

# Analyse de la coexistence des technologies à spectre étalé et à bande très étroite dans les bandes ISM

Mohamed Amine BEN TEMIM, Guillaume FERRÉ, Romain TAJAN  
Univ. Bordeaux, Bordeaux INP, CNRS, IMS, UMR 5218,  
351 Cours de la Libération, 33400 Talence, France  
{prenom.nom}@ims-bordeaux.fr

**Résumé** – L'internet des objets (IoT) est depuis quelques années en plein essor, ce qui conduit actuellement à une augmentation de la densité du nombre d'objets connectés par  $m^2$ . Les objets connectés devant généralement minimiser leur consommation d'énergie, leur accès au canal est aléatoire. Sans contrôle d'accès au canal, les collisions entre paquets ont tendance à croître, entraînant une augmentation des probabilités de perte de paquet. Les applications de l'IoT étant diverses, plusieurs technologies de communications sont utilisées pour connecter les objets aux passerelles. Parmi elles on peut distinguer : les technologies à étalement de spectre et les technologies à bande très étroite. L'objectif de cet article est d'analyser l'impact de la coexistence de ces deux technologies en termes de taux d'erreurs binaires (TEB) à partir d'une expression formelle des termes interférant la décision symbole.

**Abstract** – The rapid growth in the Internet of Things (IoT) leads currently to an increase in the density of the number of connected objects by  $m^2$ . To reduce the energy consumption, these devices should access randomly to the channel which leads to a high probability of collision. Among the various technologies that are used to connect this massive number of devices, we distinguish two emerging technologies based on Spread Spectrum (SS) and Ultra Narrow Band (UNB). The goal of this paper is to analyze the impact of the coexistence of these two technologies in term of bit error rate (BER) by defining a formal expression for the interfering signals.

## 1 Introduction

Actuellement le nombre d'objets connectés déployés est en pleine croissance. Sur le lien radio, c'est-à-dire entre l'objet et la passerelle, les bandes de fréquences libres ou non-libres peuvent être utilisées. Les bandes libres généralement les bandes industrielles, scientifiques et médicales (ISM) permettent d'économiser les frais des licences mais engendre une probabilité de perte de paquet plus importante que dans les bandes licenciées, notamment à cause du niveau d'interférence.

Les technologies de communications utilisées dans les bandes ISM sont telles que les bandes consommées sont soit très étroites (UNB), soit très larges dans le cadre notamment de l'utilisation d'une technique d'étalement de spectre. L'aspect très bande étroite est notamment celui retenu par Sigfox, alors que la couche physique concurrente principale de Sigfox, LoRa, est à base d'étalement de spectre. Plus précisément, c'est la technique CSS (Chirp Spread Spectrum) qui est utilisée pour transmettre l'information binaire.

L'objectif de cet article est d'étudier l'impact des interférences mutuelles entre deux réseaux qui utilisent sur leur interface radio respectivement une technique UNB et à étalement de spectre et d'évaluer leurs robustesses. Cette étude s'effectue au niveau de la couche physique, en effet nous exprimons et analysons le terme d'interférence perturbant la décision à l'échelle des symboles. L'avantage de l'approche proposée par rapport à l'existant, c'est que nous réduisons la complexité calculatoire des simulations, en travaillant au niveau temps symbole et non au niveau du temps d'échantillonnage en sortie des convertisseurs analogique-numérique.

Dans la littérature, des articles analysent l'impact des interférences entre réseaux hétérogènes opérant dans les bandes ISM. Par exemple, l'impact sur la couverture et le taux d'erreur paquets est analysé dans [1], lorsque coexistent des réseaux basés sur les techniques CSS et UNB. Cette analyse est obtenue à partir de simulateurs et impose des temps de simulations exorbitants. Les auteurs dans [2] ont étudié l'effet des interférences bandes étroites sur les performances de décodage de LoRa et ont mis en valeur l'avantage de l'utilisation d'une technique de suppression des interférences. Enfin, des mesures réelles dans [3] ont permis de mettre en avant les effets des interférences dans la bande ISM 868 MHz sur la couverture et la capacité des technologies LoRa et Sigfox.

