



HAL
open science

Quelles stratégies énergétiques pour un contrôle d'intégrité structurelle auto-alimenté ?

Thomas Monnier, Mickaël Lallart, Philippe Guy, Lionel Petit, Daniel Guyomar, Claude Richard

► **To cite this version:**

Thomas Monnier, Mickaël Lallart, Philippe Guy, Lionel Petit, Daniel Guyomar, et al.. Quelles stratégies énergétiques pour un contrôle d'intégrité structurelle auto-alimenté?. 10ème Congrès Français d'Acoustique, Apr 2010, Lyon, France. hal-00539658

HAL Id: hal-00539658

<https://hal.science/hal-00539658>

Submitted on 24 Nov 2010

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.

10ème Congrès Français d'Acoustique

Lyon, 12-16 Avril 2010

Quelles stratégies énergétiques pour un contrôle d'intégrité structurelle auto-alimenté ?

Thomas Monnier¹, Mickaël Lallart², Philippe Guy¹, Lionel Petit², Daniel Guyomar², Claude Richard²

¹MATEIS, INSA-Lyon, CNRS UMR 5510, F-69621, France, phone : +33 (0)4 72 43 83 82, fax : +33 (0)4 72 43 73 90, mateis@insa-lyon.fr

²LGEF, INSA-Lyon, 8 rue de la Physique, F-69621, France, phone : +33 (0)4 72 43 79 53, fax : +33 (0)4 72 43 88 74, lgef@insa-lyon.fr

De nombreuses études de systèmes de contrôle de santé structurelle ont d'ores et déjà démontré l'aptitude des ondes guidées à détecter l'apparition et l'évolution de différents types de défauts localisés. Le champ d'application de ces techniques en terme de sûreté est vaste et d'autant plus prometteur si l'endommagement peut être détecté, localisé ou caractérisé dans ses tous premiers stades de développement.

Néanmoins, la nécessité de câbler de nombreux dispositifs (actuateurs, capteurs...) est une contrainte technique pénalisante. Dans le cas des structures aéropportées, l'utilisation de systèmes sans fil permet d'y répondre tout en offrant d'importantes réductions de masse et de coût. Enfin, l'utilisation de batteries, requérant remplacements et recharges périodiques, pour l'alimentation de systèmes pouvant qui plus est être installés dans des endroits difficiles d'accès est à proscrire. Notre démarche consiste donc à proposer l'emploi de systèmes capables de s'auto-alimenter grâce à la conversion mécano-électrique de l'énergie ambiante dans des structures vibrantes. Le succès de cette approche repose sur trois exigences concourantes en termes énergétiques :

- L'optimisation du rendement de conversion par l'emploi de matériaux piézoélectriques plus performant en termes de couplage électromécanique et par l'optimisation de l'extraction d'énergie (systèmes de conditionnement non linéaire de l'énergie).
- La sobriété des circuits électroniques (utilisation d'architectures « ultra-low power », gestion optimisée des temps de veille, ...)
- L'optimisation du traitement du signal (définition de critères d'endommagement pertinents à moindre coût, décentralisation des calculs afin de réduire la quantité de données à transférer au centre décisionnel)

Une première application pour la surveillance de l'émergence et de la croissance de défauts artificiels calibrés sur une structure composite est présentée. Divers algorithmes de traitement sont ensuite comparés en termes de capacité de détection des défauts et de coût de calcul, sachant que celui-ci conditionne directement la consommation énergétique des dispositifs.

1 Introduction

La dernière décennie a vu un usage croissant des matériaux composites pour l'aéronautique permettant des gains considérables en termes de masse, ou encore de résistance à la corrosion. Cependant, le comportement structurel face aux nombreux types d'endommagement susceptibles d'apparaître en service (fissures, délaminages, ...) dans de tels matériaux ou assemblages est encore relativement mal connu [1], [2]. Par conséquent des opérations intermittentes de maintenance sont continuellement mises en place pour assurer la sécurité des personnes et des appareils. Les méthodes classiques de contrôle non-destructif (CND) basées sur les ultrasons consistent souvent à de longs balayages (C-scans) de la surface à inspecter [3]. En conséquence, ces techniques entraînent de coûteux temps d'immobilisation des appareils.

Afin de faciliter cette surveillance, l'utilisation d'ondes guidées, telles que les ondes de Lamb, a été proposé [4], [5], [6]. De l'étude des interactions de ces ondes avec les défauts, l'état de santé de la structure peut être déterminée, y compris à des stades précoces d'endommagement. En conséquence, de nombreuses

recherches récentes dans le domaine du contrôle de santé structurelle (Structural Health Monitoring, SHM, en anglais) ont démontré leur aptitude à détecter, localiser et parfois classifier des défauts à l'aide de réseaux de capteurs embarqués. On constate toutefois que la plupart des techniques de SHM requièrent encore le câblage de nombreux capteurs et actuateurs. Pour éviter cette contrainte technique, qui freine leur déploiement, en particulier dans les structures aéropportées, il a été naturellement proposé des solutions sans-fil qui offrent de substantielles réductions de la masse et du coût du système, que ce soit dans le domaine du génie civil [7] ou de l'aéronautique [8] pour ne citer que ces deux exemples. Malheureusement, alimenter ces dispositifs à l'aide de batteries fait émerger le problème de leur remplacement périodique et de leur recyclage en fin de vie.

