

チャープインデックス空間分割に基づく多元接続方式

坂本 陽向[†] 安達 宏一[†]

[†] 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: †{h.sakamoto, adachi}@awcc.uec.ac.jp

あらまし 近年, IoT 技術の発展・普及に伴い, 低消費電力で長距離通信を行うことが可能な低消費電力広域ネットワーク (LPWAN) の需要が高まっている. LPWAN 規格の中でも, 免許不要帯域を利用するオープンな規格である LoRaWAN に注目が集まり, 研究・開発が盛んに行われている. LoRaWAN の物理層にはチャープスペクトル拡散 (CSS) 変調を基とした LoRa 変調が採用されている. LoRa 変調では使用帯域を SF (拡散率) 等分するチャープインデックスを開始点とするチャープ信号を送信することで 1 シンボルで SF ビット伝送可能である. LoRa 変調は低消費電力での長距離通信を可能とする一方で, データレートが低いという課題が存在する. 本稿では, LoRa 変調で用いるチャープインデックス空間を分割して複数端末に割り当てることで, LoRa 端末の多重接続を可能にし, システム全体のデータレートを向上させる手法を提案する. 計算機シミュレーションにより, 従来の LoRa 端末を用いたシステムと比較し SNR 特性の劣化を抑えつつデータレートを最大 175 %向上できることを示す.

キーワード WSN, LPWA, LoRaWAN

Chirp Index Space Partitioning Based Multiple Access Technique

Hinata SAKAMOTO[†] and Koichi ADACHI[†]

[†] Advanced Wireless & Communication Research Center, The University of Electro-Communications
1-5-1 Chofugaoka, Chofu, Tokyo, 182-8585 Japan
E-mail: †{h.sakamoto, adachi}@awcc.uec.ac.jp

Abstract With the development and diffusion of IoT technologies, demand for low-power wide-area networks (LPWANs) that enable long-distance communications with low power consumption has been increasing in recent years. LoRaWAN has attracted particular attention because it uses unlicensed frequency bands and research and development activities are active in this area. Long range wide area network (LoRaWAN) uses LoRa modulation based on chirp spread spectrum (CSS) modulation in the physical layer. While LoRaWAN is capable of low-power long-distance communication due to the LoRa modulation, its data rate is low. This paper proposes a method to improve the system data rate by dividing the chirp index space and allocating nonoverlapping subspaces to multiple terminals. Through computer simulations, we show that the proposed method improves the system data rate by up to 175% while minimizing the degradation of signal-to-noise ratio (SNR) characteristics compared to conventional LoRa systems.

Key words WSN, LPWA, LoRaWAN

1. はじめに

近年, 様々な機器をインターネットに繋げる技術であるモノのインターネット (IoT: Internet of Things) の発展に伴い, 複数のセンサから情報を集約し利用する無線センサネットワーク (WSN: Wireless Sensor Network) の需要が増加している [1]. WSN ではバッテリー駆動の端末を広範囲に設置し, 各

端末が得た情報を集約するため, WSN で用いる通信方式は低消費電力で長距離通信が可能であることが望ましい. そのため, WSN の実現のために低消費電力で長距離通信が可能, なおかつ低コストであるという特徴を持つ低消費電力広域ネットワーク (LPWAN: Low Power Wide Area Network) が重要な役割を担っている [2] [3]. その中でも特に, 免許不要帯域を使用するオープン規格である LoRaWAN (Long Range Wide Area

Network) に注目が集まっており、世界中で活発に開発研究が行われている [4] [5].

LoRaWAN の物理層技術には、チャープスペクトラム拡散 (CSS: Chirp Spread Spectrum) 変調 [6] を基にした変調方式である LoRa (Long Range) 変調が採用されている [7]. LoRa 変調では 1 シンボルで送信できるデータ量が拡散率 SF (Spreading Factor) として定義されており, SF は 7~12 の整数値を取る [8]. LoRa 変調では使用周波数帯域幅を 2^{SF} に分割するインデックス (チャープインデックス) 空間を定義し, 各チャープインデックスを始点とした周波数帯域内で線形的に周波数が変化する 2^{SF} 個のチャープ信号を生成することで, SF ビットを表現する. SF を増加させると雑音耐性が向上し, より長距離の通信を実現できるが, データレートが低下するというトレードオフが存在する.

