
Capteurs infrarouge intelligents

Matthieu Denoual, Mathieu Pouliquen, Gilles Allègre

*Groupe de REcherche en Informatique, Image, Automatique et Instrumentation
de Caen (GREYC) UMR-6072
6 bd Maréchal Juin
F-14050 Caen cedex, France
mdenoual@ensicaen.fr
mathieu.pouliquen@unicaen.fr
gilles.allegre@unicaen.fr*

RÉSUMÉ. Dans le contexte de l'imagerie infrarouge, cet article présente comment les bolomètres résistifs, constituants élémentaires de la quasi-totalité des imageurs actuels, peuvent être améliorés en des capteurs infrarouge intelligents. L'intelligence ainsi distribuée au niveau de chacun des pixels permet de compenser certaines des limitations intrinsèques de ces détecteurs passifs. Elle apporte aussi à ce type d'imageurs de nouvelles fonctionnalités qualifiées d'évoluées et ouvre la perspective de performances accrues.

ABSTRACT. This paper presents how resistive bolometers, which are the elementary parts of almost all existing infrared imaging systems, can be upgraded into smart-sensors. The intelligence distributed at the pixel level compensates some intrinsic limitations of these passive sensors. It also comes up with new features called smart-functions and enables enhanced performance.

MOTS-CLÉS : capteur infrarouge, bolomètre, substitution électrique, fonctionnalités évoluées, configurabilité, diagnostic.

KEYWORDS: infrared sensor, bolometer, electrical substitution, smart function, configurability, diagnostic.

DOI:10.3166/TS.30.367-400 © 2013 Lavoisier

Extended abstract

Infrared imaging is an up-growing market driven by new standard in security and environmental fields (Yole, 2010). Infrared imaging systems based on uncooled resistive bolometers represent more than 90% of the market. Uncooled resistive bolometers are elementary infrared sensors part of the thermal detector category. Their operating principle is the following: the infrared power is absorbed and converted into heat on a thermally insulated surface; the induced temperature variations of the surface are monitored. The resistive bolometers employ an electrical resistance thermometer to measure the temperature of the surface (Richards, 1994). The huge market share of uncooled resistive bolometer solution is explained by their low production cost due to process compatibility with standard integrated circuit process.

In parallel with the technological improvements concerning materials or geometry, research works have focused on the realization of smart elementary bolometer structures (Galeazzi, 1998 ; Rice 2000 ; Allègre *et al.*, 2007 ; Denoual *et al.*, 2009a ; 2009b)). Based on the principle that the equilibrium temperature does not depend on the type of the incoming power (optical, electrical...), those research works implement various configurations of heat balanced feedback. The resulting smart bolometers can exhibit functionalities such as self-test or self-configuration and can compensate for constraints or discrepancies induced by process fabrication. Such smart functions may also relieve high level processing from part of process consuming image treatments (calibration, compensation...).

This article illustrates through simulations and experiments some of the smart functionalities that can be implemented at the very pixel level using heat balanced configuration. Especially self-identification used for model extraction and closed-loop operation optimization is detailed.

1. Introduction***1.1. Contexte de l'imagerie infrarouge***

Les domaines traditionnels d'application civile de l'imagerie infrarouge concernent le contrôle non destructif sur les chaînes de production industrielle (Gaussorgues, 1996a) et la sécurité des installations. Avec des imageurs infrarouges, les températures de cheminées de refroidissement ou la qualité de films laminés sortant de fours peuvent être contrôlées à distance et les points chauds des installations électriques ou des moteurs peuvent être repérés. À côté de ces domaines matures, des applications émergent pour la sécurité des personnes et pour l'environnement (Yole, 2010).

Les aspects sécurité des personnes sont essentiellement liés au transport avec d'un côté les applications embarquées d'assistance à la conduite dans le secteur de l'automobile pour la détection de piétons ou de plaque de verglas, et d'un autre côté

les systèmes de sécurité dans les aéroports. Dans le secteur de l'automobile, le coût actuel des dispositifs d'imagerie infrarouge limite leur démocratisation.

Le second secteur d'application émergent est lié aux préoccupations actuelles en termes d'environnement et d'efficacité énergétique. La chasse aux déperditions thermiques, accentuée par la législation de réglementation thermique RT2012 applicable à partir de 2013, va développer ce secteur dans les années à venir. En dehors du repérage de fuites thermiques, l'imagerie infrarouge peut aussi permettre une amélioration de la gestion de la consommation énergétique par la détection de la présence des personnes et de leurs activités (Benezeth *et al.*, 2011).

Selon des études de marché récentes, le volume de vente des systèmes d'imagerie infrarouge non refroidis est voué à tripler d'ici 2015 (Yole, 2010).

1.2. Détecteurs pour l'imagerie infrarouge

De manière générale, les détecteurs de rayonnement infrarouge peuvent être classés en deux groupes suivant leur mode de fonctionnement : les détecteurs quantiques ou photoniques d'une part, et les détecteurs thermiques d'autre part (Gaussorgues, 1996a).

Les détecteurs quantiques, sur le modèle des photodiodes, génèrent des porteurs lors de l'absorption de photons d'énergie suffisante. Les détecteurs photoniques sont caractérisés par une faible constante de temps, un spectre d'absorption limité et une grande sensibilité, obtenue au prix d'un refroidissement des détecteurs qui réduit les bruits d'origine thermique.

Les détecteurs thermiques, qui seuls peuvent fonctionner à température ambiante avec une sensibilité correcte, sont caractérisés par un spectre d'absorption large. Leurs performances en termes de sensibilité et de constante de temps sont moins bonnes en comparaison des détecteurs quantiques, mais malgré tout suffisantes pour l'imagerie infrarouge et ses applications courantes ou émergentes. De plus, les détecteurs thermiques, dont le coût de production est très compétitif par rapport aux détecteurs quantiques, représentent la quasi-totalité des imageurs infrarouges présents sur le marché.

Le principe commun aux détecteurs thermiques est la conversion locale en chaleur, par absorption, du rayonnement infrarouge incident, puis la mesure de la variation de température. Les détecteurs thermiques se distinguent ensuite en fonction du principe de mesure de la température. Trois principes de mesure de température peuvent être utilisés dans les dispositifs intégrés pour l'imagerie infrarouge. Les détecteurs thermiques de type thermoélectrique, aussi appelés thermopiles, convertissent la différence de température en différence de potentiel électrique par effet Seebeck. Les détecteurs thermiques de type pyroélectriques emploient des matériaux cristallins possédant la propriété intéressante d'avoir une polarisation dépendant de la température. Finalement, les détecteurs thermiques de type bolomètre résistif utilisent les variations de résistance d'un élément conducteur électrique pour mesurer la température.

Les systèmes d'imagerie infrarouge à base de détecteurs de type bolomètre résistif non refroidi représentaient plus de 95 % du marché en 2010 (Yole, 2010). La suite de l'article s'intéresse uniquement à cette technologie.

1.3. Nécessité du traitement du signal

Si à la base, le capteur élémentaire – le pixel – est une simple résistance dont la mesure est un domaine connu, son couplage au rayonnement observé conditionne sa sensibilité, sa rapidité ainsi que son bruit et son éventuelle non-linéarité. Ainsi, l'utilisation du pixel s'avère être un problème complet, d'autant plus si on y adjoint les difficultés liées à la formation d'une image qui, à cause de la proximité des capteurs – matrice de pixels –, hissent la problématique au niveau de l'acquisition multicapteur, et ici particulièrement l'acquisition d'image. L'automatique est sollicitée afin de s'affranchir de ces contraintes de mise en œuvre sur trois niveaux. À bas niveau, celui du capteur élémentaire où l'électronique, un premier traitement analogique du signal, permet d'améliorer les performances et de donner des degrés de liberté pour la conception grâce à la contre-réaction. À un niveau supérieur, il est connu qu'un traitement numérique, de type traitement d'image, permet d'augmenter l'information extraite. Dans cet article, en plus du bas niveau, un niveau intermédiaire est considéré. À ce niveau, des primitives intermédiaires permettent de développer des pixels actifs et soulagent le traitement au niveau supérieur. Cette forme d'intelligence distribuée au niveau élémentaire ouvre potentiellement de nouvelles possibilités de traitement au niveau supérieur et à coup sûr elle libère de la puissance de calcul pour des algorithmes dont on sait qu'ils sont nécessaires pour la manipulation des données (stockage, transmission) comme la compression et le cryptage. Cette puissance de calcul libérée sera aussi profitable à des algorithmes spécifiques de l'imagerie infrarouge comme ceux relatifs au traitement des niveaux de température très variables des fonds d'image et des personnes, pour la soustraction de fond d'image et la détection de personnes (Davis *et al.*, 2004 ; 2005). Certains modèles de caméra infrarouge supportent en temps réel des algorithmes de traitement d'image pour la correction et la reconnaissance (Xenics, 2012).

La section 2 détaille le principe de fonctionnement des bolomètres, détecteurs aujourd'hui largement majoritaires sur le marché, ainsi que leurs performances. Cette section s'attache à modéliser le bolomètre seul en termes de chaîne directe et à qualifier ses limitations intrinsèques dans une utilisation purement passive, que ce soit seul ou en matrice. La section 3 présente d'abord une manière simple permettant l'estimation des paramètres du modèle, et une méthode d'estimation ainsi que les conditions nécessaires à sa bonne application. Ensuite, il est montré comment un principe de contre-réaction développé spécifiquement pour ce type de détecteurs permet de réaliser non seulement des capteurs infrarouges actifs, mais aussi des capteurs configurables et intelligents. Cette section s'attache à caractériser le gain attendu par le traitement analogique du signal qu'apporte la contre-réaction de bas niveau ainsi qu'à présenter les possibilités d'intégration de primitives et de simplification du traitement numérique du signal de haut niveau. La section s'achève avec l'illustration de performances et de fonctionnalités évoluées comme l'autotest

ou l'auto-identification de prototypes concrets de détecteurs infrarouge intelligents ainsi obtenus.

2. Bolomètres résistifs non refroidis

2.1. Performances

Les performances du bolomètre sont principalement caractérisées par trois figures de mérite : la sensibilité R (*responsivity* en anglais), la constante de temps τ et la détectivité spécifique D^* (Richards, 1994). Par la suite, les conventions classiques d'écriture sont adoptées¹.

2.1.1. Principe

Un bolomètre résistif non refroidi est constitué d'une structure résistive suspendue au dessus d'un substrat. Des poutres de suspension assurent l'isolation thermique de la surface active par rapport au substrat. Elles permettent également la connexion électrique de la résistance de mesure de la surface active. Dans les imageurs infrarouge, plusieurs bolomètres miniaturisés – on parle alors de microbolomètres – sont regroupés sous forme de matrice, chacun des bolomètres correspondant à un pixel de l'image infrarouge.

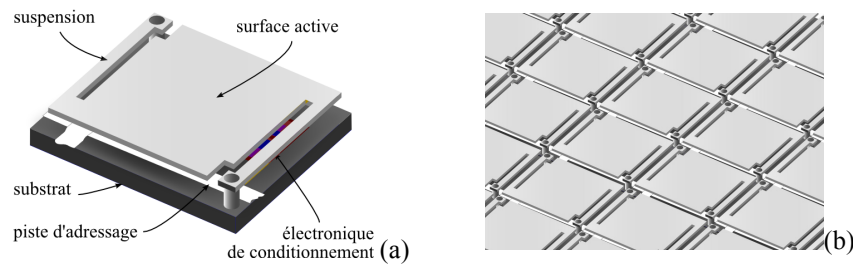


Figure 1. (a) Schéma d'un microbolomètre résistif non-refroidi. Les surfaces actives des microbolomètres font typiquement 20 à 50 μm de côté.
(b) Schéma d'une matrice de bolomètres pour l'imagerie

Les schémas de la figure 1 illustrent ces structures. Habituellement, les pixels de bolomètres sont réalisés en utilisant les microtechnologies d'usinage de surface au-dessus d'une électronique d'amplification et sont adressés par un circuit lignes-colonnes multiplexées comparable à celui d'une mémoire.

