



**HAL**  
open science

# SFIxM: plus de flexibilité avec la modulation LoRa en rassemblant des CHIRPS

Martin Heusse

► **To cite this version:**

Martin Heusse. SFIxM: plus de flexibilité avec la modulation LoRa en rassemblant des CHIRPS. CoRes 2024: 9èmes Rencontres Francophones sur la Conception de Protocoles, l'Évaluation de Performance et l'Expérimentation des Réseaux de Communication, May 2024, Saint-Briac-sur-Mer, France. hal-04567000

**HAL Id: hal-04567000**

**<https://hal.science/hal-04567000>**

Submitted on 2 May 2024

**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.

# *SFIxM: plus de flexibilité avec la modulation LoRa en rassemblant des CHIRPS*

Martin Heusse<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP, LIG, Grenoble, France

---

L'un des points forts de la modulation CSS de LoRa est que les transmissions à des débits (SF) différents sont presque indépendantes les unes des autres. Cette qualité n'est bénéfique que dans la mesure où la portée de communication aux SF bas permet de couvrir un nombre significatif d'émetteurs. On montre qu'en groupant les symboles CHIRPs deux par deux ou quatre par quatre etc. pour former les symboles SFIxM, il est possible de construire de nouvelles modulations physiques quasi-orthogonales entre elles en ajustant avec plus de flexibilité l'allocation des ressources radio à la demande. Cette nouvelle utilisation de CSS demande d'ajouter un préambule physique pour aligner le récepteur sur l'émetteur, sans cependant imposer de modifier le matériel des radios. Dès lors, quand de nombreux émetteurs sont éloignés de la passerelle, les gains en termes de capacité de collecte sont très significatifs.

**Mots-clés :** LPWAN, LoRaWAN

---

## 1 Introduction

La modulation LoRa présente un fort facteur d'étalement et donc elle transporte peu de bits par Hz de bande occupée. À partir de cette constatation, il est possible d'imaginer différentes modifications de CSS (*CHIRP* † *Spread Spectrum*) pour transporter plus d'information par symbole [VC19, ABSC22, ER19, BCF19]. Avec la modulation SFIxM présentée ci-dessous, la démarche est différente : il s'agit de concevoir une modulation d'une efficacité spectrale moindre, à partir d'un facteur d'étalement donné. Si cette proposition a peu d'intérêt pour augmenter la capacité du réseau à courte portée, elle augmente considérablement la flexibilité avec laquelle les ressources radios, en particulier le fait de disposer de modulations quasi-orthogonales, sont allouées autour et à distance de la passerelle. À courte portée, utiliser des facteurs d'étalement (SF) plus petits que SF7 généralement utilisé a un effet équivalent à augmenter le nombre de bits par symbole, raison pour laquelle SFIxM se propose de rechercher de la flexibilité dans la direction opposée. Les sections suivantes décrivent SFIxM et reviennent sur le problème d'alignement qu'elle pose, avant de donner quelques éléments de gain de capacité.

## 2 SFIxM symbols

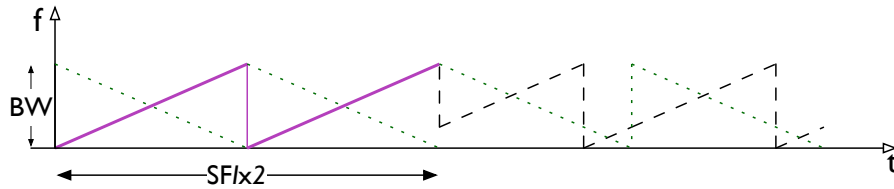
Chaque symbole SFIxM est la combinaison de  $M$  CHIRPs de facteur d'étalement SF  $I$ . Comme illustré en figure 1, le symbole dure  $M \times 2^I$  échantillons temporels à la fréquence d'échantillonnage  $BW$  et il permet de coder  $I + \log_2(M)$  bits (alors que  $M$  CHIRPs transportent normalement  $M \times I$  bits). En effet, après multiplication au récepteur par  $M$  CHIRPs (complexes conjugués de ceux utilisés pour l'émission), l'échantillonnage puis la FFT produisent  $M \times 2^I$  échantillons dans le domaine fréquentiel, parmi lesquels on attend un seul pic. Les étapes de modulation et démodulation sont analogues à celles au SF  $(I + \log_2(M))$ .

