

## LoRa 信号における分数拡散率の検討および復調方法の提案

齊藤 稜弥<sup>†</sup> 安達 宏一<sup>†</sup> 藤井 威生<sup>†</sup> 熊田 遼汰<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 電気通信大学 先端ワイヤレス・コミュニケーション研究センター  
〒182-8585 東京都調布市調布ヶ丘 1-5-1  
E-mail: †{r.saito, adachi, fujii, kumada}@awcc.uec.ac.jp

**あらまし** 近年, IoT の発展に伴い, 長距離かつ省電力で通信可能な LPWAN の規格である LoRaWAN が注目されている. LoRaWAN の物理層で使われている LoRa 変調は雑音耐性が高い代わりにデータレートが低いという課題がある. 本研究では, 整数として定義されている LoRa 変調パラメータである拡散率に対して, 非整数値の拡散率 (FSF) を利用する FSF-LoRa を提案する. FSF-LoRa では, フラクショナル係数と呼ばれる新たなパラメータを導入し元の LoRa 信号のチップ長を変化させることで FSF を等価的に実現する. また, 従来の LoRa 復調をそのまま FSF-LoRa に適用した場合には, 自己干渉成分の影響により特性が劣化するため, FSF-LoRa の信号構造を考慮した復調処理法も併せて提案する. 他 SF 間干渉を考慮した計算機シミュレーションにより, 提案する FSF-LoRa が従来の LoRa と比較してシステムスループットを約 14% 向上できることを示す.

**キーワード** LPWAN, LoRaWAN, LoRa, IoT

## Fractional Spreading Factor for LoRa Signals and Its Demodulation Algorithm

Ryoya SAITO<sup>†</sup>, Koichi ADACHI<sup>†</sup>, Takeo FUJII<sup>†</sup>, and Ryota KUMADA<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Advanced Wireless & Communication Research Center, The University of Electro-Communications  
1-5-1 Chofugaoka, Chofu, Tokyo, 182-8585 Japan  
E-mail: †{r.saito, adachi, fujii, kumada}@awcc.uec.ac.jp

**Abstract** Recently, long-range wide area network (LoRaWAN), a low power wide area network (LPWAN) technology that facilitates long-range and low-power communication, has been attracting attention with the development of the Internet-of-things (IoT). This paper introduces a concept of non-integer spreading factor (FSF) to LoRa modulation for system throughput improvement. In the proposed FSF-LoRa, a fractional coefficient is introduced for changing the chip length of the LoRa signal, which realizes equivalent FSF. To mitigate the self-interference of the FSF-LoRa signal, this paper also proposes a demodulation algorithm that takes into account the structure of FSF-LoRa signal. The computer simulation results elucidate that the proposed FSF-LoRa can improve the system throughput by 14% compared to the original LoRa under an inter-spreading factor interference environment.

**Key words** LPWAN, LoRaWAN, LoRa, IoT

### 1. はじめに

近年, モノのインターネット (IoT: Internet-of-Things) の発展, 普及に伴い省電力かつ長距離での通信が可能なネットワーク規格として LPWAN (Low Power Wide Area Network) が注目されており [1], 主に環境モニタリングやスマートシティを実現するネットワークに使用されるようになってきている. LPWAN の主な規格として, 免許不要の周波数帯を用いる LoRaWAN (Long Range Wide Area Network) [2] や SigFox [3], 免許必須の周波数帯を用いる NB-IoT (Narrow Band-IoT) [4] などが挙げられる. この中でも, Semtech と LoRa Alliance が普及

を推し進めている LoRaWAN が技術的, 商業的にも注目を集めている [2], [5]. LoRaWAN の物理層では, チャープスペクトラム拡散 (CSS: Chirp Spread Spectrum) を基にした LoRa 変調を用いている [6]. LoRaWAN の MAC 層プロトコルはオープンソースであるため, 利用者が柔軟にネットワークを構築することが可能である.

LoRaWAN 物理層の LoRa 変調は, 信号の瞬時周波数を線形的に増加させることで, チャープ信号を生成している [7]. LoRa 変調のチャープ信号は拡散率 ( $SF$ : Spreading Factor) と呼ばれる整数値のパラメータと帯域幅  $W$  [Hz] によって特徴付けられる. 通常, LoRa 変調で使用される拡散率は整数値

$SF \in \{7, 8, 9, 10, 11, 12\}$  をとる. LoRa 変調の雑音耐性とデータレートは  $SF$  の値の大小によりトレードオフの関係がある. LoRa 信号の  $SF$  を低く設定することでデータレートが向上し, 雑音耐性が低くなる.  $SF$  を高く設定することで雑音耐性が向上し, データレートは低くなる. LoRaWAN の長所として省電力, 長距離での通信が可能であることに加え, SF と周波数帯域と符号化率の組み合わせにより, アプリケーションに応じてデータレートを柔軟に変更することが可能である. その反面, LoRaWAN の短所として, データレートは低く最高でも 27kbps であることが挙げられる [8].

