

# パケット型インデックス変調における チャンネルアクティビティ検出を用いたインデックスマッピング手法

鈴木 康介<sup>†</sup> 安達 宏一<sup>†</sup> 太田 真衣<sup>††</sup> 田久 修<sup>†††</sup> 藤井 威生<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

<sup>††</sup> 福岡大学 工学部 電子情報工学科 〒814-0180 福岡県福岡市城南区七隈 8-19-1

<sup>†††</sup> 信州大学 工学部 電子情報システム工学科 〒380-8553 長野県長野市若里 4-17-1

E-mail: <sup>†</sup>{suzuki,adachi,fujii}@awcc.uec.ac.jp, <sup>††</sup>maiohta@fukuoka-u.ac.jp, <sup>†††</sup>takyu@shinshu-u.ac.jp

**あらまし** IoT (Internet-of-Things) の発展に伴い、多端末通信が可能な LoRaWAN (Long Range Wide Area Network) が注目されている。しかし、デューティサイクル (DC: Duty Cycle) と呼ばれる送信時間の制約により、送信パケット数の増加によるスループットの向上はできない。そこで、パケット型インデックス変調 (PLIM: Packet-Level Index Modulation) は、データパケットの送信周波数チャンネルと送信タイミングの組合せ (送信リソース) をインデックスとして情報を付与することで、スループットを向上させる。従来の PLIM はフレーム内の特定の送信リソースでパケットを送信する必要があり、そのリソースで送信できなければパケットを破棄するため、多端末環境において伝送効率が低下する可能性がある。本稿ではフレームを複数のサブフレームに分割し、各サブフレームでチャンネルアクティビティ検出 (CAD: Channel Activity Detection) を行うことで送信機会を増加させ、DC の制約下でパケット破棄率を低減するインデックスマッピング手法を提案する。計算機シミュレーションにより、提案手法が従来のインデックスマッピング手法と比較してスループットを向上できることを示す。

**キーワード** LPWAN, LoRaWAN, インデックス変調

## Channel Activity Detection Based Index Mapping Scheme for Packet-Level Index Modulation

Kosuke SUZUKI<sup>†</sup>, Koichi ADACHI<sup>†</sup>, Mai OHTA<sup>††</sup>, Osamu TAKYU<sup>†††</sup>, and Takeo FUJII<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Advanced Wireless and Communication Research Center, The University of Electro-Communications  
1-5-1 Chofugaoka, Chofu-shi, Tokyo 182-8585

<sup>††</sup> Department of Electronics Engineering and Computer Science, Faculty of Engineering, Fukuoka University  
8-19-1, Nanakuma, Jonan, Fukuoka 814-0180

<sup>†††</sup> Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Engineering, Shinshu University  
4-17-1, Wakasato, Nagano City 380-8553

E-mail: <sup>†</sup>{suzuki,adachi,fujii}@awcc.uec.ac.jp, <sup>††</sup>maiohta@fukuoka-u.ac.jp, <sup>†††</sup>takyu@shinshu-u.ac.jp

**Abstract** Long range wide area network (LoRaWAN) attracts attention due to its ability to realize massive machine-type communication (MTC); however, its throughput is limited by the duty cycle (DC). Packet-level index modulation (PLIM) increases the throughput by utilizing a data packet's frequency channel and transmission timing as an information-bearing index. In PLIM, a node transmits a packet at a specific transmission resource (frequency channel and timing) within a frame, and the node discards the packet if it cannot transmit the packet at the specific transmission resource. This paper proposes an index mapping scheme that divides a frame into multiple subframes and performs channel activity detection (CAD) in each subframe. Computer simulations show that the proposed scheme improves the throughput by increasing the transmission opportunities and reducing the packet discard under the constraint of DC.

**Key words** LPWAN, LoRaWAN, index modulation

### 1. はじめに

近年、IoT (Internet-of-Things) の発展に伴い、農業や工業を始めとする様々な場面で無線センサネットワーク (WSN:

Wireless Sensor Network) が活用されており、特に多端末通信が可能な省電力広域無線ネットワーク (LPWAN: Low Power Wide Area Network) が注目されている [1], [2]. 多数の EN (End Node) が限られた無線リソースを共有して 1 台の GW

(Gateway) と通信するような多元接続環境では、複数の EN が同一周波数チャンネルで同時にデータパケットを送信した場合、パケット衝突が発生し、GW がデータを正しく受信できない可能性がある。また、LPWAN では GW を含む各ノードに対して、特定の周波数チャンネルを利用できる時間率 (DC: Duty Cycle) が規定されており [1], 送信データ量を増やすために送信パケット数を増やすことができない。

LPWAN の一種である LoRaWAN (Long Range Wide Area Network) [3] は、物理 (PHY: Physical) 層でチャープスペクトラム拡散 (CSS: Chirp Spread Spectrum) 変調を用い、長距離かつ低消費電力な通信を実現している。CSS 変調におけるパラメータとして、拡散係数 (SF: Spreading Factor) と呼ばれる 1 シンボルで送信するビット数が定義されており、7 から 12 の範囲で設定可能である [4]。SF を大きくすることで雑音耐性が向上するが、伝送レートは低下する。また、MAC (Medium Access Control) 層では ALOHA 方式を用い、CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance) や LBT (Listen Before Talk) のような複雑な処理は行わないため、消費電力を抑えることができる。しかし、数千台の EN がネットワークに接続されるような環境ではパケット衝突を回避できない [5]。パケット衝突回避のため、パケット送信前にキャリアセンス (CS: Carrier Sense) を行い、他の EN の送信状況をセンシングする事が考えられる。CS は送信信号の帯域幅全体での受信信号強度 (RSSI: Received Signal Strength Indication) を基に他の EN の送信信号を検出する。しかし、CSS 変調された LoRa 信号は、例えば通信が行われていたとしても、拡散により信号電力がノイズフロア以下の微弱な信号となる可能性があるため [6], CS では検知できない恐れがある。

