

Optimisation de la résolution des données pour la connectivité sans fil des systèmes de mesure infrasonore

Samir-Sharif EL RHAZ^{1,2} Antoine COURTAY¹ Anthony HUE² Olivier BERDER¹

¹Univ. Rennes, CNRS, IRISA, Lannion, France

²SeismoWave, Lannion, France

Résumé – Aborder la connectivité sans fil au sein de réseaux de capteurs infrasonores, opérant dans un mode d’acquisition continu, est une tâche délicate. Le concepteur est tenu de lever des contraintes fortes sur la capacité du canal de transmission, au regard des limitations légales sur les bandes ISM, des distances adressées, et du volume de données source. Une diminution du débit minimal requis en transmission semble nécessaire. Cet article examine les compromis clés sur la transmission radio des données d’acquisition. Nous proposons une analyse du bruit intrinsèque d’un système de mesure infrasonore à la conception. À partir de l’estimation du nombre de bits effectif du système, nous démontrons qu’une optimisation de la résolution des échantillons est possible, autorisant une nette réduction du volume de données à transmettre, jusqu’à 20%.

Abstract – Addressing wireless connectivity of infrasound sensor arrays in a continuous sensing operating scheme is a challenging task regarding channel capacity, legal limitations on ISM bands and required ranges. A decrease of the system throughput appears necessary. This paper discusses key trades on data radio transmission considering measurement constraints. We propose a self-noise analysis of a measurement system at the design stage. We demonstrate that an optimization of the samples resolution is possible, based on the effective number of bits of the system, achieving up to 20% reduction of the payload to transmit.

1 Introduction

Les technologies de mesure infrasonore, dites micro-barométriques, font l’objet d’un intérêt croissant pour leur potentiel de détection à longue portée d’évènements géophysiques (éruptions volcaniques, bolides, etc.) ou anthropiques (explosions, activité industrielle, etc.). La détection de cette diversité d’objets opère par corrélation croisée et s’appuie sur des réseaux de systèmes de mesure, mondiaux ou régionaux, à l’échelle des objets d’étude. La diversification des applications de surveillance environnementale requiert de consolider les bases de données infrasonores existantes, à des fins de localisation et reconnaissance de source, par l’intensification des campagnes de mesure.

Toutefois, le manque d’équipement léger et mobile adapté à des campagnes de mesure locale, appelle à concevoir de nouveaux systèmes autonomes en énergie et radio communicants. Résoudre les problématiques d’énergie et de connectivité est essentiel. En effet, le déploiement des systèmes se fait en milieu rural, par la nature des sources d’infrasons, mais surtout pour minimiser le bruit environnemental, et généralement en milieu forestier dense.

De tels équipements permettraient de minimiser à la fois les coûts et l’empreinte écologique, et faciliteraient le déploiement d’un réseau complet de capteurs. Cependant, la connectivité sans fil, ne pouvant être garantie par des opérateurs privés en zone rurale, oblige soit à des solutions de transmission satellitaires énergivores, soit à des solutions de transmission sur les bandes radio non licenciées (*ISM Band : Industrial, Scientific and Medical Band*).

Les visées prospectives des campagnes de mesure imposent aux systèmes de fonctionner en acquisition continue. Les

formes d’onde micro-barométriques, d’harmoniques de basses fréquences, et leur estimation paramétrique opérée à un niveau réseau, impliquent de fusionner ces formes d’onde sur de larges fenêtres temporelles. La remontée des flux de données brutes pose alors un problème de bande passante sur les bandes ISM.

Adresser à la fois les problématiques de connectivité sans fil et de gestion d’énergie, comme proposé par Gleonec et al. [6], nécessite ici de contourner les limitations sur la capacité des technologies radio longue portée à faible consommation existantes.