1. Convention de notations : les conventions classiques avec majuscules et minuscules pour la notation des grandeurs électriques variant dans le temps sont utilisées. Par exemple, un courant de polarisation est noté $i_{POL}(t) = I_{POL} + i_{pol}(t)$, avec I_{POL} le courant de repos et $i_{pol}(t)$ la composante petits signaux. La transformée de Laplace du courant de polarisation est alors $I_{pol}(p) = L \{i_{pol}(t)\}$

Un bolomètre convertit la puissance optique incidente absorbée par la surface active en chaleur. Cette chaleur entraîne une élévation de la température de la surface active qui est isolée thermiquement du substrat. Finalement, l'élévation de température est mesurée au moyen d'une résistance intégrée dans la surface active suspendue. Le bolomètre résistif peut donc être considéré comme une masse thermique de capacité thermique C_{th} reliée au substrat par une conductance thermique G_{th} suivant le schéma de la figure 2.

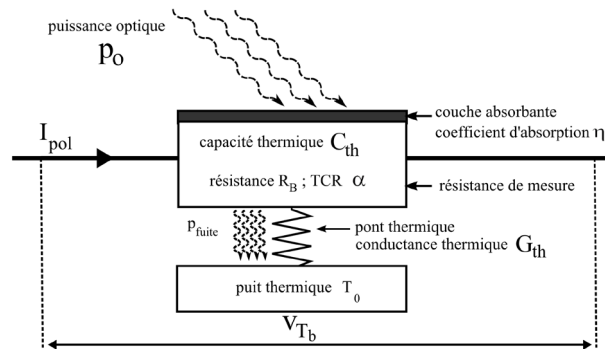


Figure 2. Schéma de principe du bolomètre résistif non-refroidi. Avec α le coefficient de température de la résistance (TCR, Temperature Coefficient of Resistance), η le coefficient d'absorption optique de la surface active, I_{pol} le courant de polarisation, R_B la résistance de la résistance de mesure

2.1.2. Modèle

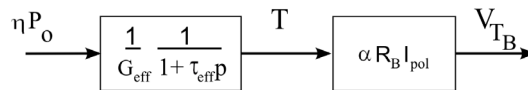


Figure 3. Schéma bloc correspondant au modèle simplifié du premier ordre introduisant la conductance thermique effective

Un bilan de puissance sur le schéma de principe de la figure 2 permet d'écrire l'équation différentielle régissant le transfert de la chaleur de ce système thermique (Kruse, 2001). Différentes structures de modèle de bolomètre sont proposées dans la littérature détaillant ou non le phénomène de rétroaction électrothermique, *ElectroThermal Feedback ETF*, lié à la puissance électrique injectée par la polarisation (Galeazzi, 2003). La suite de l'article s'appuiera sur le modèle simplifié d'ordre 1, illustré dans la figure 3, établissant la relation entre la puissance d'entrée

du détecteur et la réponse en tension du détecteur. Ce modèle prend en compte le phénomène de rétroaction électrothermique, *ETF*, sous la forme d'une conductance thermique effective dépendant de la conductance thermique et de la puissance de polarisation, soit $G_{eff} = G_{th} - \alpha R_B I_{pol}^2$ pour une polarisation en courant. Ce modèle à temps continu est décrit par les relations :

$$\begin{cases} T(p) = \frac{1}{G_{eff}(1 + \tau_{eff} p)} \eta P_o(p) \\ V_{T_B}(p) = \alpha I_{pol} R_B T(p) \end{cases}$$

où p désigne la variable de Laplace et T la température du détecteur.

La constante de temps caractérisant le temps de réponse du bolomètre s'exprime par :

$$\tau_{eff} = C_{th} / G_{eff}$$

On notera dans la suite, la fonction de transfert à temps continu

$$G(p) = \frac{A}{1 + \tau_{eff} p} \text{ avec } A = \frac{\alpha I_{pol} R_B}{G_{eff}}$$

La sensibilité du bolomètre représente le rapport de la variation de tension aux bornes du détecteur, v_{T_b} , sur la variation de puissance optique incidente, p_o . Elle s'exprime habituellement en fonction de ω sous la forme :

$$R(\omega) = \frac{|v_{T_b}(\omega)|}{|p_o(\omega)|} = \frac{\alpha \eta I_{pol} R_B}{\sqrt{(G_{eff}^2 + \omega^2 C_{th}^2)}} \text{ [V/W]}$$

2.1.3. Bruit et détectivité spécifique

La détectivité d'un capteur est définie comme l'inverse de la puissance équivalente de bruit (*NEP*, *Noise Equivalent Power*). Le niveau *NEP* de bruit est fixé en prenant un rapport signal-sur-bruit de 1.

Deux types de bruit sont à considérer : (1) le bruit lié aux fluctuations thermiques, (2) le bruit lié à l'électronique, à la fois le bruit blanc et le bruit en 1/f (*flicker noise*) (Kruse, 2001). La sensibilité, R , des micro-bolomètres actuels rend prédominante la contribution du bruit de fluctuation thermique par rapport aux autres sources de bruit (Gaussorgues, 1996b).

La détectivité spécifique D^* est une figure de mérite normalisée qui permet de comparer les bolomètres entre eux, indépendamment de leur surface. Cette figure de mérite fait donc intervenir la puissance équivalente de bruit du détecteur, sa surface S et la bande de fréquence de mesure Δf et s'exprime par

$$D^* = \frac{\sqrt{S} \sqrt{\Delta f}}{NEP} [\text{W}^{-1} \cdot \text{cm} \cdot \text{Hz}^{1/2}]$$

2.2. Limitations

2.2.1. Compromis sensibilité-temps de réponse

Le compromis entre la sensibilité et le temps de réponse du détecteur transparait si l'on analyse les dépendances respectives de ces deux figures de mérite en fonction de la conductance thermique. Celles-ci varient avec l'inverse de la conductance thermique. Ainsi, plus la surface active est isolée thermiquement, c'est-à-dire plus la conductance thermique est faible, plus le détecteur est sensible. Par contre, l'isolation thermique entraîne une augmentation du temps de réponse. Cette augmentation du temps de réponse peut être compensée en partie, dans la limite des procédés de microfabrication, par une réduction de la capacité thermique de la surface active suspendue en diminuant son épaisseur. Cette diminution est limitée par une contrainte mécanique : la surface active doit être suffisamment épaisse pour s'autosupporter. Les technologies de fabrication et les matériaux actuels conduisent à des épaisseurs de l'ordre de la centaine de nanomètres (Fièque *et al*, 2007). Cette épaisseur, associée à la surface du pixel qui elle, est limitée pour des raisons optiques de diffraction et de remplissage, conditionne le volume minimum total de la zone active et donc la capacité thermique minimum C_{th} .

2.2.2. Limitation de la détectivité spécifique

La détectivité spécifique s'obtient à partir de la sensibilité, des dimensions géométriques et du bruit du détecteur. Il s'agit d'un rapport signal sur bruit normalisé par rapport à la surface du détecteur. La détectivité spécifique est le critère le plus pertinent de comparaison des détecteurs.

Cette détectivité spécifique connaît une limite fondamentale à température ambiante appelée *BLIP* (*Background Limited Infrared Photodetection*). À l'heure actuelle la détectivité spécifique des détecteurs thermiques de type bolomètre est deux ordres de grandeurs sous la limite fondamentale, contrairement aux détecteurs de type photoniques qui atteignent pratiquement leur limite théorique (Gaussorgues, 1996b). Ceci s'explique par la difficulté technologique de réalisation de structures permettant d'obtenir une conductance thermique par conduction plus faible que la conductance thermique par rayonnement. Dans l'hypothèse où cette conductivité limite serait atteinte sans impact négatif sur le facteur de remplissage², se poserait alors la question de la constante de temps des structures obtenues. En considérant la capacité thermique minimum des dispositifs actuels, les constantes de temps seraient

2. Le facteur de remplissage d'un imageur thermique correspond au rapport des surfaces actives sur la surface totale de l'imageur. L'allongement des poutres de suspensions pour réduire la conduction thermique diminue le facteur de remplissage. Une solution technologique consiste à replier les poutres de suspension sous la surface active du pixel.

augmentées de deux ordres de grandeurs, passant de quelques millisecondes à plusieurs centaines de millisecondes. Une telle augmentation de la constante de temps rendrait ces dispositifs inutilisables pour l'imagerie infrarouge.

2.2.3. Bruit spatial

La dernière limitation des systèmes d'imagerie infrarouge à base de micro-bolomètre est le bruit spatial. Le bruit spatial est un bruit fixe qui s'ajoute à l'image. Il résulte principalement de la dispersion des valeurs de résistance des micro-bolomètres au sein d'une même matrice, les autres sources de ce bruit sont la précision des courants de polarisation et des phénomènes optiques. Toutes les résistances des micro-bolomètres ne sont pas égales, et les disparités intrinsèques au procédé de fabrication peuvent conduire à des variations typiques de $\pm 5\%$ de la valeur des résistances des micro-bolomètres d'une même matrice. Ces variations peuvent représenter 10 fois le signal à mesurer. À l'heure actuelle, le bruit spatial est compensé par des étapes de calibrage et/ou de post-traitement de l'image infrarouge à l'aide d'écrans étalons. Malgré tout, les caractéristiques du bruit spatial évoluent lentement dans le temps et par conséquent le calibrage doit être refait régulièrement. Une solution originale, dans (Chamming's, 2008), propose de compenser automatiquement ce bruit spatial par un ajustement individuel des courants de polarisation de chacun des pixels à travers une analyse statistique des réponses de l'ensemble des pixels d'une matrice ; les fonctions de transfert en boucle ouverte de l'ensemble des pixels sont alors identiques.

