

Échantillonnage comprimé pour le diagnostic filaire par réflectométrie

Tzila AJAMIAN¹, Saïd MOUSSAOUI², Antoine DUPRET¹

¹CEA, LIST, Laboratoire de Fiabilisation et d'Intégration des Capteurs
Nano-INNOV, Bât. 862-PC172, 91191 Gif-sur-Yvette Cedex, France

²Laboratoire des Sciences du Numérique de Nantes, LS2N UMR CNRS 6004
ECN, 1 rue de la Noë, BP 92101, 44321 Nantes Cedex 3, France

tzila.ajamian@cea.fr, said.moussaoui@ec-nantes.fr, antoine.dupret@cea.fr

Résumé – La réflectométrie est une technique utilisée en diagnostic filaire pour la détection et la localisation de nombreux types de défauts. Alors que les convertisseurs analogique-numérique sont indispensables dans les systèmes de réflectométrie, la nécessité de respecter la condition de Shannon et le besoin d'effectuer des traitements en temps réel limitent les fréquences maximales des signaux injectés, et par conséquent la précision de localisation. La contribution de ce papier est d'étudier, pour la première fois, l'échantillonnage comprimé du signal réfléchi afin de s'affranchir des limites de Nyquist et d'économiser la mémoire de stockage. Pour cela, un signal complexe de type « *chirp* » linéaire est utilisé pour l'excitation et un dictionnaire induisant la parcimonie. Grâce à l'acquisition comprimée et son encodeur analogique, il est possible de reconstruire le réflectogramme avec une fréquence d'échantillonnage huit fois moins élevée que celle de Nyquist.

Abstract – Reflectometry is a diagnostic technique that allows detection and localization of several types of defects in wires. However, analog-to-digital converters (ADC) are indispensable in reflectometry devices. The respect of the Shannon condition and the need to perform real-time processing of the data limit the highest frequency of the injected signals. The contribution of this paper is to study for the first time the compressive sensing of the reflected signal in order to overcome the limits of Nyquist and to save memory storage. For this, we define a complex linear chirp as input signal and use the fractional Fourier transform as a dictionary guaranteeing sparsity. Thanks to the compressed sampling scheme and its analog encoder, it is possible to reconstruct the reflectogram with a sampling frequency of $\frac{1}{8}$ Nyquist rate.

1 Introduction

Alors que les réseaux sans fil étendent leur omniprésence, les câbles restent les maillons essentiels de tous les systèmes électriques ou électroniques complexes. Quel que soit leur domaine d'application, les câbles sont soumis à des conditions agressives par leur environnement qui peuvent engendrer l'apparition de défauts pouvant aller jusqu'au court-circuit ou au circuit ouvert. La réflectométrie est une méthode très utilisée pour le diagnostic filaire qui permet de détecter la présence de différents types de défauts et de les localiser. Afin d'effectuer la détection et la localisation des défauts du câble, le système de réflectométrie injecte dans le câble un signal de forme d'onde connue puis analyse le signal réfléchi. Cependant, pour atteindre une précision de localisation acceptable, le signal injecté doit couvrir une très large bande de fréquences et, afin de respecter le théorème de Shannon-Nyquist, le signal réfléchi doit être échantillonné à une fréquence de plusieurs centaines de MHz [1]. Or, pour certaines applications, cette fréquence minimale est la limite maximale de compression des données numérisées pour économiser l'énergie, respecter la bande passante du support de transmission et la mémoire de stockage [2].

L'acquisition compressive (AC) est un changement paradigmatique de la façon dont l'information est représentée, stockée, transmise et récupérée [3, 4]. Contrairement à l'échantillonnage respectant le théorème de Shannon, la théorie de l'AC af-

firme que l'on peut récupérer des signaux avec beaucoup moins d'échantillons. Cette méthode est ainsi adaptée pour réduire les contraintes matérielles d'acquisition et de traitement du signal [5, 6].

L'objectif de ce papier est de réaliser, pour la première fois, une acquisition compressive en réflectométrie afin d'économiser la mémoire de stockage et de s'affranchir des limites de Nyquist. Celui-ci offrira la possibilité d'augmenter la fréquence du signal d'excitation, et ainsi de détecter des défauts à faible amplitude. Il s'agit également d'évaluer l'impact d'une telle approche sur la qualité du réflectogramme issu de cette nouvelle architecture de réflectométrie. Celle-ci est réalisée à l'aide d'encodeurs analogiques appelés « *Analog to Information Converter* » (AIC). Pour montrer l'applicabilité de l'AC en réflectométrie, nous proposons d'utiliser un signal complexe de type « *chirp* » linéaire associé à une base de représentation parcimonieuse issue de la transformée de Fourier fractionnaire (FrFT) [7], et une reconstruction parcimonieuse par un algorithme glouton de type *Orthogonal Matching Pursuit* (OMP) [8].

