

複数の汎用ステレオプレイヤーを用いた モバイルデバイスの屋内測位方式

中村将成[†] 亀田洋志[†]

概要：屋内に設置した複数のスピーカを用いたモバイルデバイスの測位方式は、高い測位精度が得られる方式として知られている。しかし、全てのスピーカが高精度に時刻同期されている必要があるため、専用の再生機が必要となる。この代わりに複数の非同期な汎用ステレオプレイヤーを用いても測位は可能ではあるが、モバイルデバイスが移動した場合に移動に応じたバイアス誤差が生じるという課題がある。そこで本稿では、非同期追尾フィルタを用いたバイアス誤差の補正方式を提案する。提案方式では、過去の推定位置に基づいて算出した予測位置を用いることでバイアス誤差を低減する。シミュレーションによる評価を通して、提案方式によりバイアス誤差を低減できることを確認したため報告する。

Indoor Localization Using Multiple Stereo Speakers for Mobile Device

MASANARI NAKAMURA[†] HIROSHI KAMEDA[†]

1. はじめに

近年、スマートフォン等のモバイルデバイスの普及に伴い、モバイルデバイスを介した人の測位方式が広く研究されている [1]。屋内で測位を行う場合、GPS (Global Positioning System) の電波の受信が難しいため、GPS 以外の内蔵センサを用いた測位方式が注目されている。

屋内で高い精度が得られる測位方式として、屋内に設置した複数のスピーカから送信した信号をモバイルデバイス内蔵のマイクロフォンで受信し、各信号の受信時刻の差から位置を推定する方式が知られている [2] [3] [4] [5] [6] [7]。これらの方式では、各スピーカの信号の受信時刻の差からマイクロフォンが存在する位置を示す双曲面を算出し、双曲面の交点を求めることで測位を行う。このような測位方式では全てのスピーカの送信時刻が高精度に時刻同期されていることを前提としているが、これを可能とする多数のチャンネルをもつプレイヤーは用途が限られており、汎用のステレオプレイヤーと比べて高価である。

上記のプレイヤーの代わりに、複数の汎用ステレオプレイヤーを用いることを考える。ステレオプレイヤーでは左右のチャンネルの同期がとれており、2 台のスピーカから信号を同時に送信できる。そのためステレオスピーカ毎の受信時刻差を計算すればそれぞれの双曲面が求まり、全双曲面の交点を計算することでモバイルデバイスを測位できる。但し、各ステレオプレイヤーの送信時刻を一致させることはできないため、各ステレオプレイヤーの信号の受信

時刻差は非同期に観測される。よってモバイルデバイスが移動する場合、各ステレオスピーカの受信時刻差が異なる位置で観測されることがある。このとき、これらの受信時刻差から得た双曲面の交点は真の位置からずれるため、測位結果にバイアス誤差が生じる。

この課題に対し、本稿では非同期追尾を用いたバイアス誤差の補正方式を提案する。提案方式では、現在時刻に得た双曲面と、現在までに観測した双曲面の系列から予測される現在位置の範囲との交点を求める。これにより、モバイルデバイス移動時の観測位置のずれを補正し、バイアス誤差を低減する。

本稿の構成は次の通りである。2 章で従来方式の概要と課題について述べ、3 章でこの課題を解決する提案方式の詳細について説明する。4 章でシミュレーション評価により提案方式の有効性の評価を行い、5 章でまとめを述べる。

2. 関連研究

音響信号を用いたモバイルデバイスの測位方式は、モバイルデバイス内蔵スピーカから屋内のマイクロフォンへ信号を送信するもの [8]と、屋内のスピーカからモバイルデバイス内蔵のマイクロフォンへ信号を送信するもの [2] [3] [4] [5] [6] [7]に大別できる。測位対象のモバイルデバイスが複数ある場合は、前者の方式よりも後者の方式のほうが望ましいことが知られている [3]。以降では、モバイルデバイスから信号を送信する前者をアクティブ型、モバイルデバイスで信号を受信する後者をパッシブ型とよび、主に

[†] 三菱電機株式会社 情報技術総合研究所
Information Technology R&D Center, Mitsubishi Electric Corp.