そのため LoRa 変調のデータレート向上を目的とした研究が現在盛んに行われている [9]-[11]. 文献 [9] では通常のチャープ信号を生成した後に, チャープ信号をインターリーブすることで 1 シンボルで伝送できる情報量を増加させる手法が提案されている. しかしこの手法では 1 シンボルあたり 1 ビットの情報量増加にとどまっている. [10] [11] ではチャープインデックス空間を複数のグループに分割し, 複数のチャープ信号を生成, 重畳して伝送する手法が提案されている. 上記の手法では, 送信データレートを向上できるものの, 端末 1 台で複数のチャープ信号を重畳して送信するため, 信号対雑音電力比 (SNR: Signal-to Noise Ratio) 特性, ピーク電力対平均電力比 (PAPR: Peak-to-Average Power Ratio) 特性などの劣化が生じてしまう. さらに, これらの既存研究では, 送信端末が 1 台の場合のみの検討に留まっている.

LPWAN では, 低データレートの多数端末を収容できることが望ましいため, 端末 1 台あたりのデータ量向上よりも, より多くの端末をシステム内に収容できることが重要である. 従来の LoRaWAN では, 同一 SF の信号同士は非直交であり, 複数の端末が同時に GW へと信号を送信した場合, 相互干渉により受信特性が著しく劣化してしまう問題がある [12].

そこで本稿では, チャープインデックス空間を複数のグループに分割し, 異なるグループのインデックスを複数端末に排他的に割り当てることで多元接続を実現する手法を提案する. 送信端末を複数のグループに振り分け, それぞれが送信に使用するチャープインデックスの範囲をグループ毎に設定する. 異なるグループに属する端末同士は異なるチャープインデックスを使用することとなるため, 同時に通信を行った場合でも受信機はそれぞれのシンボルを復調でき, 多元接続が実現可能となる. これにより, 端末毎のデータレートは低下するものの, システム全体のデータレートを向上可能である. 提案手法では複数の端末の信号を同時に受信することを基本としているが, 実際のシステムではそれぞれの信号の受信タイミングにずれが生じることが想定される. タイミングにずれが生じることで LoRa 信号を復調する際に行う離散フーリエ変換 (DFT: Discrete Fourier Transform) でスペクトル漏れが発生するため復調に失敗してしまう. 正しく復調を行うためには, ずれの大きさをなわち信

号の遅延量の正確な把握が必要となる. 本稿では信号の遅延量を検出する手法も併せて提案する. 計算機シミュレーションにより, 提案手法は SER 特性の劣化を最小限にとどめつつ, データレートを最大 175 %向上させることを示す. また提案手法において, 複数の端末の信号送信タイミングが一定時間以上離れていない場合は SNR 特性の劣化を抑えることができることを示す.

本稿の構成は以下の通りである. 2 節では LoRa 変調の概要を述べる. 3 節で提案手法の内容について説明し, 4 節でシミュレーションを用いた性能評価を示す. 最後に 5 節でまとめと今後の課題について述べる.

2. LoRa 変調

LoRa 変調では, 信号の瞬時周波数を時間的に変化させることで信号を拡散する [8]. 1 つのシンボルで伝送可能なビット数は SF ビットであり, LoRa シンボルの初期周波数となるチャープインデックス数は 2^{SF} である. LoRa 変調では基準アップチャープ信号 ($m = 0$) を巡回シフトすること異なるシンボルを表現する. ここで, 基準アップチャープとは使用帯域幅の最低周波数をシンボルの開始周波数とするシンボルのことを指す. 帯域幅 BW [Hz] を使用する LoRa シンボルの時間長 $T_s(SF)$ [sec] は使用する拡散率 SF を用いて次式で表される.

$$T_s(SF) = \frac{2^{SF}}{BW} \quad (1)$$

従って, 拡散率 SF を用いる場合の LoRa のデータレートは次式で表される.

$$R_b(SF) = \frac{SF}{T_s} = BW \frac{SF}{2^{SF}} \quad (2)$$

このとき, LoRa のスペクトル利用効率は次式で表される.

$$\eta(SF) = \frac{R_b(SF)}{BW} = \frac{SF}{2^{SF}} \quad (3)$$

チャープインデックス $m \in \mathcal{M} = \{0, 1, \dots, 2^{SF} - 1\}$ を開始点とするシンボル (第 m シンボル) を表す離散ベースバンド信号は次式で表される.

$$x_m[\ell] = \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} \exp \left(j2\pi \cdot \frac{((\ell + m) \bmod 2^{SF})^2}{2^{SF+1}} \right) \quad (4)$$

ここで, ℓ はサンプリング時間インデックスを表す. 特に $m = 0$ のシンボルである基準アップチャープは次式のように表される.