Tout d’abord, cet article examine les compromis clés sur la transmission radio des données d’acquisition dans la Section 2. Ensuite, dans la Section 3, une contribution est apportée quant à la minimisation du flux de données brutes, d’après une analyse du bruit intrinsèque du système de mesure. La Section 4 conclut cet article.

2 Compromis et contraintes sur le débit de transmission

Les applications infrasonores mettent en jeu un compromis délicat entre le débit des données source, le débit et la portée de transmission, et la consommation énergétique du système. D’une part, l’ouverture réseau, au sens de la mesure infrasonore, impose des distances inter-capteurs de quelques centaines de mètres à quelques kilomètres [9]. D’autre part, les règles de partage du médium de communication limitent à la fois la durée de transmission et la puissance d’émission [12], conduisant respectivement à des bornes inférieures et supérieures sur le débit radio et la portée. La législation de

l'UE autorise un taux d'occupation du canal (*duty cycle*) de 2.5% sur une fenêtre glissante d'une heure, pour des réseaux de capteurs (jusqu'à 10% pour un point d'accès au réseau), ou un *duty cycle* de 2.77% conditionné par la mise en oeuvre d'un mécanisme dit de *polite spectrum access*. La Figure 1 donne un aperçu des dépendances multiples du système.

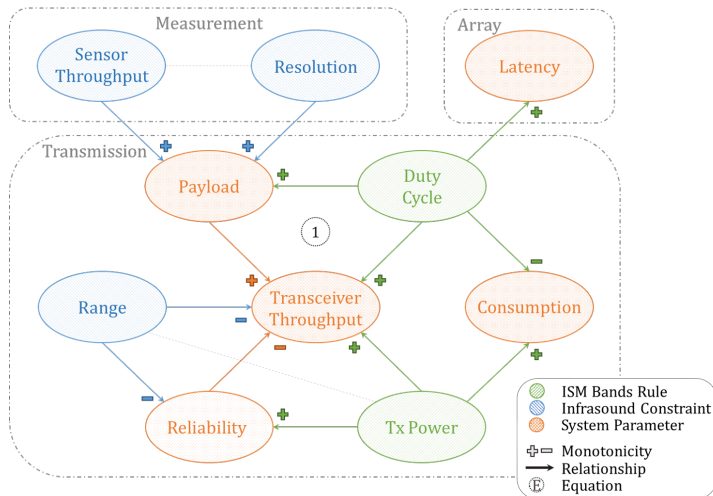


FIGURE 1 : Compromis et contraintes sur débit de transmission radio

Le débit en sortie du système de mesure ou débit source est déterminé par la fréquence d'échantillonnage et la résolution des échantillons. La fréquence d'échantillonnage est liée à la bande passante infrasonore, et définie au démarrage du système. Typiquement sa valeur est prise entre 20 et 100 Hz selon les objets d'étude d'après Marty [9]. Les numériseurs (*DWR : Digital Waveform Recorder*) dédiés aux applications géophysiques fournissent une résolution de 24 ou 32 bits.

Dans le cas particulier d'un système communicant alimenté par récupération d'énergie (ex. solaire), comme étudié par Mabon et al. [8], un gestionnaire d'énergie embarqué permet de différer dynamiquement la transmission radio lorsque l'énergie disponible au système est suffisante. Un facteur de taux de mémoire tampon peut alors être introduit pour représenter la quantité de données accumulées sur une durée temporelle fixée.

Pour absorber le flux de données source sous contrainte de *duty cycle*, le débit minimal requis en transmission radio R_{Tx} doit respecter :

$$R_{Tx} \geq \frac{f_s \cdot b \cdot \gamma}{\tau \cdot K} \quad (1)$$

où τ représente le *duty cycle* sur une période d'une heure, et f_s , b , K et γ sont respectivement la fréquence d'échantillonnage, la résolution des échantillons, le taux de compression et le taux de mémoire tampon.