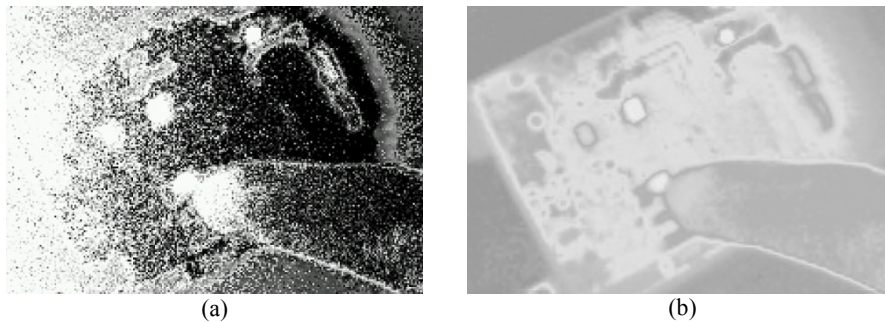


Figure 4. Illustration de l'effet du bruit spatial sur une image infrarouge. a) image bruitée, b) image non bruitée. Le bruit spatial s'ajoute à l'image et peut représenter jusqu'à 10 fois l'amplitude du noir au blanc

3. Détecteurs infrarouge intelligents

3.1. Fonctionnalités

Les paragraphes précédents ont présenté le principe de fonctionnement et les limitations des bolomètres résistifs non refroidis. La recherche et développement

dans les technologies de microfabrication a permis d'atteindre les meilleures performances possibles avec les matériaux actuels en respectant la contrainte de temps-réel de l'imagerie. La recherche sur les matériaux continue pour trouver ou synthétiser des matériaux aux performances améliorées en termes de TCR^3 , de conductivité thermique, de capacité thermique ou de propriétés mécaniques pour constituer des micropixels autosupportés toujours plus sensibles, et à la fois isolés thermiquement et plus rapides. En parallèle de ces recherches sur les matériaux et les technologies de fabrication, les technologies de fabrication submicroniques favorisent l'intégration de fonctionnalités et conduisent au développement de détecteurs infrarouges intelligents. Le qualificatif intelligent est à prendre suivant le sens de la définition IEEE 1451.2 des capteurs intelligents. Un capteur intelligent y est défini comme un capteur fournissant des fonctionnalités autres que celles nécessaires pour générer une représentation correcte de la quantité détectée ou contrôlée⁴. De telles fonctionnalités sont dites évoluées ou intelligentes, *smart-functions* en anglais (Frank, 2000). De nombreux travaux, dans ce contexte de technologies submicroniques, portent sur l'intégration de la fonctionnalité de numérisation au niveau des matrices 2D de pixels. Les types de convertisseurs – parallèle, pipeline, sigma-delta ou autre – ainsi que la topologie de l'association des convertisseurs avec les pixels sont l'objet de recherche et d'optimisation (Robert *et al.*, 2008). Les convertisseurs analogiques-numériques sur la puce par colonnes de pixel (Guellec *et al.*, 2007) ou par groupes de pixel (Dupont *et al.*, 2007 ; Würfel *et al.*, 2011) constituent alors une interface entre le cœur analogique et l'électronique numérique de traitement. Les technologies submicroniques rendent également possible l'intégration de fonctionnalités de traitement d'image ou de correction de non-uniformité directement sur la puce électronique (Tchagaspian, 2007).

D'autres travaux récents s'attachent au développement de fonctionnalités intelligentes de type contrôle et diagnostic pour s'affranchir des limitations présentées précédemment (2.2). L'objectif étant à partir des détecteurs existants de développer des micro-bolomètres configurables et, dans une certaine mesure, aux performances indépendantes de la technologie de fabrication. La suite de l'article porte sur ces fonctionnalités de contrôle et de diagnostic associées aux bolomètres.

Les fonctionnalités évoluées de contrôle abordées sont la configurabilité – une flexibilité introduite dans le compromis temps de réponse/sensibilité – et la sélection de la gamme de mesure ou du point de fonctionnement par l'utilisateur. La catégorie diagnostic couvre elle deux fonctions : l'auto-test et l'auto-identification. L'auto-test est une fonctionnalité de diagnostic de base alors que l'auto-identification sous-entend la capacité du capteur intelligent à estimer en temps réel les éventuels changements de dynamique du composant qui le constitue. Pour cette dernière, un algorithme permettant l'estimation en ligne est proposé dans la suite. Cet algorithme

3. *Temperature Coefficient of Resistance, coefficient de température de la résistance.*

4. "Sensors that provide functions beyond those necessary for generating a correct representation of a sensed or controlled quantity."

est aussi utilisé pour optimiser la synthèse d'un correcteur à partir du modèle estimé du système.

D'une manière générale, la mise en œuvre de ces fonctionnalités implique la possibilité de générer un stimulus au niveau du capteur. En effet, une fois disponible un moyen de stimuler le capteur pour l'auto-test ou l'auto-identification, le fonctionnement en boucle fermée est envisageable et permet de s'affranchir partiellement des limitations liées au compromis temps de réponse /sensibilité, de s'affranchir entièrement de disparités liées au procédé de fabrication et sélectionner facilement la gamme de mesure ou le point de fonctionnement.

La section suivante présente le moyen le plus direct de stimulation des bolomètres résistifs non refroidis et des configurations de mise en œuvre en boucle fermée, ainsi qu'un outil d'auto-test et de diagnostic du capteur.

3.2. *Stimulus interne et boucle fermée – fonctions évoluées élémentaires*

3.2.1 *Principe de la substitution électrique*

Le fonctionnement en boucle fermée du bolomètre implique la possibilité d'appliquer une grandeur de retour. Lors du fonctionnement en boucle ouverte du bolomètre la grandeur physique d'entrée est une puissance, il doit donc en être de même pour la grandeur de retour. Deux mécanismes envisageables de génération de cette puissance sont la génération optique et la génération électrique. Une génération optique qui implique une source optique dans la chaîne de retour est inadaptée à la nécessité d'intégration pour la réalisation d'imageur. Le mécanisme électrique est donc privilégié. Le mécanisme électrique repose sur le principe de la substitution électrique qui fait l'hypothèse que quelque soit la nature de la puissance reçue par un élément, soit optique, soit électrique, une température d'équilibre thermique suppose une même puissance reçue : les puissances peuvent se substituer. En s'appuyant sur cette hypothèse, une puissance d'origine électrique peut être utilisée dans la chaîne de retour et être combinée à la puissance optique d'entrée au niveau du détecteur. La combinaison des puissances est additive, le principe de l'asservissement de la boucle fermée consiste alors à maintenir la somme des puissances constante pour assurer une température constante du bolomètre. Le principe est illustré dans la figure 5 : la puissance de substitution en sortie du correcteur s'ajuste en fonction de la puissance optique incidente pour maintenir constante la puissance totale au niveau du détecteur. Finalement, il s'agit d'un asservissement de la température du bolomètre contrôlé grâce à une tension de consigne.

REMARQUE. — Cet asservissement de température revêt un intérêt particulier lorsque des matériaux à transition métal-isolant comme les oxydes de vanadium (V_xO_y) sont utilisés pour la résistance de mesure de température. L'asservissement permet alors de travailler à un point de fonctionnement optimum correspondant à un compromis entre un fort coefficient de résistance en température et un faible bruit. Il permet également de contrôler chaque pixel alors qu'habituellement, le contrôle de

température d'une matrice de pixels dans son intégralité est assuré par un unique module Peltier.

D'un point de vue pratique, la puissance d'origine électrique est produite par effet Joule dans une résistance à partir d'un signal électrique qui peut être soit un courant, soit une tension. Des solutions analogiques ou numériques peuvent être utilisées pour linéariser la relation quadratique entre la grandeur électrique de consigne du correcteur et la grandeur physique de retour. Une solution numérique utilisant une modulation d'impulsion est présentée section 3.2.3. L'asservissement de température avec une puissance de substitution par effet Joule permet une mesure directe en puissance de la puissance optique incidente absorbée, contrairement au fonctionnement en chaîne directe où la tension de mesure est proportionnelle à la température du bolomètre et pas directement à la puissance absorbée. En effet, comme illustré en figure 5a, la différence entre la puissance de substitution définissant le point de fonctionnement thermique (P_{J1}) et la puissance de substitution lorsqu'un signal optique est appliqué (P_{J2}) constitue une mesure de la puissance optique absorbée.

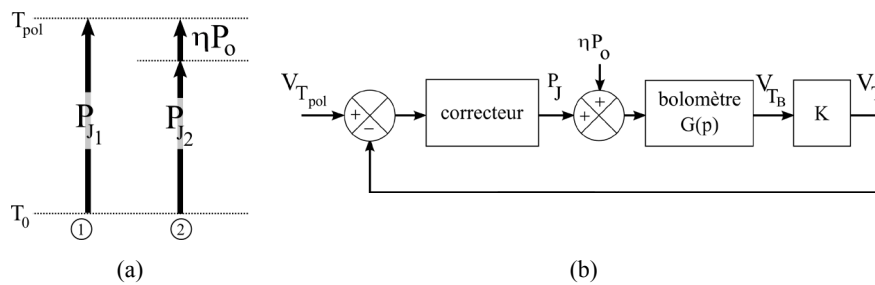


Figure 5. (a) Principe de la substitution électrique pour l'asservissement en température d'un bolomètre. ① sans puissance optique incidente, le détecteur est à une température T_{pol} déterminée par la puissance de Joule initiale P_{J1} . Cette puissance définit le point de fonctionnement thermique. ② lors de l'absorption d'une puissance optique sur le détecteur, la puissance Joule, P_{J2} , diminue pour maintenir la température mesurée constante. La différence des puissances constitue une mesure de la puissance incidente absorbée ($P_{mes} = P_{J1} - P_{J2} = \eta P_o$). (b) Modèle du bolomètre opérant en boucle fermée. K représente le gain de l'électronique de conditionnement et d'amplification

Le modèle en boucle fermée peut alors être représenté comme dans la figure 5b par un asservissement de température du bolomètre où la puissance optique incidente est alors une perturbation du système qui est compensée par la puissance Joule produite. Selon la nature du correcteur et en particulier avec un correcteur de type intégrateur, le bolomètre opérant en boucle fermée devient indépendant des paramètres physiques du capteur.

3.2.2. Topologies de mise en œuvre en boucle fermée

Plusieurs topologies existent pour la génération de la puissance de contre réaction par effet Joule. Elles diffèrent selon où et comment la puissance électrique est générée.

La première configuration, illustrée en figure 6, est directement issue du principe des détecteurs à température constante (*CTD*, *Constant Temperature Detector*) proposé dès 1934 (Freythuth, 1967) et largement utilisé dans le contexte de l'anémométrie à fil chaud (Comte-Bellot, 1976). Ce principe a également été étudié pour être appliqué aux bolomètres résistifs non refroidis (Sherlock et Wyatt, 1983 ; Miller *et al.*, 1987 ; Williams, 1990). Dans ce cas, le détecteur fait partie d'un pont de Wheatstone autorégulé par l'échauffement par effet Joule du détecteur. Le courant circulant dans le détecteur a alors le double rôle d'échauffer le détecteur par effet Joule et de permettre la mesure de la température. Ce rôle double contraint le dimensionnement de l'électronique et du capteur et peut rendre difficile la mise en œuvre de cette configuration. Des comportements oscillants et des difficultés de réglage sont rapportés dans la littérature (Sherlock et Wyatt, 1983 ; Williams, 1990 ; Freire *et al.*, 2009).

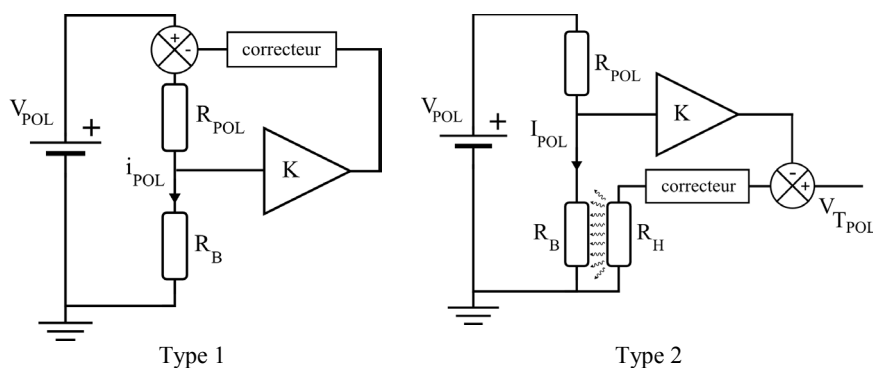


Figure 6. Configurations pour le fonctionnement en boucle fermée d'un bolomètre

La deuxième configuration, illustrée en figure 6, permet de dissocier les aspects électriques et thermiques en ajoutant une résistance supplémentaire qui sert de résistance de chauffage. De cette manière, les points de fonctionnement électrique et thermique peuvent être configurés indépendamment. L'asservissement de puissance est simplifié. Cette simplification se fait au prix d'une résistance additionnelle qui peut compliquer l'intégration. Cette configuration a été appliquée avec succès à des bolomètres résistifs refroidis ou non refroidis (Galeazzi, 1998 ; Rice 2000 ; Allègre *et al.*, 2007).