$$x_0[\ell] = \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} \exp \left(j2\pi \cdot \frac{\ell^2}{2^{SF+1}} \right) \quad (5)$$

第 m シンボル送信時の受信信号は次式で与えられる.

$$z[\ell] = \sqrt{\frac{E_s}{T_c}} x_m[\ell] + \sum_{m'=0}^{2^{SF}-1} w_{m'} x_{m'}[\ell] \quad (6)$$

ここで, E_s は 1 シンボルあたりのエネルギー, T_c はチップ長, $w_{m'}$ は $\mathcal{CN}(0, \sigma_w^2)$ に従う加法性白色ガウス雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) である.

LoRa 受信機は, 以下の処理を実行することで受信した LoRa

信号の復調を行う。ここでは、理想的にタイミング同期と周波数同期ができていものとする。

(1) 基準ダウンチャープによる逆拡散

受信信号に基準ダウンチャープ信号を掛け合わせ逆拡散を行う。逆拡散後の第 ℓ チップ出力は、次式で与えられる。

$$z[\ell]x_0^*[\ell] = \left(\sqrt{\frac{E_s}{T_c}} x_m[\ell] + \sum_{m'=0}^{2^{SF}-1} w_{m'} x_{m'}[\ell] \right) x_0^*[\ell] \quad (7)$$

(2) 離散フーリエ変換

式 (7) で与えられる逆拡散後のチップ系列に対して離散フーリエ変換 (DFT: Discrete Fourier Transform) 処理を行う。DFT を行う時間が 1 シンボルの長さとなるように DFT の開始時刻を決定し、DFT 処理を実行する。送信機により第 m シンボルが送信された時、DFT により得られる第 n 周波数成分は次式で与えられる。

$$R_n(x_m) = \sum_{l=0}^{2^{SF}-1} (z[l]x_0^*[\ell]) \exp(-j2\pi \frac{n}{2^{SF}} \ell) \quad (8)$$

そのため、各周波数成分の出力は次式で表される。

$$R_n(x_m) = \begin{cases} \exp(j2\pi \frac{n^2}{2^{SF+1}}) \left(\sqrt{\frac{E_s}{T_c}} + w_m \right) & \text{if } n = m \\ \exp(j2\pi \frac{n^2}{2^{SF+1}}) w_n & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

送信シンボルである第 m シンボルの出力では信号電力と雑音電力が加算された値を得るが、その他の周波数成分の出力では雑音電力のみが得られる。

(3) シンボル検出

LoRa 受信機は、DFT 出力の絶対値が最大の値となる周波数成分を送信シンボルと判定する。送信シンボル m^* の判定規範は次の式で与えられる。

$$m^* = \operatorname{argmax}_{m' \in \mathcal{M}} (|R_{m'}(x_m)|) \quad (10)$$

ここで $\mathcal{M} \in \{0, 1, \dots, 2^{SF} - 1\}$ である。

3. 提案手法

既存研究 [10] では、端末あたりの周波数利用効率を向上させることに注目していた。しかしながら、LoRaWAN に代表される LPWAN では、低データレートの多数端末をより多く収容できることが求められている。上記要求の達成を妨げる要素として、同一の SF を用いる複数端末を多重すると特性が劣化するという問題が挙げられる。これは同一 SF の信号同士に直交性が無く、全ての端末で同じ帯域、同じチャープ波形を使用するためである。本節ではチャープインデックス空間を分割し、端末毎に異なるチャープインデックス空間を割り当てることで、同時に受信した複数端末からの信号を復調する手法を提案する。さらに、複数端末からの信号を非同期受信することにより発生する干渉を回避するためのインデックス割り当て法ならびに、それに伴い引き起こされるデータレートの低下を回避するための各端末における複数信号多重についても検討する。

通常の LoRa 変調のプリアンブルでは基準アップチャープ信号を使用する。また、通常の LoRa 変調のペイロードで使用されるチャープ信号については帯域内の全てのチャープインデックスを選択可能なインデックスとして割り当てられている。しかし複数端末の信号を同時受信する環境でこの割当てを用いた場合、受信した複数の信号がそれぞれどのグループに所属する端末の信号であるか判別がつかない問題が発生する。また、受信した信号が複数の端末から送信されたものであるのか判定できない可能性も存在する。具体的には複数の端末からのシンボルを同時に受信した場合、全く同じプリアンブルシンボルが重なって見えるため単一のシンボルを受信したと判断してしまう恐れがある。そこで本手法ではグループ毎に「使用するプリアンブル」及び「ペイロードで選択可能なチャープインデックスの範囲」を設定する。本稿では、初期検討として 2 台の端末が GW へと同時に通信を行うアップリンク通信に着目し検討を進める。