Le Tableau 1 indique les débits requis pour un *duty cycle* de 2.77% à une fréquence d'échantillonnage de 50 Hz pour des données accumulées sur une durée variable, et pour différentes résolutions. Les débits requis en transmission dépassent 50 kbit.s^{-1} au moins, pour des durées d'acquisition de plus d'une heure, avant toute technique de compression. En considérant les distances de transmission adressées, aucune des solutions radio disponibles, résumées par Raza et al. [10] et comparées par Roth et al. [11], ne peut atteindre les débits requis

TABLE 1 : Débit requis [kbit.s^{-1}] pour un *duty cycle* de 2.77% à 50 Hz

Taux de compression	Résolution [bit]	Mémoire tampon [h]		
		1	3	6
1	24	43.20	129.60	259.20
	32	57.60	179.80	345.60
3.74	24	11.55	34.65	69.30
	32	15.40	46.20	92.41

mentionnés dans le Tableau 1. Au mieux, les solutions basées sur la norme IEEE Std 802.15.4g-2012 [2] peuvent fournir 50 kbit.s^{-1} avec des sensibilités inférieures à -110 dBm à un taux d'erreur paquet (*PER : Packet Error Rate*) de 10%. En pratique, ces niveaux de sensibilité sont rarement observés aux distances attendues.

Des techniques de compression sans perte, à faible coût calculatoire comme le codage différentiel proposé dans le format SEED, permettraient d'obtenir un taux de compression de 3.74 [1]. Le Tableau 1 extrapole la borne inférieure du débit de transmission requis pour des données préalablement compressées. Notons qu'un tel taux de compression reste insuffisant pour absorber quelques heures de données accumulées lors de conditions de récupération d'énergie défavorables.

Le délicat compromis entre la portée et le débit est déterminé par la capacité du canal et donc restreint par les solutions radios disponibles. D'un point de vue système, une alternative réside dans l'analyse des données source. En effet, une réduction significative du débit en sortie du système d'acquisition autoriserait la mise en oeuvre de techniques de gestion d'énergie. Comme illustré dans la Figure 1, le débit de transmission est le facteur d'adaptation clé de la consommation énergétique du système via la durée de transmission et la puissance d'émission.

3 Réduction du débit source d'après le nombre de bits effectif

Les capteurs et les numériseurs doivent répondre à des critères de performance conformément aux exigences résumées par Marty [9]. Comme la plupart des capteurs sont de type analogique et peuvent être couplés à différents numériseurs sur le terrain, il est pratique d'étudier leurs caractéristiques indépendamment.

3.1 Critères de performance

Deux caractéristiques présentent un intérêt particulier quant à la transmission radio, tous deux définis par Hart et al. [7].

Tout d'abord, le bruit intrinsèque représente la quantité de bruit généré en interne par un dispositif dans une bande passante d'intérêt, typiquement $(0.02 - 4) \text{ Hz}$ pour les infrasons. Il est calculé comme la valeur quadratique moyenne (*RMS : Root Mean Square*) du contenu spectral de puissance du bruit. Du point de vue capteur, il décrit sa capacité à détecter des événements de faible amplitude, dont la limite inférieure (modèle de bruit faible de Bowman) a été proposée par Bowman et al. [5] à partir du bruit de fond infrasonore enregistré sur le globe. Pour un numériseur, où le bruit intrinsèque est entre autres régi par l'effet de quantification, il peut être interprété comme

sa résolution effective et doit être négligeable devant le bruit du capteur pour assurer une quantification correcte des échantillons. Notons que le contenu informationnel masqué par le bruit capteur peut être retrouvé par des techniques d'analyse cohérente, typiquement jusqu'à 16dB sous le bruit capteur.

La seconde caractéristique exprime la plage dynamique maximale définie comme le rapport signal sur bruit (SNR). Étant donné ces deux facteurs de mérite, le nombre effectif de bits (ENOB : *Effective Number of Bits*), noté b , pour une bande passante donnée, peut être estimé selon la norme IEEE Std 1057-2017 [3], grâce à :

$$\sigma \cdot \sqrt{B/2} = \frac{V_{fs}}{\sqrt{12} \cdot 2^{b-1}} \quad (2)$$

avec $\sigma \cdot \sqrt{B/2}$ le bruit intrinsèque dans la bande passante B .

