

完全相補系列を用いた IoT 通信方式

韓 承鎬

March 18, 2023

1 課題

IoT 通信では、より多くのデバイスをネットワークに接続させるために、通信速度よりも同時接続可能な台数が多いのが望ましい。また、大量のデバイスをハッキングから守るために、安全性を求められている。

現在主流の IoT 接続方式の一つである LoRa 方式 [1] では、同時接続台数が多くなるとパケットロスが著しく増加する。例えば、[2] の図 1 で示しているように、 $N = 500$ 台の端末が同時に接続さ

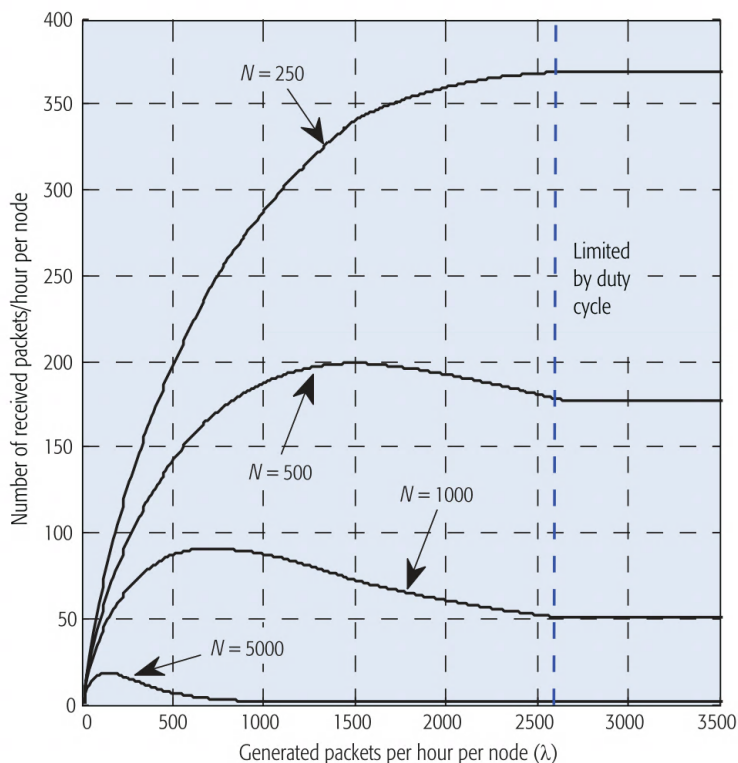


Figure 1: 接続台数

れ、それぞれ 1500 パケットを送信した場合、衝突による干渉の影響で、正しく受信されるのは 200 パケット程度である。また、同期獲得後、誰もが送信データを解読でき、物理層での安全が保証されていない。

2 完全相補系列

長さ L の系列 r と s が与えられたとき、 r の ℓ 番目の要素を $r(\ell)$ とし、 s の $[\ell + \tau]_N$ 番目の信号の複素共役を $s^*([\ell + \tau]_N)$ としたとき、系列 r と s の周期相関は

$$\phi(r, s; \tau) = \sum_{\ell=0}^{L-1} r(\ell) s^*([\ell + \tau]_N) \quad (1)$$

で定義され、 r と s が同じであるとき、(1) を r もしくは s の自己相関関数、 r と s が異なるときには、(1) を r と s の相互相関関数と呼ぶ。ただし、 $[\ell + \tau]_N$ は、 $\ell + \tau$ を N で割った余りを表す。

通信において、相関関数は整合フィルターによる逆拡散処理を表し、送信する変調信号 x を系列 s によって拡散した場合、雑音 ξ が加算された受信信号

$$r = xs + \xi \quad (2)$$

と、拡散系列 s の相関 (逆拡散) $\phi(r, s; \tau)$ において、 $\tau = 0$ のときの信号対雑音比 (SNR: Signal to Noise Ratio) が最大となる。

反射による遅延の干渉を防ぐために、相関関数は $\tau = 0$ 以外では 0 となるのが望ましく、他の端末宛に送った信号からの干渉を防ぐためには、希望信号 s 以外の系列で拡散された信号との相互相関関数は $\tau = 0$ で 0 となるのが理想的である。つまり、 M 個の系列を含む系列組 $\mathbb{S} = \{s^0, s^1, \dots, s^{M-1}\}$ において

$$\phi(s^m, s^{m'}; \tau) = E_{s^m} \delta(m - m') \delta(\tau) \quad (3)$$

が成り立つときが理想的である。ただし、(3) において $E_{s^m} = \sum_{\ell=0}^{L-1} |s^{(m)}(\ell)|^2$ は信号 s^m のエネルギー

$$\delta(\tau) = \begin{cases} 1 & \tau = 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

である。しかし、このような性質を満たす系列組は存在しない。それで、完全相補系列系では、相関の代わりに相関の和を利用して、理想的な信号を実現している。

2.1 周期完全相補系列系

N 個の系列から構成される系列組 \mathbb{C}^m , $0 \leq m < M$ を以下の式 (4) の行列で表す。

$$\mathbb{C} = \begin{bmatrix} \mathbb{C}^0 \\ \mathbb{C}^1 \\ \vdots \\ \mathbb{C}^{M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_0^0 & c_1^0 & \cdots & c_{N-1}^0 \\ c_0^1 & c_1^1 & \cdots & c_{N-1}^1 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ c_0^{M-1} & c_1^{M-1} & \cdots & c_{N-1}^{M-1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

ただし、 c_n^m , $0 \leq n < N$ は、それぞれ長さ L の系列で、 ℓ 番目の要素を $c_n^{(m)}(\ell)$, $0 \leq \ell < L$ で表す。

系列系 \mathbb{C} において、それぞれの系列組に含まれている系列の周期自己相関の和が 0 シフト以外ですべて 0 になり、異なる組の周期相互相関の和が全てのシフトで 0 のなるとき、つまり

$$\sum_{n=0}^{N-1} \phi(c^n, c^{m'}; \tau) = \begin{cases} E_{\mathbb{C}^m} & m' = m \text{ and } \tau = 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} = E_{\mathbb{C}^m} \delta(m - m') \delta(\tau) \quad (5)$$

周期完全相補系列系 (PCCC: Periodic Complete Complementary Code) と呼ぶが、 $E_{\mathbb{C}^m} = \sum_{n=0}^{N-1} E_{c_n^m}$ は系列組 \mathbb{C}^m に含まれている系列のエネルギーの和である。

関連系列として、周期完全相補系列系 (PCCC) は、(非周期) 完全相補系列系 (CCC) [3] を含み、(非周期) 完全相補系列系はまた接続可能な完全相補系列 (CCCC: Concatenative CCC) [4] を含む。CCCC は PCCC のすべての性質を満たしている上に、PCCC に比べて伝送効率がより高く、高速変換による実装が可能であるが、今回の発明の方式は、PCCC を用いることで一般化できるが、例では接続可能な完全相補系列系を用いる。

