



受信電力モデルに基づく波源位置推定技術の推定性 能向上に関する検討

著者	秋山 駿斗, 岡本 清立, 川合 優樹, 後藤 遼, 清水 聡, 岩井 誠人, 衣斐 信介
雑誌名	同志社大学ハリス理化学研究報告
巻	63
号	2
ページ	71-75
発行年	2022-07-31
権利	同志社大学ハリス理化学研究所
URL	http://doi.org/10.14988/00029076

A Study on Performance Improvement of a Wave Source Location Estimation Technique Based on Received Power Distribution Model

Takato AKIYAMA*, Seiryu OKAMOTO*, Yuki KAWAI*, Ryo GOTO*, Satoru SHIMIZU**,
Hisato IWAI* and Shinsuke IBI*

(Received March 22, 2022)

A wave source location estimation technique based on the received power model has been proposed. In the technique, a model of the spatial distribution of the received power is assumed and the distribution is optimally fitted to the received signal strength measured at multiple points to estimate the location of the wave source. In this technique, the antenna patterns of the target wave source and the receiver are assumed to be non-directional and the free space propagation is assumed. In this paper, we attempt to improve the performance of the wave source location estimation by considering the directivity of the antennas and the variation of the propagation constant.

Key words : wave source location estimation, received signal strength, directivity, propagation constant

キーワード : 波源位置推定, 受信信号強度, 指向性, 伝搬定数

受信電力モデルに基づく波源位置推定技術の推定性能向上に関する検討

秋山 駿斗, 岡本 清立, 川合 優樹, 後藤 遼, 清水 聡, 岩井 誠人, 衣斐 信介

1. はじめに

近年, 様々な電子機器および無線機器が急激に増加している. そのような機器の多くは 2.4 GHz 帯, 5.8 GHz 帯などの ISM (Industrial Scientific and Medical) 帯を使うことが多い. このような環境における通信を実現可能にし, 周波数の有効活用を拡大する方策として, 周囲の電波雑音や電波干渉の強度などの電波環境を把握して, 通信パラメータや伝送経路を切り替える研究開発が行われている¹⁾. この技術においては, 雑音や干渉の詳細分析に際して雑音および干渉の発生源の特定が必要となる.

未知の波源に対する位置推定について様々な受信

信号強度に基づく位置推定技術が提案されている. 例えば, 三点測量に基づく推定技術が提案されている²⁾. この手法では, 測定された受信信号強度によって波源から受信地点までの距離を推定し, 三点測量と同じ方法を用いて波源の位置を推定する. 他にも, 波源位置と受信機位置の偏りを合わせて推定し, その偏りの影響を排除することで波源位置を推定する技術³⁾や, 受信信号強度と電波到来方向を組み合わせる位置推定を行う方法⁴⁾などの様々な応用手法が提案されている.

これらの受信信号強度に基づく位置推定技術の一つとして, 受信電力の空間分布モデルを想定し, 複

* Faculty of Science and Engineering, Department of Electronics, Doshisha University, Kyotanabe, Kyoto, 610-0321, Japan
Telephone: +81-774-65-6267, Fax: +81-774-65-6801, E-mail: iwai@mail.doshisha.ac.jp

** Advanced Telecommunications Research Institute International, Seika-cho, Soraku-gun, Kyoto, 619-0288, Japan
Telephone: +81-774-95-1111, E-mail: sashimizu@mail.doshisha.ac.jp

数の地点において測定した受信信号強度に対して受信電力モデルをフィッティングすることで波源の位置推定を行う位置推定技術⁹⁾が検討されている。この位置推定技術に関する先行研究では受信電力モデルとして自由空間伝搬を想定していた。また、波源や受信アンテナの指向性などについては考慮されていなかった。

本稿では伝搬定数を未知の変数として推定式の拡張を行い、位置推定精度の向上を図る。また、同様に、波源や受信機に指向性アンテナを使用し、波源が指向性を有する場合の位置推定が可能となるように拡張する。この拡張された位置推定方法により、位置推定精度が向上することを示す。

2. 受信電力モデルに基づく波源位置推定

受信信号強度に基づく位置推定技術は多く提案されているが、本稿では受信電力モデルに基づく位置推定技術⁹⁾に着目した。この手法は、波源周囲の空間の受信信号強度分布は、波源の位置、送信電力や伝搬特性により定まることを利用して波源位置を推定するものである。

