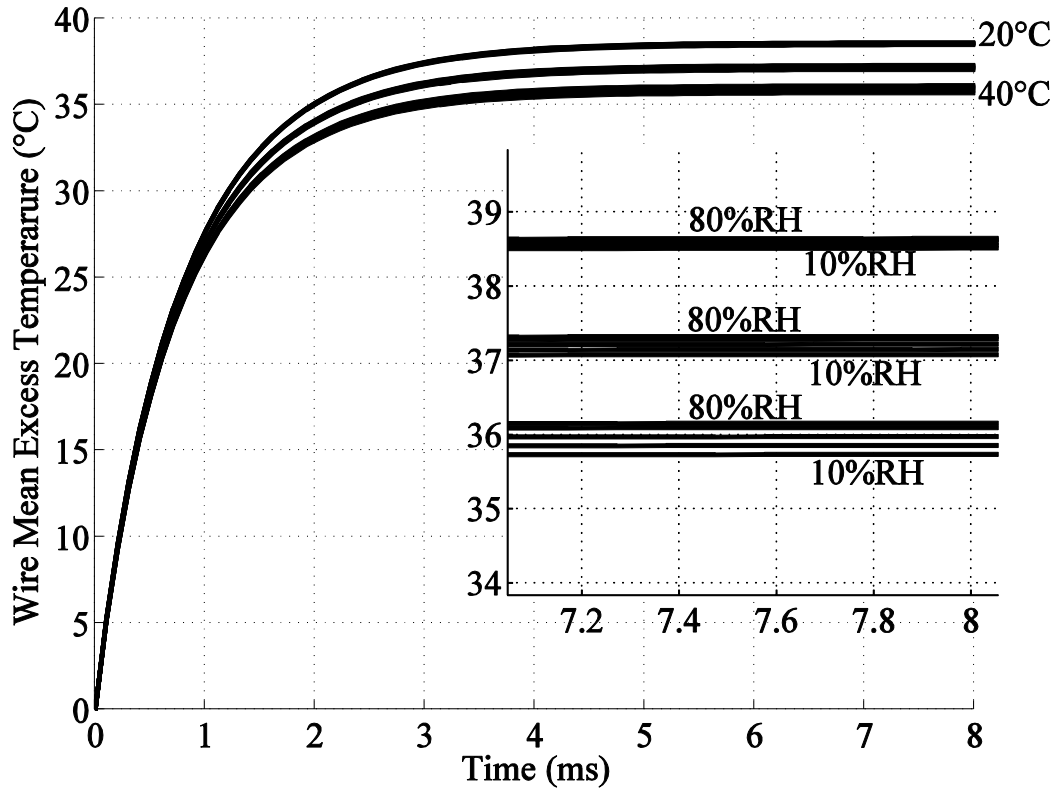


Figure 5.8 : Simulation de la réponse indiciale du capteur (en V) et de l'auto-échauffement de l'élément sensible (en °C) en fonction du temps (en ms) pour différentes valeurs de l'humidité (en %RH) et à différentes valeurs de la température ambiante à 20°C, 30°C et 40°C.

En d'autres termes, bien que la conductivité thermique nominale (à la température ambiante) du gaz diminue avec la température (la température du filament en régime permanent est alors sensée augmenter avec l'humidité comme dans notre cas, voir Figure 5.8), la sensibilité à l'humidité de son augmentation avec la température d'échauffement *compense* alors sa sensibilité nominale à l'humidité. Et cette compensation est d'autant plus importante que l'échauffement est important.

En supposant que pour les relativement faibles échauffements dans notre cas cette compensation soit réalisée, en modélisation, la température en régime permanent θ_{∞} diminue

lorsque l'humidité augmente (i.e. $\partial\theta_\infty/\partial x_v < 0$). De sorte que par effet de levier, l'instant où la réponse transitoire atteint le seuil de comparaison est

- systématiquement retardé puisque la conductivité thermique du gaz est systématiquement augmentée du seul fait de l'échauffement
- ce retard est augmenté lorsque l'humidité augmente puisque l'augmentation de la conductivité thermique du gaz due à sa sensibilité à l'échauffement compense sa diminution due à l'augmentation de x_v à la température ambiante.
- finalement $\partial\tau/\partial x_v < 0$.

Cependant, le modèle Tsilingiris [35] ne semble pas valider cette hypothèse. En effet, dans le cas simpliste d'un filament infiniment long chauffé par une puissance P_w (homogène à une puissance par unité de longueur) la conservation des flux thermiques impose en régime permanent

$$P_w = 2\pi r k_2(\theta(r, x_v)) \frac{\partial\theta(r, x_v)}{\partial r} \Rightarrow \theta(r, x_v) = T_s + \int_{r_1}^{r_2} \frac{P_w}{2\pi r k_2(\theta(r, x_v))} dr \quad (4.7)$$

où r_1 et r_2 correspondent respectivement au rayon du filament et au rayon des parois du modèle, qui s'intègre numériquement très facilement. Et cette intégration numérique, qui suppose que la concentration molaire en vapeur d'eau est constante dans tout le gaz, ne montre pas que $\theta(r_1, x_v)$ diminue quand $x_v(RH)$ augmente.

Par contre, un autre modèle de la conductivité thermique de l'air humide semble suggérer le contraire. En effet, le modèle [47] – qui constitue le support théorique des capteurs thermiques [22-27] puisqu'il est efficace jusqu'aux très hautes températures, le modèle [35] étant limité en dessous de 100°C – appliqué en dessous de 100°C montre que $\theta(r_1, x_v)$ diminue quand $x_v(RH)$

augmente dans le cas simpliste du filament infiniment long. Par contre, cette diminution de température est très faible (environ 0.01°C quand $\theta(r_1, x_v) \approx 35^{\circ}\text{C}$ et $T_S = 20^{\circ}\text{C}$).

De sorte qu'au-delà de cette explication, nous ne pouvons interpréter plus avant l'écart significatif entre le modèle de simulation et l'expérience.

Ce modèle permet cependant de bien prévoir le comportement du capteur dans l'azote. Aussi, outre que les modèles thermophysiques de l'air humide en dessous de 100°C ne se recourent pas exactement, il convient aussi d'évoquer la possibilité d'une éventuelle interaction physicochimique entre les molécules d'eau et les matériaux constituant l'élément sensible. En effet, la figure 2.9 décrivant une coupe de l'élément sensible d'une jauge Poly4k indique que la face inférieure des jauges n'est recouverte que de 50nm de nitrure de silicium (agissant comme barrière étanche). Bien que nous n'observions pas des constantes de temps de désorption significatives dans l'expérience, une éventuelle faute d'imperméabilité agissant sur la conductivité en surface de la couche de polysilicium qu'elle recouvre directement peut alors tout à fait expliquer le retard des caractéristique avec l'humidité croissante. En effet, la résistance du filament baissant en régime permanent conduirait au même effet de levier qu'invoqué précédemment.

Par contre, les constantes de temps de diffusion à travers une barrière peuvent raisonnablement être supposées comme étant largement supérieures aux constantes de temps de diffusion de la chaleur. Et invoquer une pénétration d'eau dans le filament aurait aussi comme effet de faire diminuer la résistance nominale de l'élément sensible. Ceci équivaut à développer une tension de décalage sensible à l'humidité. Et ceci n'est pas visible du tout dans l'expérience. En effet, une mise au point précise avec l'oscilloscope aux premiers instants de la chauffe (à la manière décrite à la section 3.B.1.) ne mets pas en évidence une telle tension de décalage.

Outre l'implication d'une phénoménologie comparable à celle des capteurs thermiques [22-27] semble constituer une hypothèse fiable pour expliquer la divergence modèle/expérience dans le cadre du mesurage de l'humidité à pression constante, peut être convient il aussi d'impliquer une possible contamination en surface de l'élément sensible par des molécules d'eau, affectant les propriétés thermophysiques du nitrure de silicium. En effet, ceci n'est pas détectable par la résistance nominale de l'élément sensible, l'eau ne pénétrant significativement pas la couche de passivation pour interagir avec le polysilicium. Aussi, cette faible adsorption est suffisamment faible pour être naturellement désorbé sans impliquer ni de dérives, ni d'hystérésis significatifs.

References du Chapitre 5.

[1] : N. Yamazoe, Y. Shimizu, “Humidity sensors: Principles and applications”, *Sens. Actuators A, Phys.*, vol. 10, no. 3-4, pp. 379–398, Nov. 1986.

[2] : N. Serin, T. Serin, and B. Unal, “The effect of humidity on electronic conductivity of an Au/CuO/Cu₂O/Cu sandwich structure,” *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 15, no. 2, pp. 112–116, Feb. 2000.

[3] : W. Qu and J. U. Meyer, “Thick-film humidity sensors based on porous MnWO₄ material”, *Meas. Sci. Technol.*, vol. 8, no. 6, pp. 593–600, 1997.

[4] : H. Wang, C. D. Feng, S. L. Sun, C. U. Segre, and J. R. Stetter, “Comparison of conductometric humidity-sensing polymers,” *Sens. Actuators B, Chem.*, vol. 40, no. 2/3, pp. 211–216, May 1997.

[5] : I. Palacios, R. Castillo, R. A. Vargas, “Thermal and transport properties of the polymer electrolyte based on poly(vinyl alcohol)–KOH–H₂O”, *Electrochim. Acta* 48, 2195 (2003).

[6] : F.W. Dunmore, Humidity Variable Resistance, Patent no. US Patent 2,285,421, (1942).

[7] : Q. Kuang, C. Lao, Z.L. Wang, Z. Xie, L. Zheng†, “High-Sensitivity Humidity Sensor Based on a Single SnO₂ Nanowire”, *J. Am. Chem. Soc.*, vol. 129, no. 19, pp 6070–6071, Apr. 2007.

[8] : X. Huang, Y. Sun, L. Wang, F. Meng, J. Liu, “Carboxylation multi-walled carbon nanotubes modified with LiClO₄ for water vapour detection”, *Nanotechnology*, vol. 15, pp. 1284, 2004.

[9] : J.T.W. Yeow and J.P.M. She , “Carbon nanotube-enhanced capillary condensation for a capacitive humidity sensor”, *Nanotechnology*, vol. 17, pp. 5441, 2006.

[10] : K. Sager, A. Schroth, A. Nakladal, and G. Gerlach, “Humidity-dependent mechanical properties of polyimide films and their use for IC compatible humidity sensors,” *Sens. Actuators A, Phys.*, vol. 53, no. 1, pp. 330–334, May 1996.

[11] : R. Buchhold, A. Nakladal, G. Gerlach, and P. Neumann, “Design studies on piezoresistive humidity sensors,” *Sens. Actuators B, Chem.*, vol. 53, no. 1, pp. 1–7, Nov. 1998

[12] : S. Chatzandroulis, A. Tserepi, D. Goustouridis, P. Normand, D. Tsoukalas, “Fabrication of single Si cantilevers using a dry release process and application in a capacitive-type humidity sensor”, *Microelectron. Eng.* vol. 61–62, pp. 955–961, 2002.

[13] : R. Buchhold, A. Nakladal, G. Gerlach, and U. Bütner, “The metrological behaviour of bimorphic piezoresistive humidity sensors”, *Meas. Sci. Technol.*, vol 9, no 3, pp 54, 1998

[14] : F. Pascal-Delannoy, B. Sorli, and A. Boyer, “Quartz crystal microbalance(QCM) used as humidity sensor”, *Sens. Actuators A, Phys.*, vol. 84, no. 3, pp. 285–291, Sep. 2000

[15] : J. F. Vetelino, R. Lade, and R. S. Falconer, “Hydrogen Sulfide Surface Acoustic Wave Gas Detector ”, *IEEE Trans. UFFC* vol. 34, no. 2, pp. 156-161, 1987.

[16] : T. Boltshauser, C. A. Leme, and H. Baltes, “High sensitivity CMOS humidity sensors with on-chip absolute capacitance measurement system,” *Sens. Actuators B, Chem.*, vol. 15, no. 1–3, pp. 75–80, Aug. 1993.

[17] : U. Kang and K. D. Wise, “A highspeed capacitive humidity sensor with on-chip thermal reset,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 47, no. 4, pp. 702–710, Apr. 2000.

[18] : R. Jachowicz and J. Weremczuk, “Sub-cooled water detection in silicon dew point hygrometer,” *Sens. Actuators A, Phys.*, vol. 85, no. 1–3, pp. 75– 83, Aug. 2000.

[19] : Y. Y. Qui, C. Azeredo-Leme, L. R. Alcacer, and J. E. Franca, “A CMOS humidity sensor with on-chip calibration,” *Sens. Actuators A, Phys.*, vol. 92, no. 1–3, pp. 80–87, Aug. 2001.

[20] M. Dokmeci and K. Najafi, “A high-sensitivity polyimide capacitive relative humidity sensor for monitoring, anodically bonded hermetic micropackages,” *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 10, no. 2, pp. 197–204, Jun. 2001

[21] : M. Matsuguchi, S. Umeda, Y. Sadaoka, and Y. Sakai, *Sens. Actuators B*, vol 49, pp. 179 , 1998. ;

[22] : M. Kimura, “A new method to measure the absolute humidity independently of the ambient temperature,” in *Proc. 8th Int. Conf. Solid- State Sens. Actuators (Transducer)*, Stockholm, Sweden, pp. 843–846, Jun. 1995.

[23] : Kimura M, “Absolute-humidity sensing independent of ambient temperature”, *Sens Actuators A, Phys*, vol. 55, pp.7–11, 1996

[24] : M.Kimura, J.Manaka, S.Satoh, S.Takano, N.Igareshi, K.Nagai, “A new Type Humidity Sensor Using Micro-Air-Bridge Heater”, *Microsyst. Technol.*, vol. 1, no. 3, pp 143-148, 1995

[25] : W. Smetana & M. Unger, “Design and characterization of a humidity sensor realized in LTCC-technology”, *Microsyst. Technol*, vol.14, pp. 979–987, . 2008

[26] : B. Okcan, T. Akin , “A Low-Power Robust Humidity Sensor in a Standard CMOS Process”, *IEEE Trans. Electron. Devices.*, vol. 54, no 11, Nov. 2007

[27] : D. Lee, H. Hong, C. Park, G. Kim, Y. Jeon, and J. Bu, “A micromachined robust humidity sensor for harsh environment applications,” in *Proc. 14th IEEE Int. Conf. MEMS*, Interlaken, Switzerland, pp. 558–561, Jan. 2001.

[28] X. Zhang, S. Fujiwara, Z. Qi and M. Fujii, “Natural convection effect on transient short-hot-wire method”, *J. Japan Society of Microgravity Application*, vol. 16, pp. 129-135, 1999.

[29] : A.A. Rekik, F. Azaïs, N. Dumas, F. Mailly, P. Nouet, “A Behavioral Model of MEMS Convective Accelerometers for the Evaluation of Design and Calibration Strategies at System Level”, *J. Electronic Testing* vol. 27, no. 3, pp. 411-423, 2011.

[30] : M.A. Gallis, J.R. Torczynski, D.J. Rader, “A computational investigation of noncontinuum gas-phase heat transfer between a heated microbeam and the adjacent ambient substrate”, *Sens. Actuators A, Phys*, vol. 134, pp. 57–68, 2007.

[31] : W. Steckelmacher and B. Fletcher, “Extension of range of thermal conductivity vacuum gauge to atmospheric pressure by natural convection”, *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, vol. 5, pp.405, 1972.

[32] : E Drubetsky, DR Taylor Jr, L Woszczyn, “Convection thermocouple vacuum gauge” US Patent 5,351,551, 1994.

[34] : P. Zambrozi Jr., F. L. Della Lucia and F. Fruett , “Relative-Air Humidity Sensing Element Based on a Micromachined Floating Polysilicon Resistor”, in *Proc. IEEE Sensors*, Oct 2009, pp. 1105-1108.

[35] : P.T. Tsilingiris, “Thermophysical and transport properties of humid air at temperature range between 0 and 100 °C”, *Energy Conversion and Management*, vol. 45-5, pp.1098-1110, 2008.

[36] : A. Picard, R.S. Davis, K. Fujii, "Revised formula for the density of moist air (CIPM-2007)", *Metrologia*, 45, 2008, 149-155.

[37] : R.S., Davis, “Formule pour la détermination de la masse volumique de l’air humide (1981/1991)”, in Proc. 4^e session du CCM, *BIPM*, 1991.

