

音波によるスマートフォンの屋内3次元 位置認識における情報伝送手法の基礎検討

中村 将成^{1,a)} 秋山 尚之² 橋爪 宏達³ 杉本 雅則¹

概要：屋内に設置された複数のスピーカの音響信号をスマートフォン内蔵マイクロフォンで受信することでその3次元位置を求める測位手法では、スピーカの位置情報をもとにスマートフォンの位置を算出するため、スマートフォンにスピーカの位置情報を伝送する手段が必要となる。そこで本稿では、我々がこれまでに提案している3次元位置認識手法の測位用の信号に変調を施し、測位性能を損なわずにスピーカの位置情報を伝送する手法を提案し、シミュレーション実験を通してその有効性を確かめたので報告する。

1. はじめに

近年のスマートフォンの急激な普及に伴い、スマートフォンを対象とした屋内測位手法が広く研究されており、将来的には複合商業施設やオフィスビル等に屋内測位手法が導入されるものと考えられる。屋内測位手法としてWi-Fi等の電波を用いたものが知られているが、電波は壁や天井を透過するため、複合商業施設やオフィスビル等の複数の部屋をもつ屋内環境では、各部屋の測位信号が干渉して測位精度が低下すると考えられる。従って、このような環境では壁や天井を透過しない音響信号を用いた測位手法が好ましい。

音響信号を用いたスマートフォンの測位手法として、室内に設置されたスピーカから送信された音響信号をスマートフォン内蔵のマイクロフォンで受信し、その到来時刻を求めることで測位を行うものが挙げられる。この方式ではスマートフォンに特別な機器を追加する必要がない。

この方式で測位を行う場合、スマートフォンでその位置を計算するためには、各スピーカの位置情報が必要となる。スピーカの配置は部屋毎に異なると考えられるため、測位計算を行うためには、スマートフォンに部屋毎の各スピーカの位置情報を与える必要がある。

そこで本稿では、我々が提案している屋内3次元位置認識手法である周波数分割多重化位相一致法（Frequency

Division Multiplexing Phase Accordance Method : FDM-PAM) [1] の測位用の信号（以下では sync pattern とよぶ）に変調を施し、通信を行う方式を提案する。FDM-PAMでは sync pattern をなす周波数の異なる2つの搬送波の各位相の差から到来時刻を得る。提案方式では、各搬送波の位相の差を計算する際に変調の影響がキャンセルされるように情報の変調を行う。これにより測位性能に影響を与えずに、FDM-PAMに通信機能を付加することができる。

提案手法について、屋内での測位を模擬したシミュレーション実験を通して、その有効性を確認したので報告する。

2. 関連研究

The Bat system[2] は、ToA (Time of Arrival) 方式を用いた超音波位置認識システムである。屋内に多数の超音波受信機を取り付け、Bat と呼ばれる超音波送信機の位置を推定する。Cricket[3] では、屋内に送信機を設置し受信機の位置を推定する。このシステムは、AoA (Angle of Arrival) によりターゲットの角度を計測する Cricket Compass[4] に拡張されている。角度計測における 2π 周期のあいまい性回避のため、5つの超音波受信素子を受信機にL字型に実装している。

スマートフォンを含む市販のモバイルデバイスでは、送受信機間の高速かつ正確な時刻同期の実現は現時点では困難であるため、ToA方式による測位システムは難しく、TDoA (Time Difference of Arrival) 方式による位置認識が広く行われている。また、可聴高周波数帯域ではマイクロフォンとスピーカの周波数特性が悪化し、音圧レベルの不安定化あるいは低下が見られる。よって、[2]のような超音波位置認識システムと同等の測位性能の実現は難しい。