Dans la présente contribution, nous nous proposons d'étudier un système de SHM où les actionneurs et les capteurs s'auto-alimentent grâce à des micro-générateurs piézo-électriques, qui capturent l'énergie vibratoire ambiante et la convertissent en énergie électrique. Nous mettrons en lumière les exigences énergétiques qui conditionnent le succès d'une telle approche en s'appuyant

sur trois points clefs. L'optimisation de l'efficacité du processus d'extraction par un traitement non-linéaire original de tension fournie par des inserts piézo-électriques, nommé "Synchronized Switch Harvesting" [9]. La concordance entre la puissance électrique fournie par ces techniques de récupération d'énergie et la consommation des dispositifs émetteurs et récepteurs sans-fil déployés [10]. En effet, dans un réseau décentralisé, chaque nœud de détection a pour mission d'acquérir son autonomie énergétique et logique afin de pouvoir fournir des renseignements au centre névralgique du système. Et enfin la réduction de la quantité de données transmises afin de préserver à chaque nœud un équilibre énergétique durable. Dans ce but, différents algorithmes peuvent être envisagés, montrant chacun des différences en termes de sensibilité aux défauts, de coût de calcul (et donc de consommation électrique), de besoin mémoire ou encore de robustesse au bruit de fond.

2 Stratégie de communication

La conception d'un réseau de capteurs sans-fil pleinement autonomes ne peut s'envisager que par le recourt à des techniques efficaces de récupération d'énergie [11][12], alliées à l'usage d'une microélectronique très économe et d'estimateurs à faible coût mais aussi par une rigoureuse optimisation des cycles de veille/sommeil. Par exemple, [13] et [14] présentent un système de SHM auto-alimenté où, en raison des contraintes énergétiques, l'estimateur d'endommagement utilisé est basé sur le signal RMS. Par soucis de concision, on signale simplement que chaque cycle d'émission -envoi d'une onde de Lamb et d'un identifiant radio fréquence (RF) par l'Émetteur Autonome Auto-alimenté (EAA)- consomme seulement 1,2 mJ. Chaque cycle d'inspection du Récepteur Autonome Auto-alimenté (RAA) consomme quant à lui 1,68 mJ.

Les fonctions d'écoute RF étant les plus consommatrices d'énergie, il est inutile de recommencer l'écoute RF du côté du RAA juste après une inspection. Il est préférable de ne réactiver l'écoute qu'après un temps tout juste inférieur à la période de répétition de l'émetteur, comme indiqué dans la Figure 1 où les périodes t_{TS} , t_{RTx} et t_{RS} sont les temps de sommeil de l'EAA, le temps de calcul de la RMS et d'envoi de l'identifiant et de la valeur de la RMS, et le temps de sommeil du RAA respectivement.

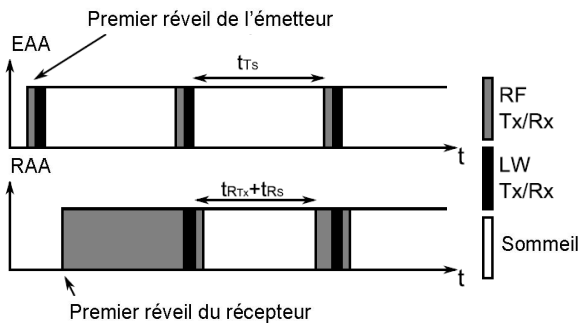


Figure 1 : Diagramme des processus de communication

Afin d'économiser au mieux l'énergie disponible pour le récepteur RF tout en assurant la bonne synchronisation entre EAA et RAA, le temps $t_e = t_{TS} - (t_{RTx} + t_{RS})$ doit être le plus court possible.

3 Indicateurs d'endommagement

Le but générique des indicateurs d'endommagement décrits ici est d'estimer la distance dans un espace particulier entre deux signatures : signal de référence S_0 et signal S mesuré à un instant ultérieur. La définition générale des DI s est donnée en (1), où g est un opérateur de transformation et δ un opérateur de distance.

$$DI = \delta(g(S), g(S_0)) \quad (1)$$

Par exemple, le paramètre DI peut être une distance normalisée dans l'espace de Fourier comme proposé dans [15] ou une distance entre signaux RMS [14]. Plusieurs transformations peuvent être envisagées compte tenu de l'énergie disponible et des caractéristiques du signal : transformée de Fourier rapide (FFT), valeur efficace (RMS), transformée en ondelettes (FWT), transformée de Hilbert-Huang (HHT), par exemple. Néanmoins, afin de répondre aux contraintes de faible puissance, seules la FFT, la RMS et les FWT seront examinées dans ce qui suit.