一般的に, LoRaWAN の MAC 層アクセス方式には ALOHA 方式が採用されているが<sup>(注1)</sup>, ランダムアクセス方式であるためパケット衝突が起りやすくシステム容量の減少につながる. そのため, 無線リソースや拡散率の割り当てなどによるシステム容量向上に関する検討が行われている [9]. 一方で, 物理層でのスループットの向上を目的とした研究には, ICS-LoRa (Interleaved-Chirp-Spreading LoRa) [10], [11] や SSK-LoRa (Slope-Shift-Keying LoRa) [8] がある. これらの LoRa 変調方式はいずれも LoRaWAN の利点をそのままにスループットの向上を可能としている. しかし, ICS-LoRa, SSK-LoRa はシンボルの多次元化によりスループットが向上しているが, 拡散率による同システム内で使用できる通信チャネル数は依然として通常の LoRa 変調と変わらない.

本稿では, LoRa 変調の物理層からのアプローチによるシステム容量の向上を目的とし, 通常の LoRa 変調では拡散率が整数値のみを使用していることに対して, 非整数の拡散率である分数拡散率 (FSF: Fractional Spreading Factor) を導入した, FSF-LoRa を提案する. FSF-LoRa では, システム全体のスループット向上を達成することができる. LoRa 変調は 1 シンボルあたり  $2^{SF}$  個のチップで構成されており, チップの巡回シフトにより  $SF$  ビットを表現している.  $SF$  にて個数が決まる整数個のチップにより LoRa 信号は構成されているため, 単純に  $SF$  の値を非整数にしての FSF の実現は困難である. 本稿の提案ではフラクショナル係数 (FC),  $0 \leq \rho < 1$  を導入し, 通常の拡散率を用いてチップ数は変更することなく, FC によるチップ長を長くすることにより等価的に非整数値の拡散率 (FSF) を実現する. 計算機シミュレーションにより, 二台の送信機がそれぞれ異なる拡散率を用いるシステムにおいて,  $SF = 7$  と  $SF = 8$  の組に比べて FSF-LoRa を適用した  $SF = 7$  と  $SF = 7, \rho = 0.25$  の組を用いたシステムはスループットが約 14% 向上することを確認した.

本稿の構成は以下のようになっている. 第 2 節では, 提案手法である等価的な FSF-LoRa について式展開を追いながら詳細に説明を行う. 第 2.1 節で FSF-LoRa の信号について述べ, 第 2.2 節では復調処理について述べる. 第 2.3 節では復調処理に使用する FSF-LoRa 信号の DFT 出力についての考察を行う. 第 3 節では FSF-LoRa の復調処理の計算機シミュレーションの結果について述べる. 第 4 節はまとめである.

## 2. 提案手法

### 2.1 FSF-LoRa

本節では提案手法の FSF (Fractional Spreading Factor) - LoRa の詳細について述べる.

LoRa 変調は CSS 変調の一種であり, LoRa 信号の瞬時周波数は時間的に線形に変化する. 通常の LoRa では前述の通り,  $SF$  は整数値のみを取る. 一方で, 提案手法の FSF-LoRa では整数値の拡散率 ( $SF$ ) を使用しつつ, フラクショナル係数 (FC)  $0 \leq \rho < 1$  を導入することでチップ長を長くすることにより等価的に非整数値の拡散率 (FSF) を実現する. FSF-LoRa の信号は周波数帯域幅  $W$  [Hz] と拡散率  $SF$  に加え, フラクショナル係数  $\rho$  により特徴付けられる. 通常 LoRa のチップ長とシンボル長をそれぞれ  $T_c = 1/W$ ,  $T_s^{(SF)} = 2^{SF} \cdot T_c = 2^{SF}/W$  とした時, フラクショナル係数  $\rho$  を用いる FSF-LoRa のチップ長とシンボル長はそれぞれ以下のように定義される

$$T_c^{(SF, \rho)} = (1 + \rho)/W = (1 + \rho) \cdot T_c \quad (1)$$

$$T_s^{(SF, \rho)} = 2^{SF} \cdot T_c^{(SF, \rho)} = (1 + \rho) \cdot 2^{SF}/W \quad (2)$$

第  $m \in \mathcal{M} = \{0, \dots, 2^{SF} - 1\}$  シンボルの FSF-LoRa の信号を  $x_m^{(SF, \rho)}(t)$  と表記すると, 基本アップチャープ信号  $x_{m=0}^{(SF, \rho)}(t)$  は式 (3) で表される.

$$x_0^{(SF, \rho)}(t) = \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} \exp \left( j2\pi \left( \frac{1}{1 + \rho} \right) \frac{W}{2 \cdot T_s^{(SF, 0)}} t^2 \right) \quad (3)$$

受信機では,  $T_c^{(\rho)}/q$  [sec] 毎に受信信号をサンプリングする. ここで,  $q$  はオーバーサンプリング係数である. この時, サンプリングされた基本アップチャープ信号は式 (4) で表される.

$$x_0^{(SF, \rho)}[k] = \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} \left( j2\pi \cdot (1 + \rho) \frac{k^2}{q^2 2^{SF+1}} \right) \quad (4)$$

オーバーサンプリングを行う理由として  $T_c^{(SF, \rho)} \geq T_c = 1/W$  となるためナイキスト基準をみださず, FSF のチップ長  $T_c^{(\rho)}$  でサンプリングを行うと折り返し雑音が生じるためである. 加えて後述の自己干渉による影響を抑えるためである.