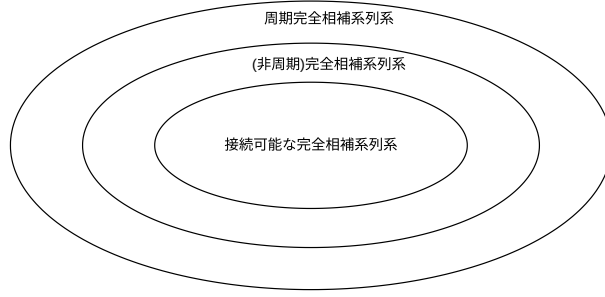


Figure 2: 関連系列系

2.2 例

N 次 FT 行列を次のように表す。

$$\mathbf{F}_N = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_0 \\ \mathbf{f}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{f}_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_N^0 & W_N^0 & \cdots & W_N^0 \\ W_N^0 & W_N^1 & \cdots & W_N^{N-1} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ W_N^0 & W_N^{N-1} & \cdots & W_N^1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

ここで、 \mathbf{f}_m は DFT 行列の m 番目の行ベクトルを表し、 $j = \sqrt{-1}$ とした場合

$$W_N = \exp\left(-\frac{j2\pi}{N}\right) \quad (7)$$

であり、 n 行 m 列要素は W_N^{mn} で表せる。すると、 \mathbb{C}_m の n 番目の要素を $c_n^m = f_{[mn]_N}$ として生成される系列系

$$\mathcal{F} = \begin{bmatrix} \mathbb{F}_0 \\ \mathbb{F}_1 \\ \vdots \\ \mathbb{F}_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_0 & \mathbf{f}_1 & \cdots & \mathbf{f}_{N-1} \\ \mathbf{f}_1 & \mathbf{f}_2 & \cdots & \mathbf{f}_0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \mathbf{f}_{N-1} & \mathbf{f}_0 & \cdots & \mathbf{f}_{N-2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

は

$$\sum_{n=0}^{N-1} \phi(\mathbf{f}_n, \mathbf{f}_{[n+m]_N}; \tau) = N^2 \delta(m) \delta(\tau) \quad (9)$$

を満たす。

また、長さ K の 2 進数ビット列 b_K を送信するときに、送信するビット列を整数 d に変換して送信すると仮定し、整数 d の送受信方法について述べる。

3 LoRa 通信方式

比較対象として、現行主流の IoT 通信方式の一つである LoRa について述べる。

3.1 変調方式

LoRa 通信方式で使用する帯域幅を B 、一のシンボルを送信するときに使用するチップ数を $L = 2^{\text{SF}}$ とする。ここで、SF は、拡散係数 (spreading factor) と呼ばれ、 $\text{SF} \in \{7, \dots, 12\}$ の値を取る。離散

ベースバンド等価を考慮した場合、帯域幅 B は N 個の周波数に分割され、 d を送信するときの信号は

$$s_\ell(d) = W_L^{-\frac{\ell^2}{2} - (d - \frac{L}{2})\ell}, \quad 0 \leq \ell < L \quad (10)$$

で表されるが、 $d = 0$ の場合の信号を参考信号とする。参考信号は、8 回繰り返してプリアンプルを構成し、同期獲得などに使用される他、復調にも用いられる。

Fig.3 は SF=8 の場合の参考信号（黒）と送信信号の例を表す。

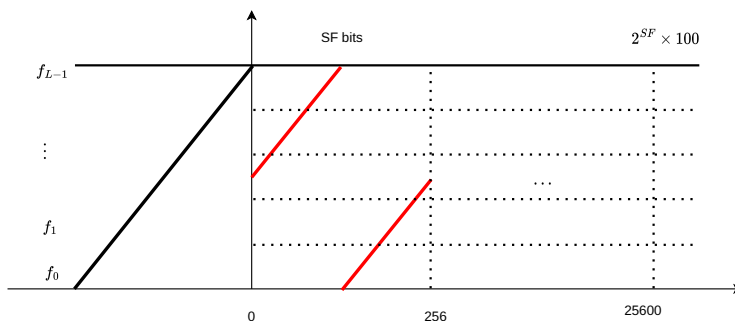


Figure 3: LoRa 通信方式の信号

3.2 復調方式

受信信号を r とした場合、LoRa 方式では受信信号 r と参考信号 s との周期相関

$$y(\tau) = \phi(r, s; \tau) \quad (11)$$

を計算する。

その後、出力の絶対値 $|y(\tau)|$ が最大となる $0 \leq \tau < N$ を選択し、送信されたデータと判定する。

$$\hat{d} = \arg \max_{0 \leq \tau < N} \{|y(\tau)|\} \quad (12)$$

4 遅延型完全相補系列を用いた通信方式

提案する通信方式を Delayed Complete Complementary Code Division Multiple Access (DCC-CDMA) 方式と記し、図 4 で示したような複数の端末が基地局/アクセスポイントと通信するネットワークを仮定する。

各端末は図 5 で示したように、ネットワークに接続する前に、まず基地局に加入リクエストを出す。基地局は応答として、拡散系列組として (4) の一つの系列組 C^m と、系列組に含まれる系列で拡散された信号を送信する際に、プリアンプル送信終了から各々の系列で拡散された信号を送信するまでの遅延を表す遅延組 \mathbb{T} を割り当てる。

遅延組を生成するために、予め決めた時間において送信可能な最大チップ数を T とした場合、送信するタイミングを表す 0 から $T - L - 1$ までの整数を N 個生成し、 $\mathbb{T} = \{t_0, t_1, \dots, t_{N-1}\}$ とするが、同じデータを送信する信号が重ならないように $|t_n - t_{n'}| \geq L$, $n \neq n'$ とする。なお、加入リクエストの際に、端末が公開鍵を基地局に送信すれば、 \mathbb{T} を送受信する際の安全性が保たれ、 T が長い場合、生成された \mathbb{T} は推測しにくく、傍聴者からの盗聴を防ぐことができる。また、拡散系列組と遅延組は一定期間で再割当てを行ってもよい。