対象とする波源位置推定技術の原理を Fig. 1 に概念的に示す。ここでは、簡単化のために1次元空間を想定して説明する。波源が電波を放射している場合、波源をある位置に仮定し、距離減衰のみを考えると図中の点線に示す受信電力が想定される。しかし、実際には電力測定の誤差や測定位置の誤差、マルチパスフェージングやシャドウイング等の電波伝搬による変動によって、●で示すような、想定とは異なる受信信号強度が測定される。この測定値に対し、推定波源位置と距離減衰による受信電力モデルを想定し、その受信電力モデルを測定値に対し誤差が最小となるように最適化(フィッティング)する。この最適化された受信電力モデルを与える推定波源位置が、推定波源位置となる。この方式では、測定点数を増加すれば、フェージングなどによる信号強度変動の影響を低減でき、推定誤差を小さくすることができる。

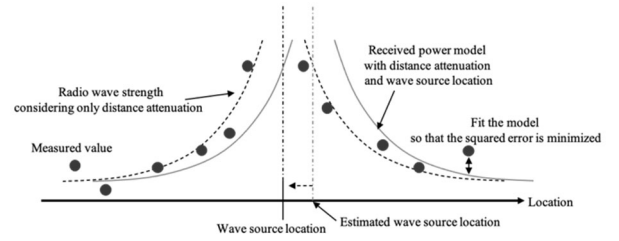


Fig. 1. Principle of wave source location estimation based on received power distribution model.

この受信電力モデルに対する信号強度のフィッティングに基づく位置推定について詳しく述べる。実際の位置推定では、3次元空間での位置推定が必要となるが、ここでは説明を簡略化するために2次元空間における説明とする。

求めたい波源の位置座標と送信電力をそれぞれ (\hat{x}, \hat{y}) , \hat{p} とする。これらは未知数である。この波源から送信された信号を受信した i 番目($i=1 \sim N$)の受信位置の座標と受信信号強度をそれぞれ (x_i, y_i) , r_i とする。受信位置座標 (x_i, y_i) は正確に得られているものとし、受信信号強度 r_i は受信を行うことにより得られる。すなわち、これらは全て既知の情報である。波源位置推定において、受信アンテナ利得 G_r 、送信アンテナ利得 G_s 、波長 λ 、推定波源位置 (\hat{x}, \hat{y}) と受信位置 (x_i, y_i) の間の距離である推定距離 \hat{d}_i から以下の式を用いて推定受信信号強度 \hat{r}_i を求める。

$$\hat{r}_i = \hat{p} G_s G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi \hat{d}_i} \right)^2 \quad (1)$$

文献⁹⁾の方式では、自由空間伝搬を仮定し伝搬定数を2とするとともに、波源と受信機のアンテナは無指向性として G_s , G_r を定数と仮定している。

異なる N 箇所の各地点で測定された受信信号強度と、式(1)より推定された受信信号強度の差を誤差とし、その二乗和を誤差関数 $f(\hat{x}, \hat{y}, \hat{p})$ として次式とする。

$$f(\hat{x}, \hat{y}, \hat{p}) = \sum_{i=1}^N (r_i - \hat{r}_i)^2 \quad (2)$$

この誤差関数を最小化することによって波源位置 (\hat{x}, \hat{y}) を求める。これは非線形最適化問題となる。この解法には様々なアルゴリズムが考えられるが、ここでは最急降下法を用いる。最急降下法の計算は、

$(\hat{x}, \hat{y}, \hat{p})$ の初期値を $(\hat{x}_1, \hat{y}_1, \hat{p}_1)$ として、次のような反復プロセスで示される。

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_{k+1} \\ \hat{y}_{k+1} \\ \hat{p}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{x}_k \\ \hat{y}_k \\ \hat{p}_k \end{bmatrix} - a \nabla f(\hat{x}_k, \hat{y}_k, \hat{p}_k) \quad (3)$$

ここで、 a はステップサイズ、 k は反復回数である。更新量、つまり ∇f が十分に小さくなれば、計算は収束し最適化されたと判断する。なお、推定性能は初期値 $(\hat{x}_1, \hat{y}_1, \hat{p}_1)$ の選択に依存し、この値を適切に選択する必要がある。