La "distance" peut être définie de très nombreuses façons. Nous proposons neuf opérateurs de distance consignés dans la Table 1, où N est le nombre d'échantillons du signal acoustique.

$DI_1 = \frac{\sum_1^N g(S_0) - g(S) }{\sum_1^N g(S_0) }$	$DI_2 = \frac{1}{N} \sum_1^N \left \frac{g(S_0) - g(S)}{g(S_0)} \right $	$DI_3 = \left 1 - \frac{\sum_1^N g(S)}{\sum_1^N g(S_0)} \right $
$DI_4 = \frac{\sum_1^N g(S_0)^2 - g(S)^2 }{\sum_1^N g(S_0)^2 }$	$DI_5 = \frac{1}{N} \sum_1^N \left \frac{g(S_0)^2 - g(S)^2}{g(S_0)^2} \right $	$DI_6 = \left 1 - \frac{\sum_1^N g(S)^2}{\sum_1^N g(S_0)^2} \right $
$DI_7 = \frac{\sum_1^N g(S_0) - g(S) ^2}{\sum_1^N g(S_0) ^2}$	$DI_8 = \frac{1}{N} \sum_1^N \left \frac{g(S_0) - g(S)}{g(S_0)} \right ^2$	$DI_9 = \left 1 - \frac{\sum_1^N g(S)}{\sum_1^N g(S_0)} \right ^2$

Table 1 : Définition des opérateurs de distance utilisés

3.1 Coût des opérateurs de transformation

On se propose ici de comparer brièvement l'énergie requise pour le calcul des trois différents types de transformations étudiées.

On peut montrer [16] que le calcul de la FFT nécessite un nombre d'opérations arithmétiques élémentaires (Nop) donné par la relation (2).

$$Nop_{FFT} = \frac{34}{9} N \log_2(N) \quad (2)$$

Le calcul de la RMS pour un signal de longueur N requiert 4 opérations pour chaque boucle (carré, addition, racine carrée, division), aboutissant à un total donné par (3).

$$Nop_{RMS} = 4(N-1) \quad (3)$$

Dans le cas des transformations en ondelettes, Rioul et Duhamel [17] ont montré la relation (4).

$$Nop_{FWT} \approx 6N \log_2(L) \quad (4)$$

Sachant que la consommation électrique d'un microcontrôleur est directement proportionnelle à N_{op} (typiquement $1,5 \mu J/op$ pour un microcontrôleur 8051 de faible puissance), nous traçons aisément la consommation de chaque opérateur en fonction du nombre d'échantillons (Figure 2). Bien que l'emploi de la RMS semble très intéressant en termes énergétiques, il convient de garder à l'esprit que d'autres paramètres tels que la robustesse et la sensibilité sont à prendre en considérations pour comparer la performance globale d'une transformation à l'autre.

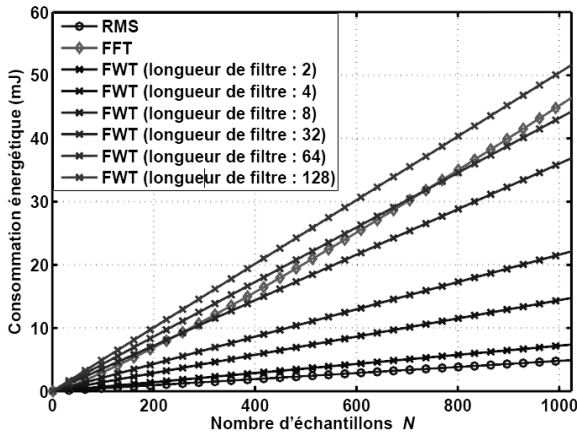


Figure 2 : Coûts énergétiques des transformations

3.2 Coût des opérateurs de distance

D'après les définitions des indicateurs de la Table 1, nous calculons dans la Table 2 le nombre d'opérations nécessaire pour leur calcul lorsque le résultat de la transformation est unidimensionnel (chaque échantillon est un scalaire). Lorsque le signal est complexe ou plus généralement défini sur n dimensions, le nombre d'opérations augmente. On peut noter d'autre part que lorsque le résultat de la transformation est un scalaire (par exemple l'énergie du signal), le nombre d'opérations est très limité (cas analogue à $N = 1$).

