

## LoRaWANにおけるWPT干渉除去法

熊田 遼汰<sup>†</sup> 安達 宏一<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: †{kumada, adachi}@awcc.uec.ac.jp

**あらまし** IoT技術の発展に伴い、無線センサネットワーク（WSN）が様々なアプリケーションに導入されている。低消費電力・長距離通信が可能であるLoRaWANなどの省電力広域ネットワーク（LPWAN）はWSNに適した通信規格として普及しつつある。また、無線高周波信号によって端末に充電することができる無線電力伝送（WPT）は、電池交換のためにシステムを停止させる必要がなく、配線などの様々な課題を解決する技術として、WSNシステムへの導入検討が進んでいる。しかしながら、WPTによって放射される電波が他の無線通信システムへ干渉を引き起こす可能性がある。特に、LoRaWANのようなアンライセンスバンドで動作するシステムは、WPTシステムと同一周波数帯で動作するため、WPTからの干渉によるシステム性能劣化が懸念される。そこで本稿では、LoRaWANシステムとWPTシステムの共存を目的として、LoRa受信機における簡易なWPT干渉信号除去手法を提案する。提案手法は、LoRa受信機において、所望信号と干渉信号が重畳された受信信号から干渉信号の初期位相を推定し、各シンボル成分に対して干渉成分を除去する。計算機シミュレーションにより、WPTによる干渉が存在する環境においても、提案手法によりLoRaシステムの通信性能がほとんど劣化しないことを示す。

**キーワード** WSN, LoRaWAN, 無線給電, 干渉除去

## Interference Cancellation for Coexistence of LoRaWAN with Wireless Power Transfer

Ryota KUMADA<sup>†</sup> and Koichi ADACHI<sup>†</sup>

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

**Abstract** With the advancement of IoT, wireless sensor networks (WSN) have been implemented in various applications. Low power wide area networks (LPWANs), which realize long-distance communication with low power consumption, are suitable for WSNs. In particular, long range wide area network (LoRaWAN) has been actively studied in recent years. Wireless power transfer (WPT) can charge the battery of mobile terminals by sending high-frequency signals. Because WPT can avoid stopping the system for battery replacement and unnecessary wiring, it is being introduced into WSN systems. However, WPT may cause interference to other wireless communication systems using the same frequency band. In particular, systems such as LoRaWAN that operate in the unlicensed frequency band are in the same frequency band as WPT systems, so there is concern that WPT interference will degrade system performance. Thus, this paper proposes a WPT interference cancellation method. The proposed method estimates the initial phase of the interfering signal and removes the interfering signal from the received signal. Computer simulation results show that the proposed method can achieve almost the same symbol error rate (SER) performance as the system without interference, even under the influence of the WPT interference.

**Key words** WSN, LoRaWAN, Wireless Power Transfer, Interference Cancelling

## 1. はじめに

情報通信技術の革新的な発展に伴い、モノのインターネット (IoT: Internet of Things) は目覚ましい成長を遂げている [1]. その中でも、センサを用いてシステム内の状態データを蓄積し、それらのデータを生産管理などに利用する無線センサネットワーク (WSN: Wireless Sensor Network) を活用したシステムが普及・拡大している [2]. WSN の実現にあたって、低消費電力・長距離通信が可能である省電力広域無線ネットワーク (LPWAN: Low Power Wide Area Network) が有望なソリューションとして注目されている [3]. 本論文では LPWAN の一つである LoRaWAN (Long Range Wide Area Network) に着目する. LoRaWAN は、雑音や干渉に強いといった特徴を有し、さらに、アンライセンスバンドを使用するため導入が容易であることから、近年盛んに研究が行われている [4].

また、無線高周波信号により端末に充電することができる無線電力伝送 (WPT: Wireless Power Transfer) システムへの期待が高まっている. 特に、離れた場所に配置された受電装置への電力伝送を目的とした空間伝送型 WPT システムは、電池交換のために端末の稼働を停止させる必要がなく、工場等の 24 時間稼働が可能となる [7]. 加えて、給電のための配線が不要であることや、太陽光発電に代表される環境発電と比較して周辺環境に依存しない安定したエネルギー供給が可能であることから、今後の WSN システムへの導入が検討されている [9]. しかしながら、WPT システムが放射する電波が他の無線通信システムに干渉を与える恐れがあるため、他システムと周波数を共用する場合は、干渉の影響を考慮する必要がある [10]. LoRaWAN のような、ISM (Industrial, Scientific and Medical) バンドを含むアンライセンスバンドで動作するシステムは、WPT システムと同一周波数帯で動作するため、WPT による干渉によってシステム全体における接続性の劣化が懸念される [14]. 干渉が存在しない場合の LoRaWAN の接続性の評価については以前から多くの研究がなされている [13]. また、WPT システムを導入することによる他システムの性能劣化についても理論的に評価されている [10]. しかしながら、これらの文献では、WPT による干渉が LoRaWAN システムに与える影響についての評価や、WPT による干渉を LoRaWAN 側で抑制する方法については検討されていない. そこで、本論文では、WPT システムと既存の LoRaWAN システムとの周波数共用を想定し、WPT システムが LoRaWAN システムへ与える影響を評価する. その上で、LoRa 受信機において WPT による干渉を除去する手法を提案する. 提案アルゴリズムは、チャープスペクトラム拡散 (CSS: Chirp Spread Spectrum) 復調処理の過程で干渉信号成分を除去することが可能であり、複雑な処理を必要としない点の特徴である.