¹ 北海道大学
Hokkaido University

² 総合研究大学院大学
The Graduate University for Advanced Studies

³ 国立情報学研究所
National Institute of Informatics

a) masanari@main.ist.hokudai.ac.jp

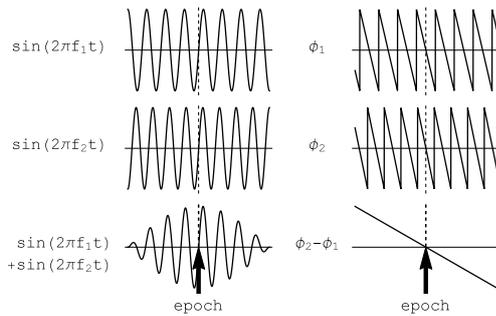


図 1 sync pattern と epoch
 Fig. 1 Sync pattern and epoch

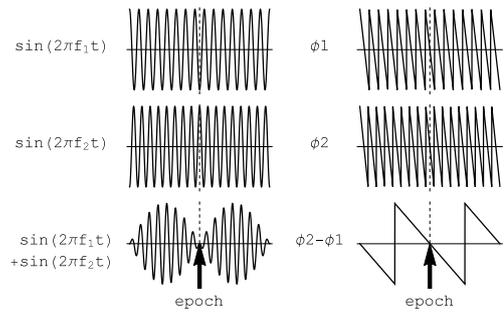


図 2 2 周期分の sync pattern と epoch
 Fig. 2 2 period sync pattern and epoch

Filonenko ら [5] は、数種類のモバイルデバイスの内蔵スピーカについて、17 kHz から 22 kHz の帯域の特性を調査している。WARLUS[6] では、サーバ PC から 21 kHz の超音波と Wi-Fi 信号を同時に送し、超音波と Wi-Fi 信号の受信時刻の時間差で PDA (Personal Digital Assistant) がサーバ PC と同じ部屋にあるか否かを判定する。また、Tarzia らによって提案されたシステム [7] では、acoustic background spectrum を部屋ごとの fingerprint として利用する。この fingerprint をモバイルデバイスで検知することで、どの部屋にいるのかを判定する。33 部屋を使って実験したところ、正答率は 69% と報告されている。Liu[8] らは、複数のアンカーノードを用いてスケラブルかつ低コストなスマートフォンの屋内測位システムを提案している。Rishabh[9] らは、音楽に重畳した擬似ランダム白色雑音を用いてスマートフォンの 2 次元位置計測を行った。ユーザに感知されにくくするため、振幅は十分に小さく比較的長い (10 秒) 信号を送信する。

音響信号による位置認識システムでは、周波数チャープ信号を使用する例が多い。チャープ信号で周波数スキャンを高速化すると FM (Frequency Modulation) による側波帯が生じ、信号の送受を困難にする。そのためチャープ信号を使用して高精度と短時間計測を同時に達成するのは難しい。ASSIST[10] は、スマートフォンからチャープ信号を送信し、TDoA 方式を用いて 2 次元位置を計算する。屋内に設置したマイクロフォンが利用できない時は、スマートフォン内蔵の加速度センサーとカルマンフィルターを用いて位置計測を行う。音響信号を用いる位置認識において、人が聞き取りにくい可聴高周波数帯域の信号を用いても、スピーカの過渡応答などによりノイズが聞こえる場合がある。Lazik[11] らはチャープ信号にフェードインとフェードアウトを施すことで、この問題を解決する方法を提案している。Liu[12] らは、Wi-Fi による位置情報とチャープ信号を用いた BeepBeep[13] によるスマートフォン間の距離情報を併用することで、位置認識精度を向上させている。

以上の手法には測位に必要な情報を伝送する機能は含まれていないため、測位計算を行う際に Wi-Fi 等を用いた通信を行うことを前提としているものと考えられる。一方

で、提案方式では測位計算に必要な情報を測位用の信号に載せて伝送できるため、測位システムが簡素になるという利点がある。

3. 提案手法

3.1 周波数分割多重化位相一致法 (FDM-PAM)

FDM-PAM に通信機能を付与する提案手法について説明するために、FDM-PAM について必要最低限の事項について述べる。FDM-PAM では、周波数の異なる 2 つの正弦波を重ね合わせたうなり (sync pattern, 図 1) を計測信号として用いる。sync pattern は式 (1) のように表せる。

$$a_1 \sin(\omega_1 t) + a_2 \sin(\omega_2 t) \quad \left(-\frac{T_s}{2} \leq t \leq \frac{T_s}{2}\right) \quad (1)$$