Indicateur d'endommagement	Nombre d'opérations élémentaires
DI_1	$2N$
DI_2	$3N$
DI_3	$N+1$
DI_4	$3N$
DI_5	$4N$
DI_6	$2N+1$
DI_7	$2N$
DI_8	$3N$
DI_9	$N+2$

Table 2 : Nombre d'opérations élémentaires nécessaires au calcul des divers indicateurs d'endommagement

En outre, le stockage et la lecture de la signature de référence en mémoire sont des causes supplémentaires de consommation d'énergie. Par conséquent, pour les indicateurs des deux premières colonnes de la Table 1, qui nécessitent le stockage et la lecture de chaque échantillon de la signature de référence, la consommation effective est augmentée par rapport aux indicateurs de la troisième colonne (DI_3 , DI_6 et DI_9), pour lesquels une seule valeur pour le signal de référence doit être stockée en mémoire. D'autre part, les opérateurs de la seconde colonne de la Table 1 nécessitent l'accès aux échantillons de référence

plusieurs fois par itération, pour la soustraction au numérateur et la division, ce qui augmente les temps d'accès mémoire et de fait l'énergie consommée.

4 Formes d'ondes synthétiques

Cette section propose un aperçu du calcul de chacun des indicateurs en utilisant soit les coefficients de Fourier (FFT), soit la valeur RMS sur une forme d'onde synthétique simple (ondelette de Morlet : Figure 3). On simule deux cas simples d'évolution de ce signal de référence :

- Atténuation croissante du signal, qui correspondrait à l'accroissement d'un endommagement placé sur le chemin direct de l'onde de Lamb (Figure 4a).
- Ajout d'une copie retardée du signal d'amplitude croissante, qui tend à simuler la contribution d'un défaut de sévérité croissante hors de la trajectoire directe entre l'émetteur et le récepteur (Figure 4b).

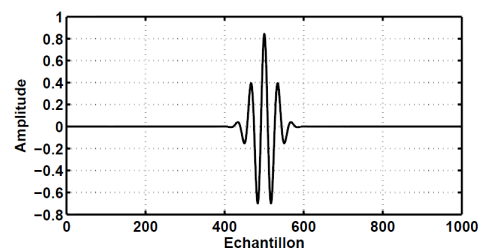


Figure 3 : Signal synthétique de référence

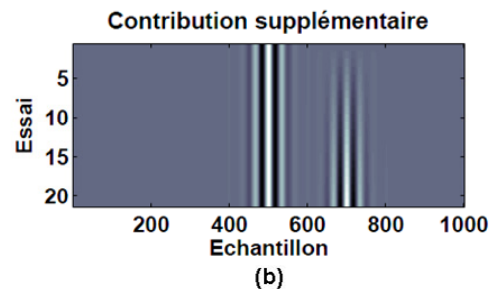
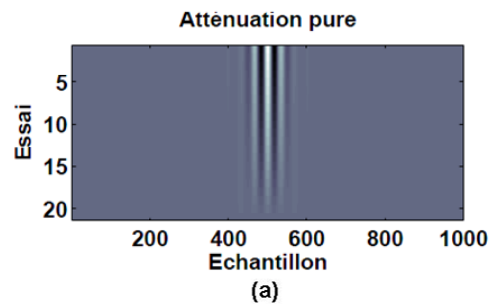


Figure 4 : Modifications du signal de référence

Soumis à une atténuation pure (avec a le coefficient multiplicateur du signal modifié, l'atténuation $(1-a)$ étant totale lorsque $a=0$), les résultats sont rigoureusement identiques pour la FFT, et la valeur RMS. De plus, on peut prédire analytiquement que les évolutions des indicateurs d'endommagements se classent en trois sous-groupes : $[DI_1, DI_2, DI_3] = (1-a)$ à l'évolution linéaire et qui suit le coefficient d'atténuation, puis $[DI_4, DI_5, DI_6, DI_9] = 1-a^2$ et enfin $[DI_7, DI_8] = (1-a)^2$ (Figure 5). Les résultats des deuxième et troisième séries sont quadratiques et permettent de choisir des indicateurs plutôt plus sensibles aux premiers stades d'endommagement soit au contraire aux stades ultimes d'endommagement, c'est-à-dire près de la rupture pour laquelle les DI s'approchent de la valeur unité [11].

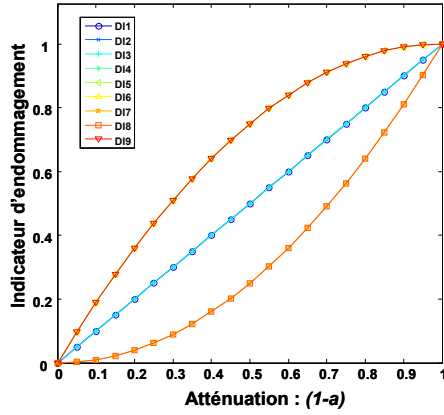


Figure 5 : Effet d'une atténuation pure

Sur la Figure 6, on constate que dans le cas de la FFT, l'ajout du signal retardé change le spectre $g(S_0)$ en $(1+ke^{j\omega\tau})g(S_0)$. Par conséquent les allures de $[DI_1, DI_2]=k$ et $[DI_7, DI_8]=k^2$ demeurent inchangées par rapport au cas précédent. Les valeurs de DI_4 et DI_5 peuvent être supérieures à 1. Ceci s'explique par le fait que la contribution du signal retardé ajoute de l'énergie à la signature des ondes de Lamb. Enfin, DI_3 , DI_6 et DI_9 montrent des comportements plutôt en $(1-(1-k)^2)$.