[38] : M. Özisik, *Boundary Value Problems of Heat Conduction*. New York: Dover, 1968.

[39] : G. K. Fedder, R. T. Howe, T.-J. King Liu, E. P. Quevy, “Technologies for cofabricating MEMS and electronics,” *Proceedings of IEEE*, vol. 96, pp. 306-322, 2008.

[40] : W.-C. Chen, W. Fang, and S.-S. Li, “A generalized CMOS-MEMS platform for micromechanical resonators monolithically integrated with circuits,” *J. Micromech. Microeng.*, vol. 21, no. 6, pp. 065012, May 2011.

[41] : C.-S. Li, L.-J. Hou, and S.-S. Li, “Advanced CMOS-MEMS resonator platform,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 33, no. 2, pp. 272-274, Feb. 2012.

[42] : F. Mailly, N. Dumas, N. Pous, L. Latorre, O. Garel, E. Martincic, et Al, “Pirani Pressure Sensor for Smart Wafer-Level Packaging”, *Sens. Actuators A, Phys*, vol. 156, no. 1, pp. 201-207, 2009.

[43] : H. Lin, L. Xu, X. Chen, X. Wang, M. Sheng, F. Stubhan, et Al. “Moisture-resistant properties of SiN_x films prepared by PECVD”, *Thin Solid Films* Vol. 333, 1–2, pp. 71–76, Nov. 1998

[44] : W. Huang, X. Wang, M. Sheng, L. Xu, F. Stubhan, L. Luo, et Al. “Low temperature PECVD SiN_x films applied in OLED packaging”, *Materials Science and Engineering*, vol. B98, pp. 248-/254, 2003.

[45] : E.J. Connolly, P.J. French, H.T.M. Pham, P.M. Sarro, “Relative Humidity Sensors Based on Porous Polysilicon and Porous Silicon Carbide“, in Proc. IEEE Sensors, 2002, Vol. 1, pp. 499-502.

[46] : E.J. Connolly, G.M. O’Halloran, H.T.M. Pham, P.M. Sarro, P.J. French, “Comparison of porous silicon, porous polysilicon and porous silicon carbide as materials for humidity sensing applications”, *Sensors & Actuators A*, vol. 99, pp. 25-30, 2002.

[47] : Lindsay AL, Bromley LA (1950) Thermal conductivity of gas mixtures. *Ind Eng Chem* 42:1508–151

[48] : Legendre, O., Bertin, H., Mathias, H., Mailly, F., & Megherbi, S. (2012). Novel humidity sensing method based on the transient response of a micro-heater. *Sensors and Actuators A: Physical*.

[49] D. Sparks, S. Massoud-Ansari, and N. Najafi, “Long-term evaluation of hermetically glass frit sealed silicon to pyrex wafers with feedthroughs,” *J. Micromech. Microeng.*, vol. 15, no. 8, pp. 1560–1564, Aug. 2005.

[50] T. F. Marinis, J.W. Soucy, J. G. Lawrence, and M.M. Owens, “Wafer level vacuum packaging of MEMS sensors,” in *Proc. 55th Electron. Compon. Technol. Conf.*, Jun. 2005, pp. 1081–1088.

Chapitre 6. Méthode d'auto-calibration à faible coût appliquée à un MEMS résistif actionné thermiquement.

Ce chapitre a pour objet de relater l'utilisation au niveau du capteur de la méthode LIMBO, contribution de SupElec (méthode) de l'ESIEE (implémentation d'un FPGA) au projet de recherche ANR SysReCap.

6.A Introduction

La miniaturisation des dimensions caractéristiques des systèmes électroniques conduit invariablement à une plus grande dispersion de leurs performances. En effet, les dispersions dans le processus de micro-fabrication ou encore dues à un changement des conditions de

fonctionnement, comme le vieillissement ou la température ambiante par exemple, peuvent fausser le fonctionnement d'un micro-dispositif. En conséquence de quoi, l'auto-calibration (self-adjustment) ou auto-évaluation (self test) sont des fonctionnalités dont il est souhaitable de disposer. La plupart des méthodes existantes d'identification de système [1-2] reposent sur la mise en œuvre, à un moment ou à un autre, d'une numérisation à haute résolution de la réponse analogique du système à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique (ADC) N -bits, où $N \gg 1$. La mise en œuvre d'un tel procédé de numérisation est coûteuse en termes de surface de puce, de consommation énergétique et encore en termes de coûts de conception. La méthode d'identification basique à partir d'observation binaire (Basic Identification Method using Binary Observations, BIMBO) ainsi que sa variante LMS, LIMBO, se proposent en tant qu'alternatives en ce qu'elles ne nécessitent seulement que l'implémentation d'un ADC 1-bit. Les avantages d'une telle alternative sont, outre d'être économique en termes de consommation, d'intégration et de conception, d'être aussi économique en termes de ressource de calcul.



Figure 6.1 : Photographies du micro-filament SOI non libéré (en haut) et libéré (en bas).

Nous présenterons dans ce chapitre la mise en œuvre expérimentale de LIMBO autour d'une variante du micro-capteur à fil chaud précédemment décrite. Le dispositif de test est un micro-filament MEMS résistif de $1.5\text{k}\Omega$, dont les dimensions sont $5\mu\text{m}\times 20\mu\text{m}\times 1500\mu\text{m}$, microfabriqué à partir d'un substrat SOI profondément sous-gravé, illustré en Figure 6.1, dont le procédé de micro-fabrication est décrit à l'annexe A6.

L'augmentation transitoire de l'auto-échauffement moyen du micro-fil $\theta(t)$, peut être exprimée comme étant $\theta(t) \propto h(t) * i^2(t)$, où $*$ désigne le produit de convolution et $h(t)$ représente la réponse impulsionnelle à gain unitaire du micro-fil, exprimée dans le domaine temporel. Avantageusement, dans les conditions standards de température et de pression, le micro-fil choisi à une réponse impulsionnelle qui peut s'approximer sous la forme suivante :

$$h(t) = \sum_{n=0}^{\infty} g_n \cdot \exp\left(-\frac{t}{t_n}\right) \cong g_0 \cdot \exp\left(-\frac{t}{t_0}\right); \int_{t=0}^{\infty} h(t)dt = 1 \quad (6.1)$$

où g_n et t_n sont respectivement le gain modal et la constantes de temps du $n^{ième}$ composant du spectre du dispositif, approximé par une analyse de Fourier de l'équation de la chaleur en régime transitoire. Dans le cas présent, seul le premier mode est clairement significatif et la constante de temps a été évaluée comme étant $t_0 = 1.872\text{ms}$.

L'objectif de LIMBO est spécifiquement de réaliser la numérisation de $h(t)$ à travers la mise en œuvre d'un ensemble de moyens aussi épurés que possible. Nous nous proposons d'évaluer expérimentalement, pour la première fois, différentes variantes de LIMBO. Ce chapitre, basé sur la référence [19], est organisé comme suit : tout d'abord, nous décrivons les différentes variantes de l'algorithme LIMBO. A la suite de la description de l'étage de conditionnement du signal et du protocole utilisé expérimentalement, nous illustrons et comparons les performances de ces variantes entre elles. Un ensemble de remarques seront ensuite évoquées.

6.B L'algorithme LIMBO

Sommairement l'implémentation de la méthode LIMBO consiste d'une part à polariser le système, dont doit être déterminée la réponse impulsionnelle, par un signal ayant une forte richesse spectrale u_k , idéalement un bruit blanc, en pratique un bruit binaire et pseudo-aléatoire. A la $k_{ième}$ itération de l'algorithme, le signe s_k de la réponse analogique y_k du système est numérisée par un ADC 1-bit (i.e. un comparateur de signal).

D'autre part, en parallèle à cette procédure, l'algorithme LIMBO évalue en temps réel un modèle paramétrique interne $\hat{\theta}_k$ estimatif qui, à partir du signal d'entrée u_k connu à priori, réalise l'estimation du signe de la réponse analogique $\hat{s}_k = \text{sign}(\hat{y}_k)$. Lorsque l'estimation interne est

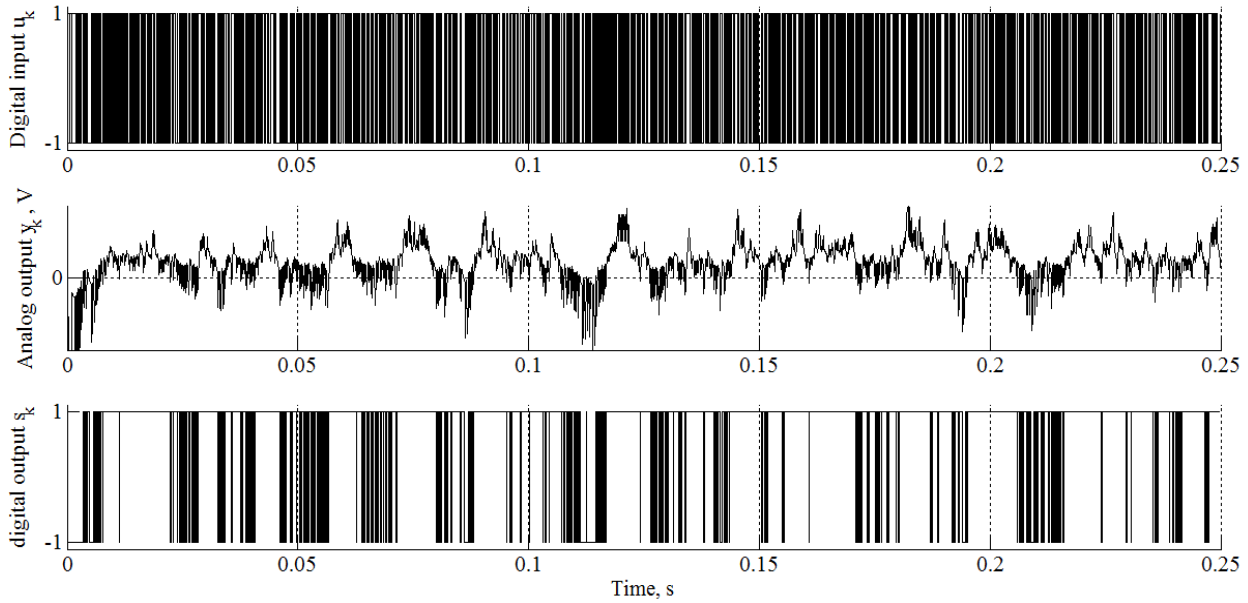


Figure 6.2 Enregistrement brut des premières 250ms d'une expérience typique. De haut en bas : les entrées binaires u_k , la réponse analogique y_k et la réponse binaire s_k . La méthode LIMBO est prévue pour déterminer la réponse impulsionnelle du filtre qui converti le signal binaire spectralement riche u_k en un signal binaire spectralement plus pauvre $s_k = \text{sign}(y_k)$.

fausse (i.e. $s_k \neq \hat{s}_k$), le modèle interne $\hat{\theta}_k$ est automatiquement corrigé par une procédure LMS qui, au fur et à mesure des itérations, a la faculté de minimiser le critère $(s_k - \hat{s}_k)^2$, assurant la convergence de $\hat{\theta}_k$ vers un modèle représentant la réponse impulsionnelle du système. De sorte que les seules données du problème sont les signaux binaires u_k et s_k

En d'autres termes, la méthode LIMBO est spécifiquement conçue pour déterminer un modèle paramétrique $\hat{\theta}_k$ de la réponse impulsionnelle d'un filtre (i.e. le système à identifier) qui, lorsqu'il est sollicité par un signal d'entrée spectralement riche (idéalement un bruit blanc) fournit le signal de sortie spectralement appauvri y_k , sans plus autres informations que leur signes respectifs u_k et s_k , comme illustré à la Figure 6.2. Les sections suivantes décrivent plus en détail cette procédure.

6.B.1 Variante standard de LIMBO.

Nous décrivons dans cette section la variante standard de LIMBO. A la k^{th} itération, la méthode LIMBO est prévue pour fournir d'une part \hat{Y}_{o_k} , une estimation de la tension de décalage de la réponse analogique du système, et d'autre part $\hat{h}_k(pT_s)$, $p = 0, \dots, P - 1$, une estimation des $P - 1$ premiers échantillons la réponse impulsionnelle du système, échantillonnée à la période d'échantillonnage T_s . Ces informations sont collectées dans un unique vecteur $\hat{\theta}_k = [\hat{Y}_{o_k}, \hat{h}_k(0), \dots, \hat{h}_k((P - 1)T_s)]^T$, qui constitue le modèle paramétrique, contenant P paramètres à déterminer, du dispositif de test, et ces paramètres sont mis à jour à travers la procédure itérative suivante:

A la $k^{ième}$ itération, un vecteur d'observation binaire φ_k est défini comme suit :

$$\varphi_k = [1 \quad u_k \quad \dots \quad u_{k-P+1}]^T. \quad (6.2)$$

Dans notre cas, φ_k contient les échantillons binaires $u_k = +1$ ou -1 .

L'estimation de la réponse analogique \hat{y}_k est calculée en temps réel par la formule suivante

$$\hat{y}_k = \varphi_k^T \cdot \hat{\theta}_k \quad (6.3)$$

Du point de vue du seul l'algorithme, L'estimation est considérée comme étant correcte si

$$\text{sign}(y_k) = \text{sign}(\hat{y}_k), \text{ ce qui conduit à } \hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k.$$

Autrement, si la condition de correction suivante est rencontrée :

$$\text{sign}(y_k) \neq \text{sign}(\hat{y}_k), \quad (6.4)$$

la réponse analogique du système est alors considérée comme n'étant pas correctement estimée et le modèle interne $\hat{\theta}_k$ est corrigée par la procédure suivante :

$$\hat{\xi}_{k+1} = \hat{\theta}_k - \mu \frac{2\hat{y}_k}{\boldsymbol{\varphi}_k^T \cdot \boldsymbol{\varphi}_k} \boldsymbol{\varphi}_k = \hat{\theta}_k - \mu \frac{2\hat{y}_k}{P} \cdot \boldsymbol{\varphi}_k, \quad (6.5)$$

où $\mu \in]0,1]$ est un paramètre de relaxation réglant la convergence de l'algorithme et qui sera détaillé à la section 6.B.4.B. Ensuite, $\hat{\theta}_{k+1}$ est normalisé suivant :

$$\hat{\theta}_{k+1} = \frac{\hat{\xi}_{k+1}}{\hat{\xi}_{k+1}^T \cdot \hat{\xi}_{k+1}}. \quad (6.6)$$

Cependant, il convient de préciser que cette variante de LIMBO, ainsi que celle qui seront présentées dans ce chapitre, ne permettent pas d'identifier la norme (i.e. le gain) de la réponse impulsionnelle du système que l'on veut identifier. En effet, multiplier y_k par n'importe quelle constante ne modifie pas son signe s_k .

6.B.2 Variante amortie de LIMBO

La variante précédente est par principe construite autour de l'hypothèse selon laquelle $(s_k - \hat{s}_k)^2$ est minimisée au fur et à mesure que l'algorithme converge. En d'autres termes, la condition de correction (6.4) se rencontre d'autant plus rarement que l'estimation de $\hat{\theta}_k$ s'améliore.

Or, il convient de remarquer la chose suivante. Il est tout à fait possible qu'à un moment ou à un autre de l'expérience, accidentellement, la valeur de la réponse analogique du système y_k soit, en valeur absolue, très faible. Suffisamment faible aussi pour être inférieure au niveau de bruit de fond de l'expérience (le rapport signal sur bruit est alors inférieur à 1). Lorsque ceci se produit, puisque y_k se confond avec le bruit de fond de l'expérience, son signe mesuré est alors une variable aléatoire – qui n'est alors plus corrélée avec le véritable signe de y_k .

A la lumière de cette remarque, supposons qu'avant un tel éventuel événement le modèle paramétrique interne du système $\hat{\theta}_k$ soit *parfaitement* estimé mais qu'en échange, et de plus que la numérisation 1-bit de y_k soit alors accidentellement fautive de sorte que la condition de correction (6.4) soit validée (à tort). Alors, $\hat{\theta}_k$ est à tort corrigé. Ainsi, *expérimentalement*, à la convergence de la méthode LIMBO, la fréquence des corrections de $\hat{\theta}_k$ ne peut pas strictement s'annuler, aussi la convergence de $\hat{\theta}_k$ est limitée.

