

周波数チャンネル毎のDC環境下における パケット型インデックス変調の検討

志田 洋斗[†] 鈴木 康介[†] 安達 宏一[†] 田久 修^{††} 太田 真衣^{†††}
藤井 威生[†]

[†] 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
^{††} 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
^{†††} 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
E-mail: †{shida,suzuki,adachi,fujii}@awcc.uec.ac.jp, ††takyu@shinshu-u.ac.jp, †††maiohta@fukuoka-u.ac.jp

あらまし IoT (Internet-of-Things) の発展に伴い、低消費電力で長距離通信が可能な通信規格である LoRaWAN (Long Range Wide Area Network) が注目されている。各端末 (EN: End Node) とゲートウェイ (GW: GateWay) にはデューティサイクル (DC: Duty Cycle) と呼ばれる送信時間制約が課されており、送信パケット数の時間比率を一定以上高めることによるスループットの向上はできない。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をインデックスとして情報ビットを付与することで、スループットを向上させることができる。現在は使用する周波数チャンネルに関係なく各 EN の送信時間に対して DC 制約が課されているが、今後は各 EN の周波数チャンネル毎に DC 制約が課されることが検討されている。本稿では、周波数毎に DC 制約が課された場合における PLIM を提案する。数値計算により、提案手法が従来の PLIM 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

Packet-Level Index Modulation in Duty Cycle Constraints for Each Frequency Channel

Hiroto SHIDA[†], Kosuke SUZUKI[†], Koichi ADACHI[†], Osamu TAKYU^{††}, Mai OHTA^{†††}, and
Takeo FUJII[†]

[†] Advanced Wireless and Communication Research Center, The University of Electro-Communications
1-5-1 Chofugaoka, Chofu-shi, Tokyo 182-8585
^{††} Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Engineering, Shinshu University
4-17-1, Wakasato, Nagano City 380-8553
^{†††} Department of Electronics Engineering and Computer Science, Faculty of Engineering, Fukuoka
University
8-19-1, Nanakuma, Jonan, Fukuoka 814-0180

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

Abstract Owing to the development of the Internet-of-Things (IoT), LoRaWAN (Long Range Wide Area Network) has attracted considerable attention as a communication standard that enables low-power and long-range communication. The transmission time of each end Node (EN) and Gateway (GW) is limited by the duty cycle (DC). Therefore, throughput cannot be increased by increasing the number of transmission packets. Packet-level index modulation (PLIM) increases the throughput by utilizing a data packet's frequency channel and transmission timing as an information-bearing index. Currently, DC constraints are imposed on the transmission time of each EN regardless of the frequency channel. In the future, DC constraints will be imposed on each frequency channel of each EN. This paper proposes PLIM under the case of per-frequency DC constraints. The numerical results show that the proposed scheme improves the throughput compared to conventional PLIM.

Key words LPWAN, LoRaWAN, index modulation

1. はじめに

近年、様々な機器をインターネットにつなぎ情報を通信するモノのインターネット (IoT: Internet-of-Things) の研究開発が進められている [1]. 無線センサネットワーク (WSN: Wireless Sensor Network) をはじめとする一部の IoT 端末では、広範囲に配置されたバッテリー駆動の端末 (EN: End Node) を用いて情報収集を行うため、省電力化および長距離伝送が求められている. このような要求を満たす通信方式として LPWAN (Low Power Wide Area Network) が注目されている [2]. LPWAN は低消費電力であり、通信速度は遅いが、広範囲の通信エリアをカバーできる. また LPWAN ではゲートウェイ (GW: Gateway) および各 EN に対して、特定の周波数チャネルを利用できる時間率 (DC: Duty Cycle) が規定されている [3]. そのため、送信データ量を増やすために送信パケット数の時間比率を一定以上高めることはできない. 現行の規格 [4] における DC は、使用する周波数チャネルに関係なく単位時間あたりの送信時間の総和が規定値以下となるように制限されている. 今後、通信システムの多様化に伴い、周波数ごとに単位時間あたりの送信時間の総和が規定値以下になるように制限を緩和することが検討されている [5].