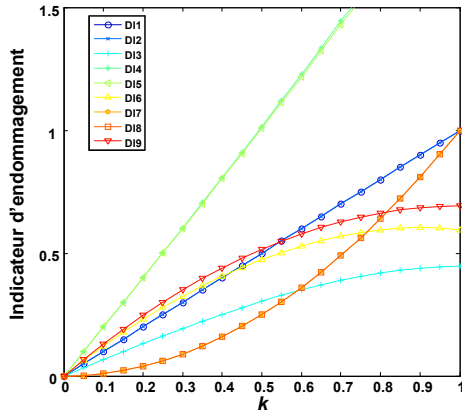


Figure 6 : Contribution supplémentaire (FFT)

Dans le cas où l'opérateur de transformation est l'intégrale cumulée de la valeur RMS, image de l'énergie du signal, les indicateurs DI_s ne sont pas non-plus bornés par la valeur unité. Ils le restent ici tout du moins car le décalage temporel introduit est suffisamment grand par rapport à la durée de l'impulsion pour qu'il n'y ait pas de recouvrement. Dans ces conditions, on peut calculer aisément les évolutions théoriques des DI_s représentées sur la Figure 7 et données par les relations :

$$[DI_1, DI_2, DI_3] = |1 - \sqrt{1-a^2}|, \quad [DI_4, DI_5, DI_6, DI_9] = (1 - \sqrt{1-a^2})^2 \text{ et } [DI_7, DI_8] = a^2.$$

5 Résultats expérimentaux

5.1 Dispositif expérimental

Dans cette partie, on se propose d'appliquer les indicateurs d'endommagement aux signatures acoustiques recueillies entre émetteurs et récepteurs piézo-électriques disposés en surface d'une plaque de matériau composite

carbone/époxy tissé (0/90°) de dimensions 2x300x300mm³. Dans ce milieu anisotrope et dispersif (propagation guidée), le spectre fréquentiel est plus riche que celui de l'ondelette de Morlet utilisée comme signal synthétique de référence.

Le défaut calibré introduit consiste en un trou traversant de diamètre croissant de 1 mm à 10 mm par pas de 1 mm. En utilisant un émetteur et deux récepteurs placés en surface de la plaque, nous étudions deux situations différentes pour le même endommagement.

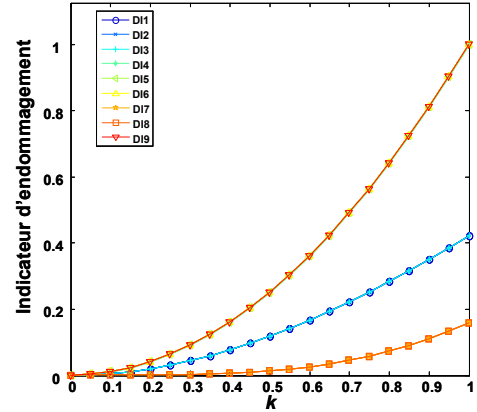


Figure 7 : Contribution supplémentaire (RMS)

5.2 Cas n°1 : Défaut dans l'axe des fibres et des capteurs

Les résultats obtenus en utilisant les DI_s calculés à partir des coefficients de Fourier ou la valeur efficace du signal transmis lorsque le trou est placé sur le trajet direct entre émetteur et récepteur et cet axe coïncide avec une des directions principales des fibres de carbone sont présentées sur la Figure 8. En considérant l'effet d'un trou de 10 mm comme équivalent à une atténuation de 40% environ, les tendances générales des DI_s sont tout à fait conformes aux prévisions théoriques, excepté pour DI_2 , DI_5 et DI_8 . On peut en effet noter que la normalisation terme à terme des opérateurs de la seconde colonne de la Table 1 peut entraîner des divergences lorsque la signature de référence comporte des zéros dans la gamme d'échantillons concernée. Ces instabilités disparaissent dans le cas de la RMS, ce qui aboutit à une excellente corrélation entre valeurs expérimentales et théoriques des neuf DI_s (résultats non représentés ici par soucis de concision, voir [18]).