端末は割り当てた系列組と遅延組に基づいて、基地局とパケットによってデータの送受信を行うが、パケットは図 6 で示したように、プリアンプルとペイロード部分を含む。

図 7 はペイロードのパケット構成を示しているが、それぞれのパケットは N 個のサブパケットより構成され、それぞれの遅延を加えて送信する。

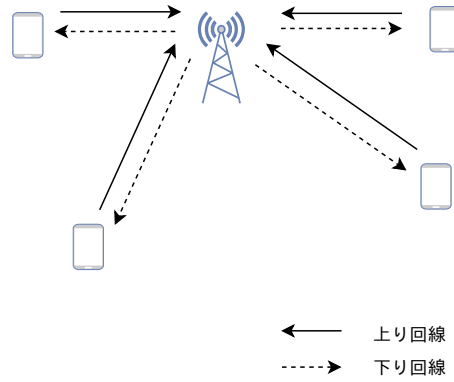


Figure 4: ネットワーク構造

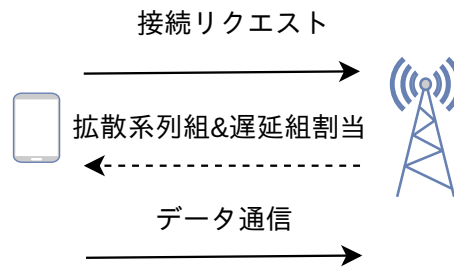


Figure 5: 通信手順

5 送信機

5.1 上り回線

図 8 は、端末装置の構成を示す。DCC-CDMA では、図 8 の巡回シフトレジスターに接続された位置とその位置で送信される変調シンボルによって情報を伝送する。

以下、系列組 \mathbb{C}^m を用いて、一つのパルスの位置から情報を送信する方法、複数のパルスの位置から情報を送信する方法、及びパルスに変調されたシンボルを載せて情報を送信する方法を説明する。

5.1.1 一つのパルスを利用する方法

一回の送信に最大 $K = \log_2^L$ ビットを伝送する場合、系列組内の各系列を左に d 個巡回シフトした信号

$$\begin{aligned} \mathcal{S}^d[\mathbb{C}^m] &= \left\{ \mathcal{S}^d[\mathbf{c}_0^m], \mathcal{S}^d[\mathbf{c}_1^m], \dots, \mathcal{S}^d[\mathbf{c}_{N-1}^m] \right\} \\ &= \left\{ \mathbf{s}_0^m, \mathbf{s}_1^m, \dots, \mathbf{s}_{N-1}^m \right\} \end{aligned} \quad (13)$$

を生成する。ただし、長さ L の系列 \mathbf{c}_n^m を左に d 個巡回シフトした信号の ℓ 番目の要素は

$$s_n^{(m)}(\ell) = \mathcal{S}^d[\mathbf{c}_n^m](\ell) = c_n^{(m)}([\ell + d]_L)$$

である。

5.1.2 複数のパルスを利用する方法

速度が早い通信が望ましい場合には、区間 L に複数のパルスを送信する方法を用いる。 I 個のパルスを用いることで、一回の送信に $K = \log_2(C_L^I)$ ビットを伝送するが、 C_L^I は L から I を選ぶ組み合わせ

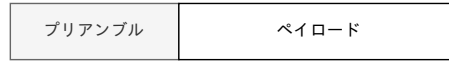


Figure 6: パケットの構成

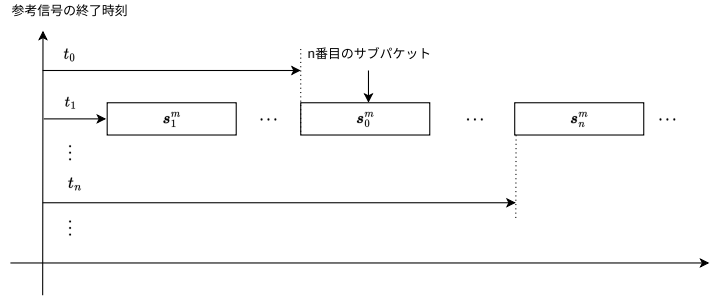


Figure 7: ペイロード構成

関数

$$C_L^I = \frac{L \times (L-1) \times \dots \times (L-I-1)}{1 \times 2 \times \dots \times I}$$

を表す。

例えば、 $I = 2$ の場合、送信するビット数は

$$\log_2(L(L-1)) - 1 \approx 2 \log_2 L - 1$$

となり、一つのパルスを用いた場合のおよそ二倍になる。変調時にはそれぞれのパルスの位置と同じ数くらい巡回シフトした二つの信号を加算する。例えば、もう一つのパルスの位置を d' としたら、信号

$$\begin{aligned} \mathcal{S}^{(d,d')}[\mathbf{c}^m] &= \left\{ \mathcal{S}^d[\mathbf{c}_0^m] + \mathcal{S}^{d'}[\mathbf{c}_0^m], \mathcal{S}^d[\mathbf{c}_1^m] + \mathcal{S}^{d'}[\mathbf{c}_1^m], \dots, \mathcal{S}^d[\mathbf{c}_{N-1}^m] + \mathcal{S}^{d'}[\mathbf{c}_{N-1}^m] \right\} \\ &= \{s_0^m, s_1^m, \dots, s_{N-1}^m\} \end{aligned} \quad (14)$$

を生成する。

5.1.3 変調信号を載せる方法

更に高速な通信をする場合には、それぞれの送信信号に変調シンボルを掛け算して送信するが、 Q ビットの変調信号を用いる場合、一度に $K = \log_2(C_L^I) + QI$ ビットを送信できる。この場合、(14) での n 番目の信号は

$$s_n^m = x_0 \mathcal{S}^d[\mathbf{c}_n^m] + x_1 \mathcal{S}^{d'}[\mathbf{c}_n^m] \quad (15)$$

で表せる。一般的なサブパケットの構成を図 9 で表す。

図 10 は、(8) の系列系を用いて送信した際の、上り回線信号の周波数と時間を表す。

5.2 下り回線

基地局の構成を図 11 に示す。下り回線では、(14) で示したそれぞれの系列組で生成された信号を、すべて加算してから遅延を加えて送信する。また、異なる遅延組を K 個生成することで、最大 NK の端末を接続できる。