本稿の貢献は以下の通りである.

- WPT システムと LoRaWAN システムが共存する場合における、LoRaWAN システムのシンボル誤り率 (SER: Symbol Error Rate) を評価し、モンテカルロシミュレーションにより性能分析を行う.

表 1 表記法と定義

表記法	定義
$SF$	拡散率
$T_c$	チップ長 [sec]
$T_s = 2^{SF} \times T_c$	シンボル長 [sec]
$W = 1/T_c$	帯域幅 [Hz]
$\mathcal{M} = \{0, 1, \dots, 2^{SF} - 1\}$	シンボルの集合
$x \bmod a$	$x$ の $a$ による剰余
$j$	虚数単位
$(\cdot)^*$	複素共役
$\mathcal{F}[\cdot]$	離散フーリエ変換
$\delta(\cdot)$	ディラックのデルタ関数
$\mathcal{CN}(\mu, \sigma^2)$	平均 $\mu$ , 分散 $\sigma^2$ の円対称複素ガウス分布

- LoRa 受信機において、WPT の干渉を除去する手法を提案し、提案手法の有効性について、SER の観点で評価する.

本稿の構成は以下の通りである. 第 2 節では、LoRa 物理層の基本を概説する. 第 3 節では、WPT モデルとその干渉モデル、WPT 干渉が存在する場合の LoRa システムの性能評価を行う. 第 4 節では、LoRa 受信機における WPT 干渉信号除去アルゴリズムの提案ならびにその動作原理を示し、第 5 節で計算機シミュレーションに基づいた評価を行う. 最後に、第 6 節で結論として本稿を締める.

## 2. LoRa 変調の概要

本節では、LoRaWAN で用いられる LoRa 変調について述べる. LoRaWAN の物理 (PHY: Physical) 層では CSS 変調方式を用いている [17]. 本論文では、表 1 に示す表記と定義を用いて議論を進める. CSS 変調において重要なパラメータの一つが拡散率 (SF: Spreading Factor) であり、1 つの CSS シンボルで送信可能なビット数を表す. SF を高く設定することにより、1 つの CSS シンボルで伝送可能なビット数は減少するものの、雑音に対する耐性が高くなるため長距離通信が可能となる. LoRaWAN では、この SF を通信環境に合わせて適切に設定することによって、広範囲の通信エリアをカバーすることを可能としている.

### 2.1 CSS 変調

CSS 変調では、周波数帯域内で信号の周波数を時間的に変化させることにより信号を拡散する. チップ長  $T_c = 1/W$  [sec] でサンプリングした場合、ベースバンド離散時間基準 CSS 変調信号は次式で与えられる.

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

ここで、 $\ell$  はサンプリング時間インデックスを表す. 1 つの CSS シンボルは  $M = 2^{SF}$  チップで構成され、基準 CSS 変調信号  $x_0[\ell]$  を  $m$  チップ分巡回遅延させることで  $SF$  ビットの情報を表現する. 従って、時刻  $\ell$  における第  $m$  シンボルに対応する信号は次式で表せる.

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

## 2.2 LoRa 信号の復調

本節では、LoRa 受信信号の数理モデルと復調原理について述べる。理想的な時間・周波数同期を仮定した場合、第  $m$  シンボル送信時の受信信号は次式で与えられる。

$$y[\ell] = \sqrt{\frac{E_s}{T_c}} x_m[\ell] + \sum_{m'=0}^{2^{SF}-1} w_{m'} x_{m'}[\ell] \quad (3)$$