ここで T_s はうなりの周期で、 $T_s = 1/(\omega_2 - \omega_1)$ である。

2 つの搬送波の位相は sync pattern の中で高速に変化するが、その位相差は傾き $-2\pi/T_s$ で線形に変化する (図 2)。そしてその中心には位相差が 0 となる点 (epoch) が sync pattern 内に唯一存在する。この点を受信時刻基準として用いる。

sync pattern の受信時刻計算は次のように行う。まず、受信波形等を関数空間のベクトルとみなし、その内積を次式の積分で定義する。

$$\langle f(t), g(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) \overline{g(t)} dt \quad (2)$$

ただし、 $\overline{g(t)}$ は $g(t)$ の複素共役、積分時間 T は受信信号を切り出す矩形窓長である。信号の両端にはトランスジューサの過渡応答が含まれると考えられるため、信号長を矩形窓長の 2 倍に設定し、信号中心付近を切り出して計算に用いる。このときの sync pattern は次のように表される (図 2)。

$$a_1 \sin(\omega_1 t) + a_2 \sin(\omega_2 t) \quad (-T \leq t \leq T) \quad (3)$$

切り出しを行う矩形窓の中心の時刻は、受信信号と参照信号 (式 (3)) の畳み込み演算によって推定した受信時刻とする。矩形窓で切り出した信号は、畳み込み演算で推定した受信時刻の誤差 t_w を用いて、次のように表せる。

$$s(t) = a_1 \sin(\omega_1 t + \omega_1 t_w) + a_2 \sin(\omega_2 t + \omega_2 t_w) \quad (4)$$

但し、 t の値域は $-T/2 \leq t \leq T/2$ 、 t_w の値域は $-T/2 \leq t_w \leq T/2$ であるとする。この切り出した信号 $s(t)$ から t_w を得ることで、受信時刻の誤差を低減することができる。

切り出した信号 $s(t)$ と参照とする複素正弦波 $e^{j\omega_1 t}$ との内積は、

$$\begin{aligned} \langle s(t), e^{j\omega_1 t} \rangle = & \frac{1}{2j} (a_1 (e^{j\omega_1 t_w} - e^{-j\omega_1 t_w} \operatorname{sinc} \omega_1 T) \\ & + a_2 (e^{j\omega_2 t_w} \operatorname{sinc} \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} T - e^{-j\omega_2 t_w} \operatorname{sinc} \frac{\omega_2 + \omega_1}{2} T)) \end{aligned} \quad (5)$$

と計算される ($\operatorname{sinc} x = \sin x/x$ は標準化関数)。ここで、提案手法で用いる ω_1 、 ω_2 、 T は十分大きいので、

$$\operatorname{sinc} \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} T = 0 \quad (6)$$

と見なせる。また T を

$$\frac{\omega_2 - \omega_1}{2} T = n\pi \quad (7)$$

を満たすように設定すれば、式 (5) は

$$\langle s(t), e^{j\omega_1 t} \rangle = \frac{1}{2j} a_1 e^{j\omega_1 t_w} \quad (8)$$

となる。 $\langle s(t), e^{j\omega_2 t} \rangle$ も同様に計算され、

$$\langle s(t), e^{j\omega_2 t} \rangle = \frac{1}{2j} a_2 e^{j\omega_2 t_w} \quad (9)$$

となる。これらにより得られた位相 $\omega_1 t_w$ 、 $\omega_2 t_w$ を用いて、 t_w を以下のように計算できる。

$$t_w = \frac{\omega_2 t_w - \omega_1 t_w}{\omega_2 - \omega_1} \quad (10)$$

以上が FDM-PAM における受信時刻の計算方法である。

FDM-PAM では、位置計算を短時間でを行うために各スピーカに周波数帯域の異なる sync pattern を割り当て、全ての送信機から同時に送信する。受信機ではこれらの信号がほとんど同時に受信されるため、位置計算に必要な各信号の受信時刻を一度に得ることができる。本稿では文献 [1] での周波数特性調査実験に基づき、4つの送信機に以下のような角周波数からなる sync pattern を割り当てる。