式(3)の更新ベクトルは次の式で表される。

$$\nabla f(\hat{x}_k, \hat{y}_k, \hat{p}_k) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f(\hat{x}_k, \hat{y}_k, \hat{p}_k)}{\partial \hat{x}_k} \\ \frac{\partial f(\hat{x}_k, \hat{y}_k, \hat{p}_k)}{\partial \hat{y}_k} \\ \frac{\partial f(\hat{x}_k, \hat{y}_k, \hat{p}_k)}{\partial \hat{p}_k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4\hat{p}_k G_s G_r \sum_{i=1}^N \left(\frac{\lambda}{4\pi d_i} \right)^2 \frac{(\hat{x}_k - x_i)}{d_i^2} (r_i - \hat{r}_i) \\ 4\hat{p}_k G_s G_r \sum_{i=1}^N \left(\frac{\lambda}{4\pi d_i} \right)^2 \frac{(\hat{y}_k - y_i)}{d_i^2} (r_i - \hat{r}_i) \\ -2G_s G_r \sum_{i=1}^N \left(\frac{\lambda}{4\pi d_i} \right)^2 (r_i - \hat{r}_i) \end{bmatrix} \quad (4)$$

3. 推定性能の改善法

3.1 伝搬定数推定による位置推定方式の拡張

2章で述べた受信電力モデルに基づく位置推定技術では、自由空間伝搬を想定し、伝搬定数は2としてきた。しかし、実際の環境では、伝搬定数は状況に応じて変化する。伝搬定数が自由空間伝搬の値から変化すると、推定精度が劣化することが考えられる。そこで、伝搬定数も最適化対象の変数として実際の状況により即した値とし、それにより推定精度の向上を目指す。

伝搬定数を変数として $\hat{\alpha}$ と表した場合、推定受信信号強度 \hat{r}_i は次の式で表される。

$$\hat{r}_i = \hat{p} G_s G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{1}{\hat{d}_i^{\hat{\alpha}}} \quad (5)$$

式(5)から、誤差関数を、 $\hat{\alpha}$ を含む4変数の関数 $f_{\alpha}(\hat{x}, \hat{y}, \hat{p}, \hat{\alpha})$ に拡張し、これを最小化する4変数を求める。その際、式(4)の更新ベクトルは以下となる。

$$\nabla f_{\alpha}(\hat{x}_k, \hat{y}_k, \hat{p}_k, \hat{\alpha}_k) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_{\alpha}(\hat{x}_k, \hat{y}_k, \hat{p}_k, \hat{\alpha}_k)}{\partial \hat{x}_k} \\ \frac{\partial f_{\alpha}(\hat{x}_k, \hat{y}_k, \hat{p}_k, \hat{\alpha}_k)}{\partial \hat{y}_k} \\ \frac{\partial f_{\alpha}(\hat{x}_k, \hat{y}_k, \hat{p}_k, \hat{\alpha}_k)}{\partial \hat{p}_k} \\ \frac{\partial f_{\alpha}(\hat{x}_k, \hat{y}_k, \hat{p}_k, \hat{\alpha}_k)}{\partial \hat{\alpha}_k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\hat{\alpha}_k \hat{p}_k G_s G_r \sum_{i=1}^N \left(\frac{\lambda}{4\pi d_i} \right)^2 \frac{(\hat{x}_k - x_i)}{d_i^{\hat{\alpha}_k}} (r_i - \hat{r}_i) \\ 2\hat{\alpha}_k \hat{p}_k G_s G_r \sum_{i=1}^N \left(\frac{\lambda}{4\pi d_i} \right)^2 \frac{(\hat{y}_k - y_i)}{d_i^{\hat{\alpha}_k}} (r_i - \hat{r}_i) \\ -2G_s G_r \sum_{i=1}^N \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{1}{d_i^{\hat{\alpha}_k}} (r_i - \hat{r}_i) \\ -2\hat{p}_k G_s G_r \sum_{i=1}^N \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{1}{d_i^{\hat{\alpha}_k}} \log \left(\frac{1}{d_i} \right) (r_i - \hat{r}_i) \end{bmatrix} \quad (6)$$

3.2 アンテナ指向性の位置推定への適用

ここまで、波源アンテナとして無指向性アンテナを想定していた。これに対して本稿では、波源および受信機に指向性アンテナを用いて、波源アンテナの指向性の方向を推定変数に追加する。

2章で示した推定法の式の展開を波源アンテナの指向性を考慮したものに拡張する。ここでは、波源アンテナの指向性パターンは既知とし、その方向を未知とする。その結果、波源のアンテナ利得 G_s は定数ではなく角度の関数となる。本稿で検証対象とする具体的な指向性はダイポールアンテナのパターンとした。アンテナ回転角度を $\hat{\theta}$ として、アンテナの送信電力の指向性利得を Fig. 2 に示す。ビームヌル方向が後述する Fig. 3 における y 軸方向である場合を $\hat{\theta} = 0^\circ$ とする。