La troisième configuration, qui affiche les avantages des deux précédentes sans leurs contraintes respectives, est l'objet de la section 3.2.3., où elle est présentée et illustrée à travers des simulations et des expérimentations.

3.2.3. Configuration CCES pour la mise en œuvre en boucle fermée des bolomètres

Principe et implémentation

Cette configuration a été développée de manière à travailler avec une résistance unique, la résistance du bolomètre (Denoual *et al*, 2009a ; 2009b). Pour pallier les difficultés de réglage du système en boucle fermée et ne pas être soumis à des problèmes d'oscillation, les signaux générant les points de fonctionnement électrique et thermique sont discriminés sur une base fréquentielle. Des signaux à basse fréquence ou continus (bande de base) sont utilisés pour le point de fonctionnement électrique du détecteur, *i.e.* le point de polarisation électrique, et des signaux à haute fréquence (canal de modulation) sont utilisés pour le point de fonctionnement thermique et l'asservissement de température. Les domaines fréquentiels des signaux sont illustrés dans la figure 7. Un couplage capacitif permet la superposition du signal de contre-réaction sur le signal de polarisation électrique du bolomètre. Ce couplage donne son nom à cette configuration, CCES pour *Capacitively Coupled Electrical Substitution*.

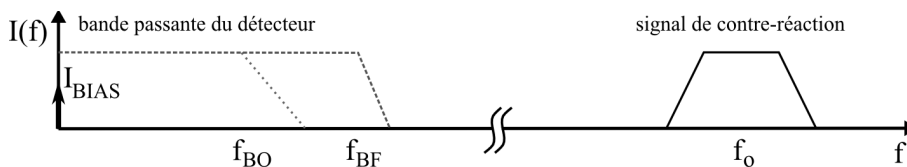


Figure 7. Domaines spectraux des signaux électriques dans la configuration Capacitively Coupled Electrical Substitution (CCES)

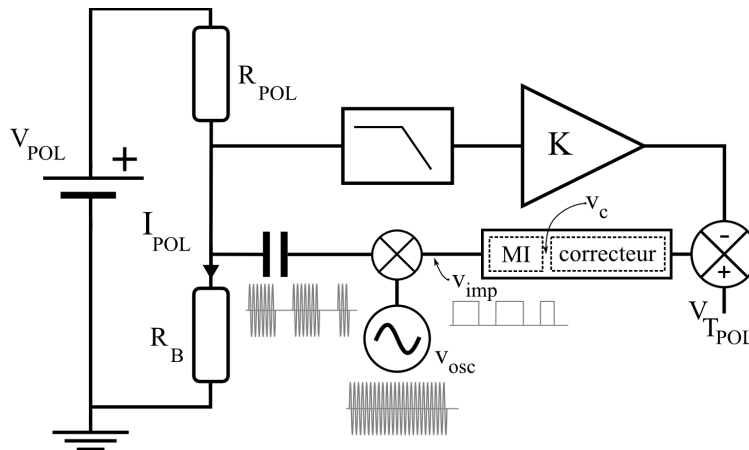


Figure 8. Configuration CCES (Capacitively Coupled Electrical Substitution) pour le fonctionnement en boucle fermée d'un bolomètre

Un schéma de principe de cette configuration avec une implémentation numérique de la chaîne de retour est présenté à la figure 8. Les signaux de contre-réaction à haute fréquence ainsi que les bruits potentiels de la chaîne de contre-réaction sont hors de la bande passante de la mesure.

La transposition à haute fréquence du signal de contre-réaction issu du correcteur est assurée par une modulation d'amplitude avec une porteuse de fréquence élevée, f_o . Typiquement, la fréquence de la porteuse est d'au moins quatre ordres de grandeur supérieure à la fréquence de coupure du système en boucle fermée.

Intérêt de la modulation numérique

L'utilisation d'une modulation d'impulsion permet de linéariser la chaîne de retour. La modulation peut être en largeur (*PWM, Pulse Width Modulation*) ou en densité comme dans le cas d'une modulation sigma-delta ($\Sigma\Delta$).

Soit v_c la tension de commande à la sortie du correcteur, alors le signal modulé en modulation d'impulsion, $v_{imp}(t)$, sera caractérisé par un rapport cyclique r tel que

$$v_c = rV_{\max}$$

avec V_{\max} l'amplitude du signal numérique. La relation entre v_c et $v_{imp}(t)$ est la suivante :

$$\overline{v_{imp}(t)} = v_c$$

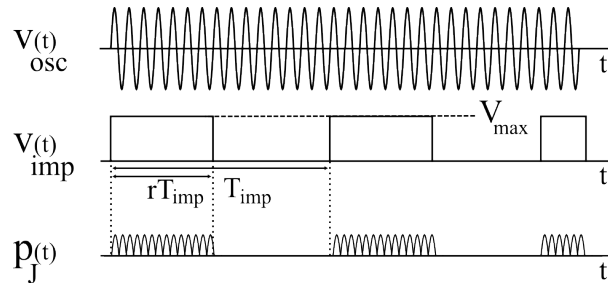


Figure 9. Allures des signaux de contre-réaction lors de la mise en œuvre d'une modulation numérique d'impulsion

Ce signal modulé en largeur d'impulsion sert de modulant pour une porteuse de fréquence plus élevée, $v_{osc}(t) = V_o \sin(2\pi f_o t + \varphi)$. Sur une période de modulation T_{imp} , la puissance de retour appliquée au bolomètre est alors

$$\overline{p_J} = \frac{1}{R_B} \frac{1}{T_{imp}} \int_0^{rT_{imp}} V_o^2 \cdot \sin^2(2\pi f_o t + \varphi) dt$$

$$\overline{p_J} = \frac{V_o^2}{2R_B} \left(r - \frac{1}{T_{imp}} \int_0^{rT_{imp}} \cos(4\pi f_o t + 2\varphi) dt \right)$$

L'allure de ces signaux est représentée en figure 9.

Si on introduit τ l'écart de synchronisation entre les périodes de la modulation d'impulsion et de la porteuse, alors $T_{imp} = nT_o + \tau$, avec n entier. L'expression de la puissance de contre-réaction se simplifie en

$$\overline{p_J} = \frac{V_o^2}{2R_B} \left(r - \frac{\sin(4\pi f_o \tau + 2\varphi) - \sin(2\varphi)}{2n + 4\pi f_o \tau} \right)$$

Cet écart peut au moins être minimisé avec un rapport n grand entre les fréquences de la porteuse et de la modulation d'impulsion ou dans le meilleur des cas être annulé par une synchronisation ad-hoc des périodes de la modulation d'impulsion et de la porteuse. Cette dernière solution est la plus intelligente et peut être réalisée sans peine avec un contrôle numérique.

Finalement, la puissance de contre-réaction s'exprime comme une grandeur variant de façon linéaire avec la valeur de la tension de contrôle avec un gain G_{mod} dépendant des grandeurs V_o et V_{max} .

$$\overline{p_J} = \frac{V_o^2}{2R_B} \cdot r = v_c \cdot \frac{V_o^2}{2R_B V_{max}}$$

$$\overline{p_J} = v_c \cdot G_{mod}$$

La linéarisation de la chaîne de retour garantie des caractéristiques identiques en termes d'erreur et de performance du contrôleur sur toute la gamme de fonctionnement du système. Elle permet une conception et une optimisation plus simple du contrôleur après l'identification en boucle ouverte du modèle du bolomètre.

REMARQUE. — Une sortie numérique est un critère d'intelligence au sens des *smart-sensors* définis par la norme IEEE1451.2.

3.3. Primitives de traitement numérique du signal (TNS) fonctionnalités évoluées de niveau intermédiaire

3.3.1. Identification en boucle ouverte d'un modèle du bolomètre

Afin de réaliser la synthèse d'un correcteur optimisé répondant aux spécifications du cahier des charges, il est nécessaire de disposer d'un algorithme permettant l'estimation des paramètres du modèle du bolomètre. Disposer d'un tel

algorithme ouvre d'autres perspectives. En effet, cet outil d'analyse du procédé va fournir les fonctionnalités suivantes :

- l'autocalibrage et la gestion des points de fonctionnement thermique et électrique,
- le diagnostic et la détection de modes de fonctionnement défaillants.

Afin de ne traiter que les informations les plus importantes (principe de parcimonie), il convient de disposer d'un modèle à la fois simple et pertinent, ici le modèle d'ordre 1 décrit dans le paragraphe 2.1.2 est pris comme référence. L'estimation des paramètres est conduite à partir de la connaissance à différents instants des signaux d'entrée-sortie du système. On suppose disposer de signaux échantillonnés à la période T_e . La valeur de l'échantillon du signal $x(t)$ à l'instant $t = kT_e$ est notée x^k .

La figure 10 présente le principe de l'estimation en ligne du modèle. Le système à identifier est constitué des éléments suivants :

- le CNA (convertisseur numérique analogique) qui permet la conversion de la valeur numérique du correcteur v_c^k en un signal modulé PWM $v_{imp}(t)$. Ce bloc correspond ici à la sortie PWM du microcontrôleur PIC32 utilisé pour les expérimentations présentées ;
- la modulation avec son gain G_{mod} ;
- le bolomètre avec le gain de l'électronique d'amplification K ;
- le CAN (convertisseur analogique numérique) qui convertit la tension $V_T(t)$ en une valeur numérique et échantillonnée toutes les T_e secondes.

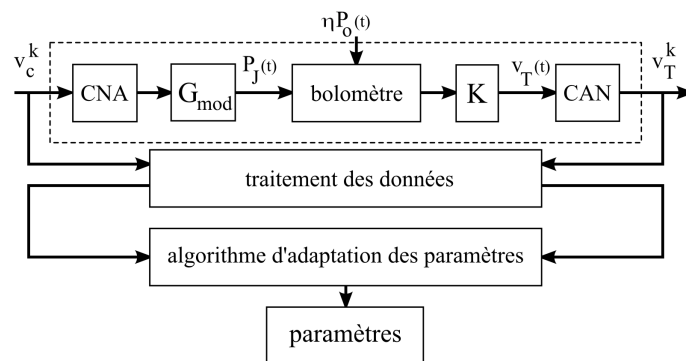


Figure 10. Principe de l'estimation adaptative en ligne

Le choix de la période d'échantillonnage est réalisé en accord avec le comportement fréquentiel du bolomètre et donc en fonction de sa constante de

temps τ_{eff} . Le théorème de Shannon exprime les conditions nécessaires à la restitution du contenu spectral du signal issu du détecteur. Un choix de T_e dix fois plus petit que τ_{eff} est en général considéré comme suffisant.

Dans le cadre d'une estimation de paramètres du modèle à partir de la connaissance des échantillons disponibles au cours du temps, le modèle obtenu par la transformée en z unilatérale avec bloqueur d'ordre zéros (Franklin *et al.*, 1997) est utilisé à la place du modèle à temps continu. Un modèle discret possible est le suivant

$$G^{(d)}(z) = \frac{b}{z+a}$$

où a et b sont les paramètres du modèle à temps discret, pouvant être reliés aux paramètres A et τ_{eff} du modèle à temps continu comme suit

$$\begin{cases} A = \frac{b}{1+a} \\ \tau_{eff} = -\frac{T_e}{\ln(-a)} \end{cases}$$

Ceci permet de définir l'équation aux différences du système échantillonné suivante

$$V_T^k = KG^{(d)}(q)(G_{mod}V_c^k - \eta P_o^k)$$

avec $G^{(d)}(q) = \frac{bq^{-1}}{1+aq^{-1}}$

où q^{-1} est l'opérateur retard tel que $q^{-1}x^k = x^{k-1}$.