CS に代わるセンシング機能として、LoRaWAN チップにはチャンネルアクティビティ検出 (CAD: Channel Activity Detection) と呼ばれる機能が備わっている [6]。CAD は自身の送信する周波数と SF のチャープ信号を EN 内で生成し、受信したチャープ信号との相互相関を求めることでプリアンブル信号を検出する。そのため、自身の送信する周波数チャンネルと SF の LoRa 信号を省電力かつ高精度に検知できるが、自身と異なる SF の LoRa 信号や LoRa 以外の信号は検知できない。CAD はプリアンブル検出を想定しているが、ペイロード部分も含めた送信時間のうち 95% 以上の時間で検出可能であり [7], GW から 4 km 以上の距離で LoRa 信号のプリアンブルとペイロードが検出可能であることが実機実験により示されている [8]。そのため、CAD を用いて CSMA/CA や LBT を実現する手法が数多く提案されている [7], [9], [10]。LoRaWAN に CSMA/CA や LBT を適用すると、エネルギー消費量は僅かに増加するものの、パケット衝突率が大幅に低減可能である [11]。一方、CSMA/CA のような複雑な処理はせず、CAD によって他の EN の信号を検知した際にパケットを再送せずに破棄する場合、ALOHA よりもエネルギー消費を低減しつつ、システム内での許容可能な EN 数を増加させることができる [12]。

LoRaWAN におけるパケット伝送では、Confirmed (CONF) パケットと Unconfirmed (UNC) パケットの 2 種類のパケットが用いられる [3]。GW が EN から CONF パケットを受信した場合、GW は一定時間後に ACK パケットを EN に送信

する。一方で、GW が EN から UNC パケットを受信した場合、GW は ACK パケットを送信しない。パケットの種類は、LoRaWAN パケットにおける MAC ヘッダの先頭 3 bit にメッセージタイプ (MType: Message Type) として付与され、GW はパケット復調後に該当ビットを参照することでパケットの種類を判定する。

筆者らは以前、LoRaWAN において周期的に生成されるデータに着目した、パケット型インデックス変調 (PLIM: Packet-Level Index Modulation) を提案した [13]。PLIM は、インデックス変調 (IM: Index Modulation) [14] の一種であり、送信パケットの周波数チャンネルと時間スロットの組合せ (インデックス) に追加の情報を付与することで、DC の制約下で従来の LoRaWAN 規格を変更することなくビットレートを向上できる。計算機シミュレーションによって従来の LoRaWAN と比べてビットレートを最大で 32.5% 向上可能であることを明らかにしている。しかし、複数の EN が同一の PLIM ビット系列を周期的に選択した場合、周期的なパケット衝突が発生する可能性がある。また、周波数チャンネルと時間スロットで PLIM ビット系列を直接表現するため、周波数チャンネル数と時間スロット数がそれぞれ 2 の整数乗となる必要があり、余剰なりソースにはインデックスを付与できない。

PLIM [13] の問題点を解消すべく、筆者らは適応的インデックスマッピング手法を提案した [15]。適応的インデックスマッピングは、使用禁止周波数チャンネルが与えられた時に、利用可能な全ての周波数チャンネルと時間スロットを活用することで、インデックスによる送信ビット数を増加させ、パケット衝突を回避する。理論性能評価により、提案手法は従来の PLIM [13] と比較してスループット性能を約 18% 向上させ、EN と GW の間のオーバーヘッドを大幅に削減することが示されている。しかし、PLIM による送信ビット系列に応じた特定のリソース (周波数チャンネルと送信タイミング) でパケットを送信しなければならず、パケット送信前に CAD によって他の EN の信号を検知した場合はそのパケットを破棄するため、伝送効率が低下する可能性がある。本稿では、各パケットの送信機会が 1 度しか与えられないことに起因するパケット破棄を避けるため、フレームを適応的に複数サブフレームに分割することで複数の送信機会を与え、DC の制約下でスループットを向上するインデックスマッピング手法を提案する。

本稿の構成を述べる。2 節では PLIM および適応的インデックスマッピングの概要について述べる。3 節では提案手法について述べ、4 節では計算機シミュレーション結果を述べる。5 節では本稿のまとめを行う。

## 2. パケット型インデックス変調 (PLIM)

### 2.1 PLIM の概要 [13]

ここでは、一般性を失うことなく  $N$  台の EN のうち特定の 1 台の EN と GW が  $K$  個の周波数チャンネルを用いて通信することを考える。EN は  $T_{\text{frame}}$  [sec] ごとにデータパケットを生成するものと仮定する。時間長  $T_{\text{frame}}$  をフレーム長と定義し、時間長  $T_{\text{slot}}$  [sec] の  $Q$  個の時間スロットに等分割する。

EN は情報ビット系列  $\mathbf{B} = (b_0, b_1, \dots, b_i, \dots, b_{B-1})^T$  を生成する。ここで、 $b_i \in \{0, 1\}$  は  $i$  番目の情報ビット、 $B$  は情