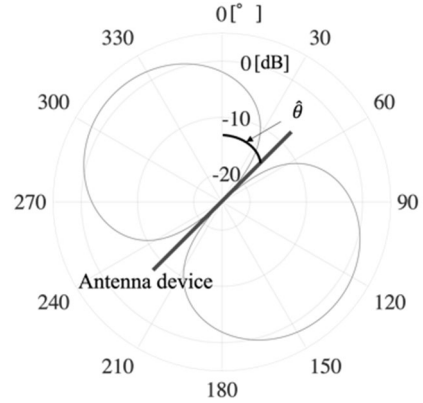


Fig. 2. Directivity gain of antenna used for study.

さらに、波源に加えて受信機のアンテナ指向性も考慮する。波源と受信機に使用するダイポールアンテナの指向性利得は次の式で表される。

$$G_s(\theta) = 1.64 \frac{\cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta - \hat{\theta}) \right)}{\sin^2(\theta - \hat{\theta})} \quad (7)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{x}_k - x_i}{\hat{y}_k - y_i} \right) \quad (8)$$

受信アンテナの指向方向として以下の2つのケースが考えられる。

1. 受信電力が最大となるように受信アンテナの方向を受信位置ごとに設定し、波源方向の受信アンテナ利得を一定とする場合

2. 受信アンテナの方向を固定(例えば $\hat{\theta} = 0^\circ$)し、波源方向の受信アンテナ利得を変化させる場合
本稿では後者を前提として検討を行う。受信機の位置により波源方向が変化するので、式(1)の G_r も角度の関数として扱う必要がある。そのため、波源だけでなく受信側の指向性まで考慮した推定式に拡張する。

未知である波源アンテナの方向を $\hat{\theta}$ として、これをフィッティングにより最適化する。推定変数に $\hat{\theta}$ が追加されたことで式(2)の誤差関数は $f_{\theta}(\hat{x}, \hat{y}, \hat{p}, \hat{\theta})$ と拡張される。2章で述べた方法と同様にフィッティングして誤差関数を最小化し、4変数を最適化する。

その際の更新ベクトル $\nabla f_{\theta}(\hat{x}, \hat{y}, \hat{p}, \hat{\theta})$ は次のように置き換えられる。

$$\nabla f_{\theta}(\hat{x}_k, \hat{y}_k, \hat{p}_k, \hat{\theta}_k)$$

$$= \begin{bmatrix} 2\hat{p}_k \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \sum_{i=1}^N \left(\frac{2G_s(\theta)G_r(\theta)(\hat{x}_k - x_i) - G'(\theta)(\hat{y}_k - y_i)}{\hat{d}_i^4} \right) (r_i - \hat{r}_i) \\ 2\hat{p}_k \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \sum_{i=1}^N \left(\frac{2G_s(\theta)G_r(\theta)(\hat{y}_k - y_i) + G'(\theta)(\hat{x}_k - x_i)}{\hat{d}_i^4} \right) (r_i - \hat{r}_i) \\ -2 \sum_{i=1}^N \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{G_s(\theta)G_r(\theta)}{\hat{d}_i^4} (r_i - \hat{r}_i) \\ -2\hat{p}_k \sum_{i=1}^N \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{G'_s(\theta)G_r(\theta)}{\hat{d}_i^4} (r_i - \hat{r}_i) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$G(\theta) = 1.64^2 \left(\frac{\frac{\pi}{2} \sin^2 \theta \sin(\pi \cos \theta) \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta - \theta) \right) - 2 \cos \theta \sin^2 \left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta - \theta) \right) \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \cos \theta \right)}{\sin^2(\theta - \theta) \sin^2 \theta} \right) + \frac{\frac{\pi}{2} \sin^2(\theta - \theta) \sin(\pi \cos(\theta - \theta)) \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \cos \theta \right) - 2 \cos(\theta - \theta) \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta - \theta) \right) \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \cos \theta \right)}{\sin^2(\theta - \theta) \sin^2 \theta} \quad (10)$$