ここで、 $E_s$  は CSS シンボルあたりのエネルギー、 $w_{m'}$  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 受信機では、次式のように、受信信号系列  $\{y[\ell]\}$  を異なる  $\{x_{m'}[\ell]\}$  へ射影し、その絶対値が最大となるシンボル  $m^*$  を送信シンボルと判定する [18]。

$$m^* = \operatorname{argmax}_{m' \in \mathcal{M}} \left| \sum_{\ell=0}^{2^{SF}-1} y[\ell] x_{m'}^*[\ell] \right| \quad (4)$$

LoRa 信号の復調処理は以下のステップにより簡単に実行することができる [18]。

### (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を乗じて得られる第  $\ell$  チップ成分は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} y[\ell] x_0^*[\ell] &= \left( \sqrt{\frac{E_s}{T_c}} x_m[\ell] + \sum_{m'=0}^{2^{SF}-1} w_{m'} x_{m'}[\ell] \right) x_0^*[\ell] \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{T_c}} x_m[\ell] x_0^*[\ell] + \sum_{m'=0}^{2^{SF}-1} w_{m'} x_{m'}[\ell] x_0^*[\ell] \end{aligned} \quad (5)$$

### (2) DFT 処理

式 (5) で与えられる逆拡散後の出力チップ系列に対して  $2^{SF}$  ポイントの離散フーリエ変換 (DFT: Discrete Fourier Transform) 処理を行う。DFT 出力の第  $n$  周波数成分は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} R_n(x_m) &= \mathcal{F} [y[\ell] x_0^*[\ell]] \\ &= \sum_{l=0}^{2^{SF}-1} (y[l] x_0^*[l]) \exp \left( -j2\pi \frac{n}{2^{SF}} l \right) \end{aligned} \quad (6)$$

この時、DFT 出力の各周波数成分の絶対値は次のようになる。

$$|R_n(x_m)| = \begin{cases} \left| \sqrt{\frac{E_s}{T_c}} + w_m \right| & \text{if } n = m \\ |w_n| & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

式 (7) より、送信された第  $m$  シンボルに対応する周波数成分のみが信号成分を有し、その他の成分は雑音成分のみを持つ。図 1 は、信号対雑音比 (SNR: Signal-to-Noise Ratio)  $\gamma_{\text{SNR}} \triangleq E_s / (2^{SF} \cdot N_0) = -2$  [dB] ( $N_0$  は雑音の片側電力スペクトラム密度)、送信シンボル  $m = 30$  の場合における、式 (7) で与えられる DFT 出力例である。この図から分かるように、 $m = 30$  の部分にピークが現れていることがわかる。

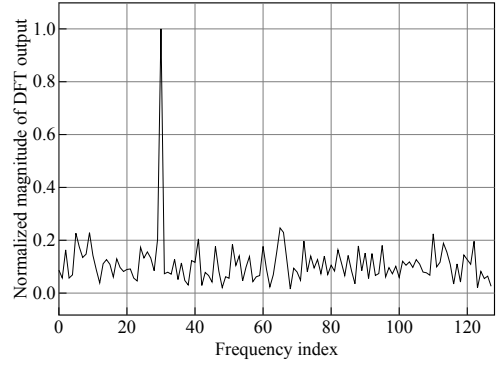


図 1  $SF = 7$ ,  $W = 125$  [kHz] における DFT 出力の例

## 3. WPT 干渉による影響

本節では、WPT 信号のモデルについて詳述し、LoRa 受信機における干渉モデルを示す。本論文では、位相・電力・搬送波周波数が一定の CW を用いる WPT を想定する [9]。LoRa システムに影響する干渉信号は WPT による CW のみとする。時刻  $t$  における CW のベースバンド表現は次式で与えられる。

$$x^{\text{wpt}}(t) = \exp \left( j \left( 2\pi f_{\text{off}}^{\text{lc,wpt}} t + \varphi_{\text{int}} \right) \right) \quad (8)$$

ここで、 $f_{\text{off}}^{\text{lc,wpt}}$  は WPT に用いられる搬送波周波数の LoRa 信号の中心周波数からのオフセット量 [Hz]、 $\varphi_{\text{int}}$  は初期位相 [rad] を表し、 $[-\pi; \pi)$  の一様分布に従うと仮定する。

前項同様、次のように離散時間表現される。

$$\begin{aligned} x^{\text{wpt}}[\ell] &= \exp \left( j \left( 2\pi \frac{f_{\text{off}}^{\text{lc,wpt}}}{W} \ell + \varphi_{\text{int}} \right) \right) \\ &= \exp \left( j (2\pi \varepsilon \ell + \varphi_{\text{int}}) \right) \end{aligned} \quad (9)$$

説明の簡単化のため、LoRa 信号の帯域幅  $W$  [Hz] で正規化した周波数オフセット量を  $\varepsilon \triangleq f_{\text{off}}^{\text{lc,wpt}} / W$  とした。