報ビット系列長,  $(\cdot)^\top$  は転置操作である. 次に,  $\mathbf{B}$  を PLIM ビット系列  $\mathbf{B}_{\text{plim}} = (b_0, b_1, \dots, b_{B_{\text{plim}}-1})^\top$  とペイロードビット系列  $\mathbf{B}_{\text{pl}} = (b_{B_{\text{plim}}}, b_{B_{\text{plim}}+1}, \dots, b_{B_{\text{plim}}+B_{\text{pl}}-1})^\top$  に分割する. ここで,  $B_{\text{plim}}$  と  $B_{\text{pl}}$  はそれぞれ PLIM ビット系列とペイロードビット系列のビット数であり,  $B_{\text{plim}} + B_{\text{pl}} = B$  となる. そして,  $\mathbf{B}_{\text{pl}}$  を用い, 従来の LoRaWAN と同様の処理によってデータパケットを生成する. 最後に,  $\mathbf{B}_{\text{plim}}$  を用い, 式 (1) で示される任意のインデックスマッパー  $\mathcal{F}$  によって決定される周波数チャンネル  $k \in \mathcal{K} = \{0, 1, \dots, K-1\}$  と時間スロット  $q \in \mathcal{Q} = \{0, 1, \dots, Q-1\}$  でデータパケットを送信する.

$$(k, q) = \mathcal{F}(\mathbf{B}_{\text{plim}}) \quad (1)$$

GW は周波数チャンネル  $\tilde{k} \in \mathcal{K}$  でデータパケットを受信し, 受信時間スロット  $\tilde{q} \in \mathcal{Q}$  を推定する [13], [16]. 得られた周波数チャンネルと時間スロットの組  $(\tilde{k}, \tilde{q})$  を式 (2) で表されるインデックスデマッパー  $\mathcal{F}^{-1}$  に入力し, PLIM ビット系列  $\tilde{\mathbf{B}}_{\text{plim}} = (\tilde{b}_0, \tilde{b}_1, \dots, \tilde{b}_i, \dots, \tilde{b}_{B_{\text{plim}}-1})^\top$ ,  $\tilde{b}_i \in \{0, 1\}$  を復調する.

$$\tilde{\mathbf{B}}_{\text{plim}} = \mathcal{F}^{-1}(\tilde{k}, \tilde{q}) \quad (2)$$

そして, 従来の LoRaWAN と同様の処理によってデータパケットを復調し, ペイロードビット系列  $\tilde{\mathbf{B}}_{\text{pl}} = (\tilde{b}_{B_{\text{plim}}}, \tilde{b}_{B_{\text{plim}}+1}, \dots, \tilde{b}_{B-1})^\top$  を得る. 最後に, PLIM ビット系列  $\tilde{\mathbf{B}}_{\text{plim}}$  とペイロードビット系列  $\tilde{\mathbf{B}}_{\text{pl}}$  を結合し, 情報ビット系列  $\tilde{\mathbf{B}} = (\tilde{b}_0, \tilde{b}_1, \dots, \tilde{b}_{B-1})^\top$  を得る.

## 2.2 適応的インデックスマッピング [15]

適応的インデックスマッピング [15] では, インデックスで送信するビット数を増加し, パケット衝突を回避するため, 全ての使用可能なリソースに対して適応的にインデックスをマッピングする. 具体的には, LoRaWAN パケット [3] のヘッダに含まれるデバイスアドレス  $\mathbf{B}_{\text{addr}}$  とパケットカウンタ  $\mathbf{B}_{\text{pcent}}$  を用いたインデックスマッパー  $\mathcal{F}$  とインデックスデマッパー  $\mathcal{F}^{-1}$  を提案する. デバイスアドレス  $\mathbf{B}_{\text{addr}}$  は 4 byte で表現される EN 固有の値であり, パケットカウンタ  $\mathbf{B}_{\text{pcent}}$  は 2 byte で表されるパケット固有の値である [3].

インデックスマッパー  $\mathcal{F}$  について述べる. EN は PLIM ビット系列  $\mathbf{B}_{\text{plim}}$ , デバイスアドレス  $\mathbf{B}_{\text{addr}}$ , パケットカウンタ  $\mathbf{B}_{\text{pcent}}$  をそれぞれ  $D_{\text{plim}}, D_{\text{addr}}, D_{\text{pcent}}$  で表される 10 進数に変換する. そして, 式 (10) で表される送信符号  $X$  を計算する.

$$X = \text{mod}(D_{\text{plim}} + f(D_{\text{addr}}, D_{\text{pcent}}), R) \quad (3)$$

ここで  $R$  は使用可能リソース数,  $\text{mod}(m, n)$  は  $m \in \mathbb{N}$  の  $n \in \mathbb{N} \setminus \{0\}$  による剰余 (modulo) を表し,  $\text{mod}(m, n)$  は次式で定義される.

$$\text{mod}(m, n) = m - \left( n \times \left\lfloor \frac{m}{n} \right\rfloor \right) \quad (4)$$

ここで,  $\lfloor \cdot \rfloor$  は床関数,  $f(D_{\text{addr}}, D_{\text{pcent}})$  は  $D_{\text{addr}}$  と  $D_{\text{pcent}}$  によって一意に定まる任意の関数である. 式 (4) より,  $0 \leq \text{mod}(m, n) < n$  であり,  $m, n$  が負値の場合にも適用可能である. 最後に,  $X$  を式 (11) に代入して送信インデックス  $(k, q)$  を求め, 得られた周波数チャンネル  $k$  と時間スロット  $q$  を用いてデータパケットを送信する.

$$(k, q) = \left( \left\lfloor \frac{X}{Q} \right\rfloor + \sum_{k=0}^{\lfloor X/Q \rfloor} (1 - a_k), \text{mod}(X, Q) \right) \quad (5)$$