D'après l'état de l'art actuel, il n'existe aucun travail analysant à l'échelle du temps symbole l'impact d'une interférence UNB sur un signal CSS et inversement. Dans ce contexte, notre contribution consiste à évaluer les performances de décodage des signaux de ces deux techniques en fournissant des modèles théoriques décrivant ce phénomène. Sur la base de ces modèles nous proposons d'évaluer numériquement et à faible complexité par rapport aux approches de la littérature l'impact mutuel des deux techniques de communications en observant les dégradations des courbes de TEB.

## 2 Modèles d'interférences

Le principal problème qu'entraîne la coexistence, dans les bandes ISM, des réseaux IoT à étalement du spectre et à bande très étroite est la collision de paquets. L'objectif de cette section est de présenter théoriquement l'impact des communications UNB sur un signal CSS et inversement. Ce choix se justifie par

la popularité des réseaux Sigfox et ceux à base de la technologie LoRa. Pour plus de détails sur les couches physiques Sigfox et LoRa, le lecteur peut se référer à la note technique [4].

## 2.1 Interférence UNB sur un signal CSS

Afin de modéliser l'impact des communications UNB sur le décodage du signal à spectre étalé, un signal CSS est généré en présence de plusieurs interférences UNB. On considère un scénario de communication en liaison montante. Ainsi, le signal reçu au niveau d'une passerelle démodulant des signaux CSS, s'écrit après échantillonnage au rythme  $T_e = \frac{T_s^{wb}}{N}$  :

$$y^{wb}(nT_e) = \sqrt{P_{wb}} \sum_{k \in \mathbb{Z}} e^{j2\pi f_c^k (nT_e - kT_s^{wb})} (nT_e - kT_s^{wb}) + \sum_{i=1}^{N_{int}} \sqrt{P_{nb,i} s_{nb,i}}(nT_e) + w(nT_e) \quad (1)$$

sachant les définitions suivantes :

- $T_s^{wb} = \frac{2^{SF}}{B_{wb}} = \frac{N}{B_{wb}}$  : durée d'un symbole CSS,
  - $f_c^k(t)$  : chirp transmis à l'instant  $kT_s^{wb}$ ,
  - $B_{wb}$  : bande de fréquence balayée par  $f_c^k(t)$  sur chaque temps symbole,
  - $SF \in \{7, \dots, 12\}$  : facteur d'étalement,
  - $N_{int}$  : nombre de signaux UNB interférants,
  - $P_{wb}$  : puissance reçue du signal CSS,
  - $P_{nb,i}$  : puissance reçue du  $i^{\text{ème}}$  interférant UNB,
  - $w(nT_e)$  : bruit complexe additif blanc gaussien (BBAG),
  - $s_{nb,i}(nT_e)$  :  $i^{\text{ème}}$  signal UNB interférant.
- De plus, en définissant pour le  $i^{\text{ème}}$  signal UNB interférant :
- $f_{p,i}$  : la fréquence porteuse en bande de base,
  - $T_s^{nb}$  : la durée d'un symbole UNB,
  - $g(t)$  : le filtre de mise en forme,
  - $A_{i,k'}$  : le symbole transmis à l'instant  $k'T_s^{nb}$ ,

on obtient que :

$$s_{nb,i}(nT_e) = \sum_{k' \in \mathbb{Z}} A_{k'} g(nT_e - k'T_s^{nb}) e^{j2\pi f_{p,i} nT_e}. \quad (2)$$