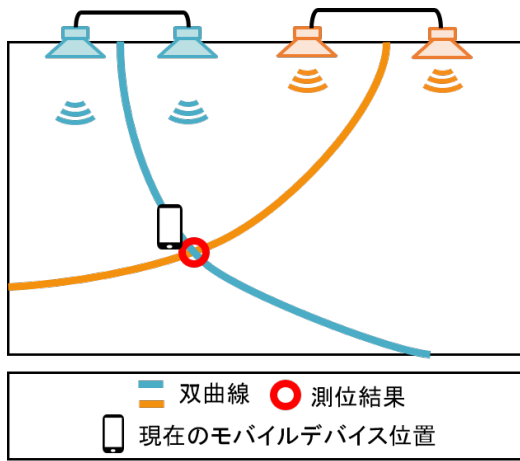


図 1 複数ユニットによる
モバイルデバイス静止時の測位

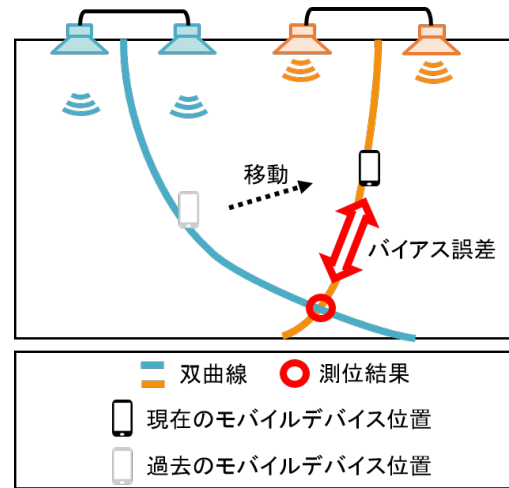


図 2 複数ユニットによる
モバイルデバイス移動時の測位

パッシブ型について述べる。

音響信号の受信時刻を用いる測位方式として、ToA (Time of Arrival) 方式と TDoA (Time Difference of Arrival) 方式が知られている。ToA 方式はスピーカとマイクロフォン間の距離を推定して測位する方式であり、一般に TDoA 方式よりも測位精度が高い。但し、スピーカとマイクロフォンが μ 秒オーダの高い精度で同期されていることを前提とするため、主に専用のデバイスを用いる方式 [9] [10] で用いられている。モバイルデバイスの内蔵マイクロフォンを用いる測位方式の場合、上記の高精度な時刻同期が困難であるため TDoA 方式による測位が一般的である。TDoA 方式では、複数のスピーカから同時に送信した信号をマイクロフォンで受信し、各信号の受信時刻の差から位置を求める。以降では、簡単のため 2 次元位置の場合について説明する。

スピーカ i の位置ベクトルを $\mathbf{r}_i = (x_i, y_i)$ 、時刻 t でのマイクロフォンの位置ベクトルを $\mathbf{r}(t)$ とおくと、スピーカ、マイクロフォンの位置と受信時刻の関係は次のようになる。

$$\begin{cases} d_{euc}(\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}(t_1)) - d_{euc}(\mathbf{r}_2 - \mathbf{r}(t_2)) = c \cdot (t_1 - t_2) \\ d_{euc}(\mathbf{r}_1 - \mathbf{r}(t_1)) - d_{euc}(\mathbf{r}_3 - \mathbf{r}(t_3)) = c \cdot (t_1 - t_3) \end{cases} \quad \dots(1)$$

ここで t_i ($i = 1, 2, 3$) はスピーカ i から送信された信号の受信時刻を、 c は音速を、 $d_{euc}(\cdot)$ はユークリッド距離を表している。式(1)の連立方程式をなす等式はそれぞれ、位置ベクトル $\mathbf{r}(t)$ をパラメータとする双曲線を表している。

モバイルデバイスが静止している場合、

$$\mathbf{r}(t_1) = \mathbf{r}(t_2) = \mathbf{r}(t_3) \quad \dots(2)$$

となるため、式(1)の連立方程式を解くことで、位置を求めることができる。一方で、モバイルデバイスが移動している場合、厳密には式(2)は成り立たないが、全てのスピーカから同時に信号を送信しているため、

$$\mathbf{r}(t_1) \approx \mathbf{r}(t_2) \approx \mathbf{r}(t_3) \quad \dots(3)$$