WPT からの干渉存在時の LoRa 受信機における受信信号は次式のように表せる。

$$y[\ell] = \sqrt{\frac{E_s}{T_c}} x_m[\ell] + \sum_{m'=0}^{2^{SF}-1} w_{m'} x_{m'}[\ell] + \sqrt{P_{\text{int}}} x^{\text{wpt}}[\ell] \quad (10)$$

ここで、 $P_{\text{int}}$  は受信機における干渉信号電力を表す。LoRa 受信機では、3.2 節で説明した処理を実行することで、送信シンボルを検出する。受信信号に対してダウンチャープを乗算することで得られる干渉信号成分  $x^{\text{wpt}}[\ell]$  の第  $\ell$  チップ成分は次のように書ける。

$$\begin{aligned} x^{\text{wpt}}[\ell] x_0^*[\ell] &= \exp \left( j (2\pi \varepsilon \ell + \varphi_{\text{int}}) \right) \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} \exp \left( -j2\pi \frac{\ell^2}{2^{SF+1}} \right) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} \exp \left( j2\pi \left( \varepsilon \ell - \frac{\ell^2}{2^{SF+1}} + \varphi_{\text{int}} \right) \right) \end{aligned} \quad (11)$$

また、ダウンチャープを乗じた出力チップ系列に対して DFT 処理を行うことで得られる第  $n$  シンボル成分の干渉成分は次式で与えられる。

$$R_n(x^{\text{wpt}} x_0^*) = \mathcal{F} \left[ \sqrt{P_{\text{int}}} x^{\text{wpt}}[\ell] x_0^*[\ell] \right]$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{\ell=0}^{2^{SF}-1} \left( \sqrt{P_{\text{int}}} x^{\text{wpt}}[\ell] x_0^*[\ell] \right) \times \exp \left( -j2\pi \frac{n}{2^{SF}} \ell \right) \\
&= \sqrt{P_{\text{int}}} \exp(j\varphi_{\text{int}}) \\
&\quad \times \underbrace{\frac{1}{\sqrt{2^{SF}}} \sum_{\ell=0}^{2^{SF}-1} \exp \left( j2\pi \left( \varepsilon \ell - \frac{\ell^2}{2^{SF+1}} - \frac{n}{2^{SF}} \ell \right) \right)}_{\triangleq z(\varepsilon, n)} \\
&= \sqrt{P_{\text{int}}} \exp(j\varphi_{\text{int}}) \cdot z(\varepsilon, n) \tag{12}
\end{aligned}$$

ここで、 $z(\varepsilon, n)$  は LoRa 信号の帯域幅で正規化された周波数オフセット量  $\varepsilon$  が分かれば一意に与えられる複素関数である。したがって、WPT による干渉信号が存在する環境下における LoRa 受信機の DFT 出力は次のようにまとめられる。

$$R_n(x_m) = \begin{cases} \exp \left( j2\pi \frac{n^2}{2^{SF+1}} \right) \left( \sqrt{\frac{E_s}{T_c}} + w_m \right) \\ \quad + \sqrt{P_{\text{int}}} \exp(j\varphi_{\text{int}}) \cdot z(\varepsilon, n) & \text{if } n = m \\ \exp \left( j2\pi \frac{n^2}{2^{SF+1}} \right) w_m \\ \quad + \sqrt{P_{\text{int}}} \exp(j\varphi_{\text{int}}) \cdot z(\varepsilon, n) & \text{otherwise} \end{cases} \tag{13}$$

LoRa 受信機において、シンボル判定規範は式 (4) であるため、WPT 干渉信号がシンボル検出に影響を及ぼすことがわかる。図 2 は、 $\gamma_{\text{SNR}} = -2.0$  [dB], SIR  $\gamma_{\text{SIR}} \triangleq P_s/P_{\text{int}} = -15.0$  [dB], 送信シンボル  $m = 30$  における、LoRa 信号の復調処理を施した DFT 出力の結果例である。ここで、 $P_s$  は所望信号電力であり  $P_s = E_s/T_c$  を満たす。このように、所望信号成分が干渉成分に埋もれてしまい、本来送信されているシンボル成分とは異なる成分で最大値を取るため、シンボル検出誤りが発生する。一般的に、WPT に用いられる電力は LoRa 信号と比較して高いため、LoRa システムと WPT システムを同一環境で実現する場合、WPT 干渉の影響は無視出来なくなる。図 3 に WPT 干渉が存在する場合の LoRa 信号の SER 特性を示す。拡散率は  $SF = 7$ , 帯域幅  $W = 125$  [kHz], 正規化した LoRa 信号と WPT の搬送周波数オフセット量は  $\varepsilon = 0$  とした。図から分かるように、SIR の増大に伴い干渉の影響は小さくなっているものの、干渉なしの場合と比較して大幅に SER 特性が劣化している。したがって、このような干渉を LoRa 受信機側で抑制・除去する必要があることが分かる。