La démodulation numérique du  $m^{\text{ème}}$  symbole CSS transmis est obtenu pendant l'intervalle de temps suivant :  $mT_s^{wb} - \frac{T_s^{wb}}{2} \leq t < mT_s^{wb} + \frac{T_s^{wb}}{2}$ , en multipliant le signal reçu sur cet intervalle par une version synchronisée et conjuguée du chirp brut utilisé à l'émetteur  $f_c(t)$ . Si  $r_m^{wb}(nT_e)$ ,  $n \in [-\frac{N}{2}, \frac{N}{2} - 1]$ , correspond au signal traité par le démodulateur CSS, échantillonné au rythme  $T_e = \frac{1}{B_{wb}}$  [4], on obtient :

$$r_m^{wb}(nT_e) = y^{wb}(nT_e + mT_s^{wb}) e^{-j2\pi f_c(nT_e)nT_e} = s_m^{wb}(nT_e) + \sum_{i=1}^{N_{int}} i_{m,i}^{nb}(nT_e) + w_m(nT_e). \quad (3)$$

Dans ce cas, le signal utile et le terme de bruit sont respectivement égaux à [4] :

$$s_m^{wb}(nT_e) = \sqrt{P_{wb}} e^{-j2\pi \frac{pn}{N}} \quad (4)$$

et

$$w_m(nT_e) = w(nT_e + mT_s^{wb}) e^{-j2\pi f_c(nT_e)nT_e} \quad (5)$$

où  $p$  est le  $m^{\text{ème}}$  symbole discret dans l'ensemble des symboles possibles  $\{0 \dots 2^{SF} - 1\}$ . Quant au terme d'interférence, le  $i^{\text{ème}}$ ,  $i_{m,i}^{nb}(nT_e)$ , est défini comme suit :

$$\begin{aligned} i_{m,i}^{nb}(nT_e) &= \sqrt{P_{nb,i} s_{nb,i}}(nT_e + mT_s^{wb}) e^{-j2\pi f_c(nT_e)nT_e} \\ &= \sqrt{P_{nb,i}} \sum_{k' \in \mathbb{Z}} A_{i,k'} g(nT_e + mT_s^{wb} - k'T_s^{nb}) \\ &\quad \times e^{j2\pi f_{p,i}(nT_e + mT_s^{wb})} e^{-j2\pi f_c(nT_e)nT_e}. \end{aligned} \quad (6)$$

L'interférence entre un symbole CSS et un symbole UNB se produit uniquement lorsque ces derniers se chevauchent dans les domaines temporel et fréquentiel. Donc, les échantillons de  $i_{m,i}^{nb}(nT_e)$  qui interfèrent le  $m^{\text{ème}}$  symbole CSS sont définis dans l'intervalle :

$$\Delta n_{SF} = \{[n_1, n_2] \subset [-\frac{N}{2}, \frac{N}{2} - 1], \forall n \in [n_1, n_2],$$

$$f_c^m(nT_e) \in [f_{p,i} - \frac{B_{nb}}{2}, f_{p,i} + \frac{B_{nb}}{2}]\}$$

où  $B_{nb}$  est la largeur de bande du signal UNB. Sachant que  $f_c^m(nT_e)$  est une fonction croissante  $\forall n \in [n_1, n_2]$ , le nombre d'échantillons qui subissent l'interférence est donné par :

$$n_{SF} = \frac{B_{nb} 2^{SF}}{B_{wb} T_e} = \frac{B_{nb} T_s^{wb}}{B_{wb}} \frac{1}{T_e}. \quad (7)$$

Cela illustre que la durée de l'interférence entre les symboles CSS et UNB est proportionnelle à  $2^{SF}$  et  $B_{nb}$ . Ainsi, on peut déduire que  $i_{m,i}^{nb}(nT_e)$  est égale à zéro  $\forall n \in [-\frac{N}{2}, \frac{N}{2} - 1] \setminus [n_1, n_2]$ . L'estimation optimale du symbole  $p$  est effectuée en recherchant le maximum du périodogramme de  $r_m(nT_e)$ . Si on note  $R_m[k]$ ,  $k \in [0, N-1]$ , la transformée de Fourier discrète (TFD) de  $r_m^{wb}(nT_e)$  on a :

$$R_m[k] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} r_m^{wb}(nT_e) e^{-j2\pi \frac{nk}{N}}. \quad (8)$$