通常の LoRa 信号と同様に第  $m$  シンボルは基本アップチャープ信号, 式 (4) の巡回シフトにより与えられるため, 次式のように表現できる.

$$x_m^{(SF, \rho)}[k] = \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} \exp \left( j2\pi \cdot (1 + \rho) \cdot \frac{((k + qm) \bmod q 2^{SF})^2}{q^2 2^{SF+1}} \right) \quad (5)$$

と表現できる. 式 (5) において  $\rho = 0.0$ ,  $q = 1$  の時, 通常の LoRa 信号となることがわかる. 以後, 断りのない限り  $x_m^{(SF, \rho)}[k]$  を  $x_m[k]$  と表すことにする.

### 2.2 FSF-LoRa の復調処理

この節では式 (5) で与えられる受信信号の復調処理について提

(注1): 送信前のキャリアセンスが必須な地域も存在する.

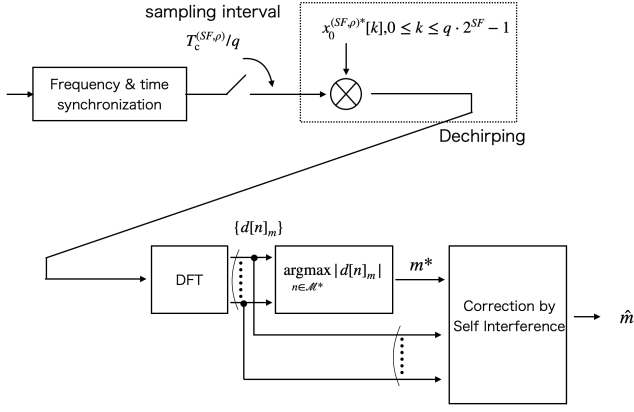


図1 FSF-LoRa の復調機

案を行う。復調処理の概要図は図1である。

ここでの議論では完璧な周波数同期と時間同期を仮定し、簡単のため、一般性を失うことなく雑音がない状態での復調処理を考える。式(5)のようにサンプリングされた信号を逆拡散(Dechirping)する。逆拡散は式(4)で表される基本アップチャープの複素共役を受信信号に掛ける処理である。逆拡散後の信号は式(6)で表される。

$$x_m[k]x_0^*[k] = \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} \exp\left(j2\pi \cdot (1 + \rho) \cdot \frac{((k + qm) \bmod q2^{SF})^2}{q^2 2^{SF+1}}\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} \exp\left(-j2\pi \cdot (1 + \rho) \cdot \frac{k^2}{q^2 2^{SF+1}}\right) \quad (6)$$

式(6)について mod に起因した場合分けを行う。

$$(1) \quad 0 \leq k < q \cdot (2^{SF} - m)$$

$$x_m[k]x_0^*[k] = \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} \left( j2\pi(1 + \rho) \frac{(k + qm)^2}{q^2 2^{SF+1}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} \left( -j2\pi(1 + \rho) \frac{k^2}{q^2 2^{SF+1}} \right) \\ = \frac{1}{2^{SF}} \exp\left(j2\pi(1 + \rho) \frac{2kqm + q^2 m^2}{q^2 2^{SF+1}}\right) \quad (7)$$

$$(2) \quad q \cdot (2^{SF} - m) \leq k < q \cdot 2^{SF}$$

$$x_m[k]x_0^*[k] = \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} \left( j2\pi(1 + \rho) \frac{(k + m - q2^{SF})^2}{q^2 2^{SF+1}} \right) \cdot \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} \left( -j2\pi(1 + \rho) \frac{k^2}{q^2 2^{SF+1}} \right) \\ = \frac{1}{2^{SF}} \exp\left(j2\pi(1 + \rho) \frac{2kmq + q^2 m^2}{q^2 2^{SF+1}}\right) \\ \times \exp(j2\pi(1 + \rho)(1 - k/q - m)) \quad (8)$$

次に、逆拡散後の信号に対して離散フーリエ変換(DFT: Discrete Fourier Transform)を行う。

$$d[n]_m = \sum_{k=0}^{q2^{SF}-1} \underbrace{x_m[k]x_0^*[k]}_{\text{dechirped signal}} \cdot \exp\left(-j2\pi(1 + \rho) \frac{n}{q2^{SF}} k\right)$$