#### 4. 提案手法

本節では、WPT により生じる干渉信号を効果的に除去可能な干渉除去アルゴリズムの動作について説明する。本提案アルゴリズムは、受信機で推定可能な情報のみに基づき、WPT 送信機ならびに LoRa 送信機では追加処理を必要としない点が特徴である。提案手法の手順は以下の通りである。LoRa 受信機は、プリアンブルを検出したときに、全ての周波数ビンに含まれる干渉信号のパラメータを推定する。そして、推定値に基づいて後続のシンボルに対して周波数領域で干渉除去する。最後に通常の LoRa 復調アルゴリズムに基づいてシンボルを復調する。WPT 干渉除去及び LoRa 信号復調処理は以下のよう

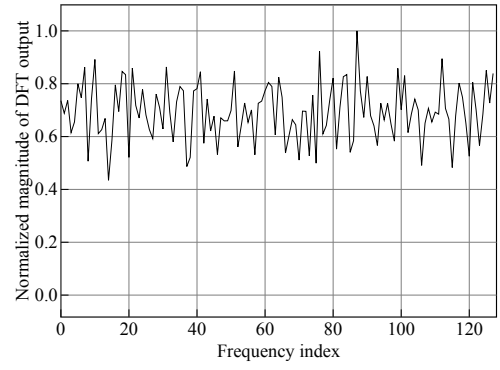


図 2  $SF = 7$ ,  $W = 125$  [kHz],  $\varepsilon = 0$  における DFT 出力の例

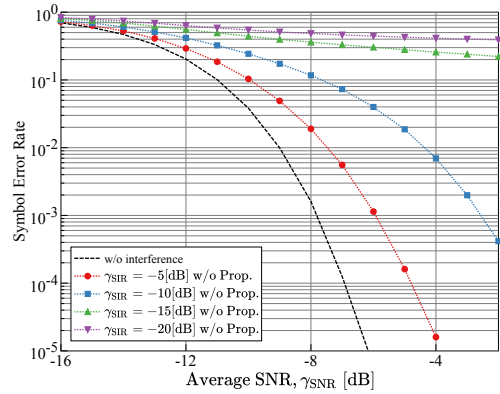


図 3  $SF = 7$ ,  $W = 125$  [kHz],  $\varepsilon = 0$  における SER

トップから構成されている。

- (1) 干渉信号の初期位相  $\varphi_{\text{int}}$  及び干渉信号電力  $P_{\text{int}}$  推定
- (2) 推定位相・電力に基づく干渉信号除去
- (3) 除去後の信号に対する送信シンボル判定

##### 4.1 干渉信号の初期位相・電力推定

式 (13) より、干渉除去に必要なパラメータは、干渉信号の初期位相  $\varphi_{\text{int}}$  と電力  $P_{\text{int}}$  であることが分かる。そのため、プリアンブル部分に対して一連の受信処理を行うことで、 $m = 0$  に LoRa 信号成分を持つ DFT 出力が得られる。そこで、プリアンブル部を用いて、干渉信号の位相・電力を推定する。まず、式 (12) の  $z(\varepsilon, n)$  を  $z(\varepsilon, n) = r(\varepsilon, n) \cdot \exp(j\theta(\varepsilon, n))$  のように極形式で表現する。ここで、式 (12) から分かるように、各周波数成分へと加わる干渉成分の位相回転量  $\theta(\varepsilon, n)$  は LoRa 受信機側で算出可能である。そこで、各周波数成分に対して加わっている位相回転量  $\theta(\varepsilon, n)$  を補償し、各周波数成分の和に対して偏角を取る。この時、精度向上のため、LoRa 信号成分を有する第 0 周波数成分は除く。図 4(a) に概略図を示す。これにより、次式で表すように、干渉成分の初期位相  $\varphi_{\text{int}}$  を推定することが出来る。

$$\varphi_{\text{int}} = \arg \left( \sum_{n=1}^{2^{SF}-1} R_n(x_m) \cdot \underbrace{\exp(-j\theta(\varepsilon, n))}_{\text{phase compensation}} \right)$$

$$\begin{aligned}
&= \arg \left( \underbrace{\sum_{n=1}^{2^{SF}-1} \left( \exp \left( j2\pi \frac{n^2}{2^{SF+1}} \ell \right) w_n \cdot \exp(-j\theta(\varepsilon, n)) \right)}_{\approx 0} \right. \\
&\quad \left. + \sum_{n=1}^{2^{SF}-1} \sqrt{P_{\text{int}}} \exp(j\varphi_{\text{int}}) \cdot r(\varepsilon, n) \right) \\
&= \arg \left( \exp(j\varphi_{\text{int}}) \cdot \underbrace{\sqrt{P_{\text{int}}} \sum_{n=1}^{2^{SF}-1} r(\varepsilon, n)}_{\text{Real value}} \right) \quad (14)
\end{aligned}$$