Cette grandeur doit être interprétée comme étant le nombre de bits équivalent d'un convertisseur analogique-numérique (ADC : *Analog to Digital Converter*) idéal, i.e. sous hypothèse de bruit de quantification seul. Du point de vue capteur, cette grandeur doit être interprétée comme le nombre de bits minimal requis par le numériseur couplé. Pour atteindre des niveaux de bruit très faibles tout en maximisant la plage dynamique, le nombre de bits de quantification est nécessairement gonflé. Les numériseurs courants sont basés sur des ADC de 32 bits, aux performances dépassant de plusieurs ordres de grandeur le bruit des capteurs infrasonores. Au rappel des limitations exprimées dans la section 2, la réduction de la résolution des données apparaît possible et nécessaire.

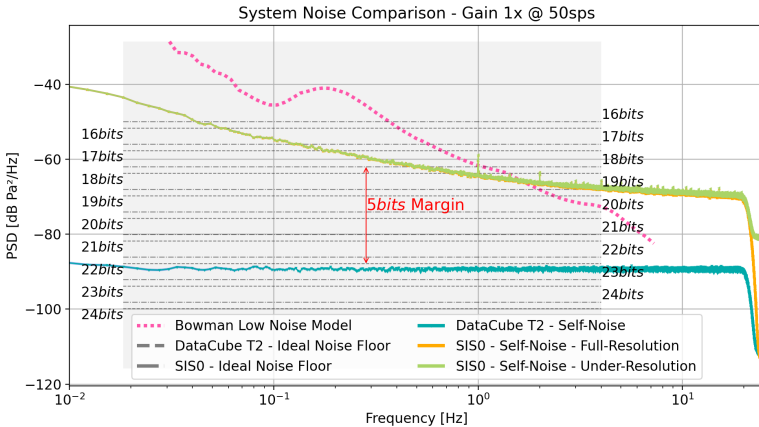


FIGURE 2 : Comparaison des bruits capteur / numériseur

3.2 Analyse des bruits capteur et numériseur

Pour illustrer le gain potentiel du volume de données à transmettre, considérons une paire de capteur (SISO/SeismoWave) et de numériseur (DataCubeT2/DiGOS) dont les paramètres sont présentés dans le Tableau 2. Une comparaison supplémentaire entre différents couples de capteurs et numériseurs bénéficierait à cette étude.

Des analyses de bruit ont été effectuées sur les deux dispositifs, de nuit et dans un environnement calme, afin de minimiser l'influence du bruit externe sur une durée de dix heures. Pour le premier test, les voies d'acquisition du numériseur ont été court-circuitées par des résistors de $2 \times 50\Omega$ pour simuler la charge capteur et configurées avec un gain de 1x à 50Hz.

TABLE 2 : Paramétrage numériseur et capteur

DataCube T2 - DiGOS			SISO - SeismoWave	
Résolution [bit]	Pleine échelle [V]	Quantum [nV/LSB]	Pleine échelle [Pa]	Sensibilité [$mV.Pa^{-1}$]
24	± 2.048	244	± 714	3.5

TABLE 3 : Résultats d'analyse

	Pleine échelle [V]	Bruit propre [Pa_{rms}]	Dynamacité [dB]	ENOB [bit]
DataCube	± 2.048	$68.2e-6$	135.7	22.2
SISO	± 2.5	$1.521e-3$	110.4	18.1
System	± 2.048	$1.521e-3$	108.7	17.8

Pour le test suivant, le micro-baromètre dont l'arrivée d'air a été scellée a été couplé au numériseur configuré de la même manière.