図 12 は、(8) の系列系を用いて送信した際に、一つの \mathbb{T} を用いたときの下り回線信号の周波数と時間を表す。

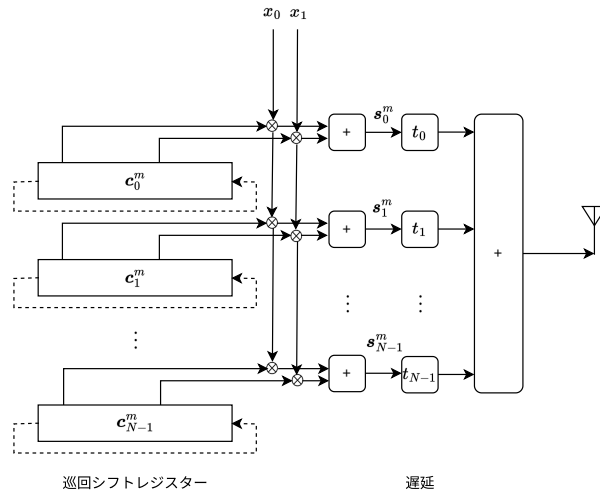


Figure 8: 端末の構成

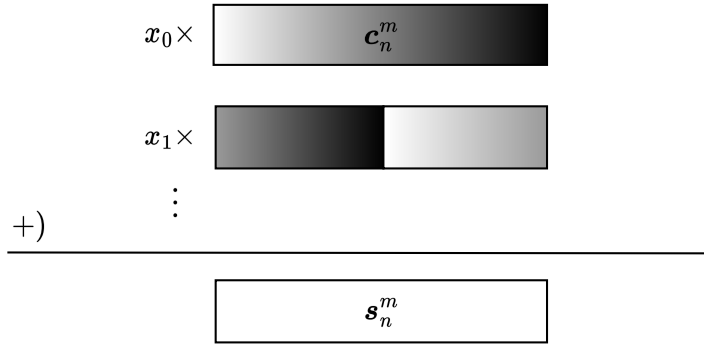


Figure 9: サブパケットの構成

6 具体例

$T = 32$ とし、 $M = N = L = 4$ のときの DCC-CDMA 送信信号を示す。この場合、

$$F_4 = \begin{bmatrix} f_0 \\ f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \end{bmatrix} \quad (16)$$

であるため、生成される拡散系列組は

$$\begin{aligned} \mathbb{F}_0 &= \{f_0 & f_1 & f_2 & f_3\} \\ \mathbb{F}_1 &= \{f_1 & f_2 & f_3 & f_0\} \\ \mathbb{F}_2 &= \{f_2 & f_3 & f_0 & f_1\} \\ \mathbb{F}_3 &= \{f_3 & f_0 & f_1 & f_2\} \end{aligned} \quad (17)$$

である。

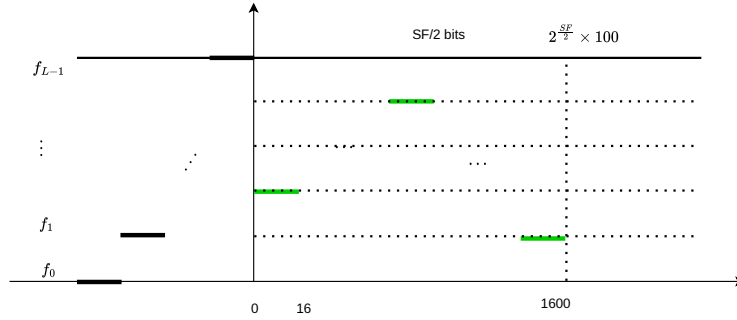


Figure 10: 上り回線信号

(5) の性質を確認すると

$$\begin{aligned}
 \phi(\mathbf{f}_0, \mathbf{f}_0) &= 4(1, 1, 1, 1) \\
 \phi(\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_1) &= 4(1, -j, -1, j) \\
 \phi(\mathbf{f}_2, \mathbf{f}_2) &= 4(1, -1, 1, -1) \\
 \phi(\mathbf{f}_3, \mathbf{f}_3) &= 4(1, j, -1, -1)
 \end{aligned} \tag{18}$$

であるため、自己相関の和は

$$\phi(\mathbf{f}_0, \mathbf{f}_0) + \phi(\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_1) + \phi(\mathbf{f}_2, \mathbf{f}_2) + \phi(\mathbf{f}_3, \mathbf{f}_3) = 16(1, 0, 0, 0) \tag{19}$$

である。

一方、異なる系列と相互相関を計算すると、例えば \mathbf{f}_n と $\mathbf{f}_{[n+1]_4}$ の場合

$$\phi(\mathbf{f}_0, \mathbf{f}_1) = \phi(\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2) = \phi(\mathbf{f}_2, \mathbf{f}_3) = \phi(\mathbf{f}_3, \mathbf{f}_0) = (0, 0, 0, 0) \tag{20}$$

のため、その和も $(0, 0, 0, 0)$ である。

次に各信号の送信タイミングを表すために、0 から 31 までの区間で 4 つの整数をランダムに生成するが、この例では

$$\mathbb{T} = \{17, 3, 23, 10\} \tag{21}$$

と仮定する。 \mathbb{T} 中の任意の 2 つの数の距離が $L = 4$ より小さくないことに注意する。

6.1 上り回線

6.1.1 一つのパルスを送信する場合

\mathbb{F}_0 を割り当てられた端末が、非同期モードで $d = [10] = 2$ を送信すると仮定する。(16) の各行ベクトルを左側に $d = 2$ 個巡回シフトして

$$\begin{aligned}
 \mathcal{S}^2[\mathbb{F}_0] &= \{\mathcal{S}^2[\mathbf{f}_0], \mathcal{S}^2[\mathbf{f}_1], \mathcal{S}^2[\mathbf{f}_2], \mathcal{S}^2[\mathbf{f}_3]\} \\
 &= \{(1, 1, 1, 1), (-1, -j, 1, j), (1, -1, 1, -1), (-1, j, 1, -j)\}
 \end{aligned} \tag{22}$$

を生成する。

そして、(21) を参照して送信信号

$$\mathbf{s} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -1 & -j & 1 & j & 0 \\ 0 & 0 & -1 & j & 1 & -j & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{23}$$

を生成して送信する。

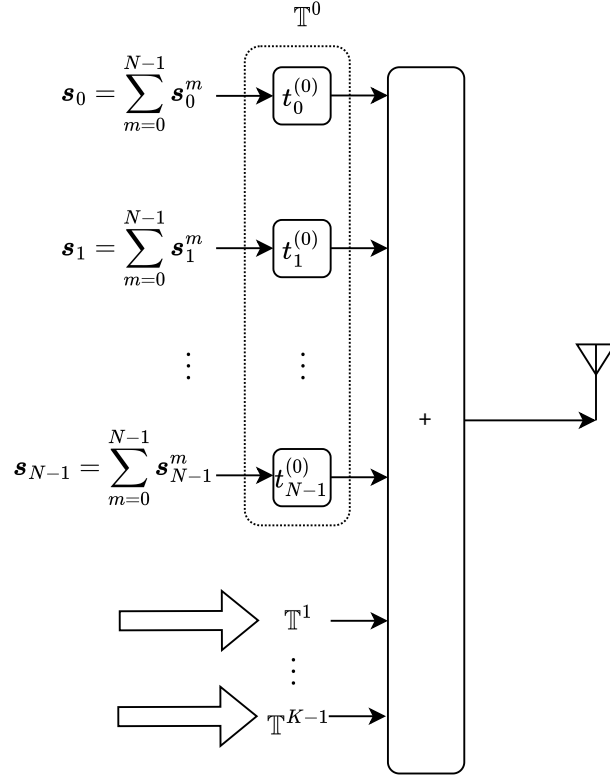


Figure 11: 基地局の構成

6.1.2 複数のパルスを用いる場合

(23) は、一つのパルスの送信で、この場合は $\log_2 4 = 2$ ビットを送信できるが、二つのパルスを使用する場合には、パルスが立つ場所が (01), (02), (03), (12), (13), (23) の可能性があるので、一度に $\log_2 6 \approx 2.6$ ビットを送信できる。例えば、(02) で情報を伝送する場合には、(22) に