$$= \frac{1}{2^{SF}} \sum_{k=0}^{q(2^{SF}-m)-1} \exp\left(j2\pi(1 + \rho) \frac{2kqm + q^2 m^2}{q^2 2^{SF+1}}\right) \\ \cdot \exp\left(-j2\pi(1 + \rho) \frac{2qn}{q^2 2^{SF+1}} k\right) + \frac{1}{2^{SF}} \\ \cdot \sum_{k=q(2^{SF}-m)}^{q2^{SF}-1} \exp\left(j2\pi(1 + \rho) \frac{2kqm + q^2 m^2}{q^2 2^{SF+1}}\right) \\ \cdot \exp\left(j2\pi(1 + \rho) \left(2^{SF-1} - \frac{k}{q} - m\right)\right) \\ \cdot \exp\left(-j2\pi(1 + \rho) \frac{2qn}{q^2 2^{SF+1}} k\right) \\ = \frac{1}{2^{SF}} \sum_{k=0}^{q(2^{SF}-m)-1} \exp\left(j2\pi \cdot (1 + \rho) \cdot \frac{2kq(m-n) + q^2 m^2}{q^2 2^{SF+1}}\right) \\ + \frac{1}{2^{SF}} \sum_{k=q(2^{SF}-m)}^{q2^{SF}-1} \exp\left(j2\pi \cdot (1 + \rho) \cdot \frac{2kq(m-n) + q^2 m^2}{q^2 2^{SF+1}}\right) \cdot \left( \exp\left(j2\pi(1 + \rho) \cdot (2^{SF-1} - k/q - m)\right) - 1 \right) \quad (9)$$

$$= d_{\text{Desired}}[n]_m + d_{\text{SelfIn}}[n]_m \quad (10)$$

ここで、 $d_{\text{Desired}}[n]_m$  は所望信号項、 $d_{\text{SelfIn}}[n]_m$  は自己干渉項を表す。 $\mathcal{M}^* = \{0, \dots, q \cdot 2^{SF} - 1\}$  とシンボルの集合を定義し、送信信号を  $m^* = \text{argmax}_{n \in \mathcal{M}^*} |d[n]_m|$  と判定する。

次に2.3節で述べる自己干渉の周波数インデックス(自己干渉インデックス)による補正を行う。自己干渉インデックスは式(14), (15), (16)で表される  $n_{\text{si},1}, n_{\text{si},2}, n_{\text{si},3}$  である。送信シンボルを  $m$  とし、受信信号の集合を  $\mathcal{D} := \{d[n]_m \in \mathcal{D} \mid n = 0 \dots q \cdot 2^{SF} - 1\}$  とする。Algorithm1によって送信シンボルの推定を行うことができる。Algorithm1は図1の復調器における Correction by Self Interference に該当する。

### 2.3 FSF-LoRa の自己干渉について

式(10)で与えられた自己干渉成分  $d_{\text{SelfIn}}[n]_m$  を式変形することで、以下を得る。

$$d_{\text{SelfIn}}[n]_m = \exp\left(j2\pi \cdot (1 + \rho) \cdot \frac{m^2}{2^{SF+1}}\right) \cdot \sum_{k=2^{SF}-m}^{2^{SF}-1} \left\{ \exp\left(j2\pi \cdot (1 + \rho) \cdot \frac{(m-n)k}{2^{SF}}\right) \cdot (\exp(j2\pi(1 + \rho)(1 - k/q - m)) - 1) \right\} \\ = \frac{\exp\left((q(2^{SF} - m) - 1)\varphi\right) - \exp\left((q2^{SF} - 1)\varphi\right)}{1 - \exp(\varphi)} \\ - \frac{\exp\left((q(2^{SF} - m) - 1)\phi\right) - \exp\left((q2^{SF} - 1)\phi\right)}{1 - \exp(\phi)} \quad (11)$$

ここで、 $\theta := 2\pi(1 + \rho)$ 、 $\varphi := \theta(m - n - 2^{SF}) / (q \cdot 2^{SF})$ 、 $\phi := \theta(m - n) / (q \cdot 2^{SF})$  としている。式(11)のそれぞれの