Avant analyse, la série temporelle résultant du premier test a été corrigée en supprimant la réponse du numériseur et convertie en unités de pression. Pour être comparée, la série temporelle résultant du second test a été convertie aux mêmes unités, connaissant au préalable la sensibilité du capteur. Les densités spectrales de puissance ont été estimées d'après les deux séries avec un fenêtrage de Hann de facteur de recouvrement 5/8 et une FFT unilatérale de 2^{14} bins (intervalles de fréquence), garantissant un intervalle de confiance à 90% inférieur à 0.6dB [7]. Les résultats de bruit intrinsèque sont présentés dans le Tableau 3.

Les résultats des tests tracés en Figure 2 montrent les performances des deux appareils en termes de bruit intrinsèque, par rapport au modèle de faible bruit de Bowman pour le capteur SISO/SeismoWave, et par rapport au dit capteur pour le numériseur DataCubeT2/DiGOS. Comme prévu, la dynamique estimée à 108.7dB est limitée par la pleine échelle d'entrée du numériseur et le niveau de bruit du capteur. L'analyse du système révèle qu'une résolution de 17.8 bits est nécessaire et suffisante pour encoder les signaux du capteur, tandis que la sortie native du numériseur fournit des échantillons encodés sous forme d'entiers signés sur 24 bits.

Notons que le numériseur embarque probablement un ADC de 32 bits de résolution au regard des performances de bruit intrinsèque. La résolution affichée à 24 bits suggère un mécanisme de troncature intégré.

3.3 Réduction de la résolution capteur

La Figure 2 met en évidence la marge de bruit de 29dB du système. À des fins de comparaison, le niveau de bruit d'un ADC idéal équivalent a été tracé pour différentes résolutions. Le niveau de bruit à nombre de bits équivalent est différent d'un appareil à l'autre, de part leur pleine échelle différente. En reprenant (2), cette marge de bruit peut être interprétée comme 5 LSB (*Least Significant Bit*). Ces LSB codant essentiellement du bruit, les échantillons peuvent être tronqués à 19 bits en représentation complément à 2 tout en minimisant la perte d'information, comme l'illustre la Figure 3.

Pour valider ce gain potentiel, le bruit intrinsèque du capteur a été recalculé sur les échantillons tronqués. La Figure 2 ne

TABLE 4 : Débit requis [$kbit.s^{-1}$] pour un *duty cycle* de 2.77% à $50Hz$

Taux de compression	Résolution [bit]	Mémoire tampon [h]		
		1	3	6
1	19	34.20	102.60	205.20
3.74		9.14	27.43	54.87

révèle aucune élévation de la densité spectrale de puissance du bruit capteur au regard du modèle de faible bruit de Bowman, validant le principe de troncature des échantillons. En considérant (1), la réduction de la résolution des échantillons de 24 à 19 bits implique linéairement une réduction du volume de données à transmettre de 20%. Le Tableau 4 met à jour la borne inférieure du débit requis donnée dans le Tableau 1 pour cette résolution de 19 bits. Les distances de transmission ciblées, au débit minimal requis pour absorber une heure de données d'acquisition sous contrainte d'un *duty cycle* de 2.77%, sont atteignables par les techniques de modulation proposées dans IEEE Std 802.15.4g-2012 [2]. Les projections sur le taux de compression suggèrent que le système de transmission pourrait supporter la mise en mémoire tampon de plusieurs heures de données d'acquisition. Ces projections doivent toutefois être sujettes à caution, car la réduction du contenu d'information porté par les échantillons (par troncature) pourrait impacter défavorablement les algorithmes de compression.