インデックスデマッパー  $\mathcal{F}^{-1}$  について述べる. GW は周波数チャンネル  $\tilde{k}$ , 時間スロット  $\tilde{q}$  でデータパケットを受信すると, そのパケット復調して  $\mathbf{B}_{\text{addr}}$  と  $\mathbf{B}_{\text{pcent}}$  を検出し, それぞれ  $D_{\text{addr}}$  と  $D_{\text{pcent}}$  で表される 10 進数に変換する. そして, 次式で表される送信符号の推定値  $\tilde{X}$  を求める.

$$\tilde{X} = \left( \tilde{k} - \sum_{k=0}^{\tilde{k}} (1 - a_k) \right) Q + \tilde{q} \quad (6)$$

そして, 次式を用いて PLIM ビット系列  $\tilde{D}_{\text{plim}}$  を求める.

$$\tilde{D}_{\text{plim}} = \text{mod}(\tilde{X} - f(D_{\text{addr}}, D_{\text{pcent}}), R) \quad (7)$$

式 (16) において, 剰余演算の被除数  $\tilde{X} - f(D_{\text{addr}}, D_{\text{pcent}})$  は負値を取る場合があるが, 剰余演算は式 (4) で定義されるため,  $\tilde{D}_{\text{plim}}$  は常に正の値を取る. 最後に, 得られた  $\tilde{D}_{\text{plim}}$  を 2 進数に変換することで,  $\tilde{\mathbf{B}}_{\text{plim}}$  を得る.

## 2.3 問題点

PLIM [13] および適応的インデックスマッピング [15] は,  $K_a$  個の使用可能周波数チャンネルと  $Q$  個の時間スロットからなる  $R = K_a \times Q$  個の使用可能リソースの中から, PLIM ビット系列に応じた周波数チャンネル  $k$  と時間スロット  $q$  の組  $(k, q)$  を一つ選択し, パケットを送信する. 送信リソース  $(k, q)$  での送信前に CAD や CS によって他の EN の送信を検知した場合, そのパケットを破棄する. つまり, 各パケットの送信機会が一度しか与えられず, その機会にパケットを送信できなければ PLIM ビットに加えてペイロードビットも破棄されるため, 伝送効率が低下する可能性がある.

## 3. 提案手法

提案手法は, フレームを複数のサブフレームに分割し, 各サブフレームで送信前に CAD を行うことで複数の送信機会を与え, パケット破棄率を低減する. 具体的には, 図 1 のように  $R$  個の使用可能リソースを  $V(d)$  個のサブフレームに分割し, サブフレームに含まれるリソースを用いて PLIM ビット系列を表現する. ここで,  $V(d)$  はフレーム分割数であり, フレーム分割指数  $d$  によって一意に定まる任意関数として表される.

EN は PLIM ビット系列に応じてサブフレーム内から送信リソースを一つ選択し, その送信リソースが開始するタイミングで CAD を行う. CAD によって他の EN の送信を検知しなかった場合, その送信リソースでパケットを送信する. 一方, CAD によって他の EN の送信を検知した場合, その送信リソースではパケットを送信せず, 次のサブフレームで再びリソース選択, CAD を行う. この操作を繰り返し, フレーム末端までパケットを送信できなかった場合, EN は送信ビット系列を破棄する. なお, CAD の代わりに CS を行うことも可能である.

フレーム分割指数  $d$  は  $d_{\text{init}}$  で初期化され,  $d_{\text{min}} \leq d \leq d_{\text{max}}$  の範囲で可変する. ここで,  $d_{\text{min}}$  は最小フレーム分割指数,  $d_{\text{max}}$  は最大フレーム分割指数である. 連続送信失敗フレーム数  $j$  が分割閾値  $j_{\text{th}}$  を超えた場合, EN は  $\mathbf{B}_{\text{plim}} = \mathbf{0}$  としてマッピングされたリソースで CONF パケットを送信し, GW から

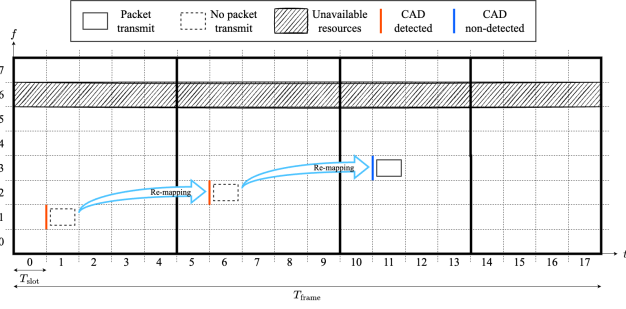


図1 提案手法の動作例

ACK パケットを受信した後にフレームを分割 ( $d$  をインクリメント) する. 連続送信成功フレーム数  $i$  が結合閾値  $i_{th}$  を超えた場合, EN は  $B_{plim} = 1$  としてマッピングされたリソースで CONF パケットを送信し, GW から ACK パケットを受信した後にサブフレームを結合 ( $d$  をデクリメント) する. つまり, フレーム分割または結合する際, PLIM ビット系列  $B_{plim}$  は EN で生じた情報ビット系列を表現せず, フレーム分割指数  $d$  を EN と GW で共有するために用いられる. なお, UNC パケットを送信した場合と CONF パケットを送信して ACK パケットを受信した場合を送信成功, パケットを破棄した場合と CONF パケットを送信して ACK パケットを受信しなかった場合を送信失敗とする.