2 Diagnostic filaire par la réflectométrie

Le stress mécanique ou thermique altère les propriétés électriques des câbles jusqu'à provoquer des distorsions du signal porté par le câble, voire la perte de ce signal. La réflectométrie permet de combiner la détection et la localisation des dé-

fautes puisque cette technique consiste à injecter un signal et à mesurer le temps que l'onde réfléchi par un défaut met pour revenir à la source [9]. Il existe principalement deux grandes familles de méthodes de réflectométrie : la réflectométrie dans le domaine fréquentiel (*Frequency Domain Reflectometry* ou FDR) et la réflectométrie dans le domaine temporel (*Time Domain Reflectometry* ou TDR). La différence entre les deux réside dans le type du signal à injecter et sur le domaine de traitement de la réponse. La FDR est basée sur l'injection d'un signal « *chirp* » dont la fréquence varie linéairement au cours du temps [10], tandis que la TDR est basée sur l'injection d'un signal sous forme d'une impulsion gaussienne ou d'un échelon de tension [11]. Il existe d'autres choix de signaux d'injection TDR, notamment la MCTDR (*Multi Carrier TDR*) qui permet de choisir les bandes de fréquences injectées dans le réseau, et ce afin de respecter les normes de compatibilité électromagnétique. L'OMTDR (*Orthogonal Multi-tone TDR*) offre les mêmes propriétés tout en ajoutant des capacités de communication [12, 13].

L'architecture de principe de la réflectométrie comporte donc des convertisseurs analogique-numérique (CAN), figure 1 (a) qui génèrent un flux de données. En pratique, son traitement nécessite la stockage d'un certain nombre d'échantillons. Par conséquent, le respect de la condition de Shannon et le besoin d'effectuer des traitements en temps réel limitent les fréquences maximales des signaux d'injection, ce qui impacte la fiabilité et la précision de localisation des défauts. Pour cela la proposition est le recours à l'échantillonnage compressif.

3 L'acquisition comprimée

L'acquisition compressive a transformé le traitement du signal en postulant qu'il est possible de capturer, directement sous forme compressée et sans perte d'information, un signal à une fréquence d'échantillonnage inférieure à celle de Nyquist. Pour rendre cela possible, l'AC s'appuie sur deux principes : la parcimonie et l'incohérence [4].

La question revient à reconstruire parfaitement $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^N$ à partir d'une observation $\mathbf{y} = \Phi \mathbf{x}$, où $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^M$, M très inférieur à N et Φ est une matrice de mesure $\in \mathbb{R}^{M \times N}$ modélisant le sous-échantillonnage et vérifiant la propriété d'incohérence. Or, un signal \mathbf{x} est parcimonieux si celui-ci est exprimé dans une base Ψ , tels que $\mathbf{x} = \Psi \mathbf{s}$, avec \mathbf{s} peu de coefficients non nuls. Ainsi, le signal sous échantillonné \mathbf{y} s'exprime sous la forme :

$$\mathbf{y} = \Theta \mathbf{s} \quad \text{avec} \quad \Theta = \Phi \Psi \quad (1)$$

Pour reconstruire le signal $\tilde{\mathbf{x}} = \Psi \tilde{\mathbf{s}}$ à partir du signal sous-échantillonné \mathbf{y} , plusieurs algorithmes d'optimisation ont été proposés dans la littérature [14].

Pour échantillonner uniformément et en dessous de la fréquence de Nyquist, il existe des architectures appelées « *Analog to Information Converter* » qui consistent à ajouter un encodeur analogique devant les CAN dans une chaîne d'acquisition de données. En effet, l'encodeur effectue un pré-traitement du signal lorsque ce dernier est encore dans le domaine analogique. Ainsi, l'AIC récupère directement les informations utiles du