LPWAN の一種である LoRaWAN (Long Range Wide Area Network) [6] は、物理 (PHY: Physical) 層技術として、チャープスペクトラム拡散 (CSS: Chirp Spread Spectrum) 変調に基づいた LoRa (Long Range) 変調を用いている. LoRa 変調では 1 シンボルあたりで送信するビット数を拡散率 (SF: Spreading Factor) として定義し、通信環境に応じて SF を適応的に変化させることで、長距離での低消費電力な通信を可能にしている. また、MAC (Medium Access Control) 層には簡易な ALOHA 方式を用い、CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance) 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可能である. LoRaWAN では各 EN があらかじめ割り当てられた周波数チャネルから 1 つを選択し、自律分散的にパケットを送信する. そのため、複数の EN が同じ周波数チャネルで同時にパケットを送信すると、パケット衝突が発生し、GW がデータを正しく受信できなくなる.

LoRaWAN のスループットを改善する方法として、大きく分けて以下の 3 つが考えられる. 1 つ目はパケットの干渉耐性を向上させる方法である. 文献 [7] では、各 EN に適応的に送信電力を割り当てることで他の EN への干渉を抑制し、システム全体のパケット配信率 (PDR: Packet Delivery Rate) およびエネルギー効率を大幅に向上させている. 2 つ目は無線リソース管理によってパケット衝突率を低減する方法である. 文献 [8] では深層学習を用いて適切な SF を割り当てることでパケット衝突率を低減させ、[9] では教師なし強化学習の 1 つである Deep-Q 学習を用いて周波数チャネル割り当てることでパケット衝突率を低減している. 3 つ目は 1 つの CSS シンボルで伝送可能なビット数を増加させる方法である. 文献 [10], [11] では、ICS (Interleaved Chirp Spreading) LoRa 変調と呼ばれる方式が提案されている. ICS-LoRa では、LoRa のチャープ信号を分

割し順番を入れ替えることで次元を増やし、追加のビットを加えることで伝送データ量を増加させている.

著者らは以前、パケット型インデックス変調 (PLIM: Packet-Level Index Modulation) と呼ばれる手法を提案した [12]. PLIM は、インデックス変調 (IM: Index Modulation) [13] の一種であり、送信パケットの周波数チャネルと時間スロットの組み合わせ (インデックス) に情報を付加することで、DC 制約下で通信規格を変更することなく送信データ量を増大可能である. 各送信スロットのインデックスの対応関係を事前に EN と GW 間で共有しておくことで、PLIM による追加データの変調および復調が可能となる [14].

従来の PLIM では考慮できていない点が 3 つ考えられる. 1 つ目は周波数チャネル毎の DC に対応していない点である. 周波数チャネルごとに DC 制約が課された環境で従来の PLIM を使用すると、DC 制約にかかる周波数チャネルが選択され、そのパケットを送信できない可能性がある. 2 つ目は送信スロット数 (周波数チャネル数および時間スロット数) の制約である. 周波数チャネルおよび時間スロットで PLIM ビット系列を表現するため、それぞれが 2 の整数乗個である必要があり、余りのリソースにインデックスを付加できない. 3 つ目は周波数切り替えの時間を考慮していない点である. LoRaWAN で使用される安価な機器では、瞬時に周波数を切替えることができない.

本稿では、従来の PLIM では考慮できていない周波数チャネル毎の DC および周波数切り替えの時間の 2 つの考慮した PLIM を提案する. 具体的には、周波数チャネル毎に DC 制約が課された環境下において、DC 制約により使用できない周波数チャネルを避けて PLIM のインデックスをマッピングする手法を提案する. またこの時に周波数切り替えの時間も考慮する. 送信者である EN は、従来の PLIM と同様の手法で送信インデックスを決定し、DC 制約によりそのインデックスで送信できない場合は送信周波数チャネルをシフトする. そして、送信時間スロット内での送信タイミングのオフセット量で、送信周波数チャネルのシフト量を表現する. 受信者である GW は、パケット受信時刻を基にオフセット量を推定し、送信されたインデックスを復元する.

本稿の構成を述べる. 2 節ではシステムモデルについて述べる. 3 節ではパケット型インデックス変調の概要と問題点について述べる. 4 節では提案手法について送信側と受信側の手順について述べ、5 節では特性評価を述べる. 6 節では本稿のまとめを行う.