**Algorithm 1** 自己干渉インデックスによる補正 ( $\rho = 0.25$ ,  $q = 2$ )

```

1: function CORRECTION-BY-SELFIN
   ( $\mathcal{D}_m = \{d[1]_m, \dots, d[q \cdot 2^{SF}]_m\}$ )
2:    $m^* \leftarrow \operatorname{argmax}_{n \in \mathcal{M}^*} \left\{ |d[n]_m| \right\}$ 
3:    $\hat{m}_{\text{temp1}} \leftarrow m^* + \Delta n_{\text{si}, 2}$ 
4:    $\hat{m}_{\text{temp2}} \leftarrow m^* - \Delta n_{\text{si}, 2}$ 
5:    $\hat{m}_{\text{temp3}} \leftarrow m^* - \Delta n_{\text{si}, 3}$ 
6:   if  $0 \leq m^* < 2^{SF} - \Delta n_{\text{si}, 2}$  then
7:      $\hat{m} \leftarrow m^*$ 
8:   else if  $2^{SF} - \Delta n_{\text{si}, 2} \leq m^* < 2^{SF}$  and  $|d[\hat{m}_{\text{temp1}}]_m| <$ 
    $|d[\hat{m}_{\text{temp2}}]_m|$  then
9:      $\hat{m} \leftarrow m^* - \Delta n_{\text{si}, 2} + \operatorname{argmax}_{k \in \{\pm 1, 0\}} \{d[m^* + k]_m$ 
    $+ d[m^* - \Delta n_{\text{si}, 2} + k]_m\}$ 
10:     $+ d[m^* - \Delta n_{\text{si}, 2} + k]_m\}$ 
11:   else if  $2^{SF} \leq m^* < \Delta n_{\text{si}, 3}$  then
12:      $\hat{m} \leftarrow m^* - \Delta n_{\text{si}, 2} + \operatorname{argmax}_{k \in \{\pm 1, 0\}} \{d[m^* + k]_m$ 
    $+ d[m^* - \Delta n_{\text{si}, 2} + k]_m\}$ 
13:     $+ d[m^* - \Delta n_{\text{si}, 2} + k]_m\}$ 
14:   else if  $\Delta n_{\text{si}, 3} \leq m^* < q \cdot 2^{SF}$  and  $|d[\hat{m}_{\text{temp2}}]_m| >$ 
    $|d[\hat{m}_{\text{temp3}}]_m|$  then
15:      $\hat{m} \leftarrow m^* - \Delta n_{\text{si}, 2} + \operatorname{argmax}_{k \in \{\pm 1, 0\}} \{d[m^* + k]_m$ 
    $+ d[m^* - \Delta n_{\text{si}, 2} + k]_m\}$ 
16:   else
17:      $\hat{m} \leftarrow m^* - \Delta n_{\text{si}, 3}$ 
18:   end if
19:   return  $\hat{m}$ 
20: end function

```

項の分母が 0 に近づく時 (もっとも小さくなる時) に大きな自己干渉が生じる。

$$n_{\text{si},2} = \operatorname{argmin}_{n \in \mathcal{M}^*} \left( 1 - \exp(j\varphi) \right) \quad (12)$$

$$n_{\text{si},3} = \operatorname{argmin}_{n \in \mathcal{M}^*} \left( 1 - \exp(j\phi) \right) \quad (13)$$

従って、以下の周波数インデックスにおいて、大きな振幅を持つ信号が検出される (うち一つは所望信号成分である)

$$n_{\text{si},1} := m \quad (14)$$

$$n_{\text{si},2} := m + \left[ -2^{SF} + \frac{q \cdot 2^{SF}}{(1+\rho)} + \frac{1}{2} \right] \quad (15)$$

$$n_{\text{si},3} := m + \left[ \frac{q \cdot 2^{SF}}{(1+\rho)} + \frac{1}{2} \right] \quad (16)$$

ここで、 $[\cdot]$  は床関数である。また、それぞれのシンボル  $m$  からの相対的なインデックス距離を次のように定義しておく。

$$\Delta n_{\text{si},2} := |m - n_{\text{si},2}| = \left[ \frac{q \cdot 2^{SF}}{(1+\rho)} - 2^{SF} + \frac{1}{2} \right] \quad (17)$$

$$\Delta n_{\text{si},3} := |m - n_{\text{si},3}| = \left[ \frac{q \cdot 2^{SF}}{(1+\rho)} + \frac{1}{2} \right] \quad (18)$$

ここで、式 (14), (15), (16) で導出した自己干渉を生じさせる

表 1 自己干渉成分に関するシミュレーション諸元

パラメータ	値
拡散率 ( $SF$ )	7
フラクショナル係数 ( $\rho$ )	0.25
オーバーサンプリング係数 ( $q$ )	2
シンボル ( $m$ )	$m \in \mathcal{M} = \{0, \dots, 2^{SF} - 1\}$

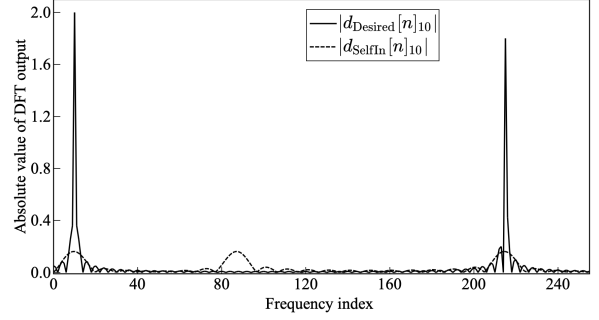


図 2  $m = 10$ : 所望信号項と干渉信号項の DFT 出力,  $|d_{\text{Desired}}[n]_{10}|$ ,  $|d_{\text{SelfIn}}[n]_{10}|$

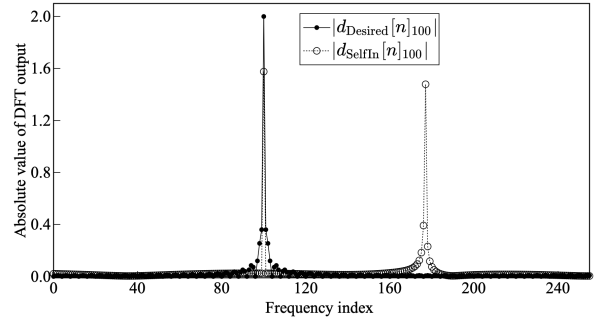


図 3  $m = 100$ : 所望信号項と干渉信号項の DFT 出力,  $|d_{\text{Desired}}[n]_{100}|$ ,  $|d_{\text{SelfIn}}[n]_{100}|$