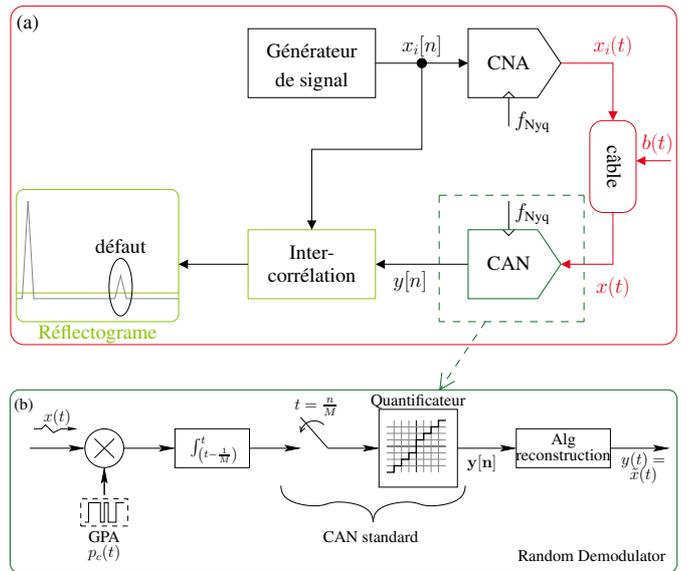


FIGURE 1 – La chaîne d'acquisition : (a) réflectométrie classique et (b) architecture du « *Random Demodulator* » (RD), incluant un GPA : Générateur Pseudo Aléatoire.

signal. Plus le signal est parcimonieux ou qu'il possède une représentation parcimonieuse dans un dictionnaire Ψ particulier, moins l'AIC a besoin d'échantillons [2].

En 2006, l'architecture « *Random Demodulator* » (RD), illustrée par la figure 1 (b), a été proposée par Kirlos et al. [5]. Celle-ci se décompose usuellement en trois étapes : la modulation, le filtrage et l'échantillonnage uniforme [6]. Le mélangeur module le signal d'entrée par une séquence pseudo aléatoire $p_c(t)$ prenant des valeurs ± 1 :

$$P_c(t) = d_n, \quad t \in \left[\frac{n}{N}, \frac{(n+1)}{N} \right] \quad \text{et} \quad n \in \{0 \dots N-1\}$$

Cette séquence pseudo aléatoire est générée à une fréquence supérieure ou égale à celle de Nyquist, qui a pour effet d'étaler le spectre du signal d'entrée. Donc, dans le domaine discret, la modulation transforme $\mathbf{x} \rightarrow \mathbf{z} = \mathbf{D} \mathbf{x}$ tel que $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{N \times N}$ et $d_n = \pm 1$:

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} d_0 & & \\ & \ddots & \\ & & d_{N-1} \end{pmatrix} \quad (2)$$

Le filtre-passe bas joue le rôle d'un accumulateur pour les valeurs du signal modulé pendant une période d'échantillonnage. Enfin, le CAN standard, représenté par un échantillonneur et un quantificateur, numérise la sortie du filtre à une fréquence f_M inférieure à la celle de Nyquist. Chaque bloc de la matrice $\mathbf{H} \in \mathbb{R}^{M \times N}$, du filtrage et de l'échantillonnage, est un vecteur de taille fixe égale à $\frac{N}{M}$ et β_r correspond aux coefficients du filtre. Dans le cas idéal ils sont tous égaux à 1. En conséquence, la matrice de mesure devient $\Phi = \mathbf{H} \mathbf{D}$ et $\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{D} \mathbf{x}$.

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} [\beta_0 \dots \beta_{\frac{N}{M}}]_1 & & \\ & \ddots & \\ & & [\beta_0 \dots \beta_{\frac{N}{M}}]_M \end{pmatrix} \quad (3)$$

4 L'AC pour la réflectométrie

L'architecture de réflectométrie que nous proposons et validons par simulations, est la suivante : application d'un signal de type « chirp » linéaire, représentation dans un dictionnaire défini par la transformée de Fourier fractionnaire (*Fractional Fourier Transformation*) et reconstruction parcimonieuse par un algorithme glouton. Ce processus de création du réflectogramme est divisé en trois phases, comme sur la figure 2 : la réflectométrie, l'acquisition et la localisation du défaut.