2. システムモデル

本稿では、 N 台の EN が 1 台の GW にパケットを送信する上り通信環境を想定する. 各 EN と GW 間でスロットの開始時刻の同期ずれは起きないものとする. また各 EN 間は非同期であり、最初のフレームの開始時刻が異なる. そのため EN $m \in \mathcal{M}$ のフレームの開始時刻には $[0, T_{\text{frame}})$ のランダムなオフセット $T_{\text{os},m}$ が割り当てられる. パケットは他 EN のパケットと送信時間が重ならず GW で受信できた場合に送信成功とし、パケットの再送は行わない. DC 制約 ($0 \leq \Delta_{\text{dc}} \leq 1$) は周波数チャネ

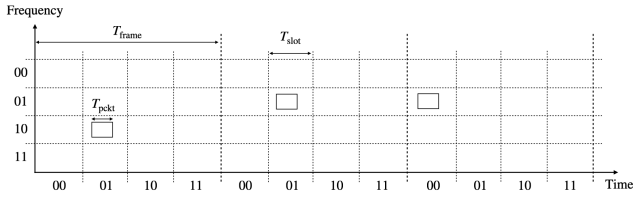


図 1 PLIM の概念図

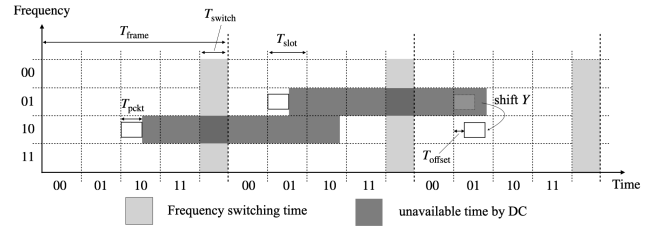


図 2 提案手法 ($K = 4$)

ルごとに課されるものとし、特定の周波数チャンネルで T_{pkt} [sec] のパケットを送信した場合、送信終了後 $T_{\text{pkt}}(1 - \Delta_{\text{dc}})/\Delta_{\text{dc}}$ [sec] の間はその周波数チャンネルでパケット送信できないものとする。パケットの生起モデルとして、次の 2 つを想定する。

定期生起モデル 一定の送信周期 (フレーム) T_{frame} [sec] でパケットを生起する。DC 制約に該当する周波数チャンネルと時間スロットが選択された場合、そのパケットは破棄される。

ポアソン生起モデル 生成強度 λ [packet/sec] のポアソン過程に基づいてパケットを生起する。生起後、パケットは送信されるまで EN 内部のバッファに保持される。また、DC 制約に該当する周波数チャンネルと時間スロットが選択された場合、そのパケットは送信されず引き続きバッファに保持される。

3. パケット型インデックス変調 (PLIM)

3.1 概要

PLIM の概念図を図 1 に示す。ここでは一般性を失うことなく、ある 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。また EN と GW は初期同期を行い、最初のフレームの開始時刻を共有する [15]。時間長 T_{frame} であるフレームは、時間長 T_{slot} [sec] である Q 個の時間スロットに等分割される。このとき時間長 T_{slot} [sec] は次式によって決定される。

$$T_{\text{slot}} = \alpha \cdot T_{\text{pkt}} \quad (1)$$

ここで、 T_{pkt} [sec] はパケットの送信時間長、 $\alpha \geq 0$ はスケールファクタであり、EN と GW の同期ずれの影響を軽減するために与えられる。

EN は B [bit] の情報ビット系列を生起し、 $B_{\text{plim}} = \lceil \log_2(K \times Q) \rceil$ [bit] の PLIM ビット系列と $B_{\text{payload}} = B - B_{\text{plim}}$ [bit] のペイロードビット系列に分割する。そして、ペイロードビット系列を用いて、従来の LoRaWAN [6] 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、PLIM ビット系列の値を基に、 $K \times Q$ 個のスロットから送信周波数チャンネル k と時間スロット q を決定し、スロット (k, q) でパケットを送信する。

GW は時刻 t_{GW} 、周波数チャンネル \tilde{k} でパケットを受信し、次式で受信時間スロット \tilde{q} を推定する。

$$\tilde{q} = \left\lfloor \frac{\text{mod}(t_{\text{GW}} - T_0, T_{\text{frame}})}{T_{\text{slot}}} \right\rfloor \quad (2)$$

ここで、 $\text{mod}(\cdot, \cdot)$ は剰余演算、 $\lfloor \cdot \rfloor$ は床関数、 T_0 は最初のフレーム開始時刻である。