### 2.1 Synchronisation et alignement

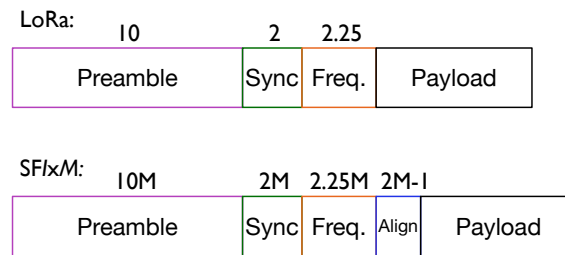
La réception LoRa se fait en plusieurs phases : d'abord le préambule, constitué d'un certain nombre de CHIRPs de base identiques entre eux, est détecté par le récepteur. Ensuite, après la réception du *sync word*, la transmission de 2 CHIRPs inversés permet d'estimer le décalage en fréquence entre l'émetteur et le récepteur, qui peut être dû à l'effet doppler ou aux imperfections des oscillateurs.

---

†. CHIRP : *Compressed High Intensity Radar Pulse*



**FIGURE 1:** Symbole de base  $SF/xM$  avec  $M = 2$ , composé de 2 rampes en fréquence identiques. Le symbole est suivi d'un autre, portant des données différentes; pour  $I = 7$  et  $M = 2$  par exemple, chaque symbole  $SF/xM$  correspond à 256 échantillons. Les traits pointillés représentent les 2 symboles  $SF/xM$  utilisés pour la démodulation.



**FIGURE 2:** Entêtes de la couche physique pour les modulations LoRa et  $SF/xM$ . La taille est spécifiée en nombre de CHIRPs

L'idée avec  $SF/xM$  est de conserver les mêmes étapes, avec le même nombre de symboles  $SF/xM$  que de CHIRPs en LoRa. La réception du préambule, du mot de synchronisation et des symboles inversés sera donc similaire, avec la même robustesse et une surcharge égale. Cependant, une difficulté émerge : à ce stade, le récepteur a détecté la frontière des CHIRPs, mais peut s'être synchronisé sur n'importe lequel des  $M$  CHIRPs du symbole  $SF/xM$ .

La proposition est d'utiliser un entête d'alignement  $PA$  formé d'une suite de  $2M - 1$  CHIRPs étagés dans la bande avec des fréquences de départ décalées de  $n \frac{BW}{M}$ , avec  $n \in \llbracket 0, 2M - 1 \rrbracket \pmod M$  :

$$PA_n(t) = e^{2\pi jt [f_0 + (at + n \frac{BW}{M}) \pmod{BW}]} \quad (1)$$

où  $f_0$  est la fréquence basse de la bande utilisée,  $a = \frac{BW^2}{2T}$  pour des CHIRPs de facteur d'étalement  $SF/I$ . Ces CHIRPs d'entête d'alignement doivent être démodulés par  $M$  CHIRPS inversés avec un étalement correspondant, de façon à identifier le décalage et recevoir correctement les données des symboles  $SF/xM$  suivants. Si le récepteur est décalé de  $k \in \llbracket 0, M - 1 \rrbracket$  CHIRPs, le signal démodulé pour le CHIRP  $m$  de l'étape d'alignement est :

$$\begin{aligned} A(t) &= e^{2\pi jt [f_0 + (at + (k+m) \frac{BW}{M}) \pmod{BW}]} \\ &\quad \times e^{-2\pi jt [f_0 + (at + m \frac{BW}{M}) \pmod{BW}]} \\ &= e^{2\pi jt [k \frac{BW}{M} \pmod{BW}]} = e^{2\pi jt \frac{kBW}{M}}. \end{aligned} \quad (2)$$

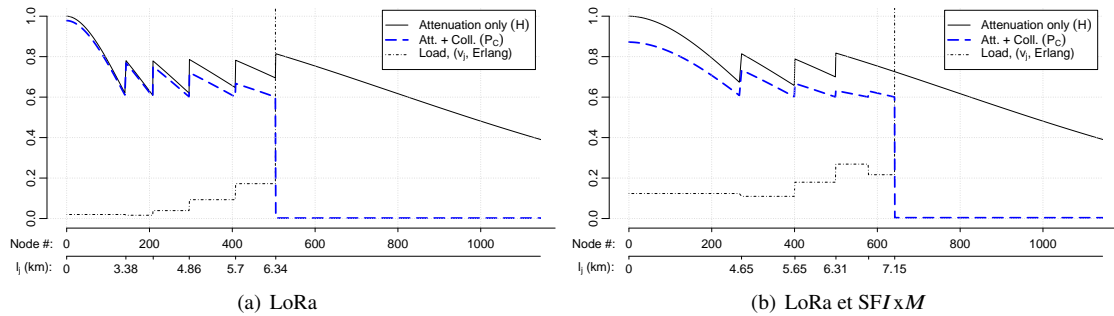
Donc tous les CHIRPS dans la phase d'alignement produisent le même pic de fréquence, qui ne dépend que de  $k$ .