提案手法で用いる変数として, 第  $v$  サブフレームのリソース数  $R_{d,v}$  を次式で定義する.

$$R_{d,v} = \begin{cases} \left\lfloor \frac{Q}{V(d)} \right\rfloor \times K_a & (0 \leq v < \text{mod}(Q, V(d))) \\ \left\lceil \frac{Q}{V(d)} \right\rceil \times K_a & (\text{mod}(Q, V(d)) \leq v < V(d)) \end{cases} \quad (8)$$

各サブフレームのリソース数を上式のように設定することで, 使用可能な全てのリソースを活用することができる. 提案手法で表現可能な PLIM ビット数  $B_{plim}$  は,  $B_{plim} = \log_2(\lfloor Q/V(d) \rfloor \times K_a)$  と表現でき,  $V(d)$  が増加すると PLIM ビット数は減少するが, 一方で送信機会が増加する.

### 3.1 インデックスマッピング手法

EN におけるマッピングアルゴリズムの概要を述べる. まず, マッピングに用いる各種パラメータを初期化し, 情報ビット系列が生起するまで待機する. 情報ビット系列が生起された後, フレーム分割指数  $d$  と連続送信成功フレーム数  $i$ , 連続送信失敗フレーム数  $j$  の値に応じてフレーム分割・結合判定を行う. フレーム分割する場合は  $B_{plim} = 0$  に更新し, フレーム結合する場合は  $B_{plim} = 1$  に更新する. そして, マッピング関数  $\mathcal{F}$  を用いて送信周波数チャンネル  $k$  と時間スロット  $q$  を決定し, 時間スロット  $q$  の先頭で CAD を行う. CAD によって他の EN の送信を検知した場合, サブフレームが残っていれば再度マッピングを行い, サブフレームが残っていなければ次のフレーム開始時刻まで待機する. CAD によって他の EN の送信を検知しなかった場合, パケット送信を行う. フレーム分割も結合も行わない場合は UNC パケットを送信し, フレーム分割または結合を行う場合は CONF パケットを送信する. マッピングアルゴリズムの詳細を図2に示す.

マッピングアルゴリズムにおけるマッピング関数  $\mathcal{F}$  につい

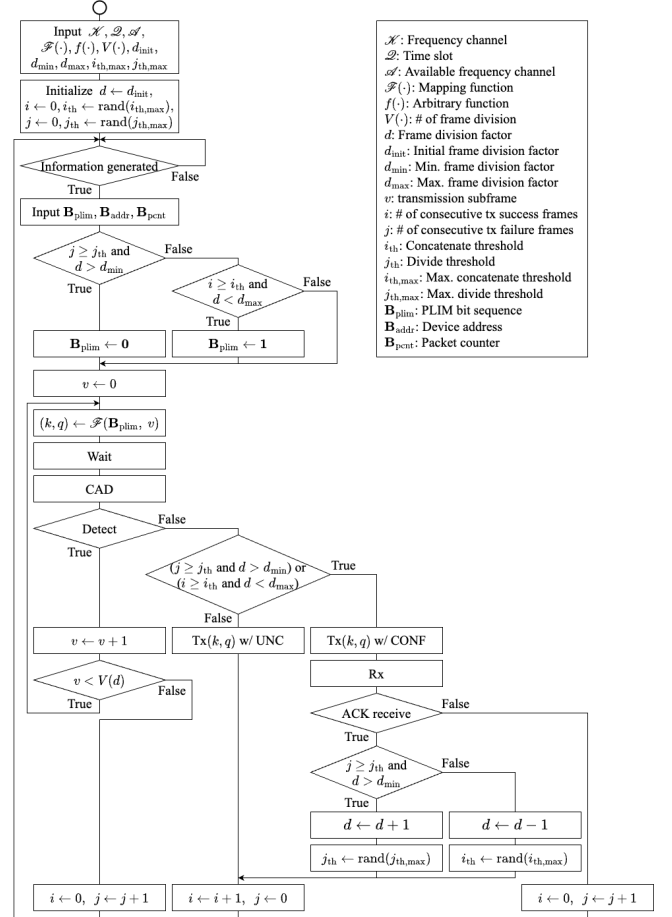


図2 マッピングアルゴリズム

て述べる. 本稿で提案するマッピング関数はフレーム分割を考慮するため, 文献 [15] で提案したマッピング関数に対して送信サブフレーム  $v$  を指数に加え, 次式で表される.

$$(k, q) = \mathcal{F}(B_{plim}, v) \quad (9)$$

EN は PLIM ビット系列  $B_{plim}$ , デバイスアドレス  $B_{addr}$ , パケットカウンタ  $B_{pcnt}$  をそれぞれ  $D_{plim}, D_{addr}, D_{pcnt}$  で表される 10 進数に変換する. そして, 式 (10) で表される送信符号  $X$  を計算する.

$$X = \begin{cases} X' & (v = 0) \\ \sum_{v'=0}^{v-1} R_{d,v'} + X' & (v > 0) \end{cases} \quad (10)$$

ここで,  $X'$  はサブフレーム内送信符号であり, 次式で表される.

$$X' = \text{mod}(D_{plim} + f(D_{addr}, D_{pcnt}, v), R_{d,v}) \quad (11)$$

ここで,  $f(D_{addr}, D_{pcnt}, v)$  は  $D_{addr}, D_{pcnt}, v$  の 3 変数によって一意に定まる任意の関数である. 最後に,  $X$  を式 (12) に代入して送信インデックス  $(k, q)$  を求める.

$$(k, q) = \left( \text{mod}(X, K_a) + \sum_{k=0}^{\text{mod}(X, K_a)} (1 - a_k), \left\lfloor \frac{X}{K_a} \right\rfloor \right) \quad (12)$$