5.3 Cas N°2 : Défaut hors axe

Cette fois, le trou n'est plus sur le trajet direct entre capteurs, placés eux sur un axe principal des fibres. On observe à nouveau une bonne corrélation entre les courbes calculées partir des mesures hors axe et celles prédites en section 3, les instabilités des indicateurs de la deuxième colonne de la Table 1 étant moins fortes que dans le cas précédents et complètement gommées dans le cas de l'utilisation de la valeur RMS (Figure 9).

6 Robustesse au bruit de fond

Pour évaluer l'impact du bruit sur les évolutions des paramètres d'endommagement, on ajoute au signal issu de la plaque composite dans les conditions initiales (sans trou) un bruit suivant une loi de distribution aléatoire dont on fait varier le rapport de l'amplitude avec l'amplitude maximale du signal de référence. La Figure 10 représente les écarts

aux valeurs des DI_s obtenues dans le cas non-bruité pour un rapport signal sur bruit allant de 20 à 80dB.

On constate que les barres d'erreur sont toujours inférieures à 10%, sauf dans le cas de la FFT pour DI_2 , DI_5 et DI_8 , qui conduisent à des incertitudes inacceptables pour un rapport signal sur bruit inférieur à 40dB, à nouveau en raison des instabilités pour les plus faibles valeurs de la signature de référence. Les barres d'erreurs associées aux DI_s calculés par l'intermédiaire de la valeur RMS sont en général moins sensibles au bruit, du fait du caractère énergétique de l'opérateur. D'un point de vue général, l'indicateur DI_7 possède la meilleure immunité au bruit.

7 Conclusion

Ce travail a permis d'étudier les différentes problématiques impliquées dans le déploiement d'une architecture fiable de détection de défauts localisés dans une structure composite instrumentée à l'aide de capteurs auto-alimentés. Pour répondre à la triple exigence de faible puissance, poids et encombrement des actuateurs et capteurs visant à être embarqués dans des structures aéroportées, les solutions proposées s'appuient sur l'optimisation de la quantité d'énergie électrique extraite de l'environnement vibratoire de la structure, sur la faible con-

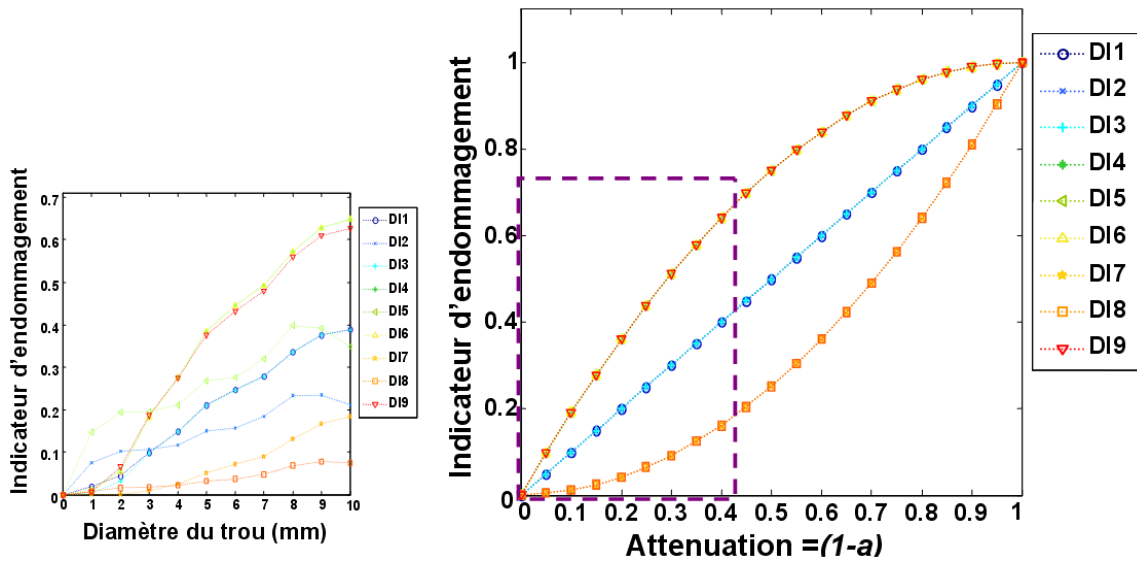


Figure 8 : Comparisons entre DI_s expérimentaux et valeurs simulées dans le cas d'une atténuation pure