De manière abstraite, la discussion précédente a permis de mettre en évidence le circuit à travers lequel le bruit expérimental rentre dans l'estimation du modèle paramétrique, d'une part. D'autre part elle montre qu'un conditionnement de la méthode particulier doit être mis en œuvre afin de limiter la propagation de l'erreur expérimentale sur la précision de l'estimation de $\hat{\theta}_k$.

Ainsi, après d'une part avoir mis en évidence précédemment le schéma hypothétique de propagation de l'erreur, nous avons proposé une variante de l'algorithme standard de la méthode LIMBO afin spécifiquement d'*interdire* les prises de décisions de l'algorithme lorsqu'elles sont fondées sur des observations douteuses. Nous référencerons arbitrairement cette variante comme étant une variante *amortie* de LIMBO (Damped LIMBO). Cette variante consiste simplement à remplacer la condition de correction (6.4) par la *condition amortie de correction* :

$$[\text{sign}(y_k) \neq \text{sign}(\hat{y}_k)] \& [|y_k| > V_e], \quad (6.7)$$

6.B.3 Méthode LMS d'identification à partir d'observation numérique 16-bit pleine échelle.

La méthode LIMBO est une méthode d'identification basée sur une méthode de numérisation singulière (numérisation 1-bit) de la réponse analogique du système (capteur ou actuateur), nous

la comparons à une méthode classique d'identification basée sur des observations numériques à 16-bits de résolution de ce même système, le système étant sollicité dans les mêmes conditions. Par soucis de justesse, nous choisissons la méthode LMS normalisée. Cet algorithme LMS est un équivalent 16-bit de LIMBO, en ce que la mise à jour du modèle paramétrique interne est donnée par :

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k+1} = \hat{\boldsymbol{\theta}}_k - \mu \frac{\hat{z}_k - z_k}{P} \boldsymbol{\varphi}_k \quad (6.8)$$

où $\boldsymbol{\varphi}_k$ est donné par (6.2), et $\mathbf{z}_k = \mathbf{y}_k / (\mathbf{e}_0 + \Delta \mathbf{e} \cdot \mathbf{u}_k)$ correspond à la réponse analogique 16-bit normalisée par la valeur du signal d'entrée (la nature de \mathbf{e}_0 et $\Delta \mathbf{e}$ sera précisée plus tard), $\hat{\mathbf{z}}_k$ étant son équivalent estimée en interne. Cette méthode LMS normalisée classique à comme objet aussi de minimiser $(\hat{\mathbf{z}}_k - \mathbf{z}_k)^2$, l'équivalent 16-bits de $(\hat{\mathbf{s}}_k - \mathbf{s}_k)^2$. A la différence de LIMBO, cette méthode LMS ne nécessite pas de normalisation particulière de $\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k+1}$ ni de condition spécifique pour mettre à jour le modèle interne (qui est ainsi corrigé à chaque itération).

6.B.4 Mise en œuvre de LIMBO.

La description des différentes variantes utilisées dans ce chapitre étant réalisée, nous présentons plus en détail les conditions d'initialisation, l'utilisation du paramètre de relaxation μ de la méthode, ainsi que les ressources à mettre en œuvre pour une implémentation FPGA de LIMBO.

a Initialisation de la Méthode.

La démonstration théorique selon laquelle l'identification par la méthode LIMBO est capable naturellement de converger vers l'estimation de la réponse impulsionnelle du système à partir de

n'importe quelle condition initiale (i.e. $\hat{\theta}_1$), tant qu'elle est normalisée, est réalisée dans [3]. Nous étudierons plus particulièrement deux cas de conditions initiales. La première consiste en une condition initiale telle que $\hat{\theta}_1 = [1, 0, 0, \dots, 0]^T$, qui suppose implicitement que la nature du système à identifier est inconnue à priori, et sera référencée comme *initialisation arbitraire*. La seconde est telle que $\hat{\theta}_1 = \hat{\theta}_\infty$, supposant alors implicitement que le système à identifier est parfaitement connu à priori, et sera référencée comme *initialisation optimale*.

Cette seconde méthode d'initialisation est utile entre autre pour étudier la stabilité de LIMBO lorsque le système à identifier reste invariant. Ces deux méthode d'initialisation seront utilisées lors de l'évaluation comparée de LIMBO, amortie ou non, ainsi qu'avec la méthode LMS 16-bits à la section 6.D.

b *Paramètre de relaxation.*

Comme indiqué à la section 6.B.1, la dynamique de convergence de la méthode LIMBO est influencée par le paramètre de relaxation μ . Le choix du paramètre μ résulte d'un compromis entre la vitesse et la stabilité de la convergence. En effet, le choix d'une valeur élevée (i.e. $\mu \lesssim 1$) à comme conséquence de réaliser une convergence rapide mais la stabilité est alors faible. En revanche, le choix d'une faible valeur (i.e. $0 < \mu \ll 1$) à comme conséquence une forte stabilité mais la convergence est alors significativement ralentie. Ceci est simple à figurer en remarquant dans (6.5) que l'amplitude du facteur correctif appliqué au modèle interne, $\mu(2\hat{y}_k/P) \cdot \phi_k$, est gouverné par le facteur de relaxation.

Nous étudierons plus particulièrement deux méthodes de relaxation. Une première consiste à utiliser $\mu = 1$ dans l'intégralité de l'expérience, et cette méthode sera référencée comme *non-relaxée*. Une seconde consiste à mettre à jour régulièrement le paramètre de relaxation afin de favoriser la vitesse de convergence au départ de l'expérience et de favoriser sa stabilité ensuite.

Ainsi, μ est alors égal à 1 au départ puis est multiplié par un facteur $1/2$ toutes les $2^{14} = 16384$ itérations de la méthode.

Ces deux méthode d'initialisation seront utilisées lors de l'évaluation comparée de LIMBO, amortie ou non, ainsi qu'avec la méthode LMS 16-bits à la section 6.D.

c ***Ressources matérielle.***

Habituellement, la mise en œuvre d'une méthode d'identification paramétrique d'un système, par exemple réalisée hors-ligne [3], nécessite le stockage en mémoire d'au moins K valeurs d'entrées (la sollicitation du système) et de K valeurs de sorties (la réponse du système), où K correspond au nombre d'itération de la méthode d'identification. En pratique, K est un nombre qui peut être largement supérieur à P , le nombre d'inconnues du modèle paramétrique à identifier.

De manière réciproque, une méthode d'identification paramétrique en temps réel, éventuellement binaire comme LIMBO ou non comme la méthode LMS normalisée, ne nécessite le stockage en mémoire que de seulement P échantillons d'entrées dans le vecteur d'observation $\boldsymbol{\varphi}_k$ et P échantillons de sorties estimées dans le modèle interne $\hat{\boldsymbol{\theta}}_k$. Cette faible ressource en mémoire est une caractéristique d'une méthode de calcul en temps réel.

Une autre caractéristique des méthodes d'identification en temps réel consiste à réaliser la sollicitation du système à identifier par une séquence pseudo-aléatoire, éventuellement binaire. La génération d'un tel signal binaire peut être réalisée en utilisant une méthode de rétroaction linéaire d'un registre à décalage (Linear Feedback Shift Register (LFSR)) [16] qui consiste en la mise en œuvre de p registres et une porte XOR, permettant ainsi la génération d'un signal pseudo-aléatoire de longueur $K \cong 2^p$

Concernant la complexité des calculs, si les entrées sont binaires (générées par un LFSR éventuellement) et si $P = 2^q$, $q > 1$, La mise à jour du modèle interne de LIMBO ne nécessite alors que $2P$ produits avec des opérandes binaires et un décalage de registre de q -bit. Cependant, la variante relaxée (i.e. $\mu \neq 1$) n'alourdit pas non plus le coût des calculs lorsque le paramètre de relaxation est choisi comme étant une puissance inverse de 2, bien qu'elle nécessite alors une multiplication supplémentaire pour la normalisation du modèle interne.

Finalement, au regard de la consommation énergétique et en surface de silicium, le nombre de comparateur de signaux utilisés dans un ADC flash est sommairement doublé à chaque bit de résolution supplémentaire. Ainsi, une numérisation 1-bit, puisqu'elle n'utilise qu'un unique comparateur, est intrinsèquement la moins consommatrice en terme de puissance ou de surface de silicium (puis est aussi immune en terme de dispersion). Aussi, la variante amortie de LIMBO, présentée à la section 6.B.2, est légèrement plus consommatrice que la variante standard de LIMBO puisqu'elle nécessite 2 comparateurs de signaux, mais elles sont toutes deux largement plus économique qu'une méthode 16-bit flash. Nous montrerons à la section 6.D qu'en l'échange de cela, la variante amortie réduit significativement le coût des calculs, ventilant avantageusement son surcoût de départ.

6.C Électronique de conditionnement

Cette section décrit la méthode de conditionnement du signal du micro-filament capteur/actuateur résistif dans un pont de Wheatstone afin qu'il puisse être traité avec LIMBO pour déterminer sa réponse impulsionnelle. Pour des valeurs raisonnables du courant traversant le pont, l'auto-échauffement du micro-fil reste suffisamment faible pour que la valeur de sa résistance $R_w(t)$ puisse être exprimée par un développement au premier ordre :

$$R_W(t) = R_{W_0} \cdot (1 + \alpha \cdot \theta(t)) \quad (6.9)$$

où R_{W_0} correspond à la valeur nominale de la résistance du fil à la température ambiante et α le coefficient de température (TCR) du micro-fil. Comme le montre la Figure 6.3, le pont de Wheatstone est polarisé par une tension d'entrée

$$e(t) = e_0 + \Delta e \cdot u(t), \quad (6.10)$$

où e_0 et Δe sont constantes avec $e_0 > \Delta e$ et $u(t) = \pm 1$ est une variable binaire pseudo-aléatoire. Aussi, puisque $e_0 > \Delta e$, alors $e(t) > 0V$. La tension aux bornes de la branche différentielle peut ainsi être exprimée par un développement au premier ordre

$$V(t) \approx \frac{G}{4} \left(\alpha \cdot \theta(t) + \frac{\delta R_{W_0}}{R_{W_0}} - \frac{\delta R}{R} \right) \cdot e(t) \quad (6.11)$$

où G correspond au gain de l'amplificateur d'instrumentation, où δR_{W_0} et δR représentent respectivement la dispersion des résistances des branches du pont, en raison par exemple du procédé de fabrication ou du vieillissement du dispositif.

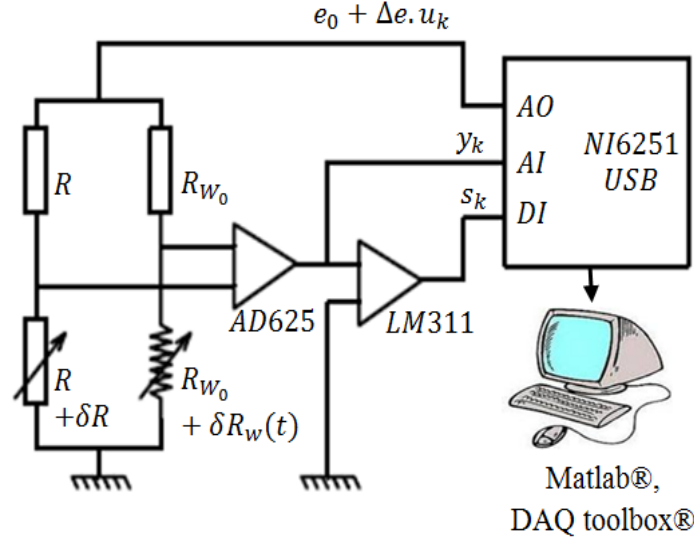


Figure 6.3 : Protocole expérimental.

Étant donné que $\Theta(t) \propto h(t) * i^2(t) \propto h(t) * e^2(t)$ et $u(t)^2 = 1$, ceci conduit à

$$\theta(t) \propto (\Delta e^2 + e_0^2) + 2 \cdot e_0 \cdot \Delta e \cdot h(t) * u(t). \quad (6.12)$$

Ainsi, la substitution de (6.12) dans (6.11) conduit à la relation non-linéaire :

$$\begin{aligned} V(t) &\propto \left[\alpha \cdot (\Delta e^2 + e_0^2) + \frac{\delta R_{W_0}}{R_{W_0}} - \frac{\delta R}{R} + 2 \cdot \alpha \cdot e_0 \cdot \Delta e \cdot h(t) * u(t) \right] \cdot e(t) \\ &\propto (Y_0 + h(t) * u(t)) \cdot e(t) = y(t) \cdot e(t), \end{aligned} \quad (6.13)$$

où Y_0 et $h(t) * u(t)$ représentent respectivement, la composante de décalage et la composante transitoire de $y(t)$. Puisque $e(t) > 0V$, il en résulte une relation importante:

$$\text{sign}(\delta V(t)) = \text{sign}(y(t)) \quad (6.14)$$

Dans ces conditions, en dépit de la relation d'entrée-sortie non-linéaire (6.13), LIMBO peut être utilisé pour estimer conjointement la composante de décalage Y_0 et les coefficients de $h(pT_s)$ de

la réponse impulsionnelle en temps discret, à partir conjointement des signaux binaires en temps discrets u_k et s_k . Toutefois, Il convient de remarquer que lorsque le décalage est trop grand (le pont est initialement trop déséquilibré), s_k sera constant et il n'y aura alors aucun moyen d'identifier le système.

D'un point de vue pratique, le pont de Wheatstone est polarisé avec un signal binaire $e_k = e_0 + u_k \cdot \Delta e$, ($e_0 = 1$ V, $\Delta e = 0.5$ V) de fréquence d'échantillonnage $F_s = 10$ kHz, par l'intermédiaire de la carte d'acquisition 16-bits NI6251USB à travers sa sortie analogique (AO), pour plus de commodité. Le signal aux bornes de la branche différentielle du pont de Wheatstone est amplifié par l'amplificateur d'instrumentation AD625, avec $G=300$. La sortie analogique du système est ensuite enregistrée par l'entrée analogique (AI) du NI6251USB. Un comparateur LM311 permet de fournir le signal binaire s_k enregistré à l'entrée numérique (DI) du NI6251USB. Le matériel d'acquisition de donnée est contrôlé par le bus de communication de National Instrument via la couche logiciel Data Acquisition Toolbox® du logiciel Matlab®, où l'algorithme LIMBO est utilisé, soit comme un outil de post-traitement en tant que script Matlab®, ou en temps réel en utilisant Simulink®. La sortie analogique $V(t)$ est également enregistrée dans le but de fournir une comparaison de la précision de l'identification du système de LIMBO à celle d'autres méthodes d'identification classiques, comme illustré dans la section suivante. La réponse impulsionnelle est estimée en utilisant $P = 128$ paramètres, ce qui correspond à une réponse impulsionnelle longue de $(P - 1)/F_s$ secondes, suffisamment pour contenir la réponse impulsionnelle du micro-fil utilisé comme dispositif de test. Enfin, le niveau de bruit moyen est grossièrement estimé comme étant $V_e=15$ mV (En effet, l'amplificateur d'instrumentation est arbitrairement câblé au micro-dispositif par l'intermédiaire de 20cm de câbles, amplifiant considérablement le bruit de fond de l'expérience).

6.D Résultats expérimentaux et discussion.

Nous étudierons dans cette section la précision et la vitesse de convergence de l'algorithme LIMBO, dans sa première évaluation expérimentale, quand il est utilisé pour l'identification de la réponse impulsionnelle finie d'un micro-dispositif résistif actionné thermiquement. Une première partie traitera de l'initialisation de la méthode, suivie d'une discussion sur la relaxation de la méthode avant d'aborder une troisième partie dans laquelle la variante standard de LIMBO est évaluée expérimentalement et comparée à son équivalent 16-bit et finalement à sa variante amortie.