### 3.2 インデックスデマッピング手法

GW におけるデマッピングアルゴリズムを述べる. まず, デ

マッピングに用いる各種パラメータを初期化し、パケットを受信するまで待機する。周波数チャネル  $\tilde{k}$ 、時間スロット  $\tilde{q}$  でデータパケットを受信すると、そのパケット復調して  $\mathbf{B}_{\text{addr}}$  と  $\mathbf{B}_{\text{pcent}}$  を検出する。デバイスアドレス  $\mathbf{B}_{\text{addr}}$  の EN からパケットを初めて受信する場合は  $d(\mathbf{B}_{\text{addr}}) = d_{\text{init}}$  として GW 内のメモリに保存し、既に受信したことがある場合はフレーム分割数  $d(\mathbf{B}_{\text{addr}})$  を GW 内のメモリから呼び出す。その後、デマッピング関数  $\mathcal{F}^{-1}$  を用いて PLIM ビット系列  $\tilde{\mathbf{B}}_{\text{plim}}$  を得る。最後に、受信したパケットが CONF パケットの場合、 $\tilde{\mathbf{B}}_{\text{plim}}$  の値に応じて  $d(\mathbf{B}_{\text{addr}})$  を更新し、 $\tilde{\mathbf{B}}_{\text{plim}}$  を破棄する。デマッピングアルゴリズムの詳細を図 3 に示す。

デマッピングアルゴリズムにおけるデマッピング関数  $\mathcal{F}^{-1}$  について述べる。本稿で提案するデマッピング関数はフレーム分割を考慮するため、文献 [15] で提案したデマッピング関数に対して受信サブフレーム  $\tilde{v}$  を戻り値に加え、次式で表される。

$$(\tilde{\mathbf{B}}_{\text{plim}}, \tilde{v}) = \mathcal{F}^{-1}(\tilde{k}, \tilde{q}) \quad (13)$$

GW は  $\mathbf{B}_{\text{addr}}$  と  $\mathbf{B}_{\text{pcent}}$  をそれぞれ  $D_{\text{addr}}$  と  $D_{\text{pcent}}$  で表される 10 進数に変換する。そして、受信周波数チャネル  $\tilde{k}$  と時間スロット  $\tilde{q}$  を用い、次式で表される受信符号  $Y$  を求める。

$$Y = \left( \tilde{k} - \sum_{k=0}^{\tilde{k}} (1 - a_k) \right) + \tilde{q} \times K_a \quad (14)$$

次に、次式で表される受信サブフレームの推定値  $\tilde{v}$  を計算する。

$$\tilde{v} = \begin{cases} \left\lfloor \frac{Y}{\left\lfloor \frac{Q}{V(d)} \right\rfloor \times K_a} \right\rfloor \\ \left( 0 \leq Y < \text{mod}(Q, V(d)) \times \left\lfloor \frac{Q}{V(d)} \right\rfloor \times K_a \right) \\ \text{mod}(Q, V(d)) + \left\lfloor \frac{Y}{\left\lfloor \frac{Q}{V(d)} \right\rfloor \times K_a} \right\rfloor \\ \left( \text{mod}(Q, V(d)) \times \left\lfloor \frac{Q}{V(d)} \right\rfloor \times K_a \leq Y < R \right) \end{cases} \quad (15)$$

そして、サブフレーム内受信符号  $Y'$  を計算する。

$$Y' = \begin{cases} \text{mod}(Y, R_{d, \tilde{v}}) \\ \left( 0 \leq \tilde{v} < \text{mod}(Q, V(d)) \right) \\ \text{mod}(Y - \text{mod}(Q, V(d)) \times (R_{d, \tilde{v}} + K_a), R_{d, \tilde{v}}) \\ \left( \text{mod}(Q, V(d)) \leq \tilde{v} < V(d) \right) \end{cases} \quad (16)$$

以上で得られた値を基に、次式を用いて PLIM ビット系列  $\tilde{D}_{\text{plim}}$  を求める。

$$\tilde{D}_{\text{plim}} = \text{mod}(Y' - f(D_{\text{addr}}, D_{\text{pcent}}, \tilde{v}), R_{d, \tilde{v}}) \quad (17)$$

最後に、得られた  $\tilde{D}_{\text{plim}}$  を 2 進数に変換し、 $\tilde{\mathbf{B}}_{\text{plim}}$  を得る。

#### 4. 特性評価

計算機シミュレーションを用いて提案手法の性能を評価する。GW を中心とした半径  $r = 500$  [m] の円形の通信エリア内に  $N$  台の EN がランダムに固定配置された LoRaWAN システムを想定する。各 EN は非同期であり、送信周期  $T_{\text{frame}} = 120$  [sec] でランダムな送信ビット系列を生起するものとする。EN と GW の DC は 1% とし、 $T_{\text{frame}}$  に対するパケット送信時間の割合で評価