- sync pattern A : $(\omega_1, \omega_2) = 2\pi(14.75, 15.25)$ kHz
- sync pattern B : $(\omega_3, \omega_4) = 2\pi(15.75, 16.25)$ kHz
- sync pattern C : $(\omega_5, \omega_6) = 2\pi(16.75, 17.25)$ kHz
- sync pattern D : $(\omega_7, \omega_8) = 2\pi(17.75, 18.25)$ kHz

FDM-PAM での受信信号を $s_8(t)$ 、sync pattern A, B, C, D の畳み込み演算による受信時刻の推定誤差をそれぞれ t_A 、 t_B 、 t_C 、 t_D とおくと、式 (8)、(9) は、

$$\begin{aligned} \langle s_8(t), e^{j\omega_1 t} \rangle &= \frac{1}{2j} a_1 e^{j\omega_1 t_A} \\ \langle s_8(t), e^{j\omega_2 t} \rangle &= \frac{1}{2j} a_2 e^{j\omega_2 t_A} \\ &\vdots \\ \langle s_8(t), e^{j\omega_8 t} \rangle &= \frac{1}{2j} a_8 e^{j\omega_8 t_D} \end{aligned} \quad (11)$$

となる。上記の計算 (11) から得られる位相値 $\omega_1 t_A$ 、 $\omega_2 t_A$ 、 \dots 、 $\omega_8 t_D$ を用いて、 t_A 、 t_B 、 t_C 、 t_D を以下のように計算する。

$$t_A = \frac{\omega_1 t_A - \omega_2 t_A}{\omega_1 - \omega_2} \quad t_B = \frac{\omega_3 t_B - \omega_4 t_B}{\omega_3 - \omega_4}$$

$$t_C = \frac{\omega_5 t_C - \omega_6 t_C}{\omega_5 - \omega_6} \quad t_D = \frac{\omega_7 t_D - \omega_8 t_D}{\omega_7 - \omega_8}$$

これにより得られた受信時刻をもとに TD0A 方式による測位を行い、スマートフォンの3次元位置を得る。

3.2 sync pattern を用いた情報伝送方式

以下で、sync pattern に変調を施すことで、測位性能を損なわずに sync pattern を通信用のシンボルとして用いる方法について述べる。提案手法では、情報の変復調方式として差動位相偏移変調 (Differential Phase Shift Keying : DPSK) 方式を用いる。DPSK 方式とは、 i 番目のシンボルの位相 θ_i と $i-1$ 番目のシンボルの位相 θ_{i-1} の差動位相 $\Delta\theta_i$ に情報を乗せる変調方式である。

$$\Delta\theta_i = \theta_i - \theta_{i-1} \quad (12)$$

提案手法における変復調は次のように行う。以下では、1シンボルあたり M 値に多値化するものとする。情報 j ($j = 0, 1, \dots, M-1$) の変調は、位相 θ_{i-1} に対して、 θ_i を

$$\theta_i = \theta_{i-1} + \frac{2\pi j}{M} \quad (13)$$

とすることによって行う。一方、復調は受信した i 、 $i-1$ 番目のシンボルの位相が ϕ_i 、 ϕ_{i-1} であるとき、その差動位相

$$\Delta\phi_i = \phi_i - \phi_{i-1} \quad (14)$$

について以下を満たす値 j を復調値とする。

$$\frac{2\pi j}{M} - \frac{2\pi}{2M} \leq \Delta\phi_i \leq \frac{2\pi j}{M} + \frac{2\pi}{2M} \quad (15)$$

提案手法を用いて i 番目のシンボルの位相 θ_i を伝送する場合、sync pattern をなす2つの搬送波に等量の位相偏移変調をかけた以下の信号を送信する。

$$s_i(t) = \sin(\omega_1 t + \theta_i) + \sin(\omega_2 t + \theta_i) \quad (-T \leq t \leq T) \quad (16)$$