6.D.1 *Résultats préliminaires.*

Afin d'introduire l'évaluation expérimentale des différentes variantes de LIMBO présentées précédemment, dans le cadre de son utilisation pour l'identification de la réponse impulsionnelle finie d'un micro-dispositif résistif actionné thermiquement, la Figure 6.4 montre un échantillon du modèle paramétrique $\hat{\theta}_k$ identifié par LIMBO (non relaxée et non amortie) et par la méthode LMS 16-bits (non relaxée) où $k=20000$ (lorsque la convergence est atteinte par LIMBO comme ceci sera confirmé en aval). Comme détaillé dans la section 6.B.1, le premier paramètre estimé par LIMBO (i.e. $p=1$) représente le décalage estimé \hat{Y}_{o_k} et les paramètres suivants (i.e. $p = 2, \dots, P$) représentent l'estimation de la réponse impulsionnelle $\hat{h}_k(0), \dots, \hat{h}_k((P-1)T_s)$. Cette figure montre clairement que le modèle paramétrique $\hat{\theta}_k$ estimé à la fois par LIMBO et par la méthode 16-bits LMS sont très similaires.

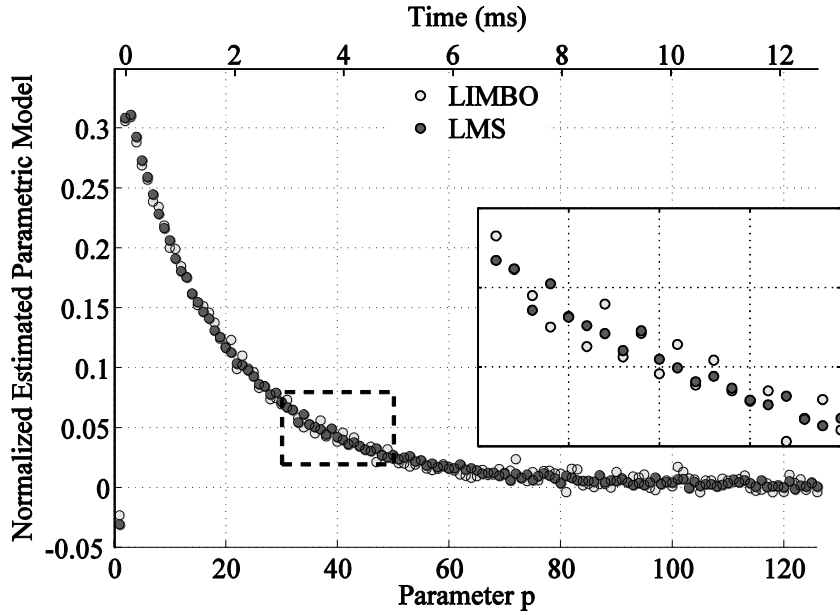


Figure 6.4 : Echantillon du modèle paramétrique estimé par la méthode LIMBO et par la méthode LMS 16-bits à la 20000^{ème} itération.

Afin d'évaluer et de comparer sans ambiguïté les sorties des différentes méthodes d'identification présentées dans cet ouvrage, la forme de la réponse impulsionnelle estimée sera quantifiée par un critère scalaire, qui est détaillé dans la section suivante.

6.D.2 *Evaluation de la constante de temps*

Afin d'évaluer le modèle paramétrique estimé $\hat{\theta}_k$ par un critère scalaire et caractéristique, nous choisissons la constante de temps de la réponse impulsionnelle estimée, car elle résume raisonnablement bien l'allure de la réponse impulsionnelle normalisée de notre dispositif d'essai, comme indiqué dans (6.1). Ainsi, à la $k^{\text{ième}}$ itération, la constante de temps \hat{t}_{0k} est calculée, hors ligne, par la méthode d'identification paramétrique Steiglitz-McBride [13-15], qui détermine une approximation au moindre carré de la réponse impulsionnelle finie $\hat{h}_k(pT_s)$. Il en résulte un modèle paramétrique de la fonction de transfert discrète de la forme:

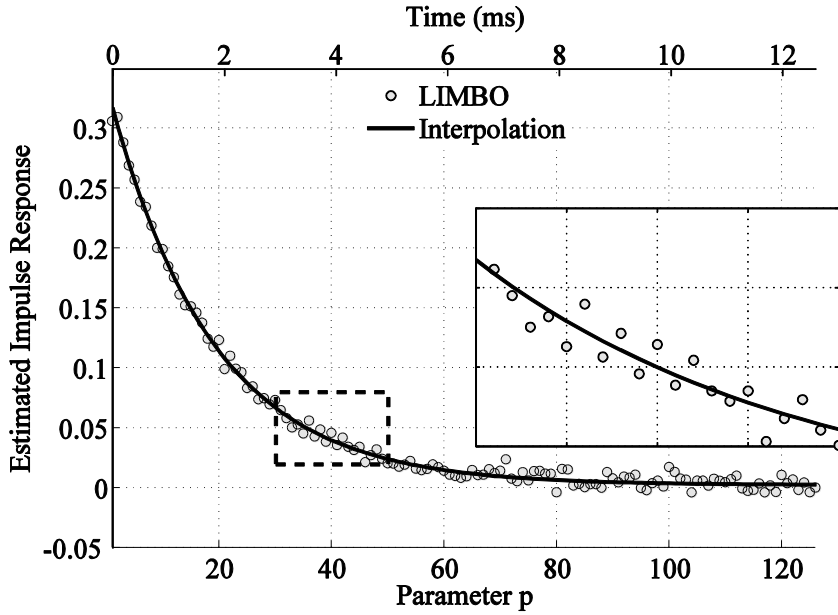


Figure 6.5 : Approximation par la méthode Steiglitz-McBride de la réponse impulsionnelle estimée par LIMBO.

$$H(z) = \frac{b_1 + b_2 \cdot z^{-1}}{1 - a \cdot z^{-1}} \quad (6.15)$$

à partir de quoi la constante de temps est déduite par

$$\hat{t}_{0_k} = \frac{-T_s}{\log(-a)}. \quad (6.16)$$

La comparaison de $\hat{\mathbf{h}}_k$ avec son approximation $\hat{\mathbf{h}}_{k,SMB}$, à partir des sorties de LIMBO non relaxée et non-amortie à $k = 20000$ comme échantillon représentatif, est illustrée à la Figure 6.5. Cette figure montre aussi le filtrage du bruit de l'estimation effectuée par l'identification Steiglitz McBride. Aussi, l'estimation hors ligne de la constante de temps \hat{t}_{0_k} résume raisonnablement bien l'allure de la réponse impulsionnelle du système. Le même protocole est utilisé pour approximer la réponse impulsionnelle fournie conjointement par la méthode LMS 16-bits et LIMBO, afin de

comparer et d'évaluer la stabilité comme la précision de la convergence de ces méthodes, ce qui est détaillé dans la section suivante.

6.D.3 Comparaison de LIMBO avec une méthode d'identification paramétrique LMS 16-bits.

Nous décrivons dans cette section la comparaison de la convergence de LIMBO avec amortissement (voir section 6.B.2) ou non (voir la section 6.B.1) avec celle de la méthode LMS 16-bits (voir section 6.B.3) entre elles, selon la méthode d'initialisation (voir section 6.B.4.a) et de relaxation (voir section 6.B.4.b).

a Comparaison en termes de constantes de temps

La Figure 6.6 et la Figure 6.7 montrent l'estimation de constante de temps du micro-fil lorsque le modèle paramétrique interne est arbitraire initialisé et, lorsque les méthodes ne sont pas relaxées et relaxées respectivement (L'étude du décalage présente des résultats très similaires) et systématiquement arbitrairement initialisé. Un élément important à considérer est que ces deux figures indiquent la valeur du paramètre estimé à l'instant même où une correction du modèle à lieu. Cette manière de faire permet de fournir une idée sommaire de la quantité de corrections mises en œuvre par la méthode associée. Ces figures montrent les caractères suivants

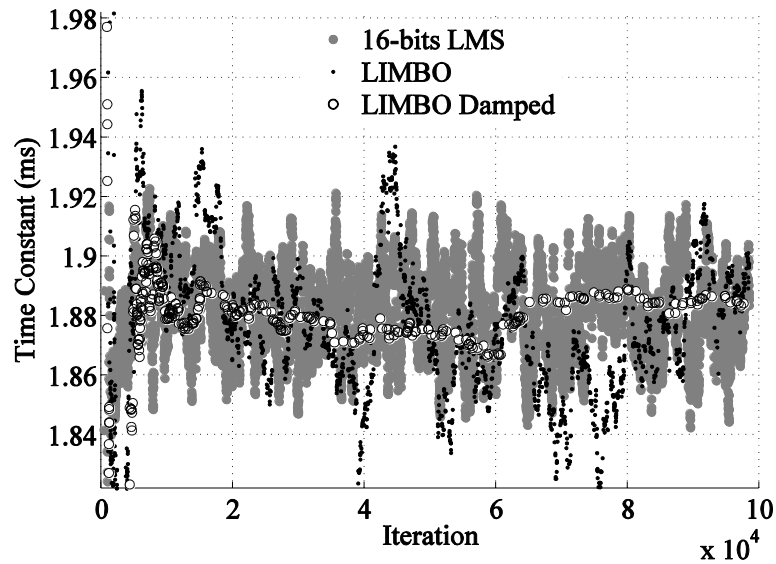


Figure 6.6 : Estimation de la constante de temps sur 10^5 itérations de LIMBO et de la méthode LMS 16-bits non relaxées avec initialisation arbitraire.

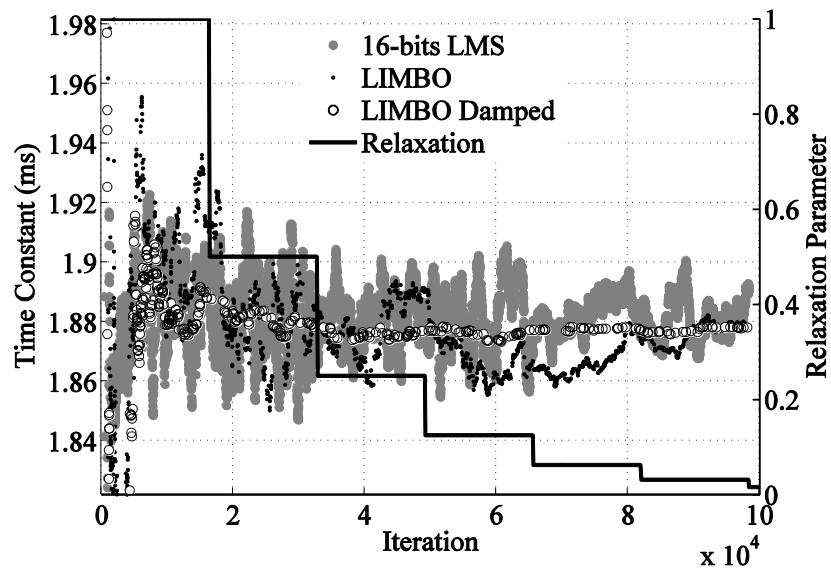


Figure 6.7 : Estimation de la constante de temps sur 10^5 itérations de LIMBO et de la méthode LMS 16-bits relaxées avec initialisation arbitraire..

- Lorsque le modèle paramétrique interne est arbitraire initialisé, il faut compter environ 20000 itérations pour que la méthode LIMBO atteigne la convergence, bien que ceci ne prenne qu'environ P itérations pour la méthode LMS 16-bits. Ceci s'explique par le fait que les informations récoltées sur le système à identifier par la méthode LMS 16-bits sont beaucoup plus riches que dans le cas de LIMBO.
- Lorsque les méthodes ne sont pas relaxées et après que la convergence soit atteinte, la déviation du paramètre estimé, qui figure la précision de l'estimation, sont sensiblement comparables entre pour la méthode LMS 16-bit et pour LIMBO non-amortie. En revanche la précision obtenue par la variante amortie de LIMBO est significativement la meilleur. Qui plus est, la stabilité de la méthode LMS 16-bits est la moins bonne de toutes. Cela peut s'expliquer raisonnablement par le fait que la méthode LMS-16-bits corrige le modèle interne à chaque itération alors que la condition de correction (6.4) ou (6.7) est satisfaite significativement plus rarement dans le cas de LIMBO.
- L'effet de la relaxation (i.e. $\mu \neq 1$) sont clairement visibles à la Figure 6.7, en ce qu'il modère significativement l'amplitude des corrections à mesure que sa valeur devienne significative faible – au bout d'un nombre important d'itération tel que la convergence soit atteinte sensiblement.

Nous avons, dans cette section, décrit qualitativement la convergence de la méthode LIMBO du point de vue de l'estimation hors ligne de la constante de temps. Ainsi, il apparait que, bien que LIMBO soit une méthode relativement lente, sa précision est comparable à la précision de la méthode LMS 16-bits. Cependant, la fréquence de correction du modèle paramétrique interne est un aspect de la convergence de LIMBO, aspect univoque qui ne nécessite avantageusement pas

d'impliquer le calcul hors ligne d'un paramètre de quantification (ici la constante de temps de la réponse impulsionnelle du micro-dispositif de test). Ceci fait l'objet de la section suivante.

b *Comparaison en termes de fréquence de correction*

La Figure 6.8 et la Figure 6.9 montrent respectivement la quantité cumulée des corrections effectuées sur $\hat{\theta}_k$ en fonction du nombre d'itérations effectuées pour chacune des variantes de LIMBO ainsi que la méthode LMS 16-bits dans deux cas distincts d'initialisations. Ce type de diagramme est tout particulièrement utile puisque que leur contenu est d'une part indépendant de la nature de la réponse impulsionnelle du dispositif étudié et d'autre part il ne nécessite aucun traitement supplémentaire (fait hors ligne dans le cas de l'évaluation de la constante de temps, ou éventuellement calculé en temps réel à un coût éventuellement largement plus important qu'une itération de la méthode) du modèle paramétrique interne de LIMBO. Dans le cadre de ces figures, la pente de chaque courbe est proportionnelle à la fréquence des corrections effectuées sur $\hat{\theta}_k$. Ces figures démontrent clairement que LIMBO, contrairement à la méthode LMS 16-bits, réduit significativement la fréquence de correction lorsque le modèle paramétrique estimé converge vers celui du système testé.

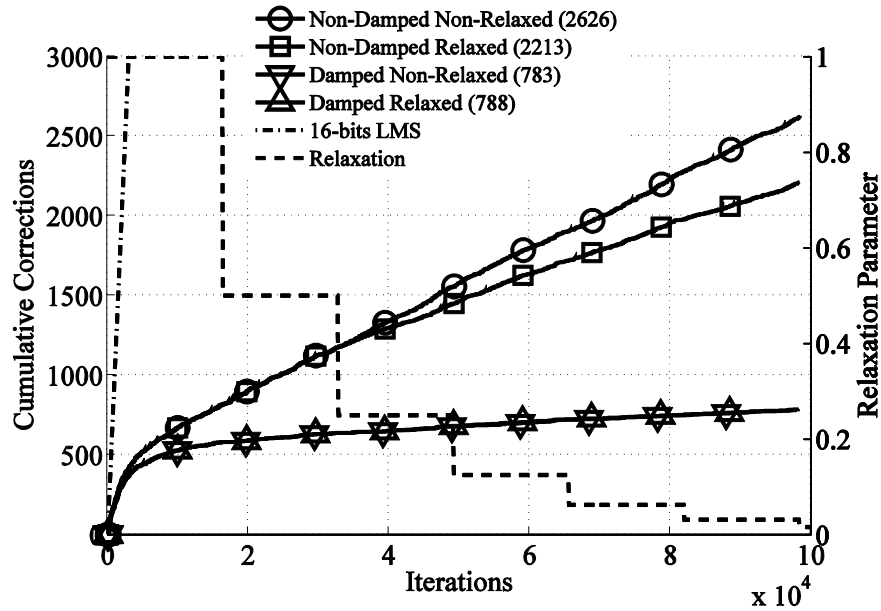


Figure 6.8 : Quantité cumulée de corrections pour les différentes méthodes et valeur du paramètre de relaxation avec initialisation arbitraire.