$$\begin{aligned} \mathcal{S}^0[\mathbb{F}_0] &= \{\mathcal{S}^0[\mathbf{f}_0], \mathcal{S}^0[\mathbf{f}_1], \mathcal{S}^0[\mathbf{f}_2], \mathcal{S}^0[\mathbf{f}_3]\} \\ &= \{(1, 1, 1, 1), (1, j, -1, -j), (1, -1, 1, -1), (1, -j, -1, j)\} \end{aligned} \quad (24)$$

を加算して、

$$\mathbf{s}^0 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 2 & 2 & 2 & 0 & 0 & 2 \\ -2 & 2 & -2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (25)$$

を送信する。

6.1.3 変調シンボルを載せた場合

BPSK 変調シンボルとして、 $x_0 = 1, x_1 = -1$ と仮定すると、(27) は符号が反転して

$$\begin{aligned} \mathcal{S}^0[\mathbb{F}_0] &= \{\mathcal{S}^0[\mathbf{f}_0], \mathcal{S}^0[\mathbf{f}_1], \mathcal{S}^0[\mathbf{f}_2], \mathcal{S}^0[\mathbf{f}_3]\} \\ &= \{(-1, -1, -1, -1), (-1, -j, 1, j), (-1, 1, -1, 1), (-1, j, 1, -j)\} \end{aligned} \quad (26)$$

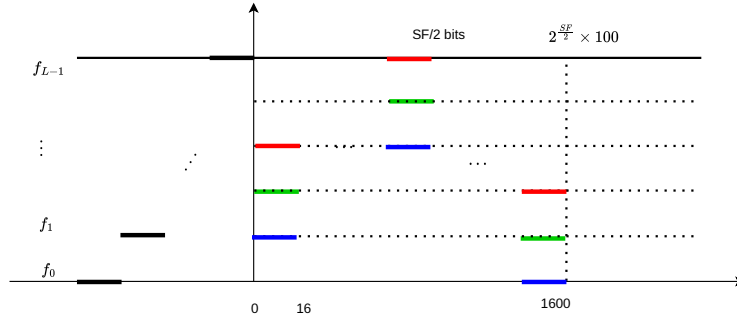


Figure 12: 下り回線の信号

となるので、送信する信号は

$$\begin{aligned}
 \mathbf{s} = & \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -2 & -2j & 2 & 2j & 0 \\ 0 & 0 & -2 & 2j & 2 & -2j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{27}$$

とんる。

6.2 下り回線

同期モードで送信するデータを $(2, 0, 3, 1)$ と仮定する。非同期モードと同じ原理で、追加で

$$\begin{aligned}
 \mathcal{S}^2[\mathbb{F}_0] &= \{ \mathcal{S}^2[\mathbf{f}_0], \mathcal{S}^2[\mathbf{f}_1], \mathcal{S}^2[\mathbf{f}_2], \mathcal{S}^2[\mathbf{f}_3] \} \\
 &= \{ (1, 1, 1, 1), (-1, -j, 1, j), (1, -1, 1, -1), (-1, j, 1, -j) \} \\
 \mathcal{S}^0[\mathbb{F}_1] &= \{ \mathcal{S}^0[\mathbf{f}_1], \mathcal{S}^0[\mathbf{f}_2], \mathcal{S}^0[\mathbf{f}_3], \mathcal{S}^0[\mathbf{f}_0] \} \\
 &= \{ (1, j, -1, -j), (1, -1, 1, -1), (1, -j, -1, j), (1, 1, 1, 1) \} \\
 \mathcal{S}^3[\mathbb{F}_2] &= \{ \mathcal{S}^3[\mathbf{f}_2], \mathcal{S}^3[\mathbf{f}_3], \mathcal{S}^3[\mathbf{f}_0], \mathcal{S}^3[\mathbf{f}_1] \} \\
 &= \{ (-1, 1, -1, 1), (j, 1, -j, -1), (1, 1, 1, 1), (-j, 1, j, -1) \} \\
 \mathcal{S}^1[\mathbb{F}_3] &= \{ \mathcal{S}^1[\mathbf{f}_3], \mathcal{S}^1[\mathbf{f}_0], \mathcal{S}^1[\mathbf{f}_1], \mathcal{S}^1[\mathbf{f}_2] \} \\
 &= \{ (-j, -1, j, 1), (1, 1, 1, 1), (j, -1, -j, 1), (-1, 1, -1, 1) \}
 \end{aligned} \tag{28}$$

を生成する。

これらを信号毎に加算すると

$$\begin{aligned}
 \mathbf{s}_0 &= (1 - j, 1 + j, -1 + j, 3 - j) \\
 \mathbf{s}_1 &= (1 + j, 1 - j, 3 - j, -1 + j) \\
 \mathbf{s}_2 &= (3 + j, -1 - j, 1 - j, 1 + j) \\
 \mathbf{s}_3 &= (-1 - j, 3 + j, 1 + j, 1 - j)
 \end{aligned}$$

となるので、送信信号は

$$\mathbf{s} = (\mathbf{0}_3 \quad \mathbf{s}_1 \quad \mathbf{0}_3 \quad \mathbf{s}_3 \quad \mathbf{0}_3 \quad \mathbf{s}_0 \quad \mathbf{0}_2 \quad \mathbf{s}_2 \quad \mathbf{0}_5) \tag{29}$$

で表せる。

7 受信機

受信側では受信信号と割り当てられた拡散系列組との相関の和を求めた上に、プリアンブルから求めた基準を参考にパルス場所から送信情報を復元する。

マルチパスを考慮せず、受信機で受信された信号を長さ L のベクトル r を用いて表す。各端末はデータを復元するために、受信機では \mathbb{T} に基づいて、送信信号が含まれている部分を取り出して、順番通り並べ以下の受信信号組を生成する。

$$\mathbb{R} = \{\mathbf{r}_0, \mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{r}_{N-1}\} \quad (30)$$