En exploitant la périodicité de la TFD,  $R_m[k]$  peut être exprimé comme suit :

$$R_m[k] = R_m[k - N] = \sqrt{P_{wb} N} \delta(k + p - N) + I_m^{nb}[k - N] + W_m[k - N] \quad (9)$$

où  $I_m^{nb}[k]$  et  $W_m[k]$  sont respectivement les TFD de l'interférence UNB et du bruit. L'estimation  $m^{\text{ème}}$  symbole transmis est alors donnée par :

$$\hat{p} = N - \underset{k}{\operatorname{argmax}} (|R_m[k]|^2). \quad (10)$$

## 2.2 Interférence CSS sur un signal UNB

Dans cette section, nous avons pour objectif d'analyser l'impact des signaux CSS sur les communications UNB. Pour ce faire, on considère la réception d'un signal UNB en présence de plusieurs signaux interférant CSS. En notant  $y^{nb}(nT_e)$  le signal reçu à la passerelle UNB ( $T_e \ll T_s^{nb}$ ), on aura donc :

$$\begin{aligned} y^{nb}(nT_e) &= \sqrt{P_{nb}} \sum_{k' \in \mathbb{Z}} A_{k'} g(nT_e - k'T_s^{nb}) \\ &\quad + \sum_{i=1}^{N_{int}} \sqrt{P_{wb,i} s_{wb,i}}(nT_e) + w(nT_e) \end{aligned} \quad (11)$$

$P_{nb}$  représente la puissance reçue du signal UNB et  $P_{wb,i}$  celle du  $i^{\text{ème}}$  signal CSS interférant.  $s_{wb,i}(nT_e)$  est le  $i^{\text{ème}}$  signal CSS interférant qui s'écrit :

$$s_{wb,i}(nT_e) = e^{-j2\pi f_{nb}nT_e} \sum_{k \in \mathbb{Z}} e^{j2\pi f_{c,i}^k(nT_e - kT_s^{wb,i})(nT_e - kT_s^{wb,i})} \quad (12)$$

avec  $f_{nb}$  le décalage de la fréquence porteuse, compensé par le démodulateur numérique UNB, afin de traiter l'ensemble des symboles UNB à estimer. En considérant que les signaux UNB sont démodulés en utilisant un récepteur optimal, on obtient en notant  $g_a(nT_e)$  le filtre adapté :

$$r^{nb}(nT_e) = y^{nb}(nT_e) * g_a(nT_e) = \sqrt{P_{nb}} \sum_{k \in \mathbb{Z}} A_k v(nT_e - kT_s^{nb}) + \sum_{i=1}^{N_{int}} \sqrt{P_{wb,i}} i_i^{wb}(nT_e) + w'(nT_e) \quad (13)$$

où  $w'(nT_e) = w(nT_e) * g_a(nT_e)$  (resp.  $i_i^{wb}(nT_e) = s_{wb,i}(nT_e) * g_a(nT_e)$ ) est le bruit filtré (resp. le  $i^{\text{ème}}$  signal d'interférence CSS filtré). En notant,  $v(nT_e) = g(nT_e) * g_a(nT_e)$  le filtre de Nyquist, l'estimation optimale du  $m^{\text{ème}}$  symbole UNB transmis est obtenue par sous-échantillonnage à  $T_s^{nb}$  après filtrage adapté de (13) :

$$r_m^{nb}(mT_s^{nb}) = \sqrt{P_{nb}} A_m v(0) + i_m^{wb}(mT_s^{nb}) + w'(mT_s^{nb}) \quad (14)$$

Étant donné les traitements opérés par le démodulateur des signaux UNB, le signal interférant la décision du  $m^{\text{ème}}$  symbole s'écrit :

$$i_m^{wb}(mT_s^{nb}) = \left( \sum_{i=1}^{N_{int}} \sqrt{P_{wb,i}} s_{wb,i}^m(nT_e) * g_a(nT_e) \right)_{mT_s^{nb}} \quad (15)$$

avec

$$s_{wb,i}^m(nT_e) = e^{-j2\pi f_{nb}nT_e} \sum_{k \in \Omega_m} e^{j2\pi f_{c,i}^k(nT_e - kT_s^{wb,i})(nT_e - kT_s^{wb,i})} \quad (16)$$