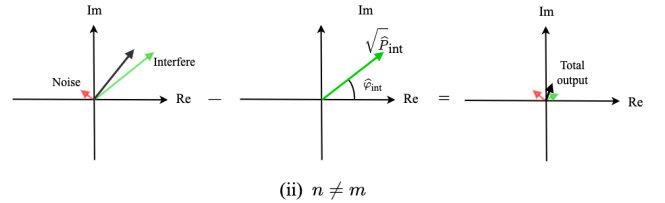
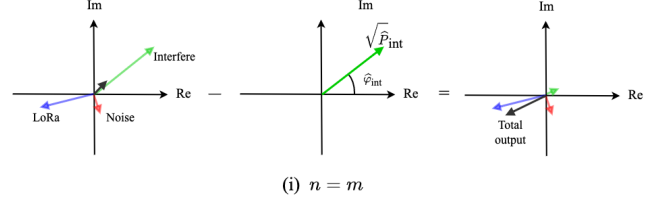
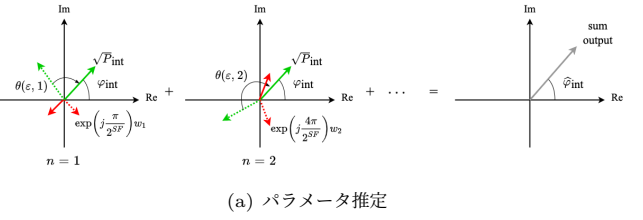


図4 提案手法の概要

同様に、推定干渉信号電力  $\hat{P}_{\text{int}}$  は次式で求めることが出来る。

$$\begin{aligned}
\hat{P}_{\text{int}} &= \frac{\left| \sum_{n=1}^{2^{SF}-1} R_n(x_m) \cdot \exp(-j\theta(\varepsilon, n)) \right|^2}{\left( \sum_{n=1}^{2^{SF}-1} r(\varepsilon, n) \right)^2} \\
&\stackrel{(a)}{\approx} \frac{\left| \exp(j\varphi_{\text{int}}) \cdot \sqrt{P_{\text{int}}} \sum_{n=1}^{2^{SF}-1} r(\varepsilon, n) \right|^2}{\left( \sum_{n=1}^{2^{SF}-1} r(\varepsilon, n) \right)^2} \\
&= \frac{P_{\text{int}} \left( \sum_{n=1}^{2^{SF}-1} r(\varepsilon, n) \right)^2}{\left( \sum_{n=1}^{2^{SF}-1} r(\varepsilon, n) \right)^2} = P_{\text{int}} \quad (15)
\end{aligned}$$

ここで、(a) は以下の関係式を用いた。

$$\sum_{n=1}^{2^{SF}-1} \left( \exp \left( j2\pi \frac{n^2}{2^{SF+1}} \ell \right) w_n \cdot \exp(-j\theta(\varepsilon, n)) \right) \approx 0 \quad (16)$$

## 4.2 WPT 干渉信号除去

図4(b)に示すように、推定した干渉信号の初期位相  $\hat{\varphi}_{\text{int}}$ 、干渉信号電力  $\hat{P}_{\text{int}}$ 、周波数オフセット量とシンボル成分によって定まる複素数  $z(\varepsilon, n)$  を用いて次式のように各シンボル成分の DFT 出力から干渉成分を除去する。

$$R'_n(x_m) = R_n(x_m) - \sqrt{\hat{P}_{\text{int}}} \exp(j\hat{\varphi}_{\text{int}}) \cdot z(\varepsilon, n) \quad (17)$$

## 4.3 送信シンボル判定

干渉除去後の第  $n$  周波数成分に対して、その絶対値が最大となるシンボル  $m^*$  を送信シンボルと判定する。

$$m^* = \operatorname{argmax}_{m' \in \mathcal{M}} \left( |R'_{m'}(x_m)| \right) \quad (18)$$