そして受信信号組 \mathbb{R} と割り当てられた拡散系列組 \mathbb{C}^m との周期相関の和

$$y(\tau) = \sum_{n=0}^{N-1} \phi(\mathbf{r}_n, \mathbf{c}_n^m; \tau) \quad (31)$$

を計算し、LoRa と同じく式 (12) を用いて送信データの位置を判定した後に、変調シンボルを用いた場合には復調を行う。

このとき、用いられる信号は接続可能な完全相補系列系となり、

$$\sum_{n=0}^{N-1} \phi(\mathcal{S}^d[\mathbf{c}_n^m], \mathbf{c}_n^m; \tau) = E_{\mathbb{C}^m} \delta(\tau - d) \quad (32)$$

の性質があるので、パルスが立つ位置と d の関係は $(0, L-1, L-2, \dots, 2, 1)$ である。

7.1 上り回線

7.1.1 一つのパルスを用いた場合

送信された信号 (23) が雑音の影響を受けずに受信された場合

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{r}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{r}_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -j & 1 & j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & j & 1 & -j \end{bmatrix} \quad (33)$$

なので、

$$\begin{bmatrix} \phi(\mathbf{r}_0, \mathbf{f}_0) \\ \phi(\mathbf{r}_1, \mathbf{f}_1) \\ \phi(\mathbf{r}_2, \mathbf{f}_2) \\ \phi(\mathbf{r}_3, \mathbf{f}_3) \end{bmatrix} = 4 \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & j & 1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & -j & 1 & j \end{bmatrix} \quad (34)$$

それで、

$$\sum_{n=0}^3 \phi(\mathbf{r}_n, \mathbf{f}_n) = (0 \ 0 \ 16 \ 0)$$

より、最も大きい 16 の位置から送信データを $\hat{d} = 2$ と判定する。

7.1.2 複数のパルスを用いた場合

一方、二つのパルス信号 (25) が送信された場合は

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{r}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{r}_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 & 2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & -2 & 2 & -2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (35)$$

より

$$\begin{bmatrix} \phi(\mathbf{r}_0, \mathbf{f}_0) \\ \phi(\mathbf{r}_1, \mathbf{f}_1) \\ \phi(\mathbf{r}_2, \mathbf{f}_2) \\ \phi(\mathbf{r}_3, \mathbf{f}_3) \end{bmatrix} = 8 \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\sum_{n=0}^3 \phi(\mathbf{r}_n, \mathbf{f}_n) = (16 \ 0 \ 16 \ 0)$$

から出力が大きくなる二つの位置 (02) から送信データを判定する。

7.1.3 変調シンボルを用いた場合

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}_0 \\ \mathbf{r}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{r}_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -2 & -2j & 2 & 2j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -2 & 2j & 2 & -2j \end{bmatrix} \quad (37)$$

より

$$\begin{bmatrix} \phi(\mathbf{r}_0, \mathbf{f}_0) \\ \phi(\mathbf{r}_1, \mathbf{f}_1) \\ \phi(\mathbf{r}_2, \mathbf{f}_2) \\ \phi(\mathbf{r}_3, \mathbf{f}_3) \end{bmatrix} = 8 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & j & 1 & -j \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -j & 1 & j \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$\sum_{n=0}^3 \phi(\mathbf{r}_n, \mathbf{f}_n) = (-16 \ 0 \ 16 \ 0)$$

から出力が大きくなる二つの位置 (02) から送信データを判定するほか、0の位置の符号から位置ビット、2の位置の符号から1ビット、計二ビットを追加で受信できる。

7.2 下り回線

(29) が送信された場合、各端末の受信信号は

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1-j & 1+j & -1+j & 3-j \\ 1+j & 1-j & 3-j & -1+j \\ 3+j & -1-j & 1-j & 1+j \\ -1-j & 3+j & 1+j & 1-j \end{bmatrix} \quad (39)$$

なので、 \mathbb{F}_0 を割り当てられた端末は

$$\begin{bmatrix} \phi(\mathbf{r}_0, \mathbf{f}_0) \\ \phi(\mathbf{r}_1, \mathbf{f}_1) \\ \phi(\mathbf{r}_2, \mathbf{f}_2) \\ \phi(\mathbf{r}_3, \mathbf{f}_3) \end{bmatrix} = 4 \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -j & 1 & j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & j & 1 & -j \end{bmatrix} \quad (40)$$

から

$$\sum_{n=0}^3 \phi(\mathbf{r}_n, \mathbf{f}_n) = (0 \ 0 \ 16 \ 0)$$

を得て、送信データ $\hat{d} = 2$ を判定する。

\mathbb{F}_1 を割り当てられた端末は

$$\begin{bmatrix} \phi(\mathbf{r}_0, \mathbf{f}_1) \\ \phi(\mathbf{r}_1, \mathbf{f}_2) \\ \phi(\mathbf{r}_2, \mathbf{f}_3) \\ \phi(\mathbf{r}_3, \mathbf{f}_0) \end{bmatrix} = 4 \begin{bmatrix} 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -j & -1 & j \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (41)$$

から

$$\sum_{n=0}^3 \phi(\mathbf{r}_n, \mathbf{f}_{[n+1]_4}) = (16 \ 0 \ 0 \ 0)$$

を得て、送信データ $\hat{d} = 2$ を判定する。、 $(16 \ 0 \ 0 \ 0)$ から $d_1 = 0$ を得る。

他の出力は

$$\begin{bmatrix} \phi(\mathbf{r}_0, \mathbf{f}_2) \\ \phi(\mathbf{r}_1, \mathbf{f}_3) \\ \phi(\mathbf{r}_2, \mathbf{f}_0) \\ \phi(\mathbf{r}_3, \mathbf{f}_1) \end{bmatrix} = 4 \begin{bmatrix} -1 & 1 & -1 & 1 \\ j & 1 & -j & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ -j & 1 & j & -1 \end{bmatrix} \quad (42)$$

と

$$\begin{bmatrix} \phi(\mathbf{r}_0, \mathbf{f}_3) \\ \phi(\mathbf{r}_1, \mathbf{f}_0) \\ \phi(\mathbf{r}_2, \mathbf{f}_1) \\ \phi(\mathbf{r}_3, \mathbf{f}_2) \end{bmatrix} = 4 \begin{bmatrix} -j & -1 & j & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ j & -1 & -j & 1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (43)$$