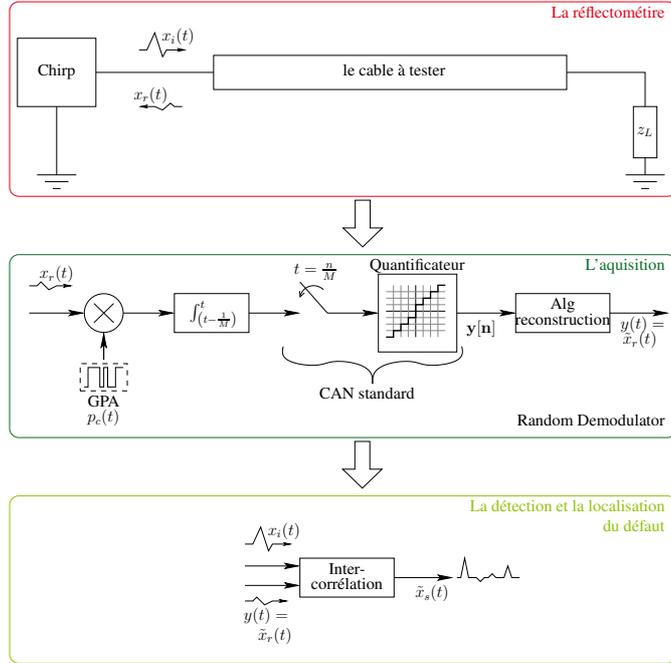


FIGURE 2 – Le système total est divisé en trois phases : la réflectométrie, l'acquisition et la localisation du défaut.

La réflectométrie : nous utilisons comme signal d'excitation un signal complexe $x_i(t)$ qui est un chirp linéaire défini par (4). Celui-ci a une amplitude A unitaire, largeur de bande passante $F_{\max} = 25$ MHz et est injecté sur un modèle de câble coaxial avec un défaut franc situé à 100 m.

$$x_i(t) = Ae^{j\theta(t)} \quad \text{avec} \quad \theta(t) = \int_0^t 2\pi f(u) du \quad (4)$$

$$f(t) = F_{\min} + \frac{F_{\max} - F_{\min}}{t_{\max}} t \quad \text{t.q.} \quad 0 \leq t \leq t_{\max}$$

Le signal de réflectométrie est le résultat de la convolution du signal incident avec la réponse impulsionnelle $h(t)$ du câble, exprimée par [1] :

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Gamma_0(w) e^{jw t} dw \quad (5)$$

où $\Gamma_0(w)$ correspond au coefficient de réflexion au point d'injection du signal et w la pulsation. Dans le but d'obtenir le réflectogramme, une simple corrélation est effectuée entre le signal injecté $x_i(t)$ et le signal réfléchi $x_r(t)$.

L'acquisition : il faut d'abord déterminer la matrice de changement de base Ψ . Puisque le signal réfléchi $x_r(t)$ n'est parcimonieux ni dans le domaine temporel, ni dans le domaine fréquentiel, nous choisissons de projeter celui-ci dans un domaine intermédiaire entre temporel et fréquentiel. Pour y accéder, nous utilisons la FrFT, généralisation de la transformée de Fourier. La figure 3 illustre la parcimonie de la projection du signal $x_r(t)$ dans le domaine FrFT lorsque l'ordre fractionnaire est fixé à $\alpha = 1.69$. Cette valeur est recherchée par dichotomie de sorte à trouver la représentation la plus parcimonieuse du signal d'injection. L'ordre α se calcule analytiquement car il dépend du taux de variation de la fréquence du « chirp » injecté $x_i(t)$. Un défaut franc provoquant une réflexion totale quelle que soit la fréquence du signal, le taux de variation de la fréquence de $x_r(t)$ est identique à celui de $x_i(t)$. La FrFT du signal $x_i(t)$ est donc suffisante. Le signal réfléchi est donc représenté par :

$$\mathbf{x}_r = \Psi \mathbf{s}_r \quad (6)$$

où $\Psi = \mathbf{F}_\alpha$ est l'opérateur de FrFT discrète et $(\mathbf{F}_\alpha)^{-1} = \mathbf{F}_{-\alpha}$ est son inverse. Par ailleurs, le système de RD permet de définir la matrice de mesure $\Phi = \mathbf{H}\mathbf{D}$, avec \mathbf{D} la matrice diagonale issue de la séquence pseudo aléatoire et \mathbf{H} la matrice de filtrage et de sous-échantillonnage de facteur K .

Enfin, à partir de la relation $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{D}\mathbf{F}_\alpha \mathbf{s}_r$, l'algorithme de reconstruction, ici OMP, permet de retrouver le signal $\tilde{x}_r(t)$, à partir du signal mesuré \mathbf{y} .