## 5. 計算機シミュレーション

本節では、WPT 干渉が存在する場合の LoRa 受信機におけるシンボル検出性能について、計算機シミュレーションにより評価する。提案する干渉除去手法を用いる場合と、干渉除去を行わない二つの場合で比較を行い、提案手法の有効性を示す。シミュレーションパラメータは、拡散率  $SF \in \{7, 8, 9, 10\}$ , SIR  $\gamma_{\text{SIR}} = \{-5, 10, -15, -20\}$  [dB], 正規化周波数オフセット  $\varepsilon = 0.0$  とした。

### 5.1 評価指標

送信されるシンボル  $m$  と式 (18) により判定されるシンボル  $m^*$  が異なる時、シンボル誤りとする。本論文では、帯域幅で正

規化された周波数オフセット量  $\varepsilon$  は受信機側で既知と仮定する。

提案する干渉除去アルゴリズムにおいては、干渉除去を実行する前に WPT 干渉信号の初期位相  $\varphi_{\text{int}}$  と電力  $P_{\text{int}}$  を推定する必要がある。推定した初期位相  $\hat{\varphi}_{\text{int}}$  との位相推定誤差  $\varphi_{\text{error}}$  を次のように定義する。

$$\varphi_{\text{error}} \triangleq \hat{\varphi}_{\text{int}} - \varphi_{\text{int}} \quad (19)$$

推定した干渉信号電力  $\hat{P}_{\text{int}}$  との正規化誤差  $P_{\text{int,error}}$  を次のように定義する。

$$P_{\text{int,error}} \triangleq \frac{\hat{P}_{\text{int}} - P_{\text{int}}}{P_{\text{int}}} \quad (20)$$

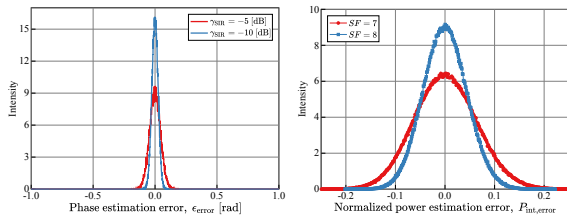
## 5.2 シミュレーション結果

### 5.2.1 位相・電力推定誤差

図5(a)は、 $SF = 7$ の時の、式(19)で定義された位相推定誤差の分布である。図5(a)より、位相補償を行うことで高い精度で初期位相  $\varphi_{\text{int}}$  を推定出来ていることが分かる。また、SIR が小さくなるにつれて推定精度が向上しているが、これは式(14)において、加算される干渉成分が支配的になるためであると考えられる。図5(b)は式(20)で定義した干渉信号電力推定誤差の分布である。この図より、SF が大きくなるにつれて推定精度が向上していることが分かる。これは、干渉電力推定(式(15))において、各周波数成分の和を取る過程で足し合わせる周波数成分の数が  $2^{SF} - 1$  で与えられるため、拡散率 SF の増加に伴い加算される雑音成分多くなり、総和の平均が 0 に収束するためである。

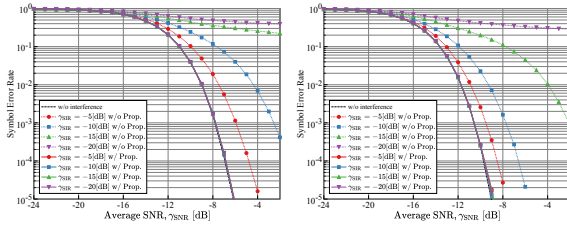
### 5.2.2 平均 SER 特性

図6に  $\varepsilon = 0$  とした場合の平均 SER 特性を示す。破線は WPT 干渉の除去を行わない場合の平均 SER 特性、実線は提案手法を適用した場合の平均 SER 特性を表す。また、比較のた



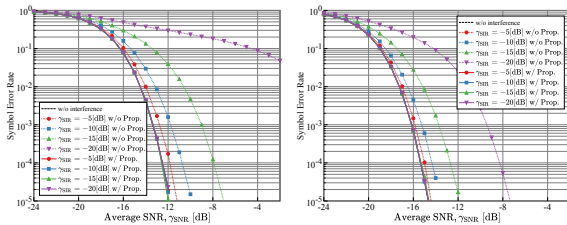
(a) 干渉信号の初期位相  $\varphi_{\text{int}}$  推定 (b) 干渉信号電力  $P_{\text{int}}$  推定誤差  
誤差 ( $SF = 7$ )

図 5 推定誤差の分布



(a)  $SF = 7$

(b)  $SF = 8$



(c)  $SF = 9$

(d)  $SF = 10$

図 6 WPT 干渉が存在する場合の SER 特性 ( $\varepsilon = 0$ )