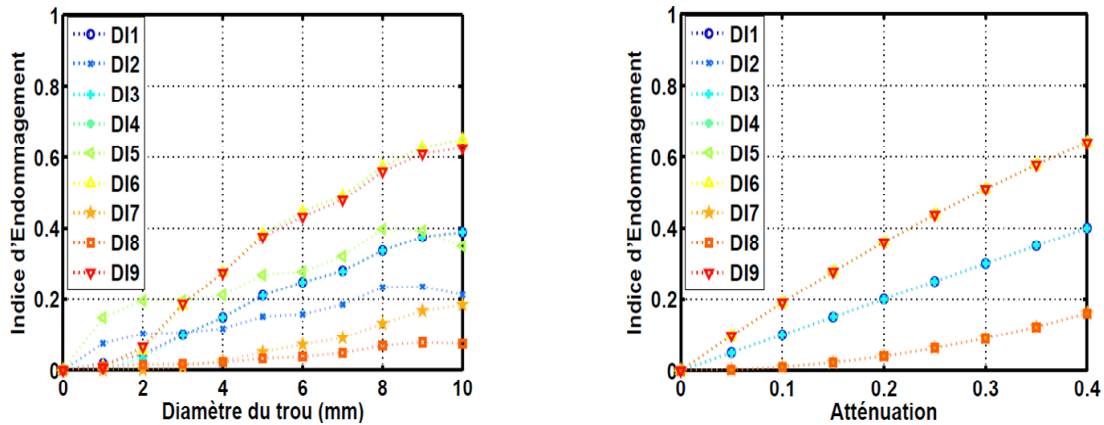


Figure 9 : Comparisons entre DI_s expérimentaux et valeurs simulées dans le cas d'ajout d'une contribution supplémentaire

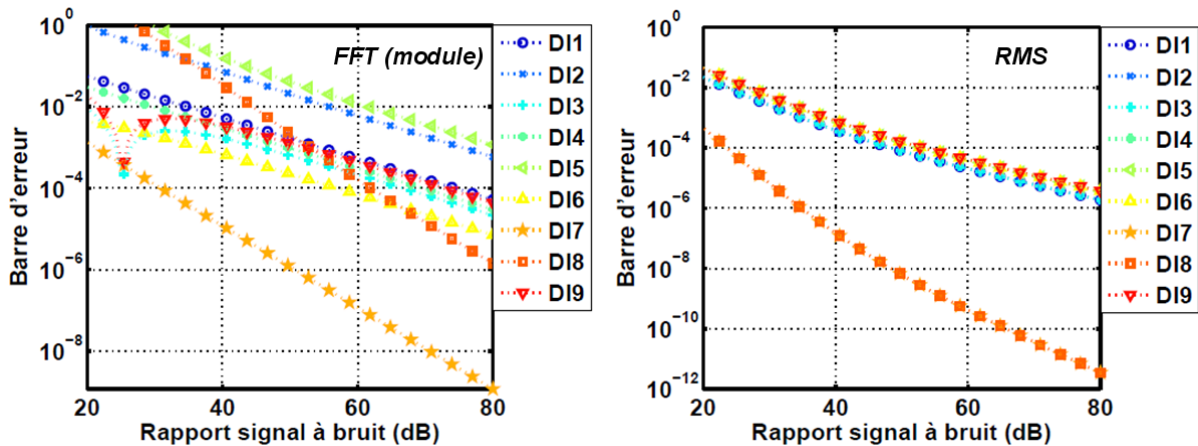


Figure 10 : Erreurs observées sur les DI_s par l'ajout d'un bruit aléatoire au signal expérimental de référence (d'après [12])

sommation électrique des dispositifs électroniques utilisés et sur la réduction de la complexité des pré-traitements des signaux acquis.

Basé sur une modélisation simple des effets induits par un défaut évolutif, les sensibilités de divers indicateurs d'endommagement ont été estimées et mises en parallèle avec le coût énergétique associé à chacun. Des mesures expérimentales valident les tendances générales observées dans le cas d'un signal synthétique. Le choix final d'un indicateur performant en termes de sensibilité de détection de défaut tout en étant robuste au bruit et peu coûteux en énergie (temps de calcul, besoins de mémoire) peut se faire au moyen d'une figure de mérite synthétisant de manière intuitive les "performances" relatives de chaque indicateur dans chacun des différents thèmes étudiés (Table 3).

Critère	Énergie nécessaire	Mémoire requise	Sensibilité à l'apparition d'un défaut	Robustesse au bruit		Concordance expérimentale
				FFT	RMS	
	DI ₃ DI ₉	DI ₃ DI ₆ DI ₉	DI ₄ DI ₅ DI ₆ DI ₉	DI ₇ DI ₆ DI ₅ DI ₉	DI ₇ DI ₈	DI ₁ DI ₂ DI ₄ DI ₆ DI ₇ DI ₉
	DI ₁ DI ₇			DI ₁ DI ₂ DI ₃ DI ₄		
	DI ₆	DI ₁ DI ₂ DI ₄ DI ₅ DI ₇ DI ₈	DI ₁ DI ₂ DI ₃	DI ₁		
	DI ₂ DI ₄ DI ₈			DI ₂ DI ₃ DI ₈	DI ₆ DI ₉	DI ₂ DI ₅ DI ₈
	DI ₅		DI ₇ DI ₈			

Table 3 : Figure de mérite des différents indicateurs

Par conséquent, un contrôle de santé structurelle auto-alimenté efficace et fiable peut être défini au regard des contraintes de sensibilité et dimensionné en fonction de la quantité d'énergie environnante disponible.