受信側ではシンボルの搬送波の位相を計算し、シンボル間の位相の差分を求めて式 (15) に代入することで、情報を復調することができる。ここで、搬送波の位相値には測位用に計算した値を流用できるため、少ない演算量で復調を行うことが可能であるといえる。

送信信号として式 (16) を用いた場合の測位について述べる。このときの受信時刻の計算は

$$t_w = \frac{(\omega_2 t_w + \theta_i) - (\omega_1 t_w + \theta_i)}{\omega_2 - \omega_1} \quad (17)$$

$$= \frac{\omega_2 t_w - \omega_1 t_w}{\omega_2 - \omega_1} \quad (18)$$

表 1 スピーカの位置

Table 1 Position of speakers

speaker A	(0.0, 0.0, 0.04) [m]
speaker B	(1.5, 0.0, 0.04) [m]
speaker C	(0.0, 0.0, 1.54) [m]
speaker D	(0.0, 1.5, 0.04) [m]

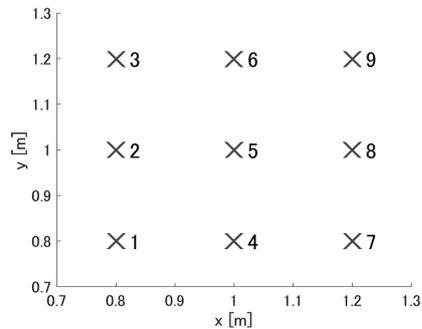


図 3 スマートフォンの受信位置

Fig. 3 Measured positions

となるため、式 (16) のような位相偏移変調を sync pattern に施しても、受信時刻計算に影響を及ぼさないことがわかる。

3.3 スピーカの位置情報の伝送

スピーカの位置情報の伝送に要する時間について検討する。以下ではスピーカの位置情報はそのスピーカから送信される sync pattern に載せるものとする。

4.2 節でのシミュレーション結果に基づき、シンボルの多値化数を 2^6 とすると、1 シンボルで表現できるビット数は 6 である。シンボルを毎秒 10 回送信する場合、1 秒あたりに送信可能なビット数は $6 \times 10 = 60$ ビットである。

スピーカの位置情報について、1 cm 以下の誤差は無視できるとする。このとき、センチメートルで表現されたスピーカの位置情報の整数部分のみを伝送すればよく、16 ビット (0 cm ~ 65535 cm) あれば十分であると考えられる。すると、 xyz 座標でのスピーカ 1 台の位置を表すビット数は、 $16 \times 3 = 48$ ビットである。以上より、提案方式を用いることでスピーカの位置情報を 1 秒以内にスマートフォンへ伝送できるといえる。

4. 評価実験

4.1 実験設定

提案方式の有効性を確認するために、屋内環境を模擬したシミュレーションによる測位性能と通信性能の評価を行った。評価実験において、スピーカの位置は表 1 のように設定した。スマートフォンの位置は図 3 の 9 点に設定した。各位置での z の値は 0.8 [m] とした。各位置で 100 回の sync pattern の受信を行い、FDM-PAM では測位を、提案方式では測位と復調を行った。サンプリングレートは

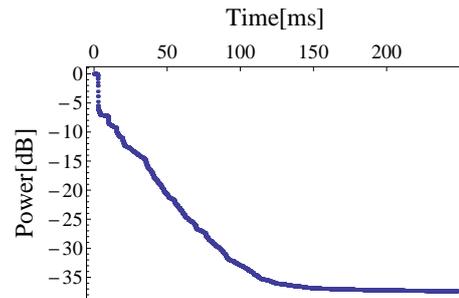


図 4 残響減衰曲線

Fig. 4 Reverberation decay curve

表 2 事前実験のシミュレーション結果

Table 2 Simulation result of preliminary experiment

	2^3	2^4	2^5	2^6	2^7	2^8
復調誤り数	0	0	0	0	1	456

48 kHz とした。

文献 [1] において、sync pattern の送信後 100 ms で残響が 30 dB 減衰し (図 4)、このときに測位の設計要求を満たすことがわかっている。この結果から本稿では、sync pattern の送信間隔を 100 ms とし、SNR は 30 dB に設定した。ノイズにはホワイトガウスノイズを用い、FDM-PAM と提案方式で同一のノイズデータを用いた。提案方式における多値化数は 8 とし、送信する値は一様乱数を用いて生成した。