と近似できる。従って静止の場合と同様に位置を求めてもそのバイアス誤差は十分小さくなる。

上記の方式では、全スピーカから同時に信号を送信することを前提としているため、1 章で述べたように高価なプレイヤーが必要となる。そこで代わりに複数のステレオプレイヤーを用いることを考える。以降では、1 台のステレオプレイヤーとその左右のチャンネルに接続された 2 台のスピーカをまとめてユニットとよぶ。ユニット内でステレオをなす左右のチャンネルは同期されているが、ユニット間是非同期であるため、スピーカ、マイクロフォンの位置と受信時刻差の関係は式(4)のようになる。

$$\begin{cases} d_{euc}(\mathbf{r}_R^1 - \mathbf{r}(t_R^1)) - d_{euc}(\mathbf{r}_L^1 - \mathbf{r}(t_L^1)) = c \cdot (t_R^1 - t_L^1) \\ d_{euc}(\mathbf{r}_R^2 - \mathbf{r}(t_R^2)) - d_{euc}(\mathbf{r}_L^2 - \mathbf{r}(t_L^2)) = c \cdot (t_R^2 - t_L^2) \end{cases} \quad \dots(4)$$

\mathbf{r}_R^u 、 \mathbf{r}_L^u はユニット u ($u = 1, 2$) の右、左チャンネルに接続されたスピーカの位置を、 t_R^u 、 t_L^u はこれらのスピーカから送信された信号の受信時刻を表している。

モバイルデバイスが静止している場合、

$$\mathbf{r}(t_R^1) = \mathbf{r}(t_L^1) = \mathbf{r}(t_R^2) = \mathbf{r}(t_L^2) \quad \dots(5)$$

であるから、その位置は図 1 のようにバイアス誤差なく推定ができる。モバイルデバイスが移動している場合、ステレオスピーカの左右のチャンネルは同期されているため、

$$\mathbf{r}(t_R^1) \approx \mathbf{r}(t_L^1) \quad \dots(6)$$

$$\mathbf{r}(t_R^2) \approx \mathbf{r}(t_L^2) \quad \dots(7)$$

と近似できる。しかし、ユニット間是非同期であるから、ユニット毎の受信時刻差の観測時刻が大きく異なる場合、図 2 のように異なる位置で受信時刻差を観測することになる。このとき、双曲線の交点は真の位置からずれるため、図 2 のように測位結果にバイアス誤差が生じるという課題がある。

3 章では、上記のバイアス誤差を低減する非同期追尾方式を提案する。なお、文献 [11] ではアクティブ型の構成において、受信時刻差の観測時刻の差によるバイアス誤差を低減する方式が提案されている。提案方式はこの方式をパ

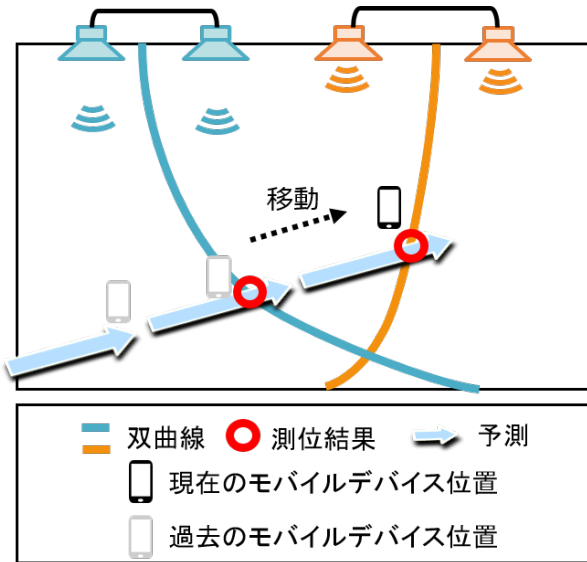


図 3 非同期追尾フィルタを用いた
バイアス誤差の低減

シップ型に応用することで、複数のステレオスピーカによる測位を可能とするものである。

3. 提案方式

3.1 システム構成

提案方式では、 N 個のユニットを屋内に設置し、各ユニットのステレオスピーカから信号を送信する。各ユニットの送信時刻の制御を行わない場合、多数のユニットの信号を同時にする場合があり、信号間の干渉により到来時間差の推定性能が劣化する。これを避けるために、Wi-Fi や Bluetooth 等の汎用な通信を介して送信時刻の制御を行い、各ユニットから順番に信号を送信する構成とする。