Les entêtes physiques pour LoRa et  $SF/xM$  apparaissent en figure 2. Là encore, la réception de ce symbole est analogue à celle d'une CHIRP de SF ( $I + \log_2(M)$ ), avec une distance importante entre les valeurs possible, et cette étape ne doit pas introduire de point faible dans le processus de réception.

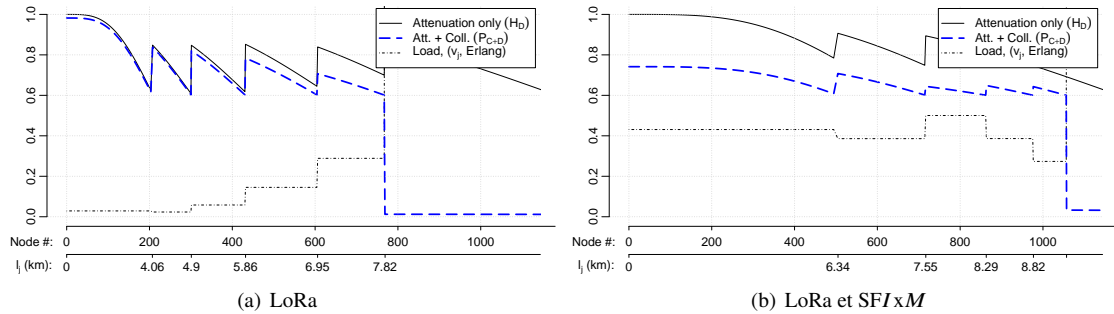
### 3 Bénéfices en termes de capacité

Lorsque la densité des émetteurs est faible ou que leur distribution est inhomogène et qu'ils sont plutôt éloignés de la passerelle, l'utilisation de  $SF/xM$  conduit à une augmentation de la capacité très importante.

*SFIxM: plus de flexibilité avec la modulation LoRa en rassemblant des CHIRPS*



**FIGURE 3:** Taux de réception (PDR) visé 60%, densité 4 nœuds/km<sup>2</sup>. La charge est l'intensité de génération des trames multipliée par leur durée, la courbe en tiret est le taux de réception des trames, la ligne ininterrompue représente le taux de succès en absence de collision.



**FIGURE 4:** PDR visé 60%, densité 4 nœuds/km<sup>2</sup>, deux GW

En effet, si tous les nœuds ne pouvaient être couverts qu'avec SF12 ou équivalent, l'utilisation de SF7x32, SF8x16, SF9x8, SF10x4, SF11x2 et SF12 conduit à une augmentation de la capacité d'environ 500% (exactement 500% sans la surcharge due à l'entête d'alignement).

Bien sûr, dans la réalité, le gain est plus modéré. Une manière de l'estimer est de considérer un modèle mathématique du canal et de l'accès, avec capture physique lors des collisions [HCD23]. Par exemple, pour 4 nœuds/km<sup>2</sup> et un PDR (taux de réception) visé de 60% (qui permet de recevoir 90% des données de la couche application avec simplement 3 répétitions de chaque paquet), LoRa permet de couvrir 505 nœuds, avec une portée de 6,3 km; avec SFIxM, la passerelle collecte pour 642 nœuds (+27%) à une portée de 7,1 km sans compter la zone SF12 (voir figure 3(a)). Les paramètres utilisés pour SFIxM sont ici : SF7x4, SF8x4, SF9x4, SF10x4, SF11x2, SF12. Dans tous les cas, ici, la zone SF12 est supposée de portée infinie, et donc saturée, de sorte que le PDR dans cette zone est nul. Les frontières entre les différents SF sont construits par dichotomie en s'éloignant du centre, et le choix des valeurs de  $M$  est ad hoc.