3.2 問題点

従来の PLIM [12] には、考慮すべき 3 つの問題点がある。1 つ目に周波数チャンネル毎の DC 制約に対応していない点である。従来の PLIM では、一定の送信周期 (フレーム) ごとに DC 制約が課されている。そのため、例えば i 番目のフレームでパケット送信に使用した周波数チャンネルを $i + 1$ 番目のフレームでも使用する場合、周波数チャンネル毎の DC 制約を満たさない可能性がある。2 つ目は余りのスロットができる点である。PLIM で付加する情報を周波数チャンネル数 K と時間スロット数 Q で直接表現する場合、 $K \cdot Q - 2^{\lceil \log_2 K \rceil + \lceil \log_2 Q \rceil}$ 個のスロットが余る。スロットが余ることにより、各 EN のパケットの送信タイミングに偏りが生じ、パケット衝突率が増加する可能性がある。3 つ目は周波数切り替えの時間を考慮していない点である。フレームの境界の連続した 2 つスロットで異なる周波数チャンネルを用いてパケットを送信する場合、1 つ目のパケット送信後、瞬時に周波数チャンネルを切り替えて 2 つ目のパケットを送信する必要がある。しかし、LoRaWAN で用いる安価な EN では周波数切り替えに一定の時間を要するため、パケット送信間に一定の切り替え時間を設ける必要がある。

4. 提案手法

本稿では、周波数チャンネルごとに DC 制約が課された場合において、DC 制約によって使用できない周波数チャンネルを避け、適応的に送信スロットを選択する PLIM を提案する。具体的には、従来の PLIM と同様のインデックスマッピング手法によって決定された送信スロット (k, q) が DC 制約により使用できない場合、LoRaWAN パケット [6] のヘッダに含まれるデバイスアドレス \mathbf{B}_{addr} とパケットカウンタ \mathbf{B}_{pct} を用いて送信周波数チャンネルをシフトし、そのシフト数に応じて送信開始時刻をオフセットしてパケットを送信する。このときに設ける時間オフセット量を考慮して時間スロット長を決定し、フレーム全体が一樣に選択されるように時間スロット数を決定する。受信側では受信時刻から推定したオフセット量を基に周波数チャンネルのシフト数を計算し、PLIM ビット系列を復調する。

4.1 送信側

周波数チャンネル数 $K = 4$ の場合における送信側のパケット送信例を図 2 に示す。送信側は従来と同じく一定の時間長 T_{frame} [sec] をもつフレームを定義する。このとき各 T_{frame} [sec] の最後には周波数切り替えの時間 T_{switch} [sec] を設ける。

次に各フレームを Q_{frame} 個の時間スロットに等分割する。時間スロット数 Q_{frame} は、時間スロット長 T_{slot} [sec] が最低時

間スロット長 $T_{\min, \text{slot}} [\text{sec}]$ より大きく、かつ 2 の累乗で最大となるように、式 (3) で計算する。

$$Q_{\text{frame}} = 2^{\left\lfloor \log_2 \left(\frac{T_{\text{frame}} - T_{\text{switch}}}{T_{\min, \text{slot}}} \right) \right\rfloor} \quad (3)$$

ここで、 T_{slot} 、 $T_{\min, \text{slot}}$ はそれぞれ次式で定義される。

$$T_{\text{slot}} = \frac{T_{\text{frame}}}{Q_{\text{frame}}} \quad (4)$$

$$T_{\min, \text{slot}} = \alpha \cdot T_{\text{pckt}} + (\beta + 1) \cdot \Delta T_{\text{offset}} \quad (5)$$

ここで、 $\Delta T_{\text{offset}} [\text{sec}]$ は一定のオフセット量であり、受信側でスロット内のパケットの受信位置を判別するために必要な分解能である。また、 α はスケールファクタ、 β は $T_{\text{pckt}} [\text{sec}]$ 、 $T_{\text{switch}} [\text{sec}]$ 、 $T_{\text{frame}} [\text{sec}]$ 、DC Δ_{dc} によって決まる変数であり、次式で与えられる。

$$\beta = \left\lfloor \frac{T_{\text{pckt}} \cdot \frac{1 - \Delta_{\text{dc}}}{\Delta_{\text{dc}}} - T_{\text{switch}}}{T_{\text{frame}}} \right\rfloor \quad (6)$$

次に生成された PLIM ビット列に基づき時間スロット q と周波数チャネル k を選択する。DC 制約にかからない場合は、送信時間スロット $q_{\text{pckt}} = q$ 、送信周波数チャネル $k_{\text{pckt}} = k$ とする。DC 制約によって選択されたスロットで送信できない場合は、選択された周波数チャネル k をシフトする。周波数チャネルのシフト量 Y を次式で示す。

$$Y = \text{mod}(f(D_{\text{addr}}, D_{\text{pcnt}}) + w - 1, K - 1) + 1 \quad (7)$$