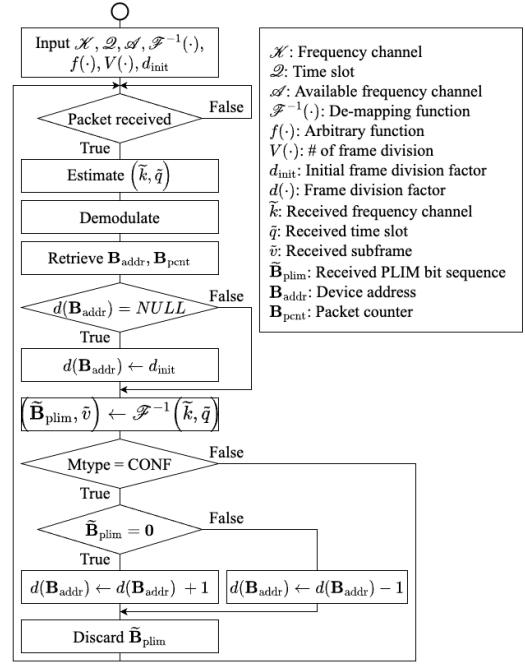


図 3 デマッピングアルゴリズム

する。EN はペイロードサイズ  $B_{\text{pl}} = 5$  [byte]、オーバーヘッドサイズ  $OH = 20.25$  [symbol] のパケットを拡散係数  $SF = 10$ 、符号化率  $CR = 4/7$ 、搬送波周波数  $f_c = 923.0$  [MHz]、帯域幅  $BW = 125$  [kHz]、送信電力  $P_{\text{tx}} = 13$  [dBm] で送信する。GW は CONF パケットを受信すると、DC 制約下でペイロードサイズ  $B_{\text{pl}} = 0$  [byte] の ACK パケットを送信する。EN は GW から送信された ACK パケットを確実に受信可能とする。伝搬路モデルは文献 [17] に従い、GW における EN から送信された信号の受信電力  $P_{\text{rx}}$  は次式で表されるものとする。

$$P_{\text{rx}} = P_{\text{tx}} - (10\alpha \log_{10} l + \beta + 10\gamma \log_{10} f_c + \zeta) \quad (18)$$

ここで、 $l$  [m] は GW と EN の距離、 $\alpha$  は伝搬係数、 $\beta$  は伝搬損失オフセット、 $\gamma$  は周波数係数、 $\zeta$  は平均  $\mu$ 、分散  $\sigma^2$  のガウス分布に従うランダム変数であり、 $\alpha = 4.0$ 、 $\beta = 9.5$ 、 $\gamma = 4.5$ 、 $\mu = 0$ 、 $\sigma^2 = 7.6$  [dB] とする。パケット送信の成功条件は、GW が他の EN からのパケットを受信しておらず、受信 SNR (Signal-to-Noise Ratio) および SIR (Signal-to-Interference Ratio) がそれぞれ閾値  $\Gamma_{\text{snr}} = -15$  [dB] [6]、 $\Gamma_{\text{sir}} = 6$  [dB] [5] を上回った場合とする。CAD は  $T_{\text{cad}} = (2^{SF} + 32)/BW = 0.008$  [sec] [6] の期間行われ、受信 SNR が閾値  $\Gamma_{\text{snr}}$  を上回った場合に検知と判定する。周波数チャネル数  $K = 8$  のうち、 $K_a = 4$  個の周波数チャネルが使用可能であり、時間スロット数  $Q = 150$  とする。また、フレーム分割数は  $V(d) = 2$  意関数  $f(D_{\text{addr}}, D_{\text{pcent}}, v) = D_{\text{addr}} + D_{\text{pcent}} + v$  とする。コム分割指数の初期値  $d_{\text{init}}$  と最小値  $d_{\text{min}}$  はそれぞれ 0 とし、値  $d_{\text{max}}$  は 4 とする。フレーム結合閾値の最大値  $i_{\text{th, max}} = \dots$ 、フレーム分割閾値の最大値  $j_{\text{th, max}} = 4$  とする。

##### 4.1 スループット

図 4 に、EN 数  $N$  に対するスループット  $S$  [bps] を示す。PLIM を用いた場合、EN 数に依らず従来の LoRaWAN 伝送と比較してスループット性能が向上する。これは、PLIM によって追加の情報を送信できているためである。また、提案手法は

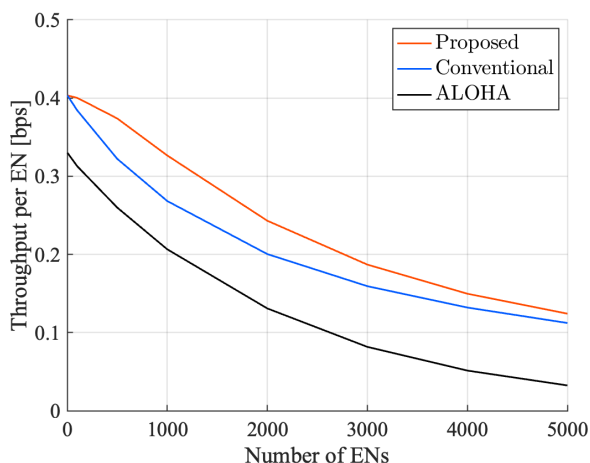


図4 EN数に対するスループット

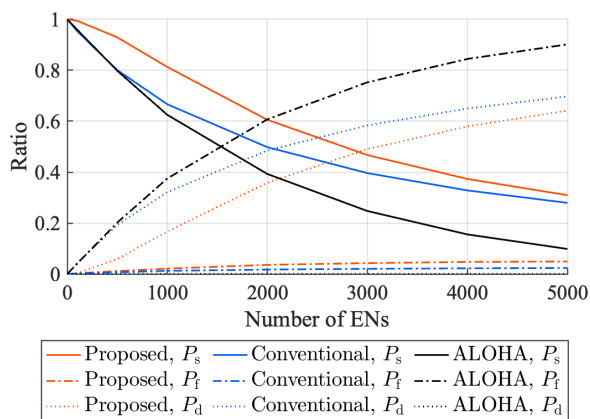


図5 EN数に対するパケット送信成功率, 失敗率, 破棄率

従来手法 [15] と比較してスループットを向上できていることが分かる. 特に  $N = 1000$  の時, スループットを約 1.22 倍まで増大できていることが分かる. スループットが向上した要因については次項で述べる.