モバイルデバイスでは、上記のように送信された各ユニットの受信時刻差を観測する毎に、非同期追尾フィルタを実行し現在位置を推定する。非同期追尾フィルタとは、図 3 のように、観測した受信時刻差から求めた双曲線と予測位置との交点を求めることで図 2 のバイアス誤差を低減するものであり、3.2 節にてその詳細を説明する。

3.2 非同期追尾フィルタ

3.2.1 受信時刻差の観測モデル

非同期追尾フィルタでは測位対象の位置と速度を推定する。以降ではこれらをまとめて \mathbf{x} とおき、状態とよぶ。

$$\mathbf{x} = [x \ y \ \dot{x} \ \dot{y}]^{tr} \quad \dots(8)$$

ここで tr は転置を表している。測位対象の位置 \mathbf{r} と状態 \mathbf{x} の関係は、式(9)の観測行列 \mathbf{H} を用いて式(10)のように表せる。

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \dots(9)$$

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} \quad \dots(10)$$

非同期追尾フィルタでは、受信時刻差を入力単位とした逐次処理を行う。本稿では、この受信時刻差の観測時

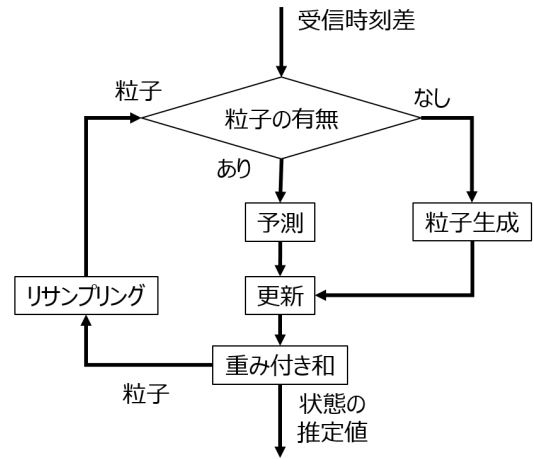


図 4 非同期追尾フィルタのフロー図

刻を、受信時刻差をなす 2 つの受信時刻のうち遅い方の時刻と定義する。また、観測開始から k 番目に観測した受信時刻差の観測時刻を t_k とおく。

時刻 t_k に受信したユニット u の受信時刻差の観測値 z_k^u について説明する。ユニット u のスピーカ R, L の信号の受信時刻の真値を t_R^u, t_L^u 、観測誤差を $n_{t_R}^u, n_{t_L}^u$ とすると、

$$\begin{aligned} z_k^u &= (t_R^u + n_{t_R}^u) - (t_L^u + n_{t_L}^u) \\ &= (t_R^u - t_L^u) + (n_{t_R}^u - n_{t_L}^u) \\ &= h^u(\mathbf{x}_k) + (n_{t_R}^u - n_{t_L}^u) \end{aligned} \quad \dots(11)$$

ここで \mathbf{x}_k は時刻 t_k での状態ベクトルを表す。 $h^u(\mathbf{x}_k)$ は式(4)より、

$$h^u(\mathbf{x}_k) = \frac{d_{euc}(\mathbf{r}_R^u - \mathbf{H}\mathbf{x}_k) - d_{euc}(\mathbf{r}_L^u - \mathbf{H}\mathbf{x}_k)}{c} \quad \dots(12)$$

である。観測誤差 $n_{t_R}^u, n_{t_L}^u$ は、平均 0、分散 $\sigma_{t_R}^2, \sigma_{t_L}^2$ の正規分布に従うとする。これらが独立であると仮定し、受信時刻差の観測誤差 n_k^u を次のようにおく。

$$n_k^u = n_{t_R}^u - n_{t_L}^u \quad \dots(13)$$

このとき正規分布の加法性から、 n_k^u は平均 0、分散 $\sigma_{t_R}^2 + \sigma_{t_L}^2$ の正規分布に従う。

3.2.2 運動モデル

モバイルデバイスの運動モデルとして、下記の等速直線運動モデルを用いる。

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F}(\Delta t_k)\mathbf{x}_{k-1} + \mathbf{\Gamma}\mathbf{w}_k \quad \dots(14)$$

$$\mathbf{x}_k = [x_k \ y_k \ \dot{x}_k \ \dot{y}_k]^{tr} \quad \dots(15)$$

$$\mathbf{F}(\Delta t_k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \Delta t_k & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \Delta t_k \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \dots(16)$$