Ici  $\Omega_m$  représente l'ensemble des symboles CSS éligibles pour l'interférence avec le  $m^{\text{ème}}$  symbole UNB, c'est-à-dire :

$$\Omega_m = \left\{ k \in \mathbb{Z}, -\frac{T_s^{wb}}{2} - \frac{T_s^{nb}}{2} < kT_s^{wb} - mT_s^{nb} < \frac{T_s^{wb}}{2} + \frac{T_s^{nb}}{2} \right\}.$$

À partir des modèles des signaux interférant, (6) et (15), obtenus dans la section précédente et de nos observations, nous proposons dans la section suivante d'analyser numériquement l'impact mutuel des signaux CSS et UNB. En effet, contrairement à une modélisation complète des systèmes UNB et CSS, les expressions de nos modèles d'interférences permettent de simuler à faible complexité les phénomènes d'interférences.

### 3 Résultats de simulations et discussion

Nous choisissons d'analyser l'impact des interférences en observant la dégradation des performances sur le TEB. Nous considérons que la modulation numérique utilisée par le système UNB est une DBPSK et que les signaux sont systématiquement en collision sur la totalité de leur durée. Les dégradations liées aux interférences sont comparées aux

TEB théoriques pour les modulations CSS et DBPSK sans interférences [1].

Les figures 1 et 2 correspondent à l'utilisation des bandes passantes adoptées par LoRa et Sigfox. Elles montrent dans quelles mesures l'augmentation de la puissance du signal interférant impacte le décodage du signal reçu. Les résultats de la Fig. 1 permettent de quantifier la robustesse d'un signal LoRa vis-à-vis un interférant UNB (type Sigfox). En effet, pour un SIR  $\gamma_s$  de  $-20$  dB on observe une perte de sensibilité de seulement 1 dB pour un TEB= $10^{-4}$ , lorsque le  $SF = 10$ . La Fig. 2 permet d'observer la sensibilité de la technologie Sigfox aux interférences du type LoRa. On constate notamment que plus le  $SF$  est petit plus les signaux Sigfox sont perturbés. En effet, comme le montre (7) lorsque le  $SF$  augmente, bien que la durée de l'interférence CSS à l'échelle du temps symbole UNB augmente, son occurrence diminue considérablement. Au-delà de ces observations, les Fig. 1 et 2, nous permettent également de valider nos modèles d'interférences, puisque les résultats obtenus avec nos simulateurs Matlab se superposent avec les résultats de nos modèles. Nous l'illustrons pour le SIR  $\gamma_l = -20$  dB sur la Fig. 1 et un SIR  $\gamma_s = 0$  dB avec  $SF = 7$  pour la Fig. 2.

Afin d'aller plus loin dans l'analyse des résultats, nous référençons sur la Fig. 3 (resp. Fig. 4) l'impact de l'interférence UNB (resp. CSS) sur la sensibilité du récepteur CSS (resp. UNB). Nous notons cette sensibilité  $\Gamma_l$  pour le signal UNB et  $\Gamma_s$  pour le CSS. Cette dernière caractérise la valeur plancher de  $\frac{E_b}{N_0}$  permettant de définir la portée de chaque technologie. Pour des signaux type LoRa, cette sensibilité correspond à un TEB de  $10^{-5}$  [5]. Dans la suite et sans perte de généralités, on limite cette sensibilité à un TEB de  $10^{-4}$  pour les deux technologies. Enfin, en considérant qu'un signal reste UNB jusqu'à 1 kHz de largeur de bande, nous montrons l'impact de la largeur de bande des signaux UNB sur les performances de sensibilité.