ここで、 D_{addr} 、 D_{pcnt} はそれぞれ B_{addr} 、 B_{pcnt} を 10 進数に変換したもので、 $f(D_{\text{addr}}, D_{\text{pcnt}})$ は D_{addr} と D_{pcnt} によって一意に定まる任意の関数である。また $w = \{1, 2, \dots, K - 1\}$ は周波数チャネルシフトの試行回数であり、初期値を $w = 1$ とする。そして、得られた Y の値を用いて次式のように送信周波数チャネル k' を計算する。

$$k' = \begin{cases} k + Y & (k + Y < K) \\ k + Y - K & (k + Y \geq K) \end{cases} \quad (8)$$

DC 制約により時間スロット q 、周波数チャネル k' のスロットでパケットを送信できない場合、変数 w をインクリメントして Y および k' を再計算する。この処理を DC 制約にかからなくなるまで繰り返し、送信時間スロット $q_{\text{pckt}} = q$ と送信周波数チャネル $k_{\text{pckt}} = k'$ を得る。

最後に、送信する時間スロットの先頭から次式で表されるオフセット量 $T_{\text{offset}} [\text{sec}]$ だけ待機し、パケットを送信する。

$$T_{\text{offset}} = w \cdot \Delta T_{\text{offset}} \quad (9)$$

4.2 受信側

受信側は受信時刻 t_{GW} 、周波数チャネル \tilde{k}_{pckt} でパケットを受信し、従来の PLIM 同様に時間スロット \tilde{q}_{pckt} を次式で推定する。

$$\tilde{q}_{\text{pckt}} = \left\lfloor \frac{\text{mod}(t_{\text{GW}} - T_{m,0}, T_{\text{frame}})}{T_{\text{slot}}} \right\rfloor \quad (10)$$

表 1 評価諸元

| Parameter | Value |
|-----------------------------------|-----------|
| EN 数 N | 100 |
| 周波数チャネル数 K | 4 |
| パケット長 T_{pckt} | 0.4 [sec] |
| 周波数切り替え時間 T_{switch} | 0.2 [sec] |
| オフセット長 ΔT_{offset} | 0.1 [sec] |
| デューティサイクル Δ_{dc} | 0.01 |
| 生成強度 λ | 0.05 |
| パケットサイズ B_{payload} | 5 [byte] |
| シミュレーション回数 J | 10000 回 |
| シミュレーション時間 t | 600 [sec] |

ここで、 $T_{m,0}$ は、EN $m \in \mathcal{M}$ の最初のフレームの開始時刻である。次に、時間スロットの先頭からパケット受信開始時刻までのオフセット量 $\tilde{T}_{\text{offset}}$ を次式により推定する。

$$\tilde{T}_{\text{offset}} = \text{mod}(t_{\text{GW}} - T_{m,0}, T_{\text{frame}}) - T_{\text{slot}} \cdot \tilde{q}_{\text{pckt}} \quad (11)$$

そして、オフセット量 $\tilde{T}_{\text{offset}}$ から \tilde{w} を推定する。

$$\tilde{w} = \left\lfloor \frac{\tilde{T}_{\text{offset}}}{\Delta T_{\text{offset}}} \right\rfloor \quad (12)$$

計算した \tilde{w} をもとに \tilde{Y} を推定する。

$$\tilde{Y} = \text{mod}(f(D_{\text{addr}}, D_{\text{pcnt}}) + \tilde{w} - 1, K - 1) + 1 \quad (13)$$

以上で得られた値を基に、送信スロット (\tilde{k}, \tilde{q}) を推定する。

$$\tilde{k} = \begin{cases} \tilde{k}_{\text{pckt}} - \tilde{Y} & (\tilde{k}_{\text{pckt}} - \tilde{Y} \geq 0) \\ \tilde{k}_{\text{pckt}} - \tilde{Y} + K & (\tilde{k}_{\text{pckt}} - \tilde{Y} < 0) \end{cases} \quad (14)$$

$$\tilde{q} = \tilde{q}_{\text{pckt}} \quad (15)$$

最後に、得られた (\tilde{k}, \tilde{q}) を用い、従来の PLIM と同様の手法によって PLIM ビット列を復元する。

5. 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。表 1 に評価諸元を示す。一般性を失うことなく、 N 台の非同期的な EN が定期生起モデルまたはポアソン生起モデルに従ってランダムな PLIM ビット列を生起し、それに応じたスロットを選択すると仮定する。また関数 $f(D_{\text{addr}}, D_{\text{pcnt}})$ として次式を用いる。

$$f(D_{\text{addr}}, D_{\text{pcnt}}) = D_{\text{addr}} + D_{\text{pcnt}} \quad (16)$$