周波数インデックス  $n_{\text{si},i}$ ,  $i \in \{1, 2, 3\}$  が正しいかどうかの確認を行うために、表 1 に示すパラメータを用いて  $|d[n]_m|$  の値を計算機シミュレーションにより取得した。

図 2 より、 $m$  が小さい場合には  $n_{\text{si},1}$  は所望信号に大きな影響を及ぼしていないことが分かる。また、図 2 の周波数インデックスが 215 の時に出力が強く立っていることから、 $n_{\text{si},3}$  は所望周波数インデックスの折り返し雑音と、干渉信号を表していることがわかる。

図 3 の DFT 出力から所望信号が  $n_{\text{si},1}$  の影響により小さく出力されていることわかる。ここで、 $d_{\text{SI/D},m} := \frac{d_{\text{SelfIn}}[m]_m}{d_{\text{Desired}}[m]_m}$ ,  $d_{\text{A/D},m} := \frac{d[m]_m}{d_{\text{Desired}}[m]_m}$  と置き、所望信号のインデックスであるシンボル  $m$  の周波数インデックスでの DFT 出力の特性を見たグラフが図 4 である。図 4 では  $m$  の値が増加するに従って  $n = m$  の DFT 出力が小さくなっている。 $d_{\text{SI/D},m}$  が送信シンボル  $m$  に対してほぼ線形的に増加、 $d_{\text{A/D},m}$  は送信シンボル  $m$  に対してほぼ線形的に減少している。 $d_{\text{A/D},m}$  のグラフから所望信号である  $m$  の周波数インデックスの DFT

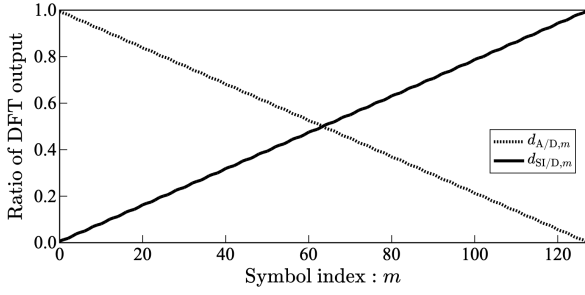


図 4 送信シンボル  $m$  を変化させた時の DFT 出力の比

表 2 シミュレーション諸元

パラメータ	値
周波数帯域 ( $W$ )	125 [kHz]
拡散率 ( $SF$ )	7
フラクショナル係数 ( $\rho$ )	{0, 0.25}
オーバーサンプリング係数 ( $q$ )	{1, 2}
信号電力対雑音電力比 (SNR)	{-20.0, ..., 0.0} [dB]

出力が小さくなっており、通常の LoRa 信号の復調と同様に単純な DFT 出力の  $\text{argmax}$  の推定ではシンボルの値が大きい場合、誤り率が非常に高くなる。このことから自己干渉インデックスによる補正を行う必要性がある。

次に各自己干渉インデックスの考察を行う。オーバーサンプリングを行なった際の DFT 出力である周波数インデックスは  $n \in \mathcal{M}^* = \{0, \dots, q \cdot 2^{SF} - 1\}$  の範囲であり、送信シンボルは  $m \in \mathcal{M} = \{0, \dots, 2^{SF} - 1\}$  の範囲しか取り得ない。よって、これらの範囲から各自己干渉が生じる範囲は、式 (17), (18) を用いて、次式のように導ける。

$$\Delta n_{\text{si},2} \leq n_{\text{si},2} \leq \Delta n_{\text{si},3} \quad (19)$$

$$\Delta n_{\text{si},3} \leq n_{\text{si},3} \leq q \cdot 2^{SF} \quad (20)$$

また、 $q$  と  $\rho$  の取る値によって、 $n_{\text{si},3}$  が出現しない送信シンボルが存在する。自己干渉インデックス  $n_{\text{si},3}$  が出てくる送信シンボル  $m$  の範囲は

$$0 \leq m \leq q \cdot 2^{SF} \cdot \frac{\rho}{1+\rho} \quad (21)$$

となる。ここで、 $0 \leq \frac{\rho}{1+\rho} < \frac{1}{2}$  となり、 $\frac{\rho}{1+\rho}$  は  $\rho$  が取りうる範囲で単調増加であるため、 $q$  と  $\rho$  が小さい場合、 $n_{\text{si},3}$  の自己干渉インデックスが出てこない送信シンボルが存在する。例を挙げると  $q = 2$ ,  $\rho = 0.25$  の場合、 $q \cdot \frac{\rho}{1+\rho} = 0.4$  となり、約 6 割の送信シンボルではこの自己干渉が生じないことが分かる。