La Fig. 3 montre que la qualité du décodage du signal CSS est clairement plus dégradé en augmentant  $B_{nb}$ . Ce résultat est cohérent avec (7) qui indique que la durée de l'interférence entre les symboles CSS et UNB est proportionnelle à  $B_{nb}$ . En effet, pour une valeur de  $\gamma_l$  égale à  $-10$  dB,  $\Gamma_l$  augmente de 1.5 dB (resp. 0.6 dB) par rapport à la sensibilité de référence  $\Gamma_l^{ref}$  en présence d'un signal UNB interférant avec  $B_{nb}$  égale à 1 kHz (resp. 100 Hz). De plus, si on considère 10 et 40 signaux UNB interférant, avec des fréquences porteuses uniformément distribuées dans  $[0, B_{wb}]$  et une bande passante  $B_{nb} = 100$  Hz, le seuil de sensibilité recule légèrement comparé au cas d'un seul signal interférant ayant la même bande passante.

La Fig. 4 confirme le fait que plus le  $SF$  du signal interférant est faible plus la qualité du décodage d'un signal UNB est détériorée. Par exemple, pour  $\gamma_s = -3$  dB et  $B_{nb} = 100$  Hz,  $\Gamma_s$  augmente de 6.9 dB (resp. 0.6 dB) par rapport à  $\Gamma_s^{ref}$  en présence d'un interférant CSS ayant un  $SF$  de 7 (resp. 12). De plus, cette figure montre que même si on augmente  $B_{nb}$ , la dégradation des performances reste quasiment la même. Ce résultat est expliqué par la compensation de l'augmentation

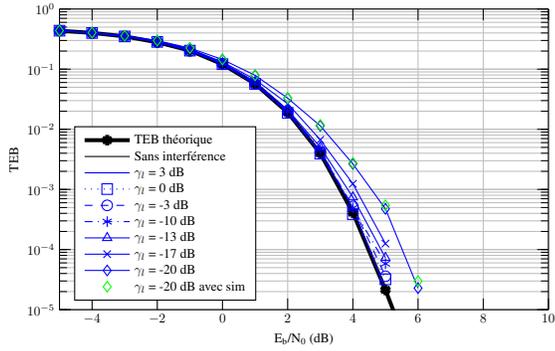


FIGURE 1 – Impact d'un signal UNB sur un signal CSS -  $SF = 10$ ,  $B_{wb} = 125$  kHz,  $B_{nb} = 100$  Hz et  $\gamma_l = 10 \log_{10}(\frac{P_{wb}}{P_{nb}})$ .

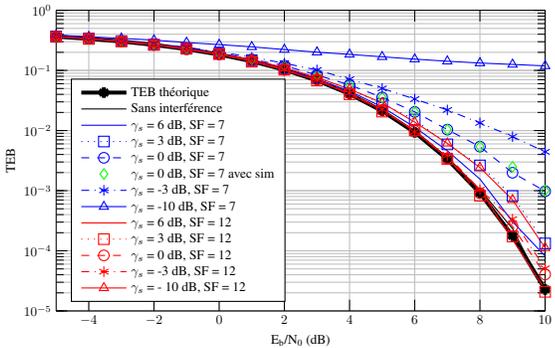


FIGURE 2 – Impact d'un signal CSS sur un signal UNB -  $B_{nb} = 100$  Hz,  $B_{wb} = 125$  kHz et  $\gamma_s = 10 \log_{10}(\frac{P_{nb}}{P_{wb}})$ .

de la durée de l'interférence sur les symboles CSS par une récurrence temporelle plus faible de cette interférence. Enfin, si on considère le cas de 10 signaux CSS perturbateurs avec des  $SF$ s uniformément distribués dans l'ensemble  $\{7, \dots, 12\}$ , on obtient, pour une puissance d'interférence totale équivalente, une dégradation de performances moins importante que celle en présence d'un seul signal interférant avec un  $SF = 7$  et plus importante que si le  $SF$  de l'interférant est de 12.