通信を行う前に、同時に通信を開始する可能性がある 2 台の端末が別グループになるよう端末を 2 つのグループ (G_1, G_2) に振り分けておく。

2 台の端末からの同時通信を想定した場合、チャープインデックス空間を \mathcal{M}_1 と \mathcal{M}_2 の 2 つの部分空間に分割する。ここで、 $\mathcal{M}_1 \cup \mathcal{M}_2 = \mathcal{M}$, $\mathcal{M}_1 \cap \mathcal{M}_2 = \emptyset$ である。

\mathcal{M}_1 を利用するグループ G_1 では m_1^{pre} , \mathcal{M}_2 を利用するグループ G_2 では m_2^{pre} をプリアンブルシンボルに設定する。これに伴い、当手法ではシンボル検出において DFT 出力値の大きいものを順に 2 つ取得し、受信シンボルとする。従って送信シンボル m_1^* , m_2^* の判定規範は次の式で与えられる。

$$m_1^* = \operatorname{argmax}_{m' \in \mathcal{M}} (|R_{m'}(x_m)|) \quad (11)$$

$$m_2^* = \operatorname{argmax}_{m' \in \mathcal{M} \setminus m_1^*} (|R_{m'}(x_m)|) \quad (12)$$

これにより受信機で信号を受信し復調した際に、 m_1^{pre} のシンボルを取得した場合はグループ G_1 の信号を、 m_2^{pre} のシンボルを取得した場合はグループ G_2 の信号を、どちらも取得した場合は両者の信号を受信したと判断できる。

3.1 遅延量検出

実環境においては送信機同士の同期が取れず、複数の信号が非同期受信される可能性が高いため、端末の受信信号間のタイミングずれを受信機で検出する必要がある。ここで、通信路の雑音はないものとして、第 p シンボルを送信した信号に対して第 q シンボルを送信した信号が時間 τ だけ遅れて受信された場合、受信機で受信される信号 $z[\ell]$ は以下の式のように表せる (図 1)。

$$z[\ell] = \begin{cases} \sqrt{\frac{E_s}{T_c}} x_p[\ell] & \ell < \tau \\ \sqrt{\frac{E_s}{T_c}} (x_p[\ell] + y_q[\ell - \tau]) & \ell \geq \tau \end{cases} \quad (13)$$

LoRa 信号の復調において、基本ダウンチャープによる逆拡散及び DFT を行う際、受信機が最初に受信した信号 (同期信号) に対して同期処理が行われる。そのため遅延信号成分について

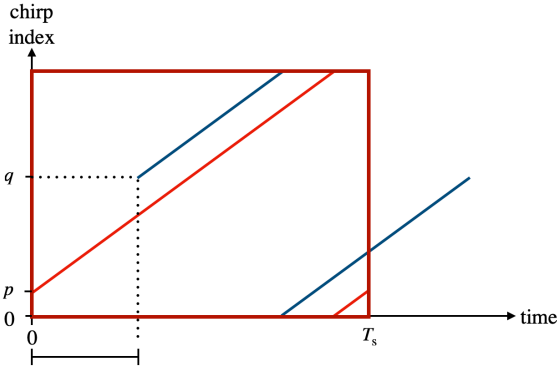


図1 シンボル遅延の概念図

は、DFT を行った際に出力値が最大となるインデックス（ピークインデックス）が送信されたシンボルに対応するインデックスに現れず、信号の端末グループの判別及びデータ復調が行えない。

この解決法として、初めて遅延信号を受信した DFT 窓から 4 シンボル分の DFT 出力値を比較することでグループの判別を行う手法を提案する。 G_a の信号を遅延信号として受信した場合の DFT 出力が現れるインデックス I_{delay} はグループ G_a のプリアンブルシンボル m_a^{pre} 、遅延時間 τ を用いて $I_{\text{delay}} = m_g^{\text{pre}} - \tau$ と表される。この関係を利用し、遅延検出を以下の通りの手順で実行する。