提案手法との比較として、従来の PLIM およびスロット化 ALOHA を用いる。従来の PLIM において DC 制約に該当するスロットが選択された場合、定期生起モデルではパケットを破棄し、ポアソン生起モデルではパケットをバッファに保持する。またスロット化 ALOHA は送信可能な全てのスロットからランダムに 1 つ選択し、PLIM ビットを付与せずにパケットを送信する。以降、提案手法を“Prop. PLIM”、従来の PLIM [12] を“Conv. PLIM”、スロット化 ALOHA を“w/o PLIM”

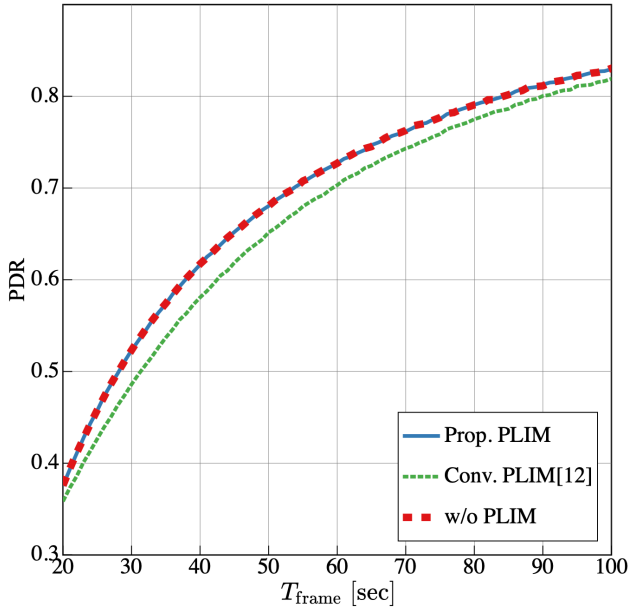


図3 定期生起モデルの場合における送信周期に対する PDR

と称す。

5.1 定期生起モデル

定期生起モデルに従ってパケットを生起するとき、パケット生起周期 T_{frame} に対する PDR とスループットを評価する。PDR を次式で定義する。

$$\text{PDR} \triangleq \frac{\sum_{j=0}^{J-1} \sum_{m \in \mathcal{M}} N_{m,j}^{\text{suc}}}{\sum_{j=0}^{J-1} \sum_{m \in \mathcal{M}} N_{m,j}^{\text{gen}}} \quad (17)$$

ここで、 J はシミュレーション試行回数、 $N_{m,j}^{\text{gen}}$ は j 回目の試行で EN $m \in \mathcal{M}$ が生起したパケット数、 $N_{m,j}^{\text{suc}}$ は j 回目の試行で EN $m \in \mathcal{M}$ が送信に成功した総パケット数を表す。図3に、 T_{frame} に対する PDR を示す。手法に依らず、 T_{frame} が増加するにつれ、PDR が向上している。これは、 T_{frame} が増加すると、単位時間あたりに GW に送信されるパケット数が減少し、パケット衝突率が減少するためである。また、提案手法およびスロット化 ALOHA は従来の PLIM と比較して PDR が向上していることがわかる。従来の PLIM の PDR が劣化しているのは、DC 制約にかかるスロットを選択した場合に、パケットを送信することができないためである。また、 T_{frame} が短い場合には、DC 制約の影響が大きくなり、使用できないスロットを回避する提案手法が従来手法より大きく性能向上すると考えられる。しかし T_{frame} が短くなるにつれ、各パケットの送信間隔が短くなり密になるため、パケット衝突率が高くなり、PDR が低下している。

スループットを次式で定義する。

$$\text{Throughput}[\text{bps}] \triangleq \text{PDR} \cdot \frac{B_{\text{payload}} + B_{\text{plim}}}{T_{\text{frame}}} \quad (18)$$