## 4 Conclusion

Dans cet article, nous explicitons formellement à l'échelle du temps symbole l'impact d'une interférence UNB sur un signal CSS et inversement. Dans ce contexte, notre contribution a consisté à évaluer les performances de décodage des signaux de ces deux techniques en fournissant des modèles théoriques décrivant ce phénomène. Sur la base de ces expressions nous avons numériquement évalué l'impact mutuel des deux techniques de communications en observant les dégradations des courbes de TEB. Cette approche est originale par rapport à ce que l'on rencontre dans la littérature où les résultats sont obtenus sur des simulateurs entraînant des temps de simulations importants étant donné les différences de largeur de bande de signaux à co-simuler. Nous validons nos expressions formelles d'interférences en les corroborant avec des résultats obtenus sur des simulateurs Matlab développés au laboratoire. Enfin, dans ce contexte de coexistence, nos résultats montrent que l'augmentation de la bande du signal UNB n'entraîne pas une meilleure robustesse de ce dernier aux interférences CSS. En

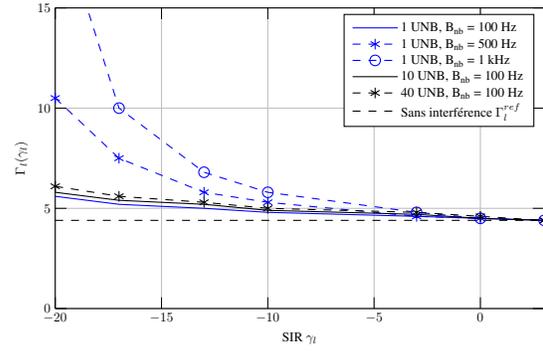


FIGURE 3 – Impact des interférences UNB sur la sensibilité de réception CSS  $\Gamma_l$  en fonction de  $\gamma_l = 10 \log_{10}(\frac{P_{wb}}{\sum_{i=1}^{N_{int}} P_{nb,i}})$ .

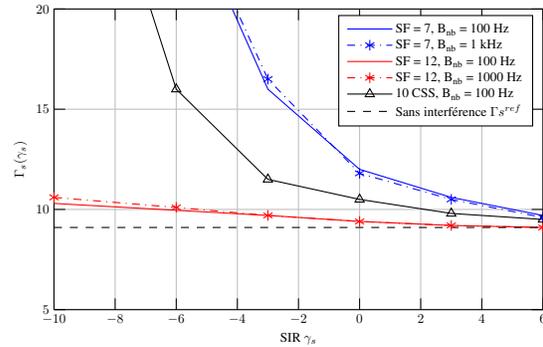


FIGURE 4 – Impact des interférences CSS sur la sensibilité de réception UNB  $\Gamma_s$  en fonction de  $\gamma_s = 10 \log_{10}(\frac{P_{nb}}{\sum_{i=1}^{N_{int}} P_{wb,i}})$ .

termes de perspectives, nous sommes en train de quantifier le gain en termes de temps d'exécution de notre approche par rapport à l'approche simulateur global, puis grâce à nos modèles d'interférences, nous allons pouvoir analyser des cas réalistes de déploiement mettant en œuvre des réseaux IoT réalistes.

## Références

- [1] B. Reynders, W. Meert, and S. Pollin, "Range and co-existence analysis of long range unlicensed communication," *23rd International Conference on Telecommunications (ICT)*, pp. 1–6, May 2016.
- [2] T. Elshabrawy and J. Robert, "The impact of ism interference on lora ber performance," in *2018 IEEE Global Conference on Internet of Things*, Dec 2018, pp. 1–5.
- [3] B. V. et al., "Interference impact on coverage and capacity for low power wide area iot networks," *2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pp. 1–6, March 2017.
- [4] G. Ferré and E. P. Simon, "Sigfox and LoRa PHY and MAC layers," Research Report, Apr. 2018. [Online]. Available : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01768341>
- [5] T. Elshabrawy and J. Robert, "Analysis of ber and coverage performance of lora modulation under same spreading factor interference," in *2018 IEEE 29th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Sep. 2018, pp. 1–6.