これらの式を、拡張した式(3)に適用し最適化を行うことにより波源の位置推定を行う。

さらに、伝搬定数の拡張と指向性アンテナの採用の両者を組み合わせて、更なる位置推定精度の向上を図る。誤差関数を、 $\hat{\alpha}, \hat{\theta}$ を含む5変数の関数 $f_{\alpha, \theta}(\hat{x}, \hat{y}, \hat{p}, \hat{\alpha}, \hat{\theta})$ に拡張し、これを最小化する5変数を求める。その際、更新ベクトル $\nabla f_{\alpha, \theta}(\hat{x}, \hat{y}, \hat{p}, \hat{\theta}, \hat{\alpha})$ は次の式で表される。

$$\nabla f_{\alpha, \theta}(\hat{x}_k, \hat{y}_k, \hat{p}_k, \hat{\alpha}_k, \hat{\theta}_k)$$

$$= \begin{bmatrix} 2\hat{p}_k \left(\frac{\lambda}{4\pi \hat{d}_i} \right)^2 \sum_{i=1}^N \left(\frac{\hat{\alpha} G_s(\theta) G_r(\theta) (\hat{x}_k - x_i) - G'(\theta) (\hat{y}_k - y_i)}{\hat{d}_i^{\hat{\alpha}}} \right) (r_i - \hat{r}_i) \\ 2\hat{p}_k \left(\frac{\lambda}{4\pi \hat{d}_i} \right)^2 \sum_{i=1}^N \left(\frac{\hat{\alpha} G_s(\theta) G_r(\theta) (\hat{y}_k - y_i) + G'(\theta) (\hat{x}_k - x_i)}{\hat{d}_i^{\hat{\alpha}}} \right) (r_i - \hat{r}_i) \\ -2 \sum_{i=1}^N \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{G_s(\theta) G_r(\theta)}{\hat{d}_i^{\hat{\alpha}}} (r_i - \hat{r}_i) \\ -2\hat{p}_k \sum_{i=1}^N \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{G'_s(\theta) G_r(\theta)}{\hat{d}_i^{\hat{\alpha}}} (r_i - \hat{r}_i) \log \left(\frac{1}{\hat{d}_i} \right) \\ -2\hat{p}_k \sum_{i=1}^N \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{G'_s(\theta) G_r(\theta)}{\hat{d}_i^{\hat{\alpha}}} (r_i - \hat{r}_i) \end{bmatrix} \quad (11)$$

これらの式を用いて波源の位置推定を行い、伝搬定数の拡張による効果、波源と受信機に指向性アンテナを用いることによる効果、両者を合わせた効果について分析する。

4. 波源位置推定の評価

4.1 推定精度の評価方法

実験により、伝搬定数の拡張と指向性考慮による位置推定精度の向上について示す。実験においても波源および受信地点が同一平面内とすることにより、2次元空間における推定とした。実験環境を Fig. 3 に示す。測定は電波暗室にて行った。300 MHz 帯の CW 発信モジュールを波源として用いた。受信信号強度はスペクトルアナライザを用いて測定した。指向性アンテナを使用した場合と無指向性アンテナを使用した場合の推定精度を比較するため、指向性アンテナとして水平偏波ダイポールアンテナを使用し(波源および受信機とも)、無指向性アンテナはこのダイポールアンテナを垂直方向に設置することにより垂直偏波とすることで実現した。

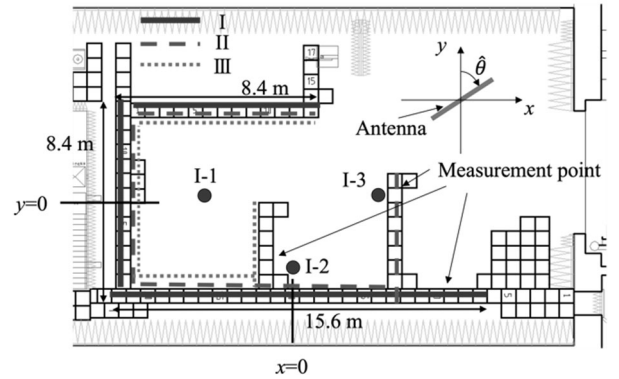


Fig. 3. Environment of experiment.

Table 1. Position of wave source.