めに干渉が存在しない理想的な場合を黒の破線として掲載している。図 6 から分かるように、WPT 干渉の除去を行わない場合、大幅に平均 SER 特性が劣化していることが分かる。拡散率  $SF$  を大きくすることによって逆拡散の効果により、WPT 干渉の影響を抑圧することができるため、同じ SNR でも特性が改善できていることが分かる。一方で、提案手法を用いて WPT 干渉を除去することにより、大幅に平均 SER 特性を改善できていることが分かる、WPT 干渉が存在しない場合の特性とほぼ同等な特性が得られていることが分かる。

## 6. まとめ

本稿では、LoRaWAN と WPT システムの共存のため、LoRa 受信機における簡易な WPT 干渉除去手法について提案した。提案手法は、LoRa 信号の復調処理の過程で干渉信号の位相と電力を推定し、干渉成分を除去することで、SER の劣化を低減する。計算機シミュレーションの評価より、提案手法は SER の特性劣化を大幅に改善することが可能であり、LoRa システムの通信性能がほとんど劣化しないことを示した。

**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. Zanella, N. Bui, A. Castellani, L. Vangelista and M.

Zorzi, "Internet of Things for Smart Cities," *IEEE Internet Things J.*, vol. 1, no. 1, pp. 22–32, Feb. 2014.

[2] H. I. Kobo, A. M. Abu-Mahfouz and G. P. Hancke, "A Survey on Software-Defined Wireless Sensor Networks: Challenges and Design Requirements," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 1872–1899, 2017.

[3] 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, Secondquarter 2017.

[4] 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.

[5] A. Lavric, A. I. Petrariu, and V. Popa, "SigFox communication protocol: The new era of IoT?," in *Proc. Int. Conf. Sens. Instrum. IoT Era (ISSI)*, pp. 1–4, Aug. 2019.

[6] M. Chen, Y. Miao, Y. Hao, and K. Hwang, "Narrow Band Internet of Things," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 20557–20577, 2017.

[7] Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis, and C. Cecati, "Wireless Power Transfer—An Overview," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 2, pp. 1044–1058, Feb. 2019.

[8] S. Bi, C. K. Ho, and R. Zhang, "Wireless powered communication: opportunities and challenges," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 4, pp. 117–125, Apr. 2015.

[9] B. Clerckx, K. Huang, L. R. Varshney, S. Ulukus, and M. -S. Alouini, "Wireless Power Transfer for Future Networks: Signal Processing, Machine Learning, Computing, and Sensing," *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 15, no. 5, pp. 1060–1094, Aug. 2021.

[10] Y. Chen, D. B. da Costa, and H. Ding, "Interference Analysis in Wireless Power Transfer," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 21, no. 10, pp. 2318–2321, Oct. 2017.

[11] T. Elshabrawy and J. Robert, "Closed-Form Approximation of LoRa Modulation BER Performance," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 22, no. 9, pp. 1778–1781, Sept. 2018.

[12] A. Marquet, N. Montavont, and G. Z. Papadopoulos, "Towards an SDR implementation of LoRa: Reverse-engineering demodulation strategies and assessment over Rayleigh channel," *Comput. Commun.*, vol. 153, pp. 595–605, Mar. 2020.

[13] H. Lee and K. Ke, "Monitoring of Large-Area IoT Sensors Using a LoRa Wireless Mesh Network System: Design and Evaluation," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 67, no. 9, pp. 2177–2187, Sept. 2018.

[14] T. Elshabrawy and J. Robert, "The Impact of ISM Interference on LoRa BER Performance," in *Proc. 2018 IEEE Global Conf. on Internet of Things (GCIoT)*, pp. 1–5, Jan. 2019.

[15] A. Ovechkin, T. Claeys, D. Vanoost, G. A. E. Vandebosch, and D. Pissort, "A Novel Method of Removing the Influence of Continuous Electromagnetic Wave Disturbances in OFDM Systems," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 64, no. 2, pp. 338–347, Nov. 2021.

[16] S. M. Danish, H. K. Qureshi, S. Jangsher, and M. Lestas, "Effects of Wireless Power Transfer on LoRaWAN Join Procedure," in *Proc. 2018 14th Int. Wireless Commun. and Mobile Computing Conf. (IWCMC)*, pp. 944–949, June 2018.

[17] L. Vangelista, "Frequency Shift Chirp Modulation: The LoRa Modulation," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 24, no. 12, pp. 1818–1821, Dec. 2017.

[18] I. Bizon Franco de Almeida, M. Chafii, A. Nimr, and G. Fettweis, "Alternative Chirp Spread Spectrum Techniques for LPWANs," *IEEE Trans. Green Commun. Netw.*, vol. 5, no. 4, pp. 1846–1855, Dec. 2021.