ここで、 B_{payload} はデータパケットのペイロードにより送信されるデータサイズ [bit]、 B_{plim} は PLIM により送信されるデー

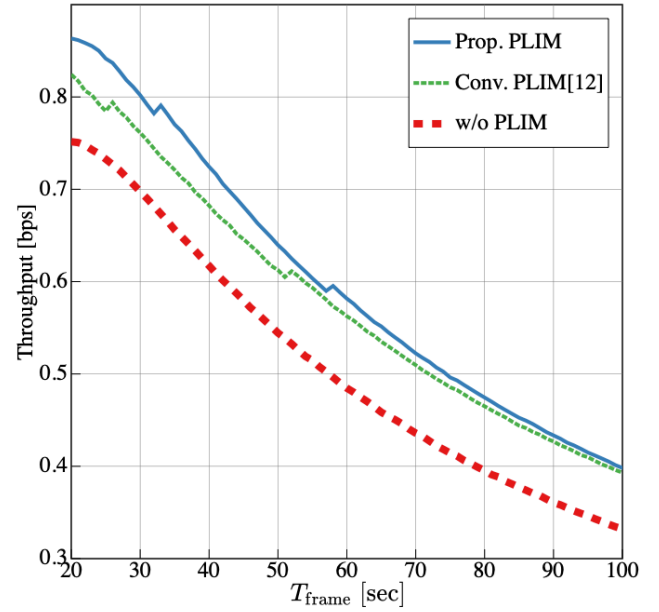


図4 定期生起モデルの場合における送信周期に対するスループット

タサイズ [bit] である。図4に、パケット生起周期 T_{frame} に対するスループットを示す。手法に依らず、 T_{frame} が増加するにつれ、スループットが減少している。これは、 T_{frame} が増加すると、単位時間あたりのシステム内の総送信パケット数が減るためである。また、提案手法と従来の PLIM は、スロット化 ALOHA と比較してスループットが向上している。これは、PLIM により追加の情報を伝送できているためである。そして、提案手法は従来の PLIM と比べスループットがさらに向上している。これは、従来の PLIM は DC 制約にかかるスロットを選択する可能性があり、そのようなスロットを選択した場合にパケットが送信できないためである。特に、提案手法は従来の PLIM と比較して最大 7% ($T_{\text{frame}} = 24$ [sec])、スロット化 ALOHA と比較して最大で 17% ($T_{\text{frame}} = 33$ [sec]) スループットを向上できることが明らかとなった。

また、提案手法および従来手法の PLIM のスループットは T_{frame} の増加に対して減少する傾向にあるが、 T_{frame} の増加に対してスループットが増加する箇所が存在する。例えば、 $T_{\text{frame}} = 32$ [sec] から 33 [sec] に増加すると、提案手法では、スループットが増加する。これは T_{frame} が増加することで時間スロット数が増加し、1 パケットに付与できる PLIM ビット数が増加したためである。従来手法と提案手法でスループットが増加する箇所が異なるのは、時間スロット長の決定方法が異なるためである。

5.2 ポアソン生起モデル

ポアソン生起モデルに従ってパケットが生起するとき、経過時間 t に対する各 EN のバッファに保持されるパケット数を評価する。具体的には、フレーム長 $T_{\text{frame}} = \{10, 20\}$ [sec] における、提案手法と従来手法のバッファ内の平均パケット数を評価する。バッファ内の平均パケット数 $U(t)$ を次式で定義する。

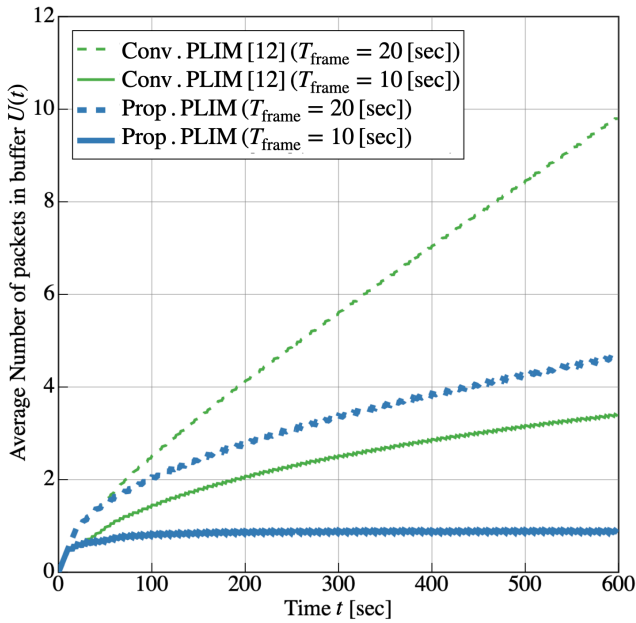


図5 ポアソン生起モデルの場合における時間 t に対するバッファ内の平均パケット数

$$U(t) \triangleq \frac{\sum_{j=0}^{J-1} \sum_{m \in \mathcal{M}} U_{m,j}(t)}{J \cdot N} \quad (19)$$