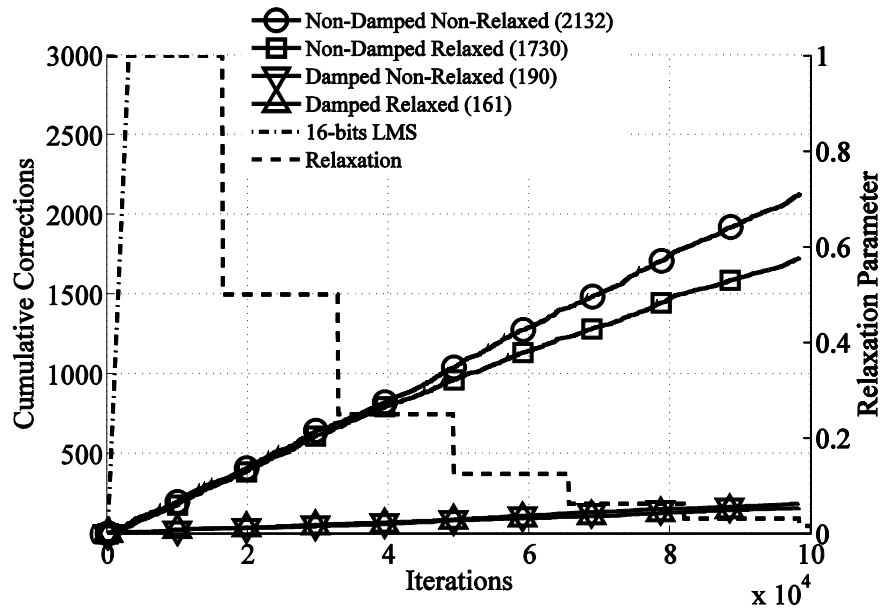


Figure 6.9 : Quantité cumulée de corrections pour les différentes méthodes et valeur du paramètre de relaxation avec initialisation optimale

Aussi, les fréquences de correction des modèles sont sensiblement identiques pour chacune des méthodes testées lorsque le modèle est loin de la convergence (i.e. au départ de l'identification). En revanche, cette fréquence décroît très significativement lorsque la convergence est atteinte. Ce comportement est sensiblement influencé par la relaxation de la méthode, bien qu'il dépende cependant fortement de l'amortissement de la méthode.

En effet, la transition est très forte avec la variante amortie de LIMBO et est plus modérée pour la variante non-amortie. Les résultats montrent que lorsque la convergence est réalisée, la fréquence de correction moyenne de la variante amortie est respectivement 11,2 et 10,5 fois inférieure à celle de la variante non-amortie selon qu'elle soit relaxée ou non-relaxée respectivement, cet écart étant particulièrement significatif.

Ce résultat significatif montre aussi que lorsque la convergence est atteinte, environ 90% des corrections de la méthode LIMBO non amortie se produisent lorsque la numérisation 1-bit de la sortie analogique du système est ambiguë (c'est à dire lorsque le rapport signal-à-bruit est inférieur à 1). Il explique raisonnablement aussi pourquoi la stabilité de la constante de temps estimée est nettement améliorée par LIMBO amortie, puisque les observations binaires de LIMBO impliquant une correction de $\hat{\theta}_k$ sont alors significativement mieux corrélées avec l'inexactitude éventuelle du modèle interne. Un autre avantage de la variante amortie de LIMBO est que cette procédure même permet d'économiser environ 90% des mises à jour de $\hat{\theta}_k$, tout en améliorant la précision de l'estimation, et sans pour autant diminuer la vitesse de convergence. Ainsi, moins de puissance est consommée dans l'étage de calcul et cet avantage peut compenser l'augmentation (modérée) de la surface de silicium et la consommation de l'ADC requis par la variante amortie de LIMBO.

Aussi, l'affaîssement de la fréquence de correction est une fonctionnalité propre de LIMBO, lui permettant d'attester en temps réel l'état de la convergence. Cette fonctionnalité est, d'une certaine manière, impossible à mettre en œuvre dans le cas d'une méthode LMS N-bits.

Ce résultat important démontre clairement que l'amortissement de la condition de correction (6.7), mis en évidence dans nos travaux, est un autre élément clé de LIMBO complémentaire qui à un effet significativement plus sensible sur l'identification du système que la relaxation de l'algorithme lui-même.

6.E Conclusion et perspectives.

Nous avons présenté dans ce chapitre, essentiellement tiré de l'article [19], la première évaluation expérimentale de LIMBO, ainsi que plusieurs de ses variantes. LIMBO est spécifiquement conçu pour numériser avec précision un modèle paramétrique de la réponse impulsionnelle d'un système à travers un ensemble de moyens épurés n'utilisant qu'un ADC 1-bit. en effet, LIMBO, utilisé comme procédé d'indentification en temps réel, constitue un moyen simple d'estimer plusieurs caractéristiques (à savoir l'offset et la réponse impulsionnelle finie) d'un MEMS résistif actionné thermiquement, avec un nombre minimum de composants analogiques et de faibles exigences de calcul numériques.

Différentes variantes de LIMBO utilisant différents types de relaxation et d'initialisation sont comparées entre elles ainsi qu'avec une méthode d'identification en temps réel LMS normalisée utilisant d observations 16-bits de la sortie du système. Outre le fait que la convergence de LIMBO soit significativement plus lente, il a été démontré que LIMBO est tout à fait concurrentiel en termes de précision.

Ce chapitre a présenté pour la première fois une nouvelle variante que nous avons appelé arbitrairement appelé LIMBO-amortie qui utilise une amélioration de la condition de mise à jour du modèle paramétrique interne de LIMBO. Cette condition de correction spécifique est prévue pour interdire la mise à jour du modèle lorsque le rapport signal-sur-bruit est approximativement inférieur 1, c'est-à-dire lorsque l'observation binaire de la sortie analogique du système devient ambiguë. Nous avons démontré que cette variante offre une précision nettement meilleure sans pour autant altérer la vitesse de convergence. Aussi, cette variante permet une économie de 90% des mises à jour du modèle paramétrique interne de LIMBO lorsque la convergence est atteinte. La manière dont le comportement de la variante amortie de LIMBO dépend du paramètre de réglage V_e et la façon dont ce paramètre doit être choisi de manière optimale en fonction du bruit de fond de l'expérience doit encore être étudié de manière plus approfondie d'un point de vue théorique.

Aussi, une amélioration significative des résultats expérimentaux est attendue lorsqu'est ajoutée une référence de tension connue (une constante ou un signal de dithering) à l'entrée u_k de la méthode. De plus, la mise en œuvre à coût minimal de LIMBO sur un FPGA est l'objet de travaux en cours. Un autre travail en cours consiste à valider LIMBO avec d'autres types de capteurs/actuateur caractérisés par d'autres formes de FIR tels que les oscillateurs amortis par exemple en utilisant le protocole d'évaluation décrit dans ce chapitre.

Annexe A6. Fabrication des jauges SOIp

Le complément suivant a pour objet de décrire les étapes de fabrication des micro-filaments, commandés par l'ANR SysReCap. Ces micro-filaments présentant 1) de fortes dérives avec l'humidité de l'air 2) de fortes contraintes mécaniques intrinsèques rendant le calcul en retour de la température d'auto-échauffement improbable et 3) la présence d'une légère dépendance de la résistance nominale d'un filament (libéré ou non) avec le courant les traversant, cette dépendance étant largement non-reproductible d'une jauge à l'autre, elles ont été écartées pour cet ensemble de raisons du corps de l'étude rapporté dans ce mémoire. Cependant, la troisième source de dérive n'affecte pas significativement les résultats décrits dans ce chapitre (en effet, cette troisième source de dérive explique le léger affaissement de la réponse impulsionnelle estimé par LIMBO pour $h(pT_S)$ lorsque $p = 2$ visible par exemple à la figure 6.4, ce qui est très peu significatif dans les résultats décrits).

Le substrat choisi est un substrat SOI (Substrat On Insulator). Ce type de substrat est pré-structuré. la couche dans laquelle est prévue le dispositif MEMS est essentiellement constitué d'une première couche relativement plus fine de silicium cristallin, dont le dopage et l'épaisseur sont des paramètres mis à disposition sur les catalogues des fabricants. Cette couche "active" est collée à un substrat de silicium par l'intermédiaire une couche mince d'oxyde de silicium dont l'épaisseur est un paramètre catalogue.

Avantageusement, ce type de substrat permet de réaliser des structures MEMS essentiellement constituées en silicium massif. Plus particulièrement, ce type de substrat permet avantageusement de fixer à l'avance, et avec précision, l'épaisseur de la structure suspendue. En effet, la couche d'isolant constitue un candidat évident de couche d'arrêt de gravure et permet de stopper le front de gravure, que cette dernière soit réalisée depuis la face avant ou depuis la face arrière. De plus

ce type de substrat permet de structurer le silicium massif pour qu'il puisse être utilisé spécifiquement comme élément de circuit électrique (fil de connexion). De plus la couche isolante peut avantageusement être utilisée à la manière d'une couche sacrificielle pour la libération de la structure MEMS.

Bien que plus onéreux qu'un simple substrat de silicium, les substrats SOI permettent entre autre et principalement de réaliser une structure MEMS en un minimum d'étapes.

Dans le cadre de ce mémoire, les critères justifiant le choix de ce substrat sont :

- Minimiser le nombre d'étapes de réalisation ;
- Minimiser le temps d'optimisation de chacune des étapes de réalisation ;
- Permettre d'obtenir d'importantes épaisseurs de sous-gravure ;
- Permettre de réaliser des filaments avec un rapport d'aspect favorable, ultimement de $10\mu\text{m}$ de largeur et quelques mm de longueur et quelques micromètres d'épaisseur ;
- Utiliser du silicium comme élément résistif (source de chaleur et transducteur température/résistivité) ;
- Permettre de valider l'utilisation du capteur comme élément constitutif d'un accéléromètre. En effet, les substrats SOI permettent de réaliser facilement des accéléromètres à 1 degrés de liberté.

Le wafer SOI est plus particulièrement choisi avec les paramètres constructeurs suivant :

- une épaisseur de la couche active de $5\mu\text{m}$,
- une épaisseur de la couche d'oxyde interstitielle isolante de 500 nm ,
- un dopage de la couche active de 10^{13} cm^{-3} de type p .
- Une épaisseur du substrat de $400\ \mu\text{m}$.

La stratégie de sous-gravure choisie est la sous-gravure depuis la face avant en tant que dernière étape de réalisation, afin de protéger les motifs structurés sur la face avant en amont de la libération.

La stratégie de micro-fabrication consiste en une variante du procédé SCREAM [17,18]. Le procédé de fabrication est illustré, dans l'ordre chronologique de réalisation, à la Figure 6.10 et est décrit ci-dessous étapes par étapes.

- ***Etape A : structuration de la couche active***

La première étape du procédé de microusinage consiste en une structuration (i.e. gravure) de la couche de silicium active, afin de définir géométriquement les filaments et les plots de liaison électrique avec le substrat (en utilisant un accès de connexion depuis la face avant).

Une couche de résine photosensible positive (S1813) est déposée sur le wafer vierge puis est ensuite insolée. Le silicium de la couche active, mis à jour sous la résine, est ensuite directement gravé par gravure anisotrope à plasma RIE (Reactive Ion Etching), qui permet de graver très préférentiellement selon la direction hors plan, et d'obtenir ainsi des flancs de gravures verticaux. Avantagusement, la couche d'oxyde enterrée est utilisée à la manière d'une couche d'arrêt pour la gravure anisotrope de la couche de silicium active.

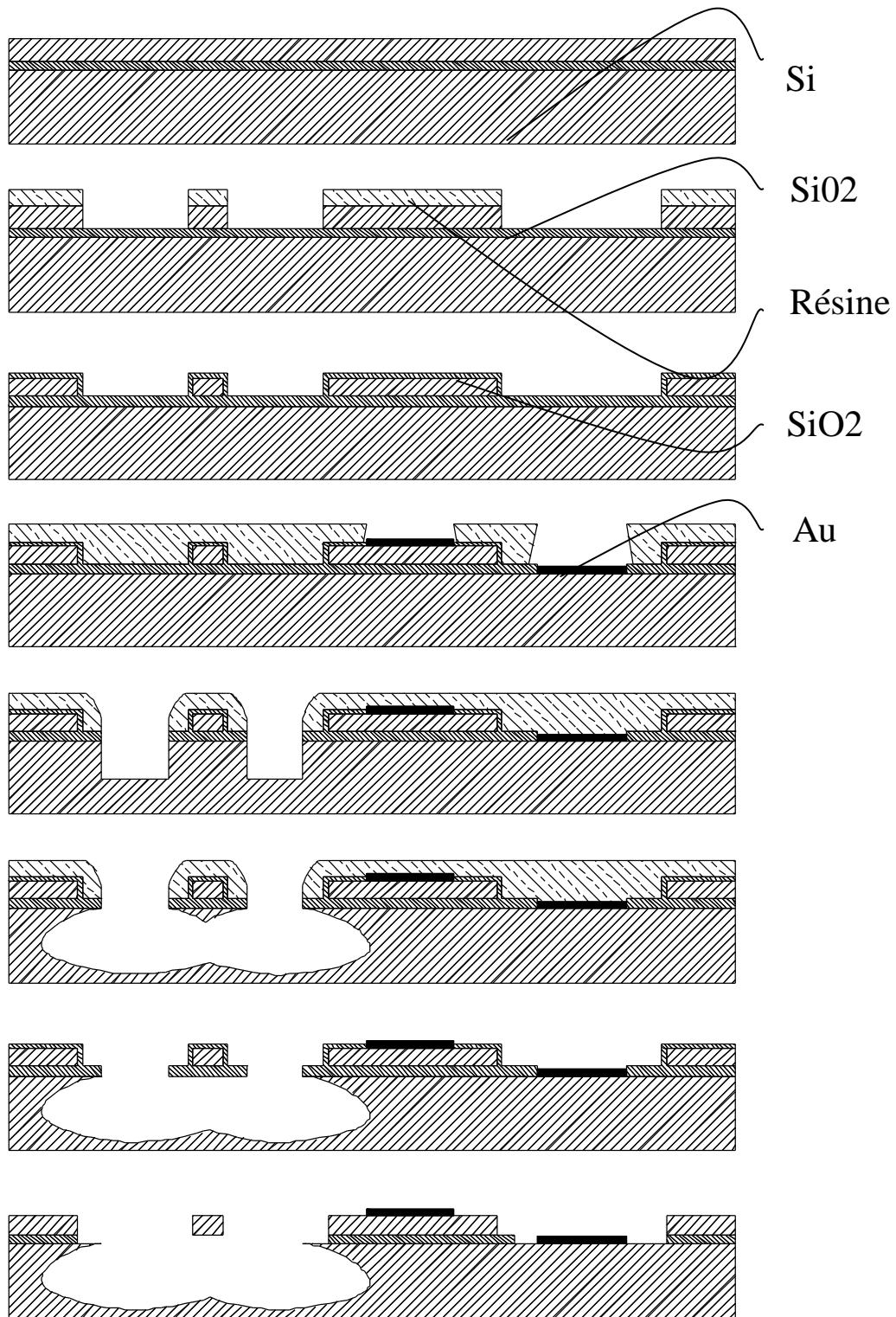


Figure 6.10 : Schématisation du procédé de microfabrication.

Le mélange de gaz ionisé est spécifiquement choisi pour sa sélectivité vis-à-vis du silicium et de son oxyde, permettant graver préférentiellement le silicium, et avec comme conséquence que l'oxyde de silicium enterré, mis à nu sous la couche de silicium active, agissent à la manière d'une couche d'arrêt de gravure.

Cette étape se conclut par un premier nettoyage de la résine photosensible par un bain dans une solution d'acétone en présence d'ultrason, d'un second nettoyage par un bain dans une solution d'isopropanol en présence d'ultrason et d'un troisième nettoyage dans une solution d'eau desionisée.

Une dernière étape de nettoyage consiste en un bain dans une solution préparée in-situ d'eau oxygénée (H_2O_2) et d'acide sulfurique afin d'éliminer les dernières traces de polluants organiques (d'origine humaine généralement).

Le stockage d'un wafer procédé est systématiquement réalisé dans une boîte étanche conditionné dans une ambiance immune de polluants aériens.

La Figure 6.11 présente une allure du dispositif procédé selon cette première étape de réalisation.