測位結果の評価方法について説明する。ある計測位置 a での 100 個のデータを \mathbf{x}_j^a ($j = 1, 2, \dots, 100$)、その平均値を $\overline{\mathbf{x}}^a = \frac{1}{100} \sum_{j=1}^{100} \mathbf{x}_j^a$ 、真値を \mathbf{X}^a とおくと、系統誤差と偶然誤差を

- 系統誤差: $\|\mathbf{X}^a - \overline{\mathbf{x}}^a\|$
- 偶然誤差: $\sqrt{\frac{1}{100} \sum_{j=1}^{100} (\mathbf{x}_j^a - \overline{\mathbf{x}}^a)^2}$ (標準偏差)

のように定義する。 $\|\cdot\|$ はユークリッド距離を表している。本稿ではこの 2 つの誤差を用いて測位性能を評価する。

通信性能の評価方法について説明する。上記の実験設定では、多値化数を N とするとき $(100 - 1) \times N = 99N$ 個復調される。このうち、復調値が真値と異なるものを誤り復調数と呼ぶこととし、この値を用いて通信性能を評価する。

4.2 事前実験：シンボルの多値化数

上記の設定におけるシンボルの多値化数を決定するために、SNR が 30 dB の環境における多値化数と誤り復調数の関係を調べるシミュレーションを行った。シミュレーションでは、各 sync pattern の到来時刻が同一となる位置 (0.75, 0.75, 0.79) [m] において、多値化数毎に SNR が 30 dB のシンボルの受信を 2000 回行った。結果を表 2 に示す。この結果から、本稿での多値化数を 2^6 に設定した。