ここで、 J はシミュレーション試行回数、 $U_{m,j}(t)$ は j 回目の試行において $EN \ m \in \mathcal{M}$ が時刻 t でバッファ内に保持しているパケット数を表す。図5に、経過時間に対するバッファ内の平均パケット数を示す。

従来の PLIM は、フレーム長に関わらず時間経過とともに $U(t)$ が増加している。これは DC 制約により送信できないスロットを選択した場合にパケットを送信できず、それらのパケットがバッファに保持されていくためである。提案手法は従来手法に比べて、バッファ内の平均パケット数 $U(t)$ を低減できている。特に $T_{\text{frame}} = 10$ [sec] の時は、 $U(t) < 1$ を維持し、増加しない。これは、提案手法が DC 制約により送信できないスロットを回避してマッピングを行うことで、確実にパケットを送信できるためである。

6. まとめ

本稿では、周波数チャネル毎に DC 制約がある場合におけるパケット型インデックス変調 (PLIM: Packet-Level Index Modulation) を提案した。提案手法では、従来手法で考慮できていなかった周波数切り替えの時間を考慮し、かつ DC 制約により使用できないスロットを回避してパケットを送信することでシステム全体のスループットを向上させることができる。計算機シミュレーションによる特性評価により、提案手法は従来手法の PLIM と比較して最大 7%、スロット化 ALOHA から最大 17% 程度スループットを向上できることを示した。また周期的でないパケット生起の場合にもバッファ内のパケット数の増加を抑え送信可能な点を示した。

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] A. Lavric, A. I. Petrariu, and L. Anchidin, "Internet of things software defined radio technology for LoRaWAN wireless communication: a survey," in *Proc. Int. Symp. Adv. Topics in Elect. Eng. (ATEE)*, pp. 1–4, Mar. 2021.
- [2] P. Mutescu, A. I. Petrariu, A. Lavric, "Wireless communications for IoT: energy efficiency survey," in *Proc. Int. Symp. Adv. Topics in Elect. Eng. (ATEE)*, pp. 1–4, May 2021.
- [3] K. Mikhaylov, "On the uplink traffic distribution in time for duty-cycle constrained LoRaWAN networks," in *Proc. Int. Congress on Ultra Modern Telecommun. and Control Syst. and Workshops (ICUMT)*, pp. 1–6, Dec. 2021.
- [4] "920MHz 帯テレメータ用、テレコントロール用及びデータ伝送用無線設備," ARIB STD-T108 1.4 版, 一般社団法人 電波産業会 (ARIB), Apr. 2021.
- [5] 総務省, "920MHz 帯省電力無線システムの高度化に係る技術基準の見直し(案)," https://www.soumu.go.jp/main_content/000452569.pdf, Accessed: Oct. 19, 2022.
- [6] LoRa Alliance Technical Committee, "LoRaWAN™1.1 specification". [Online]. Available: https://loro-alliance.org/wp-content/uploads/2020/11/lorawantm_specification_v1.1.pdf
- [7] Y. A. Al-Gumaei, N. Aslam, X. Chen, M Raza, and R. I. Ansari, "Optimizing power allocation in LoRaWAN IoT applications," *IEEE Internet Things J.*, vol.9, no.5, pp. 3429–3442, Mar. 2022.
- [8] A. Farhad, D. Kim, J. Yoon, and J. Pyun, "Deep learning-based channel adaptive resource allocation in LoRaWAN," in *Int. Conf. Electronics, Inf., and Commun. (ICEIC)*, pp. 1–5, Apr. 2022.
- [9] N. Aihara, K. Adachi, O. Takyu, M. Ohta, and T. Fujii, "Q-learning aided resource allocation and environment recognition in LoRaWAN with CSMA/CA," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 152126–152137, Oct. 2019.
- [10] T. Elshabrawy, and J. Robert, "Interleaved chirp spreading LoRa-based modulation," *IEEE Internet Things J.*, vol. 6, no. 2, pp. 3855–3863, Apr. 2019.
- [11] P. Edward, E. Tarek, M. El-Aasser, M. Ashour, and T. Elshabrawy, "Further LoRa capacity enhancement through interleaved chirp spreading LoRa expansion," in *Proc. Int. Conf. Wireless and Mobile Comput., Netw. and Commun. (WiMob)*, pp. 1–6, Oct. 2019.
- [12] 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.
- [13] 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, Jul. 2019.
- [14] 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.
- [15] 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.*, vol. 9, no. 16, pp. 15089–15099, Aug. 2022.