(1) プリアンブルの 2 シンボル目から 4 シンボル目までの DFT 出力の最大値、及び 2 番目に大きいチャープインデックスを取り出す。

(2) シンボルごとに取り出したピークインデックスの組み合わせが全て一致した場合に受信成功と見做す。

(3) DFT 出力の値と設定した送信プリアンブルシンボルを比較して遅れて受信したグループを判定する。取り出されたピークインデックスに m_1^{pre} があればグループ G_2 が、 m_2^{pre} があればグループ G_1 が遅延して受信したと判定する。 m_1^{pre} 、 m_2^{pre} の組み合わせが取り出された場合は $\tau = 0$ と判定し遅延量検出を終える。

(4) 3 で取り出されなかった出力の値を I_{delay} であると判断し、 m_g^{pre} との比較を行い、遅延量 τ を検出する。遅延量検出を終える。

なお、ステップ 2 で取り出した DFT 出力の組み合わせが一致しない場合、雑音等の影響で信号の受信に失敗したと判断し遅延量検出を中止する。

3.2 複数 LoRa 端末の同時通信手法 ($M = 1$)

3.2.1 データ送信 ($M = 1$)

この節ではデータ送信の際、1 台の端末が 1 つのチャープ信号を送信する手法、すなわち端末が多重するチャープ数 $M = 1$ の手法を説明する。先述の通り、通常の LoRa 変調においてはデータ送信の際に全てのチャープインデックスを選択可能である。しかし複数の LoRa 信号を同時に復調する場合、DFT 出力の複数現れるピークがそれぞれどの端末によるものであるか判断できない。そこで、データ送信の際に選択可能なチャー

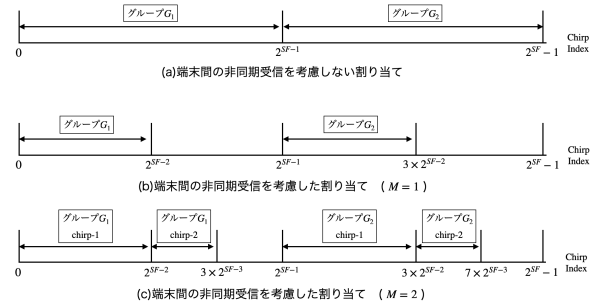


図2 提案手法におけるチャープインデックスの割当て

プインデックスの範囲をグループ毎に設定する検討を行った。初期検討として図 2 (a) のようにグループ G_1 に $M_1 = 0 \sim 2^{SF-1} - 1$ 、グループ G_2 に $M_2 = 2^{SF-1} \sim 2^{SF} - 1$ を割り当ててことを検討した。これにより通常の LoRa と比較して端末が 1 シンボル毎に伝送できる情報量が 1 ビット減少するものの、同時に 2 台の LoRa 端末の接続が可能となり、システム全体でのデータレートが向上する。しかし上記の割当てでは、複数の端末からの信号を非同期的に受信した場合にデータを正しく復調できない場合がある。例としてグループ G_2 の端末からの信号が、グループ G_1 の端末の信号から時間 τ 遅延して受信された場合を考える。受信機はグループ G_1 の端末の信号に同期しているため、グループ G_1 の端末からの信号は $0 \sim 2^{SF-1} - 1$ の範囲で受信されるものと考えることができる。一方でグループ G_2 の端末からの信号は $2^{SF-1} - \tau \sim 2^{SF} - 1 - \tau$ の範囲で受信されることとなる。この時、 $2^{SF-1} - \tau \sim 2^{SF-1} - 1$ の範囲は (以降「共通範囲」と呼称) 受信機視点ではグループ G_1 と G_2 どちらの端末の信号も使用されるものとなる。そのため、2 つのピーク出力が共に共通範囲内に現れた場合、どちらの端末から送信されたものか受信機で判断できない。よって、復調失敗の原因である共通範囲が生じないようなインデックスの割当て及び送信タイミング制御を行う必要がある。

そこで選択可能なチャープインデックスの範囲を 1 台の端末が送信するビット数が 1 だけ減少するよう、図 2 (b) のようにグループ G_1 では $0 \sim 2^{SF-2} - 1$ 、グループ G_2 では $2^{SF-1} - \tau \sim 2^{SF} - 1 - \tau$ と設定する。この割当てを行うことで端末が 1 シンボルで送信可能なビット数は 1 ビット減少し $SF - 2$ ビットとなる。しかし、 τ の値が $-2^{SF-2} - 1 \sim 2^{SF-1} - 1$ の範囲に収まっているならば受信機で DFT を行う際に共通範囲は生じず、復調を行うことが可能となる。また、従来の LoRa と比較し 1 台の端末で送信可能な情報量は 2 ビット減少するものの、システム全体では 1 シンボル時間で $2 \times (SF - 2)$ ビット伝送可能であるため通常の LoRa 変調と比較すると依然高いデータレートを維持できている。