D'après le paragraphe 2.1.3., le détecteur est soumis à différentes sources de bruit dont la principale composante est celle liée aux fluctuations thermiques. Ce bruit peut être modélisé par un modèle AR de la forme

$$n^k = H(q)e^k$$

avec

$$H(q) = \frac{1}{1+aq^{-1}}$$

et $\{e^k\}$ une séquence de bruit blanc de moyenne nulle et de variance finie.

Afin de se placer dans un contexte favorable à l'estimation des paramètres du modèle, deux conditions sont nécessaires.

– La puissance optique incidente est supposée constante et seules les variations de la commande et de la tension de sortie du détecteur après amplification,

respectivement notées $v_c^k = V_c^k - \mathbb{E}\{V_c^k\}$ et $v_T^k = V_T^k - \mathbb{E}\{V_T^k\}$, sont prises en compte. Le modèle devient alors :

$$v_T^k = KG^{(d)}(q)G_{\text{mod}}v_c^k + H^{(d)}(q)e^k$$

Ceci peut être réécrit comme suit

$$v_T^k = bv_c^{k-1} - av_T^{k-1} + e^k$$

$$v_T^k = \Phi_k^T \theta + e^k$$

$$\text{avec } \Phi_k = \begin{pmatrix} v_c^{k-1} \\ -v_T^{k-1} \end{pmatrix} \text{ et } \theta = \begin{pmatrix} b \\ a \end{pmatrix}.$$

– Le signal décrivant les variations de la puissance Joule doit être une excitation persistante d'ordre suffisant. Cette condition assure une richesse suffisante de l'information et par suite la consistance du vecteur des paramètres estimés. Cette condition d'excitation persistante est satisfaite pourvu que la matrice

$$\sum_{k=1}^{\infty} \Phi_k \Phi_k^T$$

soit définie positive.

Afin de satisfaire cette condition, il est génériquement recommandé d'utiliser comme séquence d'excitation une séquence binaire pseudo-aléatoire⁵ (SBPA – voir (Landau, 2001)).

L'estimation des paramètres du modèle doit être réalisée de manière à assurer un suivi en temps réel de la dynamique du système. À cette fin, il est proposé de réaliser l'estimation des paramètres de manière récursive, c'est-à-dire qu'à chaque pas d'échantillonnage les paramètres estimés sont réactualisés par le biais d'une estimation de θ . L'algorithme proposé ci-dessous est tel que cette réactualisation ne nécessite pas d'importantes capacités de stockage mémoire d'où sa mise en œuvre aisée sur microcontrôleur.

Le vecteur des paramètres estimés à l'instant $t = kT_e$ est noté $\hat{\theta}_k$. La prédiction a priori à ce même instant est notée $\hat{v}_T^{k/k-1} = \Phi_k^T \hat{\theta}^{k-1}$. Un algorithme d'adaptation paramétrique relativement général et correspondant à la méthode des moindres carrés (Ljung, 1999) est donné ci-après :

5. Ce type de séquence consiste en une succession d'impulsions rectangulaires modulées en largeur qui approchent un bruit blanc discret. Ce signal est périodique de période la longueur de la séquence. Ces séquences s'appellent pseudo-aléatoire puisque la largeur des créneaux qui la caractérise est aléatoire. Cette excitation est une excitation persistante d'ordre la longueur de la séquence.

$$\begin{cases} \hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + \Gamma_k \varepsilon^{k/k-1} \\ \Gamma_k = \frac{F_{k-1} \Phi_k}{\lambda + \Phi_k^T P_{k-1} \Phi_k} \\ F_k = \frac{1}{\lambda} (I_2 - \Gamma_k \Phi_k^T) F_{k-1} \end{cases}$$

$\varepsilon^{k/k-1} = v_T^k - \hat{v}_T^{k/k-1}$ est l'erreur de prédiction a priori. $0 < \lambda \leq 1$ désigne le facteur d'oubli, paramètre choisi par l'utilisateur. Ce paramètre va atténuer l'importance des anciennes données et favoriser l'estimation de paramètres variant dans le temps. F_k est une matrice permettant une adaptation du gain Γ_k en fonction des données disponibles.

La mise en œuvre de cet algorithme nécessite l'initialisation du vecteur $\hat{\theta}_k$ et de la matrice F_k . En l'absence d'informations a priori sur la valeur des paramètres a et b , $\hat{\theta}_k$ peut être initialisé à $[0 \ 0]^t$. Afin de permettre une convergence rapide de ces paramètres vers leur valeur réelle, il est conseillé d'initialiser F_k à une valeur importante afin de disposer d'un gain d'adaptation fort dans les premiers instants, classiquement

$$F_k = \begin{bmatrix} 1000 & 0 \\ 0 & 1000 \end{bmatrix}$$

3.3.2. Synthèse d'un correcteur numérique

Le système de commande, représenté sur la figure 11, fait la synthèse de l'ensemble décrit au paragraphe précédent. Du fait de la faible complexité du procédé à asservir (modèle simplifié d'ordre 1, absence de retard hormis celui du bloqueur, pas de résonance, pas d'instabilité du procédé, etc.), un correcteur de type PI est proposé. La structure de ce type de correcteur est la suivante

$$C(z) = K_p \left(1 + \frac{T_e z}{T_i (z-1)} \right)$$

où K_p et T_i désignent les paramètres du régulateur et T_e la période d'échantillonnage. La loi de commande numérique qui en résulte est alors donnée par

$$v_c^k = K_p \left(1 + \frac{T_e}{T_i} \right) \varepsilon^k - K_p \varepsilon^{k-1} + v_c^{k-1}$$

avec $\varepsilon^k = V_{T_{POL}}^k - V_T^{k-1}$ l'erreur de poursuite à l'instant $t = kT_e$.

Les avantages de cette structure de correcteur sur le problème posé ici sont doubles. Tout d'abord, la présence de l'intégrateur assure une erreur de position nulle et la compensation de la puissance optique incidente absorbée considérée comme une perturbation conformément au principe de substitution électrique.

Ensuite, ce type de structure ne nécessite pour conditionner la dynamique de la boucle que l'ajustement de deux paramètres, K_p et T_i .

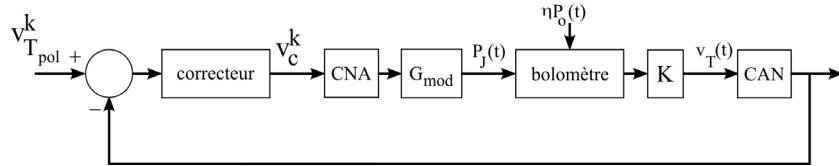


Figure 11. Boucle de régulation

Différentes méthodes pour la synthèse de ces paramètres sont proposées dans la littérature (Astrom et Haggund, 1995 ; Astrom et Wittenmark, 1996 ; Landau, 2001). Quelle que soit la méthode utilisée, les paramètres doivent être ajustés en fonction des performances souhaitées du système de commande. Ces performances, formulées dans le cahier des charges, sont les suivantes :

- assurer un faible temps de réponse en poursuite et régulation,
- préserver une robustesse suffisante vis-à-vis des erreurs de modélisation (marge de module, marge de retard, etc.).

Dans un esprit d'autocalibrage, l'algorithme de commande, c'est-à-dire la procédure pour le choix des paramètres du correcteur, peut être combinée à l'algorithme d'estimation des paramètres proposé au paragraphe précédent. Cette logique de supervision est représentée sur la figure 12.

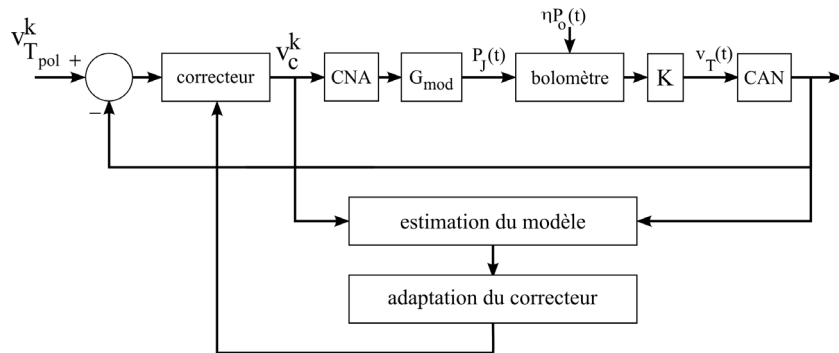


Figure 12. Boucle de régulation avec supervision

3.4. Résultats d'implémentation de fonctionnalités évoluées sur dispositif réel

Les principes et fonctionnalités sont illustrés du point de vue expérimental sur des dispositifs macroscopiques⁶ (Denoual *et al*, 2009b ; 2012). De tels dispositifs ont été choisis pour des raisons économiques et pratiques en vue de démontrer les potentialités offertes par la technique de substitution électrique par couplage capacitif. Ces dispositifs ont l'avantage d'être robustes, et de ne pas nécessiter d'équipements technologiques coûteux pour leur réalisation. Par contre, ils sont caractérisés par des constantes de temps plus grandes de plusieurs ordres de grandeur que celles des dispositifs miniaturisés. Typiquement les constantes de temps des dispositifs utilisés sont dans la gamme 10 s-100 s, soit trois ordres de grandeurs supérieures à celles de microbolomètres.

3.4.1. Estimation d'un modèle

Ce paragraphe présente la mise en œuvre de la procédure pour l'identification des paramètres du bolomètre et les résultats obtenus.

Cette procédure utilise les signaux d'entrée-sortie du système constitué de l'ensemble CNA/modulation/bolomètre/gain/CAN dans le cas d'un bolomètre macroscopique à température ambiante et pression atmosphérique. Le signal d'excitation est une séquence binaire pseudo-aléatoire. L'amplitude des créneaux est conditionnée par le rapport cyclique $r = v_c / V_{\max}$. La période d'échantillonnage est $T_e = 1$ s.

Les données récoltées sont scindées en deux parties : la première pour réaliser l'estimation d'un modèle, la seconde pour valider ou non ce modèle. Ce partage du temps entre estimation et validation du modèle est utilisé pour renforcer la validation (Ljung, 1999). En effet, il n'est pas surprenant qu'un modèle se valide correctement sur une série de données utilisée pour l'estimation de ses paramètres. Le vrai test est qu'il se valide sur une nouvelle série de données indépendante de la première.

La figure 13 présente les signaux d'entrée-sortie du système constitué de l'ensemble CNA/modulation/bolomètre/gain/CAN dans le cas d'un bolomètre macroscopique à température ambiante et pression atmosphérique. Le signal d'excitation est une séquence binaire pseudo-aléatoire. L'amplitude des créneaux est conditionnée par le rapport cyclique $r = v_c / V_{\max}$. La période d'échantillonnage est $T_e = 1$ s. La première moitié des données, [0 s, 450 s], est utilisée pour l'estimation des paramètres du modèle. La seconde moitié, [500 s, 850 s], est utilisée pour la validation du modèle.

6. Les dispositifs utilisés sont des résistances métalliques de 0.5 de diamètre sur membrane de verre ou de polymère de plusieurs dizaines de micromètre d'épaisseur. Leurs conductances thermiques sous vide sont de l'ordre de 10^{-3} à 10^{-4} W/K, et leurs constantes de temps correspondantes de l'ordre de 10 à 100 s.