Remerciements

Nous tenons à remercier tous les participants au projet ADVICE ("Autonomous Damage Detection and Vibration Control Systems", AST5-CT-2006-030971). En effet, une partie des travaux présentés ici a été effectuée dans le cadre de ce projet STREP (Specific Targeted Research Project) de 36 mois cofinancé par le sixième programme cadre de la Communauté Européenne. Cette publication ne reflète que les idées de l'auteur. La Communauté européenne n'est pas responsable de l'usage qui peut être fait des informations qui y figurent.

Références

[1] Y. Bar-Cohen, "NDE of fibre-reinforced composite materials - a review", *Mat. Eval.*, Vol 44, 1986, p. 446.

[2] R. Pyles, "Aging aircrafts", *RAND project Air Force*, (2003).

[3] W. J. Staszewski, "Intelligent Signal Processing for Damage Detection in Composite Materials", *Composites Science and Tech.*, Vol 62 (2002), p. 941.

[4] H. Sohn, C.R. Farrar, F.M. Hamez, D.D. Shunk, D.W. Stinemat and B.R. Nadler, "A Review of Structural Health Monitoring Literature: 1996-2001" *Technical Report LA-13976-MS*, Los Alamos National Laboratory Report (2003).

[5] Y. Mizutani and M. Takemoto, "A Simplified Elastic Stiffness Estimation of Unidirectional Carbon-Fiber-Reinforced Coupon Using the In-Plane Velocity

Anisotropy of Lamb Waves", *Jpn. J. Appl. Phys.* Vol. 37 (1998), p. 3110-3115.

[6] M.D. Seale, B.T. Smith, and W.H. Prosser, "Lamb wave assessment of fatigue and thermal damage in composites", *Journal of Acoustical Society of America*, Vol. 103(5) (1998), p. 2416.

[7] D. Farhey, "Integrated Virtual Instrumentation and Wireless Monitoring for Infrastructure Diagnostics", *Structural Health Monitoring*, Vol 5(2006), pp 29-44.

[8] X. Zhao, T. Qian, Z. Popovic, R. Zane, G. Mei, "Wireless Ultrasonic Transducer Network for Structural Health Monitoring of an Aircraft Wing", *17th World Conference on Nondestructive Testing*, 25-28 Oct 2008, Shanghai, China

[9] C. Richard, D. Guyomar, E Lefeuvre, "Self-powered electronic breaker with automatic switching by detecting maxima or minima of potential difference between its power electrodes", Patent number PCT/FR2005/003000s, 2007.

[10] M. Lallart, D. Guyomar, "An optimized self-powered switching circuit for non-linear energy harvesting with low voltage output", *Smart Mater. Struct.* 17, 2008, 8p.

[11] M. Lallart, T. Monnier, C. Richard, P. Delatte, A. Saib, T. Kezai and P. Gérard, "Efficient piezoelectric energy harvesting and management for self-powered sensors", *Proc. of Smart Struct. & Mat.*, 2009, Porto, Portugal.

[12] M. Lallart, "Amélioration de la conversion électro-active de matériaux piézoélectriques et pyroélectriques pour le contrôle vibratoire et la récupération d'énergie. Application au contrôle de santé structurelle auto-alimenté, *Thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon*, 2008, 366 p.

[13] D. Guyomar, Y. Jayet, L. Petit, E. Lefeuvre, T. Monnier, C. Richard and M. Lallart, "SSH applied to selfpowered smart systems: Piezoactive microgenerators for autonomous wireless transmitters", *Sens. Act. A*, Vol 138(1) (2007), p.151.

[14] M. Lallart, T. Monnier, P. Guy, D. Guyomar, Y. Jayet, E. Lefeuvre, L. Petit, C. Richard, "Self-powered SHM: Autonomous wireless sensors and actuators featuring piezoactive microgenerators", *Proc. Of the 6th IWSHM*, (2007), p. 705.

[15] T. Monnier, "Lamb waves-based impact damage monitoring of a stiffened aircraft panel using piezoelectric transducers", *J. Intell. Mat. Syst. Struct.*, Vol. 17 (2006), p. 411

[16] M. Frigo and S. G. Johnson, "The Design and Implementation of FFTW3", *Proc. of the IEEE*, Vol 93 (2005), p. 216.

[17] O. Rioul and P. Duhamel, "Fast algorithms for discrete and continuous wavelet transforms", *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 38(2) (1992), p.569.

[18] T. Monnier, P. Guy, M. Lallart, L. Petit, D. Guyomar, C. Richard, "Optimization of signal pre-processing for the integration of cost effective local intelligence in wireless self-powered Structural Health Monitoring", *Adv. in Science and Tech.*, Vol. 56 (2008) pp 459-468.