$(\hat{x}, \hat{y}), \hat{\theta}$	1	2	3
Route I	(-3.6, 0.3), $\hat{\theta}=0^\circ$	(0, -2.7), $\hat{\theta}=45^\circ$	(3.6, 0.3), $\hat{\theta}=0^\circ$
Route II	(0, 0.3), $\hat{\theta}=90^\circ$	(-3.6, -2.7), $\hat{\theta}=-45^\circ$	(0, 0.3), $\hat{\theta}=45^\circ$
Route III	(-3.6, 2.7), $\hat{\theta}=0^\circ$	(-3.6, 0.3), $\hat{\theta}=45^\circ$	(-6.0, 0.3), $\hat{\theta}=-45^\circ$

測定経路は3通りとし、測定点数はそれぞれ0.6 m 間隔の55個, 58個, 47個とした。推定位置の初期値は原点とした。波源の位置およびアンテナ方向をTable 1に示す。Fig. 3には推定する波源の一部の位置を示した。図中の●は経路 I で信号強度を測定した場合の波源位置を示す。

伝搬定数の拡張と指向性考慮による波源位置推定の手段として以下の4つのケースを検討する。

[Method 1] 伝搬定数:2, 無指向性アンテナ

[Method 2] 伝搬定数:拡張, 無指向性アンテナ

[Method 3] 伝搬定数:2, 指向性アンテナ

[Method 4] 伝搬定数:拡張, 指向性アンテナ

4.2 波源位置推定結果

前節で述べた波源位置推定法により波源位置を推定した結果を Fig. 4 に示す。実際の波源位置と推定した波源位置との距離を誤差距離とした。同図から、無指向性アンテナの場合に、Method 2(伝搬定数拡張)の推定誤差は Method 1(伝搬定数 2 に固定)よりも全般的に小さい。また、伝搬定数を2に固定した場合の、Method 3(指向性アンテナ)の誤差は Method 1(無指向性アンテナ)よりも小さい。これらの結果より、伝搬定数の拡張、および、指向性アンテナの使用により位置推定精度が向上することがわかる。そして、Method 4 の推定誤差が最も小さくなることから、両者を組み合わせることによって、位置推定精度がさらに向上することがわかる。

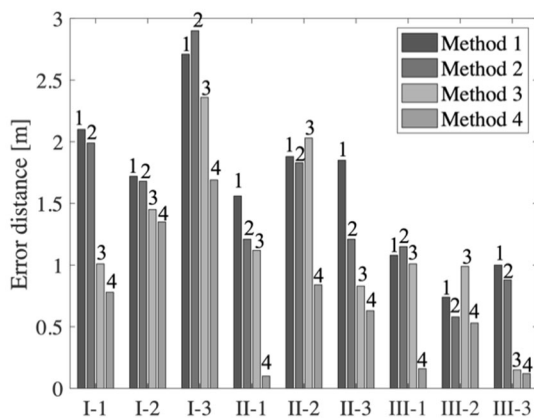


Fig. 4. Estimation results of Method 1~4.

5. まとめ

本稿では、受信電力モデルを想定し、測定した受信信号強度分布にそのモデルを最適化することで位置推定を行う手法について検討を行った。自由空間伝搬および無指向性アンテナを仮定していた先行研究の推定方式に対し、伝搬定数の拡張と、波源と受信機アンテナの指向性を追加し推定精度の向上を検討した。実験により、両者の効果により位置推定精度が向上することを示した。

本稿記載の実験は、総務省 SCOPE(受付番号 JP196000002)の外部開放型研究環境を利用して実施した。

参考文献

- 1) 清水 聡, 栗原 拓哉, 阿野 進, 矢野 一人, 鈴木 義規, 島崎 安徳, 須藤 浩章, 安永 毅, 西森 健太郎, “電波環境に対応した最適通信方式選択技術の研究概要”, 信学総大, B-17-4 (2019).
- 2) B. Wang, S. Zhou, W. Liu and Y. Mo, “Indoor Localization Based on Curve Fitting and Location Search Using Received Signal Strength”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **62**[1], 572-582 (2015).
- 3) Q. Wang, Z. Duan and X. R. Li, “Three-Dimensional Location Estimation Using Biased RSS Measurements”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, **56**[6], 4673-4688 (2020).
- 4) P. Zuo, T. Peng, H. Wu, K. You, H. Jing, W. Guo and W. Wang, “Directional Source Localization Based on RSS-AOA Combined Measurements”, *China Communication*, **17**[11], 181-193 (2020).
- 5) S. Shimizu, T. Kurihara, K. Yano and Y. Suzuki, “Location Estimation Method for Unknown Signal Source”, *IEICE Communications Express*, **9**[8], 389-393 (2020).