### 3. FSFLoRa 信号の復調シミュレーション

#### 3.1 システムモデルおよびシミュレーション諸元

1 台ないし 2 台の LoRa 端末 (送信機) が単一のゲートウェイ (GW) へ信号を送信する上りリンク通信を想定する。図 5 のように GW に加えてシミュレーション 1 は送信機 1 台、シミュレーション 2 は送信機 2 台からなる環境とする。

シミュレーション 2 では、信号対干渉比 (SIR: Signal-to-Interference Ratio) が 0 [dB] となる環境でシンボル誤り率

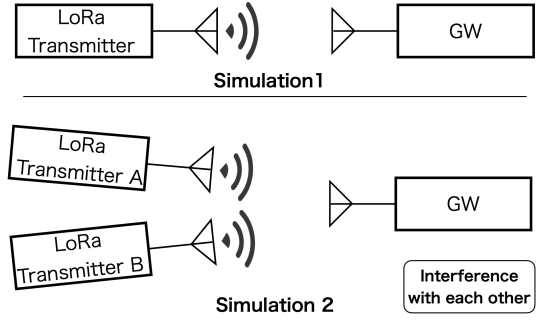


図 5 シミュレーション 1, 2

表 3 シミュレーション 1, 2 において用いるパラメータの組

	拡散率: $SF$	FC: $\rho$
シミュレーション 1	7	0.0, 0.25
	拡散率: $SF$ , (A, B)	FC: $\rho$ , (A, B)
シミュレーション 2.1	(7, 7)	(0.0, 0.25)
シミュレーション 2.2	(7, 8)	(0.0, 0.0)
シミュレーション 2.3	(7, 7)	(0.0, 0.0)

(SER: Symbol Error Rate) の評価を行う。この時、2 台の送信機で用いるパラメータは表 3 で与えられる。

2 台の送信機からの信号の受信タイミング差は、 $[0, T_s^{SF, \rho}]$  の範囲の一律乱数により決定した。

#### 3.2 シミュレーション結果

##### 3.2.1 シミュレーション 1

加法性白色ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) 環境下で 1 台のみの上りリンクを想定した環境における、受信信号対雑音電力比 (SNR: Signal-to-Noise Ratio) に対する SER 特性を図 6 に示す。  $SF = 7$  の時が Lower Bound として表示し、w/o correction では FSF-LoRa 信号に対してオーバーサンプリングのみを行い、自己干渉による補正を行わない時、w/ correction では提案手法により自己干渉による補正を行った時の特性である。FSF-LoRa において、提案している受信処理を行わない場合には、正しく送信シンボルの復調が行えていないことがわかる。これは、2.3 節で詳述した自己干渉成分によるものである。一方で、提案する自己干渉補正を入れた受信信号処理を用いることで、SER 特性を大幅に改善できていることが分かる。

##### 3.2.2 シミュレーション 2

図 8 に、2 台の送信機を想定したシミュレーション 2 における、送信機 A と B、それぞれの SER 特性を示す。シミュレーション 2.1 では  $SF = 7$  を用いた LoRa 信号を送信する端末 A と  $SF = 7$  and  $\rho = 0.25$  を用いた FSF-LoRa 信号を送信する端末 B を考えている。端末 A (LoRa) の信号を参照した時に端末 B (FSF-LoRa) の信号干渉による劣化はあまりみられない。一方で、端末 B (FSF-LoRa) の信号検出精度は、端末 A (LoRa) の信号による干渉の影響に起因する劣化が見られる。シミュレーション 2.1 では端末 B (FSF-LoRa) が  $SER = 10^{-3}$  を達成する際に  $-3\text{dB}$  以上の SNR を必要としていることが分かる。またシミュレーション 2.3 での  $SF = 7$