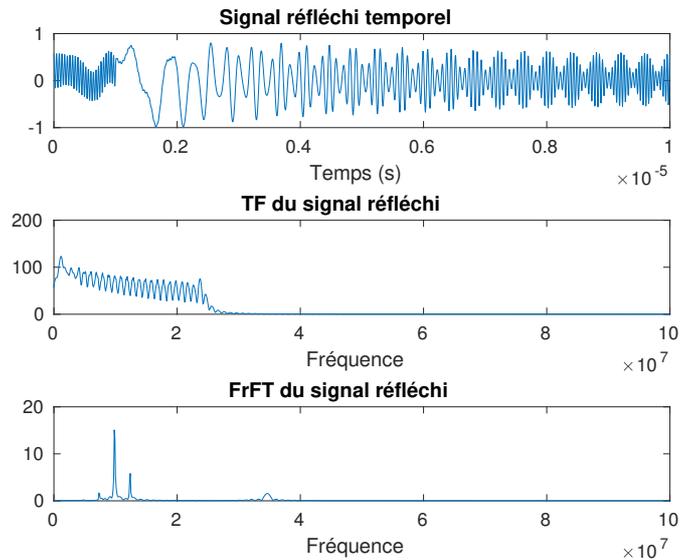


FIGURE 3 – Les différents domaines du « chirp ». Le domaine FrFT permet d'obtenir un signal parcimonieux avec $\alpha = 1.69$.

La localisation et la détection : l'intercorrélation entre $x_i(t)$ et $\tilde{x}_r(t)$ permet de localiser le défaut dans le milieu de propagation. Nous arrivons à reconstruire les réflectogrammes pour différents facteurs de compression K , pour $f_K = \left[\frac{f_{Nyq}}{2}, \frac{f_{Nyq}}{4}, \frac{f_{Nyq}}{8} \right]$ avec une erreur quadratique moyenne de -18.53 dB, -15.08 dB et -12.03 dB, respectivement. De plus, malgré la présence des lobes secondaires pour $\frac{f_{Nyq}}{8}$, comme illustré sur la figure 4, nous

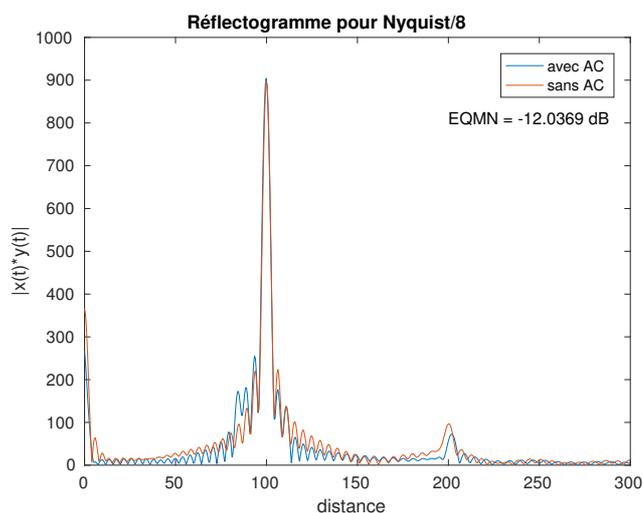


FIGURE 4 – Le réflectogramme reconstruit avec une fréquence d'échantillonnage $\frac{f_{Nyq}}{8}$. La distance est calculée en mètre (m) et EQMN : Erreur Quadratique Moyenne Normalisée.

arrivons à reconstruire et à mesurer la distance du défaut situé dans cette simulation à 100 m de l'origine, ce qui est fondamental pour la réflectométrie.

D'après les résultats précédents, nous remarquons que les valeurs EQMN sont sensibles à la fréquence d'échantillonnage utilisée dans l'acquisition du signal. Par conséquent, nous avons étudié cette relation et testé le succès de la reconstruction pour différents Rapport Signal à Bruit (RSB) et pour différentes fréquences d'échantillonnage. La figure 5 montre les valeurs de l'EQMN pour différents types des signaux réfléchis (sans bruit, peu bruité et très bruité) en fonction de la réduction de la fréquence d'échantillonnage (loin de la fréquence Nyquist). Ces résultats sont cohérents avec la théorie de l'AC, car la performance de l'algorithme se dégrade pour des signaux bruités. Lorsque la fréquence d'échantillonnage est beaucoup plus faible que celle de Nyquist, l'algorithme de reconstruction n'a pas assez d'informations pour pouvoir reconstruire le signal réel, ce qui se traduit par une dégradation de l'EQMN.