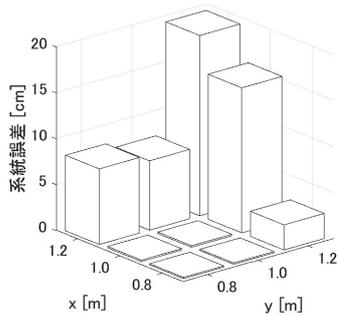


図 5 FDM-PAM の系統誤差

Fig. 5 Systematic error of FDM-PAM

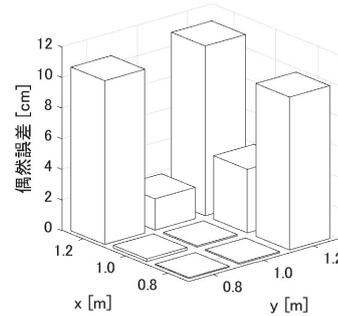


図 8 提案方式の偶然誤差

Fig. 8 Random error of proposal method

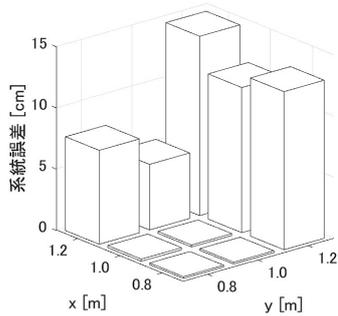


図 6 提案方式の系統誤差

Fig. 6 Systematic error of proposal method

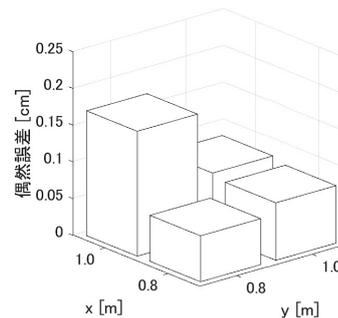


図 9 位置 1, 2, 4, 5 での提案方式の偶然誤差

Fig. 9 Random error of proposal method on 1, 2, 4, 5

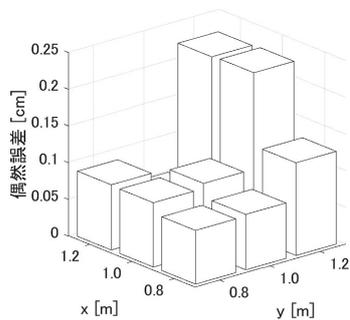


図 7 FDM-PAM の偶然誤差

Fig. 7 Random error of FDM-PAM

4.3 実験結果

実験結果の測位結果の誤差を図 5 から図 9 に、累積誤差関数 (CDF : Cumulative Distribution Function) を図 10, 11 に、復調誤り数を図 12 に示す. 図 5 と図 6 から、FDM-PAM と提案方式の系統誤差は同程度であるといえる. 図 7 と図 8 から、図 3 での位置 3, 6, 7, 8, 9 では FDM-PAM に比べ提案方式の偶然誤差が大きくなっている. 図 8 の位置 1, 2, 4, 5 のみを表示したものが図 9 のであり、図 7 を比較すると、位置 1, 2, 4, 5 での提案方式の偶然誤差は FDM-PAM と同程度であることがわかる. これらについて、図 10, 11 の CDF 図においても同様の傾向が確認できる. また、復調誤り数を表す図 12 について、位置 1, 2, 4, 5 での復調誤り数は 0 であった.

5. 考察

5.1 評価実験結果

評価実験での実験結果について、位置 3, 6, 7, 8, 9 における FDM-PAM に対する提案方式の偶然誤差悪化の原因と、位置 3, 6, 7, 8, 9 での復調誤りについて考察する.

まず、偶然誤差について考える. 各受信位置での 4 個の sync pattern の受信時刻を観察すると、位置 1, 2, 4, 5 では全ての sync pattern の組の受信時刻の差が 1 ms 以下であるのに対し、位置 3, 6, 7, 8, 9 では受信時刻の差が 1 ms 以上となる sync pattern の組が存在する. ここで矩形窓長が 2 ms, 信号長が 4 ms のときに、受信した 4 個の sync pattern に受信時刻の差が 1 ms 以上となる sync pattern の組が含まれていると、一方の sync pattern が他方の sync pattern に干渉することが文献 [1] でわかっている. 従って位置 3, 6, 7, 8, 9 においては、信号の重畳による sync pattern 間の干渉が生じているといえる. 提案方式ではシンボル毎に sync pattern に位相偏移変調を施しており、評価実験では変調する値を一様乱数としている. 従って、シンボル毎に干渉の大きさが変化するため、提案手法での受信時刻の精度が FDM-PAM よりも悪化し、位置 3, 6, 7, 8, 9 での偶然誤差が悪化したものと考えられる.

位置 3, 6, 7, 8, 9 における復調誤りの発生に関しても、上記の干渉によって説明できると考えられる.