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} \Delta t_k & 0 \\ 0 & \Delta t_k \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \dots(17)$$

$$\mathbf{w}_k = [w_k^x \ w_k^y]^{tr} \quad \dots(18)$$

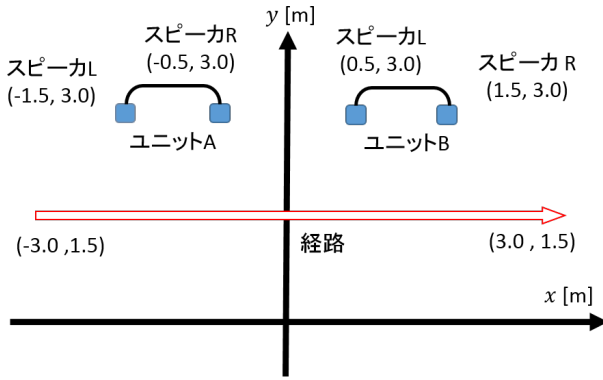


図 5 評価条件

$$\Delta t_k = (t_k - t_{k-1}) \quad \dots(19)$$

\mathbf{w}_k は運動モデルの曖昧性を表すベクトルであり、各要素は平均0、分散 σ_w^2 の正規分布に従う。

3.2.3 アルゴリズム

受信時刻差の観測値が入力されたときの状態の推定アルゴリズムについて述べる。アルゴリズムのフロー図を図4に示す。観測値が初めて入力された場合($k = 1$)、受信機の状態を表す粒子 \mathbf{x}_k^j と、各粒子の重み α_k^j をそれぞれ J 個用意する。このとき、各粒子の状態ベクトル $\mathbf{x}_k^j = [x_k^j \ y_k^j \ \dot{x}_k^j \ \dot{y}_k^j]^T$ の要素の値は一様乱数によって生成するものとし、各重みの値は $1/J$ とする。

過去に観測値の入力があり、すでに粒子とその重みがある場合($k \geq 2$)、各粒子において式(15)の運動モデルに基づき粒子毎に状態の予測を行う。

$$\mathbf{x}_k^j = \mathbf{F}(\Delta t_k)\mathbf{x}_{k-1}^j + \mathbf{\Gamma}\mathbf{w}_k \quad \dots(20)$$

続いて、入力された受信時刻差の観測値 z_k^u を用いて式(21)のように尤度を計算し、各粒子の重みに反映する。

$$p(z_k^u | \mathbf{x}_k^j) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(z_k^u - h^u(\mathbf{x}_k^j))^2}{2\sigma^2}\right) \quad \dots(21)$$

$$\alpha_k^j = p(z_k | \mathbf{x}_k^j) \quad \dots(22)$$

時刻 k での状態の推定値 $\hat{\mathbf{x}}_k$ は、上記で反映した重みを用いて、重み付き和により求める。

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \sum_{j=1}^J \alpha_k^j \cdot \mathbf{x}_k^j \quad \dots(23)$$