Avec deux passerelles (GW) placées à peu de distance l'une de l'autre, la diversité en réception permet de se donner deux chances de recevoir chaque trame, du fait du re-tirage du gain de canal multi-trajets. Pour tout réseau en limite de capacité, et surtout avec un canal multi-trajets, les bénéfices tirés du fait de disposer de cette forme élémentaire de diversité sont bien connus (concrètement, elle explique la différence entre la figure 3(a) et la figure 4(a)). Dans un LPWAN, cette diversité permet de recevoir du trafic de nœuds éloignés ou, en cas de collision, de recevoir chacune des trames du fait de conditions différentes de capture physique sur chaque antenne ‡. Les résultats apparaissent en figure 4 : le gain est de 37% de nœuds couverts de plus avec SFIxM. Ici, les paramètres utilisés sont SF7x8, SF8x8, SF9x8, SF10x4, SF11x2, SF12. La capacité est

‡. Ce qui est beaucoup plus simple que de s'ingénier à faire de l'effacement successif d'interférence, mais ça n'est pas le sujet.

§. Ajouter une GW est donc nettement plus efficace que d'ajouter SFIxM, mais cela demande d'ajouter du matériel; l'idéal étant bien sûr de faire les deux.

plus que doublée entre LoRa avec une seule GW et  $SFIxM$  avec diversité. On peut noter qu'avec  $SFIxM$ , l'équilibre entre les pertes dues aux collisions ou à l'atténuation est approximativement au même niveau dans l'ensemble de la cellule. La charge (représentée par le trait pointillé fin) est beaucoup plus homogène que pour LoRa, pour lequel les zones proches de la GW sont très peu chargées par rapport à la périphérie.

### 3.1 Cohabitation de LoRa avec $SFIxM$

Du point de vue d'un récepteur LoRa, les modulations  $SFIxM$  sont analogues à des transmissions LoRa au SF  $I$ . Par conséquent, la quasi-orthogonalité entre les différents débits est conservée à condition de n'utiliser qu'une fois des CHIRPs de même pente fréquentielle aux abords de la GW.

En pratique, une passerelle donnée peut recevoir indifféremment du trafic LoRa et  $SFIxM$  : le préambule est similaire, bien que plus étendu pour  $SFIxM$ . Il est envisageable de distinguer une modulation de l'autre par l'utilisation de mots de synchronisation différents. Ainsi, les 2 modulation peuvent cohabiter, même si cela n'est pas forcément souhaitable du point de vue de l'allocation de ressources.

Pour utiliser  $SFIxM$ , le matériel de la passerelle n'a pas besoin d'être modifié, il n'y a aucune exigence de fonctionnalité nouvelle. Par contre, l'ADR doit gérer le paramètre  $M$  supplémentaire, et ce sujet reste ouvert.

## 4 Conclusion

$SFIxM$  est une extension relativement directe des modulations LoRa, qui permet de répartir les ressources radio, ici au sens de codes quasi-orthogonaux, avec plus de flexibilité. Dans les cas où les nœuds sont éloignés et les modulation usuelles sont de peu d'intérêt,  $SFIxM$  peut se révéler très utile. Dans des réseaux plus denses, d'autres dimensions restent à explorer comme par exemple utiliser des SF plus petits (au besoin avec  $SFIxM$ ). Enfin, une des perspectives de ce travail est d'imaginer des algorithmes d'ADR pour ajuster les frontières de SF, mais aussi déterminer quelles valeurs de  $M$  utiliser.

## Références

- [ABSC22] Ali Waqar AZIM, Ahmad BAZZI, Raed SHUBAIR, et Marwa CHAFII. Dual-mode chirp spread spectrum modulation. *IEEE Wireless Communications Letters*, 11(9) :1995–1999, 2022.
- [BCF19] Roberto BOMFIN, Marwa CHAFII, et Gerhard FETTWEIS. A novel modulation for IoT : PSK-LoRa. Dans *2019 IEEE 89th Vehicular Technology Conference (VTC2019-Spring)*, pages 1–5, 2019.
- [ER19] Tallal ELSHABRAWY et Joerg ROBERT. Interleaved chirp spreading LoRa-based modulation. *IEEE Internet of Things Journal*, 6(2) :3855–3863, 2019.
- [HCD23] Martin HEUSSE, Christelle CAILLOUET, et Andrzej DUDA. Performance of unslotted aloha with capture and multiple collisions in lorawan. *IEEE Internet of Things Journal*, 10(20) :17824–17838, 2023.
- [VC19] Lorenzo VANGELISTA et Alessandro CATTAPAN. A new lora-compatible modulation improving the LoRaWAN network level performance. Dans *2019 IEEE Latin-American Conference on Communications (LATINCOM)*, pages 1–6, 2019.