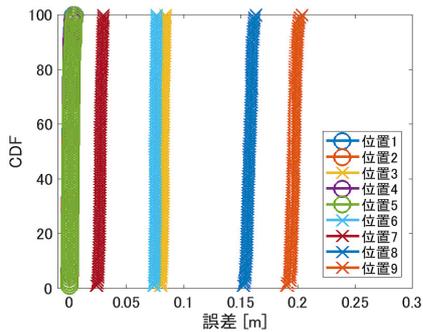


図 10 FDM-PAM の累積誤差関数

Fig. 10 Cumulative distribution function of FDM-PAM

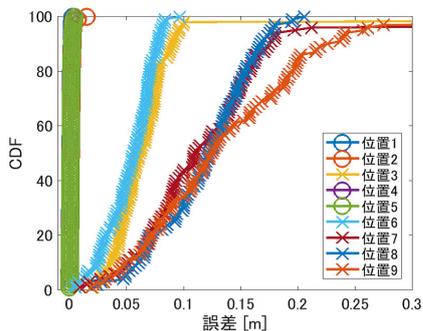


図 11 提案方式の累積誤差関数

Fig. 11 Cumulative distribution function of proposed method

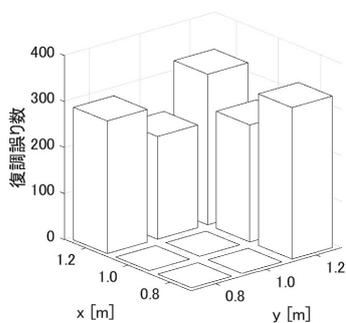


図 12 提案方式の復調誤り数

Fig. 12 The number of decode errors

6. むすび

本稿では、著者らが提案している高速・高精度 3 次元位置認識手法である FDM-PAM を拡張し、その測位性能を保ったまま通信機能を付加する手法を提案した。評価実験より、受信信号の到来時刻の差が一定以内に収まる受信位置では、FDM-PAM と同等の測位性能が得られ、かつスピーカの位置情報を 1 秒以内に伝送可能な通信性能が得られることを確認した。今後は実環境での性能評価実験を通して、提案手法の性能改善を行う予定である。

参考文献

- [1] 中村将成, 秋山尚之, 杉本雅則, 橋爪宏道: 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).
- [2] Ward, A., Jones, A. and Hopper, A.: A new location technique for the active office, *Personal Communications, IEEE*, Vol. 4, No. 5, pp. 42–47 (1997).
- [3] Priyantha, N. B., Chakraborty, A. and Balakrishnan, H.: The Cricket Location-support System, *Proceedings of the 6th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, MobiCom '00*, pp. 32–43 (2000).
- [4] Priyantha, N. B., Miu, A. K., Balakrishnan, H. and Teller, S.: The Cricket Compass for Context-aware Mobile Applications, *Proceedings of the 7th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, MobiCom '01*, pp. 1–14 (2001).
- [5] Filonenko, V., Cullen, C. and Carswell, J.: Investigating ultrasonic positioning on mobile phones, *Processings of the 2010 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, pp. 1–8 (2010).
- [6] Borriello, G., Liu, A., Offer, T., Palistrant, C. and Sharp, R.: WALRUS: Wireless Acoustic Location with Room-level Resolution Using Ultrasound, *Proceedings of the 3rd International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services, MobiSys '05*, pp. 191–203 (2005).
- [7] Tarzia, S. P., Dinda, P. A., Dick, R. P. and Memik, G.: Indoor Localization Without Infrastructure Using the Acoustic Background Spectrum, *Proceedings of the 9th International Conference on Mobile Systems, Applications, and Services, MobiSys '11*, pp. 155–168 (2011).
- [8] Liu, K., Liu, X. and Li, X.: Guoguo: Enabling Fine-Grained Smartphone Localization via Acoustic Anchors, *IEEE Transactions on Mobile Computing*, Vol. 15, No. 5, pp. 1144–1156 (2016).
- [9] Rishabh, I., Kimber, D. and Adcock, J.: Indoor localization using controlled ambient sounds, *Proceedings of the 2012 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, pp. 1–10 (2012).
- [10] Hoflinger, F., Zhang, R., Hoppe, J., Bannoura, A., Reindl, L., Wendeberg, J., Buhner, M. and Schindelhauser, C.: Acoustic Self-calibrating System for Indoor Smartphone Tracking (ASSIST), *Processings of the 2012 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, pp. 1–9 (2012).
- [11] Lazik, P. and Rowe, A.: Indoor Pseudo-ranging of Mobile Devices Using Ultrasonic Chirps, *Proceedings of the 10th ACM Conference on Embedded Network Sensor Systems, SenSys '12*, pp. 99–112 (2012).
- [12] Liu, H., Gan, Y., Yang, J., Sidhom, S., Wang, Y., Chen, Y. and Ye, F.: Push the Limit of WiFi Based Localization for Smartphones, *Proceedings of the 18th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, Mobicom '12*, pp. 305–316 (2012).
- [13] Peng, C., Shen, G., Zhang, Y., Li, Y. and Tan, K.: Beep-Beep: A High Accuracy Acoustic Ranging System Using COTS Mobile Devices, *Proceedings of the 5th International Conference on Embedded Networked Sensor Systems, SenSys '07*, pp. 1–14 (2007).