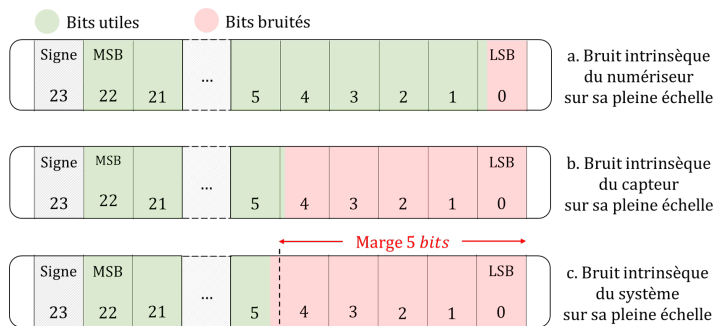


FIGURE 3 : Répartition du bruit

4 Conclusion

L'approche systémique des performances de détection en termes de bruit intrinsèque et de plage dynamique de mesure apparaît être une clé essentielle pour adresser les problématiques de connectivité sans fil dans les réseaux de capteurs opérant en continu. Une réduction significative du débit source peut être atteinte par optimisation de la résolution des données, préalablement à toute technique de compression, au détriment d'une perte minimale d'information. Cette approche, bien que matériellement dépendante, a l'avantage de ne présenter aucun surcoût calculatoire.

Les travaux futurs compareront les gains de compression entre des échantillons respectivement tronqués et intègres pour des algorithmes de compression sans perte à faible coût calculatoire. Ces travaux s'inscrivent dans un contexte plus large de gestion d'énergie de système de mesure radio communicants. La compression de données offrirait suffisamment de degrés de liberté pour mettre en œuvre des stratégies de gestion d'éner-

gie adaptatives, telles que celles présentées dans les travaux d'Aoudia et al. [4].

Références

- [1] Standard for the Exchange of Earthquake Data (SEED). Rapport technique, Incorporated Research Institutions for Seismology, février 1993.
- [2] IEEE Standard for Local and metropolitan area networks—Part 15.4 : LR-WPANs Amendment 3 : PHY Specifications for Low-Data-Rate, Wireless, Smart Metering Utility Networks. *IEEE Std 802.15.4g-2012*, pages 1–252, avril 2012.
- [3] IEEE Standard for Digitizing Waveform Recorders. *IEEE Std 1057-2017*, pages 1–0, janvier 2018.
- [4] F. A. Aoudia, M. Gautier et O. Berder : Fuzzy power management for energy harvesting Wireless Sensor Nodes. In *2016 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pages 1–6, mai 2016.
- [5] J. Roger Bowman, G. Eli Baker et Manochehr Bahavar : Ambient infrasound noise. *Geophysical Research Letters*, 32(9), 2005.
- [6] Philip-Dylan Gleonec, Jeremy Arduin, Matthieu Gautier et Olivier Berder : Energy Allocation for LoRaWAN Nodes with Multi-Source Energy Harvesting. *Sensors*, 21(8):2874, avril 2021.
- [7] Darren M. Hart et Bion John Merchant : Component evaluation testing and analysis algorithms. Rapport technique SAND2011-8265, 1031883, octobre 2011.
- [8] Malo Mabon, Matthieu Gautier, Baptiste Vrigneau, Mickaël Le Gentil et Olivier Berder : The Smaller the Better : Designing Solar Energy Harvesting Sensor Nodes for Long-Range Monitoring. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2019:1–11, juillet 2019.
- [9] Julien Marty : The IMS Infrasound Network : Current Status and Technological Developments. pages 3–62. Springer International Publishing, Cham, 2019.
- [10] U. Raza et al. : Low Power Wide Area Networks : An Overview. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 19(2):855–873, 2017.
- [11] Yoann Roth, Jean-Baptiste Doré, Laurent Ros et Vincent Berg : The Physical Layer of Low Power Wide Area Networks : Strategies, Information Theory's Limit and Existing Solutions. *Information Theory*, page 29, septembre 2018.
- [12] Martijn Saelens, Jeroen Hoebeker, Adnan Shahid et Eli De Poorter : Impact of EU duty cycle and transmission power limitations for sub-GHz LPWAN SRDs : an overview and future challenges. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2019(1):219, septembre 2019.