各粒子の重みを用いたリサンプリング [12]を行い、次の観測値が入力され次第、再び予測・更新・リサンプリング処理を行う。

4. シミュレーション評価

4.1 評価シナリオ

複数のユニットを用いて移動するモバイルデバイスを測位する場合の性能評価を行う。モバイルデバイスの移動経路と4台のスピーカの位置を図5に示す。図5の経路

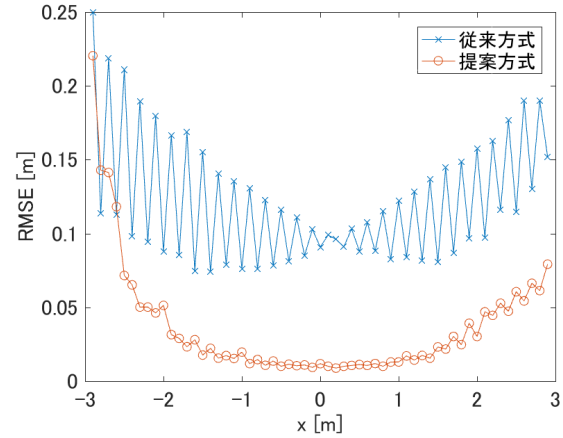


図 6 送信間隔 100 [ms]の場合の RMSE

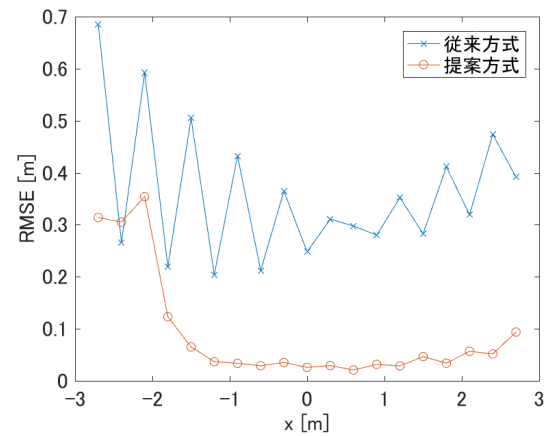


図 7 送信間隔 300 [ms]の場合の RMSE

においてモバイルデバイスは 1 [m/sec]で移動するものとし、1 個目の受信時刻差を移動開始位置で観測するものとした。

信号の送信間隔は、送信信号の信号長と、壁や天井で反射したマルチパス波の減衰を待つ時間によって決まる。送信信号について、振幅を十分大きく設定できる場合はその信号長を短く設定して所望の SNR (Signal-to-Noise Ratio) が得られるが、スピーカの性能や非可聴性の要求から振幅を大きくできない場合は、信号長を長くする必要がある。マルチパス波については、100 [ms]程度で十分に減衰することが知られている [5]。以上のことから本稿では、信号長が十分短い場合を想定した送信間隔100 [ms]と、信号長 200 [ms]を想定した送信間隔 300 [ms]の 2 通りで評価を行った。

受信時刻の観測誤差は式(24)に従うことが知られている [13]。

$$\sigma = \frac{1}{2\sqrt{\text{SNR}} \times B} \quad \dots(24)$$

式(24)において B は帯域幅を表す。本シミュレーションでは帯域幅を 1 [kHz]、SNR を 30 [dB]とし、式(13)、式(24)より受信時刻差の観測誤差を 3.16×10^{-5} [sec]とした。

本稿の評価において、従来方式では受信時刻差の観測値

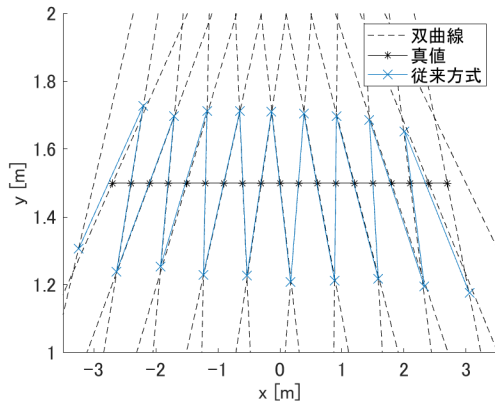


図 8 送信間隔 300 [ms] の場合の
従来方式の推定結果の一例

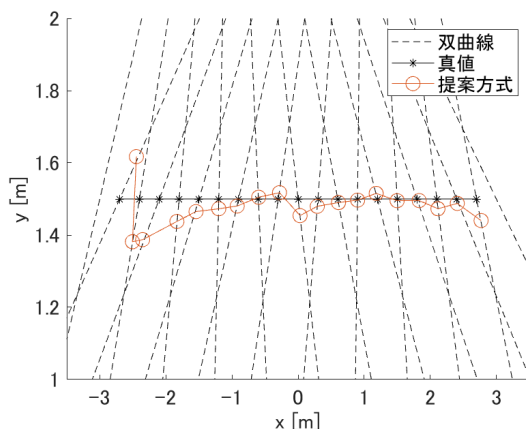


図 9 送信間隔 300 [ms] の場合の
提案方式の推定結果の一例

が入力される毎に、現在の観測値と 1 時刻前の観測値を用いて式(4)の連立方程式を数値的に解くことにより測位するものとする。提案方式の観測雑音、駆動雑音、粒子数はそれぞれ 3.16×10^{-5} [sec], 0.5 [m/sec], 5000 [個] に設定した。 $k = 1$ での状態の粒子 $[x_k^j \ y_k^j \ \dot{x}_k^j \ \dot{y}_k^j]'$ を生成する一様乱数の範囲はそれぞれ $[-3, 3]$, $[-1, 3]$, $[-1.5, 1.5]$, $[-1.5, 1.5]$ [m] とした。