で、同じ原理で $(0 \ 16 \ 0 \ 0)$ 及び $(0 \ 0 \ 0 \ 16)$ より送信データ $d_2 = 3, d_3 = 1$ を得る。

8 既存方式との比較

8.1 パケット構成

従来方式では、遅延操作がない。

8.2 サブパケット構成

従来方式では、巡回してない。

8.3 変調方式

従来方式では、変調シンボルを乗算したが、提案方式ではパルスの位置と乗算するシンボルによって情報を伝送する。

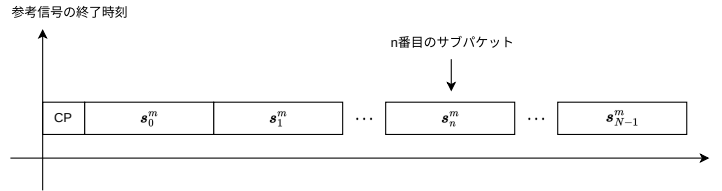


Figure 13: CC-CDMA のパケット

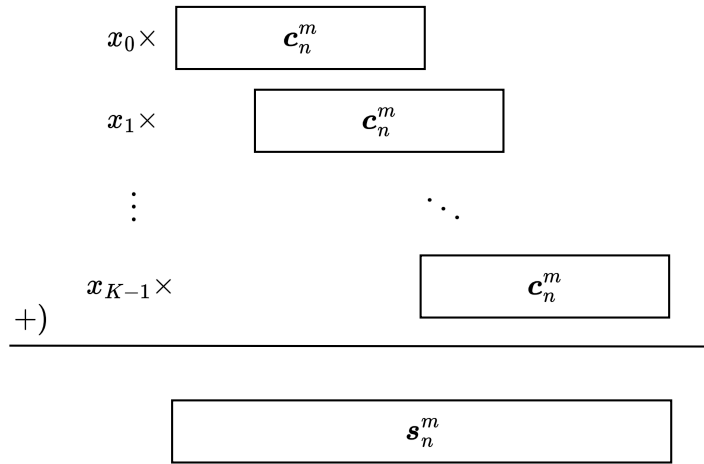


Figure 14: CC-CDMA のサブパケット

9 性能評価

9.1 送信効率

LoRa: 長さ $L = 2^{\text{SF}}$ の信号を用いて、各端末が SF ビットを送信するので、期間 T 内に同時接続可能は端末を P とすると、送信効率は

$$\eta_{\text{LoRa}} = \frac{P \times \text{SF}}{T} \quad (44)$$

で表せる。

DCC: 一つのパルスを用いる場合、長さ L の信号を N 個用いて、 $\log_2 L$ ビットを送信するため、同時接続可能は端末を P とすると、送信効率は

$$\eta_{\text{DCC}} = \frac{P \times \log_2 L}{T} \quad (45)$$

で表せる。ここで、 $L > N$ の関係があるため、 $L = 2^{\text{SF}/2}$ とし、送信信号長を LoRa のと同じに設定すると、送信効率は

$$\eta_{\text{DCC}} = \frac{P \times \text{SF}}{2L} \quad (46)$$

となる。

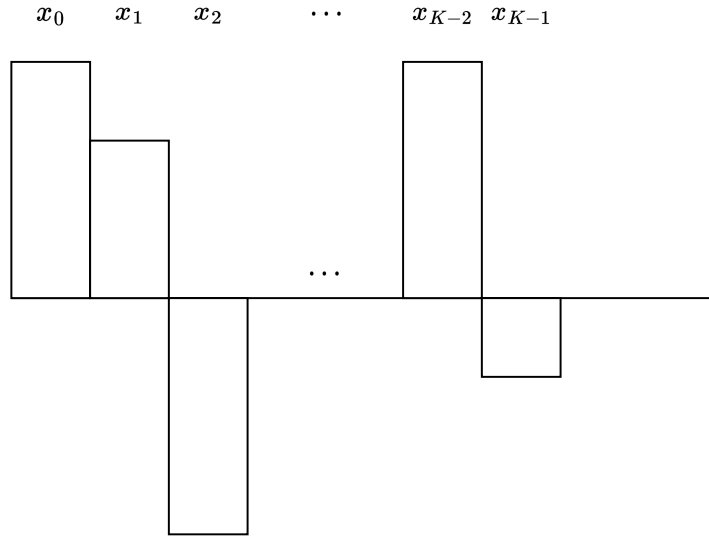


Figure 15: 従来の変調方式

9.2 セキュリティ

LoRa: LoRa 通信方式は、Fig. 3 の参考信号から同期を獲得すると、傍受者は同じく参考信号を用いて送信データ \hat{d} を復元できるので、データが容易に漏れる。

DCC: DCC-CDMA は、Fig. 10 と 12 に示したように、同期信号を獲得した後に N 個の信号の周期相関を加算しないと送信データを復元できないが、各周波数で送る N 個の信号のタイミングの獲得は困難であるため、提案する方式は物理層で安全を確保できる。

9.3 同時接続台数

LoRa の通信性能と比較するために、 $SF = 8, 10, 12$ とし、それぞれ CCC-CDMA の $L = 2^4, 2^5, 2^6$ の場合と、同時接続と誤り率関係を比較する。

Fig. 17 では、送信期間 T を実際に信号送信がある期間の 100 倍に固定した。例えば、 $SF=8$ の場合、LoRa は Fig. 3 示したような長さ $2^8 = 256$ 信号を使って、各端末が SF ビット送信する。そのために、LoRa の評価では、長さ $T = 25600$ の期間を想定し、各端末がランダムにデータを送信すると仮定した。一方、DCC-CDMA は、送信期間を $T = 100L$ として、性能を評価した。例えば、 $SF=8$ の場合、長さ $L = 2^{SF/2} = 16$ の信号を 16 個使用して、 $SF/2=4$ ビットのデータを送信する。この図から読み取れるように、 $SF=8$ の場合、LoRa 方式は同時接続台数が 16 台以下の場合、誤り率 10^{-3} 以下であるが、提案方式は 100 台の場合にも誤り率が 10^{-3} 前後である。

しかし、Fig. 17 の比較では LoRa 方式の送信期間は $T = 25600$ である一方、DCC-CDMA の送信期間は $T = 1600$ のため、単純に分割すれば、DCC-CDMA は図で示した台数の $2^{SF/2}$ 倍を接続できるはずである。この予測を確認するために、Fig.18 では、DCC-CDMA での送信期間 T を変更して、性能を評価し、 $SF=8, 10$ の場合、接続台数が $2^{SF/2}$ の場合、同じ誤り率を達成できることを確認した。

Fig. 17 の確認を経て、Fig. 19 では式 (45) と (46) の結果を比較した。その結果、誤り率 10^{-3} 以下では、提案方式がおよそ 100 倍以上の接続台数に対して、LoRa と同じ通信品質を達成できることを確認した。また、LoRa は SF が高くなると全体の周波数利用効率が下がるが、提案方式は SF を高く設定すると全体の周波数利用効率も上がるので、干渉を有効に制御できる。