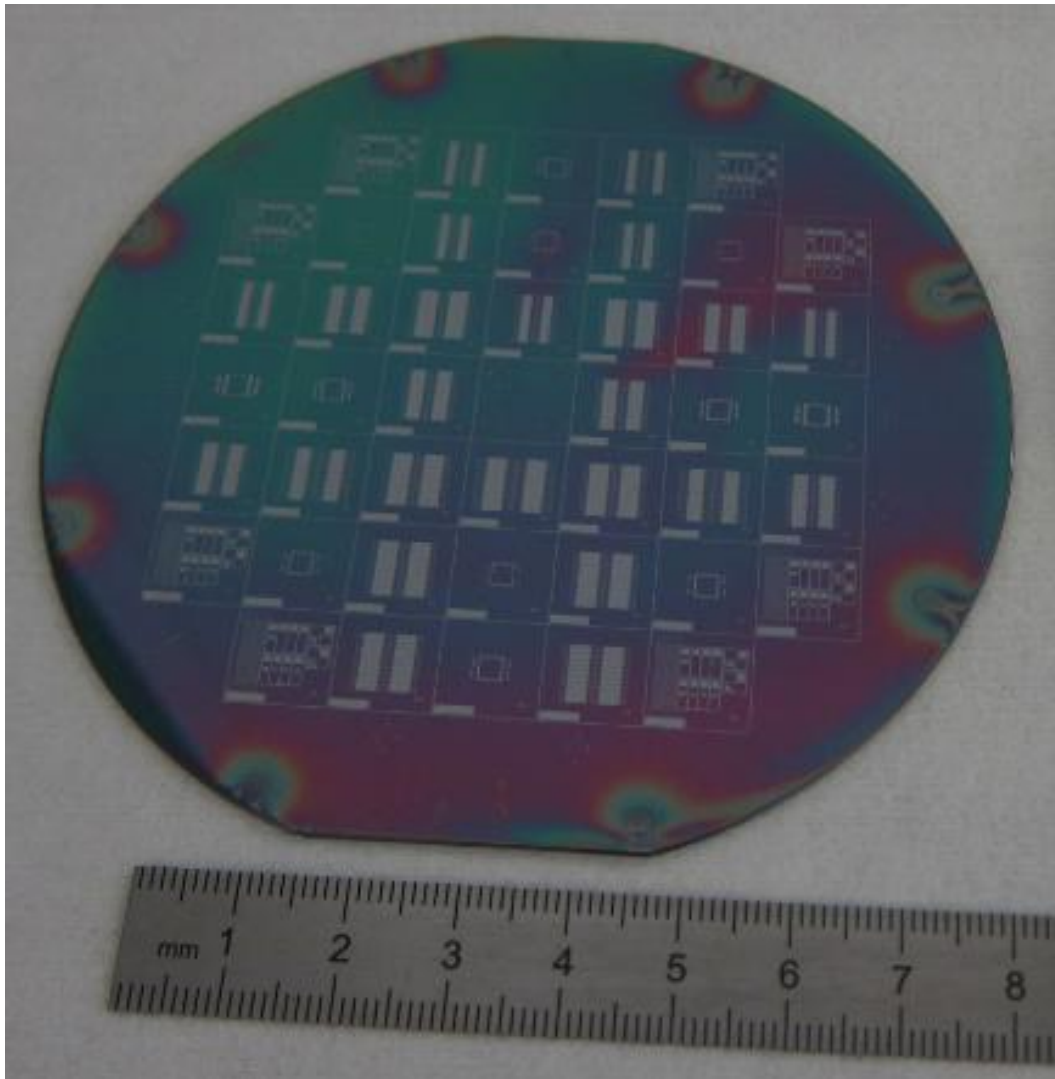


Figure 6.11 : Résultat de microréalisation après l'étape de structuration de la couche active par gravure ICP. L'irisation de la couche superficielle est due à la présence de la couche de résine photosensible. En effet, sans cette irisation par la résine, les motifs structurés sont difficilement visibles.

- *Etape B : dépôt isotrope d'une couche d'oxyde de silicium superficielle par voie thermique*

La seconde étape consiste en un dépôt pleine plaque d'une couche d'oxyde de silicium superficielle réalisée par voie thermique. Il s'agit donc d'un dépôt par consommation

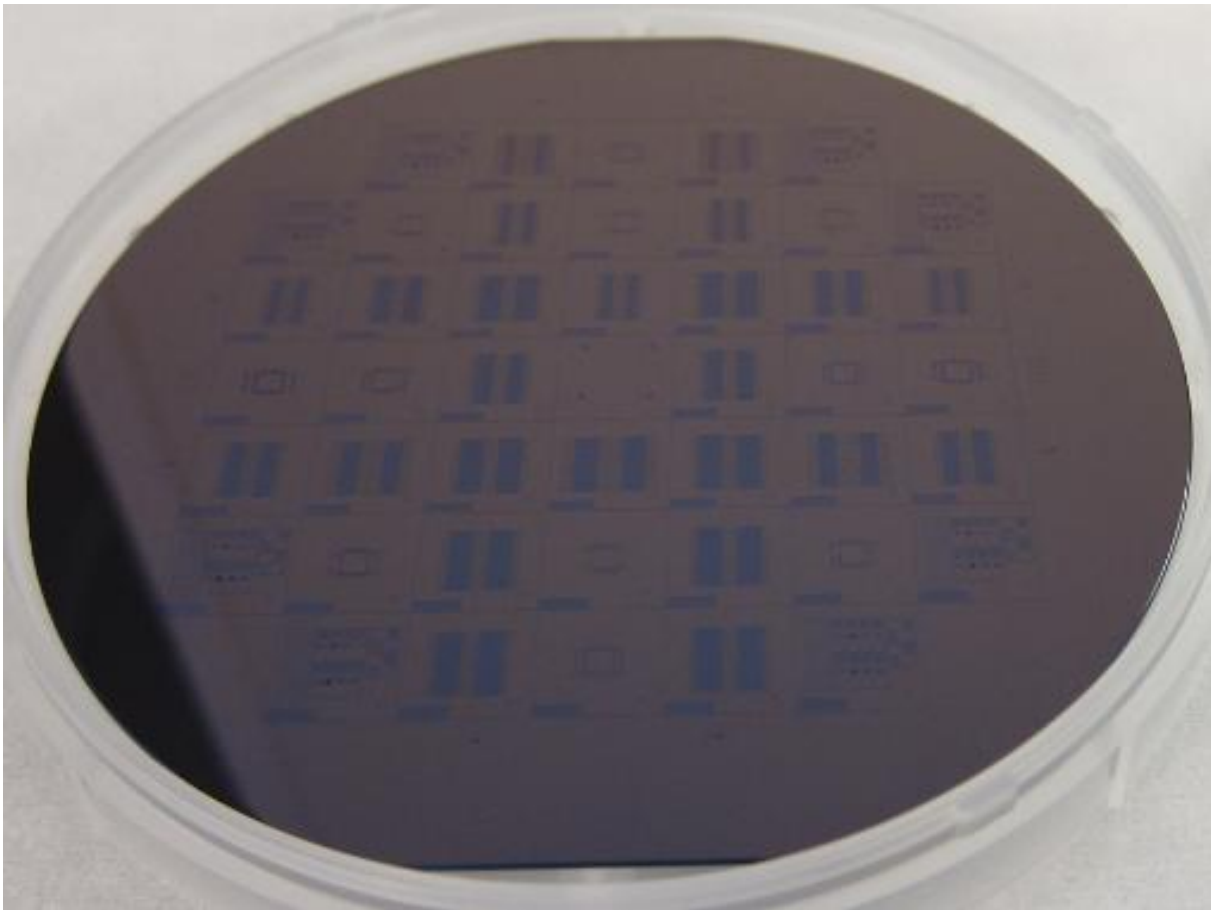


Figure 6.12 : Résultat de microréalisation après l'étape de dépôt pleine plaque d'une couche d'oxyde de silicium par voie thermique.

superficielle et isotrope de la couche de silicium active. La couche d'oxyde est prévue pour avoir une épaisseur de 200 nm.

Le wafer microusiné selon le procédé de l'étape A est déposé dans un four de recuit. La profondeur du front d'oxydation est ensuite contrôlée par ellipsométrie laser.

La différence d'apparence du wafer procédé par cette étape de microfabrication n'est modifiée que de par un changement de couleur la couche active de silicium caractéristique de l'épaisseur de la couche d'oxyde superficielle. En effet le silicium natif est d'une couleur grisée métallique, alors qu'une couche superficielle d'oxyde lui donne une couleur bleutée lorsque l'épaisseur de la couche est d'environ 200 nm, ce qui est illustré à la Figure 6.12.

De plus le silicium natif est hydrophobe, alors que la silice est hydrophile, ce qui est qualitativement caractérisé par la différence d'adhérence d'une goutte d'eau à la surface du wafer.

Cette étape est justifiée par le fait que la couche d'oxyde de silicium sera utilisée comme couche de passivation, et donc comme masque de gravure sur la couche de silicium active, lors la gravure anisotrope du substrat de silicium depuis la face avant.

- ***Etape C : Ouverture de la couche de silice enterrée.***

L'étape B du procédé de microfabrication est fondée sur l'utilisation de l'oxyde de silicium comme masque de gravure. De sorte que la couche d'oxyde de silicium enterrée, mis à nu lors de l'étape A, agit elle-même d'une manière identique. Ainsi, cette couche de passivation doit être ouverte afin de permettre un accès au substrat de silicium, en amont de la gravure anisotrope du substrat. Cette ouverture fait l'objet de cette étape du procédé de microfabrication.

Une couche de résine photosensible positive et épaisse (résine S1813) est déposée sur le wafer vierge. Cette couche est insolée, à travers un masque de photolithographie sélectionnant localement la transmission des radiations de telle sorte que les zones insolées puissent être éliminées par une solution de développement.

La résine constituant le masque de gravure (S1813) est spécifiquement choisie avec comme critère prioritaire la qualité d'étalement de la résine sur une surface localement structurée sur de faibles épaisseur (5 μ m dans le cas présent), puis de son développement dans de telles conditions.

L'oxyde de silicium enterrée et mise à jour sous la résine photosensible est ensuite directement ouverte par gravure anisotrope à plasma RIE. Le mélange de gaz ionisé (dans ce cas là un gaz de dioxygène) est spécifiquement choisi pour sa sélectivité vis-à-vis du silicium et de son oxyde,

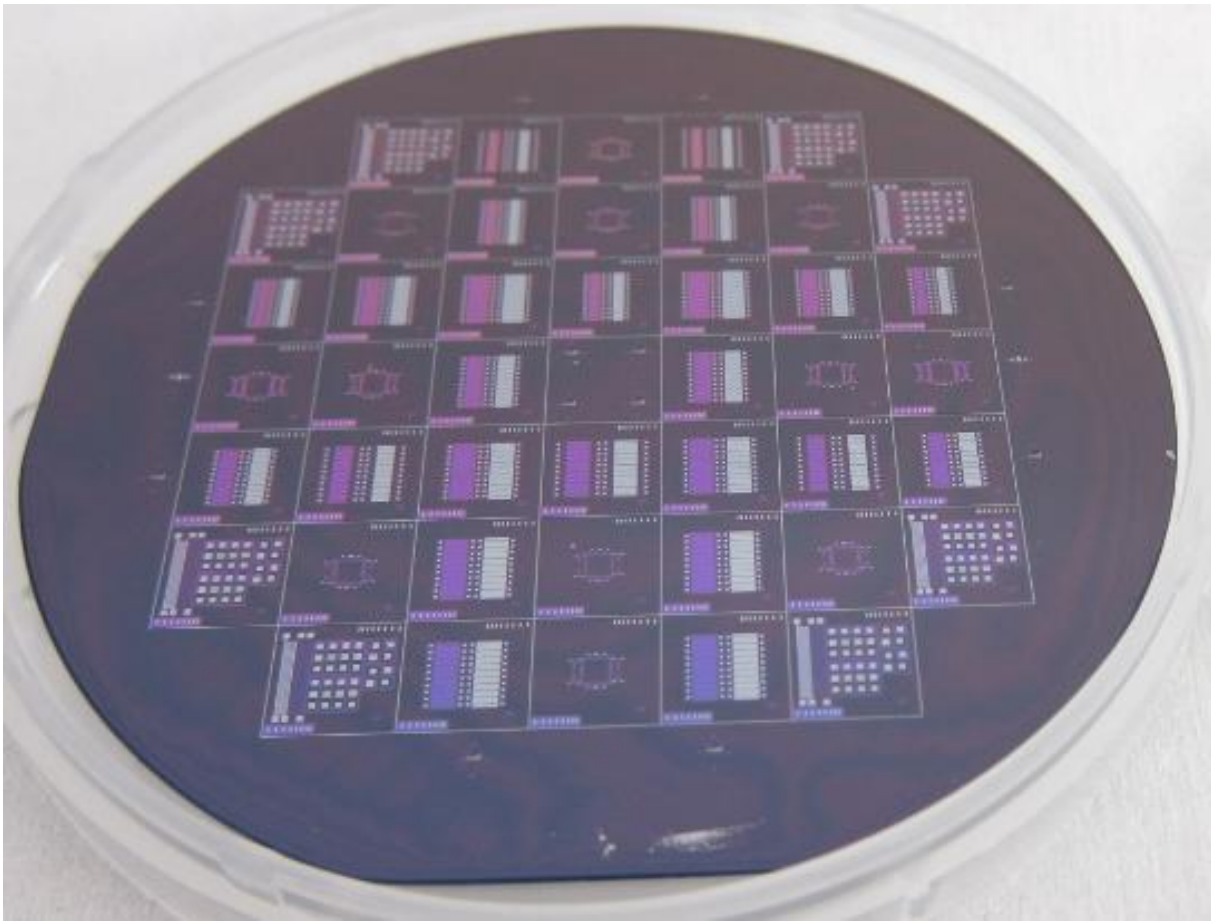


Figure 6.13 : Résultat de microréalisation après l'étape de gravure de la couche d'oxyde de silicium enterrée. En bleu foncé, la couche de silicium active recouverte d'oxyde thermique; en bleu clair-rose, la couche d'oxyde enterrée; en gris clair, le silicium du substrat mis à nu.

afin de graver préférentiellement l'oxyde de telle sorte que le silicium du substrat mis à nu sous la couche d'oxyde enterré agisse à la manière d'une couche d'arrêt de gravure.

Cette étape se conclue par un nettoyage identique à ceux décrits précédemment.

La Figure 6.13 présente une allure du dispositif procédé selon cette étape de réalisation.

- ***Etape D : Métallisation par pulvérisation des plots de connexion.***

La métallisation par pulvérisation consiste en un dépôt de particules de métal ayant chacune une trajectoire balistique quasiment normale au plan du wafer. Il s'agit donc en principe d'un dépôt anisotrope pleine plaque. Un masque de dépôt doit permettre de mettre à nu des zones du

wafer sur lequel adhèrera le métal pulvérisé, de sorte que pendant de l'élimination du masque de gravure celui-ci entraîne les particules métalliques y ayant adhéré. Cependant pour éliminer le masque de dépôt, il est nécessaire que l'agent de dissolution puisse accéder à celui-ci par un ensemble de zone spécifiquement ajourée. Or, l'utilisation d'une couche de résine photosensible présentant des flancs de structuration verticaux est alors intégralement recouverte de particule métallique lors de la pulvérisation (à la manière d'un dépôt légèrement isotrope), interdisant ainsi à l'agent de dissolution du masque de dépôt l'accès à celui-ci. C'est pour cette raison que dans le cas d'une métallisation par pulvérisation, l'utilisation d'une résine à lift-off est tout particulièrement prescrite.

En effet, lors du développement d'une résine à lift-off, les flancs de la zone de résine consommée après insolation ne sont pas verticaux et présentent une sous gravure significative, appelée couramment casquette ou lift-off, vis-à-vis de la surface externe de la couche de masque. Avantagement, cette sous gravure est suffisamment importante pour ne pas être recouverte par le flux de particule métalliques lors de la pulvérisation, de telle sorte à ajourer le masque de dépôt. Cette mise à jour du masque de dépôt est ensuite employée comme amorce pour la consommation du masque de dépôt lors de son élimination.

Une couche de résine photosensible négative, épaisse, prévue pour le lift-off (AZ5214) est déposée sur le wafer procédé à l'étape B et cette couche est insolée.

La résine constituant le masque de déposition est spécifiquement choisie avec comme critère prioritaire, outre sa compatibilité avec le procédé de lift-off, la qualité d'étalement de la résine sur une surface localement structurée sur de faibles épaisseur (5 μ m dans le cas présent), puis de son développement dans de telles conditions. La résine utilisée est une résine AZ5214.

La couche d'oxyde de silicium thermique, déposée à l'étape B et la couche d'oxyde enterrée du substrat SOI, sont mises à jour sous la résine. Ces deux couches sont ensuite simultanément

gravées par gravure hydro-fluorhydrique tamponné (BHF), choisi spécifiquement pour sa sélectivité vis-à-vis du silicium et de son oxyde, pour graver préférentiellement l'oxyde, de telle sorte que le silicium du substrat ou de la couche active, mis à nu sous la couche d'oxyde enterré ou thermique respectivement, agisse à la manière d'une couche d'arrêt de gravure.