測位性能の評価には、各時刻での RMSE (Root Mean Square Error)

$$\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N d_{euc}(\mathbf{r}_k^i - \bar{\mathbf{r}}_k)^2}{N}} \quad \dots (25)$$

を用いた。ここで、 $\bar{\mathbf{r}}_k$ は時刻 t_k での真の位置ベクトル、 \mathbf{r}_k^i は i 番目の試行で推定された時刻 t_k での位置ベクトル、 N は試行回数を表しており、本シミュレーションでは $N = 100$ とした。時刻 $k = 1$ では 2 次元位置が求まらないため評価対象外とした。

4.2 評価結果と考察

従来方式と提案方式の評価結果について、送信間隔が 100 [ms] の場合を図 6 に、300 [ms] の場合を図 7 に示す。

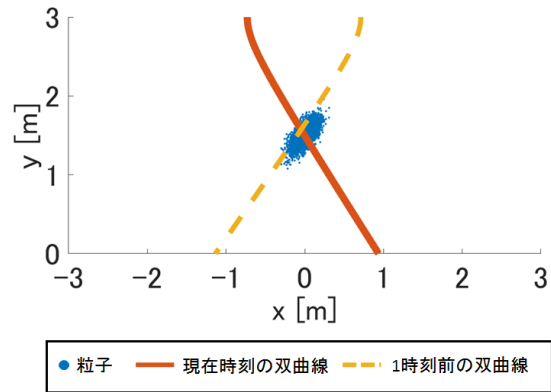


図 10 $x = 0$ [m] での予測後の粒子の様子

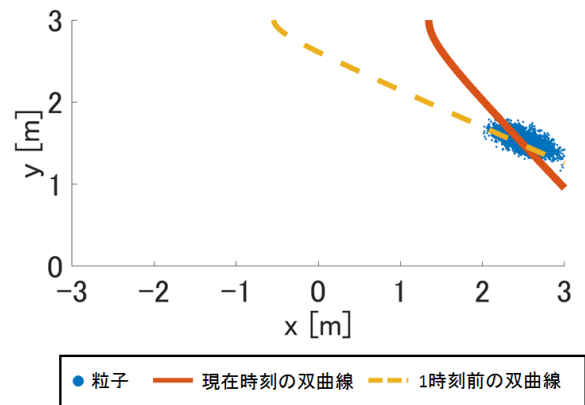


図 11 $x = 2.5$ [m] での予測後の粒子の様子

図 6, 図 7 において、どの位置での推定結果であるかを示すために、横軸は受信時刻差を観測した位置の真値の x の値とした。これらの図から提案方式は従来方式に比べ、送信間隔によらず RMSE が低減できていることがわかる。また、従来方式と提案方式のいずれにおいても、送信間隔が大きくなるほど RMSE は悪化するといえる。

送信間隔 300 [ms] の場合の受信時刻差の観測時刻毎の双曲線の真値と従来方式の推定結果の一例を図 8 に示す。図 8 より、従来方式の推定結果が双曲線の交点付近となっていることから、2 章で述べた移動によるバイアス誤差が生じていることがわかる。同一の条件での提案方式の推定結果の一例を図 9 に示す。この図から提案方式では、非同期追尾フィルタによりバイアス誤差を低減できていることがわかる。

図 6, 図 7 での提案方式の RMSE について、 $x = 0$ [m] 付近で最小となり、以降では悪化する傾向が見られる。この点について議論するために、送信間隔 300 [ms] の場合において真の位置が $x = 0, 2.5$ [m] であるときの予測後の粒子の様子を図 10, 図 11 に示す。各図において予測後の粒子は楕円状に広がっており、その長軸は 1 時刻前の双曲線に対して概ね平行となっている。これは予測後の粒子が、1 時刻前の双曲線に基づいてリサンプリングされたものを外挿