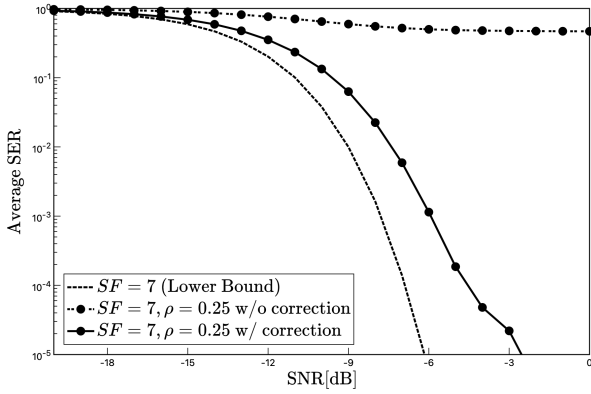


図6 シミュレーション1: SNR 対 SER

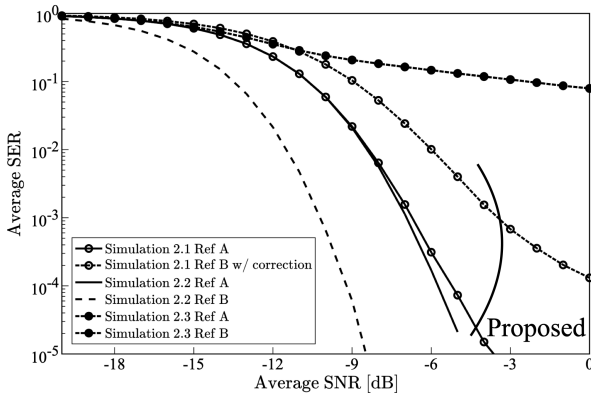


図7 シミュレーション2: SNR 対 SER

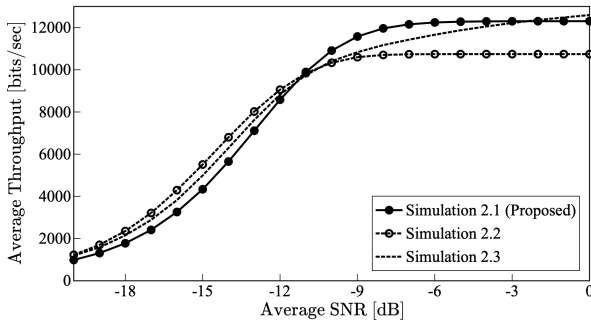


図8 シミュレーション2: スループット比較

同士の干渉を考えると SNR が SNR = 0.0 の時点で約 7.8% の SER であり非常に SER が大きいため実用的ではないことも分かる。図 7 の SNR 対 SER より算出したシミュレーション 2 の全体のスループットが図 8 である。理論上でのシミュレーション 2.2 に対するシミュレーション 2.1 のスループットは、 $\frac{7[\text{bits}]/(T_c[\text{sec}] \times 2^7) + 7[\text{bits}]/(T_c[\text{sec}] \times 2^7 \times (1+0.25))}{7[\text{bits}]/(T_c[\text{sec}] \times 2^7) + 8[\text{bits}]/(T_c[\text{sec}] \times 2^8)} \simeq 114.5\%$  となり、理論的には最大で約 14% の向上が期待でき、シミュレーション結果のスループットである図 8 の SNR = 0.0[dB] , SIR = 0.0[dB] の条件下で  $12304.6875/10742.1875 \simeq 114.5\%$  となり、理論上最大のスループットの向上がシミュレーション上で確認できた。

#### 4. まとめと今後の課題

本稿では、システム全体でのスループットの向上を目的として FSF-LoRa の検討を行った。フラクショナル係数 ( $0 \leq \rho < 1$ ) を導入することで FSF-LoRa を等価的に実現し、FSF-LoRa の復調過程での DFT 出力の考察および、自己干渉周波数インデックスを用いた復調方法の提案を行い、シミュレーション上でシステム全体でのスループットの向上が確認できた。今後の課題として、復調方法のさらなる改善とスループット向上を最大化するフラクショナル係数の検討および定量的評価を行う予定である。

**謝辞** 本研究開発は、総務省 SCOPE(受付番号 JP235004002) の委託によるものである。

#### 文 献

- [1] U. Raza, P. Kulkarni, and M. Sooriyabandara, "Low power wide area networks: An overview," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 19, no. 2, pp. 855–873, 2017.
- [2] O. Georgiou, and U. Raza, "Low power wide area network analysis: Can lora scale?" *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 6, no. 2, pp. 162–165, 2017.
- [3] Sigfox, [online]<https://www.sigfox.com/>, Accessed September 22, 2023.
- [4] Y.-P. E. Wang, X. Lin, A. Adhikary, A. Grovlen, Y. Sui, Y. Blankenship, J. Bergman, and H. S. Razaghi, "A primer on 3gpp narrowband internet of things," *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 3, pp. 117–123, 2017.
- [5] V. K. Sarker, J. P. Queralt, T. N. Gia, H. Tenhunen, and T. Westerlund, "A survey on lora for iot: Integrating edge computing," in *2019 Fourth International Conference on Fog and Mobile Edge Computing (FMEC)*, 2019, pp. 295–300.
- [6] SEMTECH, "What is lora ?" [online]<https://www.semtech.com/lora/what-is-lora>, Accessed September 20, 2023.
- [7] L. Vangelista, "Frequency shift chirp modulation: The lora modulation," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 24, no. 12, pp. 1818–1821, 2017.
- [8] A. Mondal, M. Hanif, and H. H. Nguyen, "Ssk-ics lora: A lora-based modulation scheme with constant envelope and enhanced data rate," *IEEE Communications Letters*, vol. 26, no. 5, pp. 1185–1189, 2022.
- [9] F. Cuomo, M. Campo, A. Caponi, G. Bianchi, G. Rossini, and P. Pisani, "Explora: Extending the performance of lora by suitable spreading factor allocations," in *2017 IEEE 13th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, 2017, pp. 1–8.
- [10] T. Elshabrawy, and J. Robert, "Interleaved chirp spreading lora-based modulation," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 6, no. 2, pp. 3855–3863, 2019.
- [11] P. Edward, S. Elzeiny, M. Ashour, and T. Elshabrawy, "On the coexistence of lora- and interleaved chirp spreading lora-based modulations," in *2019 International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, 2019, pp. 1–6.