La métallisation par pulvérisation est effectuée dès lors que le silicium de la couche active est mis à jour sous la couche d'oxyde. Cette métallisation consiste en un premier dépôt d'une couche d'adhérence constituée de chrome sur une épaisseur de 10 nm. A la suite du dépôt de la couche d'adhérence, une seconde couche métallique constituée d'or sur une épaisseur de 200 nm est déposée, les épaisseurs de dépôt étant contrôlé par le temps de pulvérisation selon un jeu d'abaque de calibration de l'appareillage utilisé.

Cette étape se conclue par un premier nettoyage identique à ceux décrits précédemment. Avantageusement, l'élimination de ce masque de dépôt entraîne avec lui les couches de métaux déposés sur celui-ci.

La Figure 6.14 et la Figure 6.15 présentent l'allure du wafer procédé selon cette étape de microfabrication respectivement avant l'élimination du masque de déposition puis après sa dissolution.

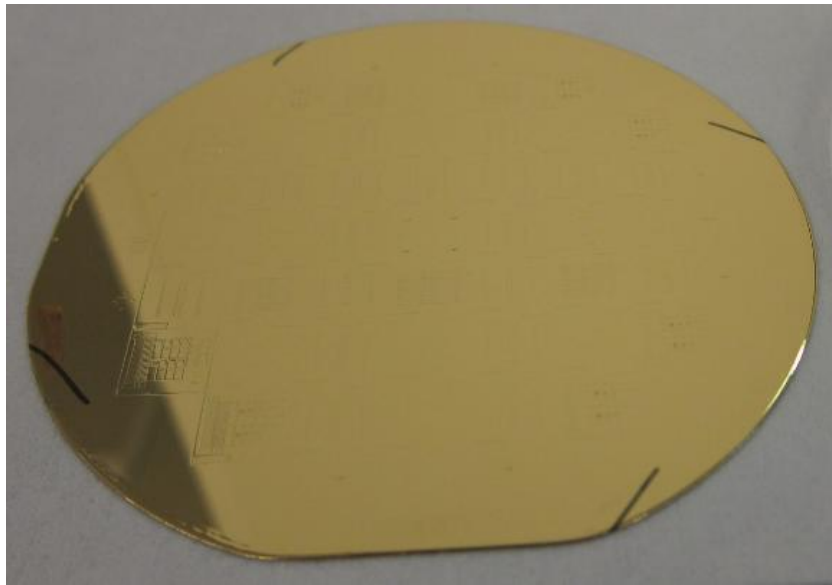


Figure 6.14 : Résultat de microréalisation après l'étape de dépôt pleine plaque d'une couche métallique (or), avant dissolution de la résine photosensible

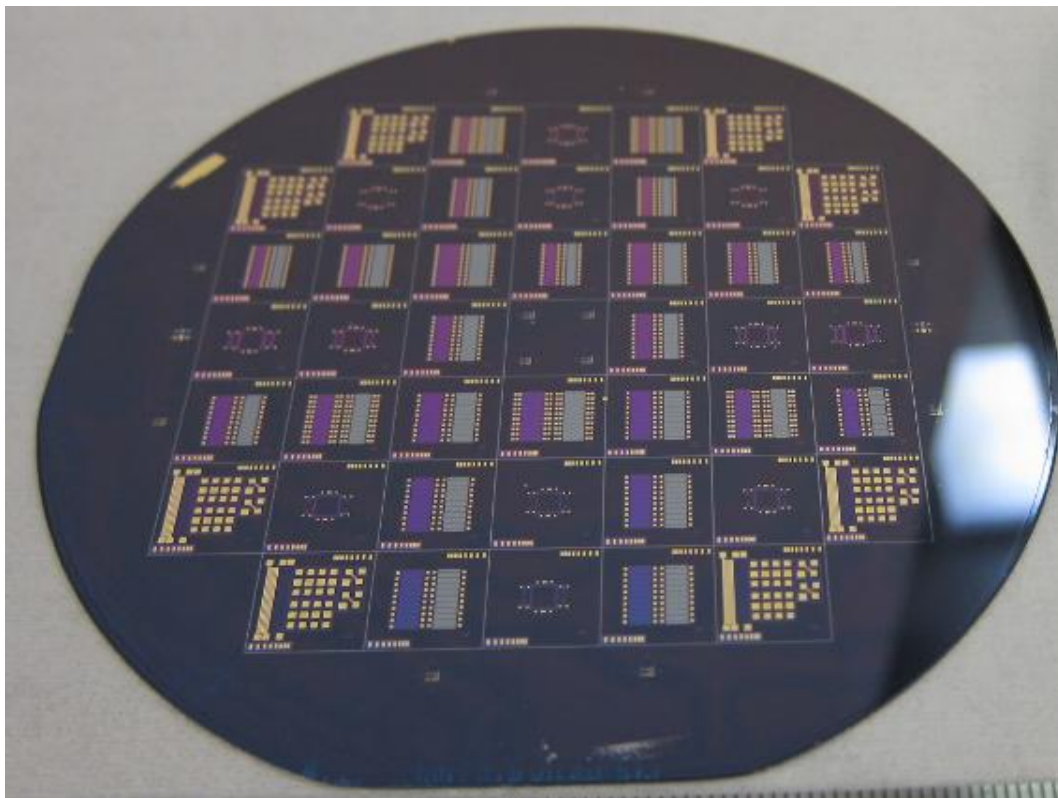


Figure 6.15 : Résultat de microréalisation après l'étape de dépôt pleine plaque d'une couche métallique (or), après dissolution de la résine photosensible

- ***Etape E : sous-gravure du substrat par composition de gravure anisotropique puis isotropique depuis la face avant et libération.***

L'étape précédente a permis de mettre à jour le silicium du substrat sous la couche d'oxyde de silicium enterrée sous la couche active de silicium, afin qu'il puisse localement être éliminé par sous gravure et libérer ainsi les structure constituant les éléments sensibles du capteur.

La stratégie de sous-gravure consiste dans un premier temps à réaliser une première gravure anisotropique du substrat afin d'atteindre une profondeur suffisamment importante pour qu'une seconde gravure isotropique puisse, par effet de sous-gravure isotrope, éliminer le substrat restant sous les structure à libérer (protégée en face arrière par la couche d'oxyde de silicium en terrée), les libérant. En effet, une première stratégie de sous gravure composée d'une unique gravure isotropique utilisant comme agent de gravure un plasma de XeF_2 (difluorure de xénon) n'avait pas permis d'obtenir la profondeur de sous gravure désirée. Selon ce dernier choix de procédé, les flancs de la sous-gravure ont présenté, au fur et à mesure de la gravure, un état de surface trop rugueux, de telle sorte que par effet de pointe électrostatique, ils s'ionisaient de manière trop importante, masquant électro-statiquement le silicium nu à l'agent de gravure.

Le choix d'une pré-gravure anisotropique utilisant le procédé Bosch (très fortement anisotropique) en profondeur (DRIE) s'est ainsi imposé afin d'atteindre une profondeur de sous gravure importante et pour qu'ensuite la sous-gravure objectée pour la libération puisse se réaliser.

- ***Résultat***

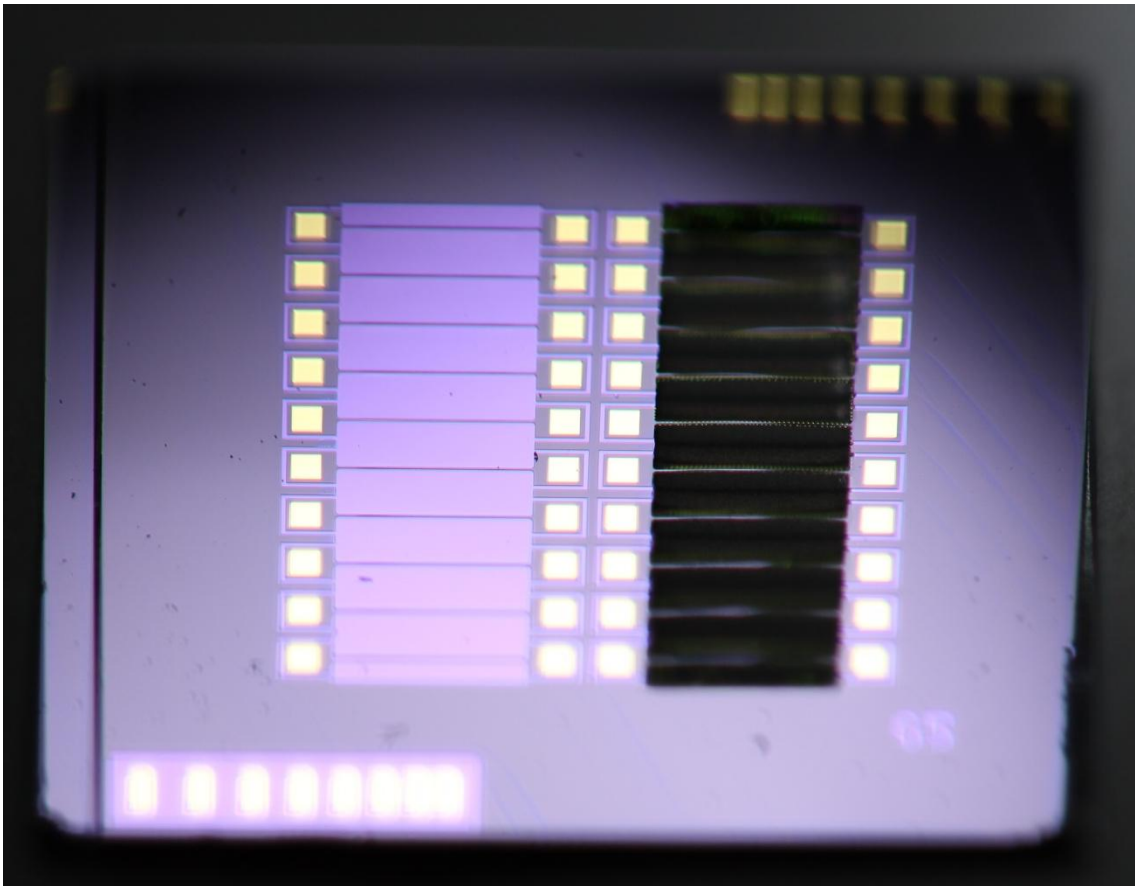


Figure 6.16 : Puce de 10mm de côté constituée d'une matrice de 10 micro-fils de 2mm de longueur libérés (à gauche) et non-libérés (à droite) respectivement. L'objectif photographique introduit une aberration de morphose significative. Les couches métalliques (or), le silicium de la couche active recouverte d'oxyde thermique (violet foncé), la couche d'oxyde enterrée (violet clair), le front de gravure profonde du substrat de silicium (gris) et l'ombre projetée des micro-fils sont respectivement visibles.

Après la fabrication de plusieurs lots (*batch*, dont la traduction littérale la mieux correspondante serait *fournée*) afin d'optimiser au mieux les différentes étapes de micro-fabrication, un seul lot de capteur a été libéré à l'heure actuelle. Très peu de capteurs ont résistés à la libération. En effet, seules 4 puces, sur l'ensemble de 24 puces possibles, sont finalement pourvues de filaments qui n'ont pas rompus. Sur ces rares puces, les filaments ayant résistés à l'étape de libération sont alors peu nombreux. Parmi les filaments libérés, ce sont ceux qui sont

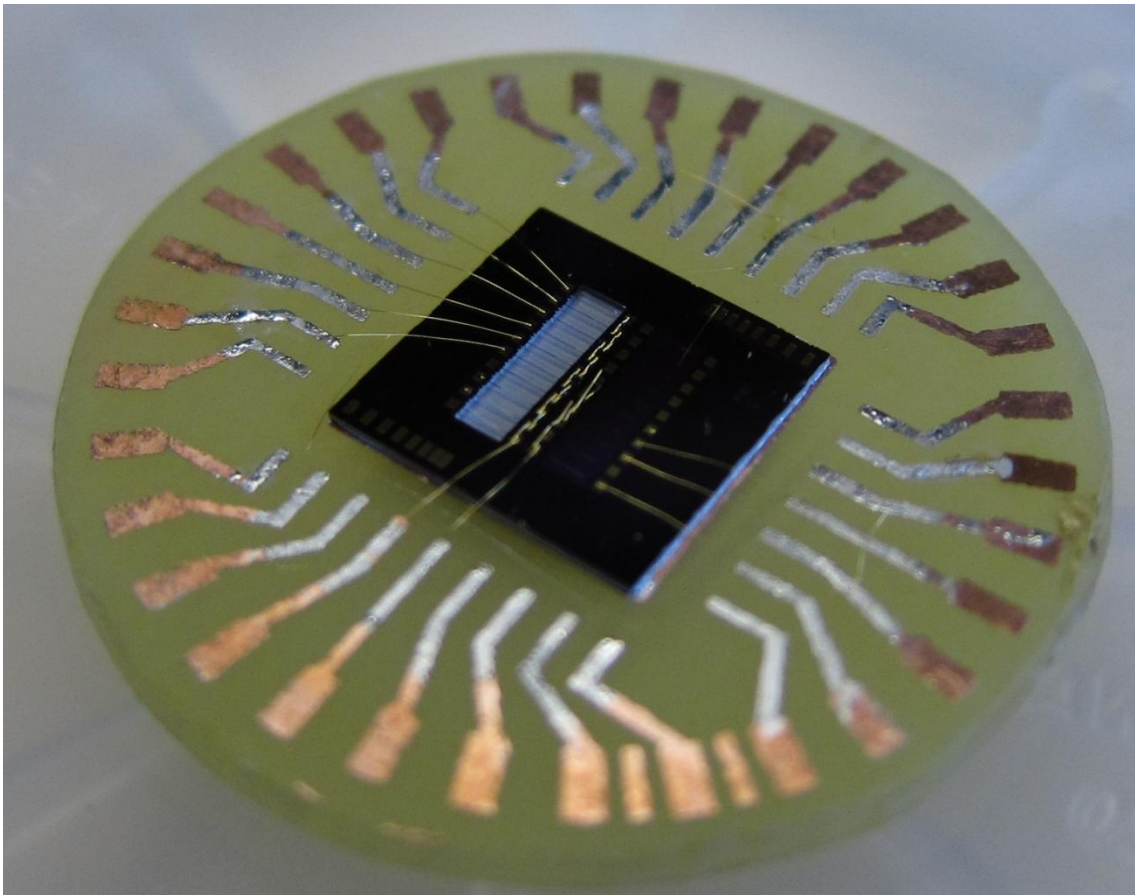


Figure 6.17 : Fixation d'une puce sur un PCB.

les plus larges (ceux de 20 μm de largeur sur différents lots de 10 μm , 15 μm et 20 μm possiblement) qui ont résistés à la libération. Par contre, 2 puces comprenant des lots de filament de 1 mm de longueur, 1 puce comprenant des filaments de 1,5 mm de longueur et une puce comprenant des filaments de 2 mm de longueur sont finalement disponibles. Les puces contenant les matrices des rares capteurs disponibles, de 10 mm de côté chacune, sont ensuite clivées afin d'être individualisée. La Figure 6.16 présente une photo des filaments libérés.

Chaque puce est ensuite collée à un PCB traditionnel (substrat en epoxy/fibre de verre et piste conductrice monocouche en cuivre de 30 μm) et la connectique électrique est assurée par un procédé de wedge bonding entre les plots en or des capteurs et les pistes en cuivres du PCB,

utilisée à la manière d'un Chip Carrier, ce qui est illustré à la Figure 6.17. Cette méthode illustre bien les possibilités d'intégration d'une telle puce au sein d'un circuit électronique traditionnel.

References du Chapitre 6.