3.2.2 データ復調 ($M = 1$)

復調の流れは通常の LoRa 変調と同様であるが、シンボル検出の際に取り出す周波数成分の数を 1 つから 2 つへと変更する。遅延時間が $-2^{SF-2} - 1 \sim 2^{SF-1} - 1$ の範囲に抑えられている場合、取り出した 2 つの周波数成分がそれぞれどちらのグループから送信されたものであるか判断可能である。また遅延量推定

を行ったことでどちらのグループの端末の信号がどれだけ遅延して受信されているかは既知であるため、取り出した周波数成分のうち先に受信した信号を同期信号、遅れて受信した信号を遅延信号として復調を行う。同期信号についてはそのまま取り出した周波数成分を送信シンボルとして判定する。遅延信号については DFT 窓に同一シンボルが全て収まっていないため他の周波数成分にピーク出力の成分が漏れ出してしまっている。そのためシンボル検出で取得した周波数成分から遅延量検出で取得した τ だけ移動した成分をそのまま送信シンボルと判定することはできない。正しい送信シンボルを推定するため受信信号の先頭から τ 後の時間を先頭とする DFT 窓を設置し、DFT を再度行うことで復調を行う。この操作は以下の式で表される。

$$R_n(x_m) = \begin{cases} \sum_{l=\tau}^{2^{SF}-1} (z^{(a)}[l-\tau]x_0^*[l]) \exp(-j2\pi\frac{n}{2^{SF}}l) \\ \sum_{l=0}^{\tau} (z^{(a+1)}[l-\tau]x_0^*[l]) \exp(-j2\pi\frac{n}{2^{SF}}l) \end{cases} \quad (14)$$

ここで $z^{(a)}[l]$ は $z[l]$ の第 a シンボルを表す。2 度目の DFT 後のシンボル検出で取り出す周波数成分の数も 2 つとする。この時遅延信号に合わせて DFT 窓をロックしているが、その場合でも DFT 出力において共通範囲は現れない。そのため、送信時に設定した選択可能チャープインデックスの範囲内のピーク出力を遅延信号と判定し、復調することが可能である。

3.3 複数 LoRa 端末の同時通信手法 ($M = 2$)

3.3.1 データ送信 ($M = 2$)

提案手法において $M = 1$ の場合では図 2 (b) の通り、 2^{SF} 個のチャープインデックスのうち半分のみを使用し、1 台の端末が 1 シンボルで $SF - 2$ ビットの伝送を行う。これは共通範囲が生じない τ が存在する割当の中で最大のデータレートをもつ割当であるが、使用しないチャープインデックスが全チャープインデックスの半分を占めている。余剰となっているチャープインデックスを利用して追加のチャープ信号を生成することで、更なるデータレートの向上が見込める。ここで図 2 (c) の通り、使用していないチャープインデックスのうちグループ G_1 では $2^{SF-2} \sim 3 \times 2^{SF-3} - 1$ 、グループ G_2 では $3 \times 2^{SF-2} \sim 7 \times 2^{SF-3} - 1$ の範囲を使用して追加で 1 つのチャープ信号を生成し、1 台の端末が 2 つのチャープ信号を多重、送信する手法 (提案手法 $M = 2$) を提案する。追加のチャープ信号が 1 シンボルで送信できる情報量は $SF - 3$ ビットである。よって端末が 1 度に送信することができる情報量が $SF - 2$ ビットから $(SF - 2) + (SF - 3) = (2SF - 5)$ ビットに増加し、データレートが向上する。一方で選択可能なチャープインデックスが増えることで、共通範囲が現れない τ の範囲が $-2^{SF-3} + 1 \sim 2^{SF-3} - 1$ となり、 $M = 1$ の場合と比較して狭くなる。そのため、共通範囲を生じさせないためにより厳しい遅延制御が要求される。また、1 台の端末の総送信電力は変更しない。よって、1 つのチャープ信号を送信する際に使用する電力は $M = 1$ 時に 1 つのチャープ信号を送信する際に使用する電力の半分となる。そのため雑音耐性は $M = 1$ の場合と比較して低下する。

表 1 シミュレーション諸元

SF	8
帯域幅	125 [kHz]
m_1^{pre}	64
m_2^{pre}	192
プリアンブルシンボル数	4
ペイロードシンボル数	10

3.3.2 データ復調 ($M = 2$)