#### 4.2 パケット送信成功率

すべてのパケットは送信または破棄され, 送信された場合は成功または失敗するものとする. すなわち, パケット送信成功率, 失敗率, 破棄率をそれぞれ  $P_s$ ,  $P_f$ ,  $P_d$  とすると,  $P_s + P_f + P_d = 1$  となる. 図5に, EN数  $N$  に対する  $P_s$ ,  $P_f$ ,  $P_d$  を示す. 提案手法では, 従来手法 [15] と比較して  $P_d$  が低下している. これは, フレーム分割によって送信機会が増加したためである. また, 提案手法では, 従来手法と比較して  $P_f$  も増加している. これは, CAD 検知の失敗により, 他の EN のパケット送信中に自身が送信を開始してしまう可能性が高まるためである. しかしながら,  $P_d$  の低下とともに  $P_f$  が増加するものの,  $P_d$  低下の影響が大きいとスループットが向上したと考えられる.

### 5. まとめ

本稿では, パケット型インデックス変調 (PLIM) のスループット性能を向上させるため, フレーム分割および CAD を用いたインデックスマッピング手法を提案した. 提案手法は送信フレームを複数のサブフレームに分割し, 各サブフレームで送信前に CAD を行うことで, パケット送信機会を増加させ, パ

ケット破棄率を低減する. 計算機シミュレーション評価により, 提案手法は従来手法と比較してスループット性能を約 22% 向上することを示した. 今後の課題として, 実機実験による提案手法の評価が挙げられる.

謝辞 本研究開発は総務省 SCOPE (受付番号 JP205004001) の委託を受けて行われたものである.

### 文献

- [1] U. Raza, P. Kulkarni, and M. Sooriyabandara, "Low Power Wide Area Networks: An Overview," *IEEE Commun. Surv. Tut.*, vol. 19, no. 2, pp. 855–873, 2017.
- [2] K. Mekki, E. Bajic, F. Chaxel, and F. Meyer, "A Comparative Study of LPWAN Technologies for Large-Scale IoT Deployment," *ICT Express*, vol. 5, no. 1, pp. 1–7, Mar. 2019.
- [3] LoRa Alliance, "LoRaWAN™1.1 Specification," Oct. 2017. [Online]. Available: [https://lora-alliance.org/wp-content/uploads/2020/11/lorawantm\\_specification\\_v1.1.pdf](https://lora-alliance.org/wp-content/uploads/2020/11/lorawantm_specification_v1.1.pdf)
- [4] LoRa Alliance, "RP002-1.0.3 LoRaWAN®Regional Parameters," May 2021. [Online]. Available: <https://lora-alliance.org/wp-content/uploads/2021/05/RP002-1.0.3-FINAL-1.pdf>
- [5] O. Georgiou and U. Raza, "Low Power Wide Area Network Analysis: Can LoRa Scale?," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 6, no. 2, pp. 162–165, Apr. 2017.
- [6] Semtech, "SX1276/77/78/79 - 137 MHz to 1020 MHz Low Power Long Range Transceiver," rev. 7, May 2020.
- [7] A. Gamage, J. C. Liando, C. Gu, R. Tan, and M. Li, "LMAC: efficient carrier-sense multiple access for LoRa," in *Proc. the 26th Annu. Int. Conf. on Mobile Comput. and Netw.*, no. 43, pp. 1–13, Apr. 2020.
- [8] M. O'Kennedy, T. Niesler, R. Wolhuter, and N. Mitton, "Practical evaluation of carrier sensing for a LoRa wildlife monitoring network," in *Proc. 2020 IFIP Netw. Conf.*, Jun. 2020, pp. 614–618.
- [9] C. Pham, "Investigating and experimenting CSMA channel access mechanisms for LoRa IoT networks," in *Proc. 2018 IEEE Wireless Commun. and Netw. Conf. (WCNC)*, pp. 1–6, 2018.
- [10] J. Ortín, M. Cesana and A. Redondi, "Augmenting LoRaWAN Performance With Listen Before Talk," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, vol. 18, no. 6, pp. 3113–3128, June 2019.
- [11] T. To and A. Duda, "Simulation of LoRa in NS-3: Improving LoRa performance with CSMA," in *Proc. 2018 IEEE Int. Conf. on Commun. (ICC)*, pp. 1–7, 2018.
- [12] E. M. Rochester, A. M. Yousuf, B. Ousat, and M. Ghaderi, "Lightweight Carrier Sensing in LoRa: Implementation and Performance Evaluation," in *Proc. 2020 IEEE Int. Conf. on Commun. (ICC)*, pp. 1–6, Jun. 2020.
- [13] K. Adachi, K. Tsurumi, A. Kaburaki, O. Takyu, M. Ohta, and T. Fujii, "Packet-Level Index Modulation for LoRaWAN," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 12601–12610, Jan. 2021.
- [14] T. Mao, Q. Wang, Z. Wang, and S. Chen, "Novel Index Modulation Techniques: A Survey," *IEEE Commun. Surv. Tut.*, vol. 21, no. 1, pp. 315–348, 2019.
- [15] K. Suzuki, K. Adachi, M. Ohta, O. Takyu, and T. Fujii, "Flexible Index Mapping Scheme for Packet-Level Index Modulation," *IEEE Wireless Commun. Lett.*, vol. 11, no. 4, pp. 703–706, Apr. 2022.
- [16] K. Tsurumi, A. Kaburaki, K. Adachi, O. Takyu, M. Ohta, and T. Fujii, "Simple Clock Drift Estimation & Compensation for Packet-Level Index Modulation and its Implementation in LoRaWAN," *IEEE Internet Things J.*, Feb. 2022.
- [17] ITU, "Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz," ITU-R P.1411-11, Sep. 2021.