- [1] Walter E., Prozato L., "Identification of parametric models from experimental data", *Springer*, 1997
- [2] Ljung L., "System identification - theory for the user", *Prentice Hall*, 1999
- [3] Colinet E., Juillard J., "A Weighted least-squares approach to parameter estimation problems based on binary measurements", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 55, Issue 1, pp. 148-152, January, 2010
- [4] L.Bourgois, J.Juillard , "A Recursive Nonlinear System Identification Method Based on Binary Measurements", in *Proceedings of the 5th International Conference on Integrated Modelling and Analysis Applied Control and Automation (IMAACA'11)*, Italie (2011)
- [5] Jafari K., Juillard J., Colinet E., "A Recursive System Identification Method Based on Binary Measurements", in *Proceeding of the 49th IEEE Conference on Decision and Control (CDC'10)*, pp. 1167-1171, 2010
- [6] Colinet E., Juillard J., "Self-testing of a sigma delta MEMS sensor using BIMBO" in *Proceedings of the 50th IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Canada , 2007.
- [7] T.Wigren, "Adaptive filtering using quantized output measurements," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 46, no. 12, pp. 3423-3426, 1998.
- [8] J. Juillard, K. Jafari, and E. Colinet, "Asymptotic consistency of weighted least-square estimators for parameter estimation problems based on binary measurements," in *Proceedings of the 15th IFAC Symposium on System Identification*, Saint-Malo, France, 2009.
- [9] M. Negreiros, L. Carro, and A. Susin, "Ultimate low cost analog BIST," in *Proceedings of the 40th annual Design Automation Conference*, New York, NY, USA, 2003.

- [10] Y. Zhao, L. Y. Wang, G. G. Yin, and J.-F. Zhang, "Identification of wiener systems with binary-valued output observations," *Automatica*, vol. 43, no. 10, pp. 1752-1765, 2007.
- [11] J. Schoukens, J. Nemeth, P. Crama, Y. Rolain, and R. Pintelon, "Fast approximate identification of nonlinear systems," in *Proceedings of the 13th IFAC Symposium on System Identification*, Rotterdam, Netherlands, 2003.
- [12] M. Osisik, "Boundary value problem of heat conduction", *Int. Textbook Co.*, 1968
- [13] O. Legendre, H. Mathias, E. Martincic, M. Zhang, J. Juillard, F. Maily, "High resolution micro-Pirani gauge with transient response processing", in *Proceeding of the IEEE Sensors Conference*, Hawaii, USA, 2010.
- [14] O. Legendre, H. Bertin, O. Garel, M. Zhang, H. Mathias, S. Megherbi, J. Juillard, F. Maily, "High Resolution Micro-Pirani Gauge with Transient Response Processing and Time Constant Evaluation", *IEEE Sensor Journal*, (accepted Dec. 2011).
- [15] P. Strica and T. Söderström, "The Steiglitz-McBride identification algorithm revisited – Convergence and accuracy aspect", *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol AC-26, pp 712-717, June 1981.
- [16] : D. W. Clark and L-J. Weng, 'Maximal and near-maximal shift register sequences: Efficient event counters and easy discrete logarithms,' *IEEE Transactions on Computers*, vol. 43, no 5, pp. 560-568, 1994.
- [17] : <http://www.ee.washington.edu/people/faculty/darling/ee502a11/SCREAMProcess.pdf>
- [18] : K. A. Shaw, Z. L. Zhang, and N. C. MacDonald, "SCREAM I: A single mask, single-crystal silicon, reactive ion etching process for microelectromechanical structures," *Sens. Actuators A*, vol. 40, p. 63, 1994

[19] : Legendre, O., Bertin, H., Mathias, H., Megherbi, S., Juillard, J., Colinet, E., & Jafari, K. (2013). A low-cost built-in self-test method for thermally actuated resistive MEMS sensors. *Sensors and Actuators A: Physical*, 194, 8-15.

Conclusions générales et perspectives

La continuelle modernisation des procédés de détection consiste presque invariablement, à l'ère des technologies de l'information, à accroître le degré d'intégration des systèmes. La miniaturisation des capteurs permet ainsi d'intégrer dans une même application un nombre croissant de dispositifs de mesures de paramètres environnementaux. Si la gestion automatisée de ce flux d'information constitue une problématique technique à part entière, l'intégration industrielle conjointe d'autant de capteurs que sont de mesurandes à déterminer en constitue une autre tout aussi édifiante. En effet, au sein d'un système complexe, une usine par exemple, le routage vers un même capteur d'un circuit d'alimentation d'une part et d'un circuit de communication (afférant ou efférent) d'autre part constitue une opération dont le coût de mise en œuvre est souvent largement supérieure au coût du capteur lui-même. Ainsi, l'utilisation de capteurs nomades, dont l'alimentation et la communication sont réalisés sans-fils, constitue une réponse pertinente mais qui peut être coûteuse.

Nous avons proposé dans le cadre de ce mémoire l'étude d'une méthode transversale d'intégration de micro-capteur, à travers un exemple appliqué. En effet, nous nous sommes proposé d'intégrer le mesurage de trois paramètres d'environnement typiques, la température ambiante, la pression et l'humidité de l'air, tous trois prévues pour être compatible avec un même étage de conditionnement, le tout étant prévu pour être intégré sur une même puce, d'une part.

D'autre part, ceci constituant au-delà de cela plus particulièrement l'originalité de cette étude, ces trois mesurages sont intégrés *sur un même élément sensible*.

De cette manière, nous nous sommes limités à l'utilisation conjointe d'un même principe physique. En effet, le support physique du mesurage est constitué par la sensibilité à l'humidité et à la pression de la réponse transitoire de l'auto-échauffement de l'élément sensible par effet Joule, la transduction étant résistive, sa résistance nominale n'est alors sensible qu'à la température ambiante.

Un chapitre de présentation générale a été l'objet d'une formulation fondamentale de la problématique soulevée. En effet, dans ces conditions minimalistes, la problématique est limitée par une contrainte fondamentale qui est constituée par le conditionnement d'un problème linéaire qui détermine la propagation de l'incertitude dans la détermination conjointe et couplée des trois mesurandes à partir de trois observations expérimentales. Avantageusement, le fait d'obtenir un mesurage de la température ambiante découplé de la pression et de l'humidité permet de diagonaliser une partie du problème.

Le chapitre 1, à la manière d'une étude de faisabilité, nous a permis de présenter plus en détail le principe de fonctionnement du capteur en question. Un modèle analytique simplifié permettant de résoudre exactement l'équation de conduction de la chaleur en régime transitoire a d'une part été utilisé pour déterminer les règles générales de dimensionnement du micro-capteur. D'autre part, ce modèle a servi à présenter d'une part la méthode de mesurage de la pression et de l'humidité à température connue, ainsi que le protocole de calibration (i.e. le paramétrage du mesurage). La mise en évidence de la contrainte fondamentale du mesurage a montré que même si le mesurage à une inconnue – supposant deux des mesurandes connus à une précision donnée acceptable – fournit une précision acceptable, la combinaison des incertitudes est alors dramatiquement problématique. Avantageusement, nous avons proposé une méthode

d'intégration de l'incertitude, que nous avons arbitrairement référencée comme méthode de sur-précision, qui permet pour un coût raisonnable d'amplifier la précision du mesurage.

Dans le Chapitre 2, nous avons décrit le protocole de fabrication d'une variante pertinente du capteur. En effet, cette variante – Poly4k ou Poly230 - est issue d'un procédé de fabrication hybride qui combine avantageusement dans un même procédé les moyens de production industriel des circuits CMOS d'une part et la sous-gravure du substrat de silicium par un agent de gravure aqueux d'autre part. Cette combinaison de procédés étant tout particulièrement économique, en temps/coût de conception comme de production.

Nous avons présenté au Chapitre 3 les résultats de caractérisation de ces capteurs avec la température. Ceci a permis d'introduire le mesurage indépendant de la température ambiante d'une part et d'autre part le fait que la libération des contraintes mécaniques au niveau de l'élément sensible sous-gravé a comme effet d'introduire une tension de décalage sensible à la température. Ensuite ce chapitre a mis en évidence la notion de rendement électrothermique d'un micro-filament, permettant de caractériser une variante micro-réalisée entre autre par sa capacité à convertir un courant ou une puissance en un échauffement, ce rendement diminuant avec la température ambiante notamment.

Le Chapitre 4 nous a permis de présenter le mesurage de la pression dans le diazote, utilisé à la manière d'un gaz dont l'humidité est connue avec précision puisqu'elle est nulle. En effet, cette méthode de mesurage de la pression est alors tout particulièrement pertinente dans la gamme des pressions supérieures à la pression atmosphérique d'une part, parce qu'elle constitue un usage innovant des micro-filaments chauffant MEMS, ces derniers étant généralement utilisés uniquement en régime permanent et pour la mesure du vide. D'autre part ceci permet de valider le modèle analytique et la méthode de mesurage à une seule inconnue. Ainsi, lorsque la composition chimique du gaz échantillon est connue, les performances de la méthode transitoire à fil chaud

appliquée au micro-capteur MEMS sont alors encourageantes (le mbar) étant donné la nature de preuve de concept de cette étude. Et d'autre part, la possibilité d'utiliser la méthode de sur-précision permet alors, à coût raisonnables, d'amplifier la précision et d'atteindre, dans le cas d'un micro-capteur très simple à réaliser industriellement, des précisions alors de l'ordre de 10^{-4}

Le Chapitre 5 ayant comme objet de compléter le précédent, nous avons présenté dans les mêmes conditions de mise en œuvre le mesurage de l'humidité de l'air lorsque la pression de l'air est constante. La précision de cette méthode innovante est là aussi encourageante puisqu'elle est inférieure au %RH à 20°C et que l'élément sensible, parce qu'il n'est pas prévu pour réagir de manière physicochimique directement avec les molécules d'eau du gaz, ne présente ni hystérésis ni dérives significatives. Cependant, sans pour autant être dramatiques, les courbes caractéristiques du capteur diffèrent significativement – avantageusement cependant -du modèle analytique, ce que nous nous proposons d'expliquer d'une part par le fait que les constantes thermophysiques du gaz dépendent de l'échauffement de l'élément sensible, le modèle ne tenant pas compte de cela – cette dépendance étant affectée elle-même par l'humidité. D'autre part, tentant d'évaluer cet effet, nous avons remarqué que les modèles d'approximation des paramètres thermophysiques de l'air humide, sans pour autant clairement expliquer ce comportement, ne convergent pas tous vers la même interprétation. Il semble cependant que la possibilité d'une interaction physicochimique de l'eau avec l'élément sensible, modifiant éventuellement sa conductivité électrique de surface, ne semble pas être une explication raisonnable puisque ceci serait alors visible sur la résistance nominale de l'élément sensible – ce qui n'est clairement pas le cas dans l'expérience. Aussi proposons nous comme explication définitive conjointement l'implication d'une dérive des paramètres thermophysiques de l'air humide avec l'échauffement du gaz échantillon d'une part. Et d'autre part la possible contamination en surface – pas en

profondeur - de la couche imperméable de nitrure de silicium constituant l'élément sensible, affectant les propriétés thermophysiques de cette couche de passivation.

Finalement, dans le cadre conjoint de projet de partenaire ANR, nous présentons au Chapitre 6 l'utilisation d'un protocole innovant de numérisation de la réponse transitoire du capteur, de la réponse impulsionnelle et la tension de décalage plus particulièrement. En effet, la méthode d'identification LIMBO, puisque de manière générale cette méthode épurée utilise seulement des observations binaires tant de la sollicitation que de la réponse analogique du capteur, était proposée au départ du projet comme outil de conditionnement numérique du signal du capteur. Dans le cadre de la valorisation des travaux, nous nous sommes proposé de valider expérimentalement cette méthode. Aussi notre étude a permis de mettre en évidence une variante du protocole LIMBO que nous avons arbitrairement référencée comme méthode LIMBO amortie, prévue pour interdire la prise de décision de l'algorithme lorsque les observations binaires de la réponse analogique du capteur sont douteuses, c'est-à-dire lorsque le rapport signal sur bruit est jugé comme étant trop dégradé. Cette variante permet avantageusement de considérablement diminuer le nombre de correction du modèle paramétrique estimé par LIMBO, tout en améliorant la stabilité de la convergence, sans pour autant réduire la vitesse de convergence. Aussi, nous avons mis en évidence une opération interne permettant d'attester la convergence de la méthode en étudiant la diminution significative de la fréquence des corrections du modèle paramétrique – ce critère diminuant alors significativement plus fortement lors de l'implémentation de la variante amortie de LIMBO. Cependant la méthode LIMBO ne se prête pas avantageusement à la réalisation du mesurage du fait de la trop faible stabilité du modèle interne estimé à la convergence d'une part. D'autre part, le temps de sollicitation du capteur pour réaliser un seul éventuel mesurage est trop long pour être compétitif avec la méthode de mesurage proposée

précédemment, qui elle aussi utilise accessoirement une observation binaire de la réponse analogique du capteur.

Aussi, malheureusement, la validation expérimentale de la méthode de mesurage simultanée de la pression et de l'humidité de l'air, à température donnée, n'est cependant pas rapportée dans ce mémoire du fait d'une panne d'un outil de caractérisation (le générateur d'humidité) peu de temps avant le départ de la finalisation de la rédaction de ce mémoire.

Ainsi, afin de conclure cette section, nous nous proposons d'y attacher la perspective suivante. Bien que notre étude ne puisse se conclure raisonnablement comme permettant de valider clairement la méthode d'intégration de multiples mesurages sur un même élément sensible, sans pour autant s'y opposer, nous retiendrons qu'elle présente une limitation significative, et cette limitation est d'autant plus significative qu'elle est fondamentalement attachée aux choix pour lesquels nous avons optés. En effet, il ne fait guère de doutes que l'utilisation d'un principe physique dont la réponse transitoire tient compte de manière indépendante de paramètres physiques dépendant de manière découplée de mesurandes choisis est un levier évident pour mettre en œuvre la méthode d'intégration que nous visons. Dans notre cas, la sensibilité de ses paramètres physiques avec les mesurandes affecte le contenu harmonique de cette réponse transitoire, ce qui d'une certaine manière représente un autre levier d'intégration pertinent. Or, le contenu harmonique de la réponse transitoire de notre capteur ne s'exprime pas sous la forme de *fonctions propres orthogonales entre elles*. Au contraire, en physique atomique par exemple le spectre d'émission d'une source de lumière est sensible de manière diagonalisable conjointement à des perturbations stationnaires (au champ magnétostatique pour l'effet Zeeman, au champ électrostatique pour l'effet Stark) ou dépendantes du temps (interaction avec une onde électromagnétique) et à l'agitation thermique – entre autres – ce qui est visible grâce à un prisme, grâce à une transformation de Fourier aussi.

Ce n'est pas notre cas, les exponentielles à argument réel qui constitue les fonctions propres de la réponse transitoire de notre capteur ne savent pas être étudiées avec précision d'une manière semblable. Ceci interdit entre autre la possibilité de filtrer le signal pour n'en garder qu'une partie de son contenu spectral au détriment d'un autre, à la manière de petits-signaux. Si la possibilité d'une modulation haute fréquence de la réponse transitoire de notre capteur permettrait de séparer la composante continue, elle ne permet pas de réaliser son analyse harmonique.

Aussi, une variante pertinente de notre méthode pourrait avantageusement considérer en l'utilisation d'un élément sensible dont la réponse transitoire est *naturellement* une oscillation, éventuellement peu amortie. Ainsi, l'éventuelle étude discriminante du décalage en fréquence de différents modes propres pourrait elle constituer une méthode de mesurage de plusieurs mesurandes pertinente – a la manière dont est décrite la réponse transitoire à l'annexe A1.

Pour finir, dans la continuité conjointement de notre étude ainsi que dans celle de la perspective précédente, l'étude de l'amortissement de différents modes propres de vibration d'un micro-filament, lorsqu'il est largement détourné (comme le notre) peut s'envisager comme une alternative éventuellement pertinente. En effet, dans ces conditions et à la manière d'une corde de piano, l'amortissement est alors majoritairement causé par des pertes thermiques dues à la friction de l'air sur l'élément sensible vibrant (mise en vibration par un courant sinusoïdal interagissant avec le champ magnétique d'un aimant permanent, à la manière d'une boussole MEMS piézo-résistive avec le champ terrestre). L'étude de l'amortissement (multi exponentiel) d'un mode propre oscillant permettrait, dans le cadre de cette perspective, de retrouver un caractère semblable à la méthode de mesurage proposée dans ce mémoire, tout en bénéficiant des caractéristiques petit-signaux de la réponse du capteur et de la faible consommation énergétique pour réaliser l'échauffement par friction de l'élément sensible.