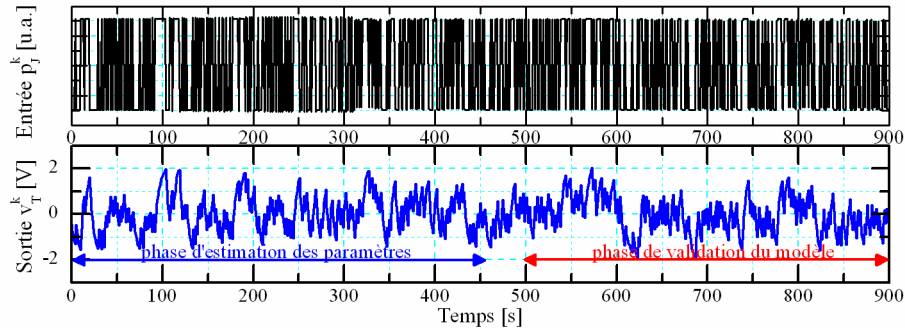


Figure 13. Étapes de la procédure d'identification : données d'entrée-sortie utilisées pour l'estimation de paramètres du modèle (0s à 450s) et ensuite pour la validation du modèle (500s à 900s)

La figure 14 fait apparaître l'évolution des estimations du gain statique KA et de la constante de temps τ_{eff} . Il apparaît clairement une convergence assez rapide de ces estimations. La valeur finale de ces paramètres est utilisée pour paramétrer le modèle à temps continu.

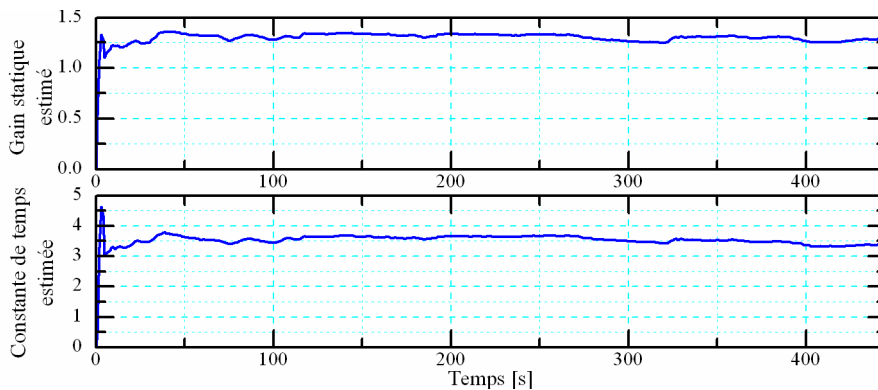


Figure 14. Convergence des estimations

La figure 15 présente le signal de sortie utilisée lors de l'étape de validation (entre 500s et 850s). Ce signal de sortie est comparé à la sortie du modèle à temps continu estimé. Il apparaît que ce modèle représente correctement les dynamiques du système, validant ainsi l'approche proposée.

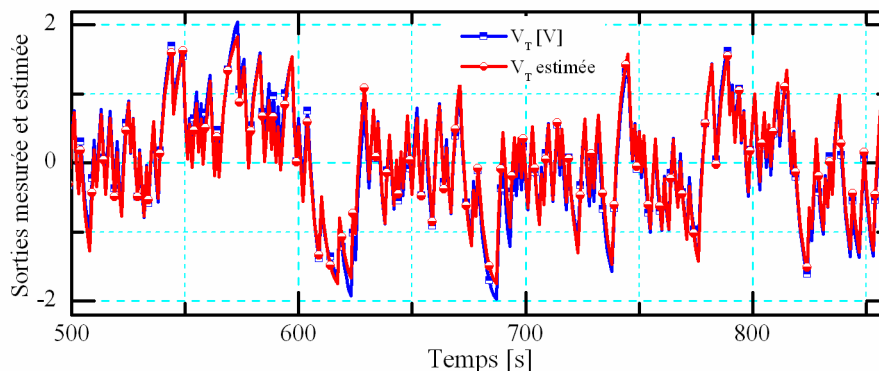


Figure 15. Étape de validation : comparaison sortie réelle et sortie estimée

3.4.2. Amélioration de la constante de temps

La mise en œuvre de la technique de substitution électrique par couplage capacitif a été illustrée avec différents types d'électronique pour l'asservissement, analogique ou numérique (Denoual *et al.*, 2009b ; 2010). Dans cette section et la suivante sont compilés des résultats d'implémentation numérique de l'asservissement. Ils soulignent l'adéquation du modèle de simulation avec le système physique et illustrent la mise en œuvre de fonctionnalités évoluées de diagnostic et de contrôle sur le détecteur infrarouge intelligent obtenu par l'association du détecteur élémentaire et du traitement du signal analogique et numérique. Les simulations complétant les résultats expérimentaux utilisent, pour soutenir la comparaison, les constantes de temps des dispositifs macroscopiques obtenues par identification du système physique. Les simulations sont réalisées avec un simulateur de circuit intégré numérique, ModelSim Altera Quartus II, avec une modélisation haut-niveau en langage VHDL. Ce type de modélisation peut être utilisé pour la simulation comportementale haut-niveau de circuits intégrés mixtes analogique-numérique en vue de la validation d'algorithmes (Denoual et Attia, 2010). La parfaite concordance des résultats de simulation et des résultats expérimentaux montre que le modèle utilisé pour les simulations correspond bien au système physique, ce qui valide le modèle comme simulateur pour la mise au point d'algorithmes évolués et justifie le bien fondé d'extrapolations de résultats lors de l'intégration. Ainsi, l'application d'un facteur de réduction de 3 ordres de grandeurs sur l'échelle des temps doit donner un bon aperçu de ce qui se passera lors de l'intégration du principe de contre-réaction de chaleur par substitution électrique et couplage capacitif pour des microbolomètres. Les fréquences alors mises en œuvre

pour l'échantillonnage ou le traitement resteront tout à fait réalistes dans le contexte des technologies de circuits intégrés actuelles⁷.

La figure 16 présente à travers des courbes de simulation et d'expérimentation les réponses en boucle ouverte et boucle fermée d'un bolomètre associé à une électronique de substitution électrique par couplage capacitif. La stimulation d'entrée est un signal tout-ou-rien optique. Expérimentalement, la stimulation est issue d'une source LED infrarouge, et le bolomètre opère sous vide primaire à température ambiante.

Ainsi, le fonctionnement en boucle fermée permet de s'affranchir du compromis sensibilité-temps de réponse valable pour la chaîne directe. Dans la courbe expérimentale, la dérive lente du signal de température en boucle ouverte correspond à l'échauffement progressif de l'ensemble de la chambre à vide dans laquelle est situé le bolomètre. Expérimentalement des réductions de la constante de temps jusqu'à deux ordres de grandeur ont été validés (Denoual *et al*, 2012).

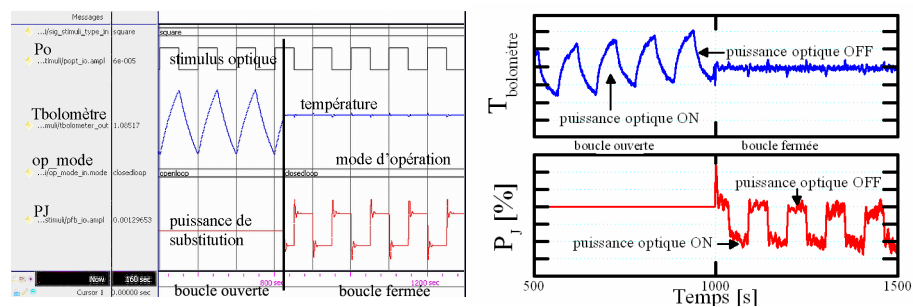


Figure 16. Réponse à une stimulation optique tout-ou-rien en boucle ouverte et boucle fermée. A gauche simulation numérique, à droite enregistrement expérimental. $T_{bolomètre}$ est la température du bolomètre et la grandeur de sortie en boucle ouverte. En boucle fermée, l'asservissement de température maintient la température de bolomètre constante et la grandeur de sortie s'obtient à partir de la puissance de substitution P_J . La réduction de la constante de temps est visible à travers la forme des signaux de sortie, $T_{bolomètre}$ et P_J , respectivement en boucle ouverte et en boucle fermée

7. Des fréquences d'échantillonnage de la dizaine de kHz ne constituent pas des contraintes technologiques majeures pour assurer des constantes de temps en boucle fermée de quelques centaines de μs (un ordre de grandeur plus rapide que les dispositifs actuels).

3.4.3. Mise en œuvre de fonctionnalités évoluées de niveau intermédiaire

3.4.3.1. Auto-test

Bien qu'elle soit simple, la fonctionnalité d'autotest peut être utile en tant que fonction de diagnostic basique pour répondre à la question : « le bolomètre et son électronique associée fonctionnent-ils ou pas ? ». Cette fonctionnalité s'appuie sur la génération d'un stimulus interne. L'autotest peut être activé par l'utilisateur à tout moment pour vérifier le bon fonctionnement thermique et électrique du détecteur associé à son électronique de conditionnement. Typiquement, une série d'impulsions est générée et les réponses à ces impulsions sont observées. Une discrimination fonctionne/ne-fonctionne-pas est ainsi obtenue selon la réponse ou non du système à ces impulsions. Une mesure de l'amplitude de la réponse renseigne sur la gamme de mesure sélectionnée. Ainsi un système défectueux ne fournit pas de réponse à la stimulation ou bien une réponse dont l'amplitude n'est pas celle attendue.

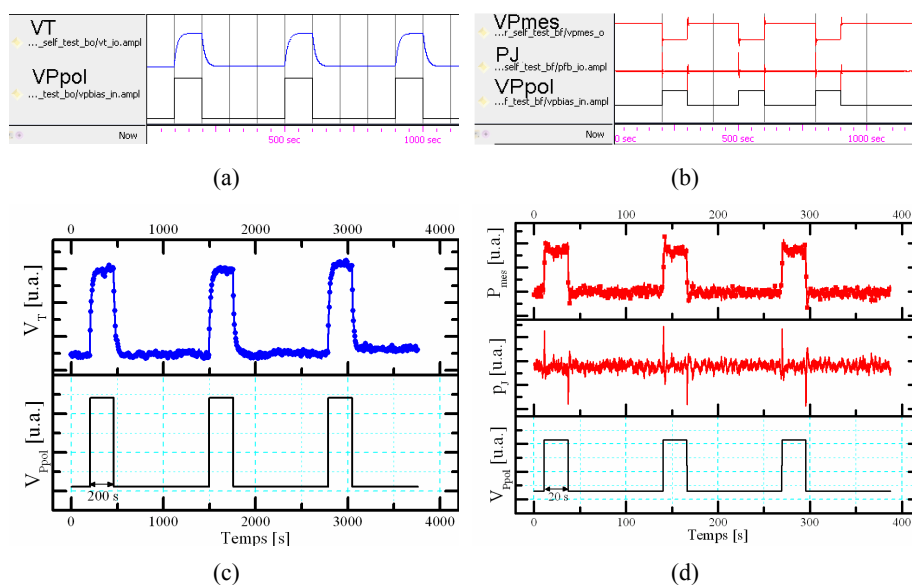


Figure 17. Illustrations de la fonction d'autotest. (a) Simulation de la fonction d'autotest en boucle ouverte. (b) Simulation de la fonction d'autotest en boucle fermée. (c) Enregistrement expérimental lors de la mise en œuvre de la fonction d'autotest en boucle ouverte. (d) Enregistrement expérimental lors de la mise en œuvre de la fonction d'autotest en boucle fermée. V_T est une tension proportionnelle à la température du bolomètre et la sortie en chaîne directe. V_{Ppol} est la tension de consigne du point de fonctionnement thermique ajoutée à la tension de sortie du correcteur. V_{Ppol} correspond à l'entrée de commande des stimuli internes. P_J est la puissance de substitution de la chaîne de retour. V_{Pmes} est une tension proportionnelle à P_{mes} différence entre le point de fonctionnement thermique et la puissance de substitution ($P_{J1}-P_{J2}$ de la figure 5(a))

Les figures 17 (a, b, c et d) présentent successivement en boucle ouverte et fermée la mise en œuvre simulée et expérimentale d'une fonctionnalité d'autotest. En boucle ouverte, la réponse aux impulsions de stimulus se trouve en sortie de l'électronique d'amplification du détecteur, proportionnelle aux variations de température du détecteur. En boucle fermée, la réponse aux impulsions de stimulus se trouve dans la puissance de mesure alors que la puissance de substitution dans la chaîne de retour reste constante pour l'asservissement de température du bolomètre.