受信機での復調処理については 4.2.2 と同様の処理を行う。ただし、復調すべきシンボルが 4 つ存在するため、シンボル検出の際に取り出す周波数成分の数を 2 つから 4 つに変更する。取り出した 4 つの周波数成分がそれぞれ同期信号成分、遅延信号成分のどちらであるか、送信時に設定した選択可能なチャープインデックスの範囲及び遅延量推定で得た遅延量から判定する。なお、同期信号成分同士、遅延信号成分同士は同じ端末で重畳された後に送信されているため、受信機で同時に受信される。そのため $M = 1$ の場合と変わらず、同期信号成分に同期した DFT 窓及び遅延信号成分に同期した DFT 窓の 2 つの DFT 窓を用意することで 4 つのシンボルを復調することができる。

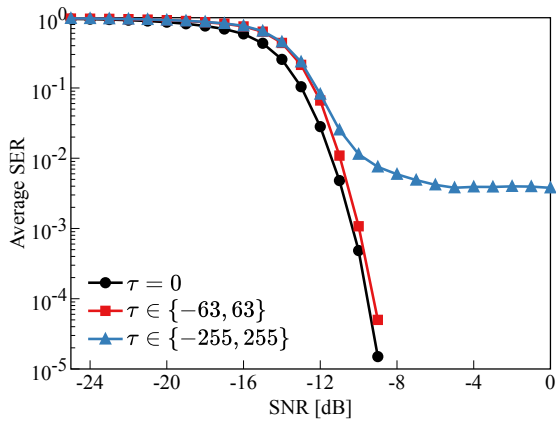
4. 計算機シミュレーション

本節では、提案手法の特性について平均シンボル誤り率 (SER: Symbol Error Rate) 及びスループットの観点から評価する。通信路は AWGN チャネルを想定し、電力は端末毎に総送信電力の制約があるものとする。遅延量はグループ G_1 の端末からの信号を受信した時間を基準とした時にグループ G_2 の端末の信号がどれだけ遅延して受信されたかを表し、負の遅延量 $-\tau$ はグループ G_2 の端末の信号を τ だけ先に受信したことを表す。また、遅延量はシミュレーション毎に設定した範囲の中で乱数で決定されるものとする。その他のシミュレーション諸元については表 1 に示す。なおスループット算出時には、プリアンブル等のシンボルのデータ、及びシンボル長は計算に含めずペイロードのシンボルのデータ、及びシンボル長の合計により計算を行う。

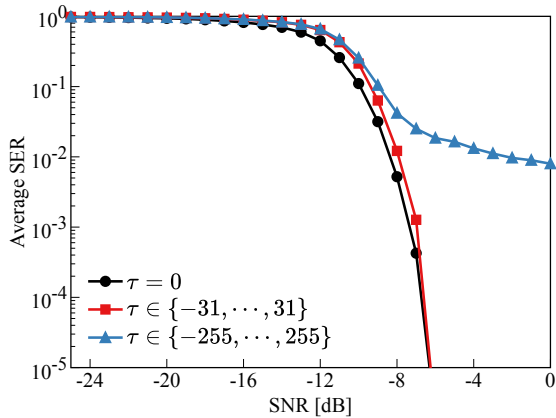
4.1 シミュレーション結果

図 3 に提案手法を用いた場合のグループ間の遅延量 τ をパラメータとした場合の平均 SER 特性を示す。遅延量については $0, \tau \in \{-63, \dots, 63\}$ 、および $\tau \in \{-255, \dots, 255\}$ の 3 つの設定で比較を行った。図から分かる通り、遅延制御を行い遅延量を ± 64 以内に収めることができた場合は同期受信での特性に対する劣化が 1[dB] 分に満たない程度に抑えられている。一方で、遅延制御が十分にできない場合は $\text{SER} \approx 4 \times 10^{-3}$ でエラーフロアが生じていることが分かる。これは共通範囲内にピークインデックスが 2 つ存在する場合、雑音に関係なく復調が行えないためである。今回のチャープインデックス割当てでは、端末あたりの使用チャープ数 $M = 1$ ($M = 2$) の場合、遅延時間の絶対値が 64 (32) 以上となった際、共通範囲が存在する。

図 4 に提案手法と通常の LoRa 変調のスループット特性を示



(a)



(b)