(式(20)) することにより生成されるためである。真の位置が $x = 0$ [m] のとき (図 10), 現在時刻の双曲線と楕円の短軸方向がおおむね平行となるため, 選択される粒子の範囲が狭くなり, 推定精度が高くなったものと考えられる。一方, 真の位置が $x = 2.5$ [m] の場合 (図 11), 現在時刻の双曲線は楕円の長軸方向と平行になるため, 選択される粒子の範囲は $x = 0$ [m] の場合と比べて相対的に広くなり, 推定精度が悪化したものと考えられる。

5. おわりに

本稿では, 複数の汎用ステレオスピーカを用いた測位システムを提案し, モバイルデバイス移動時に生じるバイアス誤差を補正する方式を示した。この方式についてシミュレーションによる定量的な評価を行い, バイアス誤差を低減できることを確認した。今後は実環境での性能評価実験を通して提案方式の性能改善を行う予定である。

引用文献

- [1] J. Xiao, Z. Zhou, Y. Yi and L. M. Ni, "A survey on wireless indoor localization from the device perspective," *ACM Computing Surveys*, vol. 49, no. 2, pp. 25:1-25:31 (2016).
- [2] P. Lazik and A. Rowe, "Indoor Pseudo-ranging of Mobile Devices Using Ultrasonic Chirps," *Proc. SenSys 2012*, pp. 99-112 (2012).
- [3] K. Liu, X. Liu and X. Li, "Guoguo: Enabling Fine-Grained Smartphone Localization via Acoustic Anchors," *IEEE Trans. on Mobile Computing*, vol. 15, no. 5, pp. 1144-1156 (2016).
- [4] F. J. Álvarez, T. Aguilera and R. L. Valcarce, "CDMA-based acoustic local positioning system for portable devices with multipath cancellation," *Digital Signal Processing*, vol. 62, pp. 38-51 (2017).
- [5] 中村将成, 秋山尚之, 杉本雅則, 橋爪宏達, "音響信号を用いたスマートフォンの高速・高精度屋内 3 次元位置認識手法," 情報処理学会論文誌, vol. 57, no. 11, pp. 2489-2500 (2016).
- [6] 村田翔太郎, 金田一将, 五百蔵重典, 田中博, "スペクトラム拡散を用いた複数音源の収容可能な高精度屋内測位の提案と検証," 測位航法学会論文誌, vol. 7, no. 1, pp. 1-10 (2016).
- [7] C. Sertatil, M. Altinkaya and K. Raoof, "A novel acoustic indoor localization system employing CDMA," *Digital Signal Processing*, vol. 22, no. 3, pp. 506-517 (2012).
- [8] F. Höflinger, R. Zhang, J. Hoppe, A. Bannoura, A. Reindl, J. Wendeberg, M. Buhner and C. Schindelbauer, "Acoustic Self-calibrating System for Indoor Smartphone Tracking (ASSIST)," *Proc. IEEE IPIN 2012*, pp. 1-9 (2012).
- [9] A. Harter, A. Hopper, P. Steggles, A. Ward and P. Webster, "The Anatomy of a Context-Aware Application," *Proc. ACM MobiCom 1999*, pp. 59-68 (1999).
- [10] N. Priyantha, A. Chakraborty and H. Balakrishnan, "The Cricket Location Support System," *Proc. ACM MobiCom 2000*, pp. 32-43 (2000).
- [11] 高林佑樹, 松崎貴史, 亀田洋志, 系正義, "複数センサ間の到来時間差/ドップラー周波数差を利用する非同期追尾フィルタ," 信学論 B, vols. J91-B, no. 12, pp. 1711-1724 (2008).
- [12] S. M. Arulampalam, S. Maskell, N. Gordon and T. Clapp, "A Tutorial on Particle Filters for Online Nonlinear/Non-Gaussian Bayesian Tracking," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 50, no. 2, pp. 174-188 (2002).
- [13] R. A. Mark, J. A. Scheer, W. A. Holm, *Principles of Modern Radar: Basic Principles*, SciTech Publishing (2010).