3.4.3.2. Choix de la gamme de mesure et du point de fonctionnement

La configurabilité du détecteur couvre plusieurs aspects. L'un d'eux est la maîtrise par un dimensionnement adapté du correcteur de la constante de temps du système. Un autre aspect est le choix de la gamme de mesure et du point de fonctionnement.

En boucle ouverte, le point de fonctionnement et la gamme de mesure de puissance optique sont indissociables. Ils sont tous deux conditionnés par le gain de l'électronique d'amplification. En boucle fermée c'est différent, le point de fonctionnement et la gamme de mesure peuvent être choisis indépendamment l'un de l'autre. L'asservissement de température du bolomètre permet en effet de travailler autour d'un point de fonctionnement déterminé par l'utilisateur, cela ouvre par conséquent la possibilité de facilement mesurer des variations de signal optique autour d'une puissance optique moyenne. La gamme de mesure est quant à elle adaptée par un ajustement du gain de la chaîne de retour G_{mod} (par l'intermédiaire de l'amplitude V_0 de la porteuse). Ces réglages sont d'autant plus simples que dans le cas d'un asservissement utilisant une modulation d'impulsion, le système bouclé est entièrement linéaire.

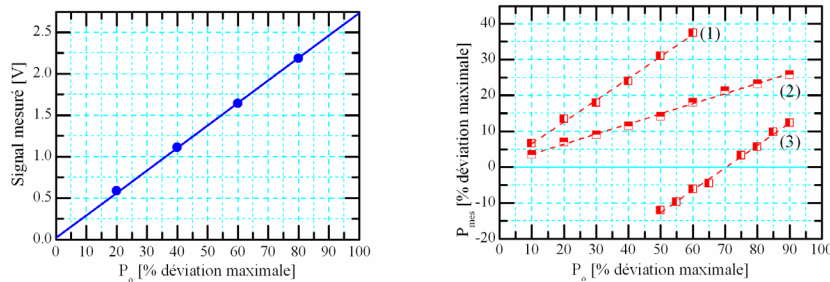


Figure 18. Fonction de transfert en boucle ouverte (à gauche) et en boucle fermée (à droite). En boucle ouverte, la fonction de transfert est unique, elle correspond au produit de la sensibilité du détecteur et du gain de l'électronique de conditionnement. En boucle fermée, un changement de gain de la chaîne de retour permet d'agir sur la fonction de transfert et ainsi de configurer l'étendue de mesure. (1) et (3) présentent une pente deux fois plus grande que (2) et une étendue de mesure deux fois plus petite. (3) correspond à des mesures de variations de la puissance optique de $\pm 20\%$ de la déviation maximale autour d'une puissance optique de valeur moyenne 70 % de la déviation maximale

Les figures 18 présentent successivement en boucle ouverte et en boucle fermée les fonctions de transfert expérimentales de la réponse en fonction de la puissance optique d'entrée.

3.4.3.3. Auto-identification

L'auto-identification est une extension de la fonction d'autotest précédente. Au-delà de la seule information « le bolomètre et son électronique associée fonctionnent-ils ou pas ? », il s'agit ici d'extraire des informations plus riches pour répondre à la question « comment fonctionne le bolomètre et son électronique associée ? ». Ceci va permettre d'adapter le dimensionnement du correcteur pour conserver au système bouclé ses performances attendues (suivant la configuration de la figure 12 et page 388), d'observer l'évolution lente du système (notamment l'évolution du bruit spatial) et de diagnostiquer son éventuel vieillissement. Cette auto-identification est réalisée via la procédure d'identification couplée au mécanisme de stimulus interne par substitution électrique.

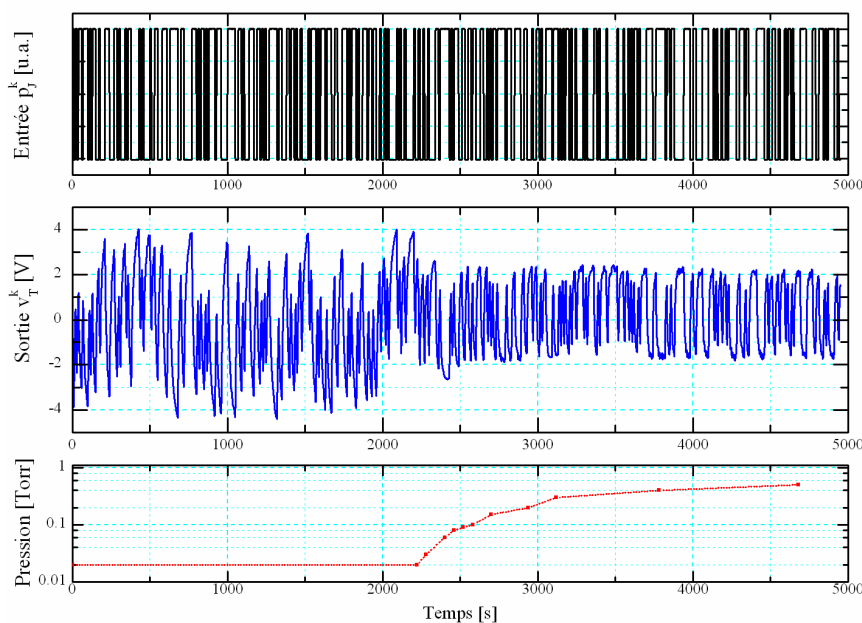


Figure 19. Enregistrement d'une expérimentation en boucle ouverte avec rupture du vide. Le signal d'entrée est une séquence binaire pseudo-aléatoire de créneaux de puissance Joule appliquée au bolomètre (haut). Le signal de sortie en réponse à cette excitation (milieu) évolue également en fonction de la pression de la chambre d'expérimentation (bas). Ainsi, sous vide primaire, [0 s-2200 s], le signal de sortie présente une amplitude de réponse plus importante et une constante de temps plus longue que lorsque le bolomètre revient progressivement à pression atmosphérique [2200 s-5000 s]. La période d'échantillonnage est de 1 s

À titre d'illustration, nous avons testé l'aptitude de l'algorithme d'identification à discerner un changement de comportement du système. Une identification en boucle ouverte a été réalisée lors d'une rupture des conditions d'utilisations du système, rupture provoquée par une variation de pression. Les résultats sont présentés dans les figures 19.

Initialement, le bolomètre est placé dans une chambre mise sous vide primaire (20 mTorr). Au cours de l'expérimentation, la pompe à vide est arrêtée et la chambre revient progressivement à pression atmosphérique. L'augmentation de la pression entraîne une augmentation de la conductivité thermique entre le bolomètre et son environnement. Plus précisément, sous vide primaire, les échanges par convection sont réduits et par conséquent la conductance thermique effective (G_{eff}) entre la membrane du bolomètre et son environnement est plus faible. Au contraire, à pression atmosphérique, les échanges par convection augmentent la conductance thermique. Selon les formules présentées page 373, le gain statique, KA , ainsi que la constante de temps, τ_{eff} , sont affectés par ces variations de la conductance thermique effective. Une augmentation de la conductance thermique effective se traduit par une diminution du gain statique ainsi que par une diminution de la constante de temps. Ce comportement est perceptible sur le signal de sortie à la figure 19.

L'algorithme d'identification est appliqué à ces données et les évolutions des estimations du gain statique et de la constante de temps sont illustrées à la figure 20. Le changement de comportement lié à l'augmentation de pression est perceptible sur les paramètres estimés du modèle. Comme prévu, le procédé accélère (diminution de la constante de temps) et devient moins sensible (diminution du gain statique).

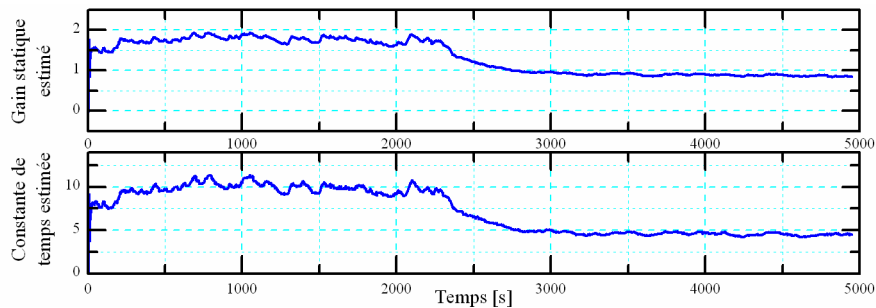


Figure 20. Convergence des estimations. Les estimations des paramètres suivent l'évolution du système liée à la variation de pression. Deux niveaux distincts sont observables correspondant au fonctionnement sous vide primaire [0 s-2200 s] et après rupture du vide [3000 s-5000 s]. Le gain statique estimé ainsi que la constante de temps estimée diminuent avec la pression qui augmente

La figure 21 représentant la sortie mesurée et la sortie estimée illustre la bonne estimation des paramètres du modèle lors de l'évolution du système.

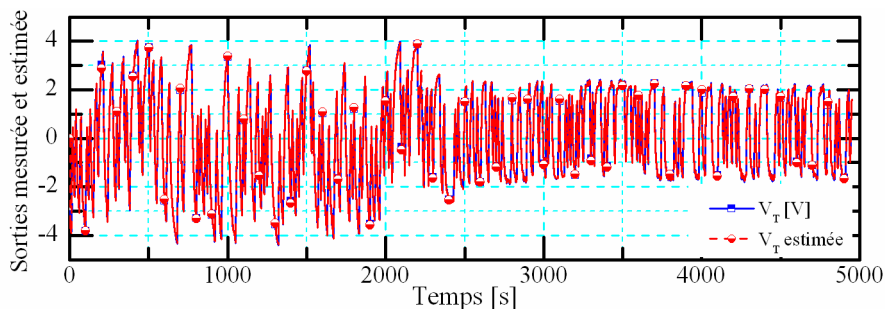


Figure 21. Sorties mesurées et estimées

Idéalement, et c'est le sens des travaux à venir sur ce sujet, l'auto-identification se déroulera périodiquement pour surveiller l'évolution du système en parallèle de l'utilisation des détecteurs. L'intérêt de cette démarche est d'augmenter le taux de disponibilité de l'équipement en supprimant les étapes de calibrage. Un algorithme d'identification en boucle fermée sera alors nécessaire.

3.4.4. Discussion

Les résultats de simulation et d'expérience obtenus jusqu'à présent et présentés en partie dans cet article confirment l'intérêt de la configuration CCEs pour l'asservissement de température des détecteurs infrarouge de type bolomètre résistifs non refroidis. D'une manière générale, la possibilité d'avoir un stimulus interne permet de transformer un détecteur passif en un détecteur configurable susceptible d'implémenter des fonctionnalités évoluées. De tels détecteurs infrarouge intelligents s'affranchissent aussi des disparités du procédé de fabrication, ceci grâce à la mise en œuvre du principe de substitution électrique par la boucle fermée et grâce à l'auto-identification des paramètres physiques du détecteur. Il en résulte que le bruit spatial évoqué section 2.2.3 est alors intrinsèquement éliminé.