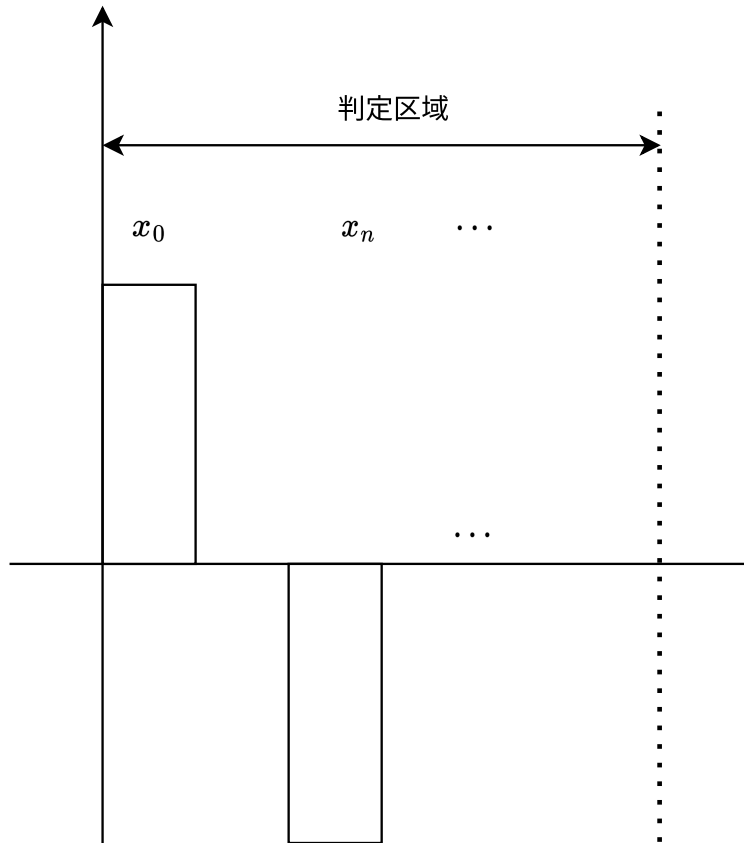


Figure 16: 提案の変調方式

References

- [1] Semtech. (2015, May) An 120022, lora modulation basics. [Online]. Available: <http://www.semtech.com/images/datasheet/an1200.22pdf>
- [2] F. Adelantado, X. Vilajosana, P. Tuset-Peiro, B. Martinez, J. Melia-Segui, and T. Watteyne, “Understanding the limits of lorawan,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 55, no. 9, pp. 34–40, 2017.
- [3] C. Han, N. Suehiro, and T. Hashimoto, “A systematic framework for the construction of optimal complete complementary codes,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 57, no. 9, pp. 6033–6042, Sep. 2011.
- [4] C. Han and T. Hashimoto, “Z-connectable complete complementary code and its application in CDMA,” in *Proc. IEEE Int. Symp. Infor. Theory (ISIT’09)*, Seoul, Korea, Jun. 2009, pp. 438–442.

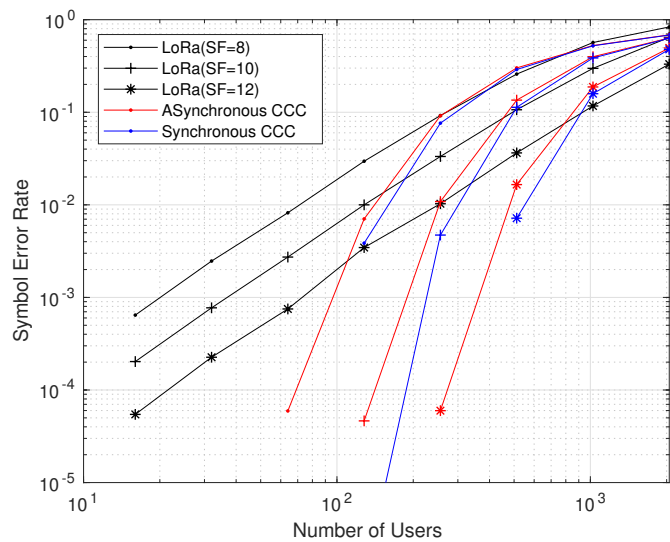


Figure 17: 周波数専有率を固定した場合の比較

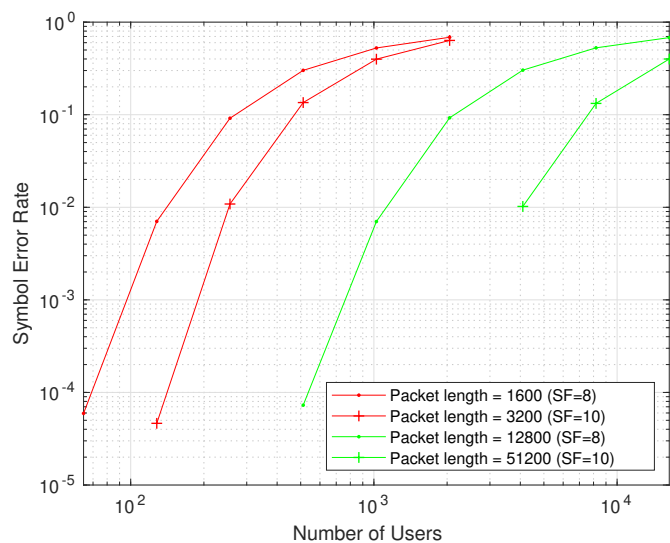


Figure 18: DCC-CDMA の送信期間を変更した場合の性能比較

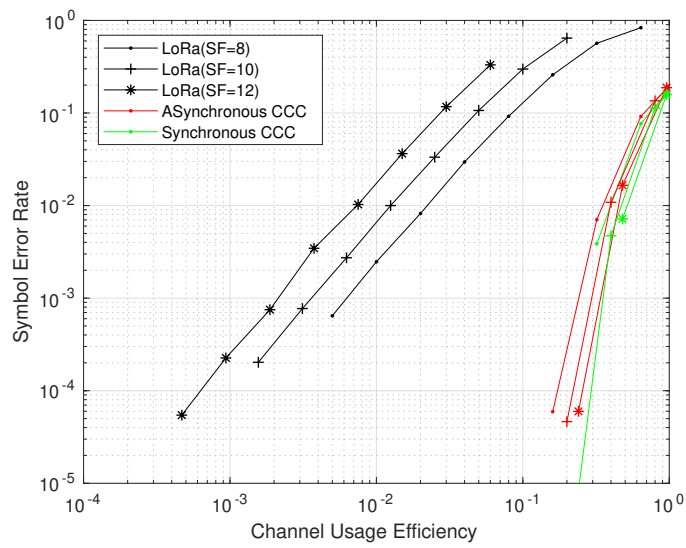


Figure 19: 送信効率の比較