図3 SNR 対平均 SER 特性 (a) チャープ数 $M = 1$, (b) チャープ数 $M = 2$

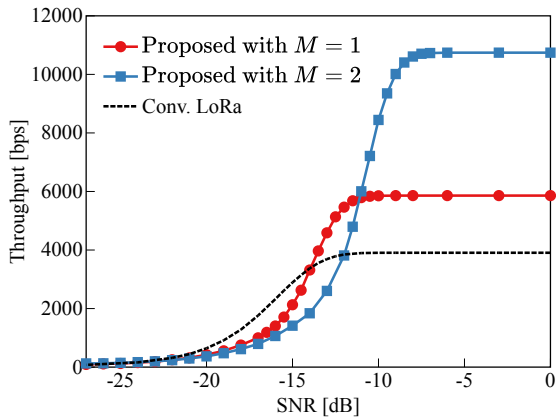


図4 提案手法と通常 LoRa のスループット

す。なお、提案手法の特性を取るにあたり遅延量は 0、つまり完全に同期されて信号を受信した場合を考える。この結果から提案手法は通常の LoRa のスループットと比較しチャープ数 1 の場合は 50%、チャープ数 2 の場合は 175% 程度向上できていることがわかる。なお、低 SNR 領域では提案手法のスループットが通常の LoRa のスループットを下回っている。これは低 SNR 領域では提案手法で行う遅延量推定の精度が低く、ペイロードデータの復調に失敗する確率も高まっていることに起

因する。また、送信チャープ数 2 の手法では 1 つのチャープ信号の送信に使用する電力が半分に制限されていることも要因となっている。

5. まとめと今後の課題

本稿ではチャープインデックス空間を分割し LoRa 端末の多元接続を行い、システム全体のデータレートを向上させる手法を提案した。本手法では分割したチャープインデックス空間を 2 台の LoRa 端末に割り当てることで受信機での信号処理を可能とし、2 台の LoRa 端末の同時接続を実現した。計算機シミュレーションにより提案手法は SNR 特性の大幅な劣化を起こすことなくシステム全体のスループットを最大 175% 向上させることを示した。今後の課題として、同時通信可能端末数の向上などが挙げられる。

謝辞 本研究の一部は JSPS KAKENHI Grant Number 22K04086 によって行われた。

文 献

- [1] A. Al-Fuqaha, M. Guizani, M. Mohammadi, M. Aledhari, and M. Ayyash, "Internet of things: A survey on enabling technologies, protocols, and applications," *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 17, no. 4, pp. 2347–2376, 2015.
- [2] U. Raza, P. Kulkarni, and M. Sooriyabandara, "Low power wide area networks: An overview," *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 19, no. 2, pp. 855–873, 2017.
- [3] M. Jouhari, N. Saeed, M.-S. Alouini, and E. M. Amhoud, "A survey on scalable lorawan for massive iot: Recent advances, potentials, and challenges," *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 25, no. 3, pp. 1841–1876, 2023.
- [4] M. Centenaro, L. Vangelista, A. Zanella, and M. Zorzi, "Long-range communications in unlicensed bands: the rising stars in the iot and smart city scenarios," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 23, no. 5, pp. 60–67, 2016.
- [5] O. Georgiou and U. Raza, "Low power wide area network analysis: Can lora scale?" *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 6, no. 2, pp. 162–165, 2017.
- [6] B. Reynders and S. Pollin, "Chirp spread spectrum as a modulation technique for long range communication," in *2016 Symposium on Communications and Vehicular Technologies (SCVT)*, 2016, pp. 1–5.
- [7] SEMTECH, "LoRa(PHY)," accessed on December 18, 2023. [Online]. Available: <https://www.semtech.com/lora/what-is-lora>
- [8] L. Vangelista, "Frequency shift chirp modulation: The lora modulation," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 24, no. 12, pp. 1818–1821, 2017.
- [9] T. Elshabrawy and J. Robert, "Interleaved chirp spreading lora-based modulation," *IEEE Internet Things J.*, vol. 6, no. 2, pp. 3855–3863, 2019.
- [10] Q. Yu, H. Wang, Z. Lu, and S. An, "Group-based css modulation: A novel enhancement to lora physical layer," *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 11, no. 3, pp. 660–664, 2022.
- [11] H. Ma, Y. Fang, G. Cai, G. Han, and Y. Li, "A new frequency-bin-index lora system for high-data-rate transmission: Design and performance analysis," *IEEE Internet Things J.*, vol. 9, no. 14, pp. 12515–12528, 2022.
- [12] D. Croce, M. Gucciardo, S. Mangione, G. Santaromita, and I. Tinnirello, "Impact of lora imperfect orthogonality: Analysis of link-level performance," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 22, no. 4, pp. 796–799, 2018.