5 Conclusion

Nous avons proposé une nouvelle architecture pour la réflectométrie en se basant sur l'architecture RD. Celle-ci a l'avantage d'améliorer les performances des systèmes de diagnostic en augmentant le débit de transmission pour une même bande passante. En parallèle, nous avons étudié un modèle de signal complexe et proposé son dictionnaire de parcimonie issu de la FrFT. Nous avons ainsi réussi à reconstruire le réflectogramme à des taux d'échantillonnage allant jusqu'à $\frac{1}{8}$ de Nyquist. D'où l'amélioration des performances de l'architecture de réflectométrie et le gain substantiel en mémoire de stockage dû au sous-échantillonnage du signal parcimonieux.

Références

[1] F. Auzanneau, N. Ravot. Détection et localisation de défauts dans des réseaux filaires de topologie complexe. *Annales Des*

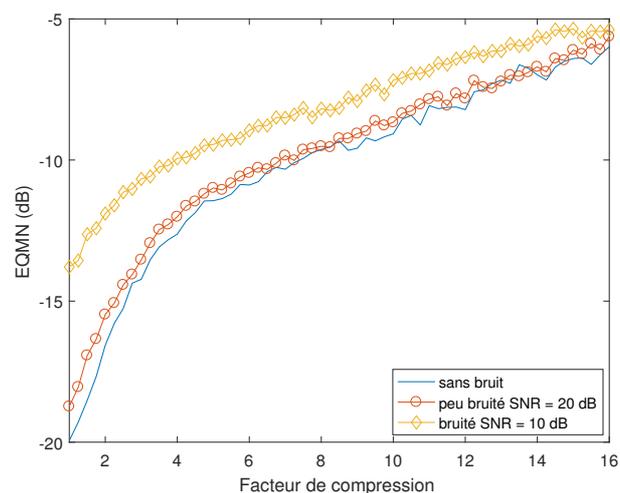


FIGURE 5 – Effet du bruit et la fréquence d'échantillonnage sur la performance de la reconstruction du réflectogramme mesuré par EQMN.

Télécommunications, 62 (1-2), p. 193-213, 2007.

- [2] A. Ravelomanantsoa. Approche déterministe de l'acquisition comprimée et la reconstruction des signaux issus de capteurs intelligents distribués (Thèse de doctorat, Univ. Lorraine), 2015.
- [3] E. J. Candès, J. Romberg, T. Tao. Robust uncertainty principles : Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 52 (2), p. 489-509, 2006.
- [4] R. G. Baraniuk. Compressive sensing. *IEEE signal processing magazine*, 24 (4), p. 118-121, 2007.
- [5] S. Kirolos, J. Laska, et al. Analog-to-information conversion via random demodulation. *IEEE Workshop on Design, Applications, Integration and Software*, p. 71-74, 2006.
- [6] J. A. Tropp, J. N. Laska, M. F. Duarte, J. K. Romberg, R. G. Baraniuk. Beyond Nyquist : Efficient sampling of sparse bandlimited signals. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 56 (1), p. 520-544, 2010.
- [7] V. A. Narayanan, K. M. M. Prabhu. The fractional Fourier transform : theory, implementation and error analysis. *Microprocessors and Microsystems*, 27 (10), p. 511-521, 2003.
- [8] S. G. Mallat, & Z. Zhang. Matching pursuits with time-frequency dictionaries. *IEEE Transactions on signal processing*, 41 (12), 3397-3415, 1993.
- [9] F. Auzanneau. Diagnostic Filaire : Détection, localisation et caractérisation de défauts dans des réseaux filaires complexes. *Recherche et Innov. des Techniques de l'Ingénieur*, p. 1-11, 2010.
- [10] C. Furse, Y. C. Chung, et al. Frequency-domain reflectometry for on-board testing of aging aircraft wiring. *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, 45 (2), p. 306-315, 2003.
- [11] T. Engdahl. Time domain reflectometer (TDR). Disponible en ligne : <http://www.epanorama.net/circuits/tdr.htm>, 2000.
- [12] A. Lelong, M. O. Carrion. On line wire diagnosis using multi-carrier time domain reflectometry for fault location. *IEEE Sensors*, p. 751-754, 2009.
- [13] W. Ben Hassen. Étude de stratégies de diagnostic embarqué des réseaux filaires complexes (Thèse, Univ. Toulouse), 2014.
- [14] S. Qaisar, R. M. Bilal, W. Iqbal et al. Compressive sensing : From theory to applications, a survey. *Journal of Communications and networks*, 15 (5), p. 443-456, 2013.