La validation du modèle de simulation, obtenu par identification du système par les résultats expérimentaux, confirme l'intérêt des simulations haut-niveau pour la validation des algorithmes des fonctions évoluées et plus largement d'algorithmes de traitement du signal issus de ces détecteurs infrarouge intelligents. En eux-mêmes les bolomètres intelligents développés avec les fonctionnalités évoluées peuvent être intéressants comme détecteurs de présence ou capteurs de température à distance en comparaison des détecteurs pyroélectriques utilisés à l'heure actuelle. Mais bien sûr, l'objectif reste l'imagerie infrarouge. Dans ce contexte, la réalisation de ligne de pixels intelligents est une étape technologique franchissable sans difficulté majeure. De telles lignes de pixels utilisées sur les chaînes de production pour le contrôle de films laminés par exemple, peuvent être réalisées par la mise en série de pixels intelligents. Dans ce cas, il n'est pas impératif d'intégrer la totalité de l'électronique

de traitement du signal analogique et numérique pour l'asservissement sous chaque pixel. Un cœur électronique numérique centralisé peut piloter des pixels multiplexés associés à une boucle locale d'asservissement. En particulier, les fonctionnalités évoluées de contrôle ou de diagnostic peuvent être centralisées et activées pixel par pixel.

Le challenge est plus conséquent pour la réalisation de matrice de pixels intelligents. Le multiplexage des pixels et le pilotage centralisé par un cœur numérique impliquerait une puissance de calcul d'au moins 500 Mops pour un imageur 320 x 240 pixels sans parler de la contrainte de multiplexage. Deux alternatives à un correcteur centralisé multiplexé sont d'une part une boucle locale analogique pour chaque pixel et, d'autre part, la réalisation de modulateurs sigma-delta intégrés associés à chaque pixel pour générer le signal de modulation d'impulsion. Dans le premier cas, la linéarité de la chaîne de retour est perdue au profit d'une intégration possible sous chaque pixel. Dans le second cas, la linéarité de l'ensemble du système est préservée au prix d'une intégration plus complexe avec les technologies de fabrication actuelles. Dans ce second cas, les technologies émergentes de microfabrication de structuration en trois dimensions du silicium et d'assemblage 3D peuvent ouvrir de nouvelles pistes de conception. Quoiqu'il en soit, la maîtrise des traitements analogiques ou numériques de bas niveau à l'échelle du pixel permet de tirer le meilleur parti de cette conception mixte imbriquée analogique-numérique.

Quelles que soient les évolutions à venir, plusieurs pistes prometteuses se profilent d'ores et déjà pour la réalisation à terme d'imageurs infrarouge intelligents avec une intelligence plus ou moins distribuée au niveau des pixels actifs ou centralisée dans un cœur de traitement.

4. Conclusion

Les limitations des détecteurs utilisés dans les imageurs infrarouge actuels peuvent être surmontées par la mise en œuvre du principe de contre-réaction de chaleur par substitution électrique. Ce type de contre-réaction permet en outre le développement de fonctionnalités évoluées convertissant un bolomètre, détecteur passif résistif, en un détecteur actif, configurable et intelligent. L'intégration matérielle de ce type de fonctionnalités, si elle est directe avec les micro-technologies de fabrication actuelles dans le cas de mono-pixel ou de lignes de pixels, demandera des développements spécifiques pour l'intégration de matrice de pixels. Les technologies émergentes de microstructuration permettent d'envisager à terme la réalisation de matrice de détecteurs infrarouge configurables et intelligents formant une rétine infrarouge intelligente.

Remerciements

Le projet bolomètres intelligents est soutenu pour son intégration sur silicium par les financements de l'appel à projet PSOC-INS2I n°78518 et des programmes ERE de la DGA et DEFI instrumentation du CNRS. Merci à O. de Sagazan pour la fabrication des dispositifs macroscopiques.

Bibliographie

- Allègre G., Guillet B., Robbes D., Méchin L., Lebargy S., Nicoletti S. (2007). Room temperature Si₃N₄/SiO₂ membrane-type electrical substitution radiometer using thin film platinum thermometers. *Measurement Sciences and Technology*, vol. 18, n°1, p. 183-189.
- Astrom K., Hagglund T. (1995). PID controllers: Theory, design and tuning. Research Triangle Park, NC. *Instrument Society of America*.
- Astrom K., Wittenmark B. (1996). *Computer controlled systems: theory and design*. Prentice Hall International Editions, 3rd edition.
- Benezeth Y., Emile B., Laurent H., Rosenberger C. (2011). Towards a sensor for detecting human presence and characterizing activity. *Energy and Buildings*, vol. 43(2), p. 305-314.
- Chamming's G. (2008). *Capteur d'image thermique matriciel à pixel bolométrique et procédé de réduction de bruit spécial*, EP2059030.
- Comte-Bellot G. (1976). Hot wire anemometry. *Annual Review of Fluid Mechanism*, vol. 8, p. 209-231.
- Davis J. W., Sharma V. (2004). Robust background-subtraction for person detection in thermal imagery. *IEEE Int. Workshop on Object Tracking and Classification Beyond the Visible Spectrum*.
- Davis J. W., Keck M. A. (2005). A two-stage template approach to person detection in thermal imagery. *IEEE Workshop on Applications of Computer Vision*, vol. 1, p. 364-369.
- Denoual M., Delaunay S., Robbes D. (2009a). Bolometer with heat feedback, WO/2009/034066.
- Denoual M., Allègre G., Delaunay S., Robbes D. (2009b). Capacitively coupled electrical substitution for resistive bolometer enhancement. *Measurement Science and Technology*, vol. 20, 015105.
- Denoual M., Lebargy S., Allègre G. (2010). Digital implementation of the capacitively coupled electrical substitution for resistive bolometers. *Measurement Science and Technology*, vol. 21, 015205.
- Denoual M., Attia P. (2010). VHDL pour la modélisation comportementale d'un synthétiseur de fréquence. *Revue 3EI*, n° 63, p. 60-71.
- Denoual M., de Sagazan O., Attia P., Allègre G. (2012). *Smart Bolometer : Toward Monolithic Bolometer with Smart Functions in Bolometers Intech*.
- Dupont B., Robert P., Dupret A., Villard P., Pochic D. (2007). Model based on-chip 13bits ADC design dedicated to uncooled infrared focal plane arrays. *Proc. of SPIE Electro-Optical and Infrared Systems: Technology and Applications IV*, vol. 673712.
- Fièque B., Tissot J.L., Trouilleau C., Crastes A., Legras O. (2007). Uncooled microbolometer detector : Recent developments at Ulis. *Infrared Physics & Tech.*, vol. 49, p. 187-191.
- Frank R. (2000). *Understanding smart sensors*. Artech House Inc.
- Franklin G., Powell J., Workman M. (1997). *Digital control of dynamic systems*. 3rd edition, Addison Wesley publishing company.

- Freire R.C.S., Catunda S.Y.C., Luciano B.A. (2009). Applications of thermoresistive sensors using the electric equivalence principle. *IEEE transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 58, n°6, p. 1823-1830.
- Freytmuth P. (1967). Feedback control theory for constant temperature hot-wire anemometers. *Review of Scientific Instruments*, vol. 38, n°5, p. 677-681.
- Galeazzi M. (1998). An external electronic feedback system applied to a cryogenic μ -calorimeter. *Review of Scientific Instruments*, vol. 69, n°5, p. 2017-2023.
- Galeazzi M., McCammon, D. (2003). Microcalorimeter and bolometer model. *Journal of Applied Physics*, vol. 93, n° 8, p. 4856-4869.
- Gaussorgues G. (1996a). Applications industrielles de l'infrarouge. *Technique de l'ingénieur*, TI-e4130.
- Gaussorgues G. (1996b). Détecteurs infrarouges. *Technique de l'ingénieur*, TI-e4060.
- Guellec F., Villard P., Rothan F., Alacoque L., Chancel C., Martin P., Castelein P., Maillart P., Pistone F., Costa P. (2007). Sigma-delta column-wise A/D conversion for cooled ROIC. *Proc of SPIE Infrared Technology and Applications XXXIII*, vol. 6542.
- Kruse P.W. (2001). *Uncooled Thermal Imaging: Arrays, Systems and Applications*. Bellingham, WA: SPIE Optical Engineering Press.
- Landau I. (2001). *Identification des systèmes*. Editions Hermès.
- Ljung L. (1999). *System identification: theory for the user*. Prentice Hall, Upper Saddle River, N. J.
- Miller I.S., Shah D.A., Antonia R.A. (1987). A constant temperature hot-wire anemometer. *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, vol. 20, p. 549-553.
- Rice J. P. (2000). An electrically substituted bolometer as a transfer-standard detector. *Metrologia*, vol. 37, p. 433-436.
- Richards P.L. (1994). Bolometers for infrared and millimeter waves. *Journal of Applied Physics*, vol. 76, p. 1-24.
- Robert P., Dupont B., Pochic D. (2008). Design trade-offs in ADC architectures dedicated to uncooled focal plane arrays. *Proc. of SPIE Infrared Technology and Applications XXXIV*, vol. 6940.
- Sherlock R. A., Wyatt A. F. G. (1983). The dynamics of the constant temperature detector system. *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, vol. 16, p. 669-672.
- Tchagaspanian M., Villard P., Dupont B., Chamming's G. Martin J.L., Pistre C., Lattard D., Chantre C. Arnaud A., Yon J.J. (2007). Design of ADC in 25 μ m pixels pitch dedicated for IRFPA image processing at LETI. *Infrared Technology and Applications XXXIII, Proc. of SPIE Defense and Security*, vol. 6542-80.
- Williams C. D. H. (1990). An appraisal of the noise performance of constant temperature bolometric detector systems. *Measurement Science and Technology*, vol. 1, p. 322-328.
- Würfel D., Ruß M., Lerch R., Weiler D., Yang P., Vogt H. (2011). An uncooled VGA-IRFPA with novel readout architecture. *Advanced Radio Science*, vol. 9, p. 107-110.
- Xenics (2012). *Gobi-384 Smart and affordable Gobi-384 simplifies the way you work*. http://www.xenics.com/documents/20120403_Gobi-384_Scientific_LowRes.pdf

Yole Développement (2010). *Uncooled IR Cameras & Detectors for Thermography and Vision*. Technologies & Market Report, juin 2010.

Mathieu Denoual est enseignant-chercheur à l'école d'ingénieur ENSICAEN. Il est membre de l'équipe électronique du laboratoire GREYC. Ses travaux portent sur l'instrumentation pour les capteurs de rayonnement infrarouge et les capteurs magnétiques. Il s'intéresse particulièrement au développement de capteurs infrarouge intégrés intelligents.

Mathieu Pouliquen est enseignant-chercheur à l'Université de Caen Basse Normandie. Il est membre de l'équipe automatique au sein du laboratoire GREYC. Ses travaux portent principalement sur l'identification des systèmes linéaires et non-linéaires, en boucle ouverte ou en boucle fermée. Il s'intéresse à l'estimation des modèles à temps continu et à temps discret.

Gilles Allègre est enseignant-chercheur à l'IUT de Caen, affecté au site de Vire qu'il a ouvert en 1999 et dont il a été le premier directeur. Après des recherches en télémétrie laser et en perception de l'environnement pour la robotique mobile au LESiR (SATiE) de l'ENS Cachan, il a intégré en 2003 l'équipe électronique du laboratoire GREYC où il y effectue des recherches dans les domaines de la bolométrie infrarouge et de la mesure de champs magnétique et électrique.